

50376
1993
364

50376
1993
364

THESE

présentée pour l'obtention du

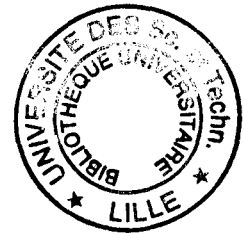
n° d'ordre 1237

DOCTORAT
DE L'UNIVERSITE DE LILLE 1

Discipline Electronique
Spécialité Hyperfréquences

par

François FOUQUET



**ETUDE ET REALISATION
D'UN AMPLIFICATEUR MONOLITHIQUE
HYPERFREQUENCE A ADAPTATION ACTIVE**

soutenue publiquement le 20 décembre 1993 devant la commission d'examen

E. CONSTANT
J.C. HENAU
C. RUMELHARD
J.L. GAUTIER
B. DELACRESSONNIERE
C. GUILLERMET
P. ROLLAND

Président
Rapporteur
Rapporteur
Directeur de Thèse

REMERCIEMENTS

A la veille de la fin d'un travail qui s'est étalé sur près de cinq années, je voudrais exprimer toute ma gratitude à ma femme Annick et à mon fils Guillaume qui ont dû, bien souvent, composer avec mon indisponibilité.

Je tiens à féliciter J.L.GAUTIER pour sa clairvoyance car il a su trouver ce thème de recherche, l'adaptation active, qui est resté d'actualité pendant les cinq années durant lesquelles j'ai mené simultanément mes activités d'enseignant à l'ESIGELEC et mes travaux de recherche.

Je voudrais aussi remercier la direction de l'ESIGELEC et plus particulièrement, Messieurs D.VALENTIN et C.GUILLERMET, pour la confiance dont elle a fait preuve à mon égard en me donnant les moyens de faire cette thèse.

Je tiens également à remercier P.BONHOMME pour son concours dans la réalisation de nombreux schémas illustrant cette thèse et D.HANS qui a toujours su trouver un moment pour faire des copies des n versions de ce document en " express ".

L'équipe Microondes de l'ENSEA reçoit aussi mes remerciements pour son soutien logistique sans lequel il m'aurait été difficile de présenter, dans ce document, des layouts et des résultats de mesures.

Et finalement, je conclurais en disant " MERCI " à tous mes collègues de l'ESIGELEC qui ont toujours su trouver le mot juste pour m'encourager.

NOTATIONS

La lettre " w " désigne la pulsation dans tout le rapport .

La lettre " W " désigne la longueur d'un doigt de grille pour les Mesfets.

SOMMAIRE

INTRODUCTION	p 9
CHAPITRE 1	p 13
MESFET ASGA ET AMPLIFICATION HYPERFREQUENCE MONOLITHIQUE TRES LARGE BANDE	
1-1 INTRODUCTION	p 13
1-2 LE MESFET ASGA	p 14
1-2-1 GENERALITES	p 14
1-2-2 FONCTIONNEMENT DU MESFET ASGA	p 14
1-2-3 LES SCHEMAS EQUIVALENTS	p 18
1-3 LA TECHNOLOGIE MMIC	p 22
1-3-1 CIRCUITS HYPERFREQUENCES ET FILIERES TECHNOLOGIQUES	p 22
1-3-2 INCONVENIENTS ET CONTRAINTES LIES A LA TECHNOLOGIE MMIC	p 24
1-3-3 CIRCUITS PASSIFS ET SCHEMAS EQUIVALENTS	p 27
1-4 AMPLIFICATION MMIC TRES LARGE BANDE	p 28
1-4-1 INTRODUCTION	p 28
1-4-2 L'ADAPTATION RESISTIVE	p 28
1-4-3 LA CONTRE-REACTION	p 31
1-4-4 L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE	p 34
1-4-5 QUELQUES MONTAGES PARTICULIERS	p 37
1-4-6 L'ADAPTATION ACTIVE	p 40
1-4-7 LA POLARISATION	p 41
1-5 LA STRUCTURE RETENUE	p 45
1-6 PREMIERES CONCLUSIONS	p 46

CHAPITRE 2	p 47
LE MONTAGE GRILLE COMMUNE EN REGIME PETIT SIGNAL	
2-1 INTRODUCTION	p 47
2-2 PERFORMANCES DU MESFET GRILLE COMMUNE SEUL	p 48
2-2-1 ADMITTANCE D'ENTREE DU MONTAGE GRILLE COMMUNE	p 48
2-2-2 COMPORTEMENT EN BASSES FREQUENCES	p 49
2-2-3 COMPORTEMENT A DES FREQUENCES ELEVEES	p 50
2-3 LE MONTAGE GRILLE COMMUNE ET SON ENVIRONNEMENT	p 59
2-3-1 ASSOCIATION GRILLE COMMUNE-SOURCE COMMUNE	p 59
2-3-2 ASSOCIATION GRILLE COMMUNE-SOURCE COMMUNE POLARISATION	p 64
2-4 LA SIMULATION COMPLETE	p 72
2-5 PERFORMANCES EN BRUIT	p 74
2-5-1 INTRODUCTION	p 74
2-5-2 NOTATIONS ET RESULTATS PRELIMINAIRES	p 75
2-5-3 PERFORMANCES EN BRUIT DU MONTAGE GRILLE COMMUNE	p 76
2-5-4 FACTEUR DE BRUIT DU MONTAGE GRILLE COMMUNE POLARISE	p 82
2-6 CONCLUSION	p 88
CHAPITRE 3	p 91
LE MONTAGE DRAIN COMMUN EN REGIME PETIT SIGNAL	
3-1 INTRODUCTION	p 91
3-2 PERFORMANCES DU MESFET DRAIN COMMUN SEUL	p 91
3-2-1 ADMITTANCE DE SORTIE DU MONTAGE DRAIN COMMUN	p 91
3-2-2 COMPORTEMENT EN BASSES FREQUENCES	p 93
3-2-3 COMPORTEMENT A DES FREQUENCES ELEVEES	p 94

3-3 LE DRAIN COMMUN ET SON ENVIRONNEMENT	p 96
3-4 STABILITE DU DRAIN COMMUN	p 100
3-5 LA SIMULATION COMPLETE	p 102
3-6 CONCLUSION	p 106
CHAPITRE 4	p 107
CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR COMPLET	
4-1 INTRODUCTION	p 107
4-2 STRUCTURE DES CELLULES INTER-ETAGES	p 108
4-2-1 INTRODUCTION	p 108
4-2-2 PREMIERE CELLULE	p 108
4-2-3 DEUXIEME CELLULE	p 116
4-2-4 CONCLUSION	p 121
4-3 LES ELEMENTS CRITIQUES	p 122
4-3-1 INTRODUCTION	p 122
4-3-2 CHOIX DES TRANSISTORS	p 123
4-3-3 LES CELLULES INTER-ETAGES	p 125
4-3-4 CONCLUSION	p 129
4-4 APPROCHE MMIC DE LA CONCEPTION	p 129
4-4-1 INTRODUCTION	p 129
4-4-2 LA TECHNOLOGIE MMIC GEC-MARCONI	p 131
4-4-3 SCHEMAS EQUIVALENTS DES ELEMENTS MMIC	p 131
4-4-4 LA SIMULATION COMPLETE	p 138
4-4-5 RENDEMENT DE FABRICATION	p 142

4-5	DESSIN DES MASQUES	p 143
	4-5-1 LES REGLES DE DESSIN	p 143
	4-5-2 LA CONFIGURATION RETENUE	p 143
4-6	SIMULATION DEFINITIVE	p 144
4-7	RESULTATS DES MESURES	p 147
	4-7-1 INTRODUCTION	p 147
	4-7-2 LE MATERIEL DE MESURE	p 153
	4-7-3 LES RESULTATS DE L'AMPLIFICATEUR COMPLET	p 154
	4-7-4 LES RESULTATS DES CIRCUITS SEPARES	p 156
4-8	CONCLUSIONS	p 187
CHAPITRE 5		p 189
	LE BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS	
5-1	INTRODUCTION	p 189
5-2	LE BRUIT DANS UN DIPOLE PASSIF	p 190
	5-2-1 LES REPRESENTATIONS CLASSIQUES	p 190
	5-2-2 NOTIONS D'ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT	p 191
5-3	LE BRUIT DANS UN QUADRIPOLE ACTIF	p 195
	5-3-1 LES REPRESENTATIONS CLASSIQUES	p 195
	5-3-2 QUADRIPOLE ACTIF ET ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT	p 197
	5-3-3 CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT	p 201
	5-3-4 EXPRESSIONS MATRICIELLES DES ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT	p 203
	5-3-5 CALCUL MATRICIEL DU FACTEUR DE BRUIT	p 204
	5-3-6 RELATIONS DE PASSAGE ENTRE ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT ET F_{MIN} , R_n et Γ_{SOPT}	p 206

5-4	LE BRUIT DANS UN MULTIPOLE PASSIF RECIPROQUE	p 208
5-4-1	INTRODUCTION	p 208
5-4-2	UN EXEMPLE	p 208
5-4-3	LE THEOREME DE BOSMA	p 210
5-5	ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT ET FET HEXAPOLE	p 211
5-5-1	NECESSITE DU MODELE HEXAPOLE	p 211
5-5-2	CALCULS DES ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT	p 213
5-6	CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT D'UN QUADRIPOLE DE TOPOLOGIE INTERNE QUELCONQUE	p 216
5-6-1	MATRICE S ET MATRICE DE CONNEXION	p 217
5-6-2	CALCUL DES PARAMETRES DE BRUIT F_{MIN} , R_n et Γ_{SOPT}	p 220
5-7	INTERET DE LA METHODE	p 221
5-8	LE LOGICIEL DE CALCUL	p 221
5-8-1	LA DESCRIPTION DU CIRCUIT	p 222
5-8-2	LE CALCUL	p 222
5-9	CONCLUSION	p 223
	CONCLUSION	p 225
	BIBLIOGRAPHIE	p 229
	BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION ET DU CHAPITRE 1	p 229
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2	p 232
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4	p 233
	BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5	p 234

INTRODUCTION

Ce document est la synthèse d'un travail qui a conduit à la réalisation d'un amplificateur hyperfréquence monolithique très large bande.

L'idée directrice de ce projet est l'adaptation active, elle repose sur l'utilisation d'un étage à transistor Mesfet en grille commune pour obtenir l'adaptation en entrée et pour l'adaptation en sortie, d'un étage à transistor Mesfet en drain commun.

Les motivations qui ont conduit à étudier une telle structure sont les suivantes :

- De plus en plus des amplificateurs monolithiques très large bande sont utilisés à cause de leur caractère universel et leur facilité de mise en oeuvre. En plus de leur application " bloc de gain ", il existe des domaines où leur très large bande est indispensable :
- Amplification après les composants optoélectroniques d'extrémité dans les systèmes de communications optiques
- Amplifications des signaux dans des systèmes de transmission de données très haut débit sur structure coaxiale.
- Amplifications de signaux dans des systèmes de contre-mesures.
- Les propriétés intrinsèques des montages grille commune et drain commun sont bien connues mais les exemples de réalisation d'amplificateurs utilisant ces structures sont peu courants. On peut néanmoins citer d'une part [**NIC85**] pour une étude sur le Mesfet AsGa en grille commune et [**EST82**] pour une application de ce montage et d'autre part [**GIA85**], [**AHL87**] et [**IMA92**] pour l'usage de montages drain commun en sortie d'amplificateurs MMIC large bande pour des applications des communications optiques à haut débit. De plus, aucune publication ne fait état d'une recherche systématique sur le comportement et les limitations en fréquence des montages grille commune et drain commun.

En ce qui concerne le cahier des charges complet de l'amplificateur, les objectifs qui ont guidé cette étude sont les suivants :

- Amplificateur à trois étages.

Cette configuration a été retenue car si les étages grille commune et drain commun permettent l'adaptation de l'amplificateur, le gain apporté par ces deux étages est faible comme nous le verrons. Il faut donc adjoindre à ces deux étages un étage de gain apporté par un montage source commune.

- Gain plat avec une ondulation de 1 dB.

Dans ce type d'amplificateur très large bande, l'ondulation est un facteur très important. En revanche pour le gain, sa valeur n'a pas été définie de manière rigide car très dépendante du choix de la largeur des transistors. Néanmoins un gain moyen de l'ordre de 10 dB constituait l'objectif initial à condition de ne pas nuire à l'ondulation.

- Très large bande.

La fréquence de coupure basse doit être la plus faible possible sans toutefois avoir recours à des capacités de liaison de taille trop importante qui nuiraient à la compacité et au rendement de fabrication du circuit. Une valeur raisonnable de cette fréquence de coupure basse se situe entre 200 MHz et 500 MHz.

En ce qui concerne la fréquence de coupure haute, l'objectif initial était d'environ 8 à 10 GHz sous réserve de respecter la contrainte sur l'ondulation. Il est à noter que cette fréquence de coupure haute est très dépendante du choix de la longueur de grille des transistors mais aussi de la technologie du fondeur par le biais des éléments parasites des dispositifs passifs.

- TOS inférieur à 2 en entrée et en sortie.

Cette contrainte fait partie des caractéristiques que doit posséder l'amplificateur au même titre que l'ondulation dans la bande. Comme nous le verrons ces valeurs peuvent être obtenues sur toute la bande en jouant sur la taille des transistors, sur la charge de drain pour l'étage grille commune d'entrée et sur l'impédance chargeant la grille de l'étage drain commun de sortie.

- Amplificateur complet.

Cet amplificateur doit pouvoir être utilisé comme un bloc de gain sans circuits ni composants externes autres que les alimentations continues des trois étages. Pour cette raison et compte tenu de l'objectif de fréquence de coupure basse, la polarisation des trois étages sera assurée par des dispositifs du type charge active.

Les principaux thèmes abordés dans ce rapport sont les suivants :

- Après une présentation du Mesfet AsGa du point de vue du fonctionnement en hyperfréquences et des schémas équivalents, les différentes topologies utilisées pour faire des amplificateurs hyperfréquences monolithiques très large bande seront exposées en s'appuyant sur des exemples significatifs de réalisations. La dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la définition de la topologie retenue pour l'amplificateur à adaptation active et à polarisation par charges actives; en particulier sur la façon d'égaliser le gain en utilisant des cellules d'adaptation entre les différents étages.
- Le deuxième thème abordé sera le comportement du montage grille commune en régime petit signal en mettant l'accent sur l'influence de l'environnement du montage compte tenu de la topologie retenue pour l'application finale. Le comportement en bruit du montage grille commune sera abordé dans cette partie.
- L'étude, dans les mêmes conditions, du montage drain commun sera abordée dans la troisième partie du rapport.
- L'amplificateur complet sera décrit dans la quatrième partie en tenant compte successivement :
 - Des caractéristiques des Mesfets disponibles chez le fondeur retenu, pour rechercher la topologie des cellules d'adaptation entre les différents étages du montage.
 - Des éléments parasites amenés par les éléments passifs des cellules inter-étages.
 - Des lignes de transmission reliant les différents éléments du montage après avoir réalisé le dessin des masques.
 - Dans la dernière partie de chapitre, les résultats de mesures sur les circuits issus du premier " run " en fonderie seront présentés et commentés.
- La cinquième partie du rapport sera consacrée à l'étude du comportement en bruit d'un dispositif complexe contenant des éléments actifs bruyants et des éléments passifs bruyants. Pour cela, le formalisme de la matrice de connexion et les ondes de puissance de bruit seront décrits en mettant l'accent sur les relations de passage avec les paramètres utilisés habituellement pour décrire le comportement en bruit d'un amplificateur et sur les avantages de ce formalisme.

CHAPITRE 1

MESFET ASGA ET AMPLIFICATION HYPERFREQUENCE MONOLITHIQUE TRES LARGE BANDE

1-1 INTRODUCTION

Le propos de ce chapitre est de préciser les notions fondamentales nécessaires pour mener à bien la conception d'un amplificateur hyperfréquence très large bande en technologie MMIC.

Tout d'abord une présentation du Mesfet AsGa sera faite dans le but de justifier le schéma équivalent qui sera utilisé ultérieurement. Dans cette partie, seul le comportement en régime petit signal du Mesfet AsGa sera abordé en excluant volontairement les aspects liés à une utilisation de ce transistor en régime fort signal qui ne correspondent pas à l'utilisation envisagée dans le cadre de cette étude. D'autre part, la description de composants actifs tels que les HBT et la famille des HEMT ne sera pas faite car ces dispositifs ne faisaient pas partie, lorsque cette étude a commencé, des produits couramment proposés par les fonderies pour des applications MMIC. Il a donc été décidé d'axer le travail sur l'utilisation de Mesfets. Il existe néanmoins des exemples de réalisations de circuits amplificateurs MMIC de faible complexité utilisant des HEMT.

La seconde partie du chapitre sera consacrée à la technologie MMIC en mettant l'accent sur les problèmes liés à la modélisation des composants et sur les méthodologies utilisées lors de la conception d'un circuit MMIC.

Ensuite, une présentation des différentes solutions techniques utilisées pour réaliser des amplificateurs très large bande fera l'objet de la troisième partie. Les problèmes liés à la polarisation de ces amplificateurs seront également abordés.

Finalement l'architecture générale de l'amplificateur à adaptation active et à polarisation par charges actives sera abordée dans la quatrième partie de ce chapitre.

1-2 LE MESFET ASGA

1-2-1 GENERALITES

Le transistor Mesfet AsGa est apparu au début des années 70; à cette époque les composants actifs les plus utilisés étaient :

- Les tubes à ondes progressives.
- Les diodes Gunn et Impatt.
- Le transistor bipolaire silicium.

Face aux composants semiconducteurs concurrents, le Mesfet AsGa a du mal à s'imposer, malgré un gain plus élevé et un facteur de bruit plus faible, à cause des dérives importantes de ses caractéristiques liées à une technologie de l'AsGa nouvelle et délicate à mettre en oeuvre.

Vers les années 76, la technologie ayant fait des progrès, ces problèmes commencent à disparaître grâce à une meilleure maîtrise de la fabrication du substrat, de l'élaboration des couches actives et de la passivation.

A partir de cette date, le Mesfet AsGa, ayant gagné en fiabilité, voit s'accroître sa part de marché dans les composants hyperfréquences et apparaît actuellement comme le composant le plus polyvalent dans la gamme de fréquence 2-30 GHz. Cette suprématie pourrait être remise en cause, à court ou moyen terme, par les HEMT qui lui sont supérieurs en bruit et en gain dans la bande 2-30 GHz et qui laissent entrevoir des applications MMIC jusqu'à 100 GHz.

Malgré la concurrence des composants sur Silicium jusqu'à 5 GHz, le Mesfet AsGa est le composant le plus utilisé, pour la gamme de fréquence 2 -30 GHz, dans des applications telles que l'amplification faible bruit, l'amplification de puissance, les oscillateurs et les mélangeurs.

Sa fiabilité actuelle lui permet d'être utilisé dans des domaines où cette fiabilité est essentielle comme les faisceaux hertziens et les transmissions satellites.

D'autre part, la réalisation de Mesfet à grille de 0.25 à 0.1 μm permet des utilisations haut débit telles que :

- Le traitement numérique du signal.
- Les transmissions par fibre optique.
- Les applications millimétriques.

1-2-2 FONCTIONNEMENT DU MESFET ASGA

La constitution habituelle d'un Mesfet AsGa, donnée sur la figure 1.1, est la suivante :

- Un substrat semi-isolant AsGa.

Idéalement, ce substrat devrait avoir uniquement un rôle mécanique, c'est à dire servir de support rigide au composant. Nous verrons plus tard que la qualité de ce substrat influence les performances du composant. Typiquement, l'épaisseur de ce substrat est de 200 à 400 μm .

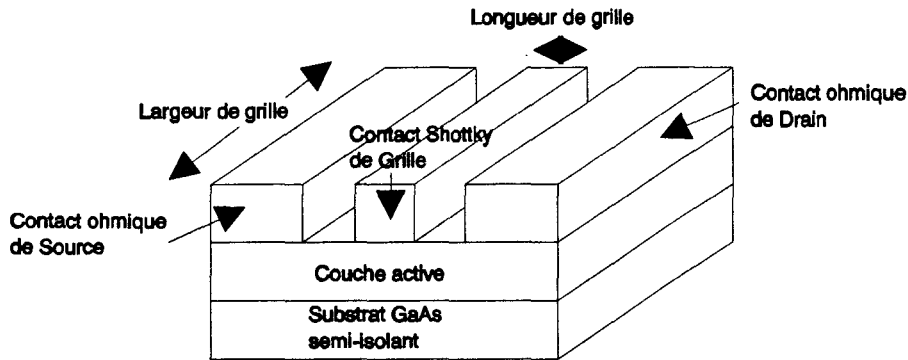


Figure 1.1- Topologie d'un Mesfet AsGa.

- Une couche active dopée.

Cette couche d'AsGa dopée entre quelques 10^{18} et quelques 10^{17} constitue la zone d'effet de champ proprement dite. Les qualités de cette zone en terme de pureté et d'arrangement cristallin sont essentielles pour les performances en gain et en bruit du Mesfet. L'épaisseur de cette couche est généralement de l'ordre de 0.1 à 0.2 μm . Les méthodes utilisables pour réaliser ces couches sont nombreuses (Epitaxie par jet moléculaire, Epitaxie en phase liquide, Epitaxie en phase gazeuse et Implantation ionique) et l'exposé de ces méthodes ainsi que de leurs mérites respectifs dépassent le cadre de cette présentation de la constitution d'un MESFET AsGa.

- Trois contacts métalliques.

Deux de ces contacts sont de type ohmique et représentent les contacts de source et de drain du Mesfet. Ils sont généralement obtenus par dépôt sur la couche active dopée N, après masquage, d'un eutectique Or-Germanium ou par dépôt métallique sur une couche surdopée N^+ . Le troisième est le contact de grille; il est de type Schottky. Il est obtenu par dépôt métallique après masquage. Deux types de technologies sont utilisés :

- Dépôt de Titane, Platine , Or.
- Dépôt d'Aluminium.

Dans les deux cas la réalisation de la grille est une étape critique car les applications actuelles demandent des grilles très courtes (0.1 à 0.25 μm) pour des fréquences de travail élevées et des résistances de métal de grille faibles pour minimiser le bruit. Pour satisfaire ces deux contraintes, des grilles en T ou en forme de champignon sont utilisées.

Les avantages intrinsèques de ce composant sont :

- La mobilité élevée de porteurs dans l'AsGa qui autorise des fonctionnements à des fréquences élevées.
- Le Mesfet est un composant unipolaire donc ses performances en fréquence sont limitées uniquement par le temps de transit des porteurs sous la grille et non pas par la durée de vie des minoritaires comme dans un transistor bipolaire Silicium.
- Le Mesfet est un composant planaire ce qui en facilite la fabrication.

Les limitations de ce composant sont les suivantes :

- Les procédés actuels de dépôt de grille ne permettent pas de descendre en dessous de $0.1\mu\text{m}$, ce qui, pour un MESFET travaillant au voisinage du pincement et ayant une couche active de $0.1\mu\text{m}$ d'épaisseur, donne une longueur de grille effective plutôt de l'ordre de $0.2\mu\text{m}$ que de $0.1\mu\text{m}$ à cause des effets de bord.

- La présence simultanée des porteurs et des dopants dans le canal ne permet pas à ces porteurs d'avoir une mobilité aussi importante que dans le matériau intrinsèque; on passe de $8500\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour le matériau pur à $4000\text{cm}^2\text{V}^{-1}\text{s}^{-1}$ pour un dopage de 10^{17} à 300°K .

Une coupe transversale du Mesfet AsGa est donnée sur la figure 1.2 et elle va nous permettre de décrire le fonctionnement de ce composant.

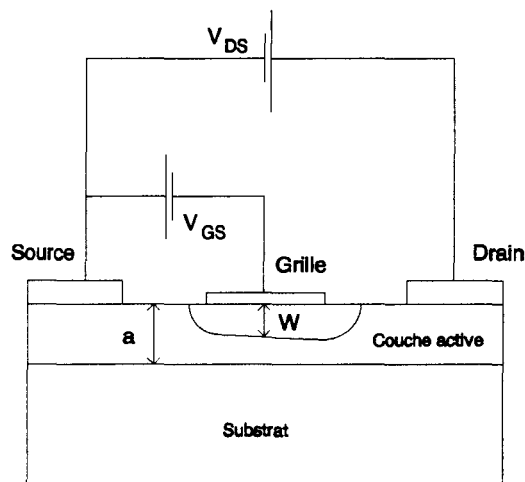


Figure 1.2 - Coupe transversale d'un Mesfet AsGa.

On note :

- La zone dépeuplée sous la grille est notée W .
- La hauteur de la couche active est notée a .
- N est la concentration en porteurs libres.
- Z est la largeur de grille.
- v_{dN} est la vitesse de dérive des électrons avec $v_{dN} = \mu_n(E) E$ où E est le champ électrique.
- q est la charge de l'électron.

Avec ces notations, le courant drain source I_{DS} est :

$$I_{DS} = q N Z y v_{dN} \quad (1.1)$$

Avec :

$$y = a - W$$

A partir de cette équation, on peut déterminer $I_{DS} = f(V_{GS}, V_{DS})$ les caractéristiques statiques du Mesfet AsGa.

Cette prédétermination des caractéristiques statiques pose quelques problèmes car :

- Le champ électrique n'est pas constant le long du canal à cause de la combinaison de V_{GS} et de V_{DS} . En fait le problème est bidimensionnel surtout si la grille est courte.
- La caractéristique mobilité / champ électrique de l'AsGa présente plusieurs zones.
- Le substrat participe à la conduction par le biais de l'injection des porteurs dans le substrat où ils peuvent être piégés à cause de défauts interfaciaux.
- Le Mesfet AsGa est le siège d'effets non-stationnaires si la grille est très courte car le temps de relaxation de l'énergie n'est plus négligeable devant le temps de transit sous la grille.
- Les effets de bord deviennent importants lorsque la longueur de grille est inférieure à $0.5 \mu\text{m}$.

A partir de ces constatations, il y a deux filières principales pour prévoir la caractéristique statique du Mesfet AsGa :

A- Les modèles analytiques.

Pour ces types de modèles, les hypothèses suivantes sont faites :

- Dans la zone désertée sous la grille, la composante E_x du champ électrique est prépondérante.
- La caractéristique mobilité/ champ électrique de l'AsGa est approximée en deux zones : une zone où la mobilité est constante et une zone où la vitesse est saturée. Pour cette zone de mobilité, certains modèles [**BOC80**] utilisent une expression analytique paramétrée en E_0 du type :

$$\mu(E) = \mu_0 / (1 + E / E_0)$$

- Le canal est découpé en deux zones : une zone où la mobilité est constante et une zone où la vitesse est saturée . De plus on considère que E_y est prépondérant dans le canal.

Ces modèles donnent des résultats suffisants si l'on cherche seulement une estimation de la caractéristique statique d'un Mesfet à grille micronique; les résultats peuvent être affinés, dans le cas d'une grille submicronique, en jouant sur le paramétrage de la mobilité pour inclure de façon approchée les effets non stationnaires.

B- Les modèles numériques.

Ils peuvent être décomposés en deux groupes [**CAR80**] :

- Les modèles de type Monte Carlo.

Ils reposent sur l'observation de l'évolution des positions représentatives des porteurs en tenant compte, d'une part des interactions aléatoires entre ces porteurs et le cristal et d'autre part de l'influence déterministe du champ électrique. L'équation de Poisson est ensuite résolue, de façon bi-dimensionnelle, en utilisant les conditions aux limites données par les tensions appliquées sur les électrodes du Mesfet. Connaissant la cartographie bi-dimensionnelle du champ électrique, on peut déduire la vitesse des porteurs, leurs énergies et la concentration en porteurs; ce qui donne accès au courant $I_{DS} = f (V_{GS}, V_{DS})$.

Les avantages de ces modèles sont leur précision et leur possibilité de simuler tous les transistors à effet de champ.

L'inconvénient de ces modèles est le temps de calcul très long qui les rend pour l'instant inutilisable pour l'étude dynamique du Mesfet.

- Les modèles basés sur la résolution des équations hydrodynamiques des semiconducteurs. Cette résolution peut être bi ou unidimensionnelle; les résultats étant plus précis avec une simulation bidimensionnelle au détriment du temps de calcul. La différence avec les méthodes de type Monte Carlo vient du fait que l'on ne raisonne plus sur des porteurs ayant chacun des caractéristiques propres du fait du caractère aléatoire des interactions cristal/porteur mais sur une population ayant des caractéristiques moyennes déterminées par l'énergie moyenne totale des électrons

1-2-3 LES SCHEMAS EQUIVALENTS

Ces différents modèles analytiques ou numériques du Mesfet ne sont pas, pour l'instant, utilisables dans des logiciels de CAO destinés à concevoir des circuits hyperfréquences complexes. On utilise pour ce type d'applications des modèles de type schéma équivalent qui sont déduits de mesures et/ou des modèles décrits plus haut.

Ces schémas équivalents présentent l'inconvénient d'être dépendants du point de fonctionnement du composant, de la température et leur domaine de validité en fréquence doit être précisé; néanmoins c'est avec ce type de modèle que nous décrivons le fonctionnement hyperfréquence petit signal des Mesfets AsGa utilisés pour réaliser l'amplificateur faisant l'objet de cette étude.

Pour décrire un Mesfet en terme de schéma équivalent petit signal, il y a deux approches possibles:

- Le schéma équivalent à éléments localisés donné sur la figure 1.3.

- Le schéma équivalent incluant les effets de propagation de long des électrodes donné sur la figure 1.4. Il s'agit d'un schéma équivalent obtenu en découpant le Mesfet en tranches élémentaires d'épaisseur dx suivant l'axe du doigt de grille et en modélisant, comme des lignes de transmission, le ruban métallique de grille et celui de drain.

Pour des applications à des fréquences inférieures à 20 GHz et pour des Mesfets ayant des longueurs de doigts de grille de l'ordre de quelques centaines de microns, l'approche éléments localisés est suffisante pour décrire le comportement petit signal

du Mesfet [MON89]; des différences sensibles apparaissent pour des largeurs de grille de l'ordre de 400 μm .

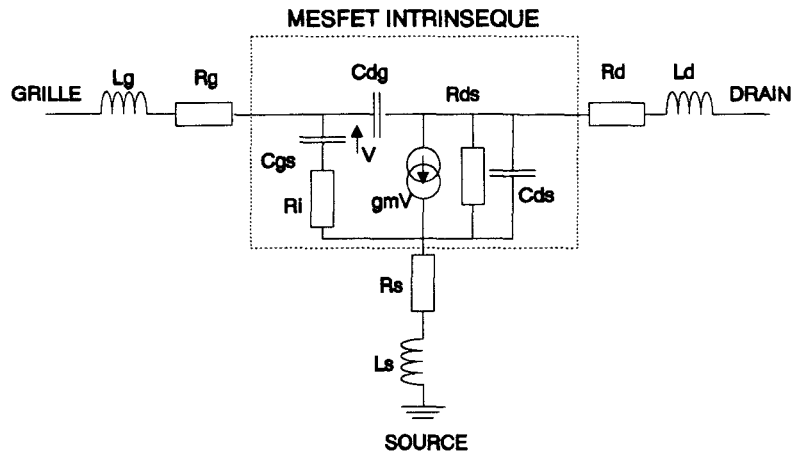


Figure 1.3- Schéma équivalent d'un Mesfet, approche éléments localisés.

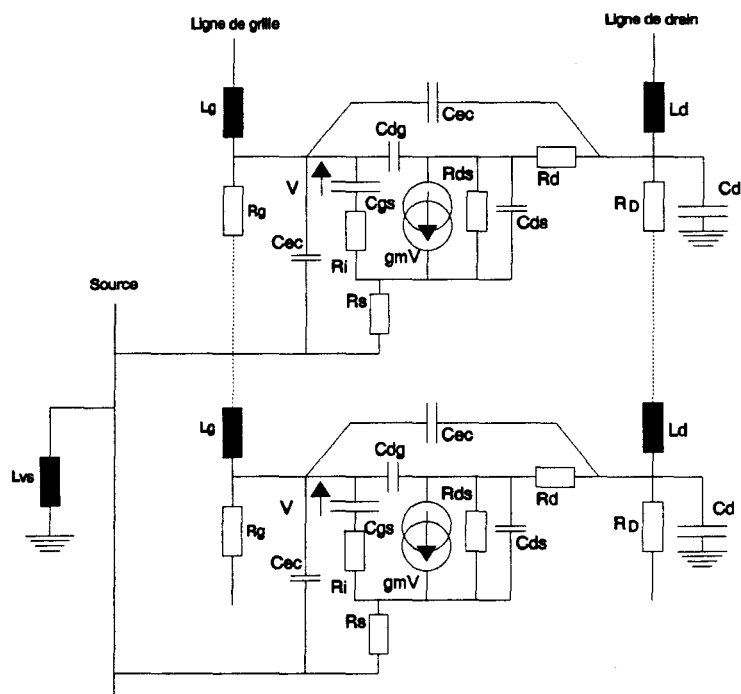


Figure 1.4- Schéma équivalent d'un Mesfet, approche distribuée.

Ces modèles sont obtenus en faisant coïncider, par simulation, d'une part un schéma équivalent obtenu en raisonnant sur la topologie et le fonctionnement du Mesfet et d'autre part des mesures sur ces Mesfets en ayant pris soin d'en extraire, par des méthodes d'épluchage les performances du transistor seul.

En se référant au modèle de la figure 1.3, on peut distinguer deux parties dans le schéma équivalent du Mesfet :

- Le composant intrinsèque. Cela correspond aux éléments qui sont indissociables du fonctionnement propre du Mesfet et qui sont localisés dans la zone active du transistor sous la grille. Font partie de cette catégorie :

- g_m la transconductance qui traduit l'effet de champ; à ce terme on associe le temps de transit sous la grille.

- C_{gs} qui est la capacité résultant de la zone déplétée sous la grille.

- R_i qui résulte de la nature distribuée du canal sous la grille suivant l'axe source-drain.

- g_{ds} la conductance drain-source traduit l'existence de porteurs dans le substrat semi-isolant.

- C_{gd} la capacité grille-drain qui tient compte des effets réactifs entre ces deux électrodes et d'une partie de la zone déplétée entre la grille et le drain.

- C_{ds} la capacité drain-source qui résulte du couplage entre les électrodes de drain et de source par le substrat.

- Les éléments extrinsèques qui sont des éléments parasites découlant de la technologie et des solutions utilisées pour accéder aux électrodes du composant. Font partie de cette catégorie :

- R_g , R_d et R_s qui sont les résistances d'accès comprises entre les plots de connexion du Mesfet et la zone active du composant. R_g est due à la métallisation de grille; R_d et R_s sont dues aux métallisations et aux parties semiconductrices non actives du transistor.

- C_{pg} et C_{pd} qui sont les capacités existant entre les plots de connexion, de grille et de drain, et la face arrière métallisée du composant.

- L_g et L_d qui sont dues aux lignes de connexion du composant. L_s est l'inductance associée au trou de traversée reliant généralement la source à la face arrière métallisée du composant constituant le plan de masse.

Il faut remarquer que ce schéma équivalent n'est qu'un modèle comportemental du Mesfet dont on peut envisager certaines variantes par rapport au modèle de la figure 1.3 comme par exemple la localisation de C_{ds} connectée parfois entre R_d et L_d d'un côté et entre R_s et L_s de l'autre comme indiqué sur la figure 1.5.

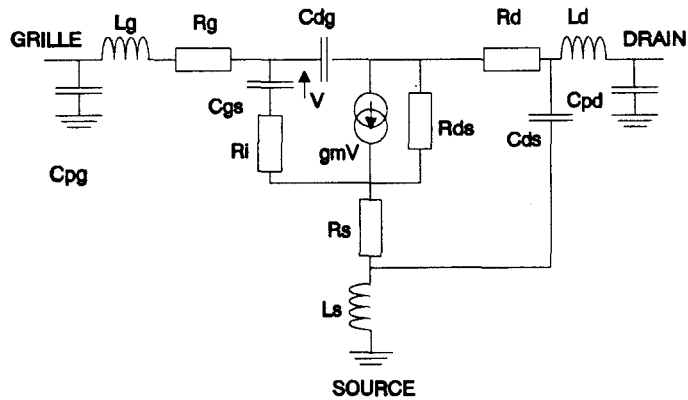


Figure 1.5- Schéma équivalent d'un Mesfet AsGa, autre représentation.

Ce modèle est utilisé pour des Mesfets discrets. Pour des applications MMIC le modèle retenu est celui de la figure 1.6 où les capacités de plots ont disparu car les connexions sont effectuées directement sur les électrodes du composant et non ramenées sur des plots de connexions. Les dispositifs de connexions (lignes d'accès, trous de traversée) devront, dans une simulation, être considérés comme des éléments extérieurs au Mesfet.

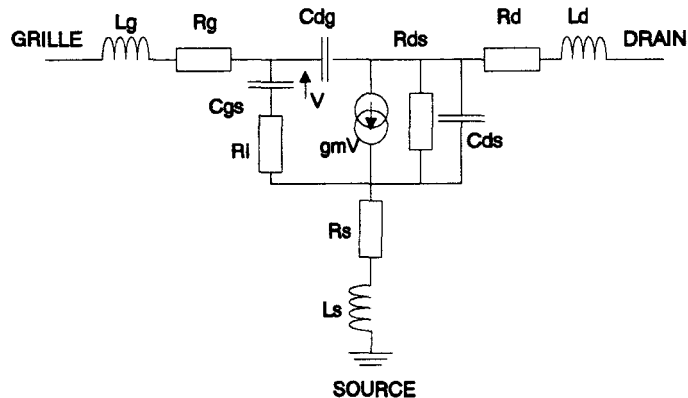


Figure 1.6- Schéma équivalent d'un Mesfet AsGa, pour application MMIC.

Le schéma équivalent d'un Mesfet pour des applications MMIC présente l'avantage d'être paramétrable par la largeur de grille Z . En effet, sous réserve de vérifier les conditions énoncées ci-dessous, on peut montrer qu'il existe un facteur d'échelle entre les schémas équivalents petit signal de deux Mesfets qui diffèrent par la longueur de leurs doigts de grille.

Les conditions à vérifier sont :

- Même fondeur et même technologie (épaisseur et dopage des couches).
- Même topologie (nombre de doigts et longueur de grille).
- Les doigts de grille doivent être suffisamment courts pour pouvoir négliger les effets de propagation sur les électrodes.
- Les doigts de grille doivent être suffisamment longs pour pouvoir négliger les effets de bord aux extrémités des différentes électrodes.

- Même point de polarisation.

En pratique, les résultats sont suffisamment précis, compte tenu des dispersions d'un composant à l'autre, pour des longueurs de doigt de grille allant de 25 à 200 μm .

1-3 LA TECHNOLOGIE MMIC

1-3-1 CIRCUITS HYPERFREQUENCES ET FILIERES TECHNOLOGIQUES

Lors de l'apparition des composants à l'état solide utilisables en hyperfréquences, les fonctions nécessaires ont été réalisées en reportant ces composants et éventuellement des composants passifs discrets sur des substrats isolants (par exemple l'Alumine). Sur ces diélectriques étaient aussi réalisées les lignes de transmission servant pour les accès, pour les dispositifs d'adaptation et pour la polarisation; c'est la technologie MIC (microwave integrated circuits) appelée aussi hybride.

Cette technologie présente de nombreux avantages parmi lesquels :

- Possibilité de trier les composants ou de les changer.
- Possibilité de régler le circuit en ajustant par exemple la longueur d'un stub.
- Facilité de réalisation d'un prototype; il suffit de dessiner le masque de la partie ligne et de graver une alumine.

En contre partie, les inconvénients de cette technologie sont :

- La maîtrise des éléments parasites amenés par les fils de connexions des éléments actifs et ou passifs reportés sur le substrat.
- L'encombrement des fonctions ainsi réalisées, car les circuits doivent être de taille suffisante pour être manipulés et cablés.
- La difficulté de faire des séries importantes en terme de reproductibilité avant ajustement et surtout de coût.
- La difficulté de réaliser des fonctions complexes utilisant plus d'une dizaine de transistors.

Ces limitations ont conduit à rechercher une technologie permettant de réaliser, sur un substrat isolant unique, tous les composants nécessaires à l'obtention d'une fonction hyperfréquence complète. C'est ainsi qu'est apparue la technologie MMIC (microwave monolithic integrated circuit) vers le milieu des années 70; en 1976 la société PLESSEY [PUC85] a réalisé un amplificateur monolithique en bande X. Depuis, de nombreux amplificateurs large-bande, oscillateurs accordables ou non, mélangeurs, commutateurs et des circuits plus complexes comme des têtes de réception hyperfréquences ont été réalisés en technologie MMIC.

Pour réaliser ces circuits monolithiques fonctionnant jusqu'au millimétrique, l'AsGa est le matériau qui a été retenu pour les raisons suivantes :

- Une grande résistivité du matériau non dopé; l'AsGa non dopé est un semi-isolant facilitant la réalisation de lignes de transmission.

- Une faible résistivité du matériau dopé (0.02 Ohms.cm contre 0.08 Ohms.cm pour le Silicium).
- Une constante diélectrique élevée (12.8 contre 9.7 pour l'Alumine) qui permet aussi de travailler en constantes réparties avec un encombrement faible bien que la vocation des MMIC soit plutôt le raisonnement en terme d'éléments localisés lorsque l'on conçoit des circuits devant fonctionner à des fréquences inférieures au millimétrique. On peut noter que cette constante diélectrique élevée se traduira par des contraintes importantes sur les tolérances des largeurs et des longueurs des lignes de transmission.
- Une conductivité thermique qui autorise la réalisation des circuits de puissance bien qu'elle soit plus faible que celle du Silicium (voir tableau 1.1)

Matériau	Conductivité thermique en $W\ cm^{-1}\ K^{-1}$
AsGa	0.46
Silicium	1.5
Alumine	0.24

Tableau 1.1- Conductivité thermique de différents matériaux utilisés pour réaliser des circuits intégrés.

- Une mobilité, à champ faible, des électrons plus élevée que pour le Silicium qui permet la réalisation de circuits fonctionnant à des fréquences élevées avec des valeurs de polarisation faible et donc une puissance dissipée plus faible.
- Une technologie, à l'heure actuelle, bien maîtrisée.

D'autre part, la technologie monolithique possède intrinsèquement les avantages suivants :

- Possibilité de faire des fonctions complexes.
- Gain en poids et en encombrement sur les fonctions ainsi réalisées.
- Réduction des coûts unitaires pour des séries importantes.

Les composants classiquement disponibles en technologie MMIC sont :

- Les Mesfets AsGa.
- Les diodes Schottky.
- Les résistances obtenues par dépôt d'un ruban NiCr par exemple sur de l'AsGa semi-insolant ou par gravure dans une couche d'AsGa dopé.
- Les capacités MIM (Métal Isolant Métal) et interdigitées.
- Les selfs spirales et les transformateurs pour lesquels des ponts à air ou à diélectrique sont nécessaires pour accéder aux deux extrémités du ruban.

- Les trous de traversée pour passer d'un niveau de métallisation à un autre ou à la face inférieure du substrat.

Nous reviendrons sur la constitution et la topologie de ces éléments lors de la présentation des schémas équivalents de ces composants.

Il existe actuellement deux autres filières technologiques pour réaliser des circuits hyperfréquences :

- La filière monolithique sur Silicium qui a l'avantage de bénéficier de la technologie du Silicium qui est parfaitement maîtrisée et du grand nombre de sites de production. En contre partie, avec les transistors bipolaires actuels, on ne peut réaliser des circuits que jusqu'à 6 GHz environ.
- La filière MMIC (microwave hybrid monolithic integrated circuit) qui correspond à l'utilisation conjointe de la technologie hybride et de la technologie monolithique. Cela revient à faire des fonctions de complexité raisonnable en monolithique et à reporter les puces ainsi obtenues sur un substrat isolant commun en y ajoutant des éléments d'interconnexions et éventuellement des éléments de réglage. Nous aurons l'occasion de revenir sur l'intérêt de cette filière.

1-3-2 INCONVENIENTS ET CONTRAINTES LIES A LA TECHNOLOGIE MMIC

Les avantages de la technologie MMIC s'accompagnent d'un certains nombres d'inconvénients parmi lesquels on peut citer :

- L'impossibilité de changer un composant défectueux ou n'ayant pas exactement les caractéristiques espérées ce qui implique d'avoir une approche statistique des composants au niveau des performances. Il faudra donc disposer d'informations sur la dispersion des schémas équivalents des composants et sur leurs rendements de process [RUM89]. Cela implique aussi de privilégier la stabilité des performances vis à vis des dispersions des composants plutôt que de réaliser un circuit très performant mais aussi très sensible à ces dispersions.
- L'impossibilité de régler simplement le circuit si cela n'a pas été prévu dans la conception.
- La nécessité d'avoir des informations précises sur les composants utilisés pour pouvoir simuler finement le circuit.
- Les délais importants entre le début de la conception et l'obtention d'un prototype répondant à 100% au cahier des charges.

Ces contraintes doivent donc être prises en compte lors de la conception d'un circuit MMIC dont nous allons décrire une organisation possible, représentée sur la figure 1.7, pour les différentes étapes [DUE89][RUM88].

L'étape 1 consiste à établir les spécifications du circuit en termes de performances hyperfréquences (gain, Tos, bande passante, bruit...), éventuellement des contraintes sur la consommation ou la polarisation.

L'étape 2 consiste à établir une topologie possible pour le circuit puis on passe à l'étape 3 qui consiste à effectuer une simulation avec un modèle classique pour les Mesfets comme celui de la figure 1.6 et des composants passifs idéaux ou MMIC couramment disponibles dans la littérature.

Cette simulation permet d'éclairer les points suivants :

- Dimensionnement des Mesfets.
- Evaluation des valeurs des composants passifs.
- Détermination des éléments critiques pour le respect des spécifications hyperfréquences.

De cette simulation, on peut déduire les composants nécessaires pour réaliser le circuit (taille et longueur de grille des Mesfets, valeurs de composants passifs,...). Cela permet de s'orienter vers un fondeur dont le catalogue de composants MMIC est compatible avec les besoins du circuit ou de faire faire des composants spéciaux qui devront être testés et modélisés.

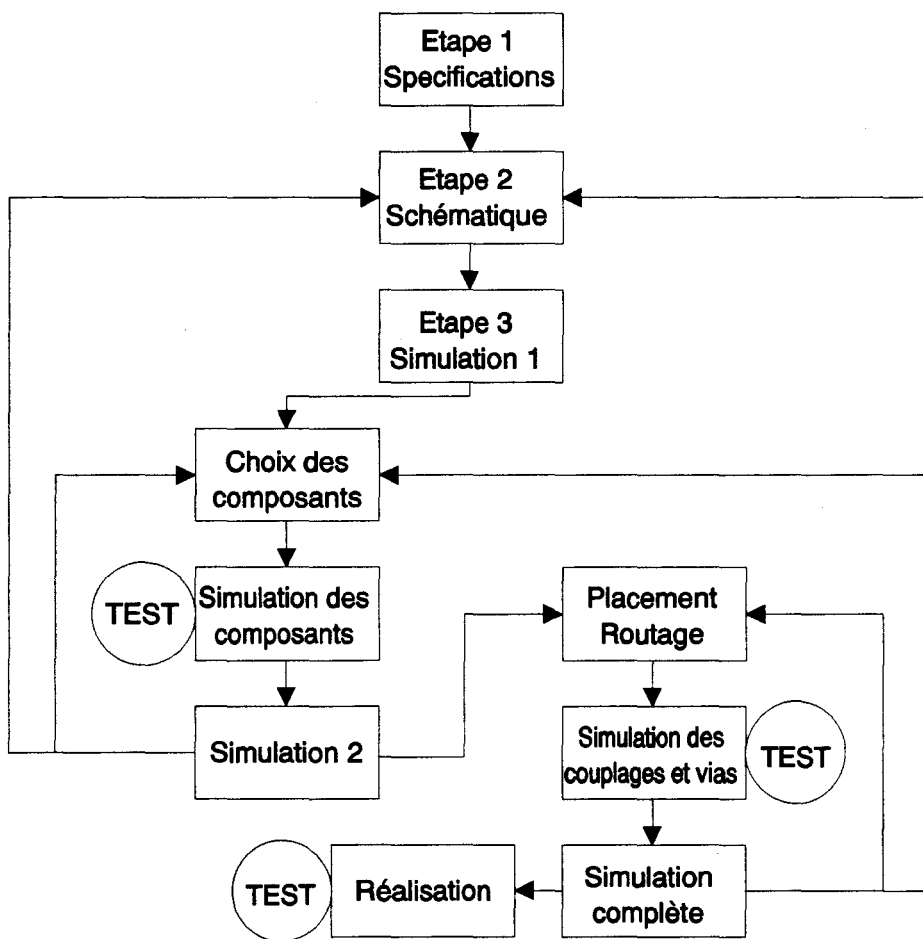


Figure 1.7- Cycle de conception d'un circuit MMIC.

On peut ensuite passer à une deuxième simulation plus fine qui tient compte du schéma équivalent de chaque composant du circuit en fonction des modèles du fondeur ou de ceux extraits lors de l'étape précédente.

A partir de là, on peut éventuellement être amené à modifier :

- Les valeurs des composants (longueur de doigts de grille d'un Mesfet, valeur d'une capacité ou technologie utilisée,...).

- La topologie du circuit afin d'obtenir un circuit moins sensible vis à vis des composants si les tolérances sur ces composants ne permettent pas de respecter les gabarits souhaités. Cela peut être obtenu en faisant une optimisation " pire cas " [CAZ89].

De cette deuxième simulation, on pourra évaluer la faisabilité du circuit en calculant son rendement de processus. Cette quantité renseigne sur la probabilité d'avoir un circuit complet électriquement fonctionnel, c'est à dire sans composant défectueux d'un point de vue uniquement électrique, connaissant les probabilités d'obtenir les composants de façon individuelle. Le modèle proposé par [RUM89] est le suivant :

$$Y_s = (Y_{w0})^w \cdot (Y_{c0})^c \cdot (Y_{r0})^r \cdot (Y_{l0})^l \cdot (Y_{v0})^n \cdot (Y_{p0})^m$$

Où :

Y_s est le rendement de process du circuit complet.

Y_{w0} est le rendement de process des Mesfets par millimètre de largeur de grille .

w est la largeur totale de grille pour l'ensemble des Mesfets du circuit.

Y_{c0} est le rendement de process pour une capacité de 100pF.

c est la somme des capacités du circuit exprimée en centaines de pF.

Y_{r0} est le rendement de process d'une résistance de 100 Ohms.

r est la somme des résistances du circuit exprimée en centaines d'Ohms.

Y_{l0} est le rendement de process d'une self de 1nH.

l est la somme des selfs du circuit exprimée en nH.

Y_{v0} est le rendement de process d'un trou de traversée.

n est le nombre de trous de traversée du circuit.

Y_{p0} est le rendement de process d'un pont à air.

p est le nombre de ponts à air du circuit.

Il faut remarquer qu'à ce niveau, n et p sont inconnus car complètement dépendants du dessin des masques. En fonction de la valeur du rendement de fabrication, on peut opter pour :

- L'utilisation d'une autre topologie.
- Le découpage du circuit en blocs plus petits ayant un rendement de fabrication plus grand. Cela permet de trier des circuits fonctionnels pour réaliser la fonction complète.

Ensuite on passe au dessin des masques appelé aussi placement-routage. A ce niveau, des composants supplémentaires peuvent apparaître :

- Lignes d'interconnexion.

- Trous de traversée pour la mise à la masse.
- Couplages parasites (lignes proches, croisements de lignes entre différents niveaux de métallisation,...).

Ces composants doivent être pris en compte lors d'une troisième simulation pour avoir une bonne estimation des performances du circuit telles que l'on pourra les mesurer après réalisation du circuit. Actuellement, seuls les couplages parasites sont difficiles à modéliser précisément; par contre les fondeurs proposent des modèles de lignes de transmission et de trous de traversée qui sont issus de mesures sur des échantillons déjà réalisés.

En cas de mauvais résultats lors de cette dernière simulation, on doit envisager le retour vers une des étapes suivantes :

- Le dessin des masques.
- Le choix des composants.
- Le choix de la topologie.

Finalement lorsque la dernière simulation donne satisfaction, on peut passer à la réalisation du circuit puis quelques mois plus tard à son test.

1-3-3 CIRCUITS PASSIFS ET SCHEMAS EQUIVALENTS

Pour pouvoir réaliser les différentes simulations décrites dans le paragraphe précédent, il faut disposer de modèles pour les composants passifs. Pour obtenir ces modèles, il a plusieurs approches :

- Le schéma équivalent du type circuit électrique.

Ce type de modèle est issu de la mise en correspondance de mesures effectuées sur des échantillons du composant et d'un circuit électrique dont la structure est obtenue en raisonnant sur la topologie du composant. En général le modèle obtenu est de type éléments localisés; c'est à dire que l'on néglige les phénomènes de propagation dans le composant. Ce type de modèle a l'avantage d'être facile à utiliser avec les simulateurs actuels et est assez précis pour des applications jusqu'à 20 à 30 GHz. Au delà de ces fréquences et pour des composants " longs " comme des inductances par exemple, il est préférable d'avoir une approche distribuée du modèle.

- Le modèle électromagnétique.

Ce type de modèle est issu d'une simulation électromagnétique 2D ou 3D du composant à partir de sa topologie complète. Ces modèles, bien que plus précis que les modèles de type schémas équivalents, sont encore peu ou pas utilisés dans les outils de CAO à cause de leur complexité et des temps de calculs qui en résultent. Actuellement, les outils de simulation électromagnétique sont plutôt utilisés en amont des simulateurs hyperfréquences pour générer des schémas équivalents paramétrables utilisables par ceux-ci.

Les schémas équivalents sont donc les modèles les plus utilisés pour les composants passifs bien qu'ils aient les inconvénients suivants :

- Restrictions sur la plage de validité en fréquence du modèle et ou les dimensions du composant.

- Formules de calculs des éléments du schéma équivalent sous forme de polynôme et donc sans grande réalité physique.
- Topologie du schéma équivalent différente pour un même composant suivant les fondeurs, leur technologie et la méthode d'extraction du schéma équivalent.

Pour ces différentes raisons, les schémas des différents composants passifs ne seront pas présentés ici mais le lecteur pourra se reporter au paragraphe 4.4 du chapitre 4 pour avoir des informations plus détaillées sur les modèles proposés par le fondeur GEC-Marconi.

1-4 AMPLIFICATION MMIC TRES LARGE BANDE

1-4-1 INTRODUCTION

Dans le domaine des hyperfréquences, la réalisation d'un amplificateur très large bande est un exercice un peu particulier en ce sens que l'on s'éloigne sensiblement des techniques d'adaptation réactive à éléments distribués habituellement utilisées pour faire des amplificateurs à bande étroite. En effet les techniques basées sur l'emploi de cellules réactives d'adaptation et d'égalisation, pour obtenir simultanément un gain plat et de faibles TOS en entrée et en sortie (méthodes purement analytiques ou utilisant la méthode des fréquences réelles) conduisent, au mieux, à des amplificateurs ayant des bandes passantes de deux octaves.

Pour des bandes passantes couvrant plus de deux octaves, on peut utiliser les méthodes suivantes :

- L'adaptation résistive.
- La contre-réaction parallèle.
- L'amplification distribuée.
- L'adaptation active.

Dans les paragraphes 1-4-2 à 1-4-6, nous allons préciser les topologies associées à ces différentes méthodes et les illustrer avec quelques exemples significatifs de réalisations. Les avantages et les inconvénients de chaque méthode seront mis en avant.

Le dernier paragraphe traitera des problèmes de polarisation dans un amplificateur très large bande et proposera une solution.

1-4-2 L'ADAPTATION RESISTIVE

Dans ce type d'amplificateur, on utilise simultanément, dans les cellules d'adaptation et d'égalisation, des éléments réactifs (lignes ou éléments localisés) et des éléments à pertes. Cette technique mixte permet d'avoir simultanément des TOS faibles et un gain constant sur une très large plage de fréquence.

Le principe de base, représenté sur la figure 1.8, est le suivant :

- Le Mesfet est utilisé en montage source commune.

- En entrée, on place en parallèle entre grille et source une cellule composée d'une résistance R_1 en série avec une inductance L_1 .
- En sortie, on place en parallèle entre drain et source une cellule composée d'une résistance R_2 .

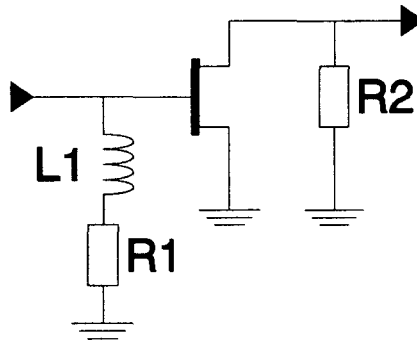


Figure 1.8 - Amplificateur à adaptation résistive.

En basse fréquence, l'impédance d'entrée du montage est équivalente à R_1 que l'on choisit donc égale à 50 Ohms. Quand la fréquence augmente et en considérant l'impédance d'entrée du Mesfet équivalente à C_{gs} , l'impédance d'entrée du montage Z_e est :

$$Z_e = (R_1 + j L_1 \omega) // (1 / j C_{gs} \omega)$$

Donc quand la fréquence augmente, la diminution de Z_e est moins rapide du fait de la présence de L_1 . Pour ce montage, on peut chercher la valeur optimale de L_1 pour maximiser la plage de fréquence sur laquelle le TOS d'entrée reste inférieur à 2 pour $R_1 = R_0 = 50$ Ohms.

Pour cela on écrit le coefficient de réflexion correspondant à Z_e par rapport à 50 Ohms. Ensuite on cherche la pulsation ω_{max} pour laquelle le module de ce coefficient de réflexion est égal à 1/3. Cette pulsation est obtenue en résolvant l'équation bicarrée donnée ci-dessous:

$$2(R_0 L_1 C_{gs})^2 \omega^4 + 2\omega^2 (L_1 - R_0^2 C_{gs})^2 - R_0^2 = 0$$

En dérivant l'expression de la racine positive de cette équation par rapport à L_1 , on montre que cette pulsation est maximale pour :

$$L_1 = 0.5 C_{gs} R_0^2$$

La fréquence f_{max} pour laquelle le TOS d'entrée vaut 2 est alors :

$$f_{max} = 1 / 2 \Pi C_{gs} R_0$$

Pour l'adaptation en sortie, on choisit R_2 telle que R_2 en parallèle avec $(1 / g_{ds})$ soit égale à 50 Ohms où g_{ds} est la conductance drain-source du Mesfet. Cela revient à ne pas compenser l'influence de C_{ds} la capacité drain-source du Mesfet, ce qui est moins critique que pour C_{gs} car la capacité C_{ds} est plus faible.

Dans les conditions énoncées plus haut, on peut calculer le gain en puissance G de ce montage, en basse fréquence.

Pour établir cette relation, on peut, par exemple, calculer G_{CV} le gain composite en tension du montage de la figure 1.8 en modélisant le Mesfet par un générateur de courant $g_m V$ avec $V = V_{gs}$. En utilisant la relation liant G_{VC} le gain composite en tension et le coefficient de transmission S_{21} , on obtient l'expression suivante :

$$G = |S_{21}|^2 = |2 G_{CV}|^2 = (R_0 g_m^2) / 4$$

Où g_m est la transconductance du Mesfet.

Pour fixer des ordres de grandeur, prenons un Mesfet ayant une fréquence de coupure du gain en courant f_T telle que :

$$f_T = g_m / 2 \pi C_{gs} = 20 \text{ GHz}$$

Pour obtenir un gain de 5 dB, il faut choisir une transconductance g_m égale à 71 mS et la capacité C_{gs} vaut alors 565 fF. Pour obtenir un TOS en entrée inférieur à 2 jusqu'à 5.6 GHz, il faut choisir $L_1 = 0.7$ nH. Cette transconductance correspond à un développement de grille d'environ 500 μm pour un Mesfet ayant une longueur de grille de 0.5 μm et fonctionnant à I_{DSS} [**GECMA**]. On voit donc qu'il faut utiliser des transistors assez gros si l'on veut obtenir un gain appréciable.

Les avantages de ce type d'amplificateur sont :

- La simplicité de conception:
Deux résistances à calculer et des éléments réactifs qui peuvent être évalués en travaillant graphiquement dans l'abaque de Smith [**VIL85**]. Néanmoins si l'on veut aller au delà des performances citées plus haut, on doit synthétiser des cellules d'adaptation plus élaborées demandant des outils de CAO.
- La possibilité d'utiliser les résistances d'adaptation pour polariser le Mesfet.
- De très bonnes performances en basses fréquences uniquement limitées par les capacités de liaison utilisées.
- La possibilité de cascader de tels amplificateurs pour obtenir des gains élevés.

Les inconvénients de ce type de montage sont :

- La nécessité d'utiliser des transistors ayant des développements de grille importants si l'on veut obtenir un gain élevé.
- Des performances en bruit assez médiocres dûes majoritairement à la présence de la résistance d'adaptation en entrée.
- Le dimensionnement des résistances qui servent à la fois pour la polarisation et l'adaptation.

Pour illustrer les performances de ce type d'amplificateur, on peut citer celles d'un amplificateur 0.5 - 7 GHz, dont le schéma électrique est donné sur la figure 1.9, réalisé en 1986 par THOMSON DAG [**RUM86**] :

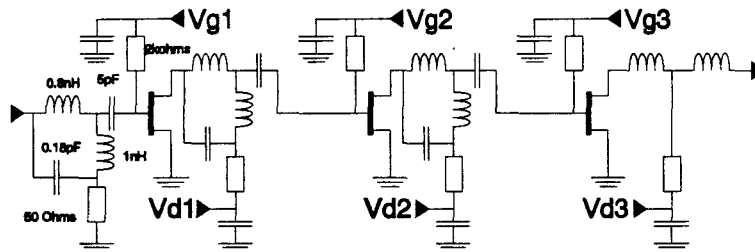


Figure 1.9 - Amplificateur à adaptation résistive 0.5 - 7 GHz,
THOMSON DAG.

Topologie :

- Trois étages en cascades.
- Mesfet : 1 μm par 4 x 150 μm .

Performances :

- Bande passante: 0.5 - 7 GHz.
- Gain : 11 dB.
- Ondulation : 2 dB.
- TOS d'entrée : < 2.
- TOS de sortie : < 3
- Facteur de bruit sur 50 Ohms : de 7.5 à 9 dB.

Ces performances sont de bon niveau, compte tenu de la technologie utilisée (1 μm), grâce à l'emploi de cellules d'adaptation plus performantes que celles décrites plus haut. Seul le facteur de bruit constitue un problème majeur dans ce type de circuit. Un calcul approché [HON81] montre que l'on observe une dégradation de l'ordre de 6 dB du facteur de bruit sur 50 Ohms en utilisant une adaptation résistive à l'entrée du Mesfet.

1-4-3 LA CONTRE-REACTION

Cette technique très utilisée en basses fréquences est transposable dans le domaine des hyperfréquences. Le principe de base, dont le schéma est donné sur la figure 1.10, consiste à placer une résistance R_{FB} entre drain et grille d'un Mesfet monté en source commune.

En très basses fréquences, on peut décrire le Mesfet par la matrice admittance suivante :

$$I_1 = 0 V_1 + 0 V_2$$

$$I_2 = g_m V_1 + g_{ds} V_2$$

En tenant compte de la résistance R_{FB} , on obtient :

$$I'_1 = g_{FB} V_1 - g_{FB} V_2$$

$$I'_2 = (g_m - g_{FB}) V_1 + (g_{ds} + g_{FB}) V_2$$

Avec $g_{FB} = 1 / R_{FB}$

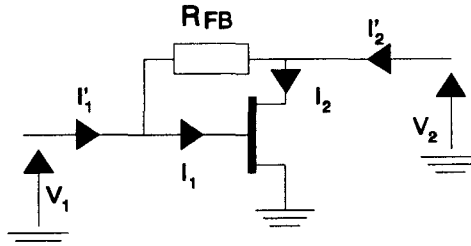


Figure 1.10 - Amplificateur à contre-réaction, structure de base.

En utilisant les formules de passage entre les paramètres admittances et la matrice S pour une impédance de référence $R_0 = 50 \text{ Ohms}$, on peut établir que [SOA83] :

$$S_{11}' = S_{22}' = 0$$

A condition que :

$$g_{ds} = 0$$

$$R_{FB} / R_0 = g_m R_0$$

Dans ce cas, on obtient :

$$S_{21}' = - (g_m R_0 - 1)$$

Où les S_{ij} représentent les paramètres S du Mesfet seul et les S_{ij}' ceux du Mesfet avec la contre-réaction.

On voit tout de suite qu'il faut utiliser des transistors assez gros si l'on veut avoir un gain important, par exemple $g_m = 55.5 \text{ mS}$ pour avoir un gain de 5 dB. Cette transconductance correspond à un développement de grille de $350 \text{ } \mu\text{m}$ pour un Mesfet $0.5 \text{ } \mu\text{m}$ fonctionnant à I_{DSS} .

Lorsque l'on tient compte d'un schéma équivalent plus réaliste pour le Mesfet, l'interprétation des résultats obtenus en terme de paramètres S pour le montage avec contre-réaction par rapport à ceux obtenus sans contre-réaction devient plus délicate.

Néanmoins, à condition que :

- Le gain propre du transistor soit grand.
- Le taux de contre-réaction soit faible.
- Le gain inverse du transistor soit très faible.

On peut montrer que [SOA83]:

$$2 / S_{21}' \# (2 / S_{21}) + g_{FB}$$

$$2 S'_{11} / S'_{21} \# (2 S_{11} / S_{21}) - g_{FB}$$

$$2 S'_{22} / S'_{21} \# (2 S_{22} / S_{21}) - g_{FB}$$

Où les S_{ij} représentent les paramètres S du Mesfet seul et les S'_{ij} ceux du Mesfet avec la contre-réaction.

On voit donc que la présence de g_{FB} fait diminuer S'_{21} et les coefficients de réflexion S'_{11} et S'_{22} .

On obtient alors un gain plus plat en fonction de la fréquence que pour un Mesfet seul mais on peut encore améliorer cette technique de contre-réaction en mettant en série avec R_{FB} une inductance L_{FB} qui tend à diminuer l'influence de la contre-réaction amenée par R_{FB} quand la fréquence augmente; cela permet d'obtenir à ces fréquences élevées un gain plus important. Une ultime amélioration consiste à placer une inductance L_D en sortie du Mesfet comme indiqué sur la figure 1.11.

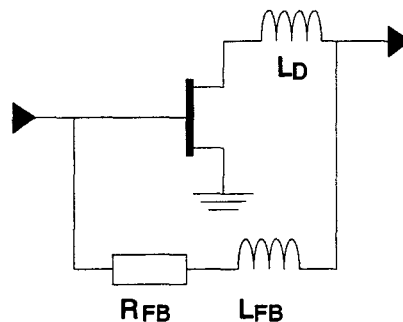


Figure 1.11 - Amplificateur à contre-réaction, structure améliorée.

Avec une telle structure et pour certaines valeurs de R_{FB} , L_{FB} et L_D , on peut obtenir un gain supérieur au gain du Mesfet seul [**NIC80**]; ce qui s'explique par le fait qu'en basses fréquences on a bien affaire à une contre-réaction mais que sur une certaine plage de fréquence cette contre-réaction se transforme en réaction. L'action de cette réaction est toutefois limitée par la présence de R_{FB} et ne remet pas en cause la stabilité du montage.

Un exemple de ce type de structure est donné sur la figure 1.12 [**SOA83**] et les caractéristiques sont les suivantes :

Topologie :

- Un seul étage.
- Mesfet : 2 NEC388 en parallèle.
- Cellules d'adaptation à éléments distribués en entrée et en sortie pour améliorer l'adaptation.

Performances (simulées) :

- Bande passante: DC - 12 GHz (sans capacités de liaison).
- Gain : 5 dB

- Ondulation : 2 dB
- TOS d'entrée : < 4
- TOS de sortie : < 5
- Facteur de bruit sur 50 Ohms : non indiqué.

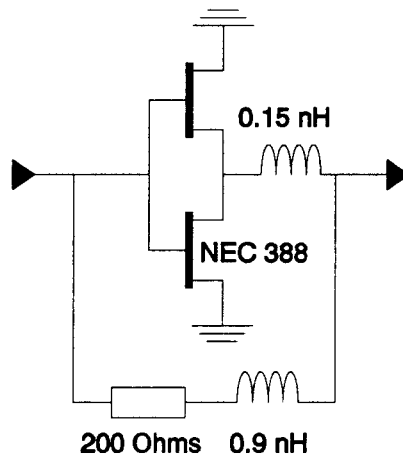


Figure 1.12 - Amplificateur à contre-réaction DC - 12 GHz.

Le principal avantage de cette structure est la simplicité de conception de la cellule d'égalisation par rapport à la plage d'utilisation obtenue.

Les inconvénients sont :

- Les TOS assez moyens qui sont pénalisants lors de la mise en cascade de plusieurs modules (nécessaire car les gains obtenus sont faibles).
- L'absence de circuit de polarisation large bande intégré.
- Des facteurs de bruit proches de ceux obtenus avec une adaptation réactive à transistors identiques; c'est à dire entre 6 et 8 dB [NIC84].
- L'obligation d'ajouter en série une capacité de liaison dans la boucle de contre réaction pour compenser le décalage en continu entre le drain et la grille du Mesfet.

1-4-4 L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE

La structure de base d'un amplificateur est donnée sur la figure 1.13. Le principe de base est de relier les Mesfets entre eux par des lignes de transmission (ou par des inductances) ; on constitue alors deux lignes de transmission sur lesquelles les Mesfets sont régulièrement connectés :

- Une ligne d'entrée dont l'impédance caractéristique est calculée à partir des paramètres linéiques de la ligne de grille et de la capacité d'entrée du Mesfet.
- Une ligne de sortie dont l'impédance caractéristique est calculée à partir des paramètres linéiques de la ligne de drain et de la capacité de sortie du Mesfet.

On obtient alors une amplification additive à condition que les constantes de propagation sur les deux lignes soient identiques et que les lignes soient terminées par leur impédance caractéristique. On obtient alors une bande passante accrue puisque les éléments parasites des Mesfets sont utilisés pour synthétiser les lignes de transmission. En contre partie les gains obtenus sont faibles

Si l'on calcule les constantes de propagation sur ces deux lignes en tenant compte des pertes introduites par la résistance d'entrée du Mesfet ($R_i + R_g$) et par la résistance de sortie du Mesfet (R_{ds}), on met en évidence que le signal se propageant sur ces lignes subit une atténuation. Cette atténuation rend sans intérêt la réalisation d'amplificateurs distribués ayant un nombre important de Mesfets car le gain n'augmente pas indéfiniment avec le nombre de transistors. On peut calculer n_{opt} le nombre optimal de Mesfets, pour un type de Mesfet donné et en fonction des lignes de transmission utilisées, à l'aide de la formule suivante [CAS89]:

$$n_{opt} = \ln(\alpha_d / \alpha_g) / (\alpha_g - \alpha_d)$$

Où :

α_g est la partie réelle de la constante de propagation sur la ligne d'entrée et est une fonction de la pulsation.

α_d est la partie réelle de la constante de propagation sur la ligne de sortie et est une fonction de la pulsation.

En général le calcul de ce nombre optimal de transistors conduit à des amplificateurs distribués ayant de 3 à 5 Mesfets avec souvent 4 Mesfets.

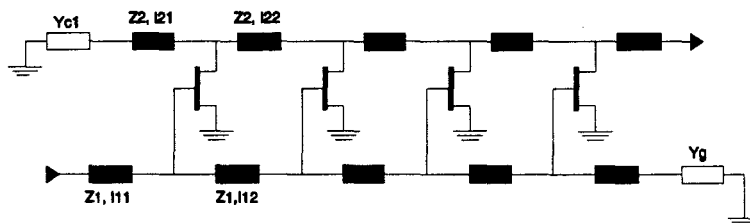


Figure 1.13- Structure de base de l'amplificateur distribué.

Le calcul exact des performances d'un tel amplificateur devient délicat si l'on tient compte de la capacité C_{dg} des Mesfets et demande alors des outils de CAO.

Les avantages de cette structure sont :

- Un comportement intrinsèquement large-bande, classiquement 2 - 18 GHz avec des Mesfets de 0.5 μm .
- Bonne compatibilité avec une réalisation MMIC.
- Facteur de bruit plus faible que pour une adaptation résistive.
- La possibilité de mise en cascade de plusieurs étages pour augmenter le gain grâce à des TOS d'entrée et de sortie souvent inférieurs à 2.

Les inconvénients sont :

- Des gains généralement faibles, typiquement 6 dB.
- Le dimensionnement des résistances de terminaison des ligne de drain et de grille qui servent généralement à polariser les Mesfets et qui doivent donc pouvoir véhiculer des courants importants.

On peut aussi citer des variantes de cette structure de base :

- Mise en parallèle de deux amplificateurs distribués avec une ligne de drain commune et deux lignes de grille alimentées en phase à travers un diviseur de puissance [**AYA84**]. Ce montage permet d'augmenter la puissance de sortie tout en conservant le gain d'un seul étage.
- L'utilisation d'un montage cascode à la place du Mesfet en source commune pour augmenter un peu le gain mais surtout accroître l'isolation entre la sortie et l'entrée [**DAW84**].

Pour situer les résultats obtenus avec des amplificateurs distribués, on peut citer deux réalisations :

1- AMPLIFICATEUR 05- 7GHz [**RUM86**]

Caractéristiques :

- 5 Mesfets de 1 μm x 200 μm
- Surface : 2 mm²

Performances :

- Gain 6 dB de 0.5 GHz à 7.5 GHz \pm 0.8 dB.
- TOS < 2 en entrée et en sortie.
- Facteur de bruit : de 4 à 6 dB.

2- AMPLIFICATEUR 2- 18 GHz [**GAM85**]

Caractéristiques :

- 4 Mesfets de 0.6 μm à 4 doigts de 50 μm
- Surface : 6.5 mm²

Performances :

- Gain 5.7 dB de 2 GHz à 18 GHz \pm 0.6 dB.
- TOS < 2 en entrée et en sortie.
- Facteur de bruit : de 6 à 8 dB.

1-4-5 QUELQUES MONTAGES PARTICULIERS

Il existe d'autres techniques pour réaliser des amplificateurs très large bande qui sont des améliorations ou des combinaisons de structures éprouvées. Trois exemples significatifs vont être présentés dans ce paragraphe.

A- L'amplificateur matrix [NIC87]

Cet amplificateur cumule les propriétés d'amplification multiplicative (mise en cascade de plusieurs amplificateurs) et d'amplification additive (amplification distribuée) dans un seul circuit. La topologie retenue consiste en deux amplificateurs distribués dont la ligne de sortie du premier est commune avec la ligne d'entrée du second. Le circuit est représenté sur la figure 1.14.

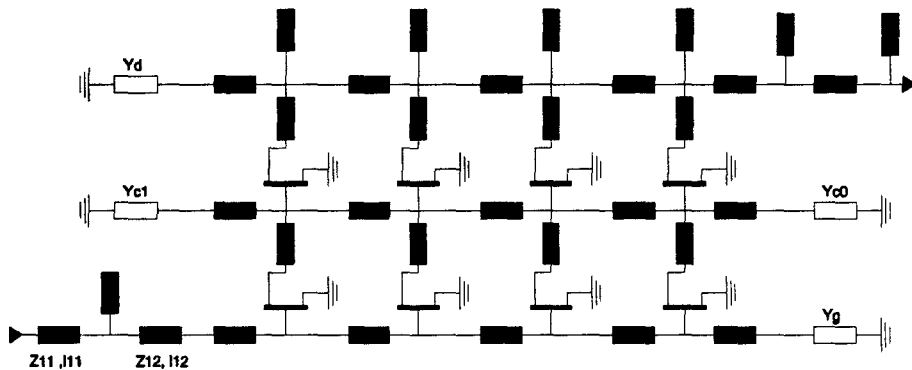


Figure 1.14- Amplificateur Matrix.

Cette structure permet donc d'obtenir une très large bande passante comme l'amplification distribuée et un gain important dû à la mise en cascade de deux étages. Il faut noter que la ligne commune est déterminée en tenant compte de la capacité de sortie des Mesfets du premier étage et de la capacité d'entrée des Mesfets du second étage.

Les caractéristiques principales sont les suivantes :

Topologie :

- 8 Mesfets à raison de 4 sur un circuit MMIC .
- Mesfet : $0.25 \mu\text{m} \times 200 \mu\text{m}$.
- Lignes en technologie MIC.

Performances (mesurées) :

- Bande passante : 2.5 GHz à 18 GHz
- Gain : $13.8 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$
- TOS d'entrée et de sortie : < 2
- Facteur de bruit : $< 6.6 \text{ dB}$ de 2.5 GHz à 18 GHz
et $< 5.1 \text{ dB}$ de 8 à 18 GHz.

B- Amplificateur bloc de gain plus contre-réaction [AHL87]

Cet amplificateur, représenté sur la figure 1.15, est un amplificateur à contre-réaction qui présente les particularités suivantes :

- L'élément donnant le gain est une association source commune / drain commun.
- Le Mesfet en source commune et celui en drain commun sont polarisés par des charges actives.

Par contre la contre-réaction est plus classique (inductance + résistance) à ceci près qu'il n'y a pas de capacité de liaison, le décalage en continu entre la grille du transistor en source commune et la source du Mesfet en drain commun est compensé en utilisant deux alimentations continues et des diodes.

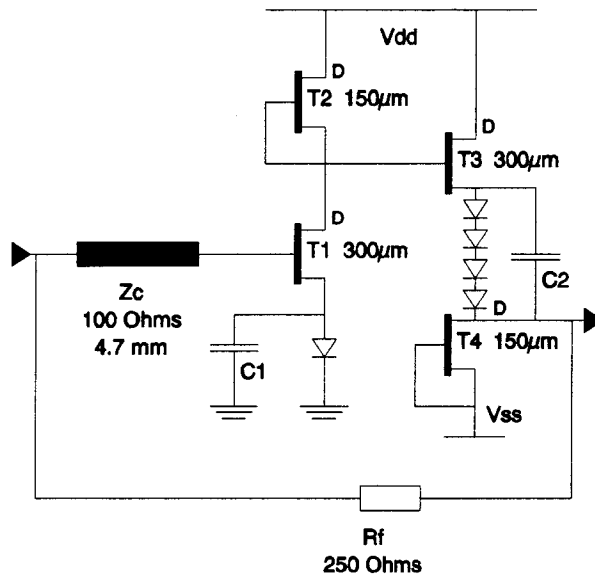


Figure 1.15 - Amplificateur bloc de gain plus contre-réaction

Les caractéristiques de cet amplificateur, dont le schéma est donné sur la figure 1.15, sont les suivantes :

Topologie :

- Mesfets utiles : 2, 0.8 µm x 300 µm.
- Charges actives : 2, 0.8 µm x 150 µm.
- Circuit réalisable en MMIC.

Performances (simulées) :

- Bande passante : DC à 6.5 GHz (sans capacité d'entrée ni de sortie)
- Gain : 7.8 dB ± 0.1 dB
- TOS d'entrée et de sortie : < 2

- Facteur de bruit : non cité

C- Amplificateur à contre-réaction [SOA91]

Ce montage se présente comme une alternative possible aux amplificateurs du type bloc de gain plus contre-réaction comme celui présenté plus haut. La topologie du circuit est donnée sur la figure 1.14. Il s'agit d'un amplificateur utilisant un Mesfet T_1 monté en source commune avec contre-réaction comme élément de gain.

L'originalité du circuit réside dans le circuit de polarisation qui ne nécessite pas de capacité de liaison dans la boucle de contre-réaction ni lors de la mise en cascade de plusieurs modules. Cela a été rendu possible grâce à l'utilisation conjointe de :

- Deux charges actives T_2 et T_3 .
- De diodes en série avec la sortie du module.
- De deux sources continues V_{DD} et V_{SS} .

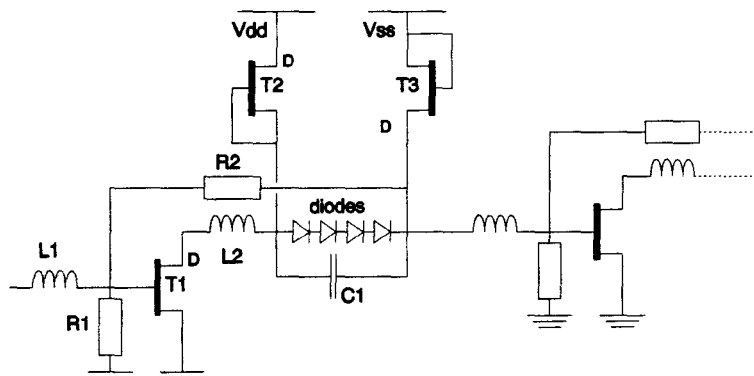


Figure 1.16- Amplificateur à contre-réaction proposé par [SOA90].

Les caractéristiques de cet amplificateur sont les suivantes :

Topologie (pour un module) :

- Mesfet : $0.5 \mu\text{m}$.
- Circuit réalisé en MMIC sans vias.

Performances (calculées) :

- Bande passante : DC à 10 GHz (sans capacité d'entrée ni de sortie)
- Gain : $21.7 \text{ dB} \pm 0.8 \text{ dB}$ pour 4 modules en cascade.
- TOS d'entrée et de sortie : < 2

1-4-6 L'ADAPTATION ACTIVE

L'adaptation active est une solution possible pour réaliser des amplificateurs MMIC très large bande. Le principe de base, déduit d'analyses en basses fréquences, est le suivant :

- L'admittance d'entrée d'un Mesfet en grille commune est à peu près égale à sa transconductance g_m .
- L'admittance de sortie d'un Mesfet en drain commun est à peu près égale à sa transconductance g_m .

On peut donc réaliser un étage adapté en entrée en utilisant, en grille commune, un Mesfet de transconductance égale à l'admittance de référence g_0 , en général 20 mS. Ce raisonnement est aussi valable pour faire un étage adapté en sortie avec un Mesfet monté en drain commun et ayant une transconductance de 20 mS. Les performances et les limitations de ces deux configurations seront explicitées de façon détaillée dans les chapitres 2 et 3.

Cette technique, simple dans le principe, est surtout utilisée dans sa version drain commun pour réaliser des étages de sortie d'amplificateurs très large bande mais à des fréquences jusqu'à quelques GHz seulement [**GIA85**], [**IMA92**].

Les exemples d'utilisations d'étages d'entrée en grille commune pour des amplificateurs sont moins nombreux [**NIC85**], [**EST82**].

La réalisation présentée dans [**NIC85**] est un étage grille commune avec contre-réaction parallèle suivi d'un étage source commune adapté en sortie par une résistance. La méthode utilisée pour la polarisation de l'étage grille commune n'est précisée. Les performances simulées sont :

- Coefficient de réflexion en entrée inférieur à 0.33 de 2 à 12 GHz soit un TOS en entrée inférieur à 2.
- Coefficient de réflexion en sortie compris entre 0.5 et 0.4 de 2 à 12 GHz correspondant à un TOS de sortie compris entre 2.3 et 3.
- Gain 6.5 dB \pm .25 dB de 2 à 12 GHz.
- Facteur de bruit compris entre 6 et 8db de 2 à 12 GHz.

La réalisation présentée dans [**EST82**] est un amplificateur complet (la polarisation est comprise dans le circuit) à quatre étages dont l'étage d'entrée est un Mesfet en grille commune. Les Mesfets utilisés (17 au total) ont une longueur de grille de 1 μ m. Les performances mesurées sont :

- TOS en entrée inférieur à 1.3 de 5 à 3300 MHz.
- TOS en sortie : non cité.
- Gain 26 dB.
- Bande passante à 3 dB : 5 MHz - 3.3 GHz
- Facteur de bruit : environ 10 dB au delà de 100 MHz.

Une des raisons qui cantonne l'adaptation active à des fréquences relativement basses est le problème posé par les circuits de polarisation qui doivent avoir les caractéristiques suivantes :

- Fréquence basse d'utilisation la plus faible possible si l'on veut pleinement profiter des avantages basse fréquence de l'adaptation active.
- Fréquence haute d'utilisation la plus élevée possible, sans nuire à la stabilité du montage, si l'on veut réaliser des amplificateurs ayant une plage d'utilisation comparable à celles des amplificateurs à adaptation résistive et des amplificateurs distribués.

Un autre élément défavorable à l'adaptation active est que les étages grille commune et drain commun amènent peu ou pas de gain et cette technique apparaît donc comme coûteuse en transistors.

Si ces deux problèmes peuvent être contournés, l'adaptation active semble être une voie intéressante pour réaliser des amplificateurs MMIC très large bande. Donc, l'idée directrice pour faire un amplificateur à adaptation active est d'utiliser un étage en grille commune pour l'adaptation en entrée et un étage en drain commun pour l'adaptation en sortie et de placer entre ces deux étages un étage source commune pour obtenir du gain.

1-4-7 LA POLARISATION

Comme évoqué dans le paragraphe précédent, la polarisation est un élément fondamental à inclure, très tôt, dans la conception d'un amplificateur à adaptation active.

Les éléments à prendre en compte pour choisir les circuits de polarisation sont les suivants:

- 1- Ne pas perturber le fonctionnement des circuits en basses fréquences si l'on veut bénéficier des qualités de l'adaptation active à ces basses fréquences.
- 2- Avoir un encombrement compatible avec une réalisation MMIC et un fonctionnement en basses fréquences.
- 3- Permettre simplement un réglage du courant de polarisation des Mesfets utilisés en grille commune et drain commun pour obtenir des transconductances de 20 mS même en cas de dispersion des caractéristiques des Mesfets.
- 4- Avoir un bon comportement aux fréquences élevées.

Les points 1 et 2 excluent d'office l'utilisation de circuits de polarisation mettant en oeuvre des lignes de transmission type quart d'onde comme pour des applications bande étroite ou des inductances à cause de l'encombrement. A titre indicatif pour obtenir une impédance de 300 Ohms (valeur typique pour la résistance R_{DS} d'un Mesfet) à 100 MHz, il faut une inductance de 480 nH; ce qui est irréaliste puisque la valeur d'une grosse inductance MMIC est voisine de 10 nH.

L'utilisation de résistances ou de charges actives classiques dites saturables, dans des configurations comme celles données sur la figure 1.17, est en contradiction avec le point 3 car ce type de montage ne permet pas de régler le courant drain / source du Mesfet sans faire varier de façon significative sa tension drain source.

Finalement, la structure retenue dérive de la solution proposée par [RUM85]; solution qui allie la compacité des charges actives avec des possibilités accrues de réglage du courant drain / source. La solution initiale est donnée sur la figure 1.18.

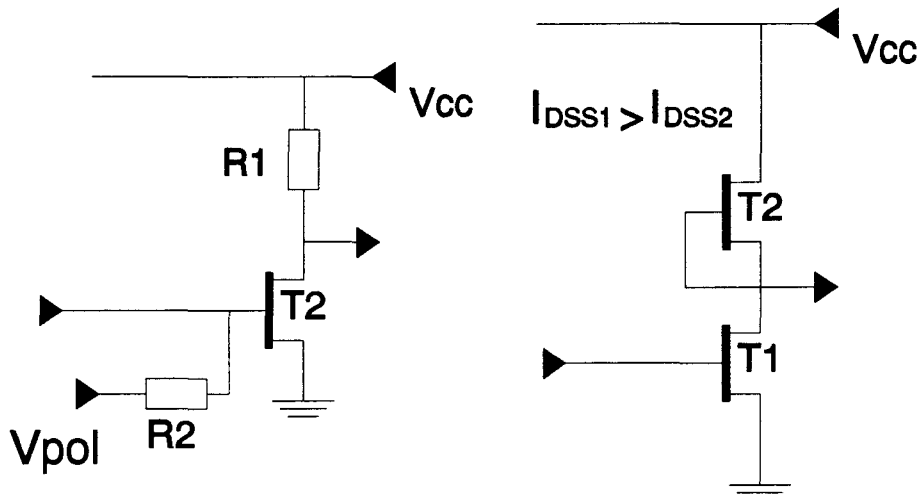


Figure 1.17- Polarisation par résistances et charges actives saturables.

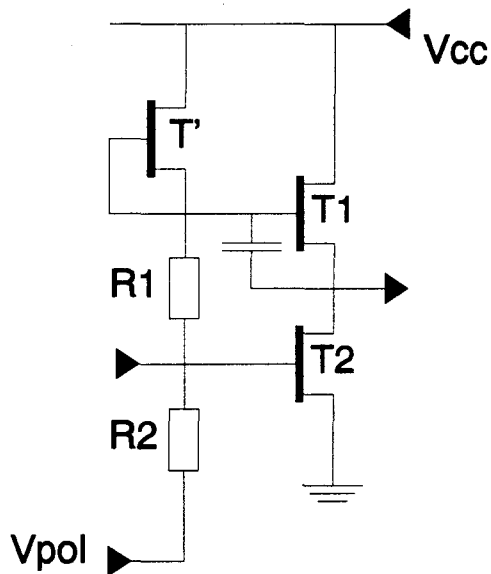


Figure 1.18- Nouvelle charge active proposée par [RUM85].

Le circuit de polarisation retenu pour un Mesfet en grille commune est donné sur la figure 1.19. Le Mesfet T_2 est utilisé en grille commune et les Mesfets T_1 et T_3 servent de charges actives.

Le transistor T_4 sert de générateur de courant pour polariser les résistances de grille R_1 à R_3 . La tension d'alimentation $+V_{CC}$ est de 9 V pour avoir une tension V_{DS} de 3 V pour chaque Mesfet T_1 à T_3 .

Pour un fonctionnement des Mesfets T_1 à T_3 à I_{DSS} , la tension V_{pol} est de -3 V et si cette tension devient plus négative, le courant I_{DS} des Mesfets décroît sans modification notable de la répartition des tensions V_{DS} .

En cas de dispersion des caractéristiques $I_{DS} = f(V_{GS})$ des trois Mesfets, grâce à la présence de T_4 qui autorise un potentiel flottant pour la grille de T_1 , les potentiels de grille des trois Mesfets s'ajustent automatiquement pour avoir le même courant I_{DS} et les tensions V_{DS} des trois Mesfets sont alors légèrement différentes.

Ce type de structure autorise un réglage du courant de polarisation de quelques pourcents de I_{DSS} à des valeurs supérieures à I_{DSS} (si $V_{pol} > -3\text{ V}$) avec des variations des tensions drain / source des Mesfets inférieures à quelques pourcents.

Les capacités de découplage grille / source de T_1 et T_3 servent à diminuer l'effet de contre-réaction active amené par ces transistors.

Ces capacités doivent avoir une valeur suffisante pour que, en régime alternatif et sur la plage de fonctionnement souhaité, la tension grille / source de T_1 et T_3 soit nulle.

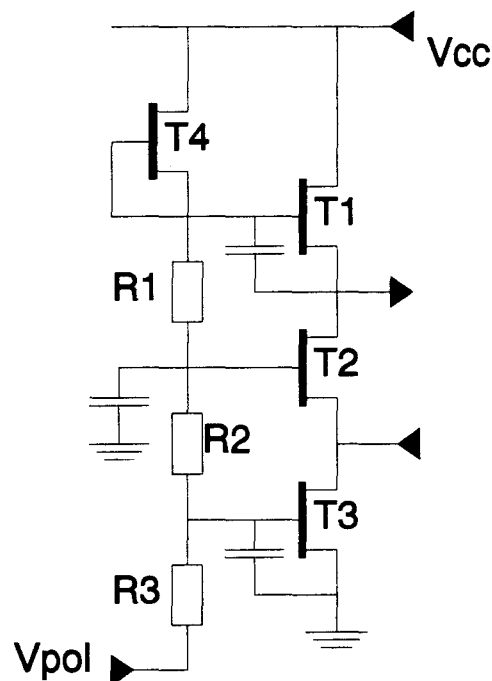


Figure 1.19- Polarisation d'un Mesfet en grille commune, avec réglage du courant de polarisation.

Le circuit de polarisation retenu pour le Mesfet en drain commun est donné sur la figure 1.20. Le transistor T_1 n'est pas indispensable car l'utilisation de T_2 en drain commun demande seulement une charge active placée T_3 dans sa source. Par contre, il est judicieux d'ajouter le Mesfet T_1 car cet étage est destiné à être utilisé

conjointement avec l'étage en grille commune de la figure 1.19 et cela permet de polariser ces deux étages avec une seule source continue de puissance.

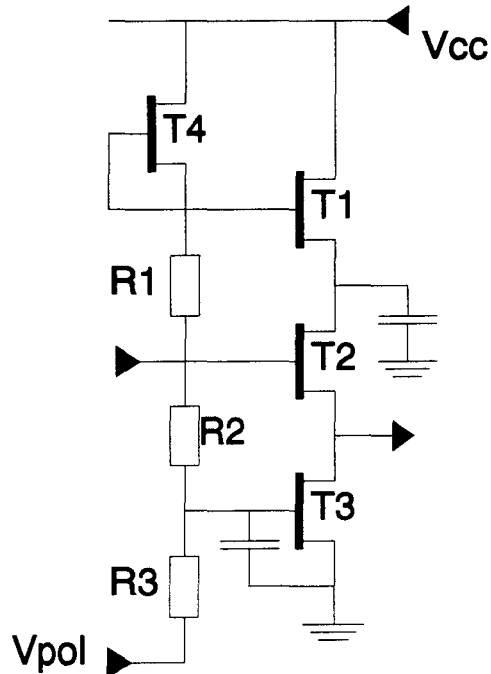


Figure 1.20- Polarisation d'un Mesfet en drain commun, avec réglage du courant de polarisation.

Pour les mêmes raisons, le circuit de polarisation du Mesfet en source commune, donné sur la figure 1.21, comporte un Mesfet en source commune T_3 et deux charges actives en série T_2 et T_1 .

On peut faire les remarques suivantes :

- La résistance placée entre la grille de T_2 et celle de T_3 amène un effet de contre-réaction qui aura tendance à augmenter la bande passante du montage au détriment du gain et à diminuer ses coefficients de réflexion.

- Cette structure permet l'éventuelle utilisation de T_3 , T_2 en montage cascode. Cette possibilité ne sera pas exploitée ultérieurement car des simulations préliminaires n'ont pas mis en évidence des avantages décisifs pour cette topologie par rapport à un source commune compte tenu de l'environnement.

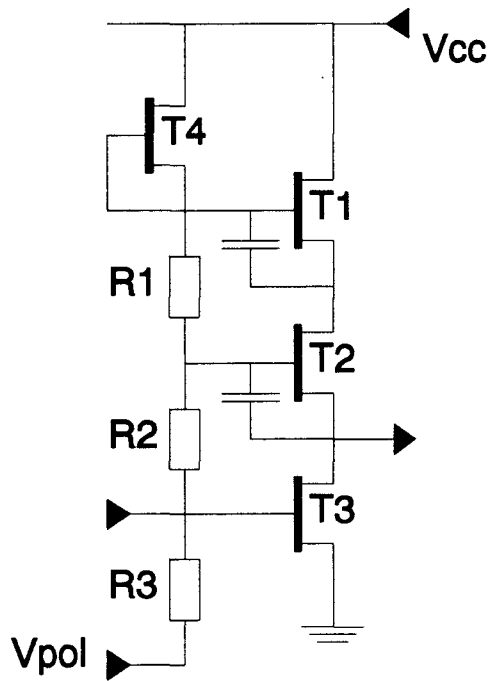


Figure 1.21- Polarisation d'un Mesfet en source commune, avec réglage du courant de polarisation.

Il reste à considérer le quatrième point évoqué en début de ce paragraphe : la bonne tenue en fréquence des circuits de polarisation.

Nous avons choisi de pouvoir régler le courant de polarisation des Mesfets ce qui exclut l'utilisation de résistances. On devra donc subir les éléments parasites dûs aux charges actives qui interviennent sur le comportement du circuit en hautes fréquences. Les seuls degrés de liberté concernant ces charges actives seront le choix de la longueur de grille de Mesfets et celui de leur développement de grille pour essayer de minimiser les éléments parasites des charges actives.

1-5 LA STRUCTURE RETENUE

Ce dernier paragraphe est consacré à la topologie retenue pour la conception de cet amplificateur très large bande à adaptation active et à polarisation par charges actives. L'architecture générale de l'amplificateur est donnée sur la figure 1.22; on retrouve les blocs décrits dans le paragraphe 1-4-7 avec, entre deux étages, une cellule d'adaptation inter-étage pour obtenir une adaptation acceptable et égaliser le gain.

L'avantage d'une telle structure est qu'elle est facilement réutilisable en cas de changement des composants actifs sans qu'il soit nécessaire de modifier la topologie générale du circuit. Il suffit de simuler le comportement de chacun des étages et de déterminer la structure des cellules inter-étage qui permettent d'obtenir un gain plat et de valeur satisfaisante. Ce point est important pour les raisons suivantes :

- Le début de l'étude et la définition de la topologie de l'amplificateur sont largement antérieurs à la date du choix du fondeur devant réaliser ce circuit.
- Le travail pourra être réutiliser, à un facteur d'échelle près, pour évaluer les performances de cette structure avec des Mesfets ayant une fréquence de coupure du gain courant supérieure où des HEMTs.

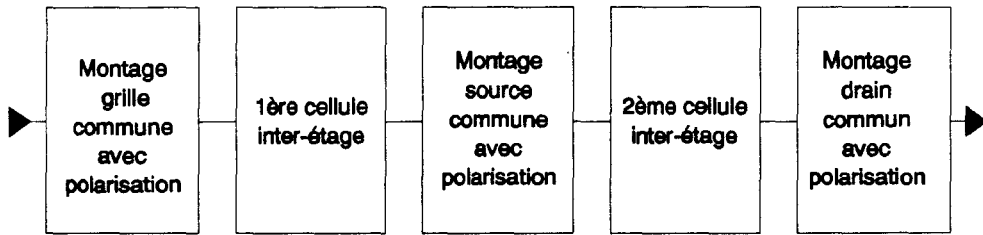


Figure 1.22- Topologie de l'amplificateur à adaptation active et à polarisation par charges actives.

En ce qui concerne les cellules inter-étages, les idées directrices pour leurs réalisations sont :

- Simplicité pour les rendre facilement adaptables lors de changements de transistors.
- Compacité pour que la taille du circuit reste acceptable malgré le nombre déjà élevé de composants résultant du choix fait au niveau de la polarisation.

1-6 PREMIERES CONCLUSIONS

Cette présentation des amplificateurs MMIC et des notions fondamentales a permis de comprendre la démarche à suivre pour les concevoir et d'appréhender tous les paramètres à prendre en compte lors de la conception. Avant d'en arriver à la présentation des premiers résultats sur cet amplificateur à adaptation active, il apparaît nécessaire d'étudier plus en profondeur les possibilités offertes par les montages grille commune et drain commun. Cette étude sera faite dans un premier temps en considérant les Mesfets seuls et dans un second temps en tenant compte des circuits de polarisation. Les chapitres 2 et 3 seront consacrés à ce travail avec une prise en compte du bruit pour le montage grille commune puisqu'il est destiné à être l'étage d'entrée de l'amplificateur.

Les résultats de ces deux chapitres seront exploités dans le chapitre 4 qui traite de la conception de l'amplificateur avec en particulier la recherche de la topologie des cellules inter-étages et les problèmes liés à la prise compte des éléments parasites des composants passifs MMIC.

CHAPITRE 2

LE MONTAGE GRILLE COMMUNE EN REGIME PETIT SIGNAL

2-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous nous attacherons à décrire les performances d'un Mesfet AsGa utilisé en montage grille commune dans le cadre d'un fonctionnement petit signal. Le but principal est de montrer les limites de l'adaptation en entrée de ce type de montage en fonction de la taille du transistor et de la fréquence d'utilisation. Pour cela, plusieurs situations seront envisagées :

- Le Mesfet en grille commune seul. Cette situation, bien que ne présentant que peu d'intérêt parce que l'on ne peut pas utiliser ce montage seul, a le mérite de montrer que le Mesfet AsGa en grille commune possède un coefficient de réflexion faible en entrée sous réserve de choisir judicieusement la transconductance du transistor.
- Le Mesfet AsGa en grille commune avec son environnement contenant par exemple les circuits de polarisation nécessaires à son fonctionnement et l'étage chargeant la sortie du Mesfet en grille commune.

Dans un dernier temps, l'évaluation des performances en bruit du Mesfet AsGa en grille commune sera abordée et elles seront comparées à celle du Mesfet en source commune.

De plus, les configurations étudiées dans ce chapitre auront les caractéristiques suivantes :

- Le découplage de la grille en régime petit signal est total; c'est à dire que la grille est effectivement mise à la masse grâce à une capacité. Les effets de cette capacité ne seront pris en compte que lors de la simulation complète du montage.
- Aucune contre-réaction parallèle entrée/sortie, extérieure au Mesfet, n'est appliquée.

Des montages utilisant ce type de structures sont décrits dans [**NIC85**]. Ces structures permettent d'améliorer les performances du montage mais amènent des complications au niveau de la polarisation. De plus, il est difficile de mettre en avant les avantages de telles structures de façon analytique.

2-2 PERFORMANCES DU MESFET GRILLE COMMUNE SEUL

2-2-1 ADMITTANCE D'ENTREE DU MONTAGE GRILLE COMMUNE

Pour étudier ce montage, le Mesfet AsGa est représenté, en source commune, par le schéma équivalent petit signal de la figure 2.1. Cette représentation correspond au schéma équivalent classique d'un Mesfet AsGa intrinsèque sous forme admittance.

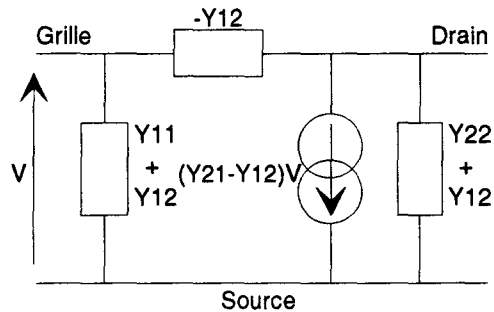


Figure 2.1- Mesfet AsGa, schéma équivalent petit signal
Montage source commune.

Cette représentation peut être établie en se référant à la figure 1.3 et en ne conservant que les éléments liés au Mesfet intrinsèque.

On se place à des fréquences telles que le pont diviseur entre C_{gs} et R_i soit sans influence sur la commande du générateur de courant.

La matrice admittance $[Y]$ de ce dispositif peut être établie à l'aide des relations suivantes:

$$Y_{12} = -j C_{dg} w$$

$$Y_{11} + Y_{12} = j C_{gs} w / (1 + j R_i C_{gs} w)$$

$$Y_{22} + Y_{12} = g_{ds} + j C_{ds} w$$

$$Y_{21} - Y_{12} = g_m$$

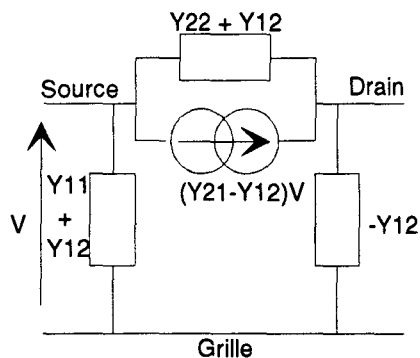


Figure 2.2- Mesfet AsGa- Schéma équivalent petit signal
Montage grille commune.

Lorsque l'on utilise ce même transistor en grille commune, le schéma équivalent peut être mis sous la forme donnée sur la figure 2.2

La matrice admittance [Y'] de ce Mesfet en grille commune est alors la suivante :

$$Y'_{11} = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$$

$$Y'_{21} = - (Y_{21} + Y_{22})$$

$$Y'_{12} = - (Y_{12} + Y_{22})$$

$$Y'_{22} = Y_{22}$$

Quand ce Mesfet en grille commune est chargé en sortie par une admittance Y_L , son admittance d'entrée Y_e est donnée par l'expression suivante notée (2.1)

$$Y_e = Y'_{11} - Y'_{12}Y'_{21} / (Y_L + Y'_{22}) \quad (2.1)$$

En utilisant les expressions des paramètres admittances en grille commune en fonction des paramètres admittances en source commune, on obtient l'expression de l'admittance Y_e notée (2.2) :

$$Y_e = (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}) - (Y_{22} + Y_{12}) (Y_{21} + Y_{22}) / (Y_L + Y_{22}) \quad (2.2)$$

Cette expression est très générale et ne permet pas de tirer des conclusions quant à la valeur de Y_e ; nous allons donc envisager plusieurs cas pour pouvoir analyser cette expression de Y_e .

2-2-2 COMPORTEMENT EN BASSES FREQUENCES

Si l'on se place en basses fréquences, c'est-à-dire en dessous du gigahertz, on peut décrire le comportement du Mesfet par :

$$Y_{11} = Y_{12} = 0$$

$$Y_{21} = g_m$$

$$Y_{22} = g_{ds}$$

En utilisant ces expressions dans la relation (2.2) pour les paramètres admittances du transistor, on obtient :

$$Y_{eBF} = (g_m + g_{ds}) (1 - g_{ds} / (Y_L + g_{ds}))$$

Si la charge Y_L est égale à l'admittance de référence $g_0 = 20 \text{ mS}$, on obtient l'expression de Y_{eBF} donnée par la relation (2.3) :

$$Y_{eBF} = g_0 (g_m + g_{ds}) / (g_0 + g_{ds}) \quad (2.3)$$

A partir de la relation (2.3), il est évident que si $g_m = g_0$ alors l'admittance d'entrée du montage grille commune, chargé en sortie par $Y_L = g_0$, est égale à l'admittance de référence g_0 . Cela peut être exprimé en disant que le coefficient de réflexion d'entrée du montage grille commune est nul quand le Mesfet a une transconductance égale à l'admittance de référence.

C'est cette particularité qui a amené à penser que le Mesfet en grille commune pouvait être utilisé pour faire des étages d'entrée d'amplificateurs large bande d'autant plus que des transconductances de l'ordre de 20 mS sont aisées à obtenir. Néanmoins, ce premier résultat n'est valable qu'en basses fréquences.

En outre, rappelons que:

$$Y'_{11} = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} = g_m + g_{ds}$$

$$Y'_{21} = - (Y_{21} + Y_{22}) = - (g_m + g_{ds})$$

$$Y'_{12} = - (Y_{12} + Y_{22}) = - g_{ds}$$

$$Y'_{22} = Y_{22} = g_{ds}$$

On peut donc calculer le S_{21BF} du montage :

$$S_{21BF} = -2 Y'_{21} g_0 / D_2$$

Avec :

$$D_2 = (g_0 + Y'_{11}) (g_0 + Y'_{22}) - Y'_{21} Y'_{12}$$

En remplaçant les Y'_{ij} par les éléments du schéma équivalent du Mesfet et en simplifiant cette expression, on obtient l'égalité :

$$S_{21BF} = 2 (g_m + g_{ds}) / (g_0 + g_m + 2g_{ds})$$

On voit sur cette expression que le gain du montage est une fonction croissante de g_m ; il vaut 0 dB pour $g_m = 20$ mS et tend vers 6 dB pour des g_m très grands. Pour des valeurs inférieures à 20mS, le gain du montage est inférieur à 0 dB. Il faudra tenir compte de ce phénomène dans le choix des transistors pour faire des amplificateurs.

2-2-3 COMPORTEMENT A DES FREQUENCES ELEVEES

Dans cette étude à des fréquences élevées, nous nous limiterons à une gamme de fréquences en rapport avec le domaine de validité du modèle choisi pour décrire le Mesfet, c'est à dire moins de 30 GHz. En outre, on se place toujours dans le cadre de la détermination du coefficient de réflexion à l'entrée; c'est à dire $Y_L = g_0$.

A partir de (2.2), on obtient l'expression de Y_θ notée (2.4) :

$$Y_\theta = Y_{11} + Y_{12} + (Y_{21} + Y_{22}) (g_0 - Y_{12}) / (g_0 + Y_{22}) \quad (2.4)$$

Pour évaluer le poids de chacun des termes de Y_e conformément à l'expression (2.4), prenons comme référence un Mesfet de la fonderie THOMSON DAG; ses caractéristiques sont :

Longueur de grille : 0.5 μ m
 Largeur de grille : 2 doigts de 75 μ m
 Polarisation à $I_{DSS}/2$

Les éléments de son schéma équivalent, conformément à la figure 1.3 mais limité au Mesfet intrinsèque, sont :

$g_m = 17.8$ mS
 $C_{gs} = 118$ fF
 $C_{gd} = 27$ fF
 $C_{ds} = 38$ fF
 $g_{ds} = 2.8$ mS
 $R_i = 7.6$ Ohms

Pour modifier la transconductance du transistor afin de l'adapter au besoin, on peut agir sur la polarisation ou sur la longueur des doigts de grille. Dans le premier cas, les éléments du schéma équivalent sont obtenus par des expressions polynomiales issues des mesures pour différentes polarisations sur un même transistor et dans le second cas, on applique simplement un facteur d'échelle pour une polarisation donnée.

Dans la plage 0-30GHz et pour un Mesfet ayant une longueur et une largeur de grille voisines de celles du Mesfet présenté plus haut, on peut faire les approximations suivantes :

$$Y_{11} + Y_{12} \# j C_{gs} w$$

$$g_0 - Y_{12} \# g_0$$

$$Y_{21} + Y_{22} \# g_m + g_{ds}$$

$$g_0 + Y_{22} \# g_0 + g_{ds}$$

On obtient alors l'expression de Y_e notée (2.5) :

$$Y_e = j C_{gs} w + g_0 (g_m + g_{ds}) / (g_0 + g_{ds}) \quad (2.5)$$

A partir de cette expression, on peut calculer le coefficient de réflexion du montage :

$$S_{11} = (g_0 - Y_e) / (g_0 + Y_e)$$

En utilisant (2.5), on obtient les expressions notées (2.6) :

$$S_{11}(w) = S_{11}(0) (1 \pm j w/w_1) / (1 + jw/w_2)$$

$$S_{11}(0) = (g_0 - g_m) / (g_0 + g_m + 2g_{ds}) \quad (2.6)$$

Avec:

$$\omega_1 = g_0 | g_0 - g_m | / (g_0 + g_{ds}) C_{gs}$$

$$\omega_2 = g_0 (g_0 + g_m + 2g_{ds}) / (g_0 + g_{ds}) C_{gs}$$

Où les pulsations de coupure ω_1 et ω_2 sont telles que:

$$\omega_1 < \omega_2$$

Le signe \pm de l'expression de $S_{11}(\omega)$ n'affecte pas le raisonnement fait sur son module.

Le module du coefficient de réflexion du montage est représenté sur la figure 2.3

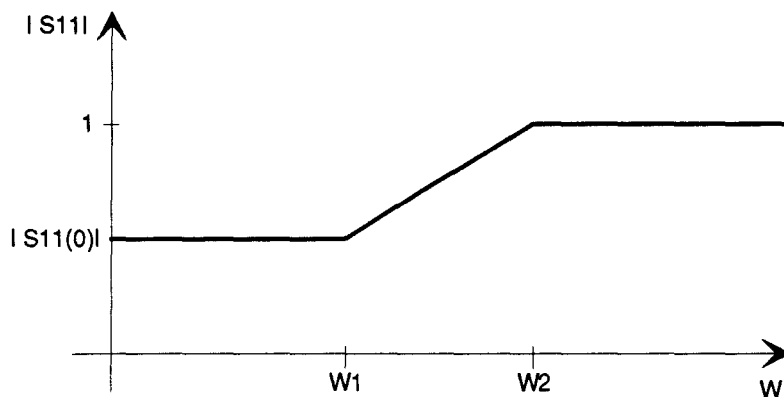


Figure 2.3- tracé asymptotique du module de $S_{11}(\omega)$ en fonction de la pulsation ω .

A partir de l'observation de cette courbe, on peut prendre deux orientations :

-Première solution :

On choisit $g_m = 20\text{mS}$, en jouant sur la polarisation du Mesfet ou sur sa taille, pour obtenir $S_{11}(0) = 0$ et ω_1 et ω_2 sont imposées puisque tous les paramètres sont fixés.

En jouant sur la polarisation, on fixe $g_m = g_0 = 20\text{ mS}$, la capacité C_{gs} associée est environ de 126 fF. On obtient alors un TOS en entrée inférieur à 2 jusqu'à environ $f=16.8\text{ GHz} = f_2 / 3$ avec $f_2 = \omega_2 / 2\pi$.

En jouant sur la longueur des doigts de grille, on fixe $g_m = g_0 = 20\text{mS}$, la capacité C_{gs} associée est environ de 132 fF et la plage de TOS en entrée inférieur à 2 est pratiquement identique; c'est à dire 16 GHz.

On peut remarquer que pour $g_m \neq g_0$, $f_2 \neq 2 f_T$ avec $f_T = g_m / 2\pi C_{gs}$. On peut donc dire que l'adaptation d'entrée d'un Mesfet utilisé en grille commune est intrinsèquement limitée vers les hautes fréquences à $2 f_T / 3$ si l'on choisit ce Mesfet avec une transconductance de 20 mS et si le critère d'adaptation est $| S_{11} | < 1/3$

-Deuxième solution :

On désadapte volontairement en basses fréquences pour essayer de maximiser w_1 pour maintenir le plus longtemps un $|S_{11}|$ faible.

Pour cela, il faut choisir des g_m qui amènent un $|S_{11}(0)|$ inférieur à $1/3$, c'est à dire un g_m compris entre environ 43mS et 8.5mS en négligeant les variations de g_{ds} dues à la modification de la polarisation ou de la taille du transistor.

On cherche alors à maximiser la plage de fréquence sur laquelle $|S_{11}| < 1/3$ avec g_m comme variable. On écrit alors qu'à la pulsation w_m , inférieure à w_2 et en utilisant le tracé asymptotique de $|S_{11}(w)|$, $|S_{11}(w_m)| = 1/3$ soit :

$$|1 + j w_m / w_1| |g_0 - g_m| / (g_0 + g_m + 2g_{ds}) = 1/3 \quad (2.7)$$

Il faut alors tenir compte de variations de C_{gs} avec g_m qui influence directement w_1 mais on peut négliger les variations de g_{ds} avec g_m car g_{ds} est petite quel que soit g_m devant g_m et g_0 ; c'est à dire que $S_{11}(0)$ et w_1 sont faiblement influencés par les variations de g_{ds} liées à celles de g_m .

En jouant sur la polarisation et avec le Mesfet cité plus haut, on peut écrire :

$$C_{gs}(g_m) \approx C_{gs0} + Kg_m$$

Avec :

$$C_{gs0} = 60 \text{ fF} \quad (2.8)$$

$$K = 3.3 \text{ fF/mS}$$

En exprimant w_m par rapport à g_m en utilisant (2.6), (2.7) et (2.8) on observe sur la figure 2.4 que les variations de $f_m = w_m / 2\pi$ sont faibles.

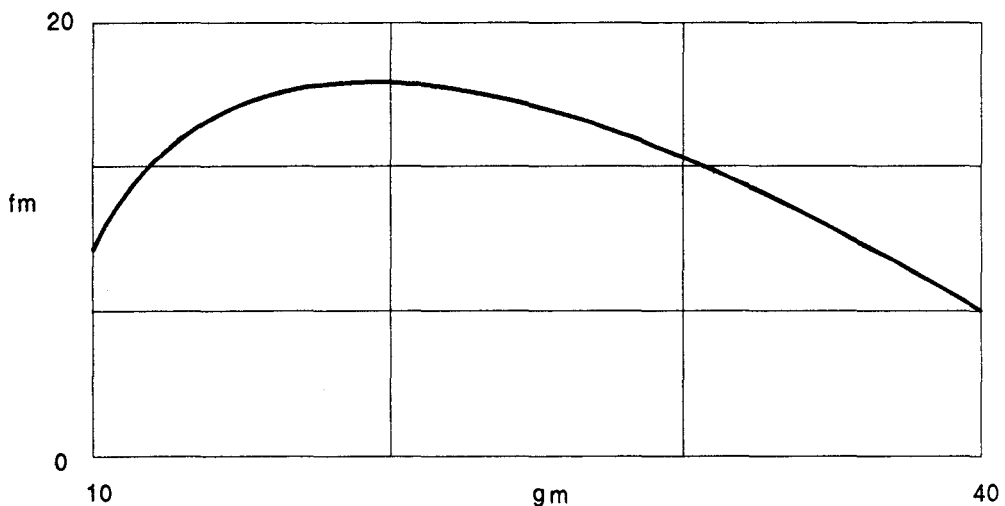


Figure 2.4- f_m (en GHz) en fonction de g_m (en mS),
Polarisation variable- Taille fixe.

Par dérivation de l'expression de w_m par rapport à g_m , on trouve un maximum pour w_m obtenu pour $g_m = 19\text{mS}$. Pour cette valeur de g_m , on obtient une plage de fréquence sur laquelle $|S_{11}|$ est inférieur à $1/3$ pratiquement identique à celle obtenue pour $g_m = 20\text{mS}$.

En jouant sur la taille du transistor, on peut écrire :

$$C_{gs}(g_m) \approx K'g_m$$

Avec : $K' = 6.6 \text{ fF/mS}$

Les variations $f_m = w_m / 2\pi$ par rapport à g_m sont données sur la figure 2.5

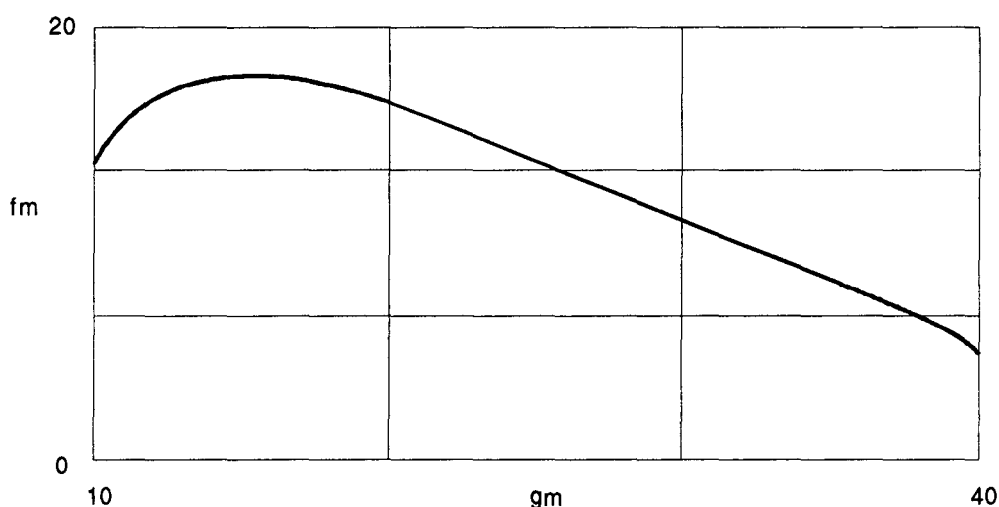


Figure 2.5- f_m (en GHz) en fonction de g_m (en mS),
Polarisation fixe- Taille variable.

Cette fois, le maximum de w_m est obtenu pour $g_m = 14.3 \text{ mS}$ et donne une plage de 17.7 GHz . Avec cette valeur de g_m , à $w=0$ on obtient $|S_{11}| = 0.143$.

Donc, en fait, pour avoir une bonne adaptation large bande en entrée du montage grille commune, on dispose d'une certaine latitude dans le choix du transistor et de sa polarisation :

- Si l'on veut une adaptation parfaite en basse fréquence, on utilise un Mesfet ayant une transconductance $g_m = 20\text{mS}$ qui peut être obtenue en jouant indifféremment ou simultanément sur la longueur de grille ou sur le courant de polarisation. Dans ce cas le TOS d'entrée reste inférieur à 2 jusqu'à $2 f_T/3$; 16.8 GHz avec le Mesfet THOMSON DAG.

- Si l'on accepte une légère désadaptation en basse fréquence, on peut utiliser un Mesfet ayant une transconductance inférieure à 20 mS . Dans ce cas, on obtient une plage de fréquence où le TOS reste inférieur à 2 légèrement supérieure à $2 f_T/3$; 17.7 GHz contre 16.8 GHz dans l'exemple cité.

En ce qui concerne le gain du montage, on obtient avec les approximations faites plus haut :

$$S_{21}(w) = S_{21BF} / (1 + j w / w_2)$$

Avec :

$$w_2 = g_0(g_0 + g_m + 2g_{ds}) / (g_0 + g_{ds}) C_{gs}$$

$$S_{21BF} = 2 (g_m + g_{ds}) / (g_0 + g_m + 2g_{ds})$$

Les figures 2.6 à 2.8 illustrent les résultats obtenus. Il s'agit d'une simulation effectuée sur un Mesfet représenté par g_m , g_{ds} et C_{gs} seulement.

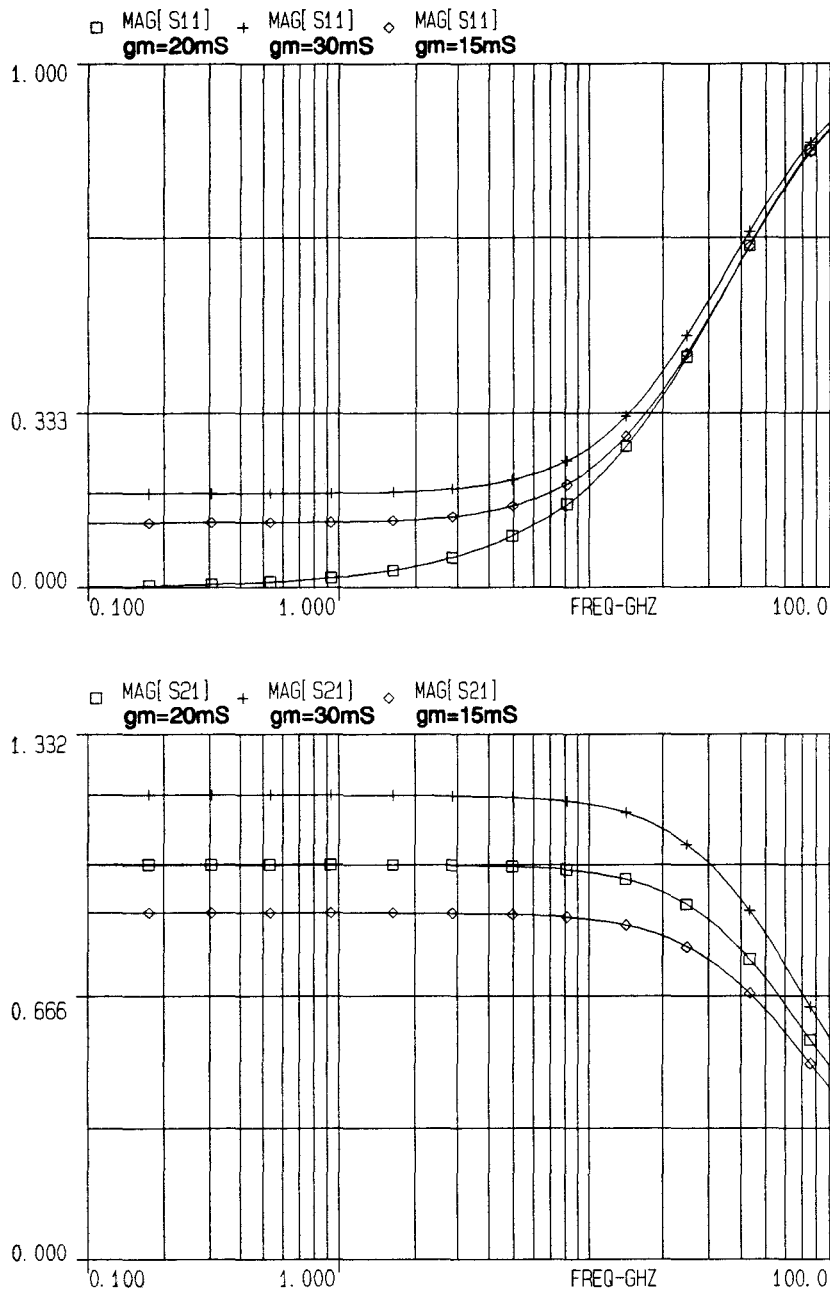


Figure 2.6- Montage grille commune, Coefficients de réflexion et de transmission direct pour différentes valeurs de g_m , Polarisation variable, Taille fixe.

Sur la figure 2.6 la simulation est faite en modifiant g_m en agissant sur la polarisation du Mesfet. On observe que :

- Pour le coefficient de réflexion, la courbe correspondant au cas le plus favorable est obtenue pour $g_m \approx 20\text{mS}$. Cela correspond bien avec l'étude asymptotique qui fait état d'un maximum de la plage de fréquences où le TOS est inférieur à 2 pour g_m voisin de 19 mS (voir figure 2.4- polarisation variable, taille fixe).
- Pour le gain, la forme est pratiquement la même pour tous les g_m mais avec un avantage pour la valeur en basses fréquences pour les g_m élevés.

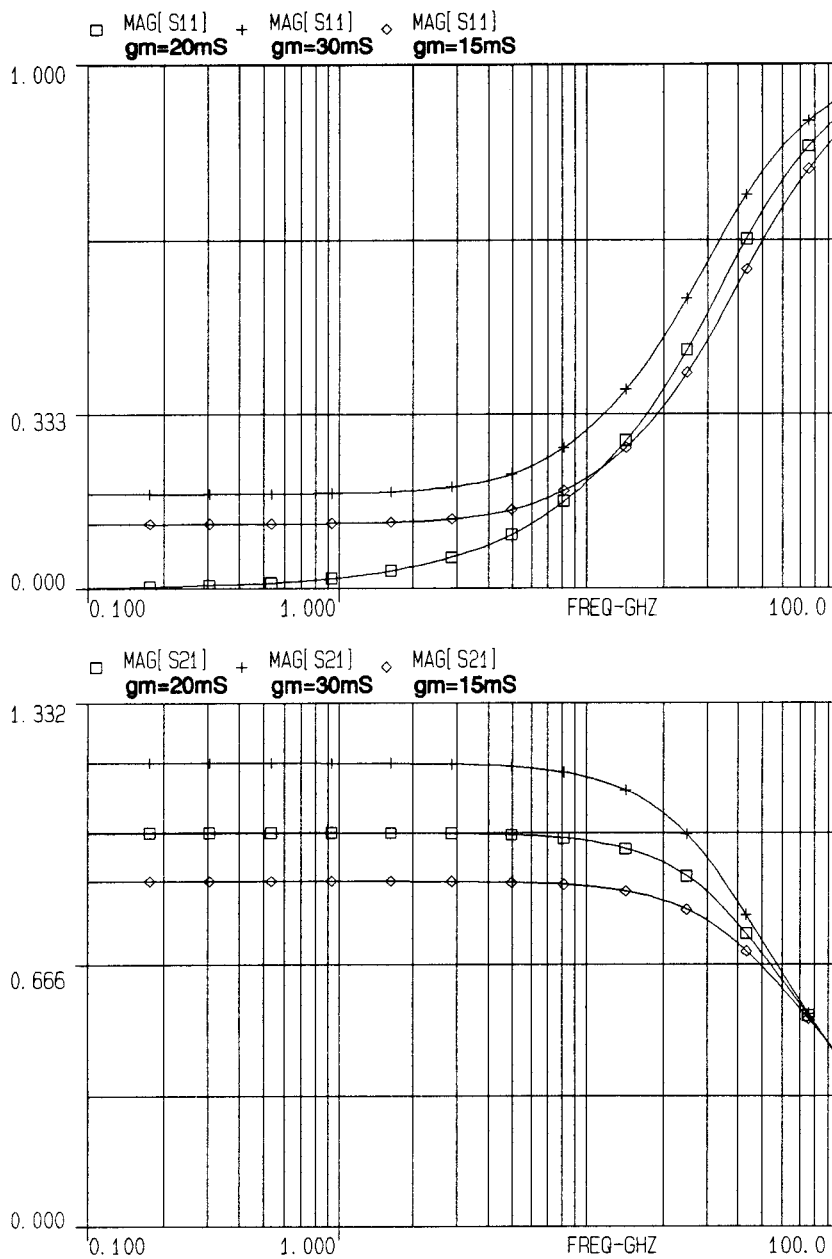


Figure 2.7- Montage grille commune, Coefficients de réflexion et de transmission direct pour différentes valeurs de g_m , Polarisation fixe, Taille variable.

Sur la figure 2.7 la simulation est faite en modifiant g_m en agissant sur la taille du Mesfet. On observe que :

- Pour le coefficient de réflexion, la situation la plus favorable, au niveau de l'étendue de la plage de fréquence pour un TOS inférieur à 2, est obtenue pour $g_m = 15$ mS. Cela correspond bien avec l'étude asymptotique qui fait état d'un maximum de la plage de fréquences où le TOS est inférieur à 2 pour g_m voisin de 14.3 mS (voir figure 2.5- polarisation fixe, taille variable). Ce résultat est obtenu au détriment du gain du montage.
- Pour le gain, on observe une décroissance plus précoce qu'avec la simulation à polarisation variable.

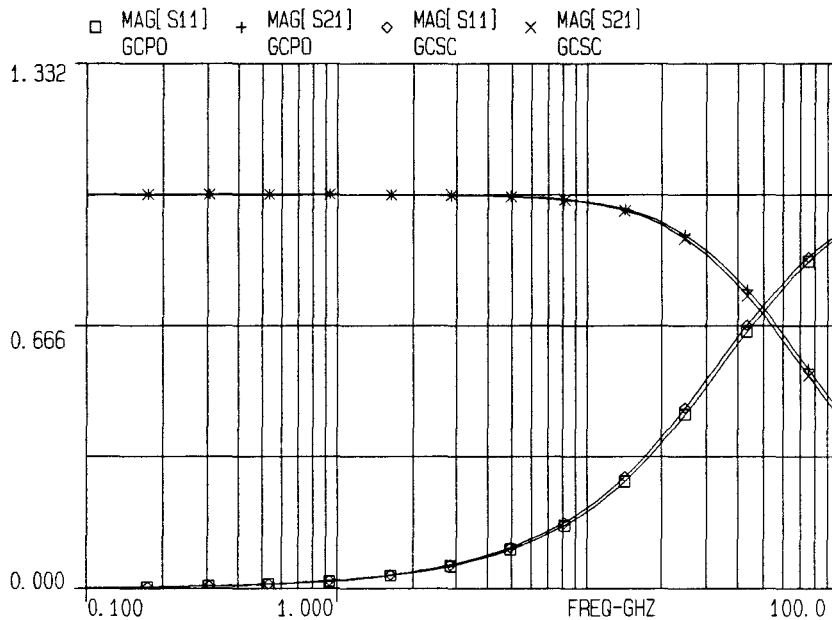


Figure 2.8- Montage grille commune, Coefficients de réflexion et de transmission direct pour $g_m = 20$ mS,

Comparaison entre :

- Polarisation fixe, Taille variable : GCSC.
- Polarisation variable, Taille fixe : GCPO.

Sur la figure 2.8, on peut comparer les performances respectives des deux montages suivants :

- Pour le premier montage noté GCPO, on obtient $g_m = 20$ mS en augmentant le courant de polarisation du Mesfet de référence.
- Pour le deuxième montage noté GCSC, on obtient $g_m = 20$ mS en augmentant la taille du Mesfet en restant à $I_{DDS}/2$.

On voit que les résultats sont très proches avec un léger avantage pour le premier montage qui tient à un C_{gs} légèrement plus faible. Il faut noter que cette différence tient au moins autant à l'imprécision sur la connaissance de C_{gs} qu'à la stratégie pour obtenir g_m .

Pour illustrer cela, quatre autres simulations ont été faites. Les Mesfets sont des transistors $0.5\mu\text{m}$ de la fonderie GEC-MARCONI du type F20. L'objectif est de comparer les performances en S_{11} et S_{21} des quatre transistors suivants :

-1^{er} transistor GC0 : $2 \times 67\mu\text{m}$, polarisation à I_{DSS} , $g_m = 20 \text{ mS}$,
 $C_{gs}=166 \text{ fF}$, $C_{dg} = 0$, $C_{ds} = 0$, $R_{ds} = 651 \text{ Ohms}$, $R_i = 0$.

-2^{ème} transistor GC1 : $2 \times 67\mu\text{m}$, polarisation à I_{DSS} , $g_m = 20 \text{ mS}$,
 $C_{gs}=166 \text{ fF}$, $C_{dg} = 10 \text{ fF}$, $C_{ds} = 37 \text{ fF}$, $R_{ds} = 651 \text{ Ohms}$, $R_i = 3.54 \text{ Ohms}$.

-3^{ème} transistor GC2 : $2 \times 80\mu\text{m}$, polarisation à $0.6 I_{DSS}$, $g_m = 20 \text{ mS}$,
 $C_{gs}=159 \text{ fF}$, $C_{dg} = 13 \text{ fF}$, $C_{ds} = 40 \text{ fF}$, $R_{ds} = 531 \text{ Ohms}$, $R_i = 5.1 \text{ Ohms}$.

-4^{ème} transistor GC3 : $2 \times 100\mu\text{m}$, polarisation à $0.32 I_{DSS}$, $g_m = 20 \text{ mS}$,
 $C_{gs}=160 \text{ fF}$, $C_{dg} = 18 \text{ fF}$, $C_{ds} = 45 \text{ fF}$, $R_{ds} = 428 \text{ Ohms}$, $R_i = 6.2 \text{ Ohms}$.

Les résultats sont donnés sur la figure 2.9 pour les coefficients de réflexion et sur la figure 2.10 pour les coefficients de transmission directs.

La première remarque que l'on peut faire est qu'entre 0 et 30 GHz, le montage grille commune est convenablement décrit par un modèle g_m , C_{gs} et g_{ds} .

Deuxièmement, on peut jouer indifféremment sur la taille ou la polarisation du Mesfet en grille commune pour obtenir une bonne adaptation.

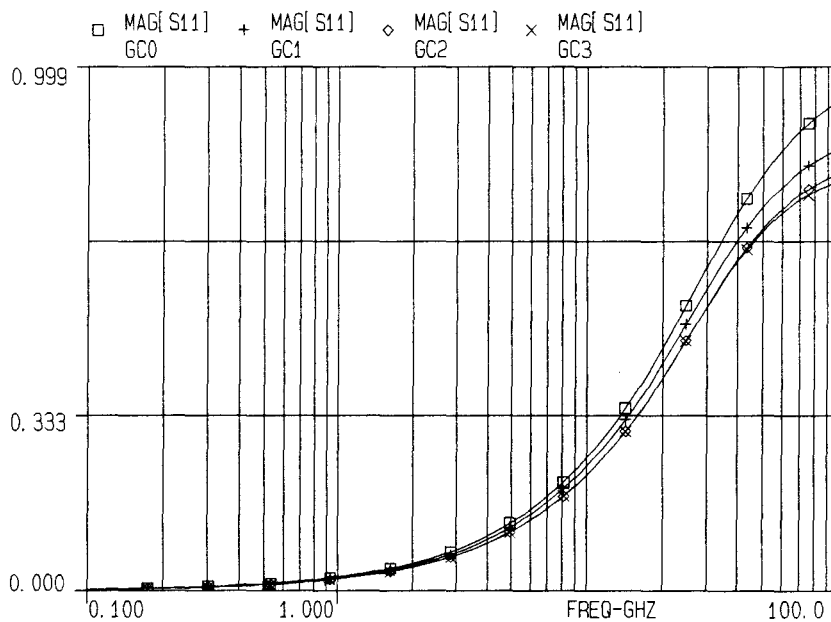


Figure 2.9- Montage grille commune, Coefficient de réflexion pour $g_m = 20 \text{ mS}$, Comparaison de différents schémas équivalents.

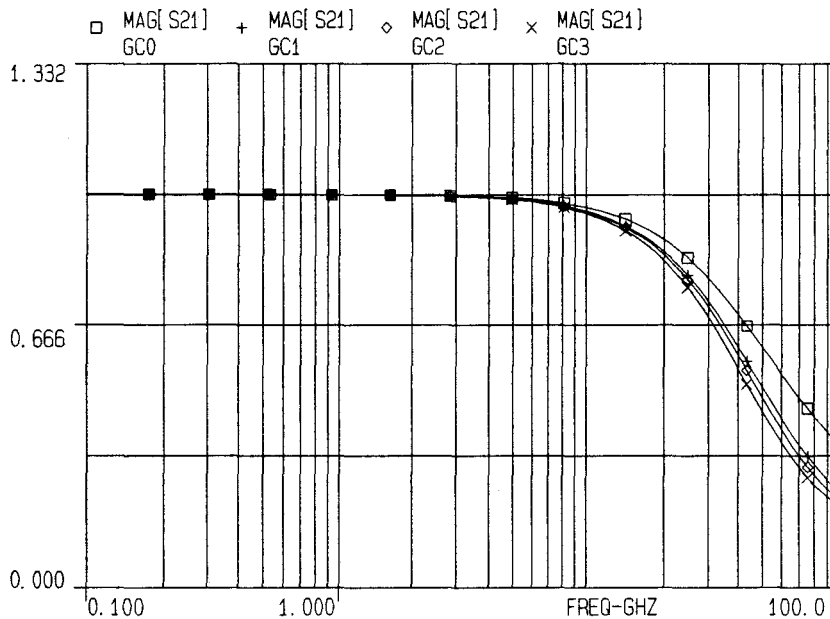


Figure 2.10- Montage grille commune, Coefficient de transmission pour $g_m = 20 \text{ mS}$, Comparaison de différents schémas équivalents.

2-3 LE MONTAGE GRILLE COMMUNE ET SON ENVIRONNEMENT

2-3-1 ASSOCIATION GRILLE COMMUNE-SOURCE COMMUNE

Dans le paragraphe précédent, le montage grille commune a été étudié seul et nous avons pu observer que compte tenu des valeurs des transconductances souhaitables pour obtenir une bonne adaptation en entrée, le gain propre de ce montage, voisin de l'unité, le rendait impropre à la fonction d'amplificateur lorsqu'il était utilisé seul.

Il faut donc faire suivre ce montage grille commune, utile pour le TOS d'entrée, d'un étage à Mesfet susceptible d'apporter du gain.

La configuration la plus propice pour donner du gain à l'ensemble est une association grille commune, source commune.

Comme le montage grille commune n'est pas unilatéral, le fait de charger sa sortie par un étage source commune, présentant une admittance très désadaptée, va influencer la valeur de son admittance d'entrée.

Pour pouvoir étudier analytiquement le comportement de cette association, les deux Mesfets ont été choisis identiques et les modèles retenus sont les suivants :

- Mesfet en grille commune : g_m , g_{ds} et C_{gs} .
- Admittance d'entrée du Mesfet en source commune : C_{gs} .

Le montage correspondant est donné sur la figure 2.11.

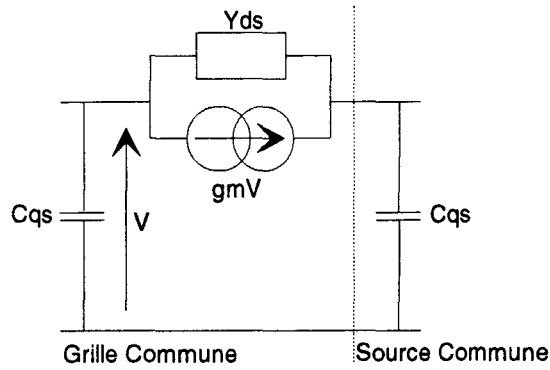


Figure 2.11- Association grille commune / Source commune.

L'admittance Y_e de ce montage est alors :

$$Y_e = j C_{gs} w \left(1 + (g_m + g_{ds}) / (j C_{gs} w + g_{ds}) \right)$$

On peut alors exprimer S'_{11} , le coefficient de réflexion correspondant, qui a la forme donnée par les expressions notées (2.11a), (2.11b) et (2.11c) :

$$S'_{11} (w) = (1 + jw / w_3)(1 + jw / w_4) / \left((1 + jw / w_1)(1 + jw / w_2) \right) \quad (2.11a)$$

Avec :

$$w_i = g_i / C_{gs}$$

Les conductances g_i sont définies par les relations :

$$g_1 + g_2 = g_0 + g_m + 2g_{ds} \quad \text{et} \quad g_1 g_2 = g_0 g_{ds} \quad (2.11b)$$

$$g_4 + g_3 = g_m + 2g_{ds} - g_0 \quad \text{et} \quad g_3 g_4 = - g_0 g_{ds} \quad (2.11c)$$

Le système (2.11b) admet deux solutions positives g_1 et g_2 pour toutes valeurs positives de g_m , g_0 et g_{ds} . On appelle g_1 la plus petite solution.

Le système (2.11c) peut se mettre sous la forme suivante :

$$g_4 + g_3 = S = g_m + 2g_{ds} - g_0$$

$$g_4 g_3 = P = - g_0 g_{ds} < 0$$

Ce système admet deux solutions pour toutes valeurs de g_0 , g_m et g_{ds} positives dont une est positive et l'autre négative. Comme nous nous intéressons uniquement au module de S'_{11} , pour trouver les conductances $|g_3|$ et $|g_4|$ qui nous intéressent, il suffit de changer le signe de la racine négative du système (2.11c) suivant le signe de S . Par abus d'écriture, nous appellerons g_3 la valeur $|g_3|$ et g_4 la valeur $|g_4|$ pour éviter d'alourdir les expressions des g_i et des w_i avec les valeurs absolues. L'expression de la plus petite solution dépendant du signe de S , on peut écrire :

$$\text{Min}(g_3, g_4) = \left((S^2 - 4 P)^{1/2} - | S | \right) / 2$$

Moyennant cela, on voit que S'_{11} peut avoir un diagramme asymptotique comme ceux des figures 2.12 et 2.13 car $w_1 w_2 = w_3 w_4$. En fait la situation de la figure 2.13 est improbable car on peut montrer que le module de S'_{11} est toujours inférieur ou égal à 1 pour toutes les pulsations w en raisonnant sur le signe de la partie réelle de Y_θ ou en montrant que la plage de fréquence entre w_1 et w_2 est plus étendue qu'entre w_3 et w_4 .

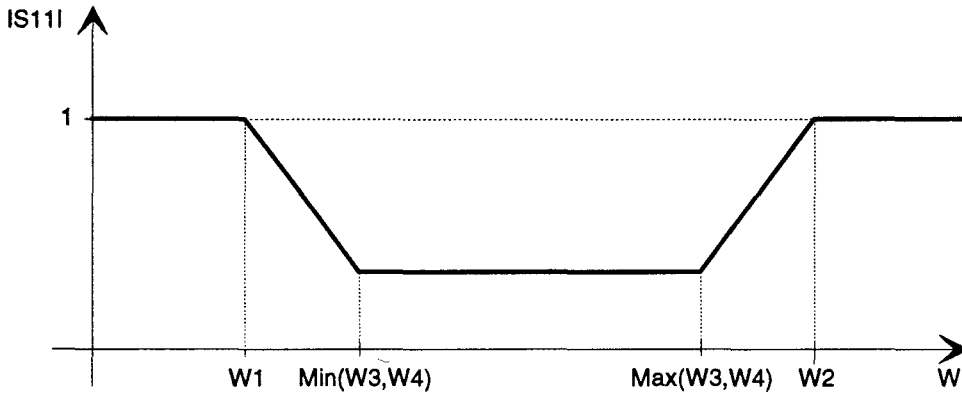


Figure 2.12- Association grille commune / Source commune, Tracé asymptotique du module du coefficient de réflexion en entrée- 1ère solution.

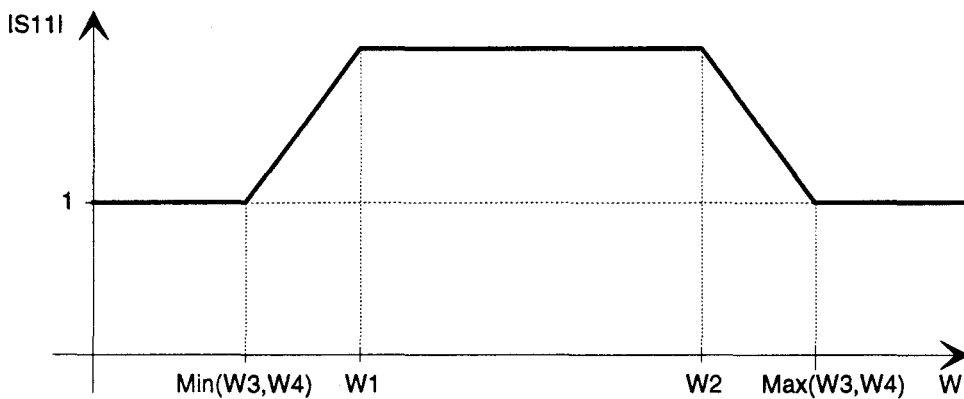


Figure 2.13- Association grille commune / Source commune, Tracé asymptotique du module du coefficient de réflexion en entrée- 2ème solution.

En examinant la figure 2.12, on voit que :

- L'adaptation n'est plus bonne en basses fréquences puisque le module de S'_{11} tend vers 1.
- Si l'on veut une large plage de fréquences où l'adaptation est bonne il faut minimiser w_1 et $\text{Min}(w_3, w_4)$ et maximiser w_2 et $\text{Max}(w_3, w_4)$ sans toutefois que w_1 et $\text{Min}(w_3, w_4)$ soient trop proches de façon qu'entre $\text{Min}(w_3, w_4)$ et $\text{Max}(w_3, w_4)$, le module de S'_{11} soit le plus faible possible.

Nous allons donc rechercher les conditions sur g_m pour obtenir une large plage de fréquences avec un module de S'_{11} faible en prenant comme exemple le Mesfet de la fonderie THOMSON DAG, qui a un g_{ds} de 2.8mS. Pour cela les conditions à remplir, en négligeant dans un premier temps les variations de C_{gs} avec g_m , sont :

- Une transconductance élevée pour minimiser w_1 qui est une fonction décroissante de g_m comme l'indique la figure 2.14 représentant g_1 en fonction de g_m . La maximisation de w_2 est simultanée grâce à la relation suivante :

$$w_1 w_2 = g_0 g_{ds} / C_{gs}^2$$

- Une différence entre w_1 et $\text{Min}(w_3, w_4)$ suffisante pour que, dans la plage $\text{Min}(w_3, w_4)$ et $\text{Max}(w_3, w_4)$, le module de S'_{11} soit faible ou tout au moins inférieur à 1/3. Cela peut être obtenu pour des transconductances voisines de 15 mS.
- Une valeur de $\text{Min}(w_3, w_4)$ faible, obtenue seulement pour des transconductances très faibles ou bien très grandes, comme l'indique la figure 2.15 qui représente $\text{Min}(g_3, g_4)$ en fonction de g_m . Cela permet que la plage entre $\text{Min}(w_3, w_4)$ et $\text{Max}(w_3, w_4)$ soit la plus grande possible.

Donc, en fait, on ne peut pas obtenir, dans ces conditions de charge du montage grille commune, un TOS faible sur une large bande de fréquences car $\text{Min}(w_3, w_4)$ est une fonction croissante de g_m jusqu'à $g_m = g_0 - 2g_{ds}$ puis une fonction décroissante de g_m ensuite. Cela ne permet pas d'avoir simultanément $\text{Min}(w_3, w_4)$ et w_1 faibles et $w_1/\text{Min}(w_3, w_4)$ grand.

En observant l'allure de $g_1/\text{Min}(g_3, g_4)$ correspondant asymptotiquement au minimum du module de S'_{11} , on s'aperçoit que g_m doit être compris entre 10mS et 25mS pour que le module de S'_{11} soit inférieur à 1/3 entre $\text{Min}(w_3, w_4)$ et $\text{Max}(w_3, w_4)$, en tracé asymptotique. Asymptotiquement, la situation la plus favorable étant obtenue pour $g_m = g_0 - 2g_{ds}$ pour laquelle $|S'_{11}| \approx 0.2$ avec comme inconvénient que $w_3 = w_4$. Ces résultats sont donnés sur la figure 2.16.

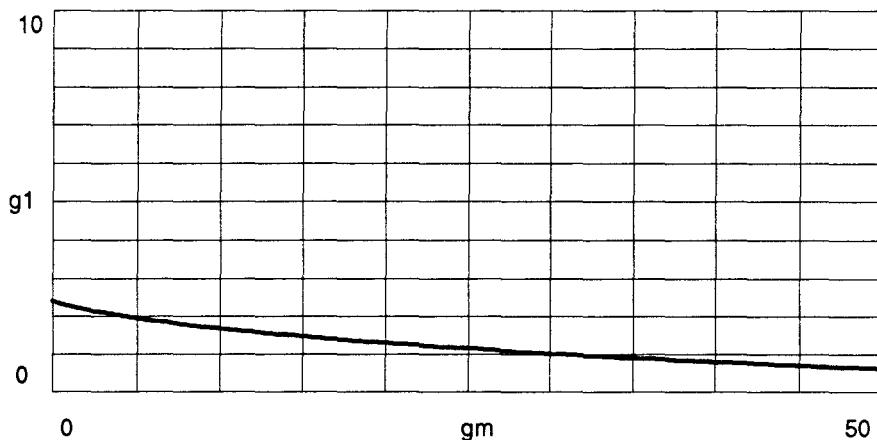


Figure 2.14- g_1 (en mS) en fonction de g_m (en mS).

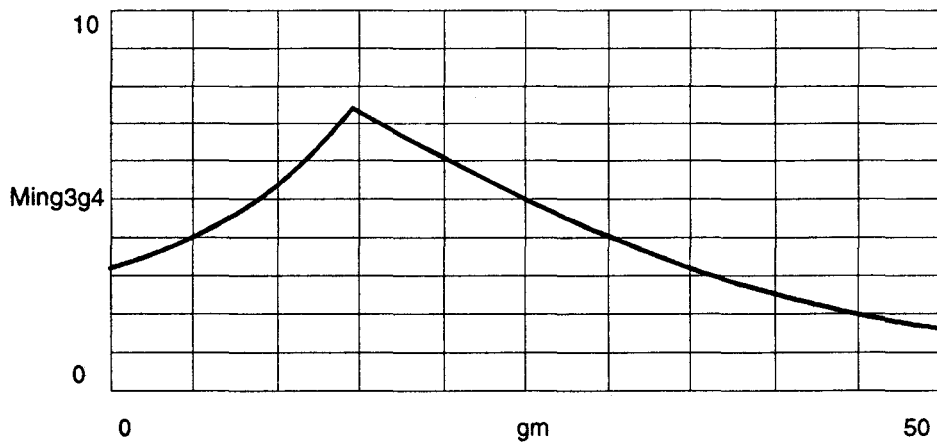


Figure 2.15- $\text{Min}(g_3, g_4)$ (en mS) en fonction de g_m (en mS).

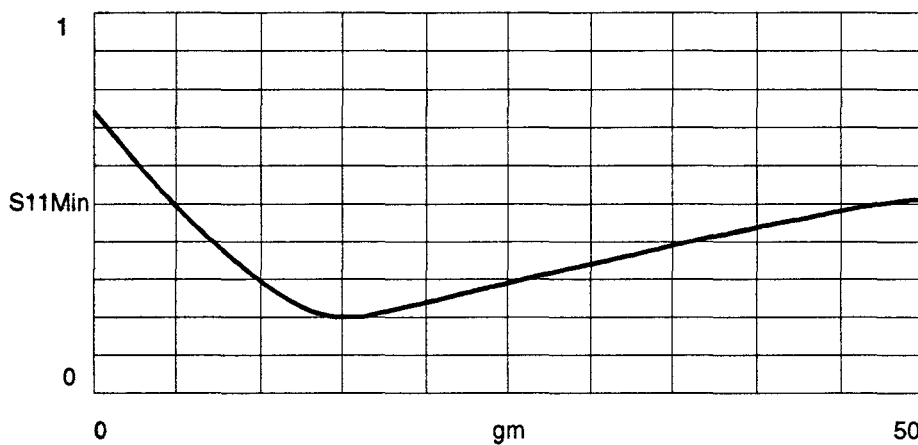


Figure 2.16- Module de $S_{11\text{Min}}$ en fonction de g_m (en mS).

Les variations de C_{gs} avec g_m , négligées jusqu'à présent, ne changent pas l'allure de la courbe du module de S'_{11} en fonction de la pulsation w puisqu'elles ne font que translater la courbe vers la gauche quand g_m augmente et vers la droite quand g_m diminue.

Pour illustrer les résultats obtenus, la figure 2.17 donne la courbe du module de S'_{11} dans les conditions suivantes :

- Mesfet THOMSON DAG $0.5\mu\text{m}$, 2 doigts de $75\mu\text{m}$, $g_m = 17.8 \text{ mS}$, $g_{ds} = 2.8 \text{ mS}$ et $C_{gs} = 118 \text{ fF}$, charge de sortie $C = 118 \text{ fF}$.

Le module de S'_{11} est inférieur à 0.5 entre 3.5 GHz et 30 GHz et le minimum est de 0.35 à 10 GHz.

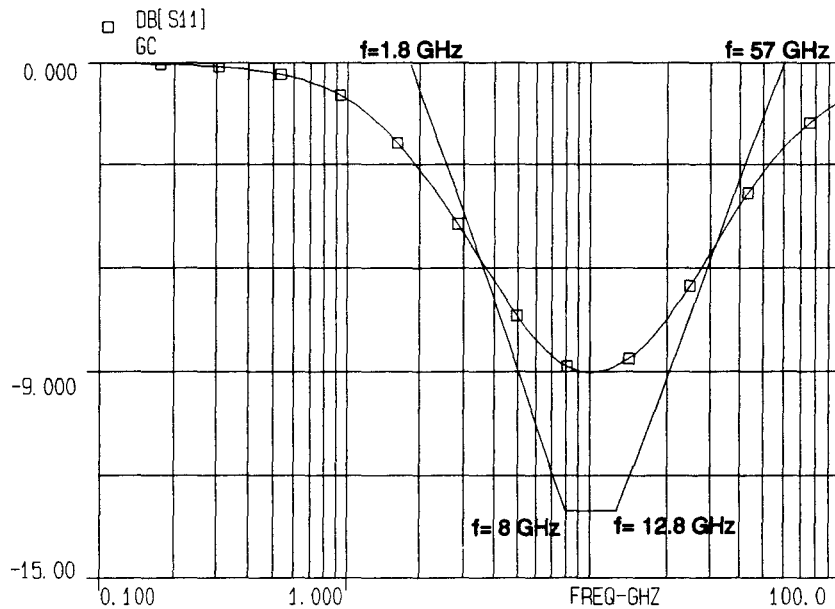


Figure 2.17- Association grille commune / source commune, Module de S'_{11} pour un Mesfet THOMSON DAG $0.5\mu\text{m}$, 2 doigts de $75\mu\text{m}$.

2-3-2 ASSOCIATION GRILLE COMMUNE-SOURCE COMMUNE-POLARISATION

Dans ce paragraphe, nous allons évaluer le coefficient de réflexion d'entrée du dispositif suivant :

- Un Mesfet en grille commune polarisé par deux charges actives.
- Un Mesfet en source commune chargeant la sortie du montage grille commune.

Ce dispositif est représenté sur la figure 2.18.

Tous les Mesfets utilisés sont identiques.

Il faut remarquer que dans cette situation on ne tient pas compte d'éventuels décalages en continu qui pourraient nous amener à utiliser des capacités de liaison et des capacités de découplage.

Les schémas équivalents simplifiés retenus pour décrire le comportement petit signal du montage sont les suivants :

- Mesfet en grille commune : g_m , g_{ds} et C_{gs} .
- Admittance d'entrée du montage source commune : C_{gs} .
- Charge active : g_{ds} .

Le schéma équivalent de l'ensemble est donné sur la figure 2.19.

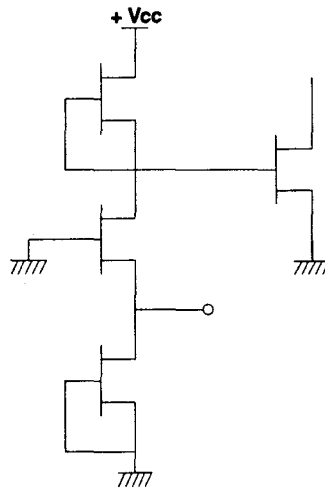


Figure 2.18- Association grille commune / source commune avec polarisation.

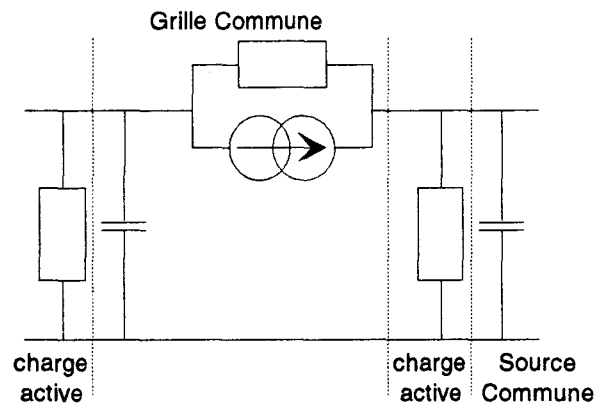


Figure 2.19- Schéma équivalent de l'association grille commune / source commune avec polarisation.

L'admittance d'entrée Y_e de ce montage est donnée par les expressions (2.12a) et (2.12b) :

$$Y_e = Y'_{11} - Y'_{12}Y'_{21} / (Y_L + Y'_{22})$$

$$Y'_{11} = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} = j C_{gs} w + g_m + 2 g_{ds}$$

$$Y'_{21} = - (Y_{21} + Y_{22}) = - (g_m + g_{ds})$$

$$Y'_{12} = - (Y_{12} + Y_{22}) = - g_{ds} \quad (2.12a)$$

$$Y'_{22} = Y_{22} = g_{ds}$$

$$Y_L = j C_{gs} w + g_{ds}$$

Soit en remplaçant, on obtient :

$$Y_e = (g_{ds} + j C_{gs} w) (g_m + 3 g_{ds} + j C_{gs} w) / (2 g_{ds} + j C_{gs} w) \quad (2.12b)$$

On peut donc exprimer S'_{11} le coefficient de réflexion correspondant en le mettant sous la forme donnée par les expressions notées (2.13) :

$$S'_{11}(w) = \pm S'_{11w=0} (1 + jw/w_3)(1 + jw/w_4) / ((1 + jw/w_1)(1 + jw/w_2)) \quad (2.13a)$$

Avec :

$$S'_{11w=0} = |2g_0 - 3g_{ds} - g_m| / (2g_0 + 3g_{ds} + g_m) \quad (2.13b)$$

En posant $w_i = g_i / C_{gs}$, on a :

$$g_1 + g_2 = g_0 + 4g_{ds} + g_m = S'$$

$$g_1 g_2 = g_{ds} (2g_0 + 3g_{ds} + g_m) = P' \quad (2.13c)$$

$$g_4 + g_3 = -g_0 + 4g_{ds} + g_m = S''$$

$$g_3 g_4 = -g_{ds} (2g_0 - 3g_{ds} - g_m) = P'' \quad (2.13d)$$

Le système (2.13c) admet pour toutes valeurs de g_0 , g_m et g_{ds} positives deux solutions positives g_1 et g_2 , sans nuire à la généralité du propos, on pose $g_1 < g_2$.

Le système (2.13d) admet pour toutes valeurs de g_0 , g_m et g_{ds} positives deux solutions g_3 et g_4 dont les signes dépendent de g_0 , g_m et g_{ds} .

En fonction de g_m , l'allure du tracé asymptotique du module de S'_{11} peut présenter plusieurs formes; elles sont données sur les figures 2.20, 2.21 et 2.22. Pour arriver à cette conclusion, il suffit de remarquer que :

- Quand la pulsation w tend vers l'infini, le module de S'_{11} tend vers 1 car Y_e est équivalente à $j C_{gs} w$.

- S'_{11} pour w grande est équivalent à $S'_{11w=0} w_1 w_2 / w_3 w_4$. Comme $S'_{11w=0}$ est toujours inférieur à 1 en valeur absolue pour toutes les valeurs de g_0 , g_m et g_{ds} positives alors le produit $w_1 w_2$ est supérieur à la valeur absolue du produit $w_3 w_4$.

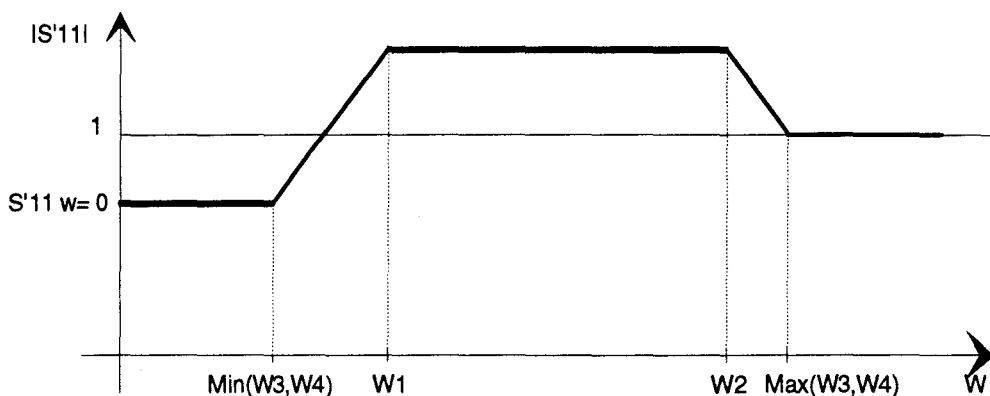


Figure 2.20- Tracé asymptotique du module de S'_{11} , première solution.

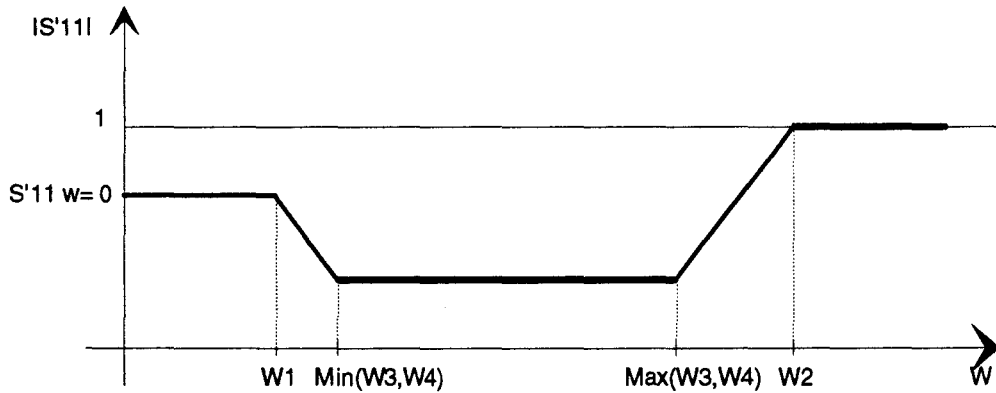


Figure 2.21- Tracé asymptotique du module de S'_{11} , deuxième solution.

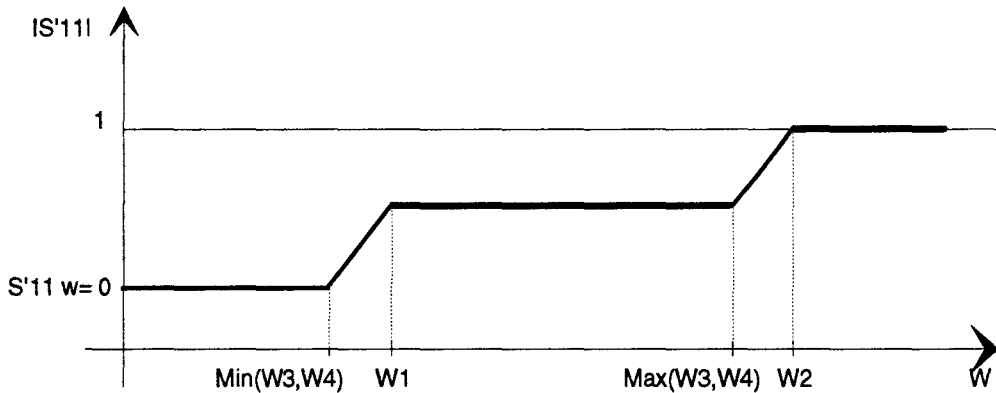


Figure 2.22- Tracé asymptotique du module de S'_{11} , troisième solution.

Comme on s'intéresse seulement au module de S'_{11} et que d'après l'équation (2.13d), il pourrait arriver que g_3 et ou g_4 soient négatives, par abus d'écriture on omettra, dans la suite, de préciser que les g_i et les w_i s'entendent en valeur absolue.

Pour étudier, en fonction de g_m , si l'on se trouve dans le cas des figures 2.20, 2.21 ou 2.22, nous allons utiliser le Mesfet THOMSON DAG défini par :

g_m : variable pour cette étude

$g_{ds} = 2.8 \text{ mS}$

$C_{gs} = K' g_m$

$K' = 6.6 \text{ fF/ mS}$

1er cas :

Il correspond à la figure 2.20 et il amène un module de S'_{11} supérieur à 1 entre w_1 et w_2 . Cette situation est improbable car pour toutes les valeurs de g_m et g_{ds} positives, la partie réelle de Y_e est strictement positive.

2ème cas :

Il correspond à la figure 2.21 et il est très intéressant car en choisissant convenablement $S'_{11w=0}$, on peut obtenir un coefficient de réflexion faible en entrée jusqu'à des pulsations de l'ordre du $\text{Max}(w_3, w_4)$. Pour arriver à cela, il faut que w_1 soit inférieure à $\text{Min}(w_3, w_4)$ soit :

$$g_1 < \text{Min}(g_3, g_4)$$

En remplaçant à l'aide de (2.13c) et (2.13d) cette condition s'écrit :

$$S' - (S'^2 - 4P')^{1/2} < | | S'' | - (S''^2 - 4P'')^{1/2} |$$

En observant les courbes de g_1 , g_3 , g_4 et g_2 en fonction de g_m représentées respectivement sur les figures 2.23, 2.24, 2.25 et 2.26, on constate que la situation de la figure 2.21 ne peut être obtenue que pour des valeurs de g_m inférieures à 15.4mS environ. Cette limite peut évoluer quelque peu en fonction de g_{ds} .

Cette limite correspond au cas particulier $g_1 = \text{Min}(g_3, g_4)$. Dans ce cas, la valeur de S'_{11} à $w=0$ est 0.254 et en tracé asymptotique, le module de S'_{11} reste à cette valeur jusqu'à $\text{Max}(w_3, w_4)$.

Si l'on souhaite avoir une valeur de S'_{11} inférieure à 1/3 en basses fréquences, il faut que g_m soit supérieure à 11.6ms comme indiqué sur la figure 2.27 qui représente $S'_{11w=0}$ en fonction de g_m .

Cette situation est intéressante car ces faibles valeurs de transconductances vont s'accompagner de faibles valeurs de capacités grille source donc une large plage de TOS faible en entrée. L'inconvénient majeur de cette zone de g_m comprise entre 11.6 et 15.4 mS est que le gain propre du montage grille commune est faible.

3ème cas :

Cette situation correspond à des valeurs de g_m supérieures à 15.4 mS, c'est à dire quand la pulsation w_1 est supérieure au $\text{Min}(w_3, w_4)$.

Si l'on souhaite avoir une valeur de S'_{11} inférieure à 1/3 en basses fréquences, il faut que g_m soit inférieure à 71.5 mS, comme indiqué sur la figure 2.27, avec comme inconvénient que le TOS d'entrée devient supérieur à 2 dès la pulsation $\text{Min}(w_3, w_4)$. Ce choix n'est pas très bon et il vaut mieux choisir une transconductance qui permette, de façon asymptotique, de maintenir le TOS d'entrée inférieur à 2 jusqu'à $\text{Max}(w_3, w_4)$. Pour cela, il faut que g_m soit telle que :

$$S'_{11w=0} g_1 / \text{Min}(g_3, g_4) = 1/3$$

Avec :

$$g_m > 15.4 \text{ mS}$$

On obtient une transconductance maximale g_m de 25.4 mS.

Dans cette gamme de transconductances, il existe un autre cas particulier qui consiste à choisir g_m de telle sorte que S'_{11} soit nul en basses fréquences. C'est à dire $g_m = 2g_0 - 3g_{ds}$; dans l'exemple, cela correspond à 31.6 mS.

Dans cette gamme de transconductances élevées, il faut tenir compte du fait que la capacité C_{gs} associée que l'on peut évaluer avec l'expression $C_{gs} = K' g_m$ pénalise les performances en hautes fréquences du montage.

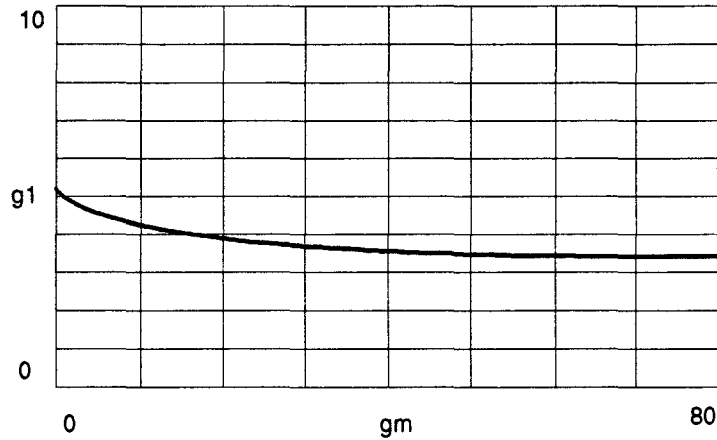


Figure 2.23- g_1 (en mS) en fonction de g_m (en mS).

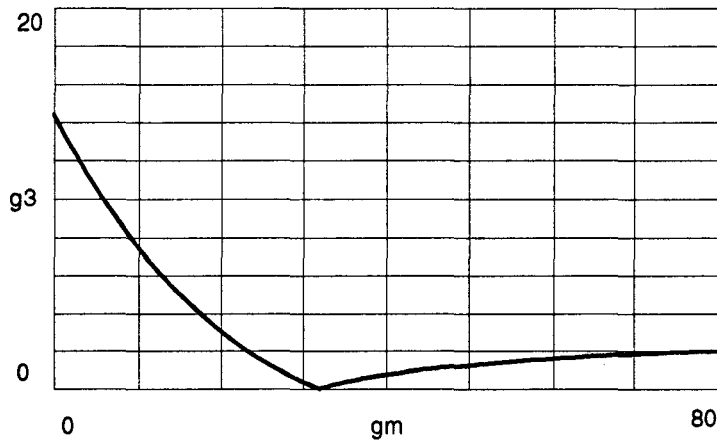


Figure 2.24- g_3 (en mS) en fonction de g_m (en mS).

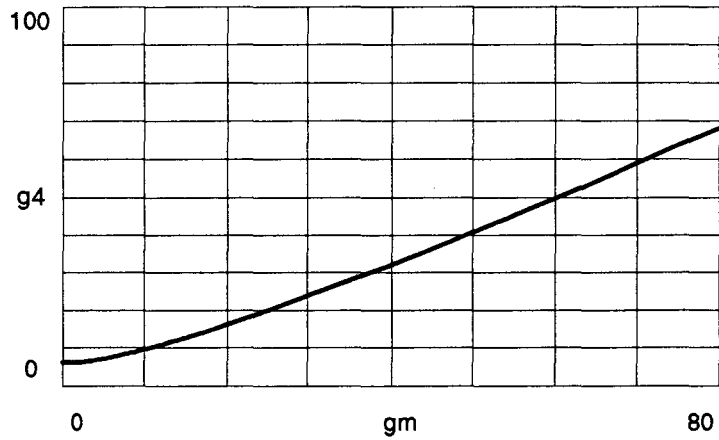


Figure 2.25- g_4 (en mS) en fonction de g_m (en mS).

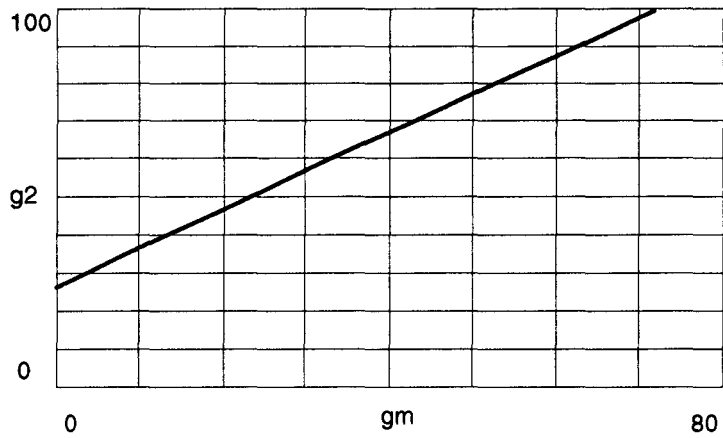


Figure 2.26- g_2 (en mS) en fonction de g_m (en mS).

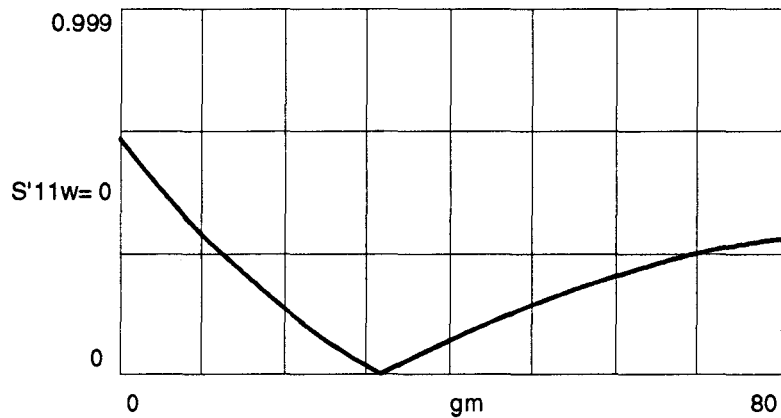


Figure 2.27- $S'_{11w=0}$ en fonction de g_m (en mS) : coefficient de réflexion en entrée de l'association grille commune / source commune, avec polarisation en très basses fréquences.

La figure 2.28 présente les résultats de simulation du montage grille commune dans son environnement, conformément à la description faite de chaque élément en début du paragraphe. On constate que :

- Les faibles transconductances comprises entre 11.6 et 15.4 mS permettent d'obtenir un TOS en entrée inférieur à 2 jusqu'à plus de 10 GHz.
- Les transconductances plus élevées amènent une réduction sensible de la plage de fréquences pour laquelle le TOS est inférieur à 2; à savoir 8 GHz pour 25.4 mS et 5 GHz pour 31.6 mS.
- Les fortes transconductances, comprises entre 31.6 et 71.5 mS réduisent cette plage à quelques centaines de MHz.

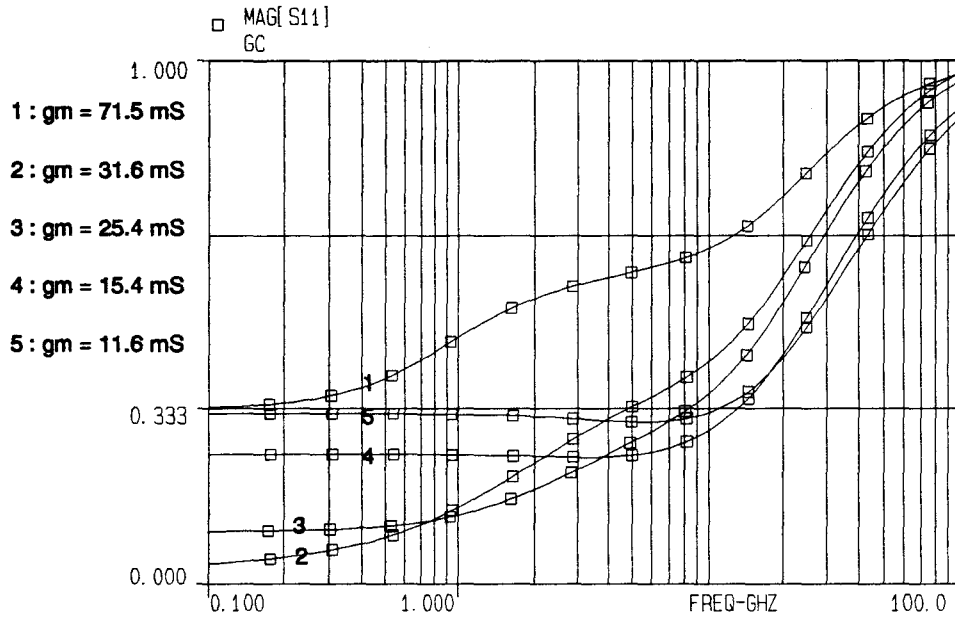


Figure 2.28- Module de S'_{11} en fonction de g_m (en mS) : coefficient de réflexion en entrée de l'association grille commune / source commune, avec polarisation.

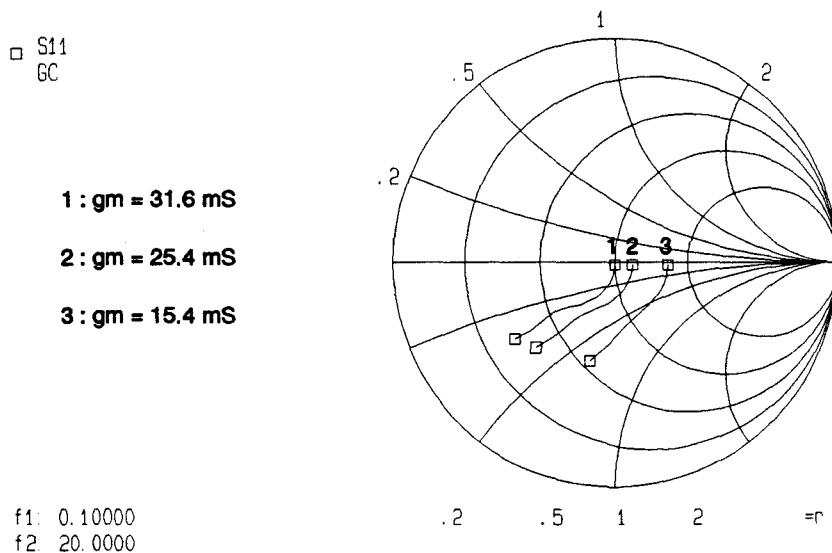


Figure 2.29- S'_{11} en fonction de g_m (en mS) : coefficient de réflexion en entrée de l'association grille commune / source commune, avec polarisation.

Sur la figure 2.29, les mêmes résultats sont présentés dans l'abaque de Smith.

En conclusion, on peut dire que la plage la plus favorable de transconductances est celle comprise entre 15.4 et 25.4 mS qui permet de trouver un compromis intéressant pour les trois critères suivants :

- TOS inférieur à 2 en entrée en basses fréquences.
- Large plage de fréquences où l'adaptation est bonne.
- Etage ne pénalisant pas trop le gain puisque les S_{21} des montages, en basses fréquences, ont des modules qui vont de -1 dB à 2 dB environ.

A titre indicatif, ces transconductances correspondent, pour des Mesfets GEC-MARCONI de la filière F20, à des transistors allant de deux doigts de 100 microns polarisés à $I_{DSS}/2$ à deux doigts de 50 microns polarisés à I_{DSS} .

2-4 LA SIMULATION COMPLETE

Dans le paragraphe précédent, nous avons déterminé de façon analytique la plage de transconductance qui permet d'avoir une bonne adaptation en entrée avec un montage grille commune. Nous allons maintenant utiliser ce résultat pour voir si ces performances sont encore bonnes quand on utilise un schéma équivalent plus complet pour décrire les Mesfets. Cette fois l'approche analytique est abandonnée, au profit d'une simulation linéaire, à cause de la complexité des expressions obtenues lorsque l'on utilise un schéma équivalent complet pour les Mesfets.

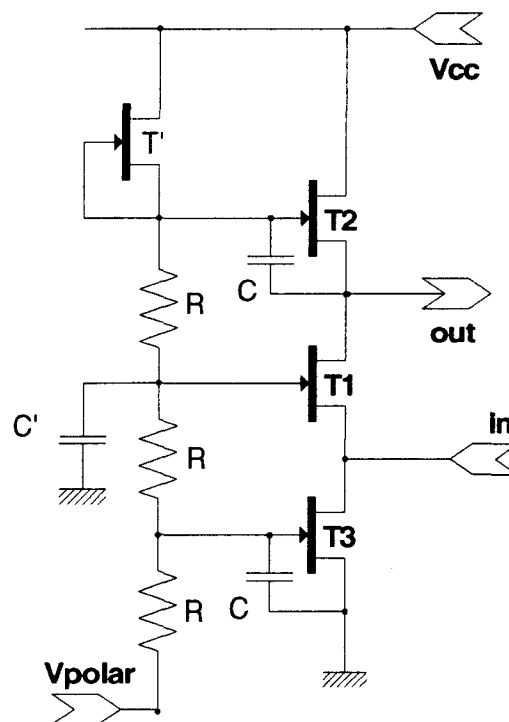


Figure 2.30 - Montage grille commune avec polarisation.

Le circuit simulé est celui de la figure 2.30 qui est conforme à la structure retenue dans le paragraphe 1-4-7.

Les trois Mesfets de l'étage grille commune sont décrits par :

$$R_i, C_{gs}, g_m, R_{ds}, C_{ds}, C_{dg} \text{ et } R_s.$$

Les éléments passifs indispensables à la polarisation et aux découplages (R, C et C') sont supposés idéaux.

Le Mesfet T', servant de générateur de courant, est négligé en raison de sa faible taille.

L'étage source commune chargeant la sortie du montage grille commune est décrit par R_i en série avec C_{gs} ; ces éléments étant calculés pour un Mesfet de $2 \times 100 \mu\text{m}$ polarisé à I_{DSS} .

Le paramètre retenu pour cette simulation est la largeur de grille des Mesfets et les éléments du schéma équivalent des trois Mesfets de grille commune sont calculés à polarisation fixe en utilisant un facteur d'échelle. Les Mesfets retenus pour cette simulation sont des Mesfets GEC-MARCONI de la filière F20 à deux doigts de grille.

Pour une polarisation à I_{DSS} , les éléments sont calculés à partir des formules suivantes, W étant la longueur d'un doigt de grille :

$$R_{ds} = 463 \times 100 / W$$

$$R_i = 2.37 \times 100 / W$$

$$g_m = 0.0297 \times W / 100$$

$$C_{dg} = 2.5 \cdot 10^{-3} + 1.13 \cdot 10^{-4} W$$

$$C_{gs} = 0.04 + 1.88 \cdot 10^{-3} W$$

$$C_{ds} = 0.017 + 3 \cdot 10^{-4} W$$

Où les capacités sont exprimées en pF, les résistances sont exprimées en Ohms et W en μm .

Les résultats obtenus pour différentes transconductances sont présentés sur les figures 2.31 et 2.32. On peut constater les choses suivantes :

- L'allure générale des courbes et leurs positions respectives sont identiques ce qui confirme la validité de l'étude analytique faite dans le paragraphe précédent.
- La plage de TOS inférieur à 2 en entrée est plus faible que dans l'étude précédente pour les faibles transconductances. Par contre autour de 25 mS il n'y a pas de variation et pour les fortes transconductances, on observe même une amélioration.
- Les coefficients de réflexion présentent, en basses fréquences, une partie imaginaire. Cela est dû, majoritairement, à la capacité de découplage de grille.

Néanmoins, c'est toujours dans la plage 15 à 25 mS que l'on obtient les meilleures performances; à savoir un TOS en entrée inférieur à 2 jusqu'à environ 9 à 10 GHz.

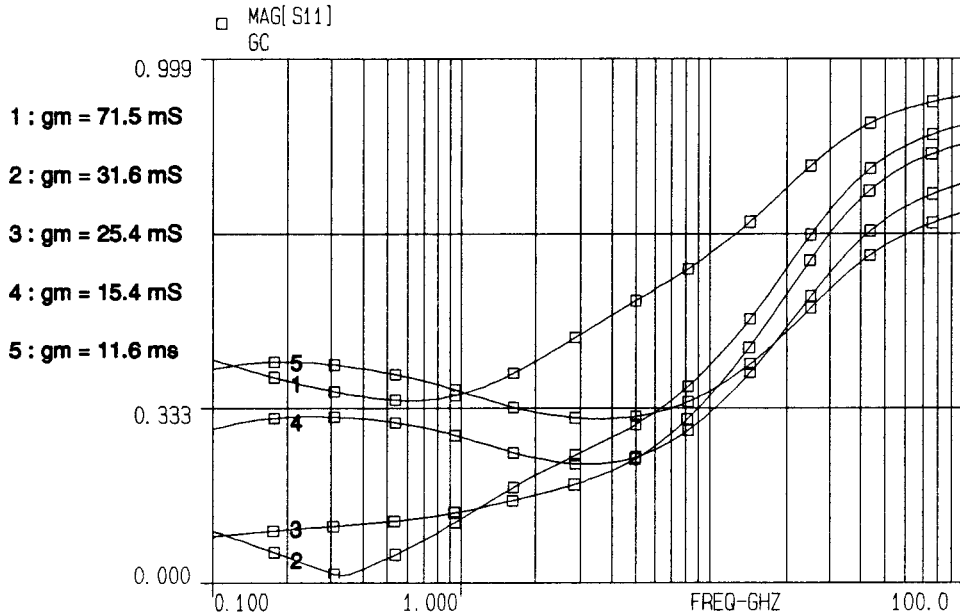


Figure 2.31- Module de S_{11} en fonction de g_m (en mS) : coefficient de réflexion en entrée de l'association grille commune / source commune, avec polarisation et schéma équivalent complet pour les Mesfets.

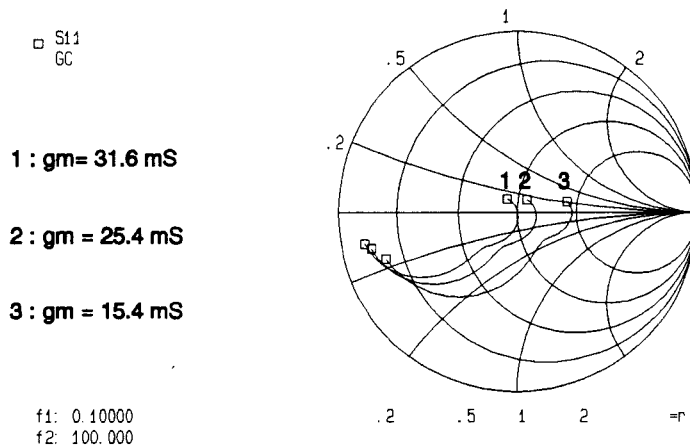


Figure 2.32- S_{11} en fonction de g_m (en mS) : coefficient de réflexion en entrée de l'association grille commune / source commune, avec polarisation et schéma équivalent complet pour les Mesfets.

2-5 PERFORMANCES EN BRUIT

2-5-1 INTRODUCTION

Dans ce paragraphe, nous allons établir certains résultats en bruit pour un Mesfet monté en grille commune en supposant connues ses performances en bruit lorsqu'il est utilisé en source commune. Ce paragraphe a pour but de comparer, de façon analytique si possible, les performances en bruit des configurations grille commune et

source commune. Le but est d'évaluer le facteur de bruit d'un amplificateur lorsqu'un montage grille commune est utilisé en entrée. Cette étude n'interfère pas avec le chapitre dédié au calcul du facteur de bruit des amplificateurs qui propose une méthodologie de calcul du facteur de bruit.

Pour les grandeurs relatives au bruit, on adopte les conventions suivantes :

- La quantité $|X_n|^2$ est le carré la valeur quadratique moyenne de la variable aléatoire X_n .
- La quantité $X_n Y_n^*$ est l'espérance mathématique du produit des deux variables aléatoires X_n et Y_n , appelée aussi corrélation.

Ces notations sont habituelles à l'exception du trait placé au dessus, indiquant la notion de valeur moyenne, qui est absent.

2-5-2 NOTATIONS ET RESULTATS PRELIMINAIRES

En utilisant les notations habituelles, [ROT56] et [HAU59], pour décrire le bruit dans les amplificateurs, on peut écrire que le facteur de bruit d'un quadripôle bruyant, connu par sa matrice admittance [Y] et les générateurs de bruit e et i comme indiqué sur la figure 2.33, est :

$$F = 1 + |i + Y_s e|^2 / |i_s|^2$$

Avec :

$$|e|^2 = 4 kT df R_n$$

$$i = i_n + Y_{cor} e \text{ et } Y_{cor} = G_{cor} + j B_{cor}$$

$$|i_n|^2 = 4 kT df G_n$$

$$|i_s|^2 = 4 kT df \operatorname{Re}(Y_s)$$

Ce facteur de bruit est minimum pour $Y_s = Y_{sopt}$ avec :

$$Y_{sopt} = G_{sopt} + j B_{sopt} = (G_n / R_n + G_{cor}^2)^{1/2} - j B_{cor}$$

On a alors :

$$F_{min} = 1 + 2 R_n (G_{sopt} + G_{cor})$$

D'autre part en utilisant le schéma de la figure 2.33, on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Y_{11} \\ Y_{21} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ e \end{pmatrix}$$

Ces relations sont intéressantes car elles permettent par identification, connaissant le schéma équivalent interne du quadripôle en signal et en bruit, de trouver les générateurs de bruit équivalents d'un quadripôle en se ramenant à la forme canonique

de la figure 2.33 et d'en déduire son facteur de bruit. Nous utiliserons ce formalisme pour passer du Mesfet en source commune au Mesfet en grille commune.

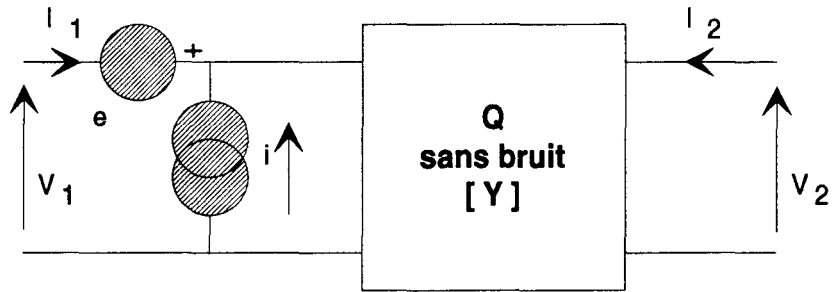


Figure 2.33- Représentation d'un quadripôle linéaire bruyant représentation canonique avec les paramètres admittances.

2-5-3 PERFORMANCES EN BRUIT DU MONTAGE GRILLE COMMUNE

On considère connus la matrice $[Y]$ d'un Mesfet en source commune et ses générateurs de bruit e et i comme indiqué sur la figure 2.34. Si on utilise ce Mesfet en grille commune, on obtient le schéma de la figure 2.35. En calculant les contributions de V_1 , V_2 , e et i aux courants I_1 et I_2 , on peut calculer la matrice admittance $[Y']$ du Mesfet en grille commune et les deux générateurs de bruit e' et i' conformément à la figure 2.36. Toutes les grandeurs sans " ' " se rapportent à la configuration source commune et celles avec " ' " concernent la configuration grille commune.

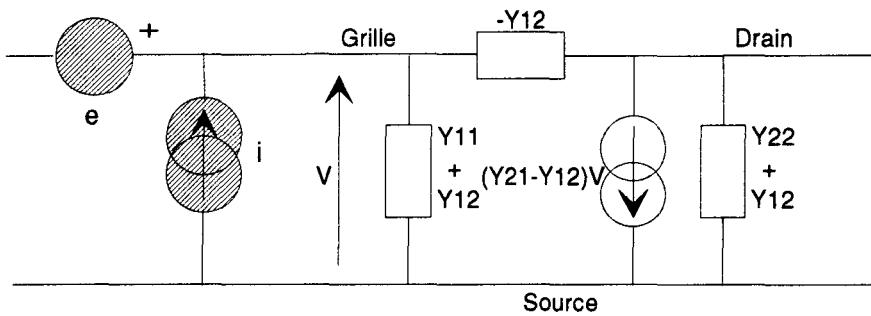


Figure 2.34- Mesfet bruyant, montage source commune.

On obtient :

$$Y'_{11} = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}$$

$$Y'_{12} = -(Y_{22} + Y_{12})$$

$$Y'_{21} = -(Y_{21} + Y_{22})$$

$$Y'_{22} = Y_{22}$$

$$e' = -e Y_{21} / (Y_{21} + Y_{22})$$

$$i' = (Y_{11} Y_{22} - Y_{21} Y_{12}) e / (Y_{21} + Y_{22}) - i$$

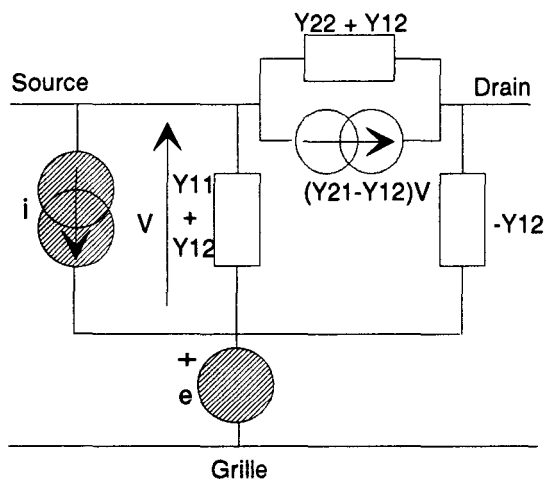


Figure 2.35- Mesfet bruyant, montage grille commune.

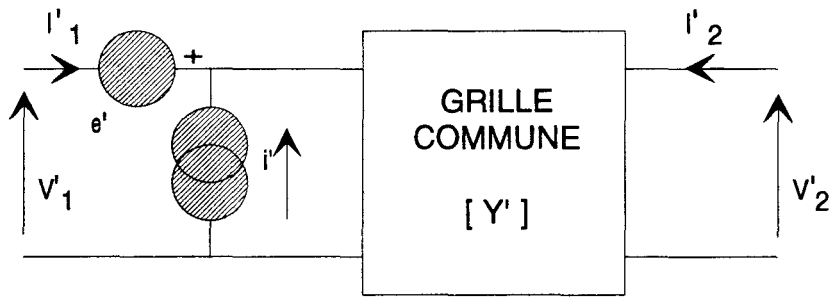


Figure 2.36- Mesfet bruyant, montage grille commune, représentation canonique avec les paramètres admittances

On peut en déduire les paramètres de bruit du montage grille commune donnés par les expressions notées (2.14) :

$$R'_n = R_n | Y_{21} |^2 / | Y_{21} + Y_{22} |^2 \quad (2.14a)$$

$$G'_n = G_n \quad (2.14b)$$

$$Y'_{cor} = Y_{cor} (Y_{21} + Y_{22}) / Y_{21} + Y_{12} - Y_{11} Y_{22} / Y_{21} = G'_{cor} + j B'_{cor} \quad (2.14c)$$

$$Y'_{sopt} = G'_{sopt} + j B'_{sopt} \quad (2.14d)$$

Avec :

$$G'_{sopt} = (G'_n / R'_n + G'_{cor}{}^2)^{1/2} \quad (2.14e)$$

$$B'_{sopt} = - B'_{cor} \quad (2.14f)$$

Et :

$$F'_{min} = 1 + 2 R'_n (G'_{cor} + G'_{sopt}) \quad (2.14g)$$

A cause de la forme de G'_{cor} , on ne peut pas conclure simplement, pour toutes les fréquences, sur l'ordre de grandeur du facteur de bruit du Mesfet utilisé en grille commune par rapport au facteur de bruit qu'a ce même transistor utilisé en source commune. Si l'on se place en très basses fréquences et que l'on décrit le Mesfet par les paramètres g_m , g_{ds} et C_{gs} , on obtient :

$$R'_n = R_n g_m^2 / (g_m + g_{ds})^2$$

$$G'_n = G_n$$

$$Y'_{cor} = Y_{cor} (g_m + g_{ds}) / g_m - j C_{gs} g_{ds} w / g_m$$

Donc pour ces très basses fréquences on a :

$$G'_{cor} = G_{cor} (g_m + g_{ds}) / g_m$$

Par suite on obtient :

$$G'_{sopt} = G_{sopt} (g_m + g_{ds}) / g_m$$

$$F'_{min} = 1 + 2 R_n (G_{sopt} + G_{cor}) g_m / (g_m + g_{ds})$$

Donc aux très basses fréquences, le Mesfet en grille commune a un facteur de bruit minimum légèrement plus faible que le Mesfet en source commune avec en plus une résistance équivalente de bruit elle aussi plus faible qui amène des cercles à bruit constant plus espacés.

Quand la fréquence augmente, on doit décrire le Mesfet avec un schéma équivalent tenant compte de C_{dg} et C_{ds} . Le raisonnement décrit précédemment n'est plus valable car G'_{cor} et G_{cor} deviennent très différentes. Si l'on considère l'expression (2.14c), on voit que :

$$G'_{cor} = \text{Re} \left\{ (Y_{cor} (Y_{21} + Y_{22}) / Y_{21}) + Y_{12} - Y_{11} Y_{22} / Y_{21} \right\}$$

On a :

$$(Y_{21} + Y_{22}) / Y_{21} = (g_m + g_{ds} + j C_{ds} w) / (g_m - j C_{dg} w)$$

On peut évaluer ce terme avec l'approximation suivante :

$$(Y_{21} + Y_{22}) / Y_{21} \approx \left((g_m + g_{ds}) / g_m \right) + j w \left(C_{ds} + (g_m + g_{ds}) C_{dg} / g_m \right) / g_m$$

Ce terme reste pratiquement réel dans la plage de fréquence 0 - 10 GHz mais pour conclure sur son importance dans l'expression de G'_{cor} , il faut connaître Y_{cor} en partie réelle et en partie imaginaire.

Le terme Y_{12} n'amène pas de partie réelle.

D'autre part, le terme $-Y_{11} Y_{22} / Y_{21}$ influence G'_{cor} de façon importante quand la fréquence est élevée. Cette quantité peut être estimée par l'expression notée (2.15) :

$$-Y_{11} Y_{22} / Y_{21} = -j (C_{gs} + C_{dg}) w \left(g_{ds} + j (C_{ds} + C_{dg}) w \right) / g_m \quad (2.15)$$

La partie réelle de ce terme est :

$$\operatorname{Re} \{ -Y_{11} Y_{22} / Y_{21} \} = (C_{gs} + C_{dg})(C_{ds} + C_{dg}) \omega^2 / g_m$$

Donc finalement pour des fréquences jusqu'à environ une dizaine de GHz, on a :

$$G'_{cor} = \left(G_{cor}(g_m + g_{ds}) - B_{cor}(C_{ds} + (g_m + g_{ds})C_{dg}/g_m)\omega + (C_{gs} + C_{dg})(C_{ds} + C_{dg})\omega^2 \right) / g_m \quad (2.16)$$

Pour pouvoir prédire l'évolution de G'_{cor} en fonction de la fréquence, il faudrait avoir une estimation de G_{cor} et B_{cor} en fonction des mécanismes générant le bruit dans un Mesfet. Pour cela, nous allons utiliser les résultats de A. Van Der Ziel [ZIE62] [ZIE63]. Aux fréquences suffisamment élevées pour que l'on puisse négliger le bruit en $1/f$ et en négligeant le courant de fuite de la grille, on peut décrire le bruit dans un Mesfet intrinsèque par deux générateurs de courant de bruit i_d et i_g conformément à la figure 2.37. Ces deux générateurs ont des valeurs quadratiques moyennes données par les expressions notées (2.17) et (2.18) :

$$|i_d|^2 = 4 kT g_m P \quad (2.17)$$

$$|i_g|^2 = 4 kT R \omega^2 C_{gs}^2 / g_m \quad (2.18)$$

Les deux coefficients P et R sont sans dimension et dépendent de la géométrie et des conditions de polarisation du Mesfet considéré.

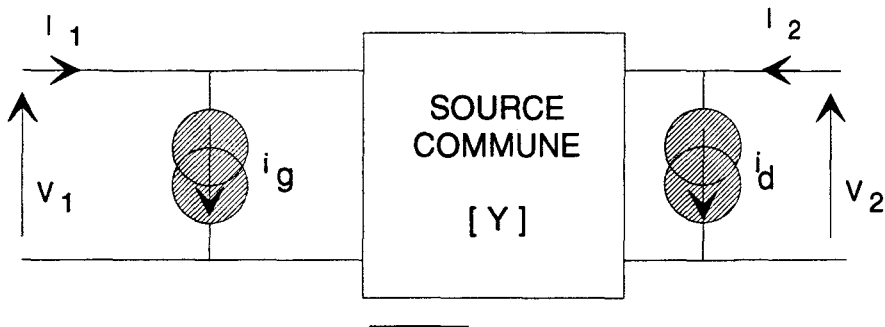


Figure 2.37- Mesfet bruyant, représentation avec des générateurs de courant de bruit.

Ces deux générateurs de bruit ont une origine commune dans le canal et sont partiellement corrélés; le coefficient de corrélation est un imaginaire pur car i_g tel qu'il est défini par Van der Ziel résulte d'un couplage capacitif. On a l'expression suivante :

$$jC = i_g^* i_d / (|i_g|^2 |i_d|^2)^{1/2} \quad (2.19)$$

Si l'on retransforme ce modèle de bruit en celui de la figure 2.34, on obtient les équivalences suivantes, en négligeant C_{dg} :

$$i = -i_g - j i_d C_{gs} \omega / g_m \quad (2.20a)$$

$$e = -i_d / g_m \quad (2.20b)$$

Or on a :

$$Y_{cor} = i e^* / | e |^2$$

Donc on aboutit, en utilisant les expressions (2.20a) et (2.20b) à :

$$G_{cor} = 0$$

$$B_{cor} = j C_{gs} w (1 - C (R/P)^{1/2})$$

En fait si l'on tient compte de R_t la résistance totale en série avec C_{gs} (si l'on s'en tient au Mesfet intrinsèque $R_t = R_i$), on peut évaluer G_{cor} de la façon suivante :

$$G_{cor} = R_t C_{gs}^2 w^2 (1 - C (R / P)^{1/2})$$

A condition que :

$$R_t^2 C_{gs}^2 w^2 \ll 1$$

On peut remarquer que G_{cor} est effectivement petite en basses fréquences pour un Mesfet faible bruit.

Les trois coefficients C, P, R seront à déterminer à partir de mesures de bruit faites sur le transistor considéré.

En fait dans [GUP87], les auteurs considèrent que le terme G_{cor} est voisin de 0 à condition que $R_t^2 C_{gs}^2 w^2$ soit très petit devant 1. A titre d'exemple prenons un Mesfet GEC-MARCONI de la filière F20; ses caractéristiques sont :

2 x 100 μ m polarisé à $I_{DSS}/5$

$$g_m = 16.5 \text{ mS}$$

$$g_{ds} = 2.2 \text{ mS}$$

$$C_{gs} = 142 \text{ fF}$$

$$C_{dg} = 19 \text{ fF}$$

$$C_{ds} = 45 \text{ fF}$$

Ses performances en bruit à 6 GHz sont :

$$F_{min} = 0.99 \text{ dB}$$

$$R_n = 1.59 \times 50 \text{ Ohms}$$

$$\Gamma_{sopt} = 0.845 / 24.6^\circ$$

On obtient :

$$G_{sopt} = 1.76 \text{ mS}$$

$$G_{cor} = - 0.15 \text{ mS}$$

$$G_n = 0.244 \text{ mS}$$

Si l'on recalcule F_{min} en omettant G_{cor} , on trouve $F_{min} = 1.04 \text{ dB}$ soit une différence de 0.05 dB qui est largement inférieure à l'incertitude sur la mesure; cela prouve bien que

G_{cor} a peu de poids dans les performances en bruit d'un Mesfet faible bruit. En utilisant (2.16) et en exprimant G'_{sopt} , on obtient :

$$G'_{cor} = 0.11 \text{ mS}$$

$$G'_{sopt} = 1.99 \text{ mS}$$

Cela conduit, à 6 GHz et en configuration grille commune, aux performances en bruit suivantes :

$$F'_{min} = 1.00 \text{ dB}$$

$$R'_n = 61.9 \text{ Ohms}$$

A cette fréquence, la différence sur le facteur de bruit minimum est donc inexistante entre un Mesfet grille commune et un Mesfet source commune, résultat déjà établi par [ZIE70].

Les résultats obtenus entre 2 GHz et 20 GHz sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Fréquence GHz	F_{min} dB	R_n Ohms	G_{sopt} mS	F'_{min} dB	R'_n Ohms	G'_{sopt} mS
2	0.48	83	0.78	0.44	64.6	0.88
4	0.71	81.5	1.21	0.69	63.4	1.36
6	0.99	79.5	1.76	1.00	61.9	1.99
8	1.27	77	2.36	1.33	59.9	2.69
10	1.55	74	3.03	1.68	57.6	3.48
12	1.81	70	3.77	1.99	54.5	4.38
14	2.07	66	4.60	2.31	51.4	5.41
16	2.32	62	5.54	2.61	48.3	6.57
18	2.55	57.5	6.61	2.87	44.8	7.91
20	2.78	53	7.88	3.12	41.3	9.48

Tableau 2.1- Mesfet AsGa GEC-MARCONI F20 2x100 μm polarisé à IDSS/5,
 Comparaison des montages :
 - Source commune : F_{min} , R_n , G_{sopt}
 - Grille commune : F'_{min} , R'_n , G'_{sopt}

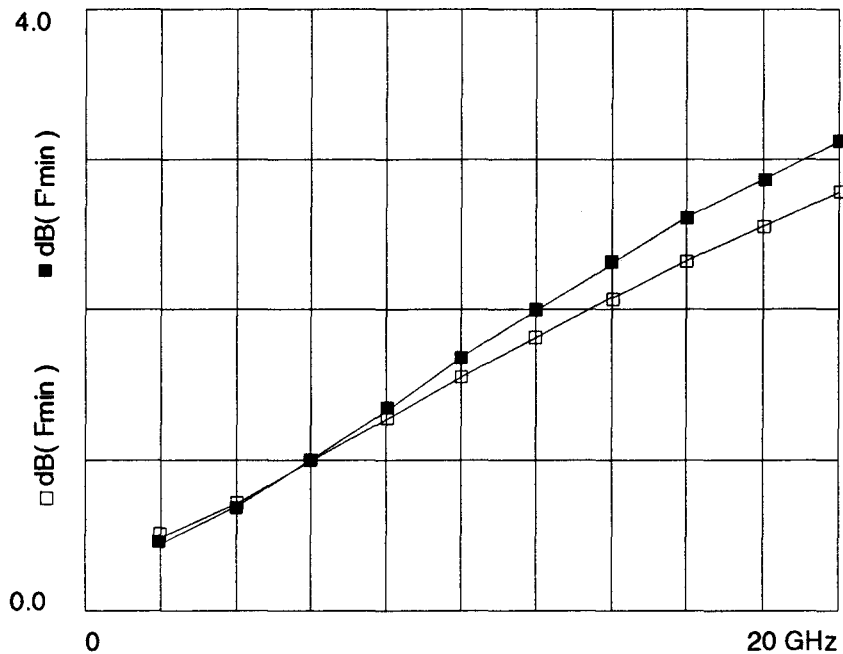


Figure 2.38- Comparaison des montages source commune et grille commune, facteur de bruit minimum d'un Mesfet AsGa GEC-MARCONI F20 2x100 μm polarisé à IDSS/5.

Les courbes du facteur de bruit minimum en source commune et grille commune sont données sur la figure 2.38.

On observe donc en utilisant un Mesfet en grille commune une légère dégradation du facteur de bruit minimum, au dessus de 6 GHz qui est compensée par la diminution de la résistance équivalente de bruit et par une admittance optimale de source qui s'approche du centre de l'abaque de Smith ce qui donnera un facteur de bruit, sur 50 Ohms, intéressant.

On peut donc attendre du montage grille commune des performances en bruit intéressantes à condition que le système de polarisation ne soit pas trop bruyant.

2-5-4 FACTEUR DE BRUIT DU MONTAGE GRILLE COMMUNE POLARISE

Cette étude est menée en partie en utilisant un logiciel de calcul de facteur de bruit et non pas entièrement de façon analytique. En effet, les expressions analytiques, obtenues lorsque l'on considère le grille commune avec son dispositif de polarisation tel qu'il a été défini sur la figure 2.30, sont difficiles à évaluer et à interpréter.

Néanmoins, nous allons établir certaines expressions qui permettront de comprendre les résultats de simulations.

Considérons un Mesfet monté en charge active dont le schéma équivalent vis à vis du bruit et d'un régime petit signal est donné sur la figure 2.39.

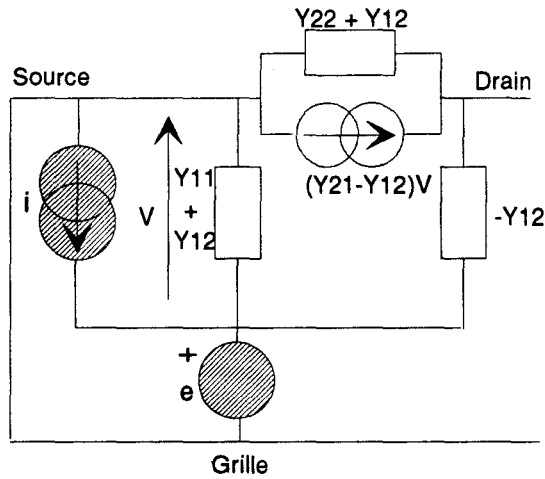


Figure 2.39- Mesfet bruyant monté en charge active.

En petit signal, l'admittance présentée par ce montage est $Y_{22} = g_{ds} + j(C_{dg} + C_{ds})\omega$. Pour le bruit, ce montage est équivalent à un générateur de courant de bruit noté i_{ca} tel que :

$$|i_{ca}|^2 = |Y_{21}|^2 |e|^2$$

Avec :

$$|e|^2 = 4 kT df R_n$$

Soit :

$$|i_{ca}|^2 = 4 kT df |Y_{21}|^2 R_n$$

On peut remarquer qu'une admittance Y_{22} , au sens purement ohmique du terme, générerait un bruit thermique i tel que :

$$|i|^2 = 4 kT df \text{Re}[Y_{22}]$$

Pour situer la différence prenons un exemple :

Mesfet AsGa GEC-MARCONI F20, $2 \times 100 \mu\text{m}$ à $I_{DSS}/5$ et à 2 GHz

$$Y_{21} = g_m = 16.5 \text{ mS}$$

$$Y_{22} = g_{ds} = 2.2 \text{ mS}$$

$$R_n = 83 \text{ Ohms}$$

On obtient :

$$|i_{ca}|^2 / |i|^2 \# 10$$

Il est donc certain que l'utilisation de charges actives pour polariser un Mesfet en grille commune va amener des facteurs de bruit assez élevés par rapport à ce que l'on

pourrait obtenir avec des résistances de polarisation. Cette remarque est très importante car de nombreux circuits MMIC large bande utilisent des charges actives.

Nous allons maintenant établir les expressions des paramètres de bruit d'un Mesfet en grille commune polarisé par deux charges actives comme indiqué sur la figure 2.30. Dans ce montage, les trois Mesfets sont identiques. Pour simplifier les calculs, nous supposons que les capacités de découplage sont infinies et que les résistances de polarisation de grille n'interviennent pas. Cela conduit à un dispositif simplifié qui est représenté sur la figure 2.40.

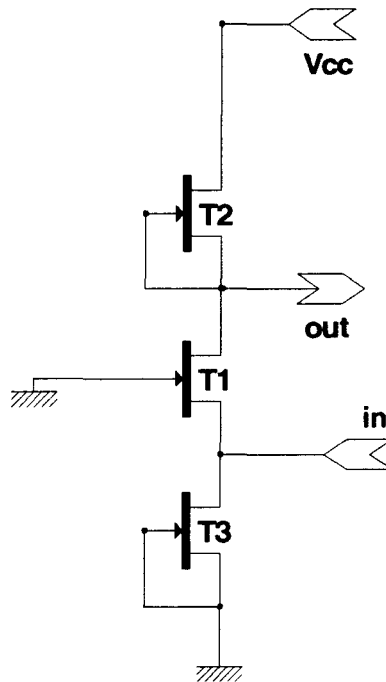


Figure 2.40- Montage grille commune avec polarisation par charges actives.

Les paramètres admittances de l'ensemble sont :

$$Y_{p11} = Y'_{11} + Y_e$$

$$Y_{p12} = Y'_{12}$$

$$Y_{p21} = Y'_{21}$$

$$Y_{p22} = Y'_{22} + Y_s$$

Avec :

$$Y_e = Y_s = Y_{22}$$

Où :

- Les Y'_{ij} sont les paramètres admittances du Mesfet en grille commune.
- Y_e est l'admittance représentant la charge active côté source.

- Y_s est l'admittance représentant la charge active côté drain.

En calculant les contributions de tous les générateurs de bruit et en identifiant avec la forme canonique, on obtient e_p et i_p les générateurs de bruit équivalents de l'ensemble grille commune avec polarisation par charges actives :

$$e_p = e' + i_s / Y'_{21}$$

$$i_p = i' + i_e + Y_e e' + (Y'_{11} + Y_e) i_s / Y'_{21}$$

Où :

- e' et i' sont les générateurs de bruit équivalents, ramenés en entrée, du Mesfet en grille commune (voir figure 2.36).

- i_e est le générateur de bruit équivalent de la charge active côté source.

- i_s est le générateur de bruit équivalent de la charge active côté drain.

Avec :

$$|i_s|^2 = |i_e|^2 = 4 kT df |Y_{21}|^2 R_n$$

En utilisant les formules de passage en paramètres admittances entre un Mesfet grille commune et un Mesfet source commune et les expressions (2.14), on obtient :

$$R_{pn} = 2 R'_n$$

$$Y_{pcor} = Y_e + (Y'_{cor} + Y'_{11})/2$$

$$G_{pn} = G'_n + R'_n (|Y'_{21}|^2 + |Y'_{cor} - Y'_{11}|^2 / 2)$$

Où R'_n , G'_n , Y'_{cor} sont les grandeurs définies par l'expression 2.14.

On constate donc que :

- La charge active placée dans le drain du Mesfet en grille commune est responsable de la multiplication par deux de la résistance équivalente de bruit.

- La partie réelle de l'admittance de corrélation augmente du fait des charges actives car la partie réelle de Y'_{11} est de l'ordre de grandeur de $g_m + g_{ds}$ et celle de Y_e de l'ordre de grandeur de g_{ds} alors que celle de Y'_{cor} varie de 0 à quelques mS quand la fréquence augmente (voir l'expression 2.16). En analysant l'expression de Y_{pcor} , on voit que le terme $Y_e/2$ est dû à e' , que le terme $Y'_{cor}/2$ est propre au Mesfet en grille commune et que le terme $(Y_e + Y'_{11})/2$ est dû au bruit de la charge active placée dans le drain du Mesfet en grille commune.

- La conductance équivalente de bruit du circuit augmente par rapport au Mesfet grille commune seul. Le terme $R'_n |Y'_{21}|^2$ est imputable au bruit de la charge active côté source, le terme $R'_n |Y'_{cor} - Y'_{11}|^2/4$ est dû au bruit de la charge active côté drain et le terme $R'_n |Y'_{cor} - Y'_{11}|^2/4$ est dû au générateur de bruit e' du Mesfet en grille commune.

On peut donc dire que cette polarisation par charge active va amener une augmentation importante du facteur de bruit du montage avec un poids important de la charge active côté drain. Si l'on classe différents montages par facteur de bruit croissant, on a :

- Montage grille commune polarisé par des éléments purement selfiques : GC
- Montage grille commune polarisé par deux résistances : GCRR
- Montage grille commune polarisé par une résistance côté drain et une charge active côté source : GCRA
- Montage grille commune polarisé par une résistance côté source et une charge active côté drain : GCAR
- Montage grille commune polarisé par deux charges actives : GCAA

Pour ces simulations, le Mesfet utilisé est un 2 x 100µm de la filière F20 de GEC-MARCONI polarisé à $I_{DSS}/5$. D'après les paramètres de bruit fournis par ce fondeur pour une configuration source commune, on peut décrire la dépendance fréquentielle des paramètres de bruit, entre 2 et 10 GHz, par les expressions suivantes :

$$F_{\min} \text{ (en dB)} = 0.21 + 0.13 f \text{ (en GHz)}$$

$$R_n \text{ (normalisée à 50 Ohms)} = 1.7 - 0.02 f \text{ (en GHz)}$$

$$\text{Mag}[\Gamma_{\text{sopt}} / 50 \text{ Ohms}] = 0.965 - 0.02 f \text{ (en GHz)}$$

$$\text{Arg}[\Gamma_{\text{sopt}} / 50 \text{ Ohms}] \text{ (en } ^\circ \text{)} = 4.1 f \text{ (en GHz)}$$

Ces formules sont empiriques et à prendre en tant que telles; elles reflètent seulement le comportement de ce transistor sans expliquer ce comportement.

Sur la figure 2.41, sont tracés le facteur de bruit minimum du circuit GC et son facteur de bruit sur 50 Ohms.

Sur la figure 2.42, sont tracés les facteurs de bruit minimum des circuits GCRR, GCRA, GCAR et GCAA.

Sur la figure 2.43, sont tracés les facteurs de bruit sur 50 Ohms des circuits GCRR, GCRA, GCAR et GCAA.

La figure 2.44 donne le facteur de bruit minimum et le facteur de bruit sur 50 Ohms du montage grille commune polarisé complet tel qu'il est donné sur la figure 2.30 pour deux valeurs des résistances de polarisation de grille:

GC1 : R = 1 kOhms.

GC2 : R = 1 MOhms.

Les résistances de polarisation de grilles ont peu d'influence sur le facteur de bruit de l'ensemble. Le facteur de bruit du montage diminue quand les résistances augmentent mais la différence entre résistances infinies (1MOhms) et égales à 1 kOhms n'est que 0.15dB environ.

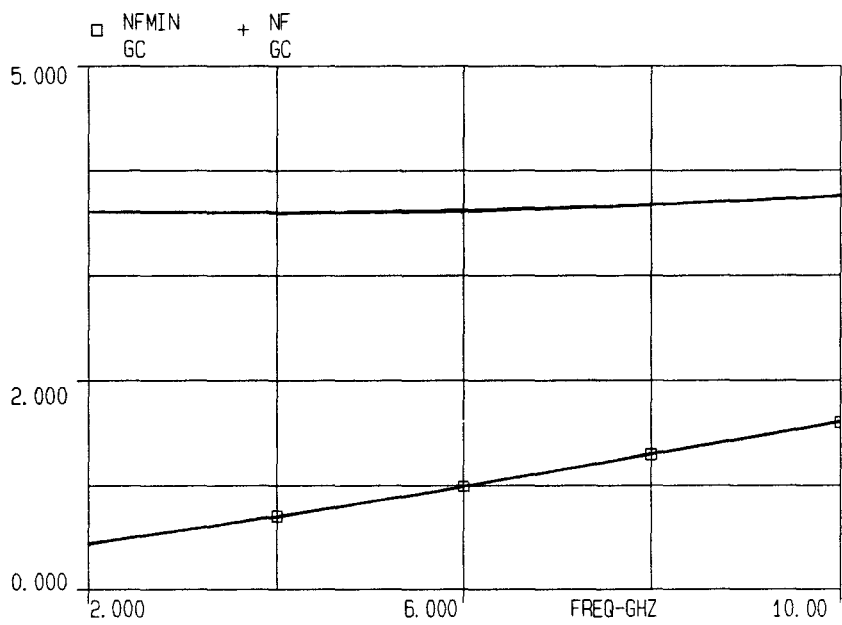


Figure 2.41- Facteur de bruit minimum et facteur de bruit sur 50 Ohms, Montage grille commune seul.

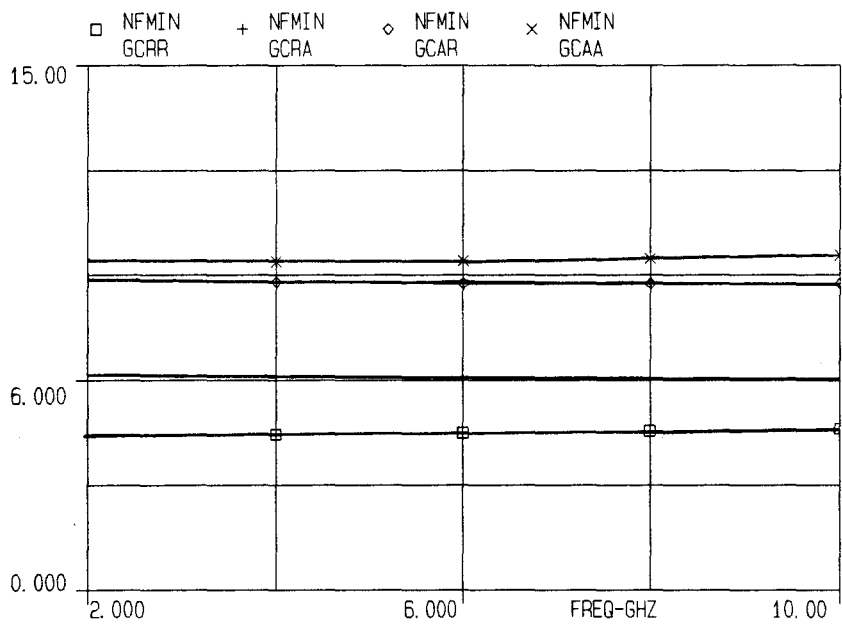


Figure 2.42- Facteur de bruit minimum, comparaison des montages : GRR, CRA, CAR, CAA.

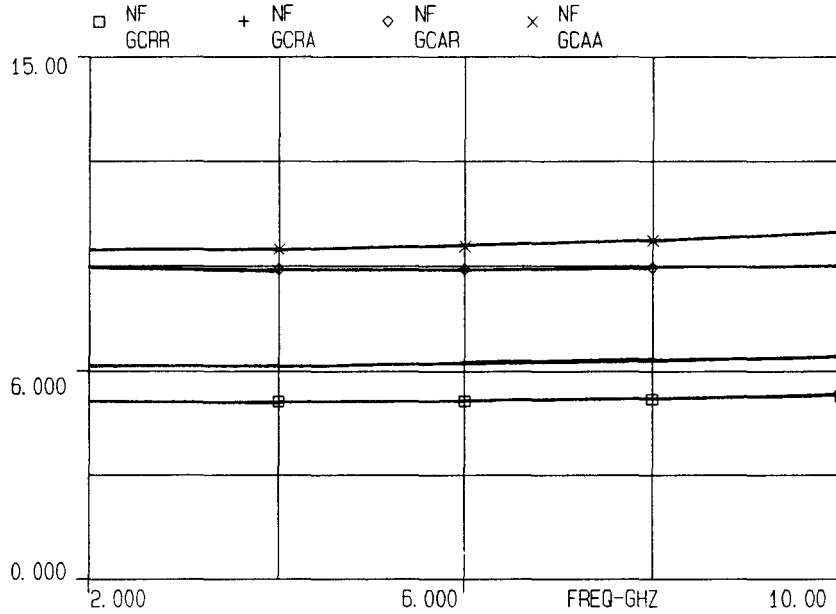


Figure 2.43- Facteur de bruit sur 50 Ohms, comparaison des montages : GRR, GCRA, GCAR, GCAA.

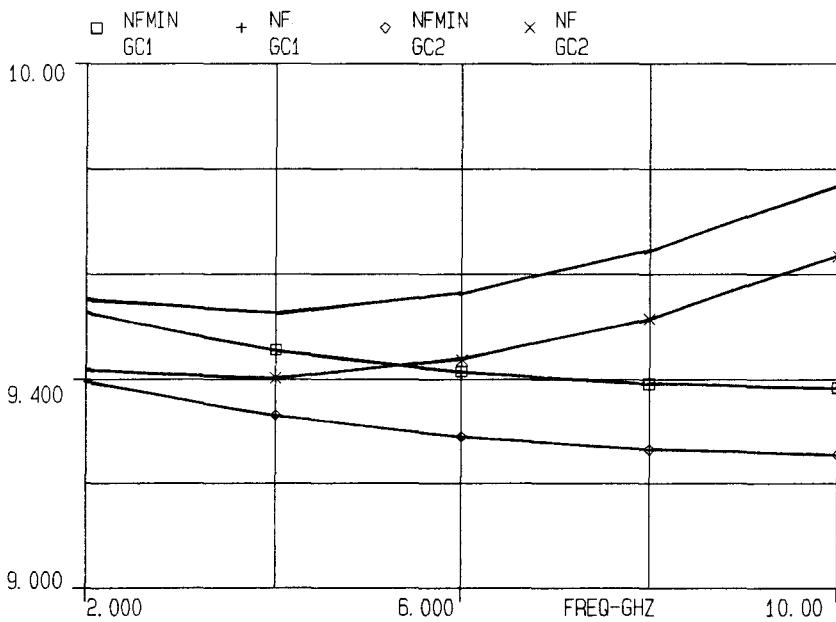


Figure 2.44- Facteur de bruit minimum et facteur de bruit sur 50 Ohms, Montage grille commune complet (figure 2.30), pour deux valeurs de résistances de polarisation de grille.

2-6 CONCLUSION

Pour conclure sur l'étude en régime petit signal, on peut retenir que le montage grille commune avec polarisation par charges actives conserve les qualités de base du montage grille commune au niveau TOS d'entrée; on peut espérer avoir un TOS d'entrée inférieur à 2 jusqu'à 10 GHz avec des Mesfets ayant une fréquence f_T de 20 GHz et des transconductances comprises entre 15 et 25 mS.

En conclusion de l'étude sur le bruit dans un montage grille commune, on peut retenir que le montage grille commune a, intrinsèquement, les mêmes performances que le montage source commune mais que l'usage de charges actives pour polariser ce montage de façon compacte et large bande amène des facteurs de bruit de l'ordre de 10 dB, même en utilisant des Mesfets faible bruit. Pour obtenir de meilleures performances en bruit, il faut repenser la structure du montage grille commune. Les pistes possibles sont les suivantes :

- Utilisation d'un Mesfet ayant des doigts de grille plus longs pour avoir simultanément g_m voisin de 20 mS pour l'adaptation d'entrée et un courant de polarisation voisin de $I_{DSS} / 5$ pour avoir les meilleures performances en bruit.

- Un circuit de polarisation plus classique utilisant une résistance dans le drain et une dans la source à la place des deux charges actives.

Cela conduit à utiliser un Mesfet de $2 \times 125 \mu\text{m}$ avec donc une transconductance de 20.6 mS et un courant de polarisation de 7.5 mA. Dans ce cas les résistances de polarisation peuvent être égales à 400 Ohms chacune; cela correspond à une tension V_{DS} de 3 V pour le Mesfet et une chute de tension de 3 V dans chaque résistance. dans ce cas, on obtient un facteur de bruit sur 50 Ohms voisin de 5 dB entre 2 et 10 GHz comme indiqué sur la figure 2.43 (Montage GCRR).

CHAPITRE 3

LE MONTAGE DRAIN COMMUN EN REGIME PETIT SIGNAL

3-1 INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous allons décrire le comportement d'un Mesfet AsGa dans la configuration drain commun en régime petit signal. Le but de cette étude est de mettre en évidence les possibilités et les limitations de ce montage dans le cadre d'une adaptation en sortie. Plusieurs configurations seront successivement décrites :

- Le Mesfet en drain commun seul. Nous verrons alors qu'une transconductance adéquate permet d'obtenir une adaptation très large bande.
- Le Mesfet en drain commun avec son environnement; c'est à dire avec son dispositif de polarisation par charges actives et l'étage source commune qui le précède.

Dans le but de dégager de façon analytique des orientations générales, au niveau du choix des Mesfets, les schémas équivalents de ceux-ci seront simplifiés après justifications. Seule la dernière partie de ce chapitre tiendra compte du schéma équivalent complet des Mesfets et sera menée à l'aide d'un simulateur linéaire.

3-2 PERFORMANCES DU MESFET DRAIN COMMUN SEUL

3-2-1 ADMITTANCE DE SORTIE DU MONTAGE DRAIN COMMUN

Pour étudier cette configuration, le schéma équivalent d'un Mesfet AsGa en source commune est donné par la figure 3.1.

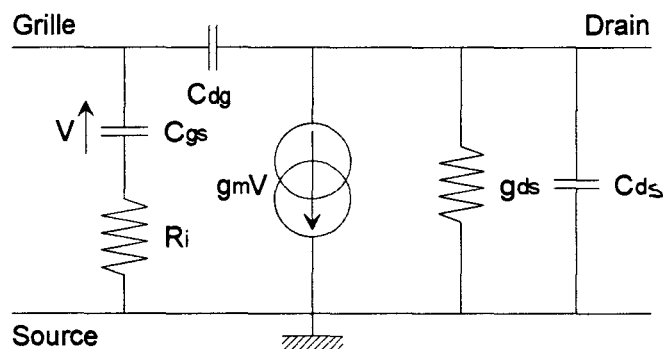


Figure 3.1 - Schéma équivalent d'un Mesfet AsGa,
Montage source commune.

On se place à des fréquences suffisamment basses pour que le diviseur de tension entre R_i et C_{gs} soit sans influence sur la tension de commande du générateur de courant .

La matrice admittance [Y] de ce dispositif est alors :

$$Y_{11} = j C_{gs} \omega$$

$$Y_{12} = - j C_{dg} \omega$$

$$Y_{21} = g_m - j C_{dg} \omega$$

$$Y_{22} = g_{ds} + j (C_{dg} + C_{ds}) \omega$$

En utilisant ce même Mesfet en configuration drain commun, le schéma équivalent peut se mettre sous la forme donnée par la figure 3.2. La matrice admittance [Y''] de ce Mesfet en drain commun est alors :

$$Y''_{11} = Y_{11}$$

$$Y''_{12} = - (Y_{11} + Y_{12})$$

$$Y''_{21} = - (Y_{21} + Y_{11})$$

$$Y''_{22} = (Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22})$$

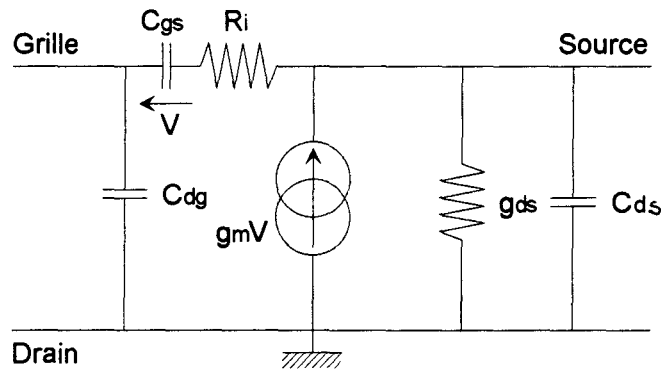


Figure 3.2 - Schéma équivalent d'un Mesfet AsGa, Montage drain commun.

Quand ce Mesfet en drain commun est chargé en entrée par un générateur d'admittance interne Y_G , son admittance de sortie Y_s est donnée par la relation suivante notée (3.1) :

$$Y_s = Y''_{22} - Y''_{12} Y''_{21} / (Y_G + Y''_{11}) \quad (3.1)$$

En utilisant les expressions des Y''_{ij} en fonction des Y_{ij} , on obtient l'expression de cette admittance de sortie en fonction des paramètres admittances du Mesfet en source commune. Cette relation est notée (3.2).

$$Y_s = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22} - (Y_{21} + Y_{11}) (Y_{11} + Y_{12}) / (Y_G + Y_{11}) \quad (3.2)$$

C'est à partir de cette expression générale que nous allons étudier les possibilités d'adaptation large bande en sortie du montage drain commun en fonction du domaine de fréquences considéré.

D'autre part, on peut remarquer que toutes les relations obtenues pour le montage drain commun sont, à la permutation $Y_{11} \rightarrow Y_{22}$ et $Y_{22} \rightarrow Y_{11}$ près, identiques à celles obtenues pour le montage grille commune. Néanmoins il faut se rappeler que le terme Y_{11} ne contient pas de partie réelle en basses fréquences et que le terme $j C_{gs} \omega$ qu'il contient amène des pulsations de coupure faibles compte tenu de l'ordre de grandeur des conductances présentes dans le schéma équivalent d'un Mesfet.

3-2-2 COMPORTEMENT EN BASSES FREQUENCES

En utilisant le schéma de la figure 3.1 et en se plaçant à des fréquences suffisamment basses, on peut écrire :

$$Y_{11} = Y_{12} = 0$$

$$Y_{21} = g_m$$

$$Y_{22} = g_{ds}$$

En utilisant alors l'expression (3.2), on obtient :

$$Y_s = g_m + g_{ds}$$

Donc, en très basses fréquences, le montage drain commun est adapté en sortie, pour toute admittance de générateur non nulle, si les éléments de son schéma équivalent sont tels que :

$$g_m + g_{ds} = g_0 \quad (3.3)$$

Où g_0 est l'admittance de référence.

Pour une impédance de référence égale à 50 Ohms, cela équivaut à des Mesfets de transconductance légèrement inférieure à 20 mS; ce qui est très facile à obtenir. C'est ce raisonnement au premier degré qui permet de penser qu'un montage drain commun, placé en sortie d'un montage amplificateur, peut permettre l'adaptation en sortie.

Comme nous l'avons fait pour le montage grille commune, on peut calculer le coefficient S_{21} du montage drain commun, en basses fréquences, pour évaluer les possibilités d'amplification de ce montage pour des transconductances voisines de 20 mS. On a :

$$S_{21BF} = 2 Y''_{21} g_0 / D_3$$

Avec :

$$D_3 = (g_0 + Y''_{11})(g_0 + Y''_{22}) - Y''_{12} Y''_{21}$$

Soit :

$$S_{21BF} = 2 g_m / (g_0 + g_m + g_{ds})$$

On voit donc que ce terme est voisin de 0 dB pour $g_m = 20$ mS et tend vers 6 dB pour des transconductances très élevées. La situation est identique à celle obtenue pour le Mesfet en grille commune. Il faudra donc, si l'on peut, compte-tenu des contraintes liées à l'adaptation en sortie, utiliser des Mesfets de grandes transconductances pour cet étage drain commun.

D'autre part, si l'on veut un TOS en sortie inférieur à 2 en basses fréquences, il faut que la quantité $g_m + g_{ds}$ soit telle que :

$$10 \text{ mS} < g_m + g_{ds} < 40 \text{ mS}$$

C'est donc dans cette plage de transconductances correspondant à des Mesfets de la filière F20 de GEC-MARCONI de tailles comprises entre 30 et 125 μm que nous allons chercher à étudier le comportement à des fréquences plus élevées.

3-2-3 COMPORTEMENT A DES FREQUENCES ELEVEES

Pour cette étude à des fréquences élevées, nous nous limitons à des fréquences inférieures à 30 GHz pour lesquelles le modèle choisi pour décrire le Mesfet est valable (figure 3.1). De plus, l'admittance du générateur alimentant le montage est choisie égale à $g_0 = 20$ mS; c'est à dire que l'on se place dans le cadre de la détermination du coefficient de réflexion en sortie, sortie adaptée sur 50 Ohms, du montage drain commun. A partir de l'expression (3.2), on obtient :

$$Y_s = Y_{21} + Y_{22} + (Y_{11} + Y_{12})(g_0 - Y_{21}) / (g_0 + Y_{11}) \quad (3.4)$$

Dans la plage de fréquences retenue pour cette étude, on peut écrire :

$$Y_{11} + Y_{12} \# j C_{gs} w$$

$$Y_{21} + Y_{22} \# g_m + g_{ds}$$

On obtient alors l'expression suivante, notée (3.5), pour Y_s :

$$Y_s = g_m + g_{ds} + j C_{gs} w (g_0 - g_m + j C_{dg} w) / (g_0 + j (C_{gs} + C_{dg}) w) \quad (3.5)$$

Dans cette expression, on ne peut pas raisonnablement négliger d'autres termes surtout si la transconductance du Mesfet g_m est voisine de g_0 . On peut éventuellement négliger C_{dg} devant C_{gs} mais cela ne change rien à la complexité de l'expression notée (3.5). D'autre part, on peut même être amené à tenir compte de la capacité C_{ds} dans l'expression de Y_s ; cette quantité apparaissant dans le terme $Y_{21} + Y_{22}$. On obtient alors pour Y_s l'expression notée (3.6).

$$Y_s = g_m + g_{ds} + j C_{ds} w + j C_{gs} w (g_0 - g_m + j C_{dg} w) / (g_0 + j (C_{gs} + C_{dg}) w) \quad (3.6)$$

Dans cette expression, le terme $j C_{gs} w (g_0 - g_m + j C_{dg} w) / (g_0 + j (C_{gs} + C_{dg}) w)$ présente un problème d'interprétation. Nous allons chercher un équivalent pour cette quantité. En analysant cette expression dans différents domaines de fréquences, on

voit qu'elle correspond à deux branches en parallèle comme indiqué sur la figure 3.3 avec :

$$C_2 = C_{gs} C_{dg} / (C_{dg} + C_{gs})$$

$$C_1 = C_{gs} [C_{gs} / (C_{dg} + C_{gs}) - g_m / g_0]$$

$$g_1 = [C_{gs} / (C_{gs} + C_{dg}) - g_m / g_0] g_0 C_{gs} / (C_{gs} + C_{gd})$$

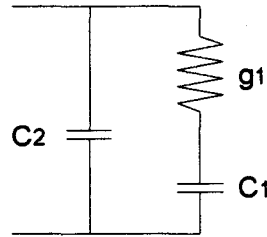


Figure 3.3 - Admittance équivalente du terme $j C_{gs} \omega (g_0 - g_m + j C_{dg} \omega) / (g_0 + j (C_{gs} + C_{dg}) \omega)$.

Donc au total, l'admittance de sortie du montage drain est donnée par la figure 3.4. Si l'on veut avoir une bonne adaptation large bande en entrée, il faut donc que :

- Le terme $g_m + g_{ds}$ soit proche de g_0 .
- La capacité $C_{ds} + C_2$ soit faible.
- La branche g_1 en série avec C_1 intervienne peu.

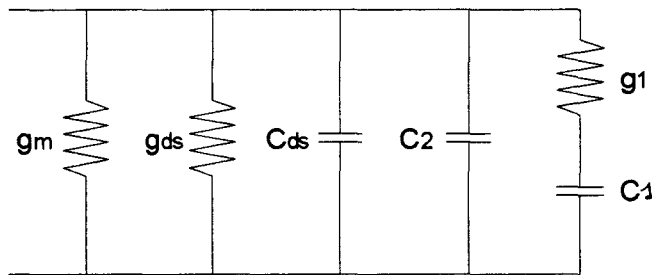


Figure 3.4 - Admittance de sortie équivalente d'un Mesfet en drain commun.

Compte tenu des expressions des différents éléments, la solution la plus favorable est :

$$C_{gs} / (C_{gs} + C_{dg}) = g_m / g_0$$

En effet comme C_{gd} est petite devant C_{gs} , cette situation permet d'avoir une transconductance g_m proche de $g_0 = 20 \text{ mS}$ et d'annuler l'influence de la branche g_1 , C_1 . Ce cas correspond à $g_m = 18.8 \text{ mS}$ pour un Mesfet GEC-MARCONI F20; soit deux doigts de $63 \mu\text{m}$. On obtient alors un TOS en sortie inférieur à 0.3 jusqu'à plus de 30 GHz.

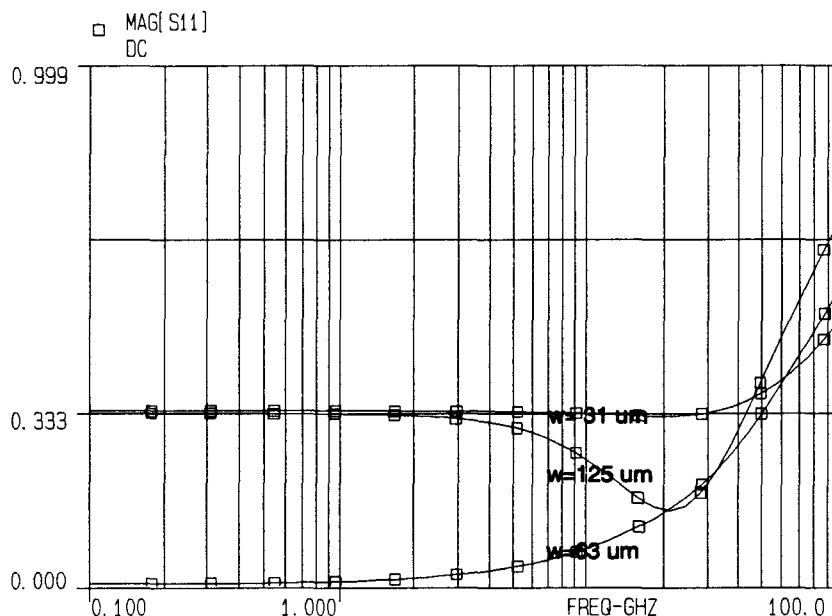


Figure 3.5 - TOS de sortie du montage drain commun, pour différentes tailles de Mesfet. Développement total de grille : 2 x W.

Ce résultat est donné sur la figure 3.5 où figurent aussi les TOS en sortie du montage pour deux doigts de 125 μm et deux doigts de 31 μm qui correspondent aux deux cas limites pour avoir un TOS en sortie inférieur à 2 sur une large plage de fréquences. Cela prouve les qualités du montage drain commun en matière d'adaptation en sortie puisqu'il est peu sensible au choix de la transconductance et naturellement large bande.

3-3 LE DRAIN COMMUN ET SON ENVIRONNEMENT

Nous allons maintenant étudier le cas d'un Mesfet AsGa en drain commun ayant une charge active dans sa source et chargé en entrée par un montage source commune polarisé lui aussi par une charge active comme indiqué sur la figure 3.6. Cela correspond à la situation dans laquelle sera utilisé le montage drain commun dans l'amplificateur complet.

La charge active est décrite en régime petit signal par g_{ds} en parallèle avec $C_{gd} + C_{ds}$. Le montage source commune est représenté par $2g_{ds}$ en parallèle avec $2(C_{gd} + C_{ds})$ pour tenir compte de la polarisation par charge active de cet étage. L'ensemble est représenté sur la figure 3.7.

Pour trouver l'admittance de sortie de ce montage, notée Y_{spol} , on peut reprendre l'expression (3.2) en ajoutant le terme qui correspond à la charge active présente en parallèle sur la sortie de l'étage :

$$g_{ds} + j\omega(C_{gd} + C_{ds})$$

Et en faisant intervenir l'expression de l'admittance de sortie de l'étage précédent :

$$Y_G = 2g_{ds} + 2j\omega(C_{dg} + C_{ds})$$

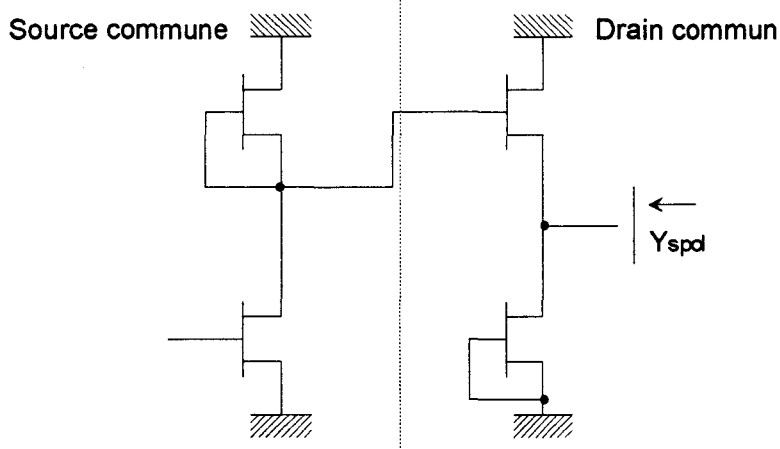


Figure 3.6 - Association Source Commune et Drain Commun, avec charges actives

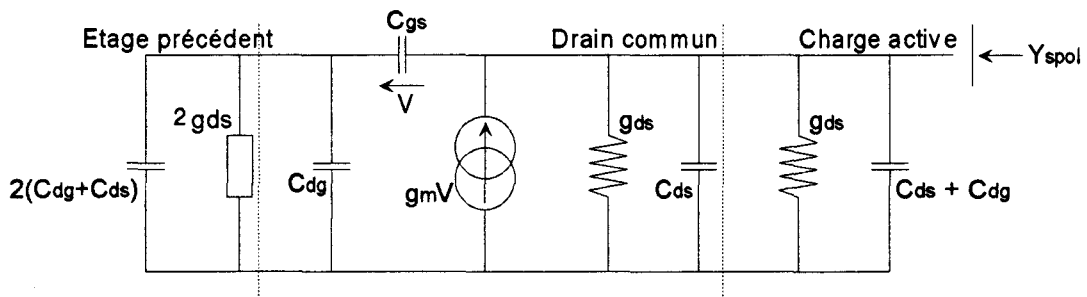


Figure 3.7 - Schéma équivalent du montage de la figure 3.6.

On obtient alors l'expression de Y_{spol} , admittance de sortie du montage de la figure 3.6, notée (3.7) :

$$Y_{spol} = Y_{21} + Y_{22} + g_{ds} + j\omega(C_{dg} + C_{ds}) + (Y_{11} + Y_{12})(Y_G - Y_{21}) / (Y_G + Y_{11}) \quad (3.7)$$

Avec :

$$Y_{21} + Y_{22} = g_m + g_{ds} + j\omega C_{ds}$$

$$Y_{11} + Y_{12} = j\omega C_{gs}$$

$$Y_{12} = -j\omega C_{dg}$$

Donc finalement on obtient pour Y_{spol} l'expression (3.8) :

$$Y_{spol} = g_m + 2g_{ds} + j\omega(2C_{ds} + C_{dg}) + j\omega C_{gs} \left(2g_{ds} - g_m + j\omega(3C_{dg} + 2C_{ds}) \right) / \left(2g_{ds} + j\omega(C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds}) \right) \quad (3.8)$$

Si l'on raisonne par analogie avec l'étude précédente, on obtient le schéma équivalent de Y_{spol} donné sur la figure 3.8 :

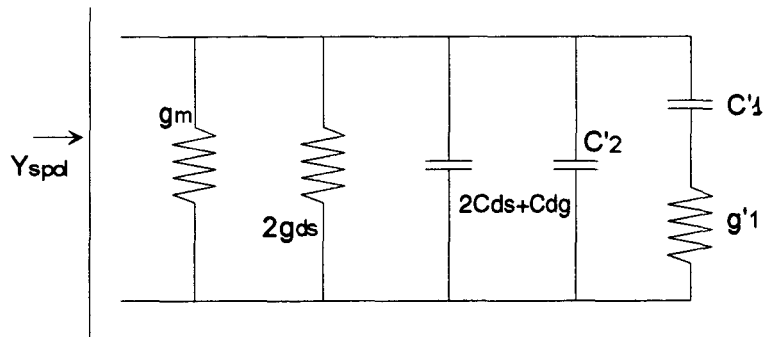


Figure 3.8 - Admittance équivalente à Y_{spol} .

Avec :

$$C'_2 = C_{gs} (3C_{dg} + 2C_{ds}) / (C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds})$$

$$C'_1 = C_{gs} [C_{gs} / (C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds}) - g_m / 2g_{ds}]$$

$$g'_1 = 2g_{ds} C'_1 / (C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds})$$

On peut remarquer que g'_1 et C'_1 sont toujours de même signe.

Cette fois la situation est moins favorable car on ne peut pas avoir simultanément :

$$C_{gs} / (C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds}) = g_m / 2g_{ds}$$

Et :

$$g_m + 2g_{ds} = g_0$$

Donc cette fois, on choisira la transconductance g_m du Mesfet en drain commun voisine 20 mS pour avoir une adaptation acceptable en basse fréquence et on subira l'influence des termes, défavorables à une large plage d'adaptation, qui sont :

$$2C_{ds} + C_{dg}$$

$$C'_2$$

$$g'_1 \text{ et } C'_1$$

On peut remarquer que pour des valeurs de g_m autour de 20 mS, la conductance g'_1 est négative; donc on aura intérêt à prendre une transconductance g_m supérieure à 20 mS car la partie réelle de Y_{spol} aura tendance à diminuer avec la fréquence. Ce phénomène aura lieu à partir de la fréquence f_1 telle que :

$$f_1 = g'_1 / 2\pi C'_1 = g_{ds} / \pi (C_{gs} + 3C_{dg} + 2C_{ds})$$

Si l'on néglige les effets de bords pour C_{gs} , C_{dg} et C_{ds} , cette fréquence est à peu près constante quelle que soit la taille du Mesfet pour une filière technologique donnée. Dans le cas qui nous intéresse, elle vaut environ 2 GHz.

Sur la figure 3.9 sont représentées les parties réelle et imaginaire de Y_{spol} pour différentes tailles de Mesfet.

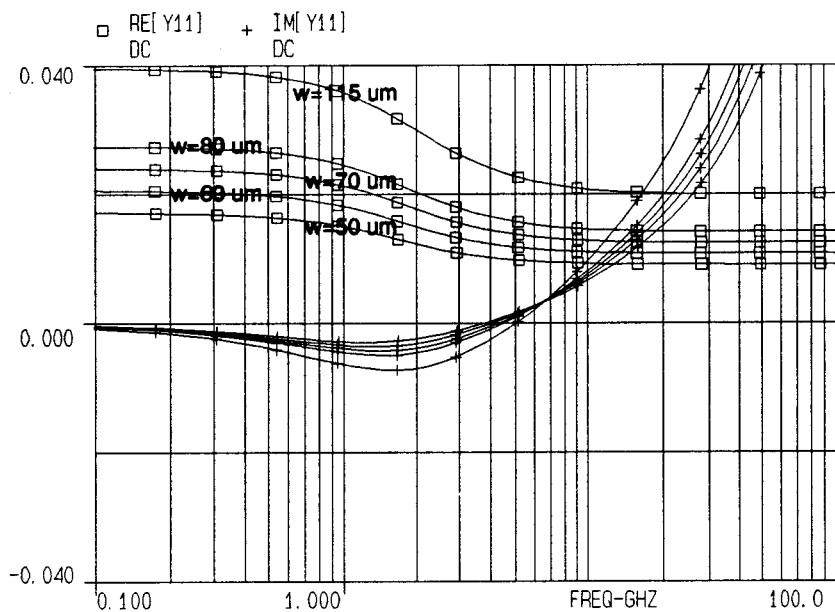


Figure 3.9 - Parties réelle et imaginaire de Y_{spol} pour différentes tailles de Mesfet. Développement total de grille : $2 \times W$.



La situation la plus favorable consiste à faire en sorte que la partie réelle de Y_{spol} soit supérieure à 20 mS pour les fréquences inférieures à 2 GHz et inférieure ensuite avec à chaque fois à peu près la même différence par rapport à $g_0 = 20$ mS. Cela correspond environ à une taille de 2×70 à 2×80 μm pour le Mesfet soit des transconductances comprises entre 21 et 24 mS.

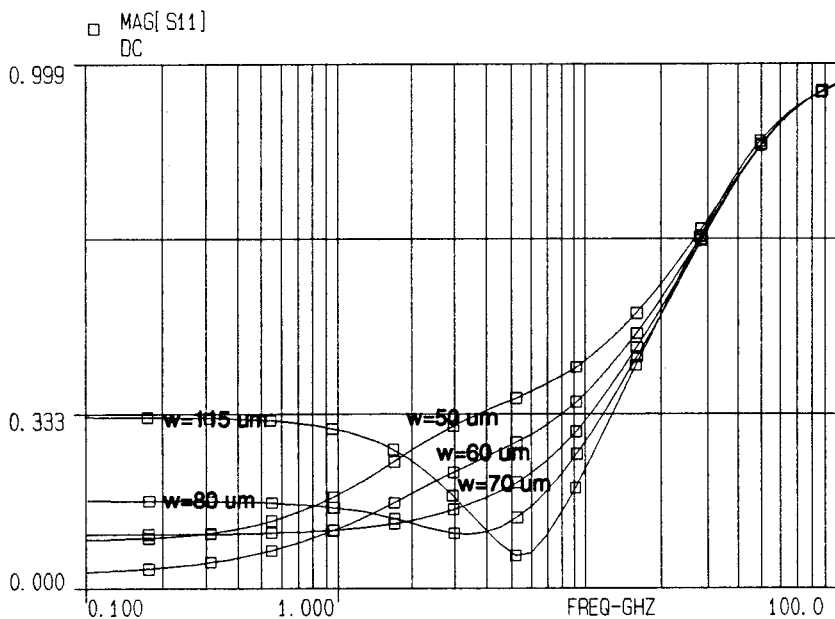


Figure 3.10 - Coefficient de réflexion en sortie du montage de la figure 3.6, pour différentes tailles de Mesfet. Développement total de grille : $2 \times W$.

Les faibles transconductances n'amènent pas de bons résultats, bien qu'elles minimisent la partie imaginaire de Y_{spol} , car dès 2 GHz la partie réelle de Y_{spol} devient trop faible par rapport à g_0 pour que l'adaptation reste acceptable.

Ces résultats sont confirmés par la figure 3.10 où figure le coefficient de réflexion en sortie du montage pour différentes tailles de Mesfet. A titre d'exemple pour un Mesfet $2 \times 50 \mu\text{m}$, la plage de TOS inférieur à 2 ($|S_{22}| < 1/3$) s'étend du continu jusqu'à 4 GHz seulement.

Pour les transconductances favorables, c'est à dire entre 21 et 34 mS, la plage de fréquences pour laquelle le TOS de sortie est inférieur à 2 se trouve réduite à environ 10 GHz au lieu de plus de 30 GHz pour le drain commun seul.

D'autre part, on peut observer que la plage de fréquences où le TOS reste inférieur à 2 est légèrement plus élevée pour les grandes transconductances au prix d'une adaptation moins bonne aux basses fréquences.

Cela vient de la diminution plus importante de la partie réelle de Y_{spol} (proportionnelle à $g_m C_{\text{gs}}$ c'est à dire à W^2 , où W est la largeur de grille du Mesfet) qui masque en partie l'augmentation de la partie imaginaire de Y_{spol} (proportionnelle à W).

3-4 STABILITE DU MONTAGE DRAIN COMMUN

Nous venons de voir dans les paragraphes précédents que Y_s l'admittance de sortie d'un Mesfet en drain commun contenait le terme suivant :

$$(Y_{11} + Y_{12})(Y_G - Y_{21}) / (Y_G + Y_{11})$$

Ce terme peut, par la quantité $-Y_{21}(Y_{11} - Y_{12}) / (Y_G + Y_{11})$, ramener une conductance négative. Il faut donc étudier s'il n'existe pas des admittances d'entrée Y_G pouvant rendre négative la partie réelle de Y_s , l'admittance de sortie du montage drain commun.

Reprenons l'expression (3.2) en tenant compte des paramètres admittances Y_{ij} du Mesfet (notations relatives à la configuration source commune); on a :

$$Y_s = g_m + g_{\text{ds}} + jC_{\text{ds}}\omega + jC_{\text{gs}}\omega (Y_G - g_m + jC_{\text{dg}}\omega) / (Y_G + j\omega (C_{\text{gs}} + C_{\text{dg}}))$$

Supposons que Y_G soit de la forme :

$$Y_G = 1 / jL\omega$$

On peut écrire Y_s sous la forme suivante :

$$Y_s = g_m + g_{\text{ds}} + jC_{\text{ds}}\omega + C_{\text{gs}}\omega (-g_m + j(C_{\text{dg}}\omega - 1 / L\omega)) / ((C_{\text{gs}} + C_{\text{dg}})\omega - 1 / L\omega)$$

Soit :

$$\text{Re}[Y_s] = g_m + g_{\text{ds}} - g_m C_{\text{gs}}\omega / ((C_{\text{gs}} + C_{\text{dg}})\omega - 1 / L\omega)$$

En basses fréquences, il n'y a pas de problèmes car $\text{Re}[Y_s]$ est équivalente à :

$$\text{Re}[Y_s] \approx g_m + g_{ds} + g_m C_{gs} L \omega^2$$

Ensuite quand la fréquence augmente, la partie réelle de Y_s croît à cause du terme :

$$- C_{gs} \omega g_m / (-1/L\omega + (C_{gs} + C_{dg}) \omega)$$

Avec :

$$- 1/L\omega + (C_{gs} + C_{dg}) \omega < 0$$

A la pulsation ω_{r1} telle que $\omega_{r1}^2 = 1/L(C_{gs} + C_{dg})$, ce terme change de signe et on a :

$$C_{gs} \omega / (- 1/L\omega + \omega (C_{gs} + C_{dg})) \gg 1$$

Cela veut dire qu'à partir de ω_{r1} , la partie réelle de Y_s est négative.

La partie réelle de Y_s reste négative jusqu'à ω_{r2} telle que :

$$\omega_{r2}^2 = 1/L (C_{dg} + C_{gs} g_{ds} / (g_m + g_{ds})).$$

Pour situer le problème prenons un exemple :

$$g_m = 20 \text{ mS}$$

$$g_{ds} = 1.45 \text{ mS}$$

$$C_{gs} = 160 \text{ fF}$$

$$C_{dg} = 10 \text{ fF}$$

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

On obtient :

$$f_{r1} = \omega_{r1} / 2 \pi = 12 \text{ GHz}$$

$$f_{r2} = \omega_{r2} / 2 \pi = 35 \text{ GHz}$$

Donc entre 12 et 35 GHz et pour cette admittance d'entrée, le coefficient de réflexion du montage drain commun est supérieur à 1.

Ces résultats figurent sur la figure 3.11 qui représente la courbe de $\text{Re}[Y_s]$ en fonction de la fréquence pour un Mesfet de transconductance $g_m = 20 \text{ mS}$.

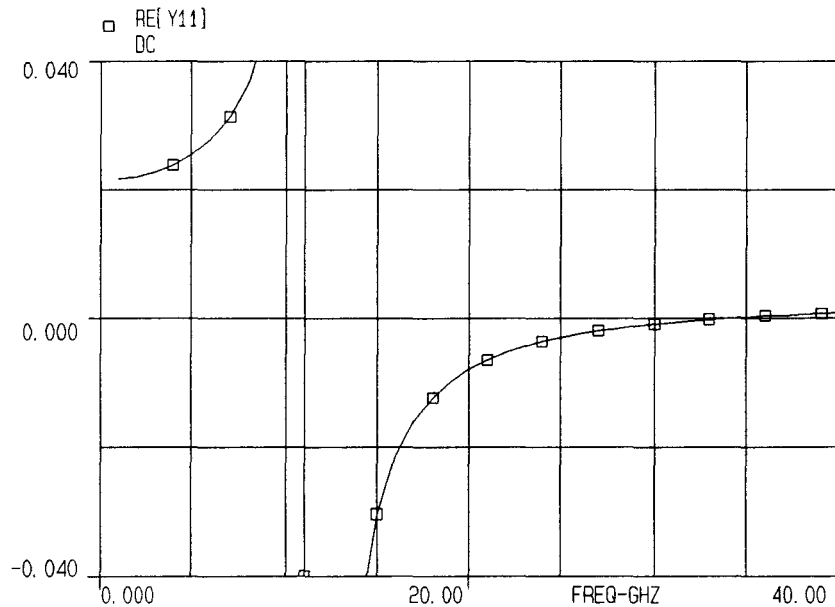


Figure 3.11- Partie réelle de l'admittance de sortie du montage drain commun pour une charge d'entrée inductive - $g_m = 20 \text{ mS}$.

Cela veut dire que le coefficient de réflexion à la sortie d'un montage drain commun peut, dans une certaine gamme de fréquence et s'il est chargé en entrée par une admittance fortement inductive, devenir supérieur à 1; ce qui n'est pas souhaitable même hors plage de fonctionnement pour un amplificateur. Il faudra donc veiller à cela lors de la mise au point de l'amplificateur complet.

3-5 LA SIMULATION COMPLETE

Dans cette dernière partie, le Mesfet en configuration drain commun est simulé en tenant compte d'un schéma équivalent plus complet (prise en compte de R_i et R_s) et des éléments réels servant à la polarisation et aux découplages. Cette configuration est donnée sur la figure 3.12.

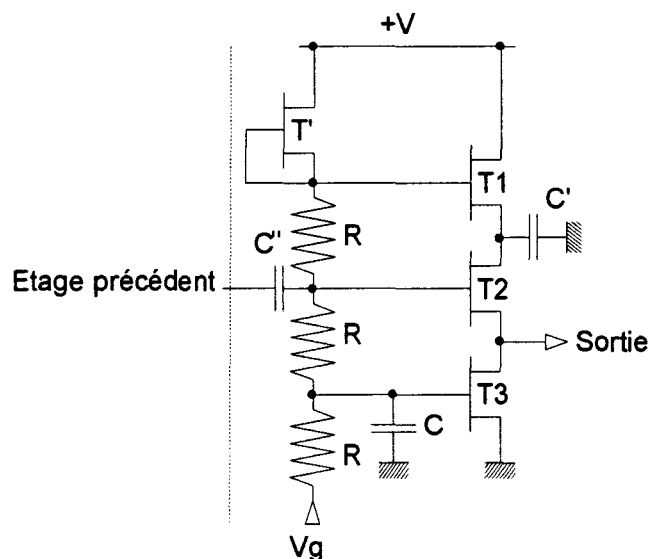


Figure 3.12 - Montage Drain commun avec sa polarisation complète.

La charge active " du haut " constituée par T_1 est nécessaire pour que l'étage drain commun puisse être polarisé avec la même source de tension continue qu'un étage en grille commune. L'influence de cette charge active est minimisée en régime petit signal par la présence d'une capacité de découplage C' dont la valeur a été déterminée de façon expérimentale.

Le Mesfet T' , servant de générateur de courant, est négligé en raison de sa faible taille.

Les éléments passifs indispensables à la polarisation et aux découplages (R , C , C' et C'') sont supposés idéaux.

Pour cette simulation, le paramètre retenu pour obtenir une bonne adaptation large bande en sortie est W la longueur des doigts de grille des Mesfet.

Les Mesfets utilisés sont des Mesfets GEC-MARCONI de la filière F20 à deux doigts de grille et leur schéma équivalent est calculé, pour une polarisation à I_{DSS} avec les formules suivantes :

$$g_m = 0.0297 \times W / 100$$

$$C_{gs} = 0.04 + 1.88 \cdot 10^{-3} W$$

$$C_{dg} = 0.025 + 1.13 \cdot 10^{-4} W$$

$$C_{ds} = 0.017 + 3 \cdot 10^{-4} W$$

$$R_{ds} = 463 \times 100 / W$$

$$R_i = 2.37 \times 100 / W$$

$$R_s = 318.8 / W$$

Où les capacités sont exprimées en pF, les résistances sont exprimées en Ohms et W en μm .

La figure 3.13 représente le coefficient de réflexion à la sortie du montage de la figure 3.12 pour une impédance d'entrée égale à 50 Ohms.

On retrouve le même comportement que sur la figure 3.5 avec une diminution de la fréquence où le TOS en sortie atteint 2 car on tient compte de la charge active placée dans la source de T_2 .

Néanmoins, on peut obtenir un TOS, en sortie, inférieur à 2 jusqu'à 20 GHz pour une longueur de doigt de grille W comprise entre 45 et 120 μm (développement total de grille : $2 \times W$), ce qui correspond à des transconductances entre 13.5 et 35.5 mS. Les transconductances donnant les meilleurs résultats sont comprises dans une fourchette de +/- 5mS autour de 19 mS.

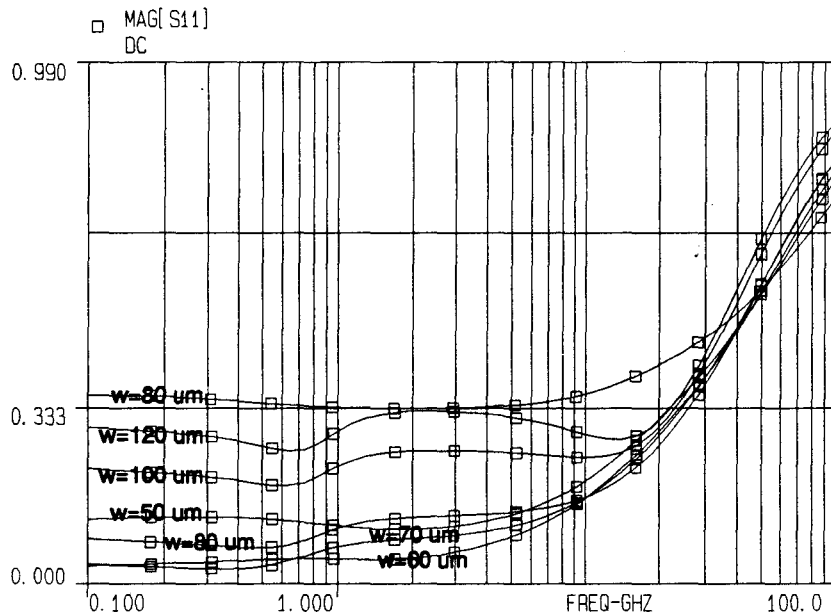


Figure 3.13 - Montage Drain commun de la figure 3.12,
Coefficient de réflexion en sortie pour différentes tailles de Mesfet.
Développement total de grille : 2 x W.

Les figures 3.14, 3.15 et 3.16 présentent les résultats obtenus en sortie du montage pour une admittance d'entrée égale à l'admittance de sortie d'un étage source commune polarisé par charge active soit :

$$2 (g_{ds} + j (C_{dg} + C_{ds}) w)$$

Comme les Mesfets de l'étage source commune n'ont pas nécessairement la même taille que ceux de l'étage drain commun, les résultats sont donnés pour trois tailles de Mesfet polarisés à I_{DSS} pour l'étage source commune (longueur d'un doigt de grille notée W') et chaque fois pour six tailles de Mesfets polarisés à I_{DSS} pour l'étage drain commun (longueur d'un doigt de grille notée W) :

- **Figure 3.14 :**

Source commune : 2x120 μm

Drain commun : 2x50, 2x60, 2x70, 2x80, 2x90, 2x100

- **Figure 3.15 :**

Source commune : 2x100 μm

Drain commun : 2x50, 2x60, 2x70, 2x80, 2x90, 2x100

- **Figure 3.16 :**

Source commune : 2x80 μm

Drain commun : 2x50, 2x60, 2x70, 2x80, 2x90, 2x100

Dans les trois cas, les courbes en fonction de la taille du Mesfet en drain commun ont la même allure et on constate que la situation la plus favorable est obtenue pour W comprise entre 60 et 80 μm . Dans tous les cas de figures, on peut obtenir une plage de TOS inférieur à 2 jusqu'à environ 10 GHz.

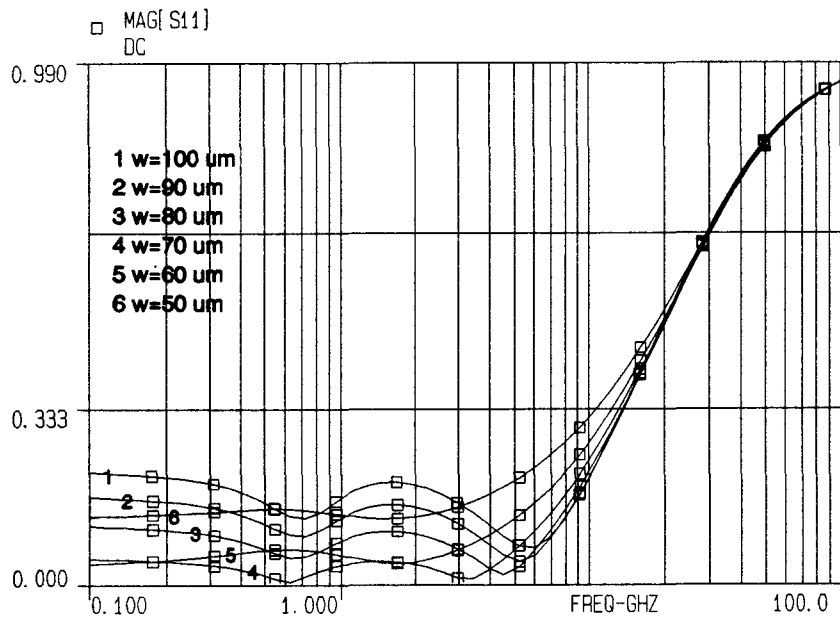


Figure 3.14 - Coefficient de réflexion en sortie du montage drain commun, pour différents développements de grille :
Source commune (2 x W') : 2x120 μm
Drain commun (2 x W) : 2x50, 2x60, 2x70, 2x80, 2x90, 2x100

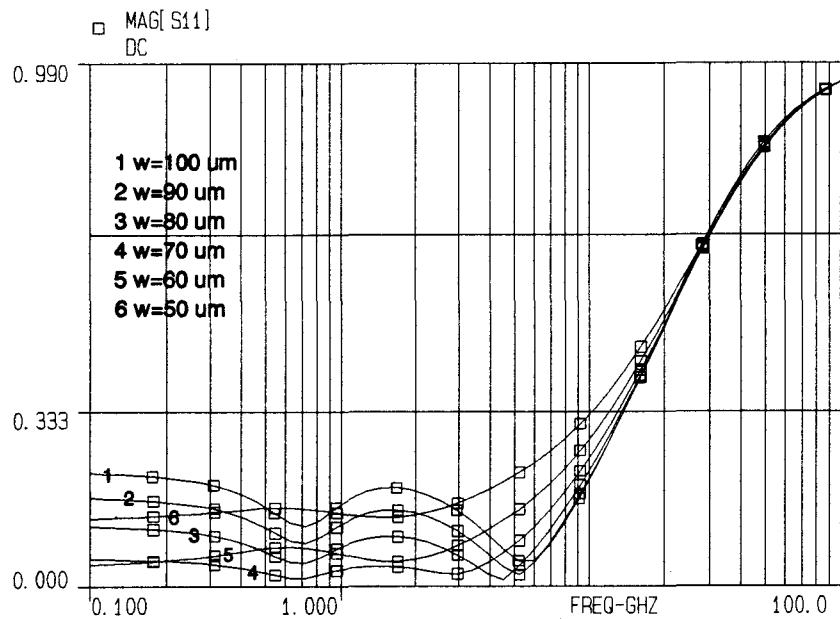


Figure 3.15 - Coefficient de réflexion en sortie du montage drain commun, pour différents développement de grille :
Source commune (2 x W') : 2x100 μm
Drain commun (2 x W) : 2x50, 2x60, 2x70, 2x80, 2x90, 2x100

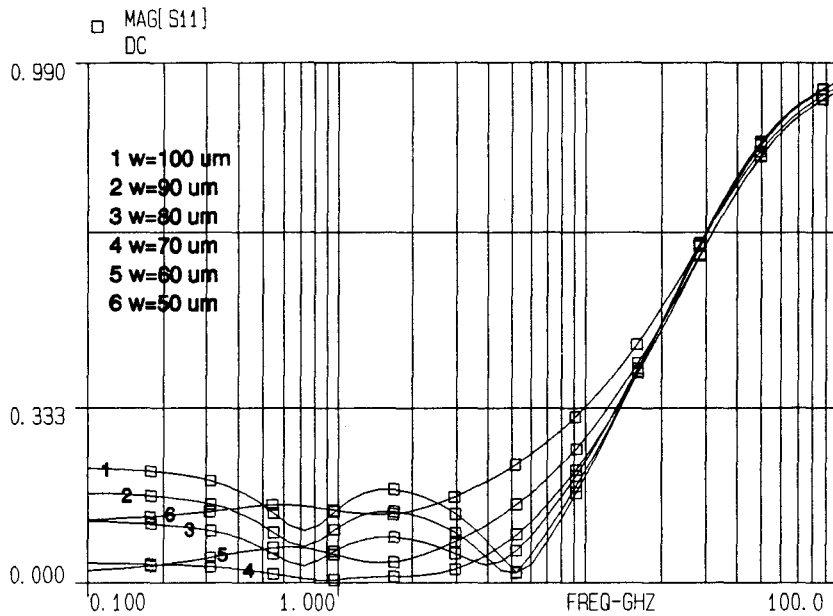


Figure 3.16 - Coefficient de réflexion en sortie du montage drain commun, pour différents développement de grille :
 Source commune ($2 \times W'$) : $2 \times 80 \mu\text{m}$
 Drain commun ($2 \times W$) : 2×50 , 2×60 , 2×70 , 2×80 , 2×90 , 2×100

En ce qui concerne les variations de W' la taille du Mesfet en source commune, on observe une légère augmentation de la plage de TOS inférieur à 2 quand W' augmente; cela était prévisible car un Mesfet de taille importante constitue une charge d'entrée moins défavorable, cette charge étant de la forme :

$$2 (g_{ds} + j (C_{dg} + C_{ds}) w)$$

Donc dans le cas d'une association drain commun - source commune, on a intérêt à choisir une transconductance de l'ordre de 21 mS pour l'étage drain commun et une transconductance plus forte pour l'étage source commune. Cela est intéressant car on obtiendra un gain plus élevé pour l'ensemble. Il est à noter que cette différence de transconductance peut être obtenue en utilisant une seule taille de Mesfet et en jouant sur la polarisation des deux étages.

3-6 CONCLUSION

Le montage drain commun garde ses qualités de base lorsqu'il est associé à un montage source commune et au dispositif de polarisation retenu. Les meilleurs résultats sont obtenus pour des transconductances légèrement supérieures à 20 mS. Malgré la simplicité d'utilisation de cette configuration, il faudra surveiller le TOS en sortie, hors de la bande utile, pour éviter d'éventuelles instabilités dues à la présence de charges inductives en entrée du montage drain commun.

CHAPITRE 4

CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR COMPLET

4-1 INTRODUCTION

A ce niveau de l'étude, seule la topologie de l'amplificateur est décidée; elle comporte :

- Un étage d'entrée constitué de trois Mesfets : un Mesfet "utile" en grille commune et deux charges actives dont une connectée au drain du Mesfet "utile", l'autre à sa source.
- Un étage d'amplification avec trois Mesfets : un Mesfet "utile" en source commune et deux charges actives en série connectées au drain de ce Mesfet.
- Un étage de sortie constitué de trois Mesfets : un Mesfet "utile" en drain commun et deux charges actives dont une connectée au drain du Mesfet "utile", l'autre à sa source.
- Un dispositif de polarisation, tel qu'il a été décrit dans le paragraphe 1-5, pour chacun des étages.
- Deux cellules inter-étages passives dont les structures sont à définir pour obtenir un gain plat et conserver l'adaptation naturelle d'ue aux étages grille commune et drain commun.

Les points qui seront abordés dans ce chapitre sont donc :

- La détermination des cellules inter-étages en fonction des performances des différents étages et des objectifs en matière de gain et d'adaptation.
- Le choix des transistors.

Ces deux premiers points seront abordés en supposant que les éléments des cellules inter-étages sont idéaux; c'est à dire exempts d'éléments parasites. Cela permet de dégager une orientation générale pour la structure de ces cellules, s'appuyant sur un raisonnement analytique. Ces résultats permettront d'effectuer une première simulation de l'ensemble dans les conditions citées plus haut.

Dans la suite du chapitre, les aspects liés à l'utilisation d'une technologie MMIC seront pris en compte pour finalement aboutir à la définition complète de l'amplificateur qui sera réalisé :

- Nomenclature complète.
- Dessin des masques.
- Résultats de simulations avant et après placement routage.

4-2 STRUCTURE DES CELLULES INTER-ETAGES

4-2-1 INTRODUCTION

Les structures de ces cellules inter-étages doivent permettre d'atteindre les objectifs suivants :

- Ne pas trop perturber l'adaptation naturelle procurée par l'utilisation d'étages grille commune et drain commun. En effet, les montages grille commune et drain commun ont des coefficients de transfert inverse qui sont loin d'être faibles. Pour le montage grille commune, $Y_{12} \# - g_{ds} - j\omega C_{ds}$ et pour le montage drain commun, $Y_{12} \# - j\omega C_{gs}$. Cela veut dire que l'impédance de charge de l'étage grille commune aura un poids non négligeable sur le coefficient de réflexion en entrée de cet étage et il en va de même pour l'impédance de source du montage drain commun vis à vis de son coefficient de réflexion en sortie.

- Permettre un transfert de puissance acceptable entre les différents étages pour que le gain de l'ensemble ne soit pas trop faible. Ce point est important car la structure retenue est relativement complexe et si le gain obtenu est trop faible, par exemple inférieur à ce que l'on obtient habituellement avec un amplificateur distribué (6 à 8 dB), cela risque de rendre une telle structure peu intéressante.

- Etre les plus simples possibles pour être facilement adaptables, pour avoir un encombrement réduit et pour que les éléments parasites liés aux composants passifs MMIC utilisés ne remettent pas en cause leur structure générale. Il ne s'agit pas ici de calculer des cellules d'adaptation aussi complexes que celles rencontrées dans les amplificateurs à adaptation réactive couvrant plusieurs octaves.

Cette recherche de topologie se fera en étudiant tour à tour l'association grille commune-source commune et l'association source commune-drain commun.

Cette méthode, bien que négligeant le terme S_{12} de l'étage source commune, permet d'aborder plus simplement le problème.

Les ajustements tenant compte de ce terme seront faits lors de la mise au point globale de l'amplificateur.

4-2-2 PREMIERE CELLULE

Cette cellule est celle qui est placée entre l'étage grille commune et l'étage source commune. Dans un premier temps, par simulation, on peut observer l'évolution, en fonction de la fréquence, des paramètres S du montage grille commune notés S_{ijGC} et ceux du montage source commune noté S_{ijSC} .

Les résultats sont donnés sur les figures 4.1 à 4.6; le paramètre est g_m la transconductance des Mesfets utilisés et supposés tous identiques.

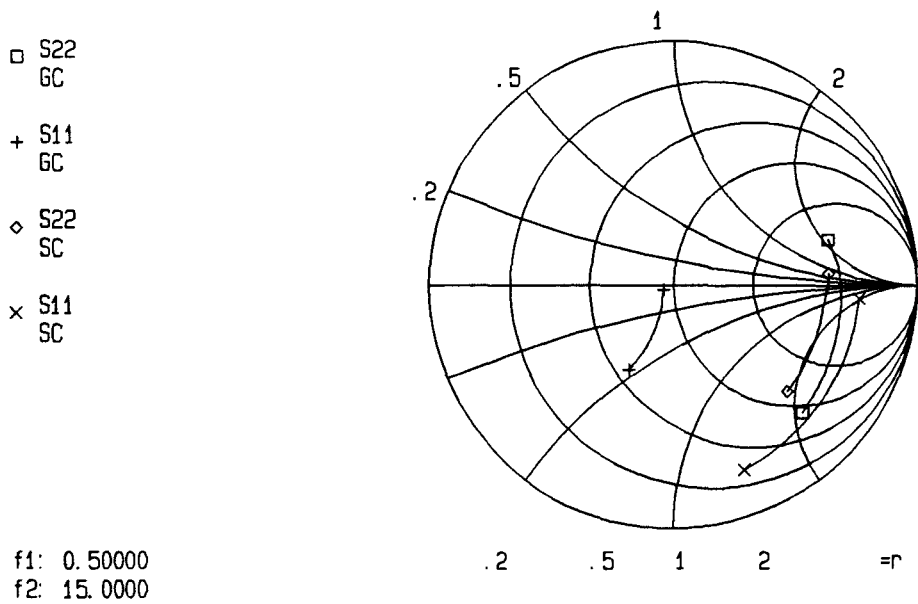


Figure 4.1- Coefficients de réflexion pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 20 \text{ mS}$.

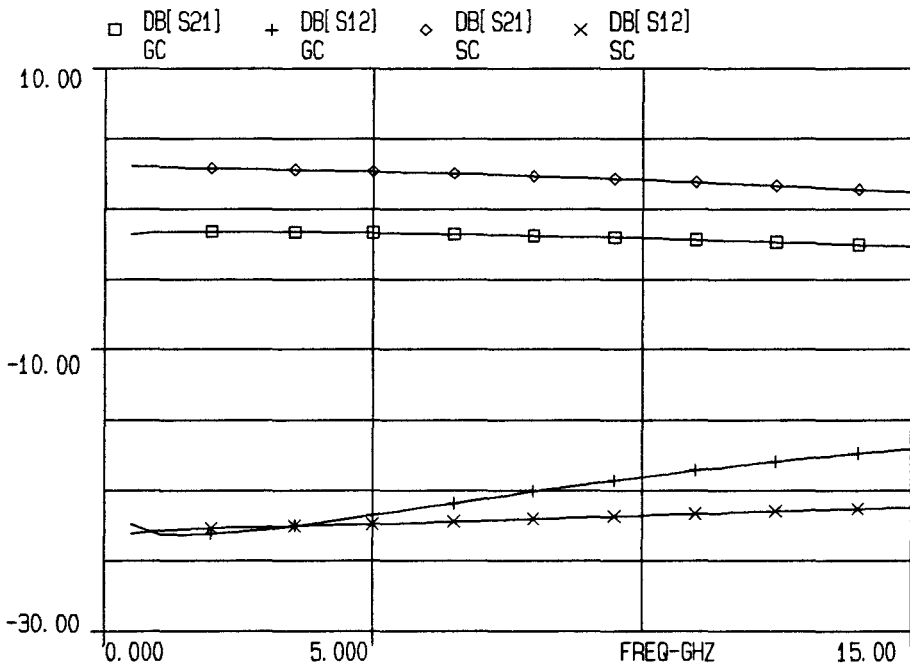


Figure 4.2 - Coefficients de transmission pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 20 \text{ mS}$.

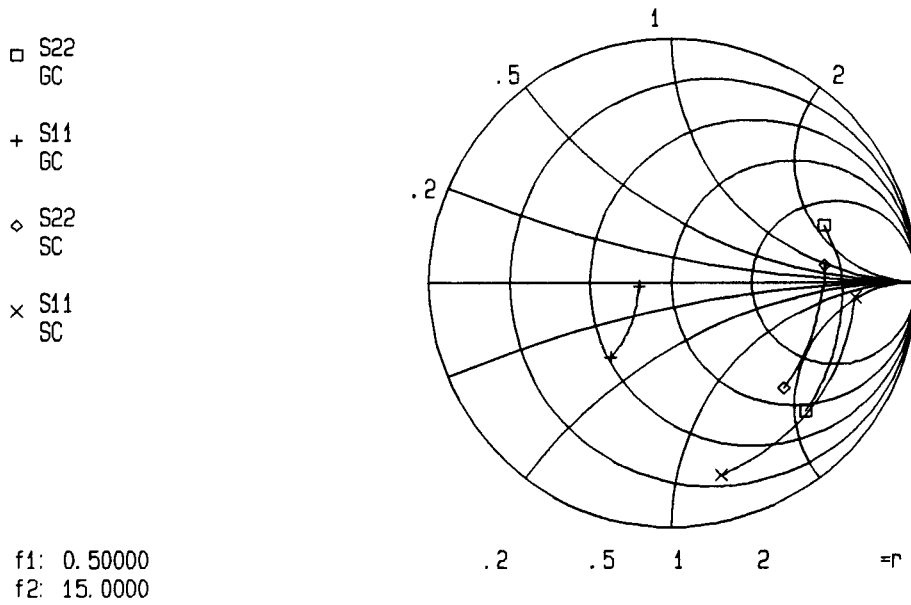


Figure 4.3 - Coefficients de réflexion pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 25 \text{ mS}$.

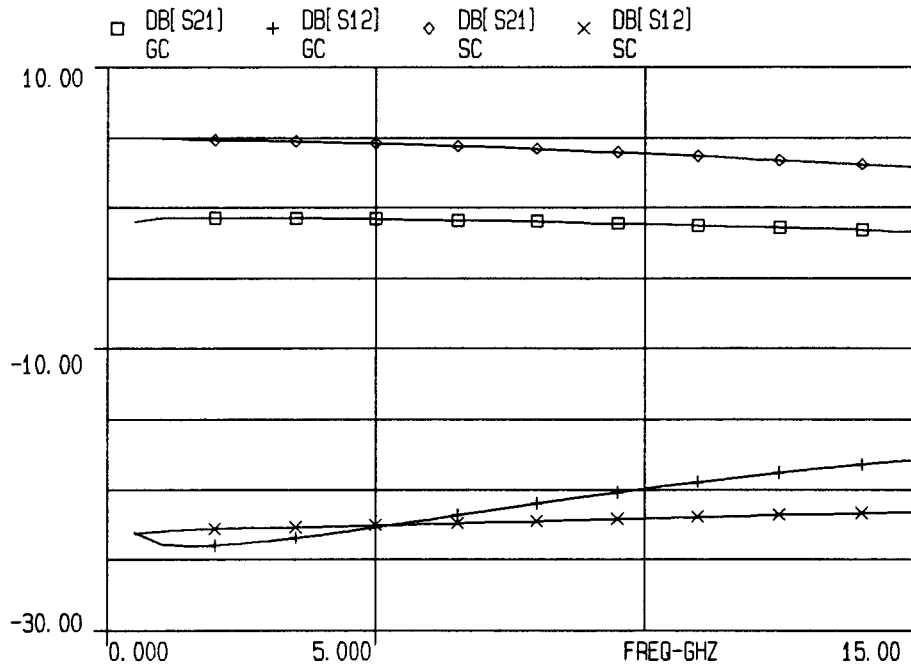


Figure 4.4 - Coefficients de transmission pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 25 \text{ mS}$.

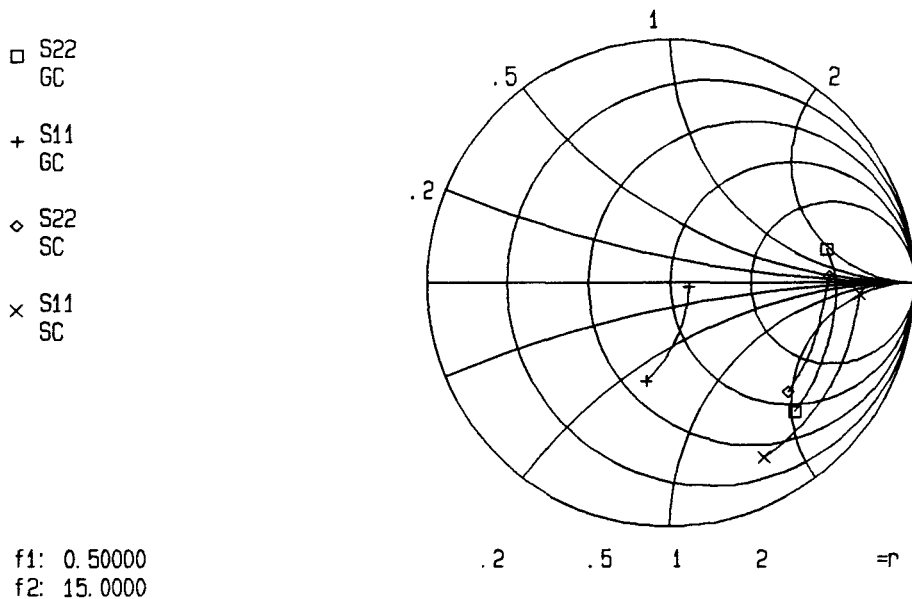


Figure 4.5 - Coefficients de reflexion pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 15 \text{ mS}$.

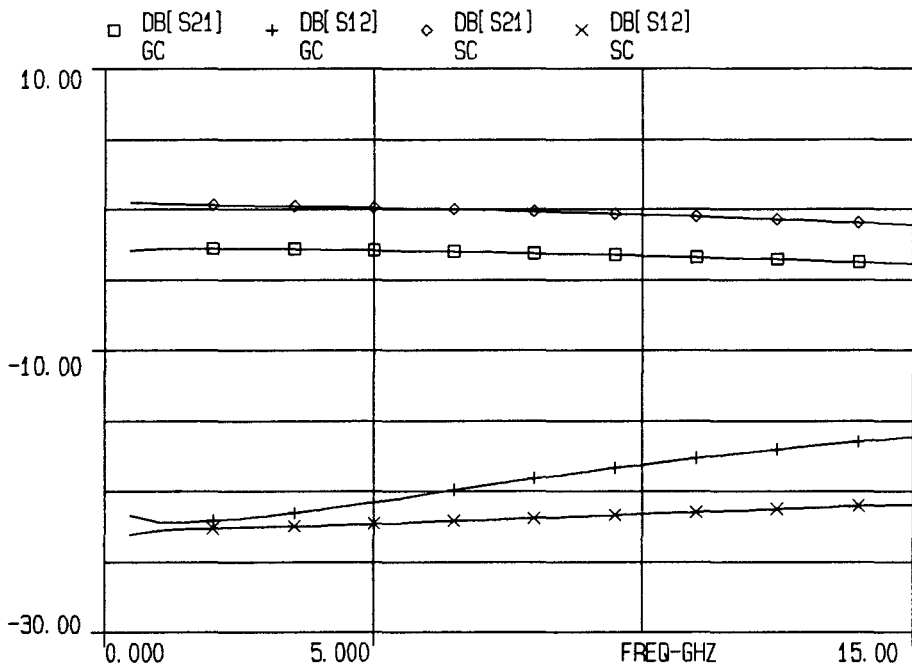


Figure 4.6 - Coefficients de transmission pour les montages grille commune et source commune , $g_m = 15 \text{ mS}$.

On voit donc que, pour des transconductances entre 15 et 25 mS, S_{22GC} et S_{11SC} sont situés dans la même zone de l'abaque de Smith. Cela va nuire, surtout pour les hautes fréquences, au transfert en puissance entre les deux étages puisque l'on est loin de la condition $S_{11SC} = S_{22GC}^*$. En effet, le coefficient de transfert direct de l'association grille commune-source commune est :

$$S_{21Tot} = S_{21GC} S_{21SC} / (1 - S_{22GC} S_{11SC})$$

Donc si l'on veut avoir un S_{21Tot} à peu près plat, il faut que :

- Le terme $|S_{21GC} S_{21SC}|$ soit peu dépendant de la fréquence.
- Le terme $|1 - S_{22GC} S_{11SC}|$ soit peu dépendant de la fréquence.

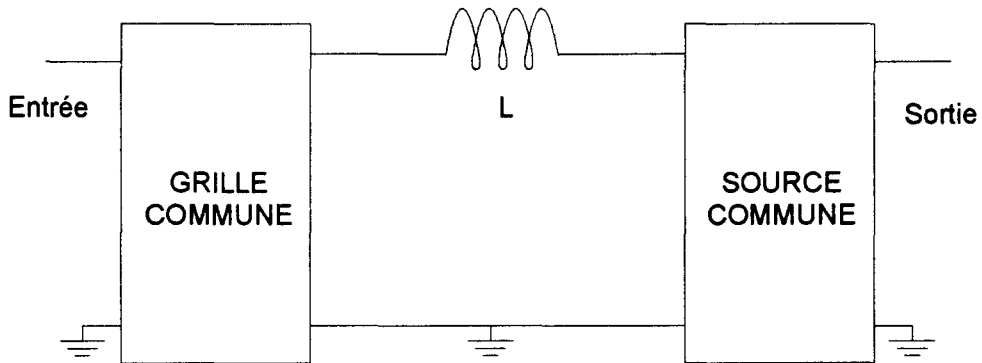


Figure 4.7 - Adaptation entre le montage grille commune et source commune avec une inductance.

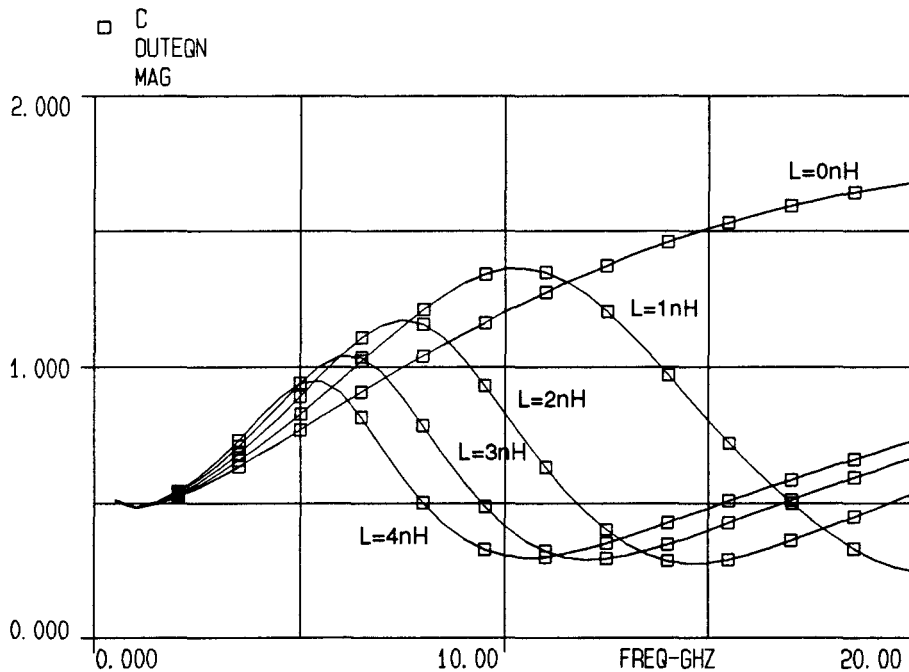


Figure 4.8 - Module de $1 - S_{22GC} S_{11SC}$.

Compte tenu de la nature de S_{11SC} et S_{22GC} , on peut atténuer, dans une certaine plage de fréquence l'augmentation de $|1 - S_{22GC} S_{11SC}|$ en plaçant une inductance en entrée du montage source commune pour faire en sorte que le coefficient de réflexion en entrée de cette association soit plus proche du conjugué de S_{22GC} que le terme S_{11SC} . Ce montage est représenté sur la figure 4.7.

Des résultats illustrant ce phénomène sont donnés sur la figure 4.8 pour différentes valeurs de l'inductance et pour une transconductance de Mesfet de 20 mS. On voit l'effet bénéfique de cette inductance qui fait diminuer le terme $|1 - S_{22GC}S_{11SC}|$.

Plus l'inductance est de forte valeur plus ce terme varie peu pour les fréquences inférieures à 10 GHz. En contre partie, une forte valeur d'inductance se traduit par une augmentation plus forte de ce terme au delà de 10 GHz.

Il faudra donc trouver une valeur d'inductance de l'ordre de quelques nH qui permette d'avoir à la fois une faible valeur et une faible variation du terme $|1 - S_{22GC}S_{11SC}|$ dans la plage de fréquence d'utilisation de l'amplificateur.

Dans le même temps, cette inductance influe sur la valeur du gain de l'association Inductance / Source commune comme on peut le voir sur la figure 4.9 qui représente cette quantité en fonction de la fréquence pour plusieurs valeurs d'inductances et pour un Mesfet de transconductance égale à 20 mS.

En absence d'inductance, ce terme qui est en fait $|S_{21SC}|$ décroît légèrement avec la fréquence; on ne retrouve pas exactement l'allure du gain d'un source commune à cause de l'effet de contre-réaction amené par le dispositif de polarisation .

Avec une inductance, ce terme augmente dans un premier temps avec la fréquence pour décroître ensuite; sa valeur maximale augmentant avec la valeur de l'inductance pendant que la fréquence pour laquelle elle est obtenue décroît.

Il y aura donc un choix à faire entre la valeur de gain et la bande passante du montage.

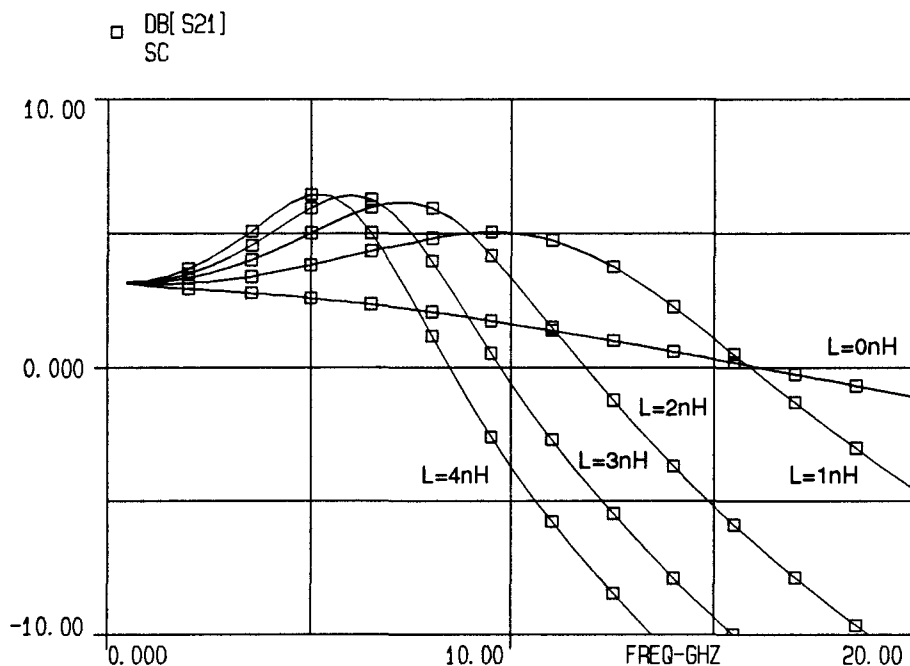


Figure 4.9 - Gain de l'association Inductance + Source commune
 $g_m = 20 \text{ mS}$ - Valeur de la self : 0 à 4 nH.

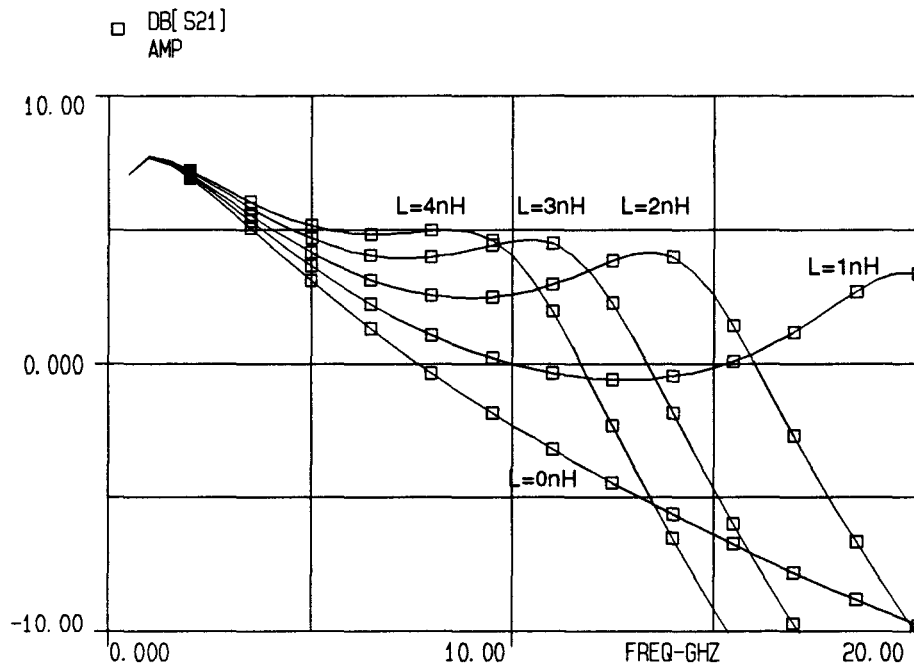


Figure 4.10 - Gain de l'association Grille commune + Inductance + Source commune
 $g_m = 20 \text{ mS}$ - Valeur de la self : 0 à 4 nH.

La figure 4.10 donne le module en décibels de $S_{21\text{Tot}}$, le gain de l'association Grille commune+ Inductance + Source commune, toujours pour $g_m=20\text{mS}$ et différentes valeurs d'inductances. On voit clairement que le choix le plus judicieux se situe aux alentours de 2 à 3 nH si l'on veut obtenir une bande passante d'environ 10 GHz.

On peut remarquer que le gain en dessous de 5 GHz est plus important que dans la bande 5 -15 GHz mais on peut atténuer ce phénomène en plaçant, en sortie du montage, une cellule comportant deux inductances (L_1, L_2) et entre ces deux inductances une résistance en série R avec une inductance L_3 pour diminuer la charge de drain du Mesfet utile en basses fréquences. Cette topologie est représentée sur la figure 4.11 et un exemple de résultat est donné sur la figure 4.12. Cette topologie plus complexe et plus encombrante ne sera utilisée que si cela s'avère nécessaire.

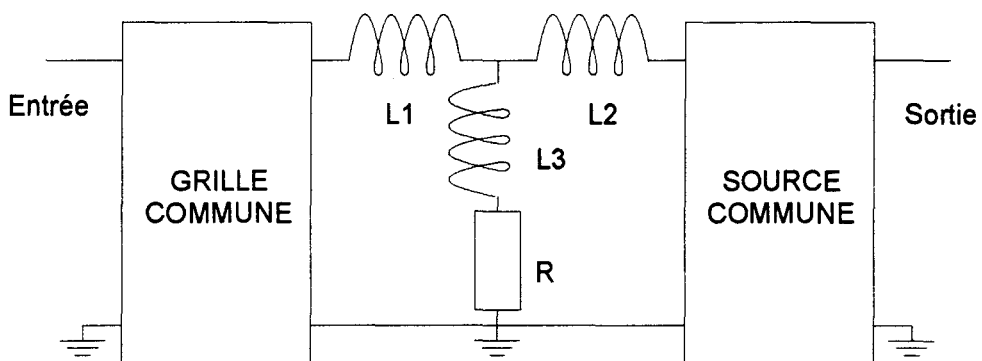


Figure 4.11 - Adaptation Grille commune/ Source commune - 2ème solution.

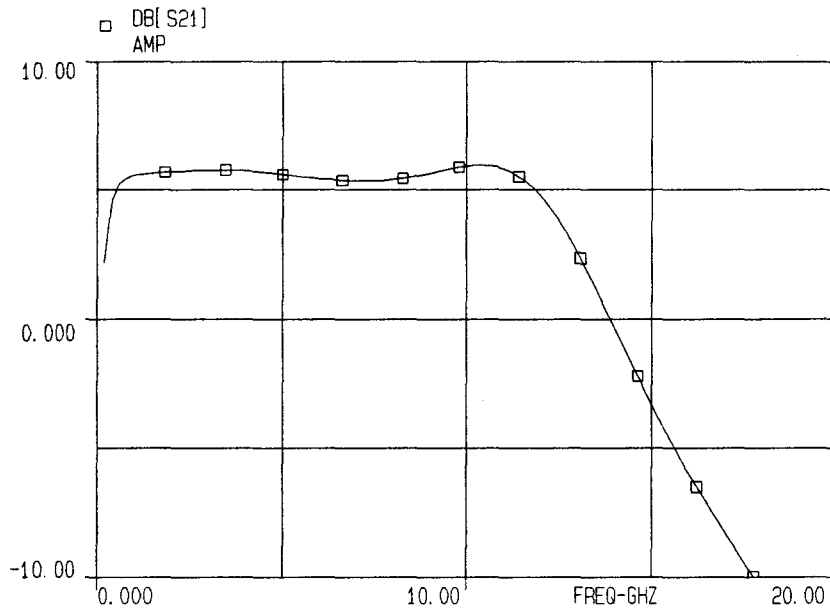


Figure 4.12 - Gain du montage de la figure 4.11.

Sur la figure 4.13, le coefficient de réflexion en entrée de l'ensemble de la figure 4.7 est représenté en fonction de la fréquence pour $g_m=20$ mS et différentes valeurs d'inductances. Ce cas correspond à une seule inductance pour la première cellule inter-étage. On voit que cette inductance ne modifie pas trop l'adaptation donnée par l'utilisation d'un étage en grille commune.

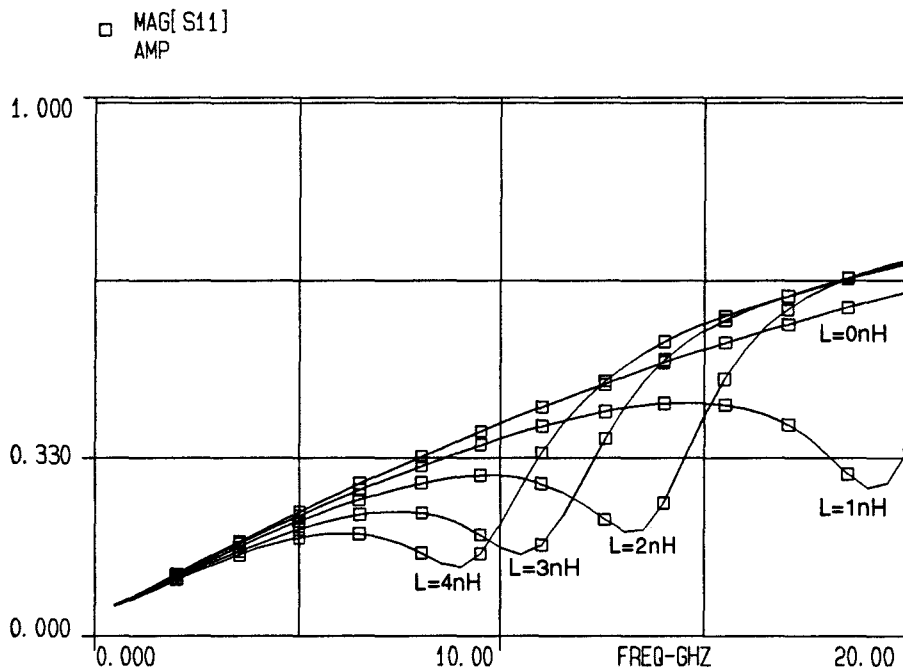


Figure 4.13 - Coefficient de réflexion en entrée de l'association Grille commune + Inductance + Source commune $g_m = 20$ mS - Valeur de la self : 0 à 4 nH.

On peut remarquer sur la figure 4.13 que la courbe pour $L = 0$ nH est assez différente de celle présentée sur la figure 2.31 du paragraphe 2.4 dans le chapitre 2. Cela tient au

fait que pour la figure 2.31, le montage source commune est décrit par R_i en série avec C_{gs} alors que l'on voit sur les figures 4.1, 4.3 et 4.5 que le montage source commune, avec sa polarisation, se comporte, au niveau impédance d'entrée, comme une résistance en parallèle avec une capacité. On peut estimer cette résistance à $R/2$ où R est la résistance de polarisation de grille et cette capacité à C_{gs} .

Il est à noter qu'il faudra adjoindre à cette inductance une capacité de liaison pour isoler les deux étages en continu.

Des résultats de simulations tenant compte de cette capacité de liaison sont donnés sur la figure 4.14. Evidemment les meilleurs résultats en basses fréquences, au niveau du gain, sont obtenus avec une forte valeur de capacité mais il faudra tenir compte de l'encombrement et du rendement de fabrication lors du choix de la valeur de cette capacité; la valeur raisonnable se situant aux environs de 10 pF.

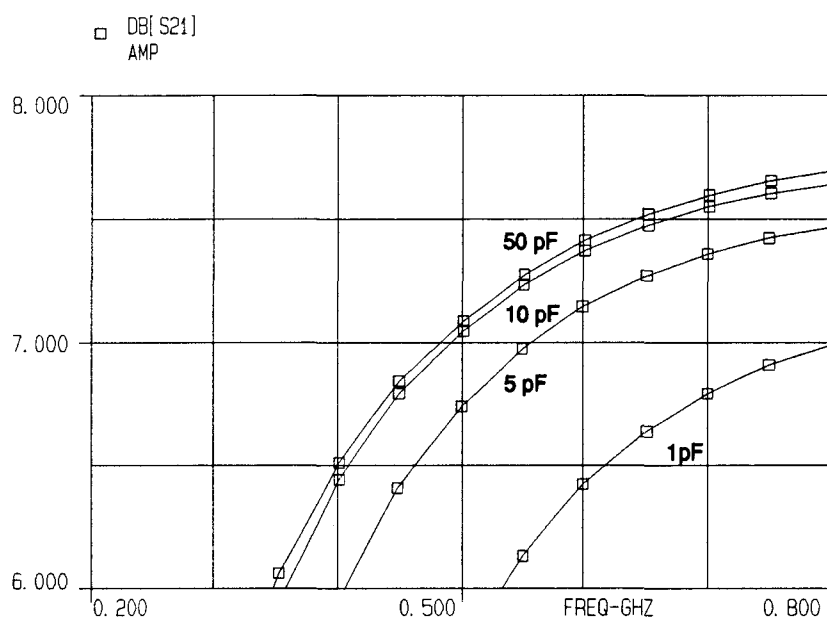


Figure 4.14 - Gain de l'association
Grille commune + Inductance + Capacité de liaison + Source commune
 $g_m = 20 \text{ mS}$ - Valeur de la capacité : 1 à 50 pF.

4-2-3 DEUXIEME CELLULE

Cette cellule se situe entre le deuxième étage en source commune et le troisième étage en drain commun.

De la même façon que pour la première cellule, par simulation, on peut observer l'évolution, en fonction de la fréquence, des paramètres S du montage drain commun notés S_{ijDC} et ceux du montage source commune noté S_{ijSC} .

Les résultats sont donnés, pour le montage drain commun, sur les figures 4.15 et 4.16; le paramètre est g_m la transconductance des Mesfets utilisés et supposés tous identiques. On voit que la situation est la même que dans le cas de la première cellule. On peut donc utiliser le même type de cellules que pour la première cellule.

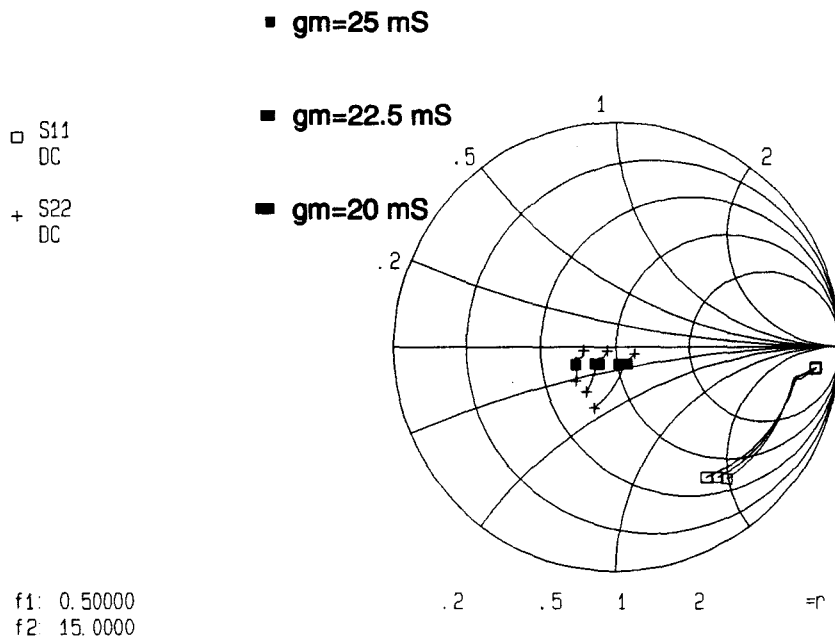


Figure 4.15 - Coefficients de réflexion du montage drain commun g_m variable.

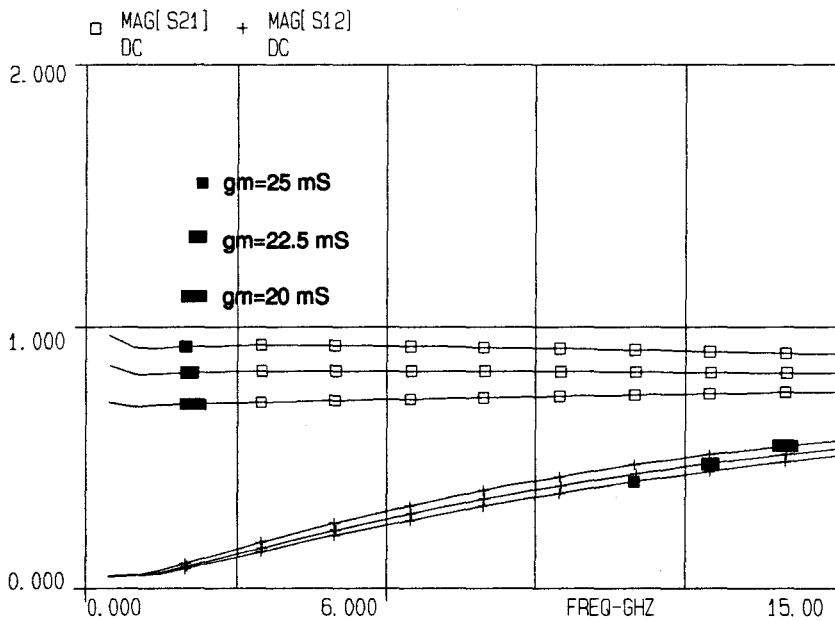


Figure 4.16 - Coefficients de transmission du montage drain commun g_m variable.

Les figures 4.18 et 4.19 présentent les résultats obtenus pour des Mesfets ayant une transconductance de 20mS dans le cas d'une association source commune-drain commun avec une cellule inter-étage comportant seulement une inductance; le paramètre est la valeur de l'inductance. Le montage correspondant est donné sur la figure 4.17. Sur la figure 4.18, on remarque la différence importante entre le gain pour des fréquences inférieures à 6GHz et celui pour la bande 6-12 GHz.

Sur la figure 4.19, on observe un bon comportement du coefficient de réflexion en sortie qui reste inférieur à 1/3 sur une large gamme de fréquence. Pour cette figure, on peut faire le même type de remarque que pour la figure 4.13.

En effet, la courbe pour $L = 0$ nH est différente de la courbe 3.16 du paragraphe 3.5. Cela tient au fait que le circuit de polarisation de l'étage source commune n'avait pas été pris en compte dans la description d'impédance chargeant l'entrée du montage drain commun.

Pour ce type de cellule, une valeur de l'inductance autour de 3 à 4nH permet d'avoir des résultats satisfaisants aussi bien en terme de TOS en sortie que de gain (valeur et ondulation).

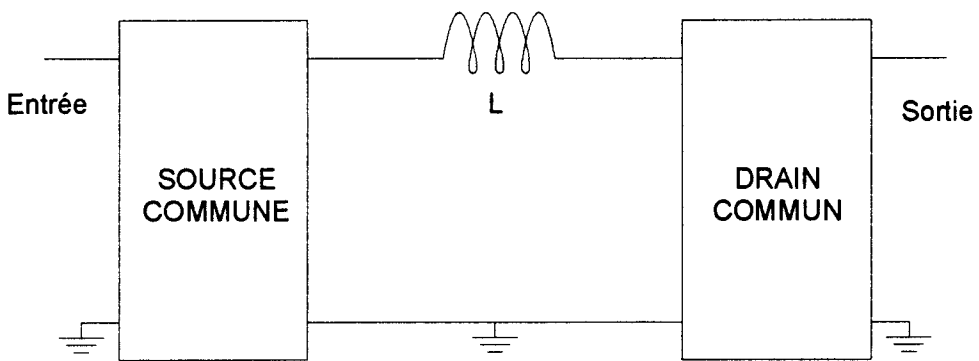


Figure 4.17 - Adaptation Source commune / Drain commun avec une inductance.

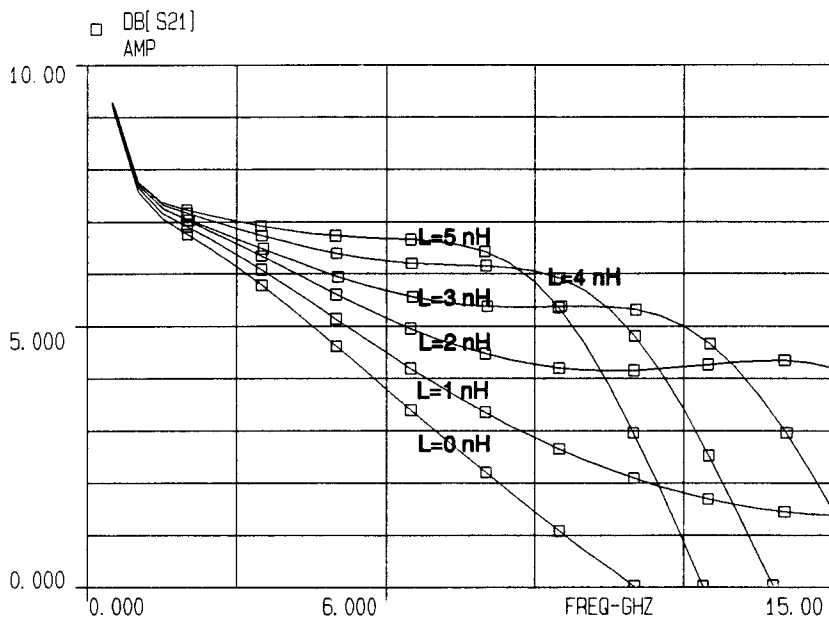


Figure 4.18 - Gain du montage de la figure 4.17
Valeur de l'inductance variable.

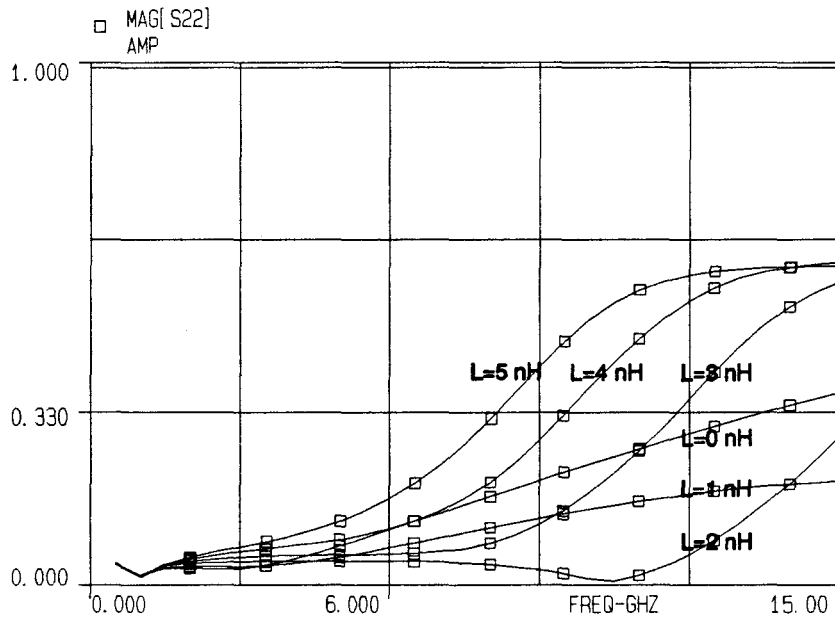


Figure 4.19 - Coefficient de réflexion à la sortie du montage de la figure 4.17 - Valeur de l'inductance variable.

Les figures 4.21 et 4.22 présentent les résultats obtenus avec une cellule inter-étage de deuxième type conformément au schéma de la figure 4.20. On retrouve le comportement de cette cellule : diminution du gain en basses fréquences. Par contre, le TOS de sortie est un peu moins favorable que pour une cellule à une seule inductance.

Néanmoins cette configuration est intéressante car la bosse présente sur le gain à environ 8 GHz peut être utilisée pour combler partiellement le creux observé dans le gain de l'association grille commune-source avec une cellule inter-étage à une seule inductance. Cette remarque est étayée par la figure 4.24 qui représente le gain du montage de la figure 4.23. Il s'agit d'un amplificateur complet et les résultats sont donnés pour des Mesfets ayant une transconductance de 20 mS.

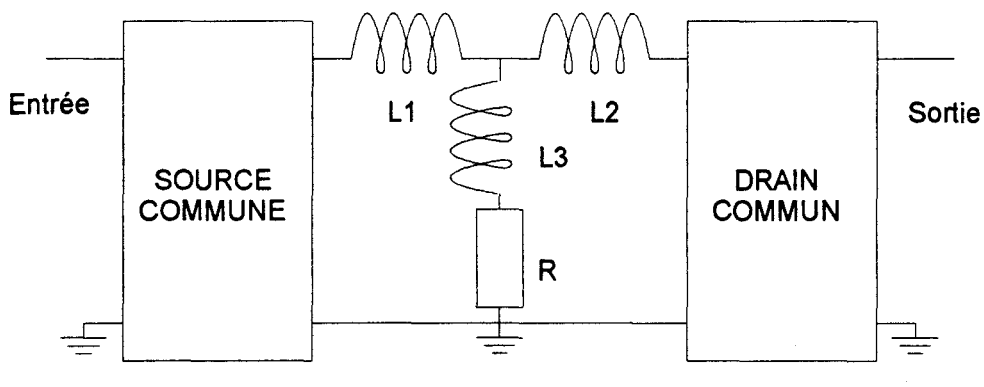


Figure 4.20 - Adaptation Source commune / Drain commun 2ème solution.

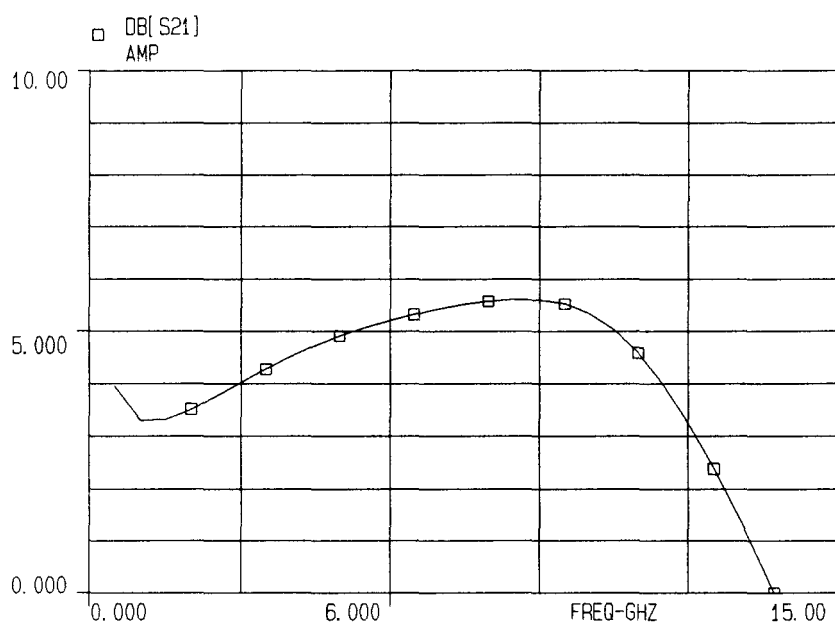


Figure 4.21 - Gain du montage de la figure 4.20 pour $g_m = 20 \text{ mS}$.

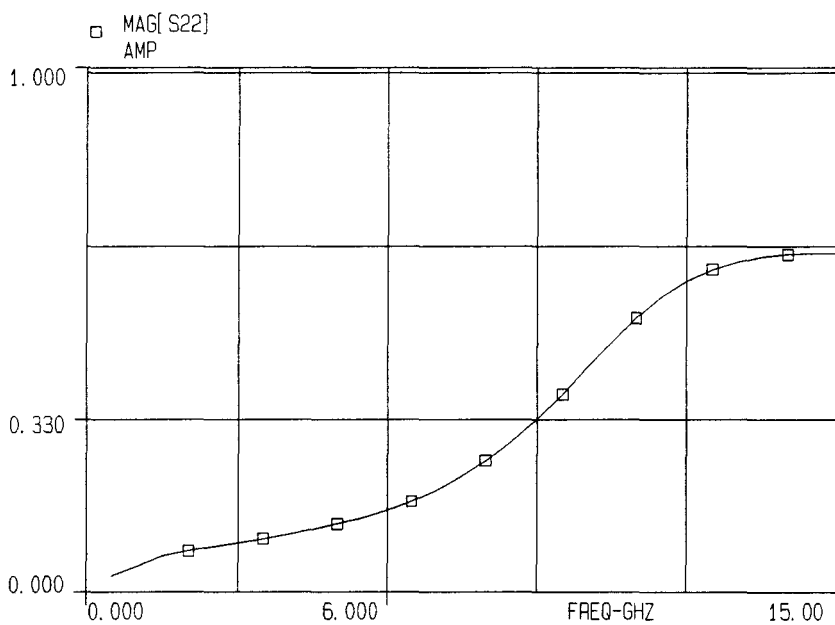


Figure 4.22 - Coefficient de réflexion à la sortie du montage de la figure 4.20 pour $g_m = 20 \text{ mS}$.

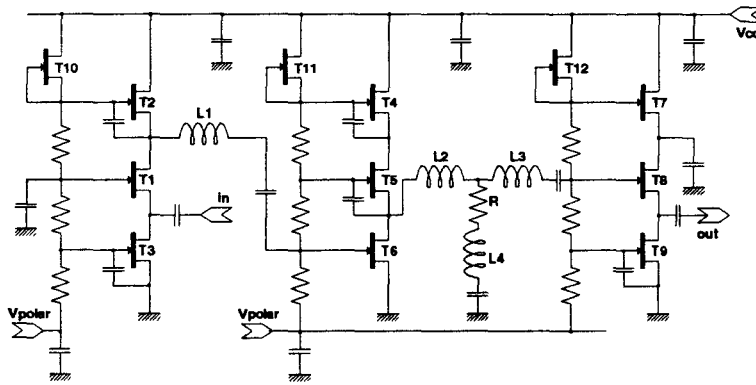


Figure 4.23 - Topologie de l'amplificateur à adaptation active et polarisation par charge active - Version provisoire.

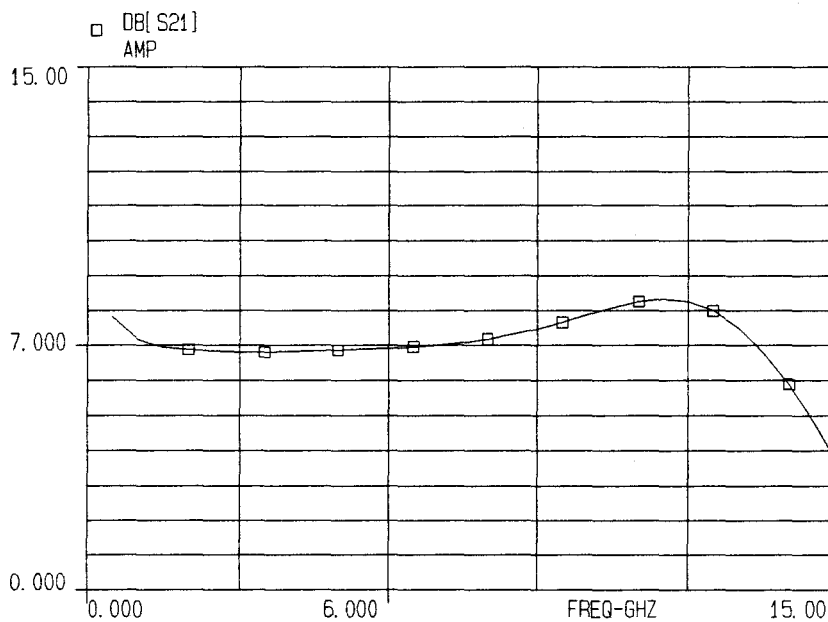


Figure 4.24 - Gain de l'amplificateur à adaptation active et polarisation par charge active - Version provisoire, $g_m = 20 \text{ mS}$.

4-2-4 CONCLUSION

C'est la topologie de l'amplificateur de la figure 4.23 qui sera utilisée comme base pour l'amplificateur MMIC. En effet cette structure allie les avantages suivants :

- Simplicité des cellules inter-étages compatible avec une transposition en technologie MMIC facile.
- Résultats en accord avec les objectifs en gain, en plage d'utilisation et en TOS d'entrée et de sortie.

Les valeurs des composants des cellules inter-étages sont :

- 1ère cellule : $L1 = 2 \text{ nH}$.
- 2ème cellule : $L2 = 3 \text{ nH}$, $L3 = 1 \text{ nH}$, $L4 = 7 \text{ nH}$, $R = 220 \text{ Ohms}$.

4-3 LES ELEMENTS CRITIQUES

4-3-1 INTRODUCTION

L'amplificateur étant destiné à être réalisé en technologie MMIC, il faut vérifier que les solutions retenues n'amènent pas une trop grande dépendance des performances vis à vis de la valeur des composants. On peut classer les éléments du montage en quatre catégories :

- Les Mesfets (utiles et charges).
- Les éléments liés à la polarisation des grilles des Mesfets.
- Les cellules inter-étages.
- Les capacités de liaison et de découplage.

Pour les capacités, on peut prendre des valeurs suffisantes pour que les fréquences de coupure associées soient suffisamment basses et n'interviennent pas sur le fonctionnement au delà de quelques centaines de MHz.

Il faudra néanmoins ne pas les dimensionner trop largement pour ne pas nuire au rendement de fabrication et ne pas avoir à subir des éléments parasites trop importants qui pourraient modifier le comportement du montage en hautes fréquences; en particulier les capacités parasites accès / plan de masse pour les capacités de liaison.

On peut donc classer ces éléments parmi les éléments non critiques tout en étant vigilant.

En ce qui concerne les éléments liés à la polarisation des grilles, les seules contraintes sont :

- Que le produit $I_{DSS} \times R$ soit voisin de la tension drain/source voulue pour chaque Mesfet soit $V_{CC}/3$ (voir figure 4.23 pour les notations et le chapitre 1 pour plus de détails). Si cela n'est tout à fait le cas, il y a une légère différence entre les tensions drain / source des transistors d'une même branche.
- Que la résistance R ne doit pas être trop faible pour que l'effet de contre-réaction qu'elle a, ne vienne pas diminuer de façon importante le gain du montage.

La valeur maximale est limitée par deux paramètres qui sont :

- La taille du transistor servant à faire le générateur de courant.
- La tension drain / source maximale supportable par les Mesfets.

Donc en fait ces éléments sont peu critiques et de toutes façons liés aux spécifications du fondeur.

Pour situer l'ordre de grandeur, avec un process donnant un I_{DSS} de 150mA/mm et pour une tension drain/source de 3V, on obtient $R=1k\Omega$ pour un transistor ayant 1doigt de 20 μm .

Pour les cellules inter-étages et les transistors, des simulations sont nécessaires pour vérifier la stabilité des performances et faire un choix définitif.

4-3-2 CHOIX DES TRANSISTORS

En ce qui concerne le choix des transistors, on peut établir certaines constatations :

- Sur une même puce de petite dimension vis à vis de la taille de la tranche, pour une même orientation par rapport au cristal et pour une même taille, tous les Mesfets auront des caractéristiques très voisines sauf si un ou plusieurs ont des défauts graves les rendant inutilisables(court-circuit, circuit ouvert,...).
- En cas de problème sur les transconductances des Mesfets, la topologie de l'amplificateur permet d'agir à posteriori sur le courant de polarisation pour faire varier les TOS et ou le gain.
- Les éléments du schéma équivalent de deux Mesfets, issus d'une même filière technologique, dont les développements de grille ne diffèrent que de quelques dizaines de pourcents, sont très proches si les courants de polarisation des deux Mesfets sont égaux.

De ces constatations on peut tirer les indications suivantes :

- Il n'est pas utile de faire une analyse pire cas dissociant tous les transistors; on peut faire cette analyse en considérant que tous les transistors ont le même schéma équivalent et que les éléments de ce schéma équivalent ont une valeur moyenne susceptible de varier. Ce phénomène peut être décrit en faisant varier ces éléments à partir d'un paramètre unique; par exemple la longueur des doigts de grille.
- Il est préférable de choisir des transistors ayant une transconductance à I_{DSS} supérieure à 20mS pour augmenter les possibilités de réglage du montage.

Dans le cas présent, l'étude de stabilité des performances a été menée en prenant la longueur des doigts de grille comme variable distribuée pour les raisons évoquées plus haut et aussi parce que nous ne disposons pas de renseignements sur la distribution des valeurs des éléments du schéma équivalent des Mesfets utilisés ni sur la corrélation entre ces valeurs.

Les résultats sont donnés sur les figures 4.25, 4.26 et 4.27 où l'on voit que :

- Les TOS d'entrée et de sortie restent inférieurs à 2 jusqu'à environ 9 GHz pour des transconductances de Mesfet entre 15 et 25 mS.
- Le gain reste plat dans cette même plage de transconductance mais diminue quand la transconductance diminue. Pour garder un gain acceptable il faut une transconductance de Mesfet supérieure à 20 mS, ce qui correspond à des Mesfets GEC-MARCONI allant de 2x75 μm à 2x100 μm en jouant sur le courant de polarisation.

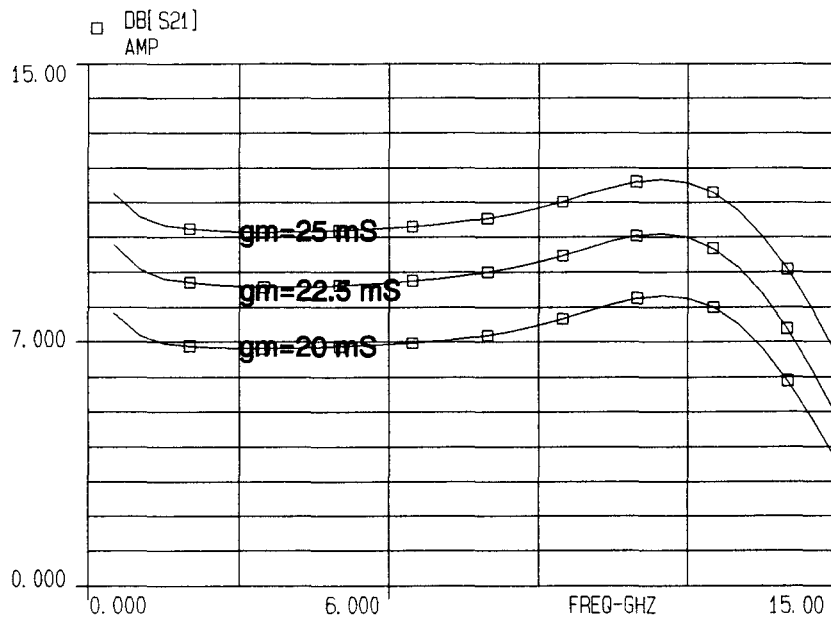


Figure 4.25 - Gain de l'amplificateur - g_m variable.

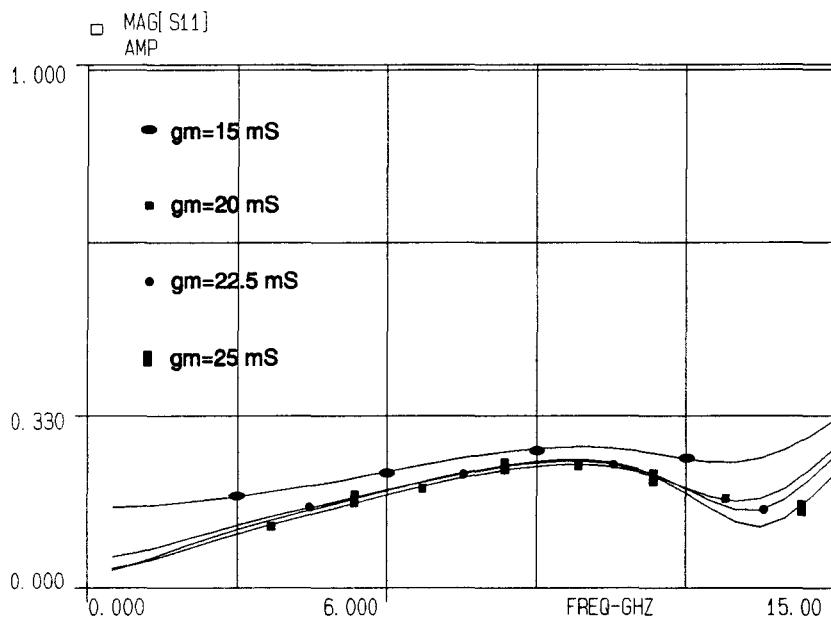


Figure 4.26 - TOS d'entrée de l'amplificateur - g_m variable.

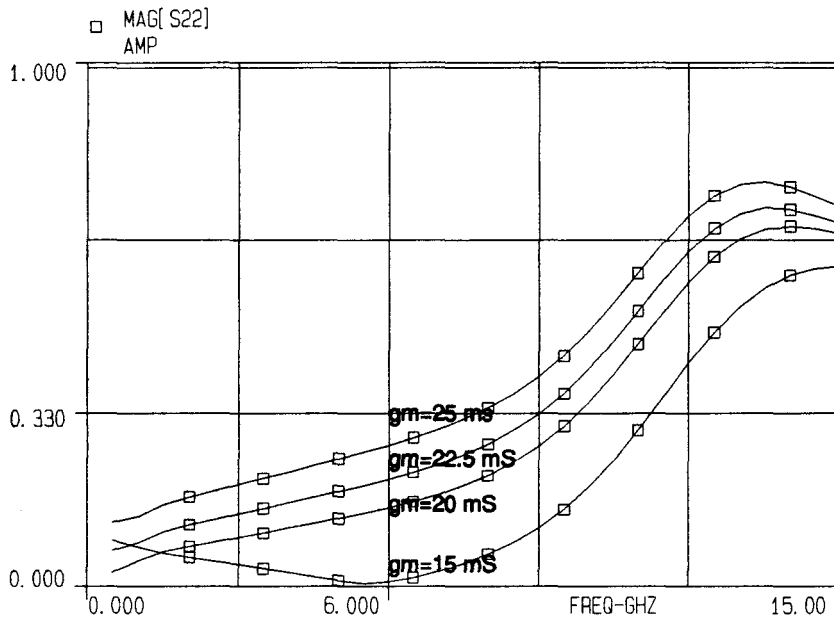


Figure 4.27 - TOS de sortie de l'amplificateur - g_m variable.

Le montage est donc peu sensible aux variations de transconductance pour les TOS d'entrée et de sortie par contre ces variations de transconductances influent directement sur le gain du montage comme indiqué dans le tableau 4.1 où est donné le gain du montage à 6 GHz pour une transconductance variant de $\pm 10\%$ autour de 22.5 mS.

Transconductance en mS	Gain en dB
25	10.2
22.5	8.7
20	7

Tableau 4.1- Variation du gain de l'amplificateur avec g_m .

4-3-3 LES CELLULES INTER-ETAGES

Pour les valeurs citées au paragraphe 4-2-4, on obtient un gain de l'ordre de 9 dB ± 0.5 dB et des TOS inférieurs à 2 entre 0.5 GHz et 10 GHz. Pour cette étude, la valeur de transconductance est fixe et vaut 22,5 mS.

Pour l'étude de sensibilité des performances du montage vis à vis des cellules d'adaptation, chaque élément a vu sa valeur modifiée de $\pm 10\%$ autour de la valeur retenue précédemment. Les résultats montrent des variations faibles du gain et des TOS quand un seul élément varie. Une autre simulation a été effectuée en recherchant à partir des valeurs actuelles des éléments et pour une variation de ces valeurs n'excédant pas $\pm 20\%$, la combinaison qui éloigne le plus les performances du montage de celles citées ci-dessus. Il s'agit en fait d'une analyse pire cas menée avec un tirage aléatoire des valeurs des éléments des cellules inter-étages dans la gamme de $\pm 20\%$ autour de la valeur nominale. Le nombre de tirage a été fixé arbitrairement à 100 pour des raisons de temps d'exécution de l'analyse.

- Influence sur le gain :

L'objectif est de s'éloigner le plus de $|S_{21}|^2$ compris entre 8.5dB et 9.5dB. Les résultats sont donnés sur la figure 4.28 où figure aussi la courbe avant l'analyse pire cas. On obtient deux résultats ayant des fonctions d'erreurs voisines mais donnant des allures différentes au gain du montage :

1er cas :

Le gain se trouve abaissé en dessous de 8.5 dB aux basses fréquences et augmenté au delà de 9.5 dB aux hautes fréquences.

Les valeurs des composants correspondant au cas nominal et au pire cas sont dans le tableau 4.2 :

Composant	Avant pire cas	Après pire cas
L1	2 nH	2.4 nH (limite supérieure)
L2	3 nH	3.1 nH
L3	1 nH	1.06nH
R	220 Ohms	187 Ohms (# limite inférieure)
L4	7 nH	8.4 nH (limite supérieure)

Tableau 4.2- Analyse pire cas de l'influence des cellules inter-étages sur le gain, 1er cas, valeurs nominales des composants et pire cas.

2ème cas :

Le gain du montage est en dessous de 8.5 dB entre 0.5 GHz et 10 GHz.

Les valeurs des composants correspondant au cas nominal et au pire cas sont donnés dans le tableau 4.3 :

Composant	Avant pire cas	Après pire cas
L1	2 nH	1.6 nH (limite inférieure)
L2	3 nH	3.15 nH
L3	1 nH	1.01nH
R	220 Ohms	183 Ohms (# limite inférieure)
L4	7 nH	5.6 nH (limite inférieure)

Tableau 4.3- Analyse pire cas de l'influence des cellules inter-étages sur le gain, 2ème cas, valeurs nominales des composants et pire cas.

On peut donc conclure que les éléments sensibles pour le gain sont la self L1 de la première cellule, la self L4 et la résistance R de la deuxième cellule. Mais on remarquera que le pire cas est obtenu pour des variations importantes des valeurs des éléments des cellules inter-étages (20 %) et que le gain varie seulement de 1 dB.

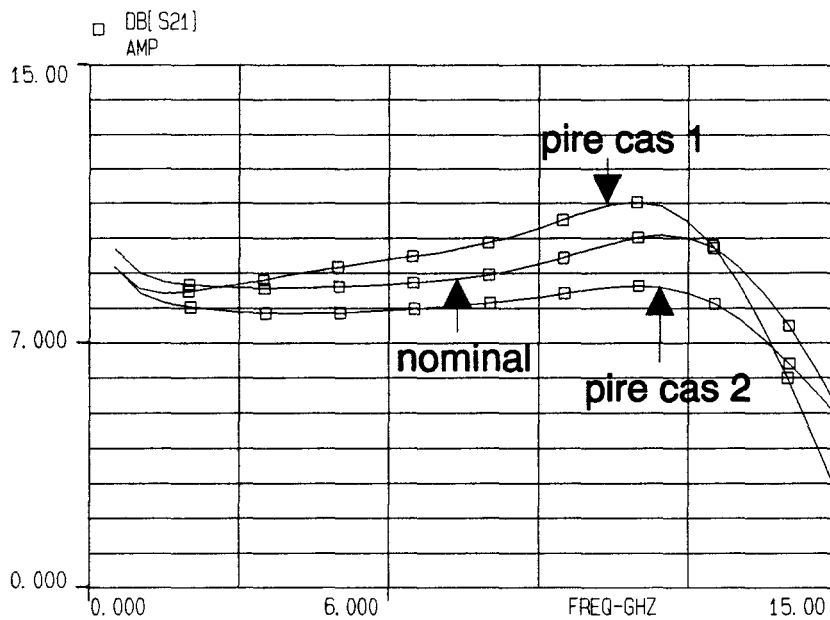


Figure 4.28 - Gain de l'amplificateur - Nominal et pires cas.

- Influence sur S11 :

A l'origine le module de S_{11} est à peu près toujours inférieur à 0.2. Le pire cas, avec des variations de $\pm 20\%$ de composants ne permet d'obtenir des modules de S_{11} supérieurs à 0.3 entre 0.5 et 10 GHz. Le résultat de l'analyse est donné sur la figure 4.29. Le coefficient de réflexion en entrée du montage est donc peu sensible aux éléments des cellules inter-étages; ce qui est normal car les variations des éléments de ces cellules sont masquées par le produit $S_{21} S_{12}$ de l'étage grille commune pour la première cellule d'une part et d'autre part pour la deuxième cellule, il faut tenir compte en plus du produit $S_{21} S_{12}$ de l'étage source commune.

Les valeurs des composants sont donnés dans le tableau 4.4 :

Composant	Avant pire cas	Après pire cas
L1	2 nH	1.63 nH (limite inférieure)
L2	3 nH	3.4 nH (# limite supérieure)
L3	1 nH	1.12nH
R	220 Ohms	254 Ohms (# limite supérieure)
L4	7 nH	6.5 nH

Tableau 4.4- Analyse pire cas de l'influence des cellules inter-étages sur S_{11} , valeurs nominales et pire cas.

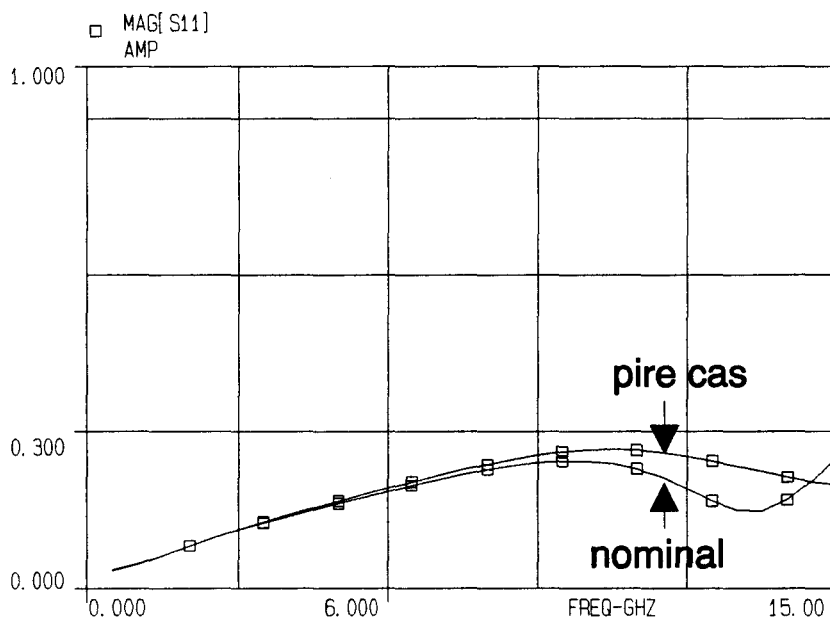


Figure 4.29 - TOS d'entrée de l'amplificateur - Nominal et pire cas.

- Influence sur S_{22} :

A l'origine S_{22} a un module qui augmente avec la fréquence mais qui reste inférieur à 0.3 entre 0.5 et 10 GHz. Le pire cas consiste à augmenter le module de S_{22} au delà de 0.3 avant 10 GHz et est obtenu pour des valeurs de composants pas très éloignées des valeurs nominales sauf pour L2. Les résultats sont donnés sur la figure 4.30. Cela prouve une sensibilité non négligeable de S_{22} vis à vis de l'impédance de charge en entrée du montage drain commun.

Les valeurs des composants sont donnés dans le tableau 4.5 :

Composant	Avant pire cas	Après pire cas
L1	2 nH	2.15 nH
L2	3 nH	3.6 nH (limite supérieure)
L3	1 nH	1.17nH
R	220 Ohms	193 Ohms
L4	7 nH	6.4 nH

Tableau 4.5- Analyse pire cas de l'influence des cellules inter-étages sur S_{22} , valeurs nominales et pire cas.

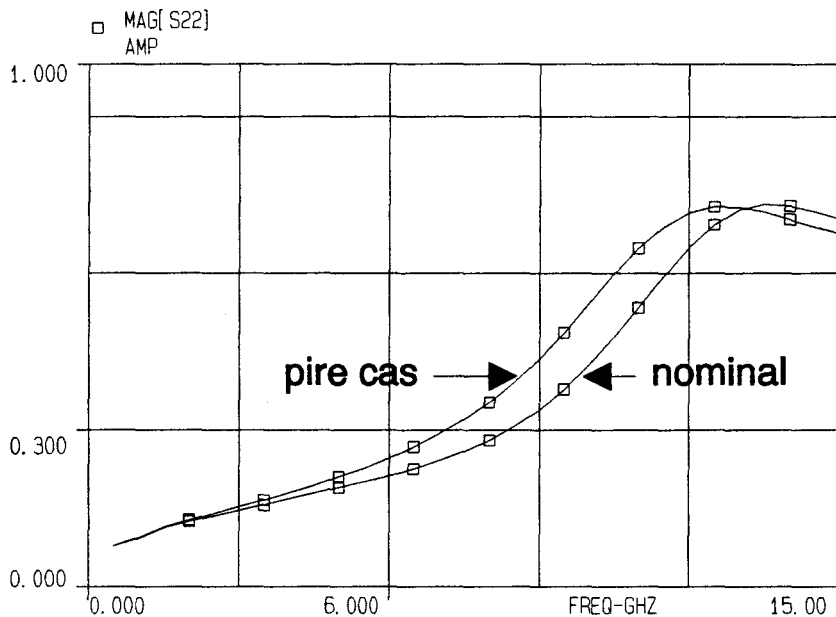


Figure 4.30 - TOS de sortie de l'amplificateur - Nominal et pire cas.

4-3-4 CONCLUSION

Le montage est relativement peu sensible aux valeurs des composants des cellules inter-étages mais par contre il faut choisir des Mesfets ayant une transconductance supérieure à 20 mS si l'on veut avoir un gain acceptable; cela revient à prendre des Mesfets un peu plus gros que nécessaire pour l'adaptation active et à prévoir un réglage de courant de polarisation.

4-4 APPROCHE MMIC DE LA CONCEPTION

4-4-1 INTRODUCTION

Jusqu'alors, tous les composants passifs utilisés ont été supposés parfaits et seuls les transistors utilisés (Mesfet 0.25 μ m Thomson DAG ou 0.5 μ m F20 GEC-MARCONI) ont été simulés avec des schémas équivalents complets. Les raisons de cette démarche sont les suivantes :

- Sans éléments parasites pour les composants passifs, il était plus aisé de dégager des orientations générales pour la topologie du circuit et pour l'ordre de grandeur de composants.

- Les valeurs des éléments parasites et même les schémas équivalents des composants passifs sont très dépendants du fondeur et de sa technologie. Par exemple, on peut comparer une des filières de Thomson DAG avec la filière F20 de GEC-MARCONI sur deux composants :

Capacité 5 pF Si₃N₄ :

Thomson DAG :

Cp = 66 fF

R= 1 Ohms

GEC-MARCONI

Cp1= Cp2 = 18 fF

$$L = 14 \text{ pH}$$

$$R = 0$$

Les schémas équivalents sont donnés sur la figure 4.31.

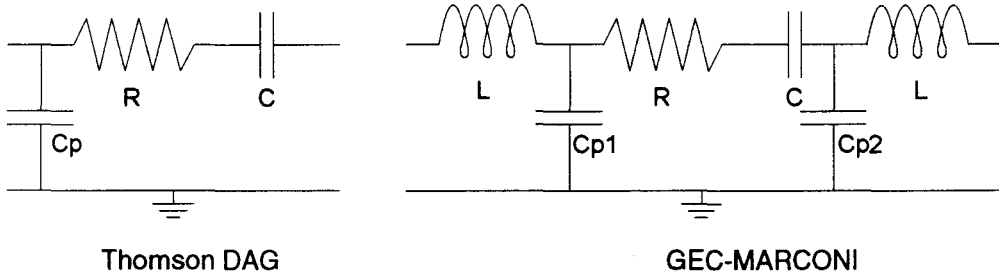


Figure 4.31 - Schémas équivalents d'une capacité MIM Si_3N_4 Thomson DAG et GEC-MARCONI.

Inductance spirale 5 nH

Thomson DAG (pont à air)

$$C_e = 43 \text{ fF}$$

$$C_s = 28 \text{ fF}$$

$$R = 7.3 \text{ Ohms}$$

GEC-MARCONI (pont polyimide)

$$C_e = 66 \text{ fF}$$

$$C_s = 44 \text{ fF}$$

$$C_p = 25 \text{ fF}$$

$$R = 5.4 \text{ Ohms}$$

Les schémas équivalents sont donnés sur la figure 4.32.

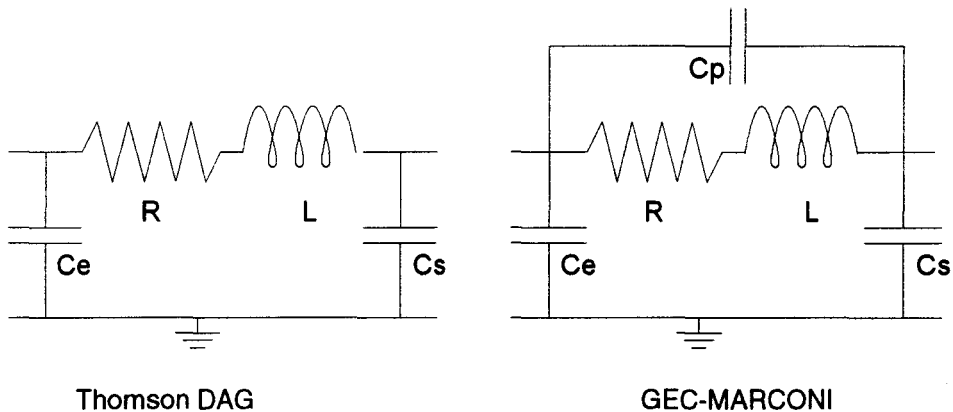


Figure 4.32 - Schémas équivalents d'une inductance spirale Thomson DAG et GEC-MARCONI.

- Lors du démarrage de l'étude, le fondeur n'avait pas été choisi.

En fait, dans un premier temps une simulation complète du circuit avec les éléments parasites a été effectuée avec des modèles Thomson et a été suivie d'une phase d'ajustement des éléments des cellules inter-étages. Dans un deuxième temps, lors du choix définitif du fondeur (GEC-MARCONI), une nouvelle simulation avec parasites et des ajustements ont été faits avec en plus :

- Le placement-routage des composants.
- Une simulation tenant compte des lignes de connexion.

Dans ce chapitre, seuls les travaux relatifs à la conception avec la technologie GEC-MARCONI seront détaillés.

4-4-2 LA TECHNOLOGIE MMIC GEC-MARCONI

La filière GEC-MARCONI retenue pour la réalisation de cet amplificateur est la filière F20 qui permet de concevoir des circuits fonctionnant jusqu'à 20 GHz.

Les principales caractéristiques de cette filière sont :

- Les substrats semi-isolants AsGa de 200 μm d'épaisseur ont une résistivité supérieure à 10^8 Ohms cm.
- La couche active est obtenue par implantation ionique sur le substrat semi-isolant; l'épaisseur et le dopage conduisent à une résistance carrée de 180 Ohms.
- Les Mesfets ont une longueur de grille de 0.5 μm ; ces grilles sont du type Ti / Pt / Au (2ème niveau métallique M2).
- Deux niveaux de métal pour les interconnexions (M2 et M3) plus un niveau M1 pour les contacts ohmiques. Ces deux niveaux M2 et M3, séparés par une couche de Si_3N_4 et de polyimide permettent de réaliser des circuits complexes et compacts.
- Deux niveaux de diélectriques qui permettent de réaliser des capacités MIM de fortes valeurs (Si_3N_4) et des capacités MIM de plus faibles valeurs (Si_3N_4 + Polyimide).
- Un niveau de passivation Si_3N_4 .
- La possibilité de réaliser des trous de traversée ce qui permet plus de souplesse dans le dessin des circuits et évite les fils de bonding pour aller à la masse.
- La possibilité de graver la couche active au niveau des résistances pour obtenir une résistance carrée de 300 Ohms.

Le report des différents motifs à reproduire sur les tranches se fait par des procédés classiques de lithographie optique de contact ou de proximité.

4-4-3 SCHEMAS EQUIVALENTS DES ELEMENTS MMIC

Les modèles des composants de la filière F20 de GEC-MARCONI ont les caractéristiques suivantes :

- Modèles du type schéma équivalent à éléments localisés. Compte tenu de la longueur de grille des composants actifs (0.5 μm) et donc de la plage d'utilisation de tous les composants de cette filière (environ DC - 20 GHz), ce type de modèles est amplement suffisant.

- Formules de synthèse de composant et de détermination des éléments parasites associés obtenues par mise en correspondance des mesures et des simulations des modèles. Ce type de méthode conduit à des expressions polynômiales sans grande signification physique mais permet de décrire les composants, dans une gamme de valeurs données et sur une plage de fréquences donnée, avec une bonne précision si le polynôme d'approximation a un ordre élevé.

Pour réaliser l'amplificateur tel qu'il a été défini sur la figure 4.23 on doit utiliser les composants suivants :

- Des Mesfets $0.5\mu\text{m}$ avec deux doigts de grille de $100\mu\text{m}$ ce qui permet des transconductances jusqu'à 29 mS. Les Mesfets servant de générateurs de courant pour polariser les résistances qui fixent les tensions de grille des Mesfets sont des Mesfets de un doigt de grille de $25\mu\text{m}$. Ces composants ne font pas partie des modèles fournis par GEC-MARCONI et feront l'objet d'un modèle extrapolé des indications fournies par le fondeur et d'un layout spécial.

- Des résistances Méso gravées dans la couche active pour faire la polarisation des grilles des Mesfets et la résistance de la deuxième cellule d'adaptation.

- Des capacités MIM Si_3N_4 qui permettent de faire des capacités entre 1.3 et 59 pF. Dans le circuit on utilise trois valeurs de capacités : 5, 10 et 20 pF.

- Des inductances spirales de valeurs comprises entre 1 et 7 nH. Compte tenu des paramètres utilisés pour fabriquer ces éléments dans la filière F20, on peut réaliser des inductances de valeurs comprises entre 0.35 nH et 13 nH par valeurs discrètes car le nombre de tours doit être arrondi au quart de tour.

- Des trous de traversée.

- Des lignes pour relier les différents composants entre eux.

Nous allons donc donner quelques informations supplémentaires sur ces composants dont on trouvera les formules de synthèse et de détermination d'éléments parasites dans le guide de conception GEC-Marconi consacré à la filière F20 [**GECMA**].

Les Mesfets $2 \times 100\mu\text{m}$

Le modèle est utilisable pour des longueurs de doigts de grille comprises entre 50 et $175\mu\text{m}$ par pas de $25\mu\text{m}$ si l'on veut utiliser les layouts standards fournis par GEC-MARCONI.

En ce qui concerne les précautions à prendre lors de l'utilisation de ces transistors, elles sont relatives à l'orientation des doigts de grille par rapport à l'orientation cristalline pour que le méso délimitant le transistor présente une pente positive (dans le sens accès vers ruban de grille) du côté des lignes d'accès de grille et cela pour tous les transistors d'un même circuit.

La grille est réalisée avec la couche métallique n°2 et les contacts ohmiques de drain et source sont réalisés avec la couche métallique n°1. La couche métallique n°3 est utilisée pour accéder aux trois électrodes du transistor.

Pour une polarisation à I_{DSS} et pour $V_{DS} = 5$ V, les valeurs des éléments du schéma équivalent donné sur la figure 4.33 sont :

$g_m = 29.7$ mS
 $T = 2.89$ pS
 $C_{gs} = 228$ fF
 $R_i = 2.37$ Ohms
 $R_{ds} = 436$ Ohms
 $C_{dg} = 13.8$ fF
 $C_{ds} = 47.3$ fF
 $L_g = 53.1$ pH
 $R_g = 4.3$ Ohms
 $R_d = 4.62$ oHms
 $L_d = 14.5$ pH
 $R_s = 3.1$ Ohms
 $L_s = 33$ pH

Les valeurs de R_s et L_s ont été modifiées car en standard, la source des Mesfets est mise à la masse par deux trous de traversée amenant chacun une résistance de 0.2 Ohms et une inductance de 20 pH. Donc R_s a été diminuée de 0.1 Ohms et L_s de 10 pH.

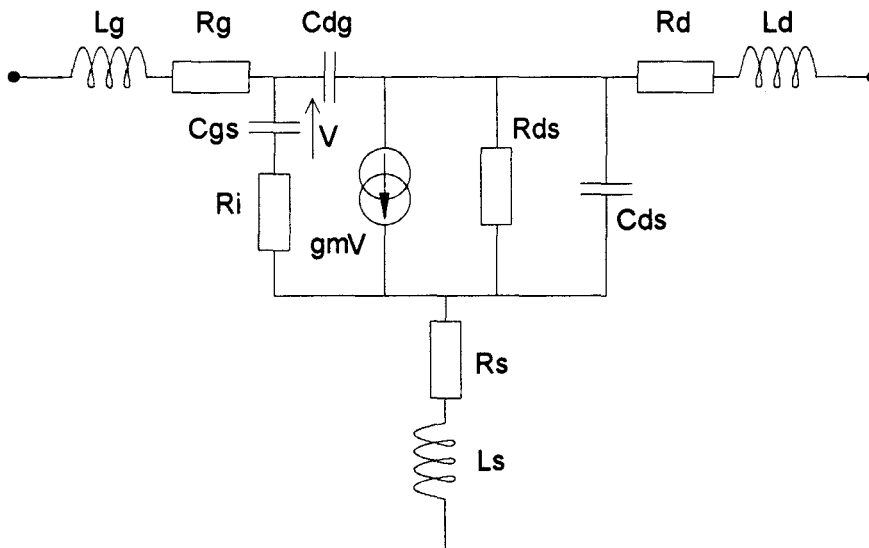


Figure 4.33 - Schéma équivalent d'un Mesfet F20 GEC-MARCONI
0.5 μ m 2 x 100 μ m.

Les capacités MIM Si3N4

Ces capacités sont réalisées entre le métal n°2 et le métal n°3 qui sont normalement séparés par une couche de Si_3N_4 et une couche de polyimide. Pour réaliser une capacité polyimide, on laisse ces deux couches et pour une capacité Si_3N_4 , on réalise un trou dans la couche de polyimide et seule la couche de Si_3N_4 subsiste. C'est la surface sur laquelle le polyimide a été retiré qui détermine la valeur de la capacité. Si la couche de métal n°2 doit être mise à la masse, il faut prévoir un trou de traversée à côté de la capacité car l'utilisateur n'est pas autorisé à traverser le substrat AsGa sous un trou dans le polyimide.

Le schéma équivalent d'une telle capacité est donné sur la figure 4.34 et les valeurs des éléments parasites sont données dans le tableau 4.6 pour les valeurs de capacités utilisées. Pour pouvoir utiliser ce modèle, les capacités doivent être carrées et la formule de synthèse permettant de trouver la taille de la capacité en fonction de la valeur souhaitée est :

$$x = ((C - 0.010062) / 5.789419 \cdot 10^{-4})^{1/1.968719}$$

Où :

x est le côté de la capacité exprimée en μm .

C est la valeur souhaitée pour la capacité exprimée en pF.

On notera que ce modèle est symétrique par rapport à la masse malgré l'assymétrie visible sur la figure 4.35 qui représente une vue en coupe d'une telle capacité. Cette symétrie ($C_{p1} = C_{p2}$) est certainement dû à la forme de la capacité et au recouvrement du métal 3.

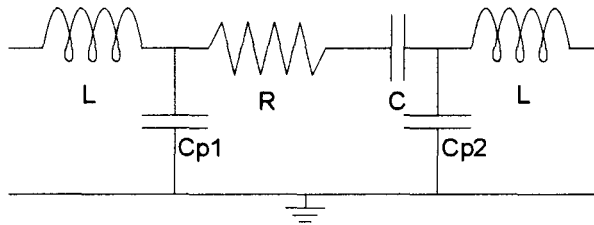


Figure 4.34 - Schéma équivalent d'une capacité MIM Si_3N_4 F20 GEC-MARCONI.
 $C_{p1} = C_{p2}$ et $R = 0$.

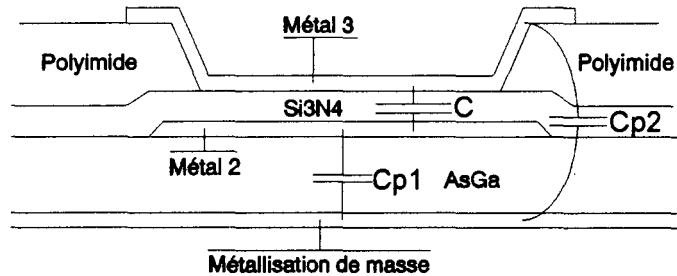


Figure 4.35 - Vue en coupe d'une capacité MIM Si_3N_4 F20 GEC-MARCONI.

Capacité en pF	L_p en pH	C_p en fF
20	29	38
10	20	25
5	17	18

Tableau 4.6 - Eléments parasites d'une capacité MIM Si_3N_4 F20 GEC-MARCONI.

Les inductances spirales

Pour pouvoir utiliser le modèle GEC-MARCONI au niveau du schéma équivalent et du layout, il faut respecter différentes règles :

- Les inductances sont réalisées sur le métal n°3 avec une largeur de métal de 12 μm , un écart entre spires de 12 μm et un diamètre intérieur de 100 μm . L'accès à la spire extérieure de l'inductance se fait directement sur cette couche et l'autre accès se fait à l'intérieur de l'inductance sur la couche métal n°2; en ramenant ce contact à l'extérieur de l'inductance on obtient un pont diélectrique car le métal n°2 et le métal n°3 sont séparés par une couche de polyimide et de Si_3N_4 . Cette technologie amène une assymétrie de l'inductance (capacités parasites accès / masse) et une capacité de couplage entrée / sortie plus importante qu'avec une technologie à pont à air. En contre partie, le rendement de fabrication y gagne car un pont à air est un élément assez délicat à réaliser.

- Le nombre de tours doit être arrondi au quart de tour. Pour des valeurs critiques d'inductances, on prend la valeur inférieure et on complète avec une ligne inductive.

- Le modèle n'est valide que jusqu'à 80% de la fréquence de résonance, cette fréquence étant déterminée à partir du S_{21} du quadripôle constitué par une inductance série. Cette fréquence décroît quand la valeur de la self augmente. Pour la plus grosse inductance utilisée (# 7 nH), cela correspond à un domaine de validité du modèle allant jusqu'à environ 9.5 GHz; ce qui est compatible avec les objectifs de l'amplificateur.

Comme les valeurs des inductances utilisées sont peu critiques, on arrondira les valeurs optimales mais par contre on veillera à orienter au mieux les inductances pour minimiser l'effet des capacités accès / masse quand cela est possible.

A titre indicatif le schéma équivalent d'une self est donné sur la figure 4.36 et les valeurs sont les suivantes pour une inductance de 3 tours :

$$\begin{aligned}L &= 1.93 \text{ nH} \\C1 &= 19.7 \text{ fF} \\C2 &= 28.7 \text{ fF} \\C3 &= 33.8 \text{ fF} \\R &= 2.85 \text{ Ohms}\end{aligned}$$

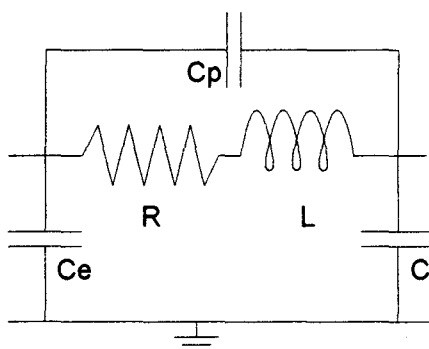


Figure 4.36 - Schéma équivalent d'une inductance spirale F20 GEC-MARCONI.

Les trous de traversée

Le modèle d'un trou de traversée standard est une résistance de 0.2 Ohms en série avec une inductance de 20 pH.

Les lignes de connexion

Les lignes de transmission peuvent se faire sur le métal n°2 ou le métal n°3, avec une préférence pour le métal n°3 qui présente une résistance carrée environ 6 fois plus faible (épaisseurs différentes et résistivités des métaux différentes).

Ces lignes s'apparentent à des lignes microrubans du fait de l'inhomogénéité du milieu diélectrique comme le montrent les figures 4.37 et 4.38.

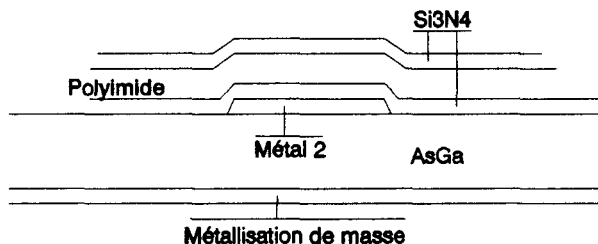


Figure 4.37- Vue en coupe transversale d'une ligne sur le métal n°2.

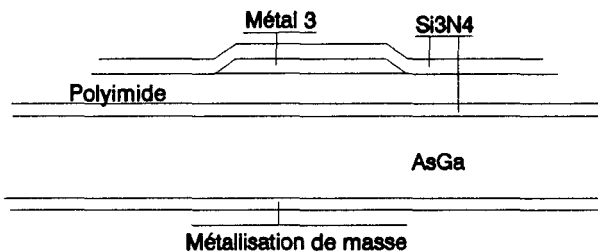


Figure 4.38- Vue en coupe transversale d'une ligne sur le métal n°3.

Les formules d'analyse et synthèse (Impédance caractéristique / Largeur), données dans le guide de conception GEC-Marconi [**GECMA**], tiennent compte de l'épaisseur du métal mais négligent les variations de cette impédance caractéristique en fonction de la fréquence dans le domaine de validité des modèles de la filière F20 (DC - 20 GHz).

Le modèle pour le calcul de la constante diélectrique effective tient compte évidemment de la largeur de la ligne mais aussi de la fréquence.

Les résistances Mésa

Ces résistances sont obtenues par délimitation d'un méssa dans la couche active. Ce méssa comporte trois zones, deux non gravées à chaque extrémité du méssa, qui serviront aux contacts ohmiques, et une zone intermédiaire qui peut être gravée ou pas suivant la résistance désirée.

Les règles à respecter pour pouvoir utiliser le modèle GEC-MARCONI et pour garantir la faisabilité sont :

- Longueur de la zone non gravée L_u : valeur minimale 12 μm .

- Longueur de la zone gravée L_e : pas de limitation.
- Largeur W : valeur minimale 10 μm .

La valeur de la résistance, en continu, est :

$$R_{DC} = (300 L_e + 180 L_u + 1080) / (W + \Delta W)$$

Où les dimensions sont exprimées en μm et la résistance est donnée en Ohms. Le terme ΔW tient compte de l'orientation de la résistance.

Le modèle tient compte :

- De l'orientation de la résistance par rapport au cristal; il s'agit d'un terme correctif sur la largeur pour tenir compte des phénomènes de sous-gravure ou de sur-gravure.
- De l'influence de la fréquence sur la valeur de la résistance à cause de l'effet de peau.
- De l'influence de la fréquence sur la constante diélectrique du substrat pour la détermination de la valeur des capacités parasites.

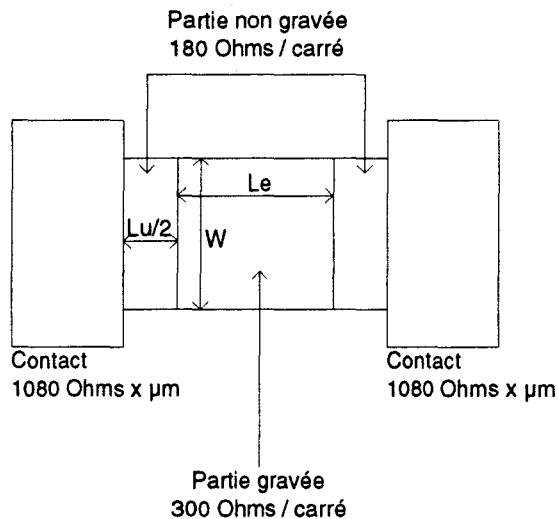


Figure 4.39- Vue de dessus d'une résistance Méta F20 GEC-MARCONI.

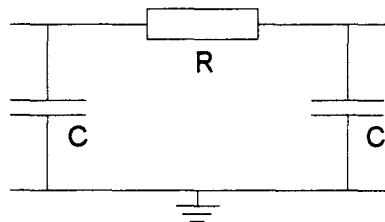


Figure 4.40 - Schéma équivalent d'une résistance Méta F20 GEC-MARCONI.

4-4-4 LA SIMULATION COMPLETE

A ce stade de la conception, il faut donc simuler l'amplificateur avec tous les éléments parasites relatifs aux composants passifs et ajuster la valeur des composants des cellules inter-étages pour obtenir les performances souhaitées (TOS d'entrée et de sortie inférieurs à 2 et gain plat jusqu'à 10 GHz si possible); mais comme le placement-routage n'a pas encore été fait, on ne tient pas compte de lignes de connexions.

En revanche on peut déjà tenir compte de trous de traversée entre le métal n°2 et la masse, ceux entre le métal n°3 et la masse et aussi des capacités de découplage de l'alimentation de puissance et de polarisation de grille .

Comme les valeurs des éléments passifs des cellules inter-étages sont susceptibles de varier et donc les éléments parasites associés, il est nécessaire de créer des modèles paramétrables, à partir d'une seule variable, pour ces composants.

Ce travail préliminaire, un peu long mais facilité par l'éditeur de circuit ayant des fonctions du type "copier, coller ", permet par la suite de gagner du temps lors de la mise au point du circuit puisque le changement d'un seul paramètre influe sur la valeur d'un élément et des éléments parasites associés.

Pour cette description, les différents paramètres retenus sont :

- Pour les Mesfets :

- W la longueur d'un doigt de grille (50 à 175 μm avec une valeur de départ de 100 μm et par pas de 25 μm).
- Le rapport IDS/ IDSS (0.1 à 1 en continu).

- Pour les inductances :

- NT le nombre de tours (1 à 7 par quart de tour).

- Pour les capacités :

- La valeur de la capacité en pF (de 1.3 à 59 pF en continu). Avec récupération de la dimension x en μm .

Les résistances de polarisation de grille ne sont pas optimisables car le produit de courant I_{DSS} du transistor de 20 μm par la valeur de cette résistance doit être égal à environ 3 V.

Après différents essais (valeurs et/ou orientation des composants s'il y a lieu) et optimisation le circuit retenu est celui de la figure 4.41; le gain et les TOS obtenus par simulation sont données sur les figures 4.42 et 4.43.

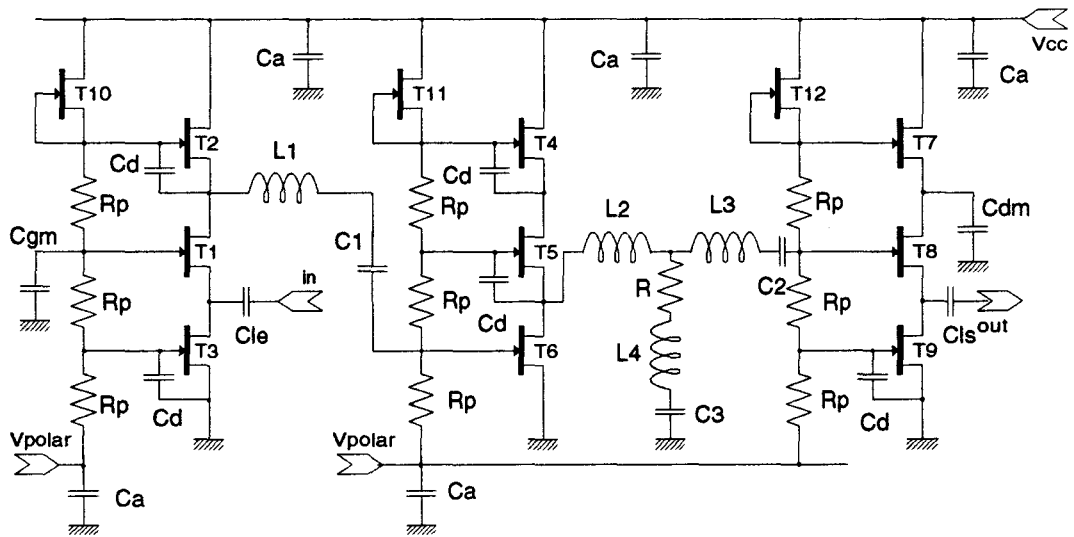


Figure 4.41 - Topologie définitive de l'amplificateur.

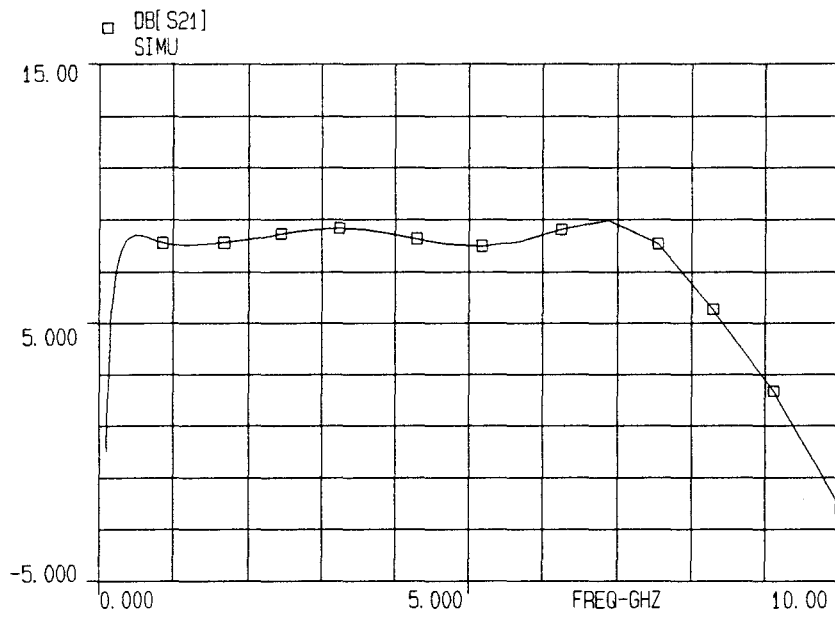


Figure 4.42 - Gain de l'amplificateur.

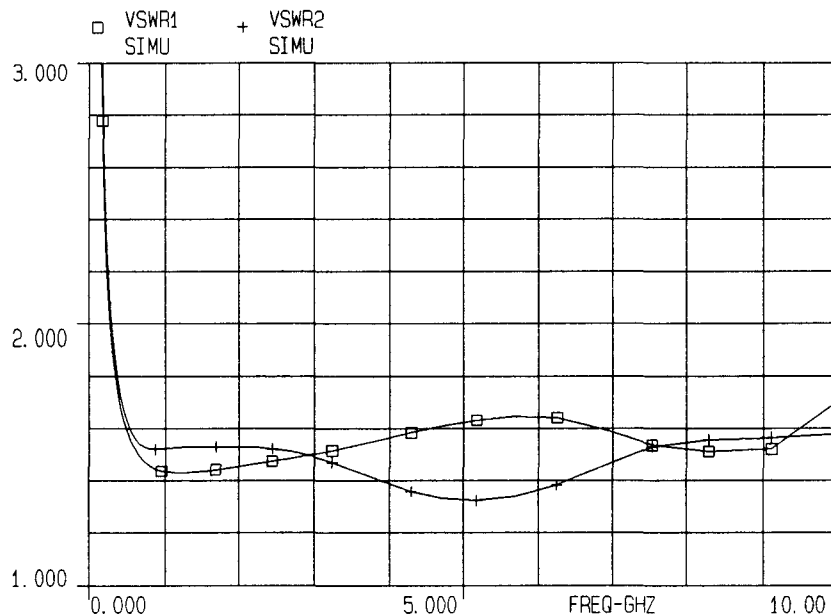


Figure 4.43 - TOS d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

La nomenclature complète est la suivante :

Mesfets T1 à T9 :

2 x 100 μm à I_{DSS} , soit environ $g_m = 29 \text{ mS}$,

T3, T6 et T9 ont chacun leur source connectée à la masse par un via.

Mesfets T10 à T12 :

1 x 25 μm à I_{DSS} .

Résistances de polarisation : R_p :

1kOhms en DC .

Capacité de liaison en entrée : C_{le} :

20 pF soit une surface de 200 μm x 200 μm .

Capacité de liaison en sortie : C_{ls} :

20 pF soit une surface de 200 μm x 200 μm .

Capacités de découplage des alimentations : C_a :

avec chacune un trou de traversée,

5 pF soit une surface de 100 μm x 100 μm .

Capacité de découplage grille/masse pour le Mesfet T1 : C_{gm} :

avec un trou de traversée,

20 pF soit une surface de 200 μm x 200 μm .

Capacité de découplage grille/source pour T2, T3, T4, T5, T6 et T9 : C_d :

5 pF soit une surface de 100 μm x 100 μm .

Capacité de découplage drain/masse pour le Mesfet T8 : C_{dm} :

avec un trou de traversée,

5 pF soit une surface de 100 μm x 100 μm .

Inductance d'adaptation L_1 :

3 Tours soit une valeur de 1.93 nH,

Le niveau métal n°3 est du côté du drain de T1.

Capacité de liaison C1 :

10 pF soit une surface de 142 μm x 142 μm .

Inductance d'adaptation L2 :

3.75 Tours soit une valeur de 3.11 nH,
Le niveau métal n°3 est du côté du drain de T6.

Inductance d'adaptation L3 :

2 Tours soit une valeur de 0.85 nH,
Le niveau métal n°2 est du côté de L2.

Inductance d'adaptation L4 :

5.5 Tours soit une valeur de 7.29 nH,
Le niveau métal n°3 est du côté de la capacité de découplage C3.

Capacité de liaison C2 :

10 pF soit une surface de 142 μm x 142 μm .

Capacité de découplage C3 :

10 pF soit une surface de 142 μm x 142 μm .

Résistance d'adaptation R :

130 Ohms.

Le circuit comporte en plus :

- Des plots pour les alimentations:
 - 1 pour l'alimentation de puissance.
 - 1 pour la polarisation du premier étage.
 - 1 pour la polarisation des deuxième et troisième étages.
- Des plots pour les accès RF du type coplanaire.
- Un total de dix trous de traversée.

En ce qui concerne le gain du circuit on constate que :

- Le gain a globalement chuté puisqu'il se situe aux environs de 8.5 dB avec une transconductance de 29 mS alors que les simulations avec $g_m = 25$ mS laissaient prévoir un gain de l'ordre de 10 dB. Cette diminution du gain en moyennes et hautes fréquences est due aux capacités parasites et pour avoir le même gain en basses fréquences, la résistance R de la deuxième cellule inter-étage a dû être abaissée à 130 Ohms au lieu de 220 Ohms initialement. Par contre les inductances ont peu varié et en fait les variations sont juste dues à l'arrondi au quart de tours le plus favorable.

- La bande passante a sérieusement chuté (7.5 GHz) sans qu'une modification des cellules inter-étages puisse maintenir cette bande passante aux alentours de 10 GHz. Les essais pour ramener cette bande passante à 10 GHz se sont tous soldés par un échec en raison d'une ondulation trop importante dans la bande passante (trou vers 5 GHz et bosse vers 8 à 10 GHz).

- La réponse en basses fréquences est conforme aux espérances (environ 200 MHz) compte tenu des valeurs raisonnables de capacités de liaison et de découplage. Les valeurs les plus fortes ont été placées aux endroits stratégiques

(faibles impédances); c'est à dire sur les accès et le découplage de grille du Mesfet en grille commune.

Donc finalement le gain du montage est :

8.5 dB \pm 0.5 dB de 200 MHz à 7.5 GHz.

En ce qui concerne les TOS d'entrée et de sortie, cela constitue la bonne surprise puisque l'on assiste à une diminution de ces deux valeurs qui se situent maintenant aux alentours de 1.5 entre 500 MHz et 10 GHz; avec une valeur de seulement 2 à 300MHz.

4-4-5 RENDEMENT DE FABRICATION

Connaissant la nomenclature détaillée de l'amplificateur, on peut estimer le rendement de fabrication de l'amplificateur si l'on connaît le rendement de fabrication de chaque composant.

Malheureusement, ces renseignements sont indisponibles chez GEC-MARCONI donc cette estimation sera faite avec des valeurs typiques "raisonnables" fournies par un autre fondeur mais pour une technologie proche en ce qui concerne les Mesfets et les capacités MIM Si₃N₄. En ce qui concerne les inductances, la technologie GEC-MARCONI à pont diélectrique étant plus fiable que la technologie à pont à air, on considèrera le rendement de fabrication de ces éléments comme valant 1. On fera la même approximation pour les lignes de transmission et les trous de traversée.

Les chiffres disponibles, pour des Mesfets submicroniques (0.5 à 0.3 μ m de longueur de grille), font état d'un rendement de fabrication de 80% pour un développement de grille de 2 mm.

Pour les capacités MIM Si₃N₄, il vaut 99.5 % par pF.

L'amplificateur comprend :

- Un développement de grille de 1.875 mm (9 x 2 x 100 μ m + 3 X25 μ m)
- Un total de capacités de 120 pF (3 x 20 pF + 3 x 10 pF + 12 x 5pF)

Le rendement de fabrication n vaut donc :

$$n = 0.8^{(1.875/2)} \times 0.995^{120} = 0.44$$

Ce rendement de fabrication de 44% est relativement faible mais il a été décidé de poursuivre l'étude jusqu'à la fabrication du circuit complet en se ménageant une solution de repli en cas d'échec, qui consiste à faire en plus le routage des trois étages de l'amplificateur mais séparément.

Les objectifs de cette démarche sont les suivants :

- Augmenter le rendement de fabrication en faisant trois circuits plus petits.
- Permettre de valider les topologies des différents étages par des mesures.
- Permettre la fabrication d'un amplificateur complet en technologie MMIC pour valider la topologie retenue. Dans cette configuration l'amplificateur serait constitué de trois circuits MMIC reportés sur une alumine contenant aussi les cellules inter-étages à éléments répartis en technologie MIC.

4-5 DESSIN DES MASQUES

4-5-1 LES REGLES DE DESSIN

Les règles de dessin peuvent être classées en trois catégories :

- Les règles relatives aux différentes couches d'un même composant. Elles donnent les écarts de dimension (retraits ou recouvrements) qui doivent exister entre les différentes couches d'un même composant. Ces règles sont automatiquement gérées si l'on utilise les layouts standards ou des cellules paramétrables [ENS91].

- Les règles relatives à l'espacement minimum entre un composant et les composants voisins. Certaines de ces règles sont dictées par la technologie, par exemple, l'opération de lift-off qui interdit le dessin des lignes faiblement espacées sur un même niveau métallique (M1 ou M2) et d'autres pour des raisons de couplages parasites entre composants. Il faut remarquer qu'en général, le concepteur n'a pas intérêt à faire un circuit trop dense sauf s'il est capable de modéliser et de simuler les couplages entre des composants très proches.

- Les règles relatives aux dimensions minimales des composants, à leurs formes et leur orientations. Par exemple on peut citer :

- Les capacités MIM doivent être carrées.
- Le plus petit transistor réalisable est 1doigt de 25 μm .
- La largeur minimale d'une résistance Méssa est 10 μm .

Ce type de contraintes est géré automatiquement si l'on utilise des layouts standards et des cellules paramétrables.

Ces contraintes au niveau du dessin doivent être impérativement respectées si l'on veut que la simulation reflète fidèlement le comportement du circuit. Cela est indispensable car les circuits réalisés doivent respecter des spécifications hyperfréquences.

4-5-2 LA CONFIGURATION RETENUE

Le dessin du circuit est donné sur la figure 4.44. L'idée directrice qui a été retenue pour ce layout est la minimisation du trajet du signal hyperfréquence entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur afin d'avoir des résultats de simulation après layout très proches de ceux avant layout. La longueur totale de ligne ajoutée par rapport à la simulation avant layout est seulement d'environ 2 mm.

Le circuit a les dimensions suivantes :

2 mm x 3 mm.

D'autres topologies ont été dessinées pour essayer de réduire la taille du circuit (3 mm x 1 mm) mais n'ont été retenues à cause du trajet hyperfréquence plus long entre l'entrée et la sortie.

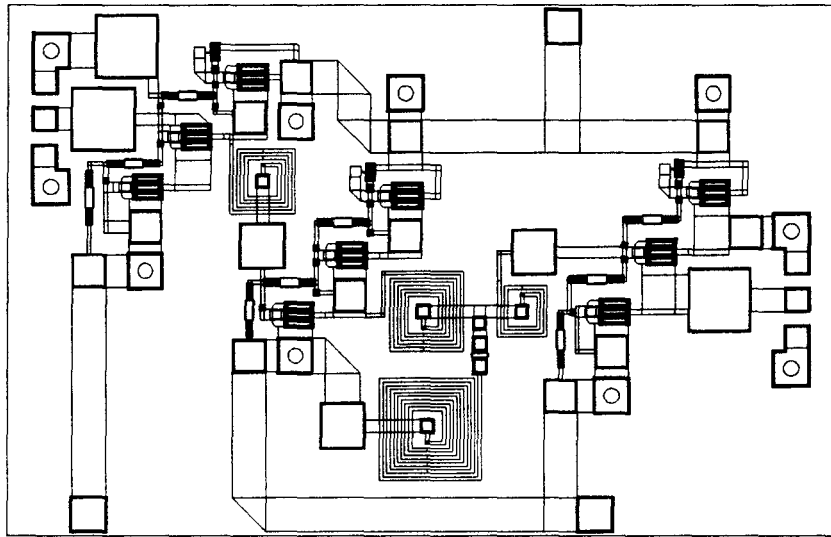


Figure 4.44- Dessin du circuit.

4-6 SIMULATION DEFINITIVE

Les résultats de simulation avant et après placement-routage sont donnés pour le gain sur la figure 4.45 et pour les TOS sur la figure 4.46.

On voit que les courbes sont très proches; cela tient au fait que les lignes, utilisées pour les liaisons entre les étages, sont très courtes et le plus souvent placées en série avec des inductances. Les différences se situent essentiellement :

- Pour le gain, une baisse globale de 0.3 dB sans modification notable de la fréquence de coupure haute (un peu plus de 7 GHz). On remarque aussi un accident à 2.5 GHz difficile à interpréter compte tenu de la complexité du circuit mais peut être dû à une résonance
- Pour les TOS, une légère augmentation du TOS d'entrée entre 5 et 6 GHz.

A titre indicatif, la figure 4.47 représente le fichier de description utilisé pour la simulation après layout. pour des questions de lisibilité du document, les " boites " Grille commune, Source commune et Drain commun n'ont pas été détaillées mais contiennent bien tous les éléments nécessaires à une simulation précise.

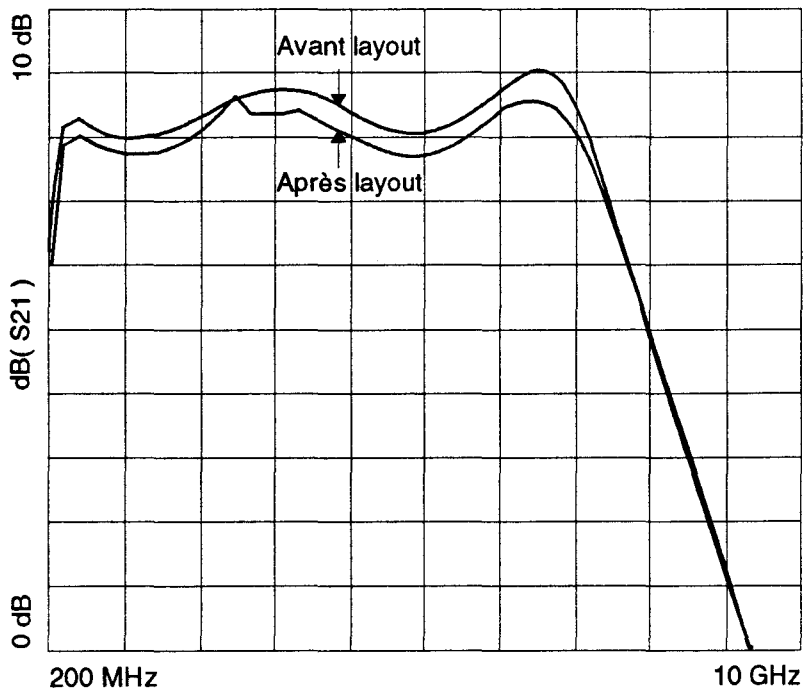


Figure 4.45- Gain de l'amplificateur avant et après placement-routage.

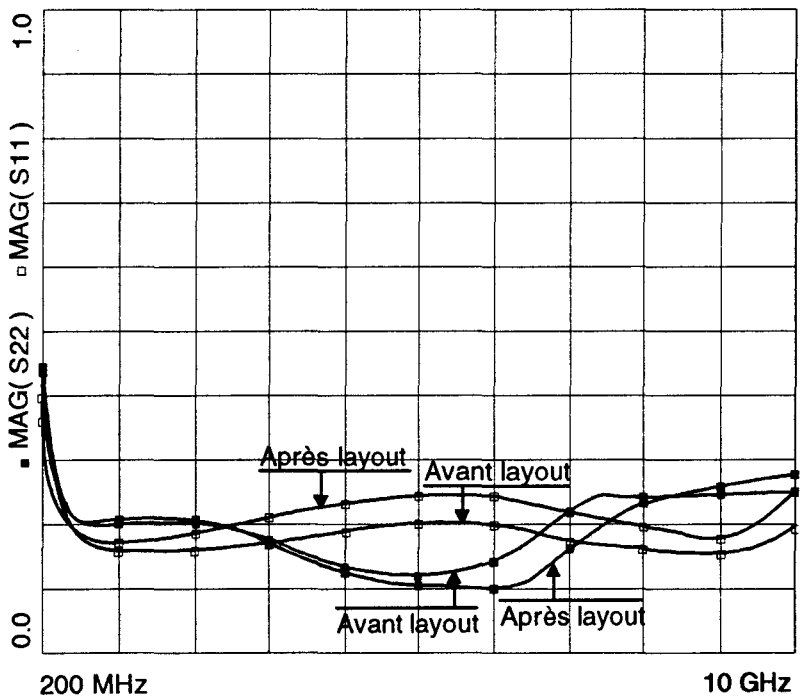


Figure 4.46- TOS d'entrée et de sortie avant et après placement-routage.

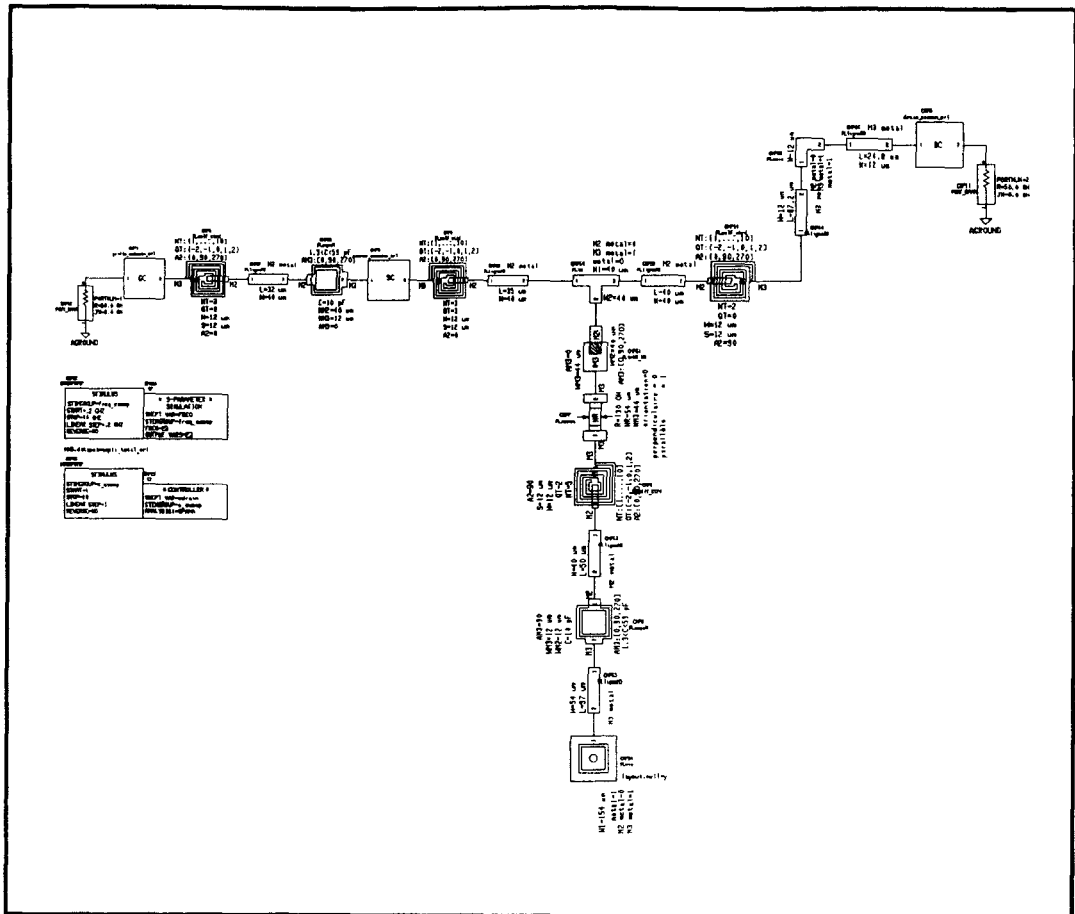


Figure 4.47- Représentation schématique de l'amplificateur après placement-routage.

Le travail de simulation après placement-routage a été facilité par :

- L'emploi d'une bibliothèque graphique/électrique de composants utilisable à la fois pour les fichiers de description des circuits en vue de simulations linéaires et pour le layout des circuits.
- L'utilisation d'un système de rétro-annotation des fichiers de description des circuits à simuler par les fichiers issus du placement-routage; ce qui permet de tenir compte des lignes de connexion et d'éventuelles modifications de valeurs des composants sans réécrire le fichier de description du circuit à simuler après placement-routage.

Cette simulation a été effectuée avec les outils MDS de Hewlett-Packard sur station de travail avec la bibliothèque graphique/électrique, développée par l'ENSEA [ENS91], pour les composants de la filière F20 de GEC-MARCONI. Les autres résultats de simulations présentés dans ce rapport ont été effectués sur PC avec TOUCHSTONE le simulateur linéaire de EESOF.

4-7 RESULTATS DE MESURES

4-7-1 INTRODUCTION

Les circuits MMIC qui ont été réalisés, en dix exemplaires chacun, sont les suivants :

- **CIRCUIT N° 1** : c'est l'amplificateur complet de la figure 4.41.

- **CIRCUIT N° 2** : c'est le montage grille commune de la figure 2.30 avec $T1 = T2 = T3 = 2 \times 100 \mu\text{m}$. Le layout correspondant est donné sur la figure 4.48.

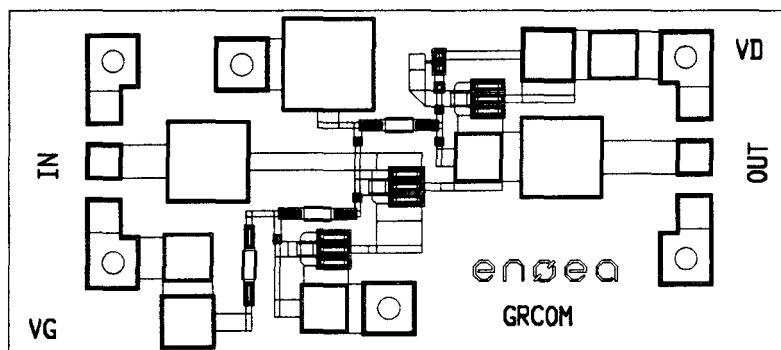


Figure 4.48 - Layout du montage grille commune, avec réglage de polarisation.

- **CIRCUIT N° 3** : c'est le montage drain commun de la figure 3.12 avec $T1 = T2 = T3 = 2 \times 100 \mu\text{m}$. Le layout correspondant est donné sur la figure 4.49.

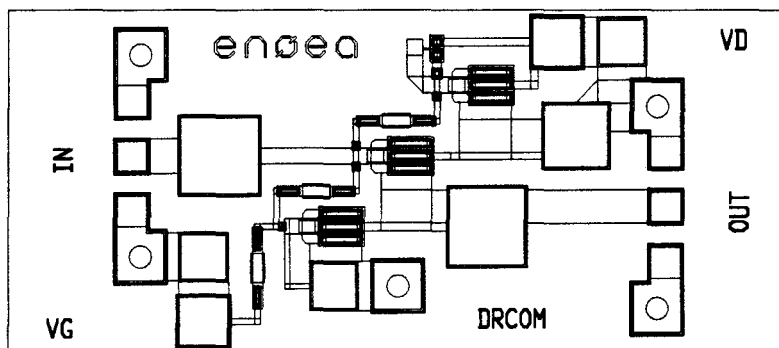


Figure 4.49 - Layout du montage drain commun, avec réglage de polarisation.

- **CIRCUIT N° 4** : c'est le montage source commune de la figure 1.21 avec $T1 = T2 = T3 = 2 \times 100 \mu\text{m}$. Le layout correspondant est donné sur la figure 4.50.

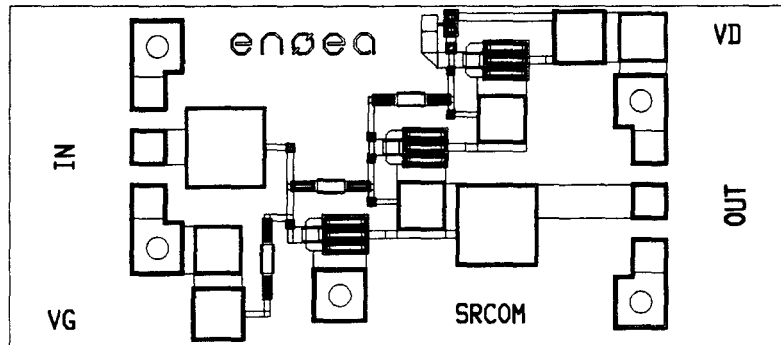


Figure 4.50 - Layout du montage source commune, avec réglage de polarisation.

Tous ces circuits possèdent un circuit de polarisation qui permet de régler les courants de polarisation. Les circuits ne comportant qu'un seul étage (Circuits n°2, n°3 et n°4) ont été réalisés pour les raisons suivantes :

- Valider circuit par circuit les solutions proposées et vérifier les performances simulées de chacun des étages en mettant en évidence les possibilités d'adaptations électroniquement réglables amenées par de tels circuits.
- Permettre une éventuelle réalisation MHMIC, pour valider l'ensemble du design de l'amplificateur en cas de défaillance de l'ensemble des circuits complets.

Une deuxième série de circuits sans réglage de courant de polarisation, c'est à dire polarisés avec des charges actives fonctionnant à I_{DSS} , a été réalisée.

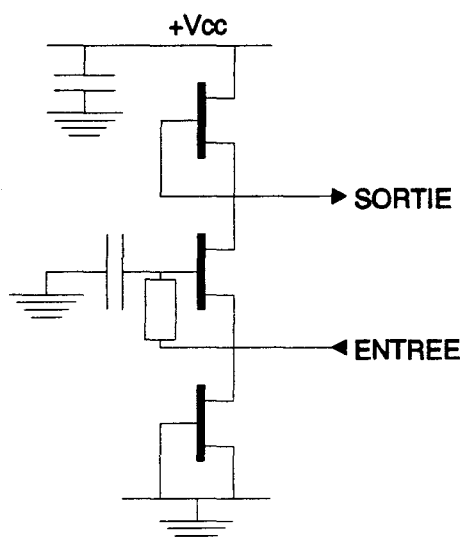
Tous ces circuits ont été réalisés avec des Mesfets ayant les caractéristiques suivantes :

- Longueur de grille : $0.5 \mu\text{m}$.
- Un doigt de $150 \mu\text{m}$

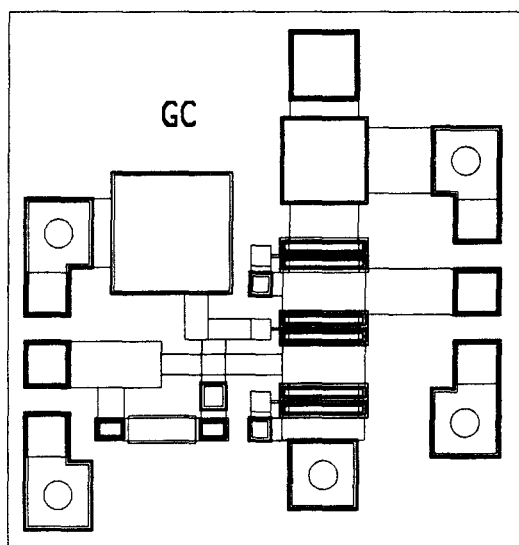
Cela correspond à une transconductance moyenne de 22 mS propre à donner une adaptation active satisfaisante.

Ces circuits simplifiés sont :

- **CIRCUIT N° 5** : il s'agit d'un étage grille commune simplifié dont le schéma électrique est donné sur la figure 4.51-a et le layout sur la figure 4.51-b.



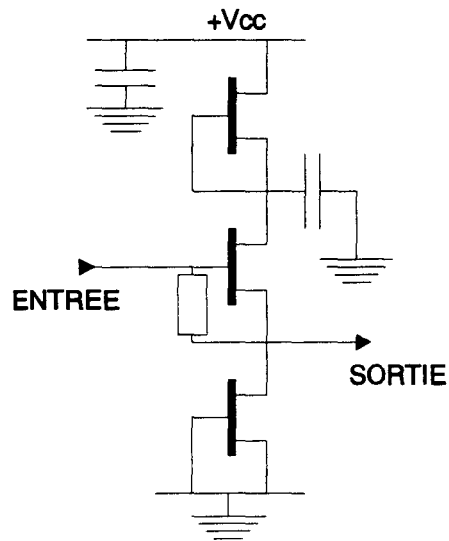
a : schéma électrique.



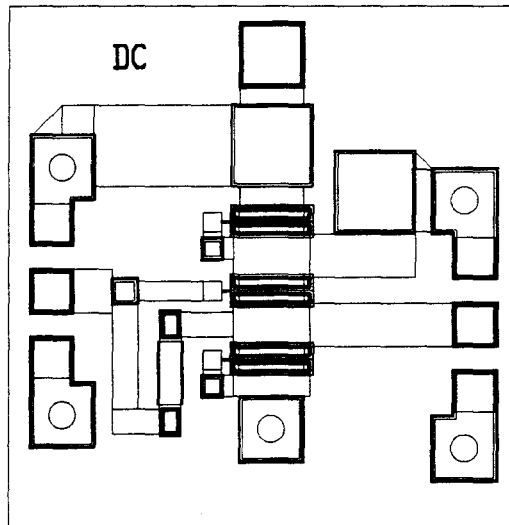
b : layout.

Figure 4.51 - Montage grille commune simplifié,
a : schéma électrique,
b : layout.

- **CIRCUIT N° 6** : c'est un étage drain commun simplifié dont le schéma électrique est donné sur la figure 4.52-a et le layout sur la figure 4.52-b. Ce circuit est à polariser sous 9 Volts; la charge active placée dans le drain du Mesfet utile est découplé en alternatif.



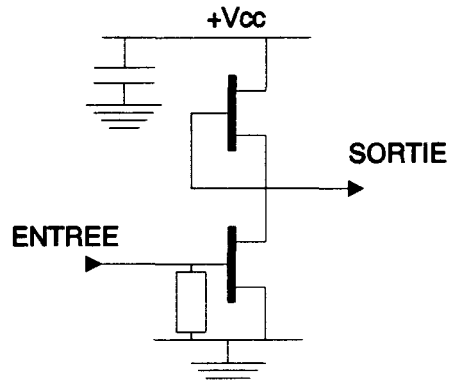
a : schéma électrique.



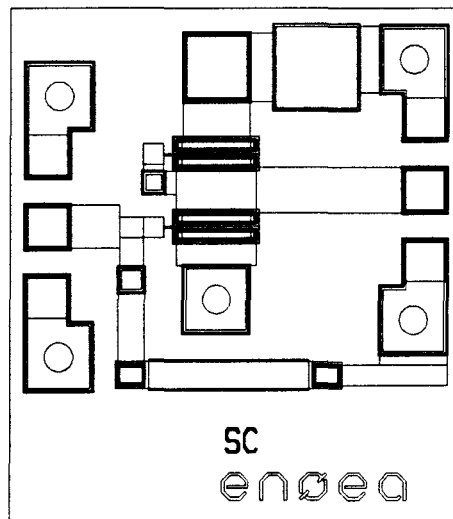
b : layout.

Figure 4.52 - Montage drain commun simplifié,
a : schéma électrique,
b : layout.

- **CIRCUIT N° 7** : c'est un étage source commune simplifié dont le schéma électrique est donné sur la figure 4.53-a et le layout sur la figure 4.53-b. Ce circuit contient un Mesfet utile et une seule charge active placée dans le drain de ce Mesfet utile et doit être polarisé sous 6 Volts.



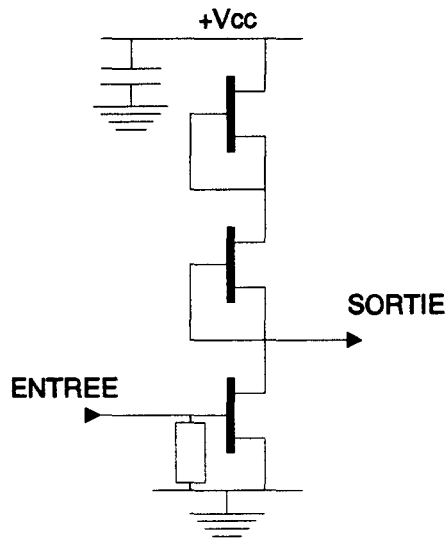
a : schéma électrique.



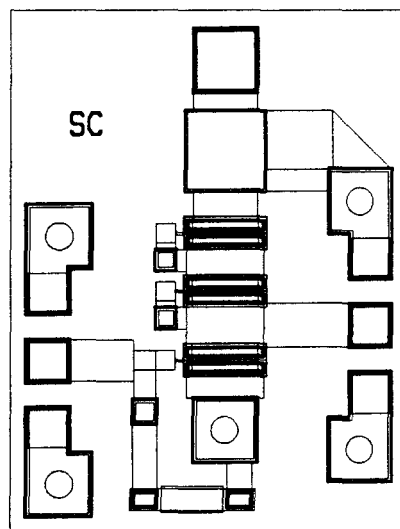
b : layout.

Figure 4.53 - Montage source commune simplifié à une charge active,
a : schéma électrique,
b : layout.

- **CIRCUIT N° 8** : il s'agit d'un étage source commune simplifié dont le schéma électrique est donné sur la figure 4.54-a et le layout sur la figure 4.54-b. Ce circuit contient en plus du Mesfet utilise deux charges actives placées en série dans son drain et doit être polarisé sous 9 Volts.



a : schéma électrique.



b: layout.

Figure 4.54 - Montage source commune simplifié à deux charges actives,
a : schéma électrique,
b : layout.

Ces circuits ont été réalisés pour la raison suivante :

- Ils sont beaucoup plus simples tout en gardant les qualités de base des montages grille commune, drain commun et source commune.
- Ils ont un meilleur comportement en hautes fréquences (moins d'éléments parasites).
- Ils amènent surtout une meilleure compacité par rapport aux circuits avec réglage du courant de polarisation.

Donc si les transconductances espérées sont bien présentes, on devrait pouvoir assembler trois de ces modules (un grille commune, un source commune et un drain commun) sur un substrat isolant contenant les cellules inter-étages pour réaliser un amplificateur complet.

4-7-2 LE MATERIEL DE MESURE

Après réalisation, ces différents circuits ont été testés avec un analyseur de réseau vectoriel. La configuration physique du banc de mesures est la suivante :

- Analyseur de réseau : HP8510.
- Adaptation pour mesures sous pointes : SET-Tektronix.

Les mesures ont été effectuées en deux séries:

- 1ère série :

Seul l'amplificateur complet (circuit n°1) a été mesuré. Compte tenu de la plage d'utilisation de cet amplificateur, les mesures ont été faites en deux bandes. La première bande s'étend de 200 MHz à 2 GHz et une calibration de type " RESPONSE " a été effectuée. La deuxième bande s'étend de 2 GHz à 10 GHz et a fait l'objet d'une calibration complète de type " TRL " utilisant un kit de calibration sur tranche basé sur des lignes d'impédance caractéristique 64.3 Ohms. La raison de cela est la difficulté d'effectuer une bonne calibration " TRL " en basses fréquences avec des étalons MMIC nécessairement de faible longueur.

- 2ème série :

Les circuits n°2 à n°8 ont été ensuite testés. Les mesures ont été faites en une seule bande 0.5 GHz - 10 GHz avec une calibration " TRL " basée sur des lignes 64.3 Ohms.

Pour les deux séries, les résultats ont été convertis par rapport à 50 OHms et sont présentés sous ce format habituel dans le paragraphe suivant.

4-7-3 LES RESULTATS DE L'AMPLIFICATEUR COMPLET

(Circuit n°1)

Quatre exemplaires de ce circuit, numérotés C11, C12, C13 et C14 ont été testés. Seuls deux parmi ces quatre exemplaires donnèrent des résultats conformes aux simulations.

Les deux circuits défectueux avaient les défauts suivants :

- Impossibilité de polariser un des circuits (C11) : court circuit franc entre l'alimentation $+V_{CC}$ et la masse sûrement dû à une capacité de découplage en court-circuit.
- Impossibilité de régler le courant de polarisation de l'étage grille commune pour un deuxième circuit (C12) malgré une valeur " normale " de ce courant, peu différente de I_{DSS} . Le reste du circuit avait un comportement en continu normal. Les mesures hyperfréquences font apparaître un S22 faible, un S11 trop élevé et un S21 voisin de 0 dB en module.

Les deux autres circuits (C13 et C14), aux fonctionnements en continu normaux, ont été polarisés de la façon suivante pour obtenir les meilleurs résultats; le critère étant un gain voisin de 9 dB :

- C13 : $+V_{CC} = 9\text{ V}$, $V_{P1} = -3.7\text{ V}$, $V_{P2} = -2.8\text{ V}$. Consommation totale 135 mA.

- C14 : $+V_{CC} = 9\text{ V}$, $V_{P1} = -3\text{ V}$, $V_{P2} = -3\text{ V}$. Consommation totale 160 mA.

On peut noter qu'en théorie les Mesfets des différents étages fonctionnent à I_{DSS} pour $V_{P1} = V_{P2} = -3\text{ V}$; ce qui amène, en tenant compte des générateurs de courant, une consommation totale de :

$$3 \times 30 + 3 \times 3.75 = 101\text{ mA.}$$

Compte tenu des valeurs de V_{P1} et V_{P2} pour C13, on peut donc penser que les deuxième et troisième étages de ce circuit fonctionnent avec une tension de grille légèrement positive et que le premier étage fonctionne avec un courant drain-source inférieur à I_{DSS} . Pour C14, tous les Mesfets fonctionnent à I_{DSS} .

Dans les deux cas, les consommations sont cohérentes compte tenu des tolérances indiquées par le fondeur, bien que situées vers la valeur maximale. En effet, le fondeur annonce un courant I_{DSS} typique 30 mA pour un Mesfet de $2 \times 100\text{ }\mu\text{m}$ à $V_{DS} = 3\text{ V}$ avec un I_{DSSmin} de 20 mA et un I_{DSSmax} de 40 mA.

Cela conduit à une consommation totale pour le circuit, en tenant compte des générateurs de courant servant à la polarisation, comprise entre 67.5 et 135 mA avec une valeur typique de 100 mA pour un fonctionnement à I_{DSS} .

Les résultats du circuit C13, très proches de ceux de C14, sont présentés sur la figure 4.55 pour les coefficients de réflexion et la figure 4.56 pour le gain.

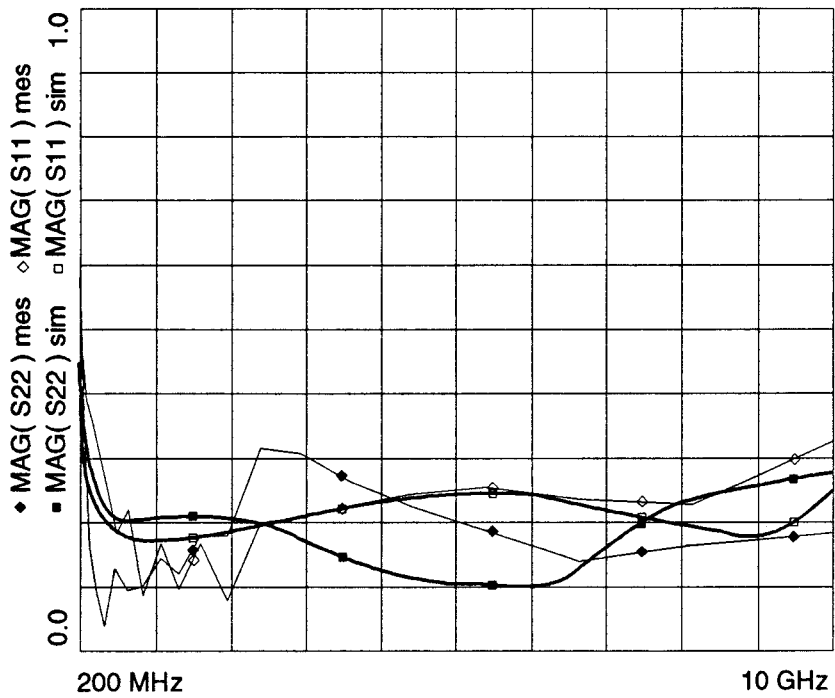


Figure 4.55 - Coefficient de réflexion en entrée et en sortie de l'amplificateur complet, mesures et simulation après layout.

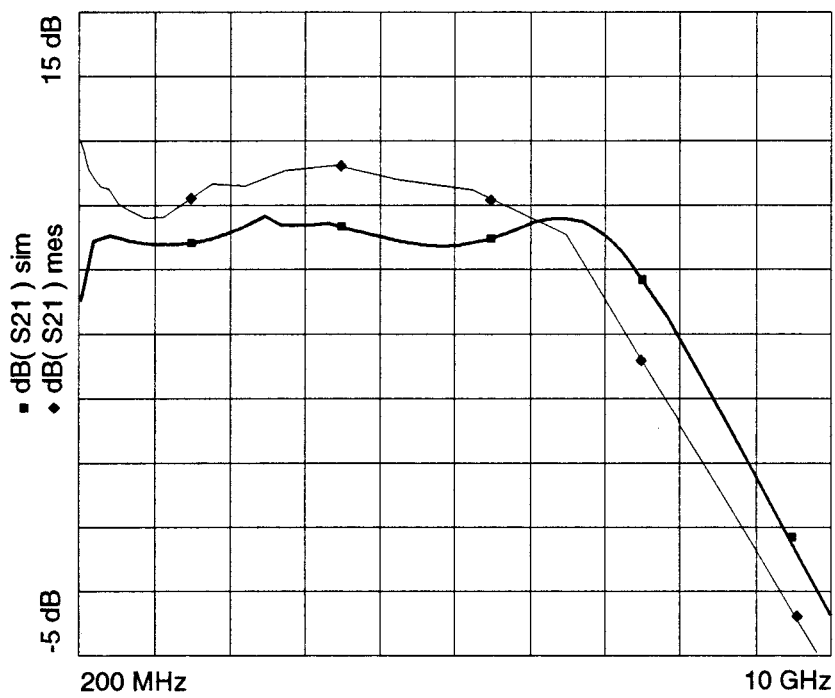


Figure 4.56 - Gain de l'amplificateur complet, Mesures et simulation après layout.

Pour le coefficient de réflexion en entrée, l'accord mesures / simulation est très satisfaisant entre 2 et 8 GHz. En dessous de 2 GHz, il y a des différences sensibles sûrement imputables à la calibration effectuée dans cette bande. Au dessus de 8 GHz, le coefficient de réflexion en entrée est légèrement supérieur à la valeur prévue tout en restant inférieur à 0.33 correspondant à un TOS inférieur à 2.

Pour le coefficient de réflexion en sortie, l'accord mesures / simulation est acceptable puisque l'objectif souhaité ($TOS < 2$) est atteint; par contre on peut observer un accident autour de 2 - 3.5 GHz dont l'explication se situe peut être au niveau d'une résonance dans la deuxième cellule inter-étage (présence d'une inductance de forte valeur). Ce phénomène avait déjà été observé dans les résultats de simulation après layout pour S21.

Pour le gain, l'accord simulation / mesures est bon puisque l'on note un écart moyen voisin de 2dB sauf en très basses fréquences où la calibration peut être mise en cause. Cet écart (+ 2 dB entre 1 et 6 GHz) tient au choix des courants de polarisation des Mesfets, supérieurs aux valeurs initialement choisies. On note toutefois une légère réduction de la bande passante puisque pour les mesures, le point 7 dB est atteint pour 6.8 GHz contre 7.4 GHz pour la simulation. Néanmoins les résultats sont très satisfaisants puisque l'on obtient un gain de $9 \text{ dB} \pm 1\text{dB}$ entre 300 MHz et 6.5 GHz.

4-7-4 LES RESULTATS DES ETAGES SEPARES

(Circuits n°2 à 8)

CIRCUIT N°2 - Montage grille commune avec polarisation réglable.

Ce circuit a été testé pour différents courants de polarisation pour démontrer ses possibilités d'ajustement électronique de l'adaptation en entrée. Sur la figure 4.57-a, le module du coefficient de réflexion en entrée a été mesuré pour quatre courants de polarisation; les différentes courbes sont identifiables par GCCxxMA où xx est la valeur du courant de polarisation exprimé en mA.

On voit que la valeur optimale de ce courant est comprise entre 17 et 25 mA puisqu'elle permet d'obtenir un module inférieur à 0.2 de 600 MHz à 8 GHz. La mise en correspondance courant de polarisation / transconductance n'a pas pu être faite de façon précise mais compte tenu des données typiques du fondeur, ces courants correspondent à des transconductances de l'ordre de 23 à 28 mS ce qui confirme les résultats annoncés dans le paragraphe 2-4 du chapitre 2.

Sur la figure 4.57-b, le coefficient de réflexion en entrée a été mesuré pour quatre courants de polarisation et est représenté dans l'abaque de Smith; les différentes courbes sont identifiables par GCCxxMA où xx est la valeur du courant de polarisation exprimé en mA.

Pour le coefficient de réflexion en entrée, la limitation en basses fréquences est due à la capacité de liaison utilisée (10 pF).

Considérons un Mesfet en grille commune avec une capacité de découplage de grille C_g et une capacité de liaison C_l connectée sur la source du Mesfet.

Si l'on raisonne à partir de l'expression 2.5 du chapitre 2, on peut écrire que Z_{in} l'impédance d'entrée d'un montage grille commune est :

$$Z_{in} = 1/j C_l \omega + 1/Y_e$$

Avec :

$$Y_e = j C_{\acute{e}q} \omega + g_0 (g_{m\acute{e}q} + g_{ds}) / (g_0 + g_{ds})$$

$C_{\acute{e}q}$ est égale à C_{gs} en série avec C_g la capacité de découplage de grille.

$$g_{m\acute{e}q} = g_m C_g / (C_g + C_{gs})$$

On voit donc que la capacité C_g transforme le Mesfet (g_m, C_{gs}) en un Mesfet équivalent ($g_{m\acute{e}q}, C_{\acute{e}q}$) mais qu'elle a peu d'influence sur l'évolution en fréquence de l'impédance d'entrée du montage. Par contre, la capacité de liaison C_l influence directement l'impédance d'entrée du montage et provoque une augmentation importante du coefficient de réflexion d'entrée du montage grille commune en basses fréquences.

La figure 4.58 donne le module de S_{11} à 4 GHz en fonction du courant de polarisation. Sur cette figure, on voit clairement les possibilités d'ajustement électronique du TOS d'entrée que permet ce montage.

La figure 4.59-a représente le module du coefficient de réflexion en sortie pour différents courants de polarisation. Globalement on peut dire que ce courant de polarisation affecte peu le module de S_{22} qui croît doucement de 0.6 à 0.75 quand la fréquence passe de 500 MHz à 10 GHz.

La figure 4.59-b représente le coefficient de réflexion en sortie pour différents courants de polarisation dans l'abaque de Smith.

La figure 4.60-a représente le module du coefficient de transmission direct pour différents courants de polarisation. Ce module varie peu en fonction de la fréquence; par contre sa valeur est affectée directement par le courant de polarisation qui conditionne la transconductance des Mesfets utilisés.

La figure 4.60-b représente le coefficient de transmission direct pour différents courants de polarisation dans un diagramme polaire.

La figure 4.61 donne l'évolution du gain de l'étage en fonction de la polarisation à 4 GHz. En mettant cette courbe en correspondance avec les résultats de la figure 4.58, on voit que l'on obtient seulement un gain de - 2dB si l'on cherche le TOS d'entrée minimum

La figure 4.62-a donne le module du coefficient de transmission inverse pour différents courants de polarisation. Ce module varie peu en fonction de la fréquence mais décroît quand le courant de polarisation augmente. Globalement il vaut environ - 25 dB. La figure 4.62-b représente le coefficient de transmission inverse pour différents courants de polarisation dans un diagramme polaire.

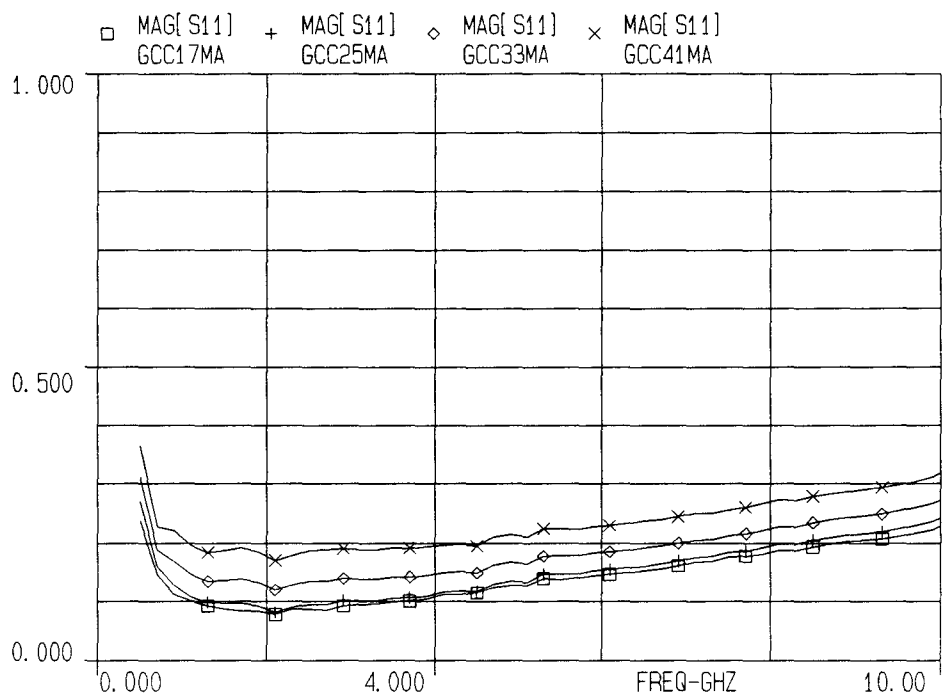


Figure 4.57-a - Montage grille commune - Module du coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

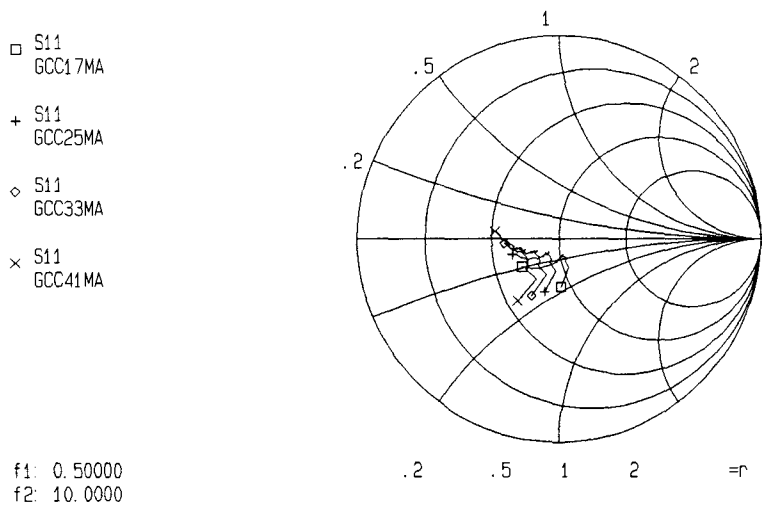


Figure 4.57-b - Montage grille commune - Coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

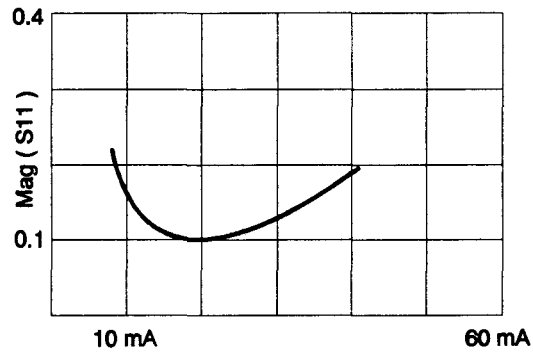


Figure 4.58 - Montage grille commune - Module du coefficient de réflexion en entrée, en fonction du courant de polarisation à 4 GHz.

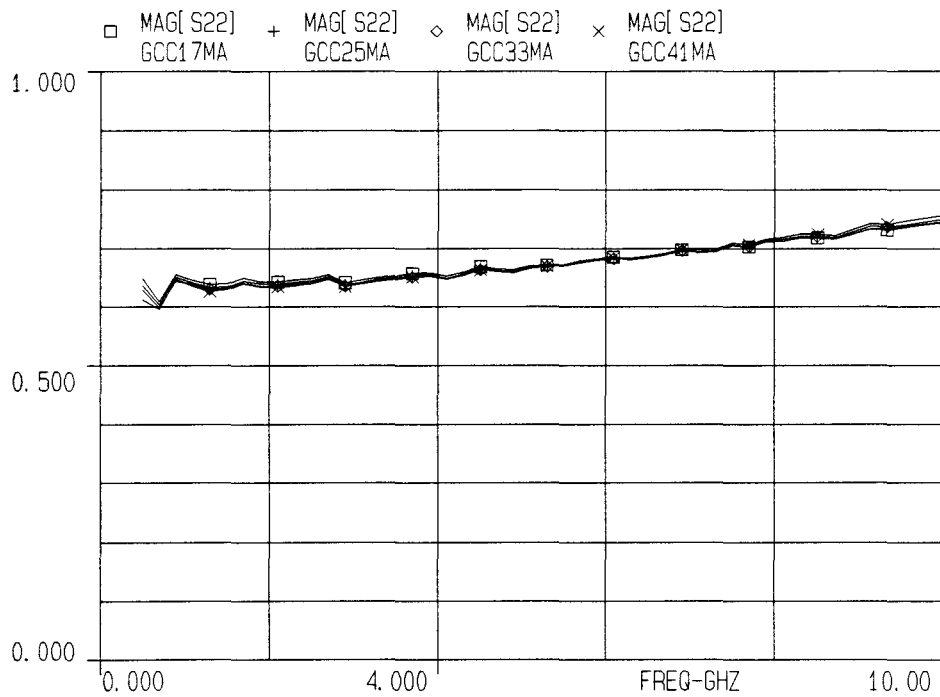


Figure 4.59-a - Montage grille commune - Module du coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

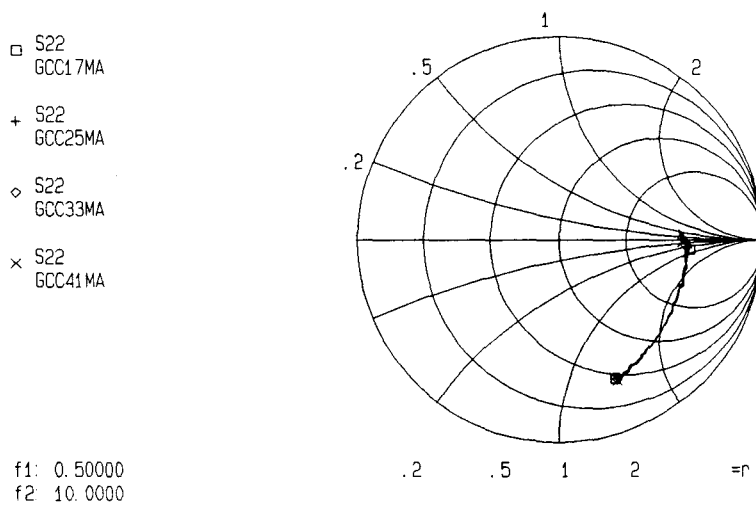


Figure 4.59-b - Montage grille commune - Coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

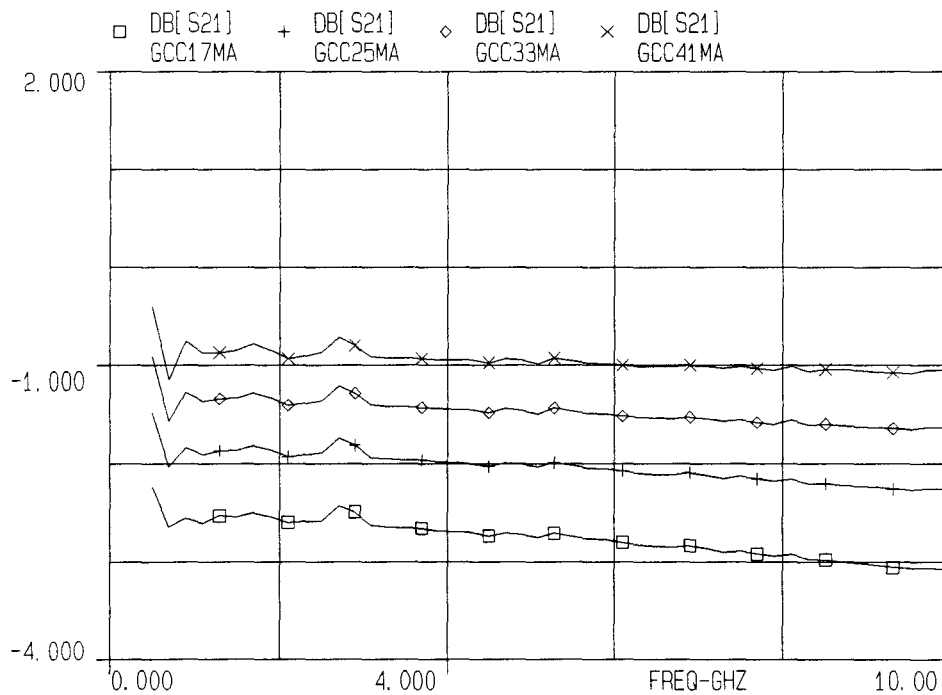


Figure 4.60-a - Montage grille commune - Module du coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

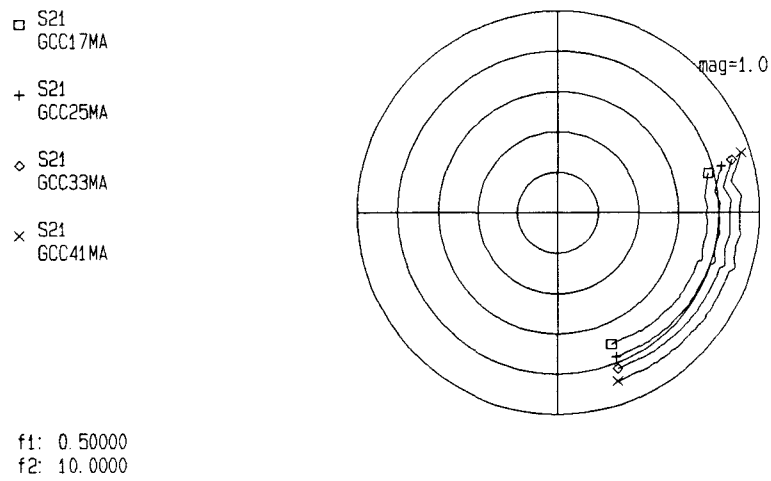


Figure 4.60-b - Montage grille commune - Coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

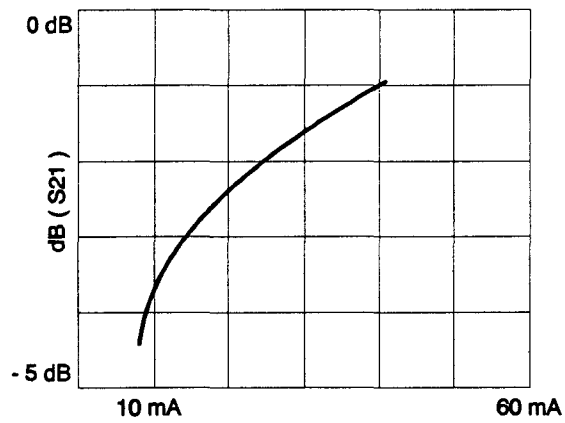


Figure 4.61 - Montage grille commune - Module du coefficient de transmission direct, en fonction du courant de polarisation à 4 GHz.

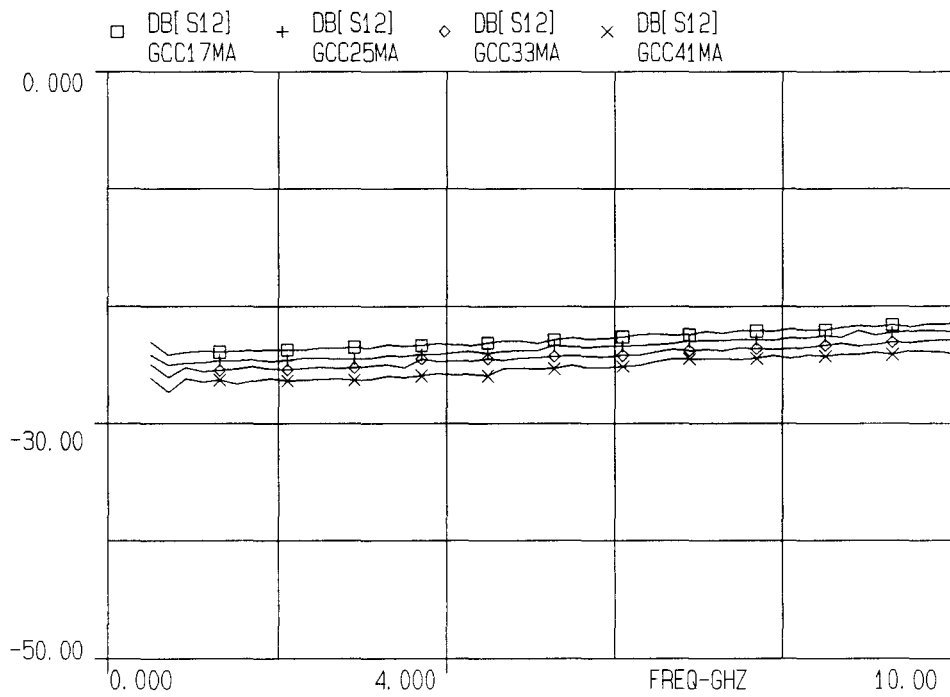


Figure 4.62-a - Montage grille commune - Module du coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

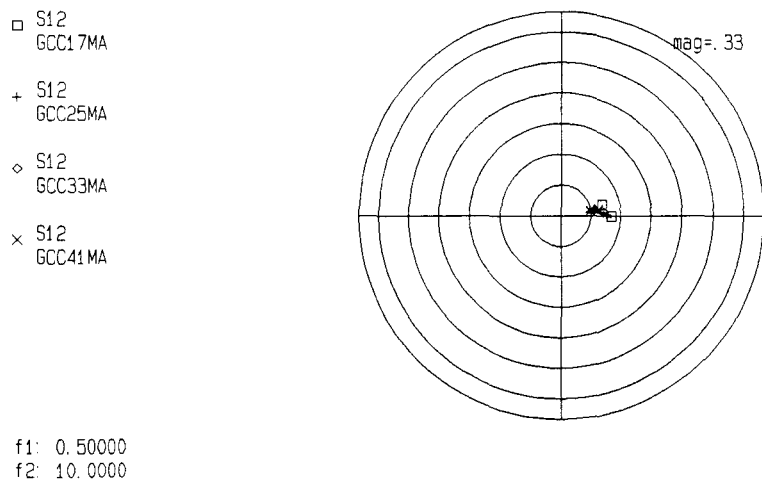


Figure 4.62-b - Montage grille commune - Coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

CIRCUIT N°3 - Montage drain commun avec polarisation réglable.

Ce circuit a été testé pour différents courants de polarisation pour démontrer ses possibilités d'ajustement électronique de l'adaptation en sortie. Sur la figure 4.63-a, le module du coefficient de réflexion en sortie a été mesuré pour quatre courants de polarisation; les différentes courbes sont identifiables par DCCxxmA où xx est la valeur du courant de polarisation exprimé en mA. On voit que la valeur optimale de ce courant est de l'ordre de 11 à 22 mA puisqu'elle permet d'obtenir un module inférieur à 0.2 de 600 MHz à 10 GHz. En faisant la mise en correspondance courant de polarisation / transconductance à partir des données typiques du fondeur, ces courants correspondent à des transconductances de l'ordre de 21 à 27 mS ce qui est conforme aux résultats annoncés dans le paragraphe 3-3 du chapitre 3. Sur la figure 4.63-b, le coefficient de réflexion en sortie est présenté, dans l'abaque de Smith, pour quatre courants de polarisation; les différentes courbes sont identifiables par DCCxxmA où xx est la valeur du courant de polarisation exprimé en mA.

Pour le TOS de sortie, la limitation en basses fréquences est d'origine majoritairement à la capacité de liaison utilisée en sortie (10 pF). En basses fréquences, l'admittance de sortie d'un Mesfet en drain commun est égale à $g_m + g_{ds}$ (voir expression 3.3 du chapitre 3). Si cette admittance est placée en série avec une capacité de liaison C_l , on observe alors une augmentation du coefficient de réflexion de sortie du montage drain commun quand la fréquence diminue. L'éventuelle capacité de liaison placée en entrée de ce montage a beaucoup moins d'influence sur le TOS de sortie car elle est en série avec la capacité C_{gs} du Mesfet. La capacité de découplage de drain a un rôle complexe à mettre en évidence de façon analytique mais, par simulation, on observe qu'elle influence plus le TOS de sortie vers les fréquences supérieures à 1 GHz qu'en dessous.

La figure 4.64 donne le module de S_{22} à 4 GHz en fonction du courant de polarisation où l'on voit que les meilleurs résultats sont obtenus pour des courants de polarisation faibles correspondant à des transconductances faibles. On remarquera, d'après la figure 4.67, que ces bons résultats en TOS de sortie s'accompagnent d'un gain inférieur à 0 dB.

La figure 4.65-a représente le module du coefficient de réflexion en entrée pour différents courants de polarisation. On peut faire la même remarque que pour le S_{22} du montage grille commune et dire que le courant de polarisation affecte peu le module de S_{11} qui reste proche de 0.85 de 500 MHz à 10 GHz. La figure 4.65-b représente le coefficient de réflexion en entrée pour différents courants de polarisation dans l'abaque de Smith.

La figure 4.66-a représente le module du coefficient de transmission direct pour différents courants de polarisation. Comme pour le montage grille commune, le module varie peu en fonction de la fréquence mais sa valeur est affectée directement par le courant de polarisation qui conditionne la transconductance des Mesfets utilisés. La figure 4.67 donne l'évolution du gain de l'étage en fonction de la polarisation à 4 GHz. La figure 4.66-b représente le coefficient de transmission direct pour différents courants de polarisation dans un diagramme polaire.

La figure 4.68-a donne le module du coefficient de transmission inverse pour différents courants de polarisation. Ce module augmente rapidement en fonction de la fréquence (- 20 dB à 2 GHz et > à - 10 dB à 8 GHz) et croît quand le courant de polarisation augmente. Ce comportement est à rapprocher des problèmes de stabilité souvent évoqués lors de l'usage de ce type de configuration. La figure 4.68-b représente le coefficient de transmission inverse pour différents courants de polarisation dans un diagramme polaire.

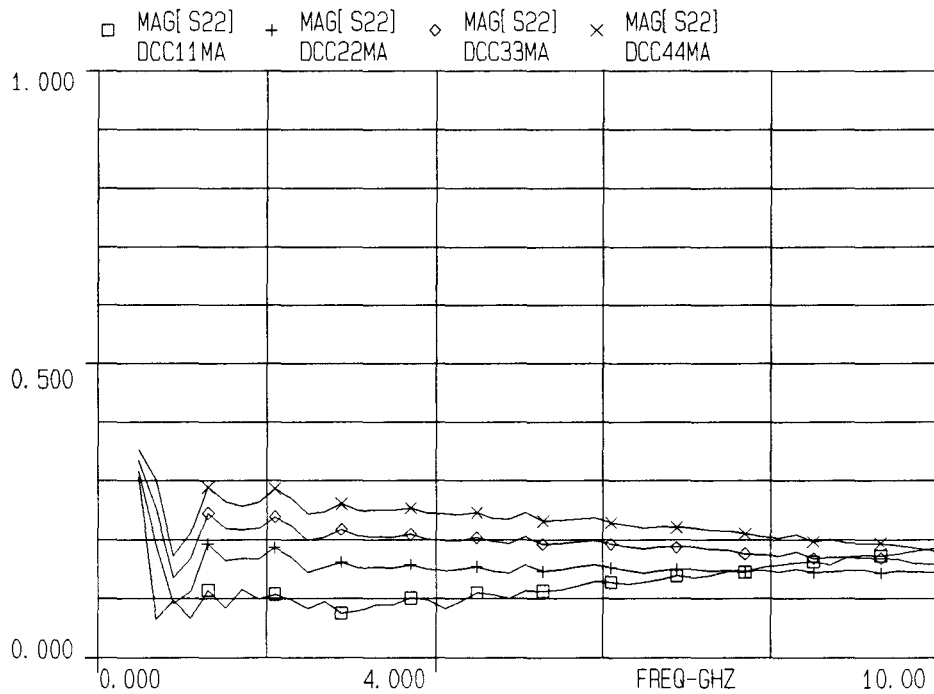


Figure 4.63-a - Montage drain commun - Module du coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

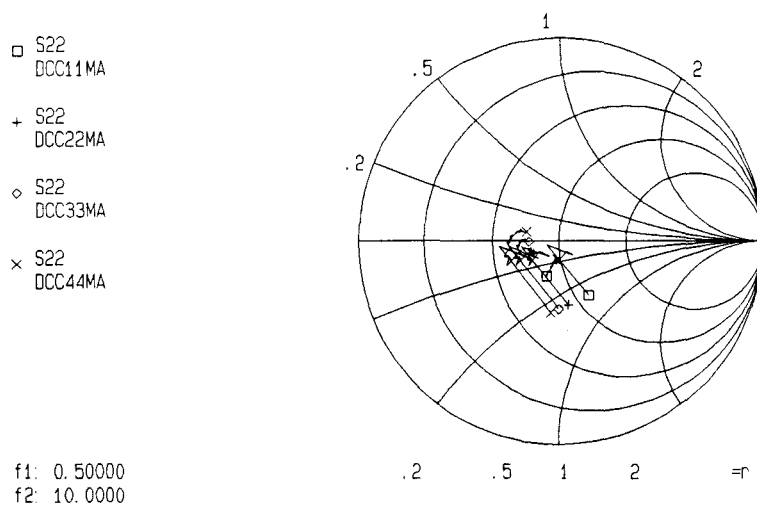


Figure 4.63-b - Montage drain commun - Coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

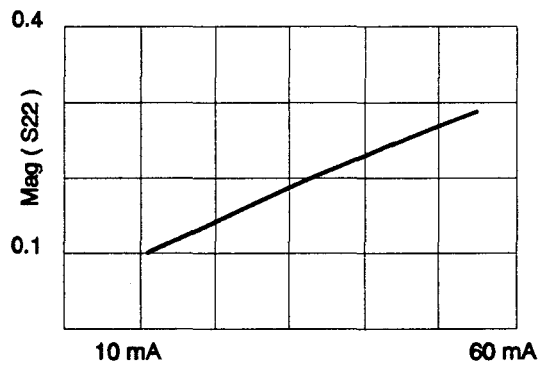


Figure 4.64 - Montage drain commun - Module du coefficient de réflexion en sortie, en fonction du courant de polarisation à 4 GHz.

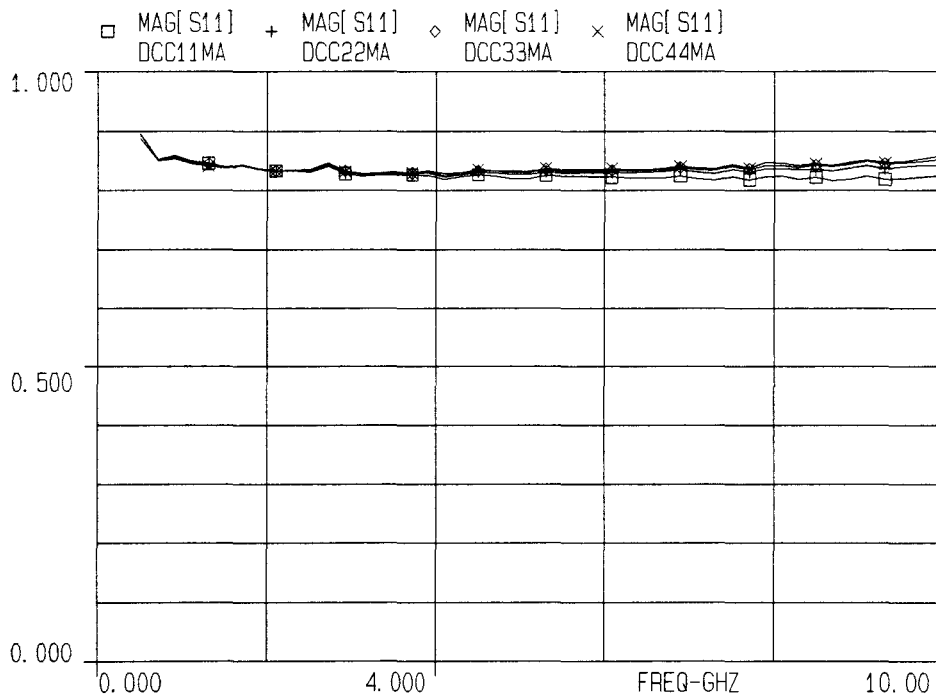


Figure 4.65-a - Montage drain commun - Module du coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

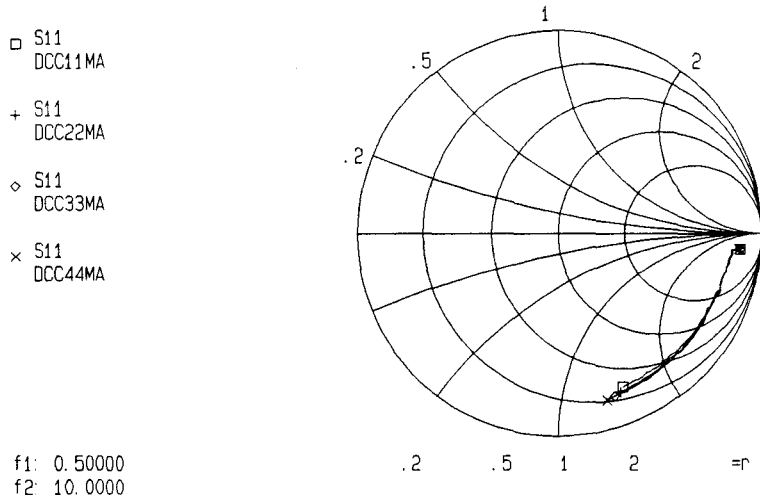


Figure 4.65-b - Montage drain commun - Coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

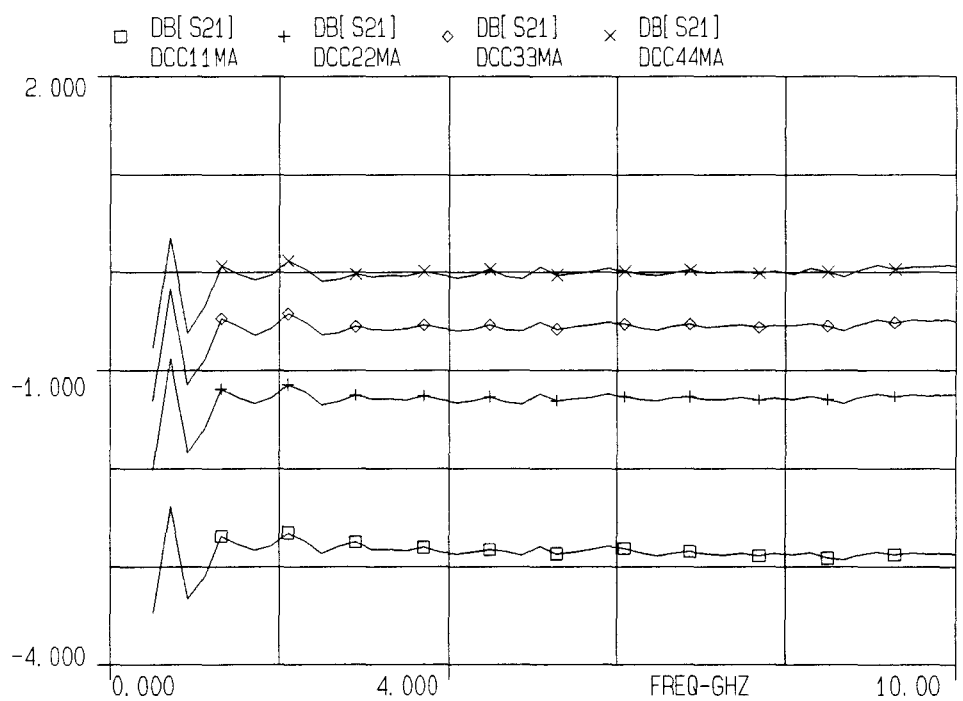


Figure 4.66-a - Montage drain commun - Module du coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

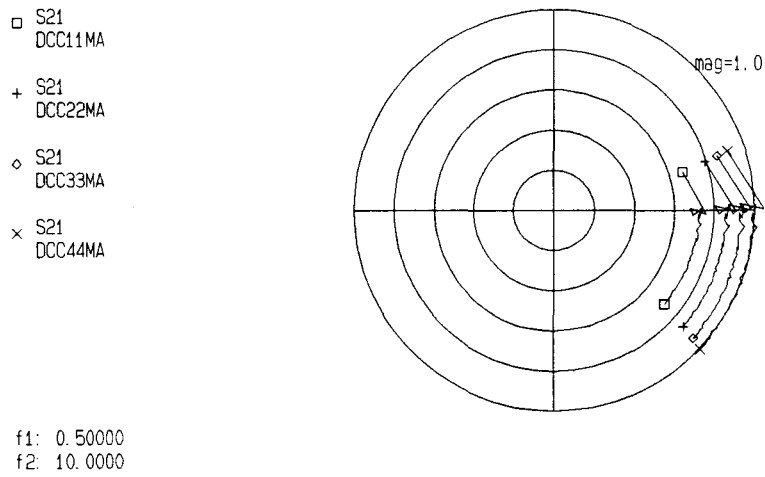


Figure 4.66-b - Montage drain commun - Coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

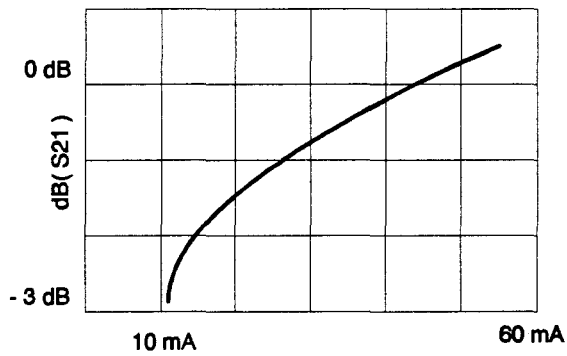


Figure 4.67 - Montage drain commun - Module du coefficient de transmission direct, en fonction du courant de polarisation à 4 GHz.

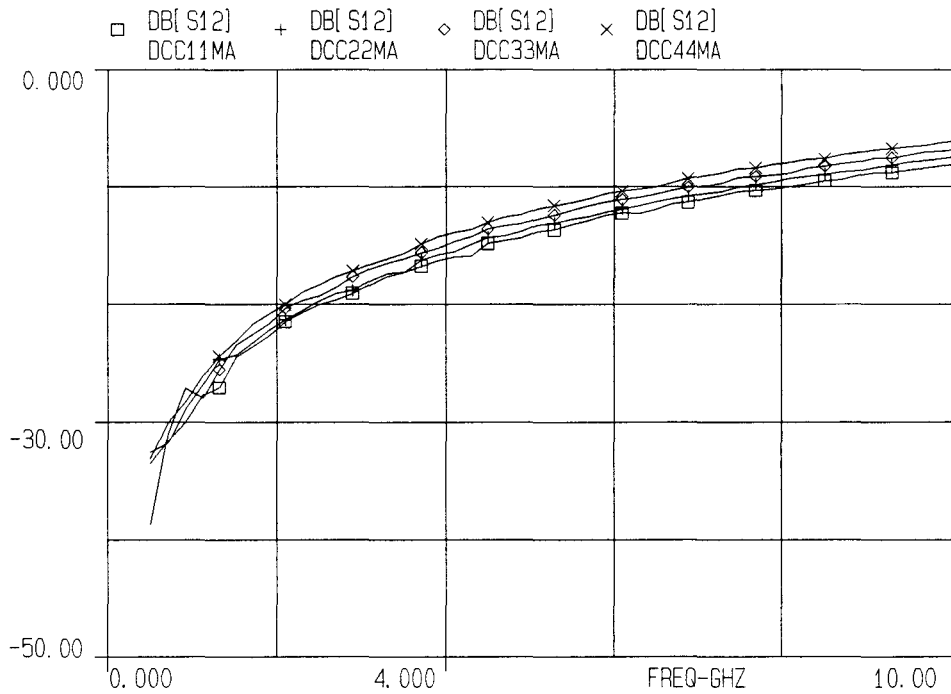


Figure 4.68-a - Montage drain commun - Module du coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

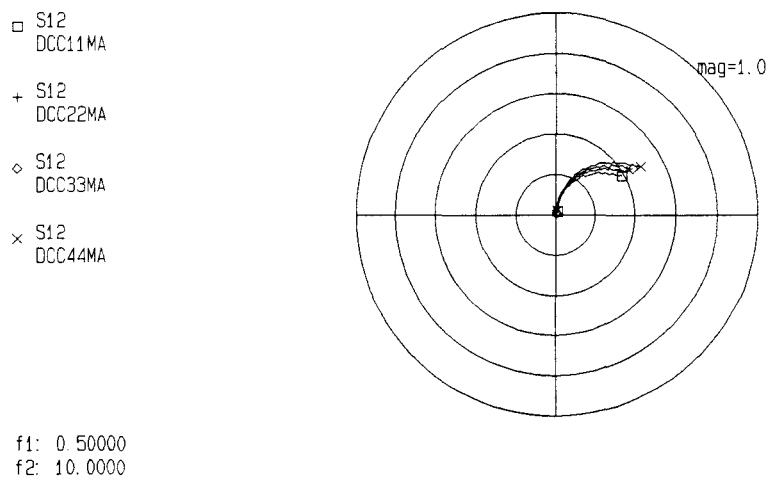


Figure 4.68-b - Montage drain commun - Coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

CIRCUIT N°4 - Montage source commune avec polarisation réglable.

Le comportement de ce circuit est sans surprise, le gain obtenu est plus grand quand le courant de polarisation est élevé. On observe l'effet de contre réaction, amené par les résistances de polarisation de grille.

Ce résultat était prévisible car dans ce montage, représenté sur la figure 4.50 la résistance de polarisation de grille R_p joue, en régime petit signal, la même rôle que la résistance R_{FB} de l'amplificateur à contre-réaction présenté sur la figure 1.10 du chapitre 1.

Cela amène un gain variant seulement, pour une gamme de fréquence allant de 2 à 10 GHz, de 2 dB pour les faibles courants de polarisation, à 3 dB pour les courants de polarisation plus élevés.

Dans le même temps les coefficients de réflexion sont plus faibles que pour un Mesfet seul.

Les modules de paramètres S de ce montage, pour différents courants de polarisation, sont donnés sur les figures 4.69-a, 4.71-a, 4.72-a et 4.73-a.

Ces mêmes paramètres S sont représentés dans des diagrammes polaires sur les figures 4.69-b, 4.71-b, 4.72-b et 4.73-b. La figure 4.70 donne l'évolution du module de S_{21} à 4 GHz en fonction du courant de polarisation

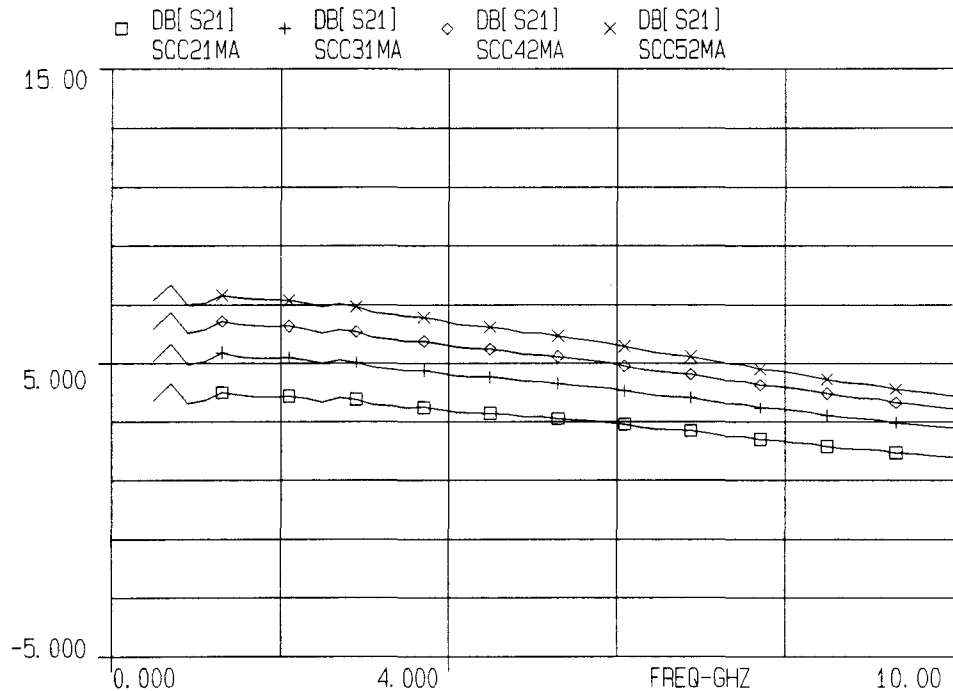


Figure 4.69-a - Montage source commune - Module du coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

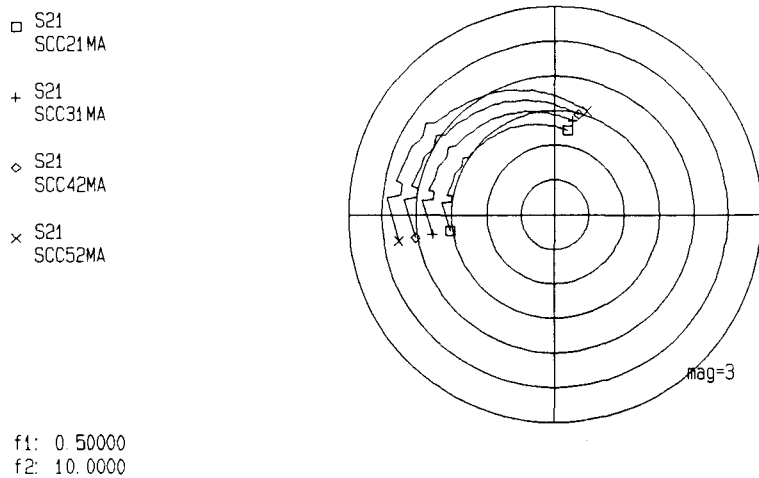


Figure 4.69-b - Montage source commune - Coefficient de transmission direct, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

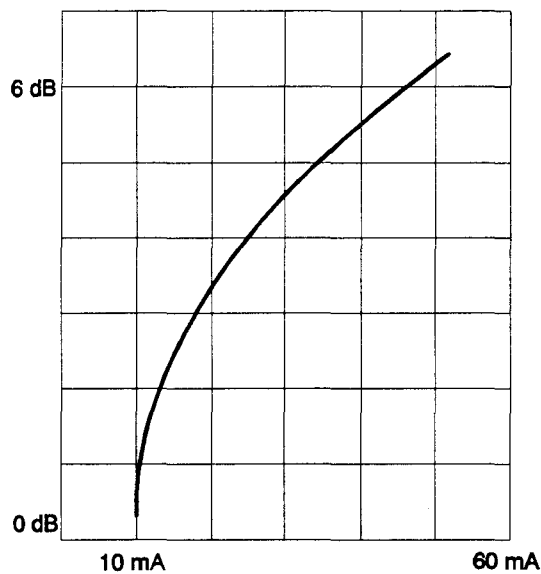


Figure 4.70 - Montage source commune - Module du coefficient de transmission direct, en fonction du courant de polarisation à 4 GHz.

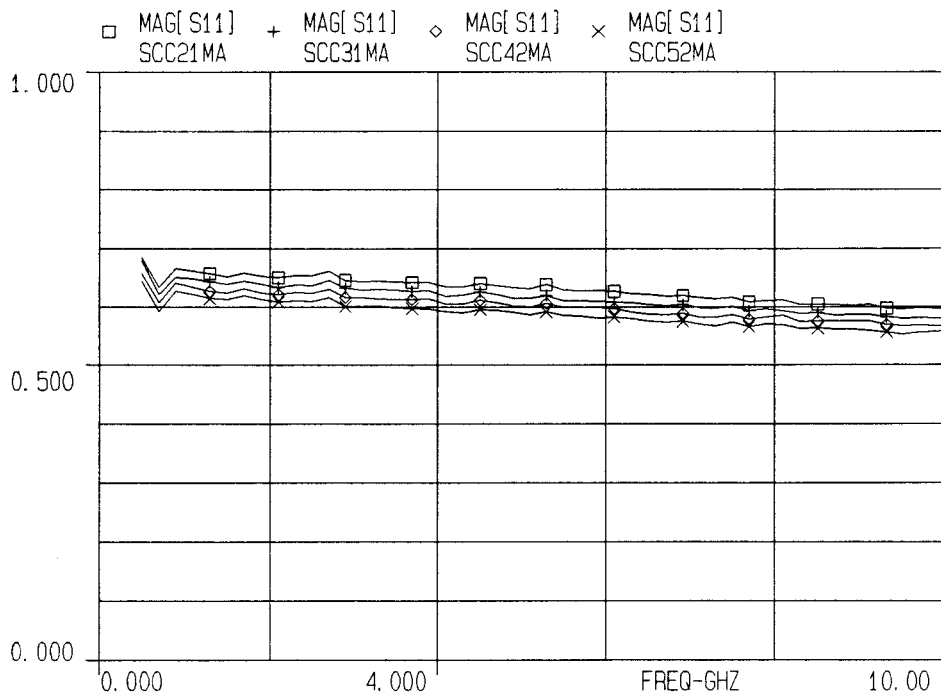


Figure 4.71-a - Montage source commune - Module du coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

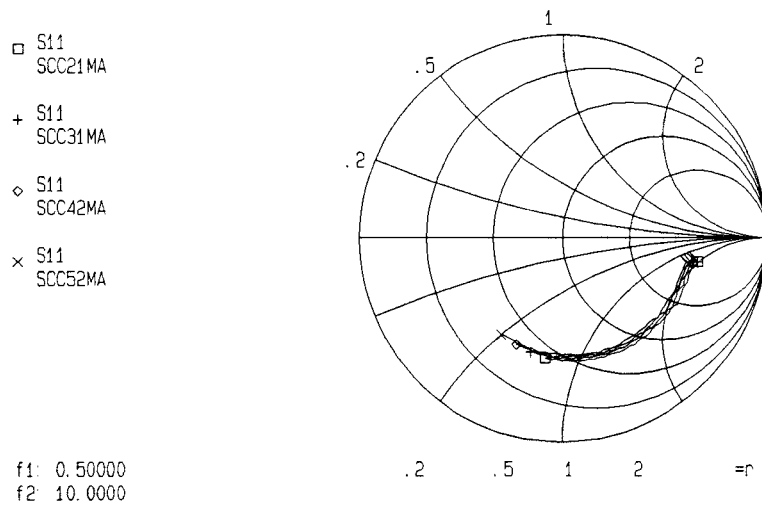


Figure 4.71-b - Montage source commune - Coefficient de réflexion en entrée, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

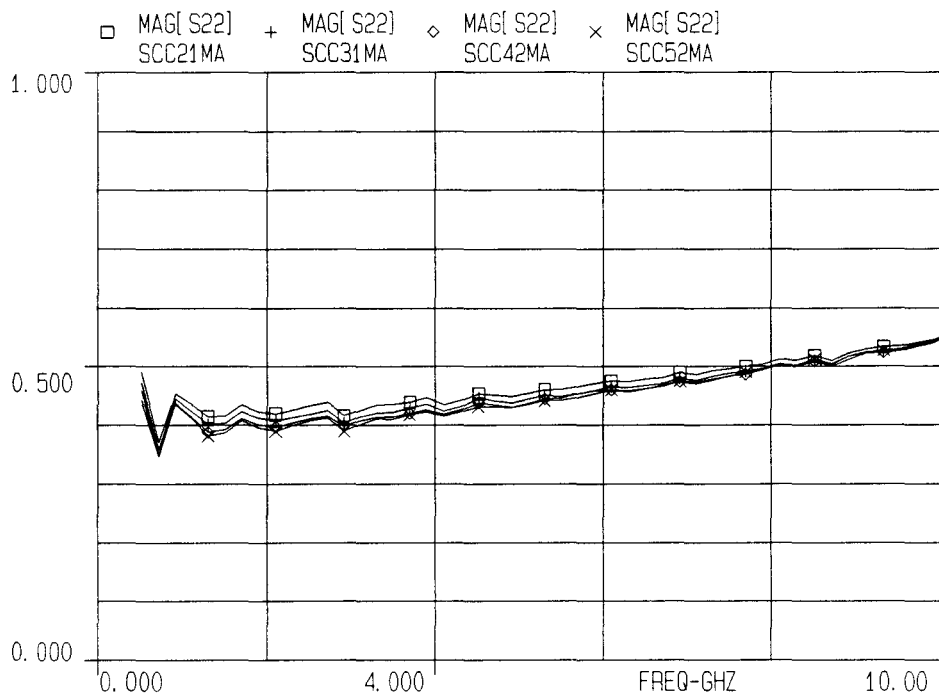


Figure 4.72-a - Montage source commune - Module du coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

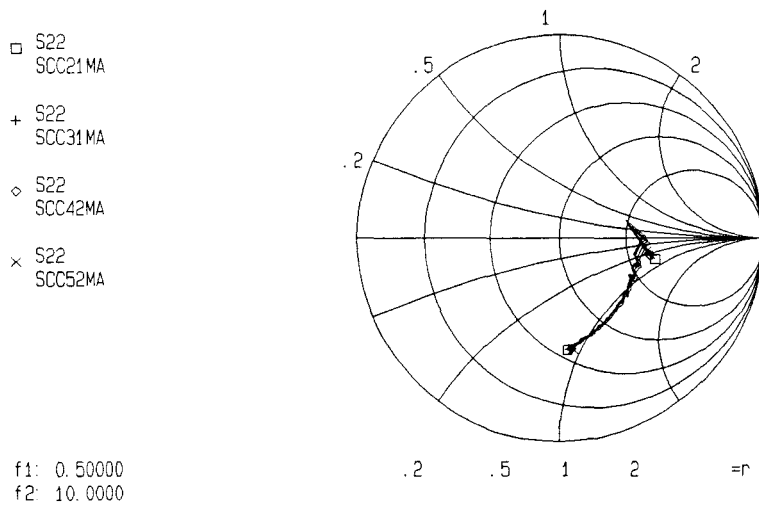


Figure 4.72-b - Montage source commune - Coefficient de réflexion en sortie, en fonction de la fréquence pour différents courants de polarisation.

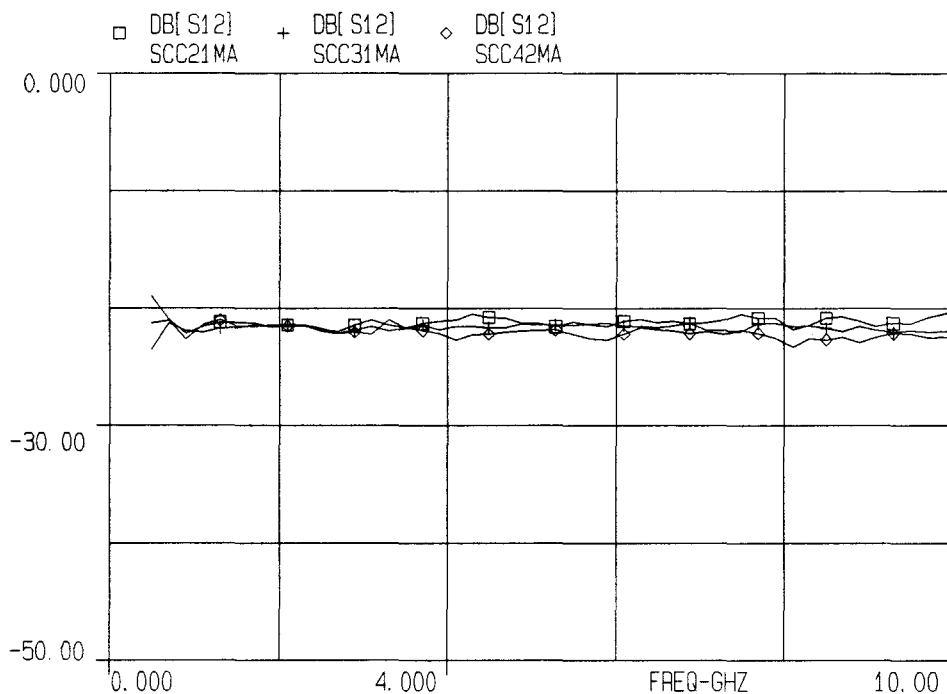


Figure 4.73-a - Montage source commune - Module du coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

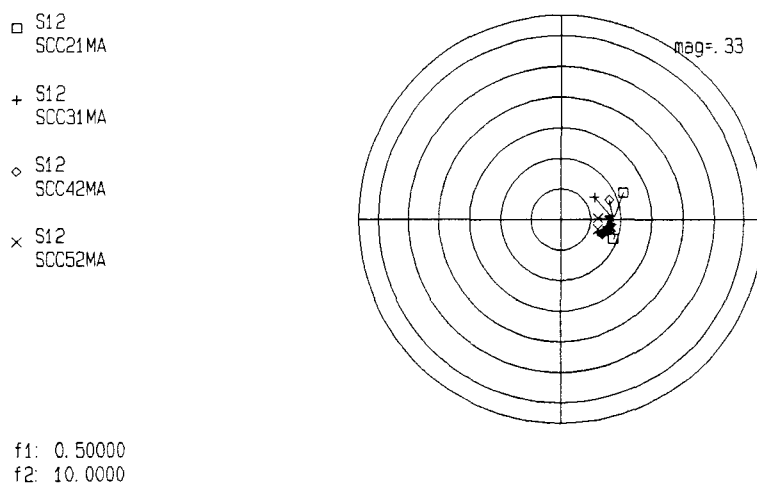


Figure 4.73-b - Montage source commune - Coefficient de transmission inverse, en fonction de la fréquence et du courant de polarisation.

CIRCUIT N° 5 - Montage grille commune simplifié.

Les coefficients de réflexion de cet étage sont donnés, en module, sur la figure 4.74-a et en module/argument sur la figure 4.74-b. On retrouve la bonne adaptation en entrée puisque le module de S11 reste inférieur à 0.2 jusqu'à environ 10 GHz. S11 est même inférieur à ceux obtenus avec le montage à polarisation variable, cela est dû à la meilleure tenue en fréquence du circuit de polarisation.

La base de comparaison entre les deux circuits est la suivante:

- $1 \times 150 \mu\text{m}$ à I_{DSS} correspond à une transconductance de 22 mS.
- $2 \times 100 \mu\text{m}$ à $0.5 I_{DSS}$ correspond à une transconductance de 22 mS avec $0.5 I_{DSS} = 15 \text{ mA}$.

De son côté S22 est plus grand comparé aux résultats avec polarisation variable. Cela est dû à l'absence de résistances amenant une contre-réaction dans le montage à polarisation réglable.

En ce qui concerne le gain, donné sur la figure 4.75-a, on obtient une valeur de - 1 dB de 2 GHz à 10 GHz avec une ondulation négligeable. Les résultats sont donc comparables à ceux obtenus avec le montage à polarisation réglable.

Le gain inverse est donné sur la figure 4.76-a et sa valeur se situe en dessous de - 20 dB.

Les figures 4.75-b et 4.76-b représentent respectivement S21 et S12 dans un diagramme polaire.

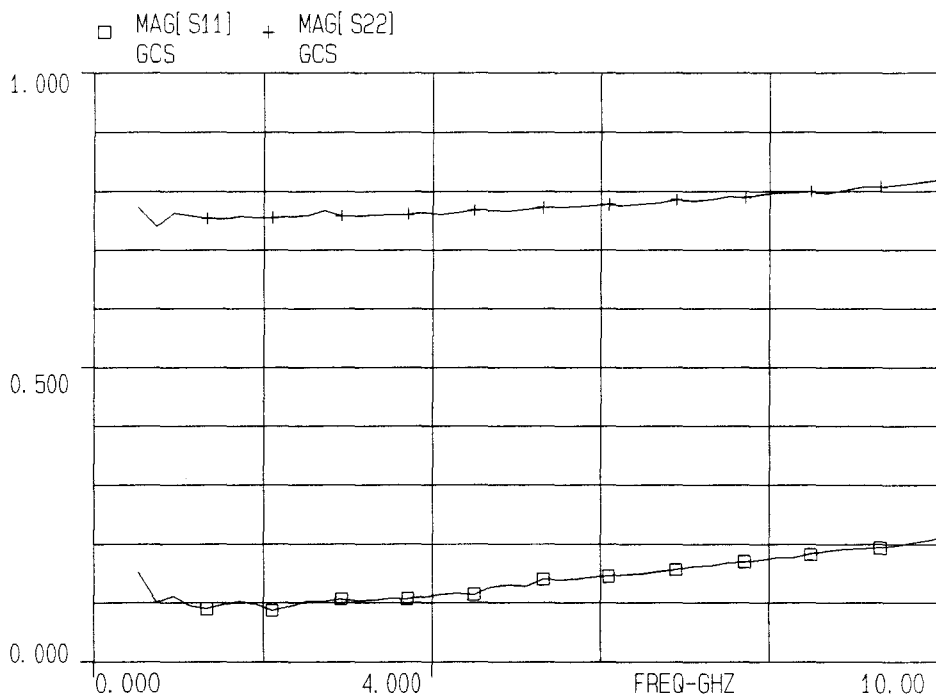


Figure 4.74-a - Montage grille commune simplifié,
Module des coefficients de réflexion.

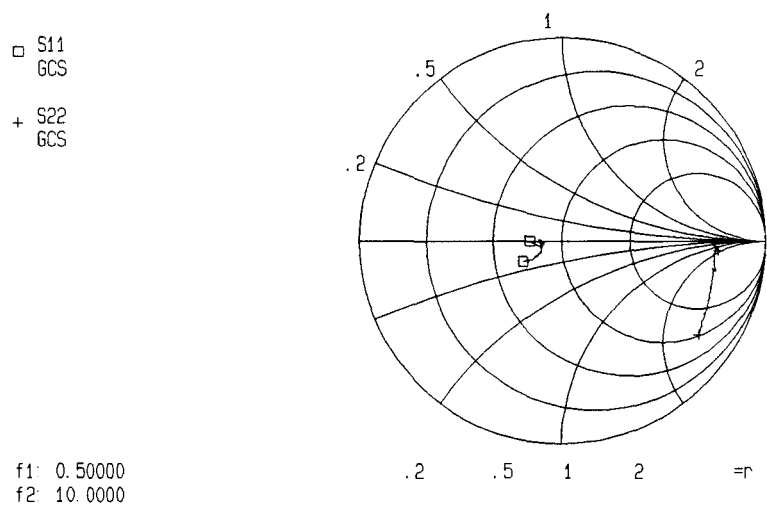


Figure 4.74-b - Montage grille commune simplifié,
Coefficients de réflexion.

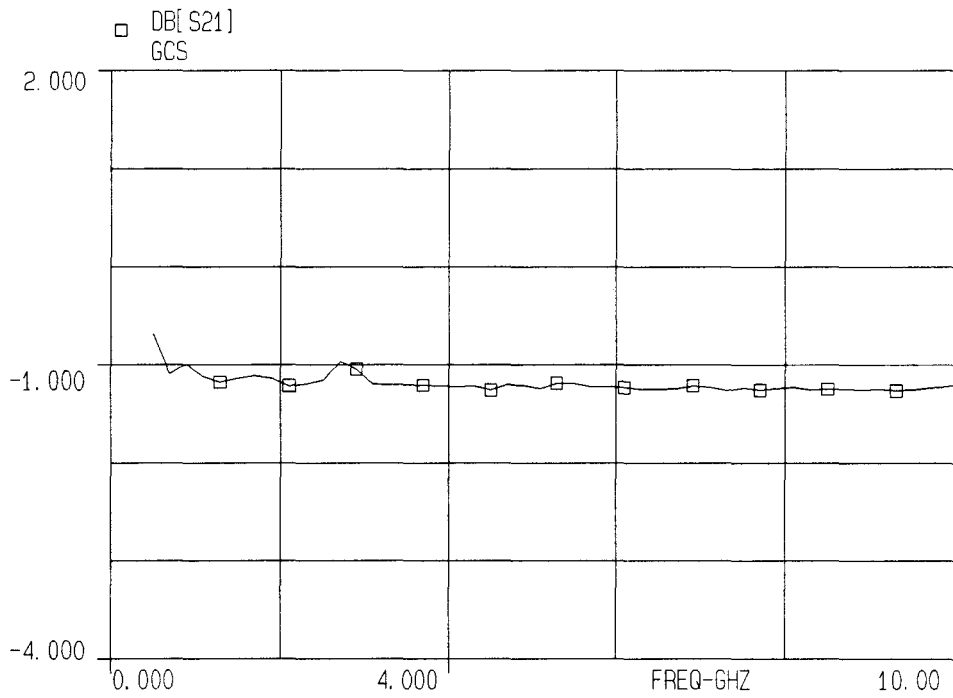


Figure 4.75-a - Montage grille commune simplifié,
Module du coefficient de transmission direct.

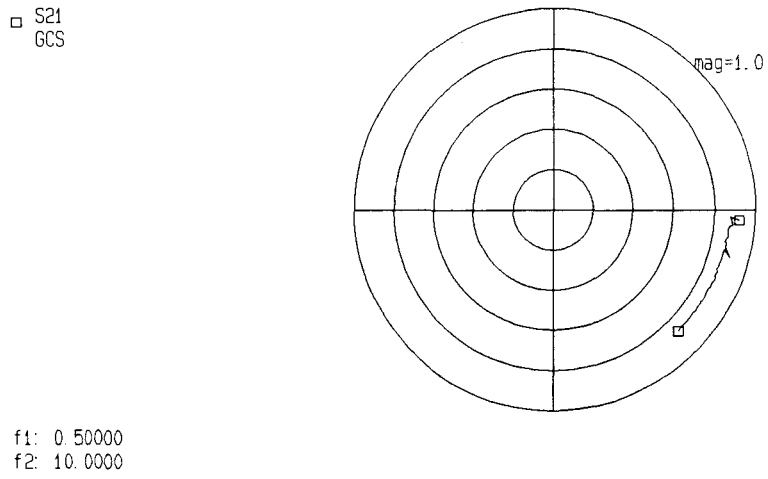


Figure 4.75-b - Montage grille commune simplifié,
Coefficient de transmission direct.

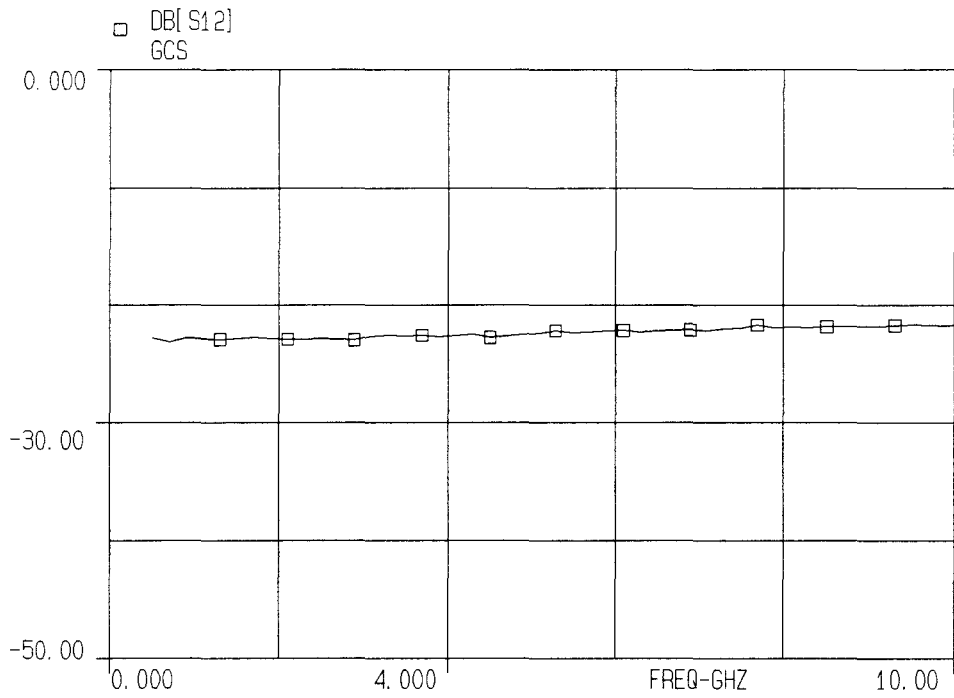
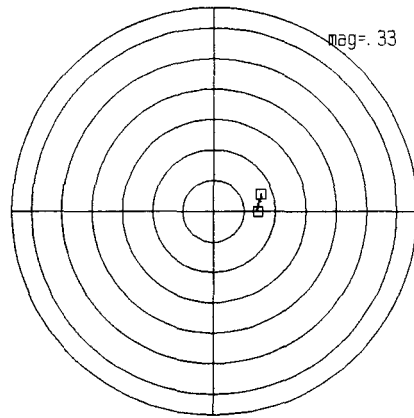


Figure 4.76-a - Montage grille commune simplifié,
Module du coefficient de transmission inverse.

□ S12
GCS



f1: 0.50000
f2: 10.0000

**Figure 4.76-b - Montage grille commune simplifié,
Coefficient de transmission inverse.**

CIRCUIT N°6 - Montage drain commun simplifié.

Les paramètres S de ce circuit sont donnés en module sur les figures 4.77-a, 4.78-a et 4.79-a . Ces mêmes paramètres S sont donnés en module/argument sur les figures 4.77-b, 4.78-b et 4.79-b .

Pour l'adaptation en sortie on voit sur la figure 4.77-a que le module de S22 est très faible, pratiquement 0.1 de 2 GHz à 10 GHz. Ce résultat est meilleur que celui obtenu avec le montage à polarisation réglable car il faut comparer ces résultats avec les performances à $I_{DSS}/2 = 15 \text{ mA}$ pour le montage avec réglage de polarisation.

Pour le gain, donné sur la figure 4.78-a, on obtient une valeur comprise entre -0.5 dB et -1 dB de 2 à 10 GHz.

Pour le module de S12 , donné sur la figure 4.79-a, on retrouve le comportement du montage drain commun; c'est à dire une valeur qui augmente avec la fréquence :

- 20 dB à 2 GHz.
- 10 dB à 8 GHz.

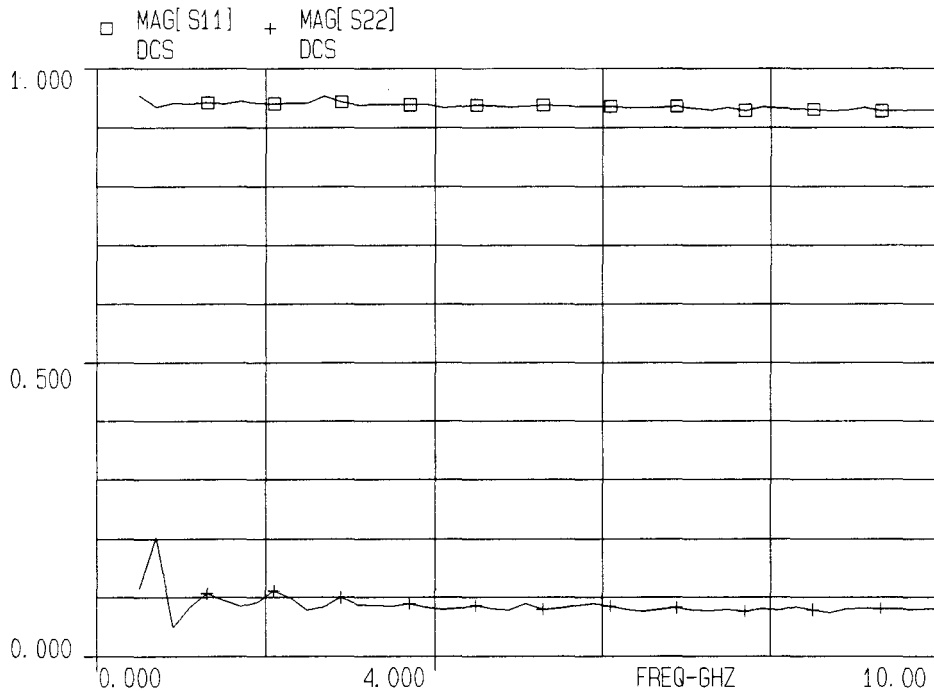


Figure 4.77-a - Montage drain commun simplifié,
Module des coefficients de réflexion.

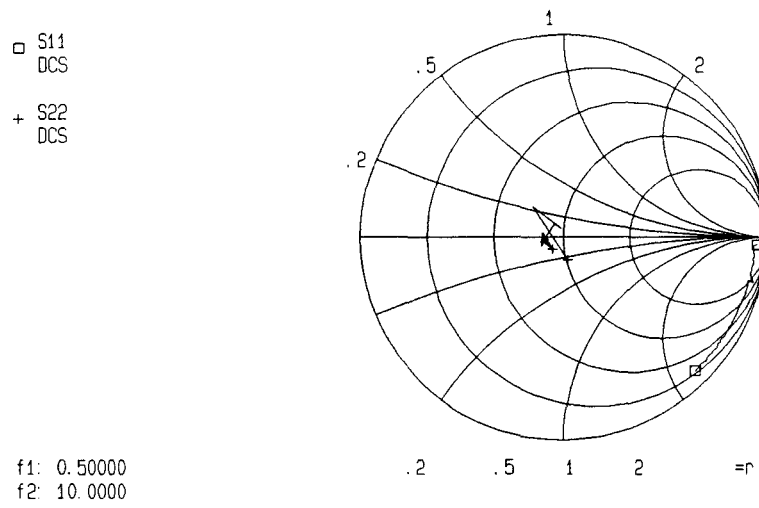


Figure 4.77-b - Montage drain commun simplifié,
Coefficients de réflexion.

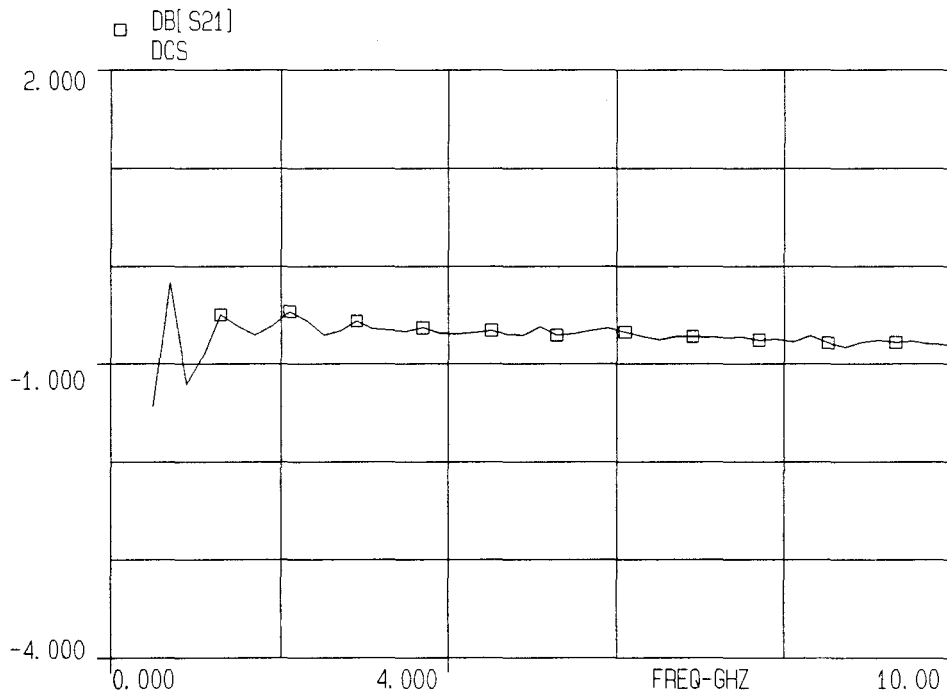


Figure 4.78-a - Montage drain commun simplifié,
Module du coefficient de transmission direct.

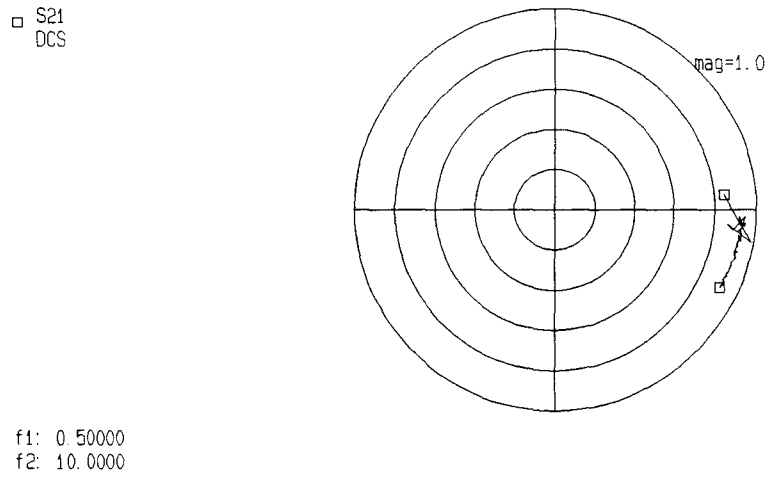


Figure 4.78-b - Montage drain commun simplifié,
Coefficient de transmission direct.

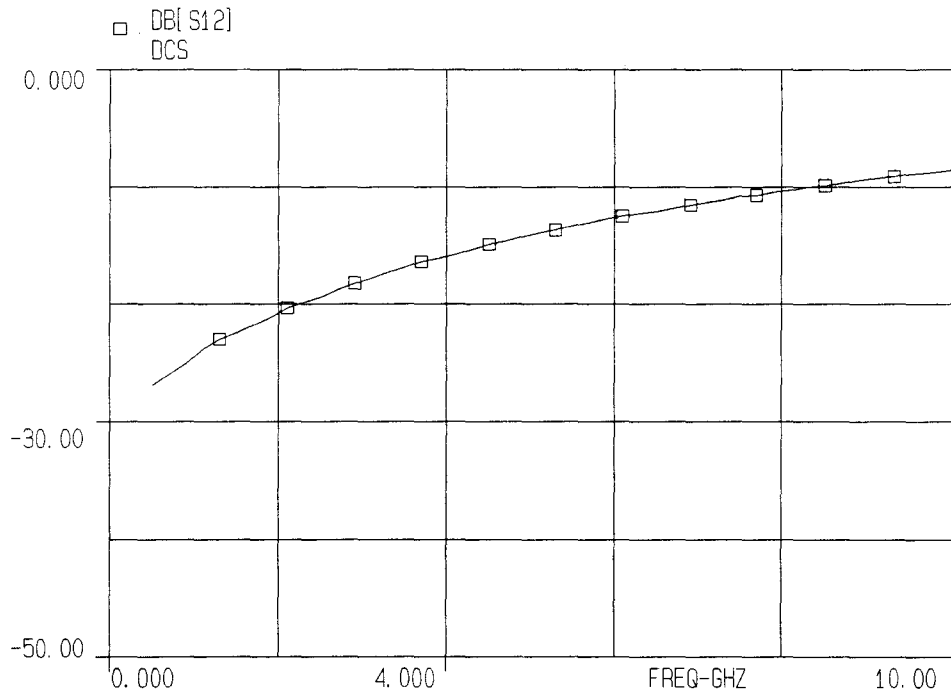
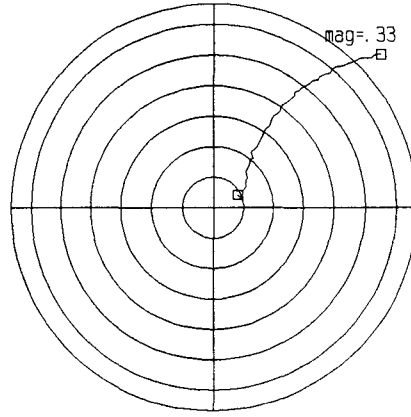


Figure 4.79-a - Montage drain commun simplifié,
Module du coefficient de transmission inverse.

□ S12
DCS



f1: 0.50000
f2: 10.0000

Figure 4.79-b - Montage drain commun simplifié,
Coefficient de transmission inverse.

CIRCUIT N°7 - Montage source commune simplifié à une charge active.

Les paramètres S de ce circuit sont données, en module, sur les figures 4.80 à 4.82.

On peut faire les commentaires suivants :

- Pour le gain, on perd l'effet de contre-réaction et donc il chute plus vite quand la fréquence augmente; dans le même temps le module de S12 croît avec la fréquence car la capacité Cdg du Mesfet n'est plus masquée par une résistance.

- Pour S11, on retrouve le comportement normal d'un Mesfet; par contre pour S22, la présence de la charge active tend à diminuer sa valeur par rapport à un Mesfet seul.

Les paramètres S de ce montage source commune simplifié (SCS1) à une seule charge active sont donnés sous forme polaire sur les figures 4.86 à 4.88 où ils sont comparés à ceux du montage source commune à deux charges actives (SCS2).

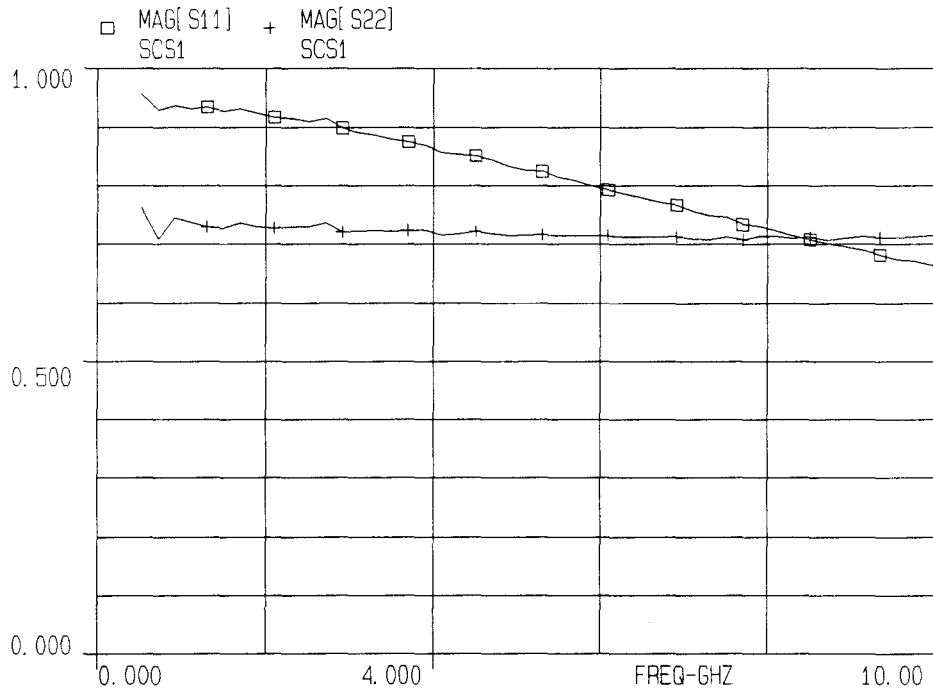


Figure 4.80 - Montage source commune simplifié à une charge active, Module des coefficients de réflexion.

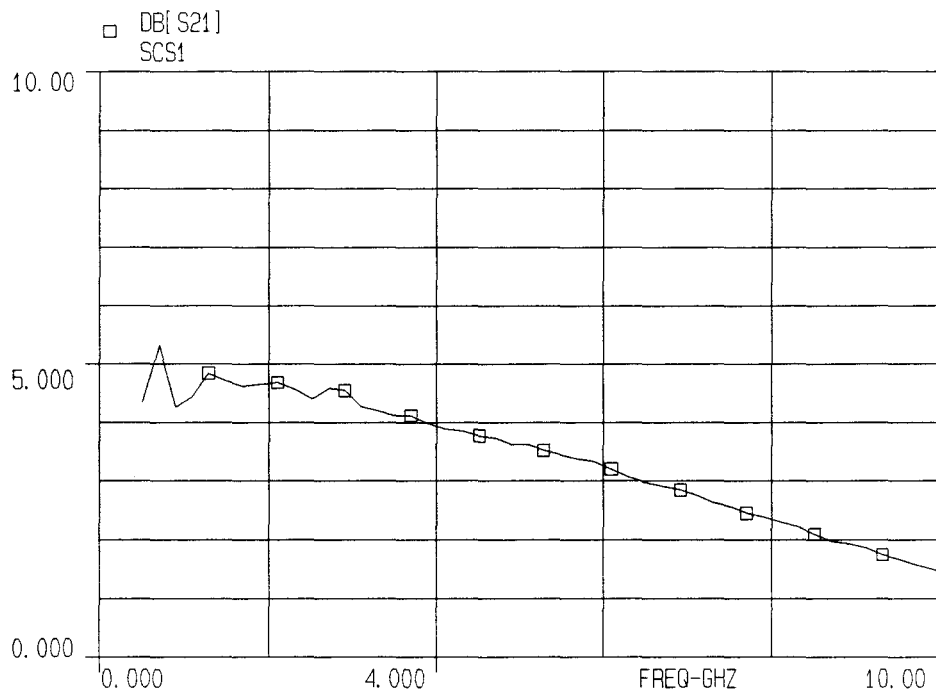


Figure 4.81 - Montage source commune simplifié à une charge active, Module du coefficient de transmission direct.

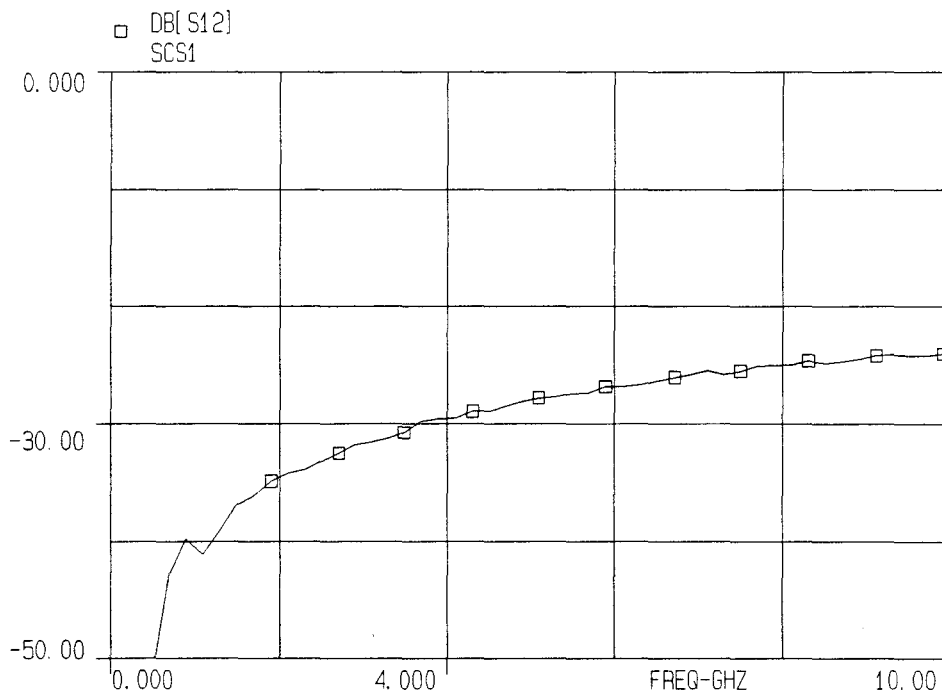


Figure 4.82 - Montage source commune simplifié à une charge active, Module du coefficient de transmission inverse.

CIRCUIT N° 8 - Montage source commune simplifié à deux charges actives.

Les performances de ce circuit sont données sur les figures 4.83 à 4.85 et comparées à celles du montage source commune à seule charge active sur les figures 4.86 à 4.88.

On peut faire, par rapport au montage à une seule charge active, les commentaires suivants :

- Le module de S21 est légèrement plus grand (+ 0.5 dB à 4 GHz et + 1dB à 8 GHz), ce qui est normal car la charge de drain est légèrement plus forte (deux charges actives en série soit 600 ohms au lieu de 300 environ).

- Même remarque pour le module de S22. A 4 GHz, pour le montage à deux charges actives, il vaut 0.75 contre 0.72 pour le montage une seule charge active.

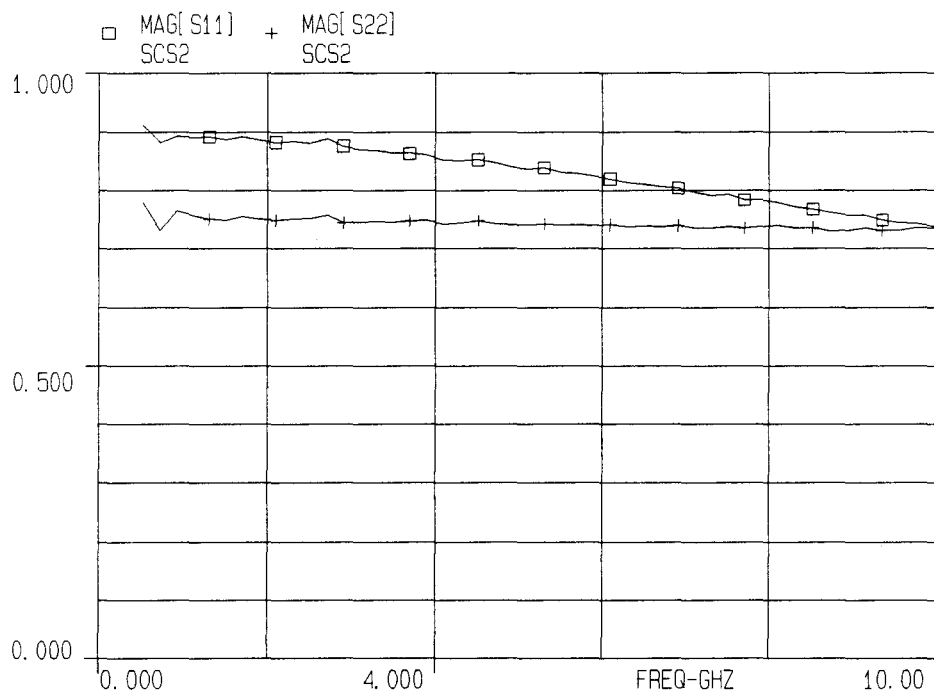


Figure 4.83 - Montage source commune simplifié à deux charges actives, Module des coefficients de réflexion.

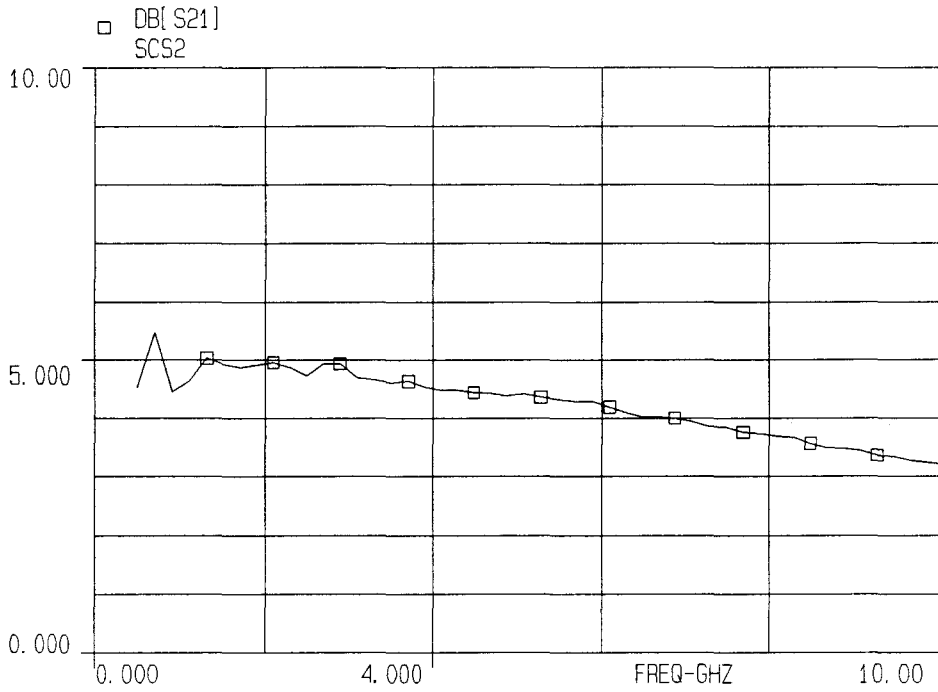


Figure 4.84 - Montage source commune simplifié à deux charges actives, Module du coefficient de transmission direct.

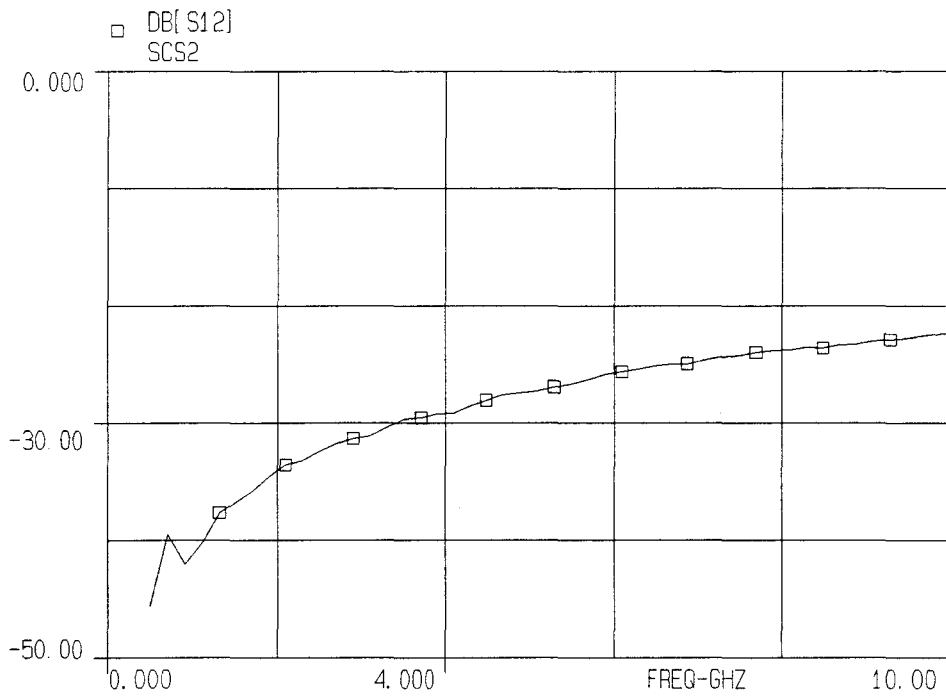


Figure 4.85 - Montage source commune simplifié à deux charges actives, Module du coefficient de transmission inverse.

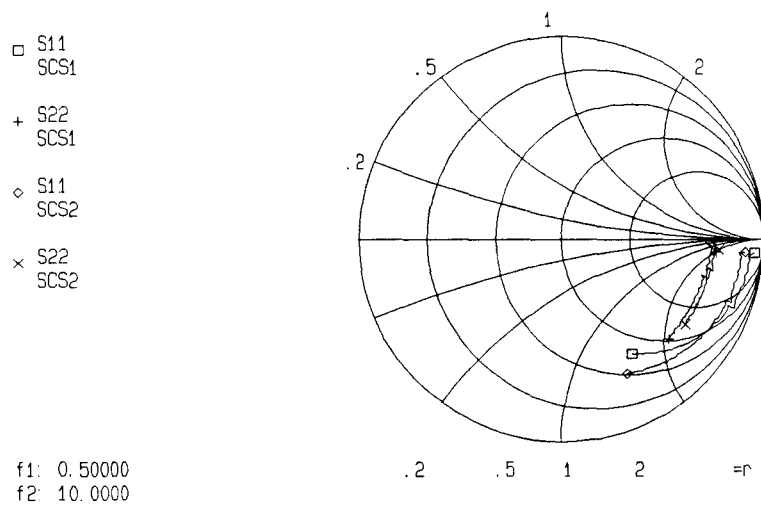


Figure 4.86 - Comparaison des paramètres S11 et S22 des montages :
 Source commune simplifié à deux charges actives : SCS2,
 Source commune simplifié à une charge active : SCS1.

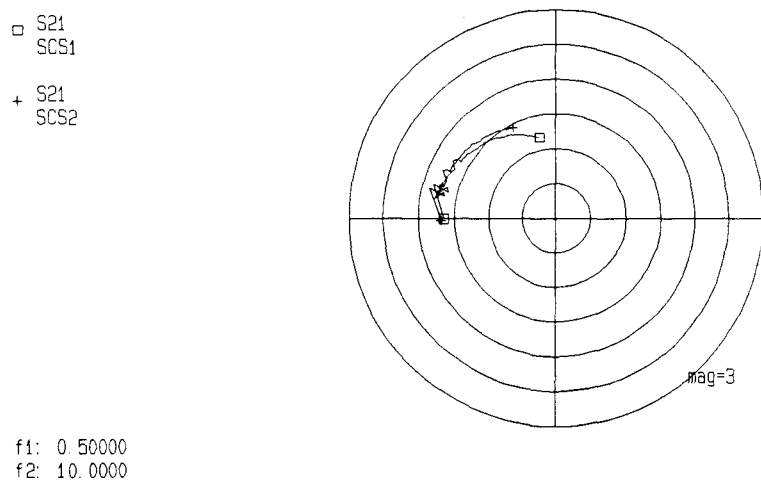


Figure 4.87 - Comparaison des paramètres S21 des montages :
 Source commune simplifié à deux charges actives : SCS2,
 Source commune simplifié à une charge active : SCS1.

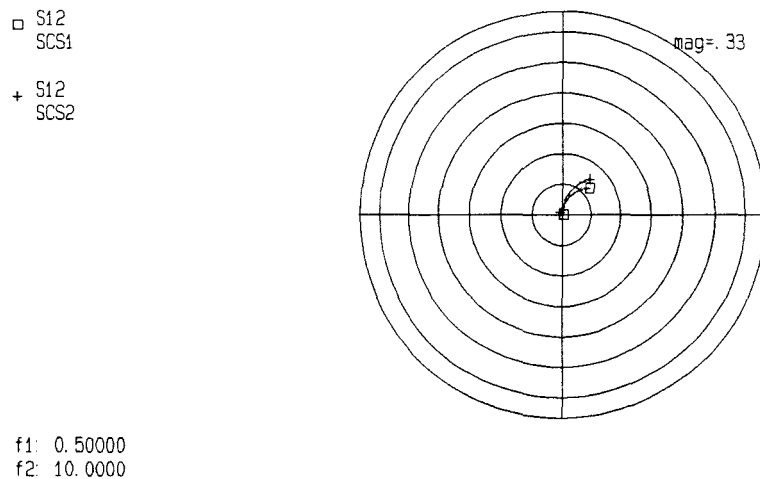


Figure 4.88 - Comparaison des paramètres S12 des montages :
Source commune simplifié à deux charges actives : SCS2,
Source commune simplifié à une charge active: SCS1.

4-8 CONCLUSIONS

De ces mesures, on peut tirer les conclusions suivantes :

- Pour l'amplificateur complet :

Bons résultats en qui concerne les TOS d'entrée et de sortie en terme de valeurs et d'accord simulation / mesures.

Résultat moins bon pour le gain puisque la bande passante obtenue est plus faible que celle espérée.

Bien que le nombre de circuits testés soit trop faible (4) pour en déduire une statistique sur le rendement de fabrication, on constate que le rendement de fabrication calculé (44%) et le rendement de fabrication constaté (50%) se situent bien dans les mêmes valeurs.

- Pour les modules séparés à polarisation variable :

Très bonne mise en évidence des possibilités d'ajustement électronique du TOS d'entrée avec le montage grille commune et de celui de sortie avec le montage drain commun.

- Pour les montages séparés à polarisation fixe :

Mise en évidence du caractère très large bande des adaptations obtenues avec le montage grille commune et le montage drain commun puisque l'on obtient des coefficients de réflexion inférieurs à 0.2 jusqu'à 10 GHz dans les deux cas.

CHAPITRE 5

LE BRUIT DANS LES AMPLIFICATEURS

5-1 INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la description d'une procédure permettant de calculer les performances en bruit d'un quadripôle linéaire de topologie interne quelconque comme c'est le cas pour l'amplificateur étudié dans ce rapport. Ce travail n'a pas de rapport direct avec la conception d'un amplificateur MMIC mais il m'est apparu important de comprendre les méthodes utilisables pour calculer les performances en bruit d'une structure complexe et d'explicitier les calculs à effectuer pour accéder à ces performances.

Plusieurs méthodes existent :

- [RIZ85]. Il s'agit d'une méthode d'analyse du bruit pour des circuits linéaires de topologie interne quelconque basée sur les paramètres admittances.
- [DOB89]. Il s'agit d'une méthode d'analyse du bruit pour des circuits linéaires de topologie interne quelconque basée sur les paramètres S et les ondes de puissance de bruit.

Nous utiliserons la description du bruit en terme d'ondes de puissance de bruit qui est plus adaptée à des problèmes utilisant les paramètres S car on utilise alors le même formalisme pour les signaux déterministes et le bruit : les ondes de puissance.

Préalablement, seront établies les relations de passage avec les descriptions basées sur des générateurs de tensions ou de courants de bruit pour des multipôles passifs linéaires et des composants actifs linéaires à deux ou trois accès.

Finalement, une informatisation de la méthode sera proposée.

Dans ce chapitre, seul le bruit de fond, lié à des fluctuations spontanées, des dispositifs électroniques sera envisagé. De plus nous nous limiterons à des dispositifs électroniques linéaires.

De la même façon, les causes physiques de ce bruit de fond ne seront pas étudiées. Le bruit de fond sera donc considéré comme résultant de l'influence d'un ou plusieurs générateurs de signaux électriques venant se superposer au signal utile.

Ces signaux peuvent être mis sous la forme [PAP55]:

$$s_i(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{ni} e^{jk \omega t}$$

Ces générateurs ont les caractéristiques suivantes :

- Valeur moyenne nulle.

- Ils ont une valeur efficace moyenne non nulle appelée valeur quadratique moyenne.

- Le degré de dépendance de deux générateurs $S_{n1}(t)$ et $S_{n2}(t)$ est donné par la valeur suivante appelée corrélation des deux générateurs :

$$\overline{S_{n1} S_{n2}^*}$$

Les valeurs quadratiques moyennes et les termes de corrélation de ces générateurs seront supposés connus.

Le lecteur voulant obtenir des renseignements supplémentaires sur la caractérisation et la modélisation en bruit des Mesfets AsGa peut se reporter aux références bibliographiques suivantes :

- Modélisation en bruit pour les moyennes fréquences (éléments localisés).
[ZIE62], [FUK79]
- Modélisation en bruit pour les hautes fréquences (approche distribuée) [HEI89].
- Mesures des paramètres de bruit [CAP88], [POS86], [PUC92].

Dans tout le chapitre, les conventions suivantes seront utilisées :

- L'opérateur " * " désigne le conjugué d'une quantité.
- L'opérateur " T " appliqué à une matrice désigne la transposée conjuguée de la matrice.

Pour les grandeurs relatives au bruit, on adopte les conventions suivantes :

- La quantité $|X_n|^2$ est le carré de la valeur quadratique moyenne de la variable aléatoire X_n .
- La quantité $X_n Y_n^*$ est l'espérance mathématique du produit des deux variables aléatoires X_n et Y_n , appelée aussi corrélation.

Ces notations sont habituelles à l'exception du trait placé au dessus, indiquant la notion de valeur moyenne, qui est absent.

5-2 LE BRUIT DANS UN DIPOLE PASSIF

5-2-1 LES REPRESENTATIONS CLASSIQUES

Le bruit de fond généré dans un dipôle linéaire passif est d'origine thermique et peut être exprimé, aux basses fréquences, c'est à dire inférieures à 100 GHz, par la formule de Nyquist :

$$P_{Na} = k T df$$

Où :

- P_{Na} est la puissance de bruit disponible aux bornes du dipôle, c'est à dire la puissance maximale que l'on peut recueillir à ses bornes.

- k est la constante de Boltzmann.
- T est la température absolue du dipôle.
- df est l'intervalle de fréquence considéré.

A partir de cette expression, on peut établir deux schémas équivalents pour une impédance bruyante Z à la température T; ils sont représentés sur les figures 5.1 et 5.2.

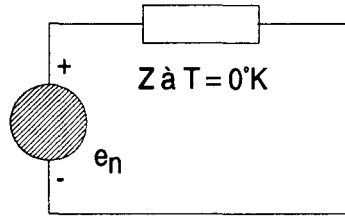


Figure 5.1- Impédance bruyante, générateur de tension de bruit.

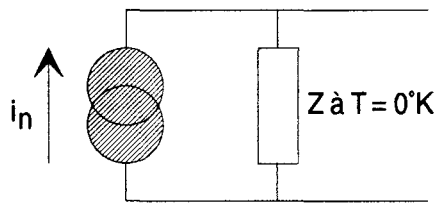


Figure 5.2- Impédance bruyante, générateur de courant de bruit.

Les équivalences sont obtenues en écrivant que le carré de la valeur quadratique moyenne de e_n est :

$$|e_n|^2 = 4 k T df \operatorname{Re}(Z) \quad (5.1)$$

Où $\operatorname{Re}(Z)$ est la partie réelle de Z.

De même :

$$|i_n|^2 = 4 k T df \operatorname{Re}(Y)$$

Avec $Y = Z^{-1}$

5-2-2 NOTIONS D'ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT

Les représentations mentionnées ci-dessus sont pratiques d'utilisation lorsque l'on travaille en paramètres Y ou en paramètres Z mais sont inadaptées à la résolution d'un problème traité avec les paramètres S [HEC81].

Pour être totalement compatible avec les paramètres S, il faut traiter le problème du bruit en terme d'onde de puissance de bruit.

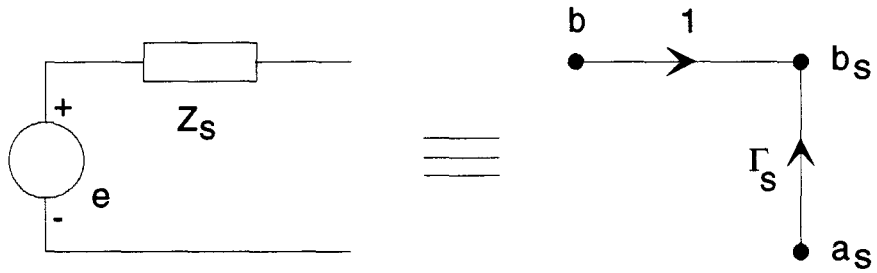


Figure 5.3- Equivalence générateur de tension / onde de puissance.

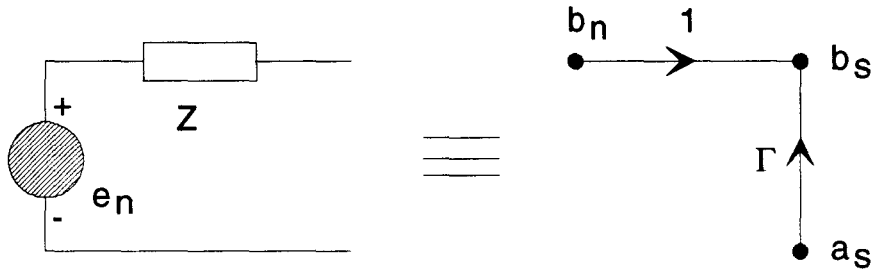


Figure 5.4- Equivalence générateur de tension de bruit / onde de puissance de bruit.

Pour cela, nous allons donc définir, pour un dipôle bruyant, une onde de puissance de bruit générée dans le dipôle exactement comme on le fait pour un générateur de signal lorsque l'on passe en paramètres S.

Les deux équivalences, dipôle bruyant et générateur de signal sont représentées sur les figures 5.3 et 5.4.

Avec :

$$\Gamma_s = (Z_s - Z_0) (Z_s + Z_0)^{-1}$$

Et :

$$\Gamma = (Z - Z_0) (Z + Z_0)^{-1}$$

Z_0 étant l'impédance de référence réelle.

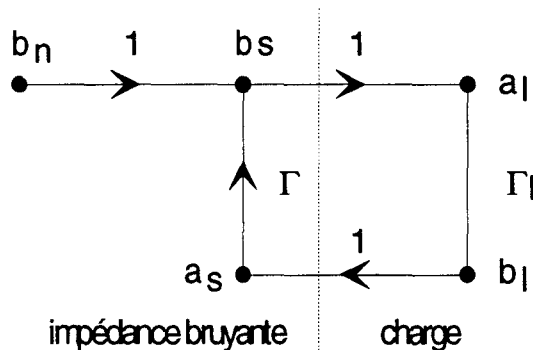


Figure 5.5- Association impédance bruyante / charge, Représentation sous forme d'onde de puissance de bruit.

Pour connaître l'expression de b_n l'onde de puissance de bruit générée dans le dipôle bruyant, il suffit d'examiner la représentation de la figure 5.5. Il s'agit d'une charge bruyante Z connectée à une charge Z_l non bruyante.

On note :

$$\Gamma_l = (Z_l - Z_0) (Z_l + Z_0)^{-1}$$

$$\Gamma = (Z - Z_0) (Z + Z_0)^{-1}$$

On sait de plus que la puissance disponible aux bornes de Z est égale à $k T df$ et est obtenue quand $\Gamma_l^* = \Gamma$

Où :

- Γ_l^* est le conjugué du coefficient de réflexion de la charge Z_l par rapport à Z_0 .

En écrivant que la puissance de bruit recueillie dans la charge P_n est :

$$P_n = |a_l|^2 - |b_l|^2 = |b_s|^2 - |a_s|^2$$

En égalant P_n à P_{na} pour $\Gamma_l^* = \Gamma$, on obtient :

$$|b_n|^2 = k T df (1 - |\Gamma|^2)$$

A partir du graphe de fluence, on peut aussi définir b_n comme étant telle que $|b_n|^2$ est la puissance de bruit délivrée à une impédance de référence Z_0 réelle non bruitée par l'impédance bruyante Z à la température T .

En utilisant la représentation de la figure 5.3, on peut calculer cette puissance avec les tensions et les courants et en utilisant (5.1) on obtient :

$$|b_n|^2 = 4 k T df Z_0 \operatorname{Re}(Z) / |Z + Z_0|^2$$

Soit :

$$|b_n|^2 = |e_n|^2 Z_0 / |Z_0 + Z|^2$$

La relation liant b_n et e_n est :

$$b_n = e_n Z_0^{1/2} / (Z_0 + Z)$$

Cette relation est celle que l'on aurait trouvée pour un générateur de signal de fem e_n et d'impédance interne Z .

Il est à noter que pour un dipôle bruyant, cette représentation n'est pas la seule possible.

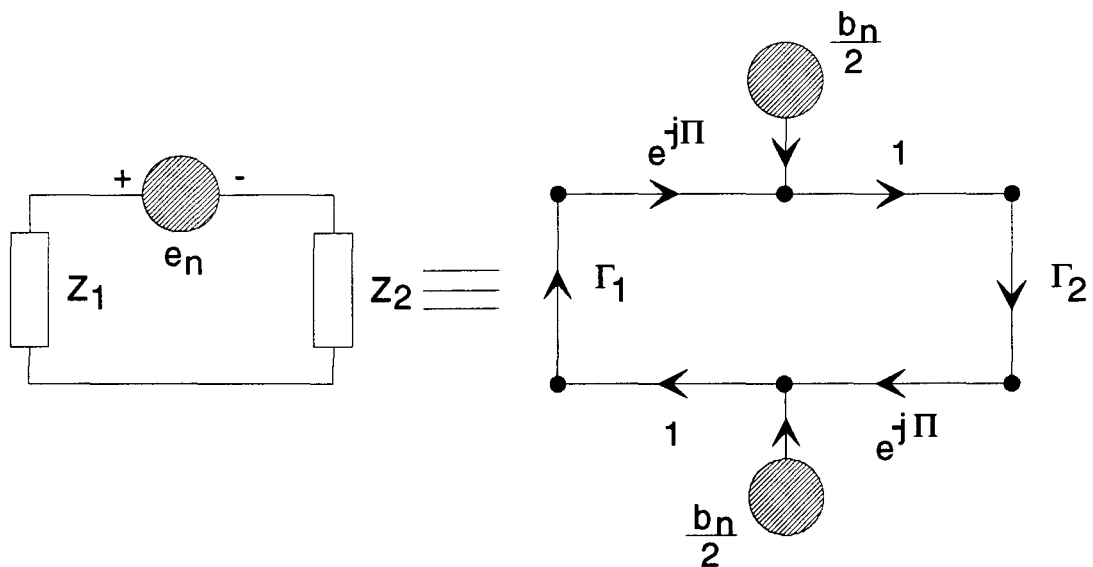


Figure 5.6- Representation proposée par [SUT82].

A.D.Sutherland [SUT82] propose une autre représentation donnée sur la figure 5.6. Il s'agit d'une équivalence pour un générateur de tension de bruit e_n débitant dans deux impédances Z_1 et Z_2 non bruyantes. Il n'y a pas de restriction sur la cause physique de e_n et ce générateur peut représenter le bruit thermique de Z_1 .

Cette équivalence est obtenue en calculant les puissances de bruit absorbées par Z_1 et Z_2 dans les deux représentations.

Les deux générateurs $b_n/2$ sont parfaitement corrélés.

Dans ce cas, la relation de passage entre b_n et e_n est la suivante :

$$b_n = e_n Z_0^{-1/2}$$

Cette relation est plus simple mais en contre partie le graphe de fluence est plus compliqué; mais nous reviendrons sur les motivations d'une telle représentation dans le paragraphe consacré aux quadripôles actifs.

Cette représentation ne sera pas utilisée car cette complexité du graphe de fluence se retrouve dans l'écriture matricielle de la contribution des ondes de puissance de bruit aux ondes de puissance incidentes et réfléchies.

REMARQUE : dans toute la suite de ce chapitre, nous supposons avoir affaire à des grandeurs toutes normalisées par rapport à Z_0 une impédance de référence réelle mais sans changer les notations; c'est à dire :

- La tension V devient $V/Z_0^{1/2}$ mais reste notée V
- Le courant I devient $I \times Z_0^{1/2}$ mais reste noté I
- L'admittance Y devient YZ_0 mais reste notée Y

5-3 LE BRUIT DANS UN QUADRIPOLE ACTIF

5-3-1 LES REPRESENTATIONS CLASSIQUES

Les travaux menés par [ROT56] et [HAU59] ont montré que l'on pouvait décrire le comportement en bruit d'un quadripôle linéaire actif ou passif en utilisant deux générateurs de bruit venant se superposer au signal utile; ces deux générateurs de bruit pouvant être corrélés.

On obtient ainsi le schéma équivalent d'un quadripôle bruyant comme étant la superposition du schéma équivalent petit signal du quadripôle supposé non bruyant (c'est à dire placé à $T = 0^{\circ} K$) et de deux générateurs de bruit avec toutes les combinaisons possibles entre générateur de tension et générateur de courant.

En fait parmi toutes les représentations possibles, celles données en figures 5.7, 5.8 et 5.9 sont les plus utilisées.

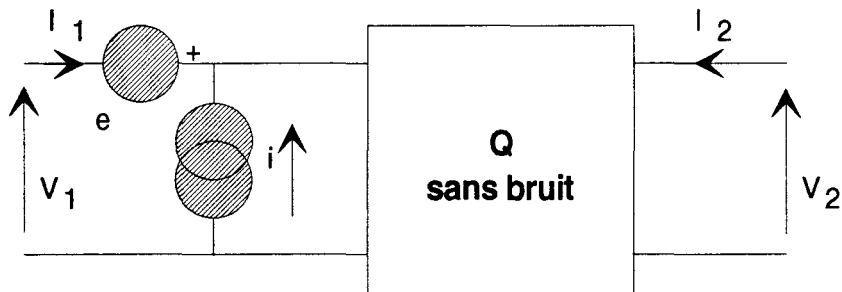


Figure 5.7- Représentation d'un quadripôle bruyant.

La représentation de la figure 5.9 est souvent utilisée pour décrire le bruit dans les MESFET AsGa car il existe une analogie assez facile à expliciter entre cette représentation et les mécanismes de génération du bruit dans un Mesfet AsGa intrinsèque ainsi que la localisation de ce bruit [ZIE62].

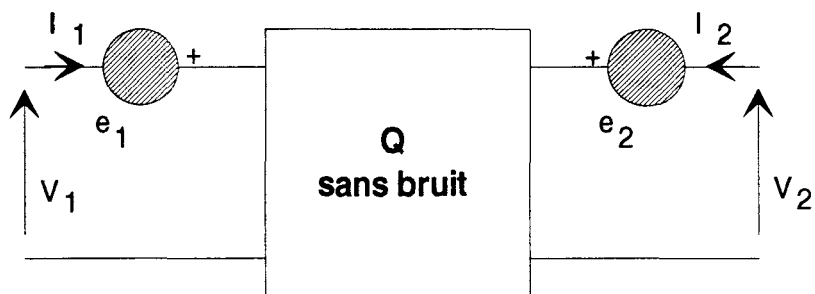


Figure 5.8- Autre représentation d'un quadripôle bruyant.

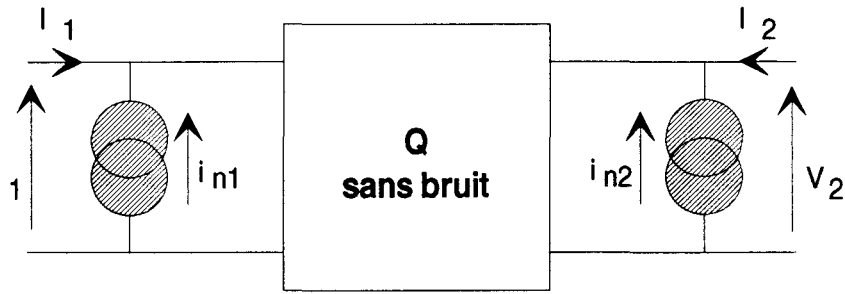


Figure 5.9- Représentation d'un quadripôle bruyant de [ZIE62].

Néanmoins, il faut remarquer que ces schémas équivalents en bruit ne sont que des représentations et leurs justifications vis à vis des mécanismes de génération du bruit ne sont pas nécessaires; c'est pour cette raison que l'on peut utiliser indifféremment les trois représentations et passer de l'une à l'autre en utilisant les règles classiques des circuits électriques.

La représentation de la figure 5.7 est très souvent utilisée car elle permet un calcul aisé du facteur de bruit du quadripôle; cette quantité étant la dégradation du rapport signal sur bruit entre l'entrée et la sortie du quadripôle.

Le facteur de bruit du quadripôle de la figure 5.7 a une expression qui peut varier en fonction des notations choisies; afin qu'il n'y ait pas d'ambiguïté dans les relations de passage qui seront données ultérieurement les notations retenues sont les suivantes :

$$|e|^2 = 4 k T df R_n$$

$$|i_n|^2 = 4 k T df G_n$$

$$i = i_n + Y_{cor} e$$

Y_{cor} étant une admittance n'ayant pas toujours de signification physique mais qui permet de traduire la corrélation entre i et e , c'est à dire : la partie i_n de i est complètement décorrélée de e et la partie $Y_{cor} e$ de i est totalement corrélée à e .

On peut aussi définir de la façon suivante :

$$Y_{cor} = e^* i / 4 k T df R_n$$

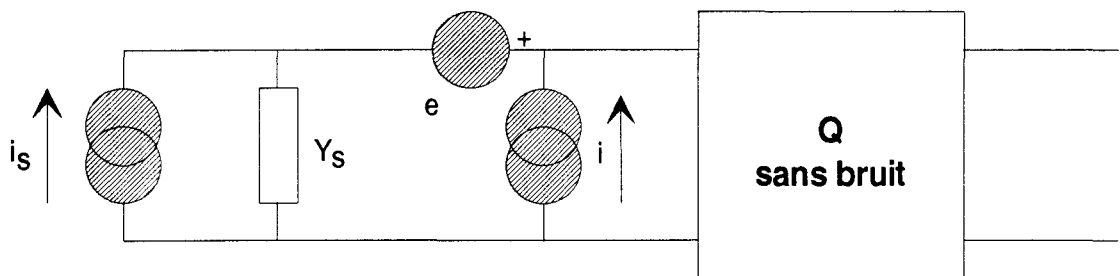


Figure 5.10- Association générateur bruyant / quadripôle bruyant.

On obtient alors en se référant à la figure 5.10 et en tenant compte de l'orientation des générateurs de bruit :

$$F = 1 + |i + Y_s e|^2 / |i_s|^2$$

Avec :

- i_s générateur de courant de bruit, supposé d'origine thermique, associé au générateur.

- Y_s admittance interne du générateur.

On peut alors montrer que ce facteur de bruit est minimum pour $Y_s = Y_{sopt}$ telle que :

$$Y_{sopt} = G_{sopt} + j B_{sopt}$$

Avec :

$$B_{sopt} = - B_{cor}$$

$$G_{sopt} = (G_n/R_n + G_{cor}^2)^{1/2}$$

$$Y_{cor} = G_{cor} + j B_{cor}$$

Par suite on obtient F_{min} le facteur de bruit minimum :

$$F_{min} = 1 + 2 R_n (G_{sopt} + G_{cor})$$

Ces relations permettent d'exprimer le facteur de bruit du quadripôle, pour une admittance de générateur Y_s non plus à partir de $|e|^2$, $|i_n|^2$ et $e i^*$ mais à partir de F_{min} , R_n et Γ_{sopt} et Γ_s le coefficient de réflexion du générateur par rapport à Z_0 .

$$F = F_{min} + 4 R_n |\Gamma_s - \Gamma_{sopt}|^2 / (|1 + \Gamma_{sopt}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2))$$

5-3-2 QUADRIPOLE ACTIF ET ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT

Nous avons vu que l'on pouvait décrire le bruit d'un dipôle passif linéaire en terme d'onde de puissance de bruit; nous allons établir cette équivalence pour un quadripôle bruyant [HEC81].

Cela revient à remplacer la description complète d'un quadripôle bruyant, habituellement donnée par :

$$[Y], e, i \text{ et } e i^*$$

Par :

$$[S], b_{n1}, b_{n2} \text{ et } b_{n1} b_{n2}^*$$

Où $[Y]$ et $[S]$ sont les matrices admittance et de dispersion du quadripôle.

Cette représentation permet de dire que la matrice des ondes réfléchies $[B]$ est la somme de deux termes :

- $[S][A]$ qui traduit la réponse du quadripôle à des excitations extérieures.
- $[Bn]$ qui traduit le fait que le quadripôle renferme des sources de bruit.

Cela revient à établir l'équivalence des deux schémas a et b de la figure 5.11.

Les ondes de puissances de bruit b_{n1} et b_{n2} sont des ondes dirigées vers l'extérieur du quadripôle et le terme $b_{n1} b_{n2}^*$ traduit la corrélation qui peut exister entre ces deux ondes.

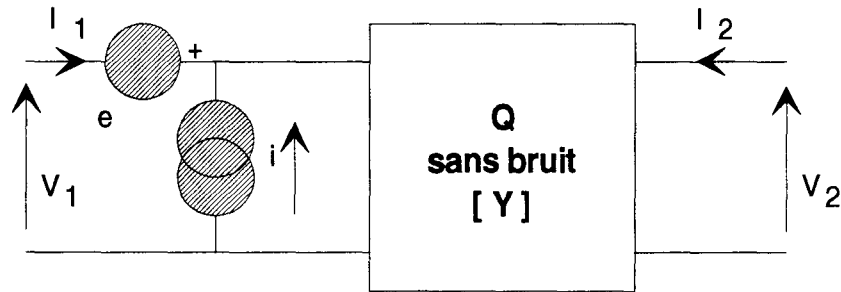


Figure 5.11 a- Quadripôle bruyant, représentation avec courant / tension de bruit.

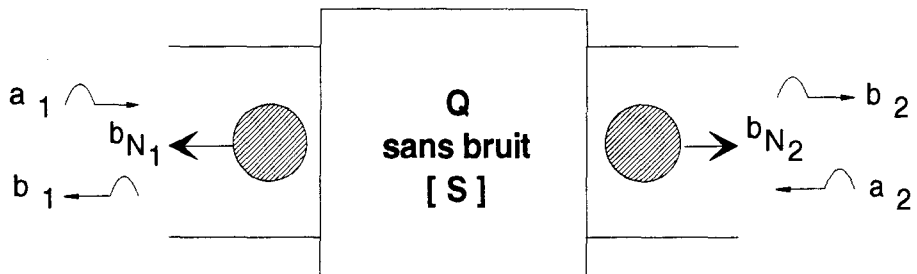


Figure 5.11 b- Quadripôle bruyant, représentation avec les ondes de puissance de bruit, proposée par [HEC81].

En utilisant le schéma 5.11 a, on peut écrire :

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -1 & y_{11} \\ 0 & y_{21} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i \\ e \end{pmatrix}$$

Soit matriciellement :

$$[J] = [Y][V] + [Y][E_{na}] - [I][J_{na}] \quad (5.2)$$

En notant :

$[E_{na}]$ matrice colonne des générateurs de tension de bruit appliqués sur chacun des deux ports du quadripôle :

$$[E_{na}] = \begin{pmatrix} e \\ 0 \end{pmatrix}$$

$[J_{na}]$ matrice colonne des générateurs de courant de bruit appliqués sur chacun des deux ports du quadripôle :

$$[J_{na}] = \begin{pmatrix} i \\ 0 \end{pmatrix}$$

Nous expliquerons, plus loin, à l'aide d'un exemple significatif le sens donné à la notion de générateur appliqué sur un port.

D'autre part, avec le schéma 5.11 b, on obtient :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} b_{n1} \\ b_{n2} \end{pmatrix}$$

Soit matriciellement :

$$[B] = [S][A] + [B_n] \quad (5.3)$$

La traduction en graphe de fluence est donnée sur la figure 5.12.

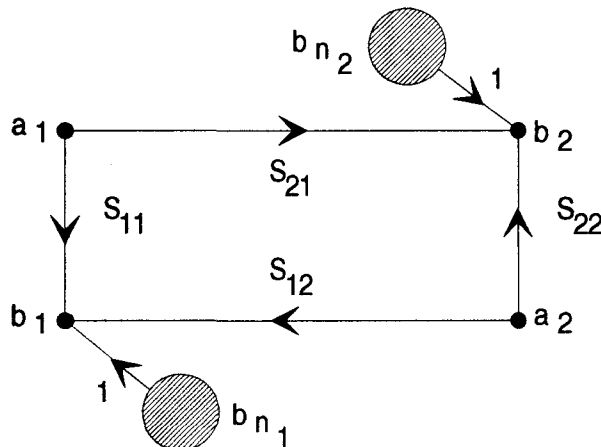


Figure 5.12- Mise en graphe des ondes de puissance de bruit.

Cette représentation possède une particularité citée par A.D.Sutherland [SUT82]. En effet si l'on charge l'entrée du quadripôle par l'impédance de référence Z_0 , la contribution de b_{n1} au bruit en sortie est nulle. Cela doit être interprété comme suit :

- b_{n1} et b_{n2} ne sont pas des sources de bruit élémentaires en ce sens que l'on ne peut pas leur donner de signification physique immédiate comme on peut le faire pour les quantités i_d et i_g définies par Van der Ziel [ZIE62] pour les Mesfets.
- b_{n1} et b_{n2} sont des sources de puissance de bruit qui résultent de l'existence de phénomènes physiques causant le bruit et de la topologie interne du quadripôle, dans lequel ce bruit est généré.

Il faut noter que :

- Les sources e et i définies plus haut présentent les mêmes particularités.
- Cette non-interprétabilité immédiate ne remet pas en cause cette définition des ondes de puissance de bruit; elle ne permet seulement pas d'établir une mise en correspondance simple entre la valeur de b_{n1} , b_{n2} et les phénomènes responsables du bruit dans un Mesfet.

Pour compléter cette présentation des ondes de puissance de bruit, il faut citer les représentations données sur les figures 5.13 [PEN62] et 5.14 [SUT82]. On trouve des exemples d'utilisation de [PEN62] dans [MEY78] et [MEY79].

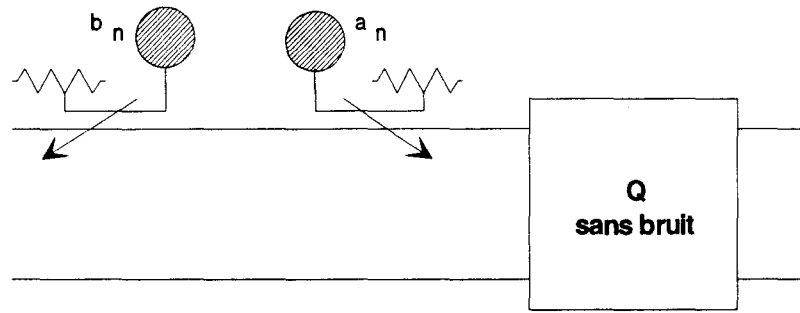


Figure 5.13- Représentation proposée par [PEN62].

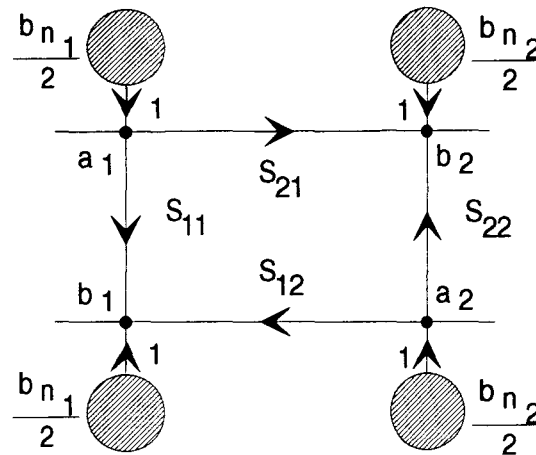


Figure 5.14- Représentation proposée par [SUT82].

La représentation de [SUT82] permet de contourner le problème évoqué plus haut au prix d'une complexité plus grande dans le graphe de fluence et les calculs.

La représentation de [PEN62] présente les avantages suivants :

- Les relations de passage entre e , i et a_n , b_n sont les mêmes que pour passer de tension, courant à ondes de puissance incidente et réfléchie.
- Le calcul du facteur de bruit peut s'effectuer comme pour la représentation 5.6 puisque tout le bruit du quadripôle est ramené en entrée.

Ces deux types de représentation des ondes de puissance de bruit ne seront pas utilisées ultérieurement car :

- La représentation de la figure 5.13, si elle est bien adaptée à la représentation du bruit dans un quadripôle, a l'inconvénient de particulariser l'entrée du dispositif et rend donc impossible sa généralisation à des multipôles.
- La représentation de la figure 5.14, utilisée pour m multipôles arbitrairement connectés, amène des expressions matricielles inutilement compliquées par rapport à la représentation de la figure 5.12. Cette dernière représentation sera celle utilisée pour le calcul des performances en bruit d'un dispositif complexe.

Nous avons précédemment défini la notion de générateur de bruit appliqué sur un accès; il faut préciser cette notion.

Cette notion est compatible avec les représentations des figures 5.7, 5.8 et 5.9 car chacun des générateurs a une seule borne connectée à un port du quadripôle mais est

inadaptée dans le cas du quadripôle de la figure 5.15 car ce générateur est connecté entre les deux ports du quadripôle.

Pour contourner le problème et retrouver cette notion de générateur de bruit appliqué sur un accès, il faut modifier la représentation 5.15 comme indiqué sur la figure 5.16. Dans ce cas, le générateur de bruit commun aux deux accès est remplacé par deux générateurs de bruit convenablement orientés, appliqués sur chacun des accès et entièrement corrélés.

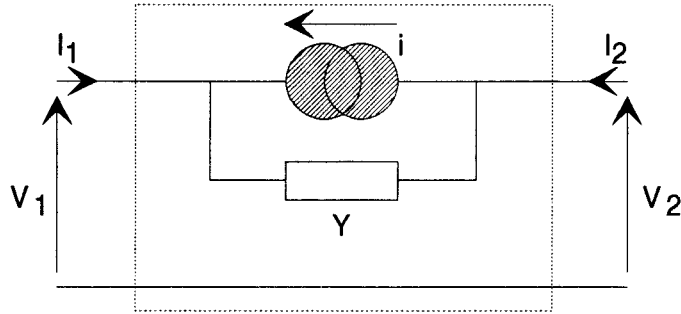


Figure 5.15- Admittance série bruyante.

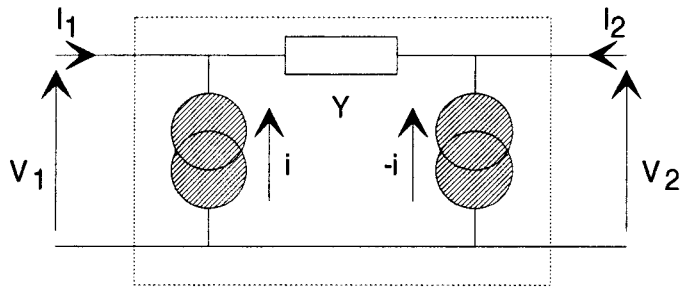


Figure 5.16- Admittance bruyante, autre représentation.

On obtient alors :

$$[J_{na} J_{na}^T] = 4 k T df \operatorname{Re}\{ Y \} [C_J]$$

Avec $[C_J]$ matrice de corrélation

$$[C_J] = \begin{vmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{vmatrix}$$

5-3-3 CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT

Considérons le dispositif de la figure 5.17 constitué d'un quadripôle bruyant alimenté par un générateur délivrant du bruit thermique et chargé par une charge supposée non bruyante.

Le facteur de bruit du montage est :

$$F = (N/S)_{\text{sortie}} / (N/S)_{\text{entrée}} = (P_{nl} / P_{sl}) / (P_{ne} / P_{se})$$

Où :

- P_{nl} est la puissance de bruit recueillie à la sortie
- P_{ne} est la puissance de bruit recueillie à l'entrée
- P_{sl} est la puissance de signal recueillie à la sortie
- P_{se} est la puissance de signal recueillie à l'entrée

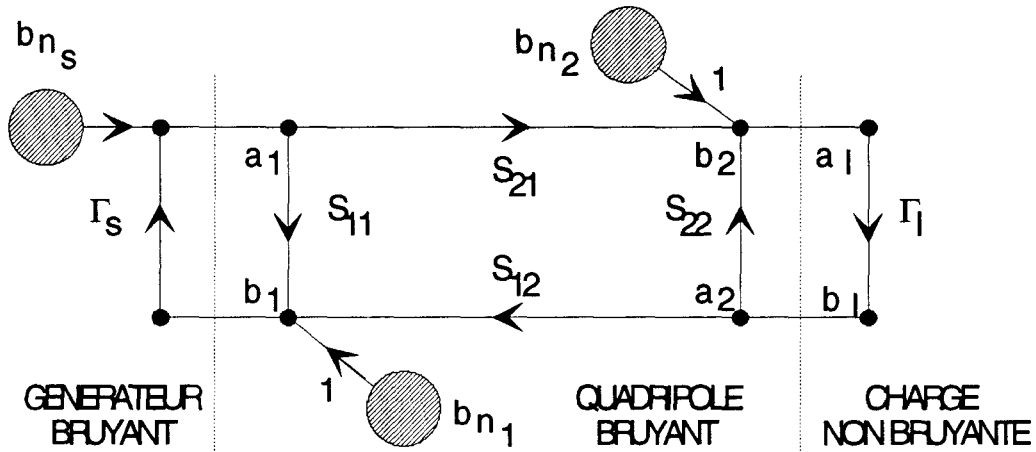


Figure 5.17- Quadripôle bruyant entre une charge et un générateur.

Au lieu de ramener tout le bruit en entrée comme avec la représentation de la figure 5.6, nous allons ramener tout le bruit en sortie. On obtient alors :

$$F = P_{ns}(b_{n1}, b_{n2}, b_{ns}) / P_{ns}(b_{ns})$$

Avec :

- $P_{nl}(b_{n1}, b_{n2}, b_{ns})$ puissance de bruit disponible en sortie due à b_{n1} , b_{n2} et b_{ns} .
- $P_{nl}(b_{ns})$ puissance de bruit disponible en sortie due à b_{ns} .

Comme ces deux puissances seront calculées dans les mêmes conditions, il n'est pas nécessaire de préciser qu'il s'agit toutes deux de puissances disponibles.

Comme b_{ns} est décorrélée de b_{n1} et b_{n2} , on obtient :

$$F = 1 + P_{nl}(b_{n1}, b_{n2}) / P_{nl}(b_{ns})$$

En se référant au graphe de fluence et en utilisant les règles de Mason, on peut écrire :

$$b_1 = \Gamma_1 a_1$$

$$b_2 = a_1$$

$$P_{nl} = |a_1|^2 - |b_1|^2 = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_1|^2)$$

Donc, on obtient :

$$F = 1 + |b_2|_{b_{ns}=0}^2 / |b_2|_{b_{n1}=b_{n2}=0}^2$$

En exprimant b_2 dans les deux cas avec les règles de Mason on obtient :

$$F = 1 + \left(|b_{n1}|^2 |\Gamma_s S_{21}|^2 + |b_{n2}|^2 |1 - S_{11} \Gamma_s|^2 + 2 \operatorname{Re} \{ b_{n1} b_{n2}^* \Gamma_s S_{21} (1 - \Gamma_s^* S_{11}^*) \} \right) / kTdf (1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2$$

On voit donc que le calcul du facteur de bruit de l'ensemble demande la connaissance des termes suivants :

$$|b_{n1}|^2, |b_{n2}|^2, b_{n1} b_{n2}^* \text{ et } b_{n1}^* b_{n2}$$

Cela revient à calculer C la matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit :

$$[C] = [B_n B_n^T]$$

Où $[B_n]^T$ est la transposée conjuguée de $[B_n]$

$$[C] = \begin{bmatrix} |b_{n1}|^2 & b_{n1} b_{n2}^* \\ b_{n1}^* b_{n2} & |b_{n2}|^2 \end{bmatrix}$$

5-3-4 EXPRESSIONS MATRICIELLES DES ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT

Pour trouver ces relations de passage entre les représentations des figures 5.7, 5.8 et 5.9 et la représentation basée sur les ondes de puissance de bruit, nous allons utiliser la relation (5.2) :

$$[J] = [Y][V] + [Y][E_{na}] - [I][J_{na}]$$

Cette égalité matricielle donne l'expression des courants entrants, donnés par la matrice $[J]$, dans le quadripôle en fonction des tensions de signal utile $[V]$, les tensions de tensions de bruit appliquées sur les accès $[E_{na}]$ et les courants de bruit appliqués sur les accès $[J_{na}]$.

$$[E_{na}] = \begin{bmatrix} e \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$[J_{na}] = \begin{bmatrix} i \\ 0 \end{bmatrix}$$

$[Y]$ est la matrice admittance du quadripôle et $[I]$ est la matrice identité 2x2.

Il faut remarquer que cette expression matricielle est dépendante des sens choisis pour chacun des générateurs; s'il n'y a pas d'ambiguïté pour les tensions comptées positivement de la masse vers l'accès et pour les courants comptés positivement entrants, il faut faire attention aux orientations des générateurs de bruit. Cette restriction ne remet pas en cause le résultat final consistant à établir des relations de passage entre b_{n1} , b_{n2} et F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} mais par contre un non respect des conventions choisies pour les représentations des figures 5.7, 5.8 et 5.9 amène des différences importantes dans les calculs intermédiaires.

En utilisant les relations de passage entre courant, tension et ondes de puissance données ci-dessous :

$$[J] = [A] - [B]$$

$$[V] = [A] + [B]$$

Où $[A]$ et $[B]$ sont les matrices des ondes de puissance respectivement incidentes et réfléchies.

Et :

$$[S] = [I + Y]^{-1} [I - Y]$$

$$[Y] = [I + S]^{-1} [I - S]$$

On obtient $[B_n]$ par identification avec (5.3) :

$$[B] = [S] [A] + [B_n]$$

$$2 [B_n] = [S - I] [E_{na}] + [S + I] [J_{na}] \quad (5.4)$$

Soit finalement :

$$4 [B_n B_n^T] = [S - I] [E_{na} E_{na}^T] [S - I]^T + [S + I] [J_{na} E_{na}^T] [S - I]^T + [S - I] [E_{na} J_{na}^T] [S + I]^T + [S + I] [J_{na} J_{na}^T] [S + I]^T \quad (5.5 a)$$

Pour pouvoir utiliser la relation de passage (5.5), il faut connaître les quatre matrices suivantes :

$$[E_{na} E_{na}^T], [J_{na} E_{na}^T], [E_{na} J_{na}^T], [J_{na} J_{na}^T]$$

En prenant la représentation de la figure 5.7 qui est la plus utilisée pour les quadripôles, on peut écrire :

$$[E_{na} E_{na}^T]_{1,1} = | e |^2 = 4 k T df R_n$$

$$[J_{na} E_{na}^T]_{1,1} = Y_{cor} | e |^2 = 4 k T df Y_{cor} R_n \quad (5.5 b)$$

$$[E_{na} J_{na}^T]_{1,1} = 4 k T df Y_{cor}^* R_n$$

$$[J_{na} J_{na}^T]_{1,1} = 4 k T df (G_n + | Y_{cor} |^2 R_n)$$

Tous les autres termes de ces matrices 2x2 sont nuls.

Nous possédons maintenant avec les expressions (5.5 a) et (5.5 b) les relations de passage qui permettent de décrire le comportement en bruit d'un quadripôle en terme d'ondes de puissance de bruit à partir de la connaissance du bruit de ce quadripôle en terme de générateur de tension et de courant de bruit.

5-3-5 CALCUL MATRICIEL DU FACTEUR DE BRUIT

Nous allons maintenant établir une procédure matricielle du calcul du facteur de bruit, de façon à rendre ce calcul informatisable [DOB89]. Pour cela on reprend le dispositif décrit par la figure 5.17.

On sait que :

$$F = 1 + |b_2|_{b_{ns}=0}^2 / |b_2|_{b_{n1}=b_{n2}=0}^2$$

Matriciellement on peut écrire pour décrire le dispositif :

$$\begin{array}{l} b_s \\ b_1 \\ b_2 \\ b_l \end{array} \left| \begin{array}{cccc} \Gamma_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11} & S_{12} & 0 \\ 0 & S_{21} & S_{22} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \Gamma_l \end{array} \right. \times \begin{array}{l} a_s \\ a_1 \\ a_2 \\ a_l \end{array} + \begin{array}{l} b_{ns} \\ b_{n1} \\ b_{n2} \\ 0 \end{array}$$

Cette écriture est une généralisation de la matrice S et décrit le fonctionnement du système quand les trois éléments (quadripôle, générateur et charge) sont indépendants.

On peut remarquer que l'onde de puissance de bruit attachée à la charge est nulle car dans le calcul du facteur de bruit on suppose toujours la charge sans bruit.

Les connexions réalisées font que :

$$\begin{array}{l} b_s \\ b_1 \\ b_2 \\ b_l \end{array} \left| \begin{array}{cccc} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{array} \right. \times \begin{array}{l} a_s \\ a_1 \\ a_2 \\ a_l \end{array}$$

On obtient donc les égalités suivantes :

$$[B] = [S][A] + [B_n]$$

$$[B] = [T][A]$$

La matrice [T] est appelée matrice de connexion du dispositif.

On peut donc exprimer [A] en fonction de [B_n] :

$$[A] = [W]^{-1}[B_n]$$

Avec :

$$[W] = [T - S]$$

Comme $b_2 = a_l$, on dispose dans [W]⁻¹ de tous les transferts entre b_2 et b_{ns} , b_{n1} et b_{n2} .

En fait pour le calcul du facteur de bruit, on s'intéresse à $|b_2|_{b_{ns}=0}^2$ et $|b_2|_{b_{n1}=b_{n2}=0}^2$, on doit donc calculer :

$$[A A^T] = [W][B_n B_n^T][W]^T$$

Où :

- [B_n B_n^T] est la matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit pour l'ensemble du dispositif.

Plus précisément, seul le terme correspondant à la sortie nous intéresse; dans notre exemple cela correspond au terme d'indice 4.4 de $[A A^T]$.

On calculera deux fois ce terme :

- Pour $b_{ns}=0$, c'est à dire pour :

$$[B_n B_n^T] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & |b_{n1}|^2 & b_{n1}b_{n2} & 0 \\ 0 & b_{n1}^*b_{n2} & |b_{n2}|^2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

- Pour $b_{n1}=b_{n2}=0$, c'est à dire pour :

$$[B_n B_n^T] = \begin{vmatrix} |b_{ns}|^2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

On a donc :

$$F = 1 + [A A^T]_{4,4}^{b_{ns}=0} / [A A^T]_{4,4}^{b_{n1}=b_{n2}=0}$$

On peut remarquer aussi, d'après l'expression de F, qu'il n'est pas nécessaire de calculer le déterminant de $[W]$; on doit seulement calculer les termes d'indices 4.1, 4.2 et 4.3 de $[W]^{-1}$.

Cette méthode peut sembler lourde pour un quadripôle mais nous verrons plus tard qu'elle présente un réel avantage quand le quadripôle résulte de la connexion arbitraire de plusieurs multiports.

Donc, plus généralement le facteur de bruit d'un quadripôle s'écrit :

$$F = 1 + [A A^T]_{r,r}^{b_{ns}=0} / [A A^T]_{r,r}^{b_{ni}=0} \quad (5.6)$$

Où :

- r est l'indice du port relatif à la charge de sortie du quadripôle.
- b_{ns} l'onde de puissance de bruit associée au générateur placé en entrée du quadripôle.
- b_{ni} désigne toutes les ondes de puissance de bruit générées dans le quadripôle.

5-3-6 RELATIONS DE PASSAGE ENTRE ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT ET F_{min} , R_n et Γ_{sopt}

En général un quadripôle est connu, en terme de bruit, par les paramètres suivants :

$$F_{min}, R_n, \Gamma_{sopt}$$

Il est donc nécessaire d'établir les relations de passage entre ces grandeurs et b_{n1} , b_{n2} .

Connaissant les relations entre b_{n1} , b_{n2} et e , i et les relations entre e , i et F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} , on obtient les relations suivantes notées (5.7) qui permettent le passage, pour un quadripôle, d'une description du bruit par F_{\min} , R_n , Γ_{sopt} à une description du bruit par la matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit.

On note :

$$F_{\text{em}} = F_{\min} - 1$$

$$K = 4 R_n / |1 + \Gamma_{\text{sopt}}|^2$$

Les formules de passage sont :

$$|b_{n1}|^2 = kT \text{ df} (|S_{11}|^2 (F_{\text{em}} + K | \Gamma_{\text{sopt}}|^2) + K - F_{\text{em}} - 2K \text{Re}\{ S_{11} \Gamma_{\text{sopt}} \})$$

$$|b_{n2}|^2 = kT \text{ df} |S_{21}|^2 (F_{\text{em}} + K | \Gamma_{\text{sopt}}|^2) \quad (5.7)$$

$$b_{n1} b_{n2}^* = kT \text{ df} S_{21}^* (S_{11} (F_{\text{em}} + K | \Gamma_{\text{sopt}}|^2) - K \Gamma_{\text{sopt}}^*)$$

Inversement, en écrivant que le lieu des Γ_s donnant F constant est un cercle et que pour $F = F_{\min}$ le rayon de ce cercle est nul, on obtient les relations notées (5.8) qui permettent, cette fois, le passage de la matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit à la description du bruit par F_{\min} , R_n , Γ_{sopt} .

$$F_{\text{em}} = (C_{22} (1 - |S_{11}|^2) - C_{11} + 2 \text{Re}\{ S_{11}^* C_{12} \} + N) / 2$$

$$\Gamma_{\text{sopt}} = 2(S_{11}^* C_{22} - C_{12}^*) / (C_{11} + C_{22} (1 + |S_{11}|^2) - 2 \text{Re}\{ S_{11}^* C_{12} \} + N) \quad (5.8)$$

$$R_n = (C_{22} - F_{\text{em}} + 2 \text{Re}\{ S_{11} C_{22} - C_{12} \} + |S_{11} C_{22} - C_{12}|^2 / (C_{22} - F_{\text{em}})) / 4$$

En notant :

$$N = ((C_{11} + C_{22} (1 + |S_{11}|^2) - 2 \text{Re}\{ S_{11}^* C_{12} \})^2 - 4 |S_{11} C_{22} - C_{12}|^2)^{1/2}$$

$$|b_{n1}|^2 = kT \text{ df} C_{11}$$

$$|b_{n2}|^2 = kT \text{ df} |S_{21}|^2 C_{22}$$

$$b_{n1} b_{n2}^* = kT \text{ df} S_{21}^* C_{12}$$

Les relations de passage (5.7) sont très importantes car elles permettent d'inclure des quadripôles actifs, connus vis à vis du bruit par F_{\min} , R_n , Γ_{sopt} , dans un calcul du comportement en bruit d'un dispositif complexe obtenu par connexion de différents éléments en utilisant le formalisme des ondes de puissance de bruit. Si le dispositif ainsi obtenu est un quadripôle, en utilisant les relations (5.8), on peut revenir à une description en bruit utilisant les paramètres F_{\min} , R_n , Γ_{sopt} qui permettent une interprétation facile des performances en bruit.

5-4 LE BRUIT DANS UN MULTIPÔLE PASSIF RECIPROQUE

5-4-1 INTRODUCTION

Le bruit généré dans un multipôle passif linéaire est d'origine thermique et les sources de bruit thermiques, c'est à dire les parties réelles des impédances présentes dans ce multipôle, sont toutes décorrélées.

Par contre, si l'on cherche à décrire le comportement en bruit de ce multipôle avec le formalisme décrit plus haut et conformément à la figure 5.18, alors les ondes de puissance de bruit de la matrice $[B_n]$ peuvent être corrélées.

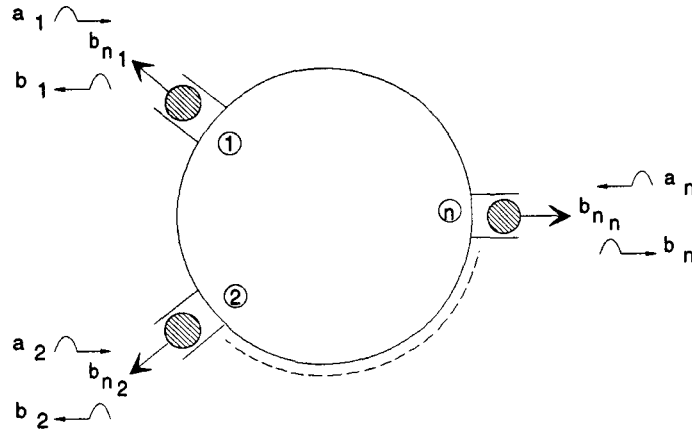


Figure 5.18- Multiports bruyant.

En effet ces ondes de puissance de bruit sont les résultantes des sources de bruit interne au multipôle qui sont non corrélées et de la topologie qui amène une corrélation éventuelle.

On a donc pour ce multipôle :

$$[B] = [S][A] + [B_n]$$

Pour décrire le comportement en bruit du multipôle il faut connaître :

$$[B_n B_n^T]$$

5-4-2 UN EXEMPLE

Pour expliciter ce qui a été annoncé plus haut, prenons l'exemple de la figure 5.19. Ce dispositif est un quadripôle passif linéaire constitué de trois admittances bruyantes connectées en T.

Pour chacune de sources de tension de bruit on peut écrire :

$$|e_{ni}|^2 = 4 kT df \operatorname{Re}\{1/Y_i\}$$

Et :

$$e_{ni} e_{nj}^* = 0 \text{ pour tout } i \text{ et tout } j.$$

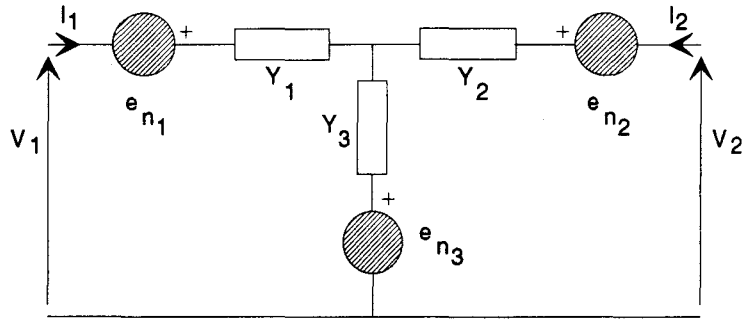


Figure 5.19- Exemple de quadripôle bruyant.

Cet exemple peut sembler restrictif dans le cadre d'un chapitre consacré à des multipôle mais il permet de bien comprendre les phénomènes mis en jeu sans trop nuire à la généralité.

A l'aide de lois des circuits électriques, on peut écrire d'après (5.2) :

$$[J] = [Y][V] + [Y][E_{na}]$$

Avec :

$$[J] = \begin{vmatrix} i_1 \\ i_2 \end{vmatrix}$$

$$[V] = \begin{vmatrix} v_1 \\ v_2 \end{vmatrix}$$

$[Y]$ matrice admittance du circuit.

$$Y_{11} = Y_1(Y_2 + Y_3)/(Y_1 + Y_2 + Y_3)$$

$$Y_{22} = Y_2(Y_1 + Y_3)/(Y_1 + Y_2 + Y_3)$$

$$Y_{21} = Y_{12} = -Y_1Y_2/(Y_1 + Y_2 + Y_3)$$

$$[E_{na}] = \begin{vmatrix} e_{n1} - e_{n3} \\ e_{n2} - e_{n3} \end{vmatrix}$$

On peut donc mettre ce dispositif sous la forme canonique de la figure 5.20.

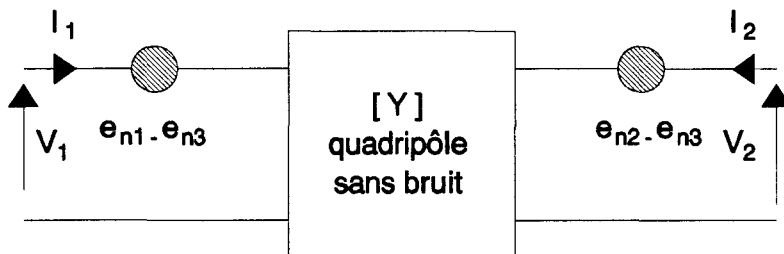


Figure 5.20- Autre représentation du quadripôle de la figure 5.19.

A l'aide des relations entre les e_{ni} et les Y_i et en utilisant les relations entre les Y_i et les Y_{ij} , on peut exprimer les e_{ni} en fonction des Y_{ij} .

On obtient alors :

$$[E_{na} E_{na}^T] = 2 kT \text{ df } ([Y]^{-1} + [Y]^{-1T})$$

On établit la relation liant $[B_n B_n^T]$ et $[E_{na} E_{na}^T]$ en utilisant les relations de passage (5.4) :

$$4 [B_n B_n^T] = [S - I][E_{na} E_{na}^T][S - I]^T$$

Et en utilisant la relation de passage entre $[S]$ et $[Y]$:

$$[Y] = [I + S]^{-1}[I - S]$$

On obtient finalement la relation entre la matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit et la matrice $[S]$ d'un multipôle :

$$[B_n B_n^T] = kT \text{ df } ([I] - [S S^T]) \quad (5.9)$$

5-4-3 LE THEOREME DE BOSMA

La relation établie dans le paragraphe précédent est connue sous le nom de théorème de BOSMA [BOS67] et est valable pour tous les multiports passifs linéaires à l'équilibre thermique.

La matrice $[C] = kT \text{ df } ([I] - [S S^T])$ est appelée la matrice de distribution du bruit car elle décrit comment la puissance de bruit thermique générée dans le multipôle est répartie entre les n accès du multipôle.

Une démonstration simple du théorème de BOSMA est donnée dans [WED91].

Considérons le multipôle de la figure 5.21.

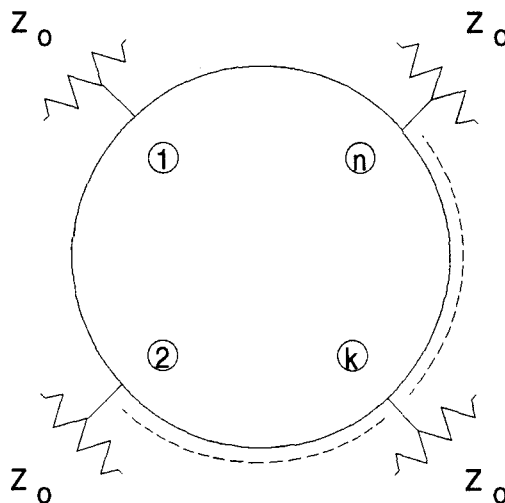


Figure 5.21- Multiports linéaire bruyant fermé sur Z_0 .

Les charges adaptées présentes sur les n accès du multipôles produisent des ondes de puissance de bruit d'origine thermique telles que :

$$[A A^T] = kT df [I]$$

Où $[I]$ est la matrice identité $n \times n$.

Et pour tout i et tout j $a_i a_j^* = 0$ car il n'y a pas de corrélation entre les charges.

Les ondes b_i sortant du multipôle sont telles que :

$$|b_i|^2 = kT df$$

$$b_i b_j^* = 0 \text{ pour tout } i \text{ et tout } j.$$

Cela peut être démontré en remarquant qu'à l'équilibre thermique, il doit y avoir équilibre entre les puissances de bruit entrantes et sortantes.

La non corrélation entre les b_i peut être établie en montrant qu'un coupleur hybride idéal (sans pertes et donc sans bruit) placé entre deux accès du multipôle et deux charges ne modifie pas la répartition du bruit.

On obtient alors :

$$[B B^T] = [[S A] + [B_n]] [[S A] + [B_n]]^T$$

Or $[A B_n^T]$ et $[A^T B_n]$ sont deux matrices nulles car les ondes de puissance de bruit générées dans le multipôle ne sont pas corrélées à celles générées dans les charges connectées aux accès du multipôle.

Donc on obtient :

$$[B_n B_n^T] = kT df ([I] - [S S^T])$$

5-5 ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT ET FET HEXAPOLE

5-5-1 NECESSITE DU MODELE HEXAPOLE

Dans l'étude du bruit, nous avons étudié le cas des multipôles passifs linéaires et de quadripôles actifs.

En revanche dans la structure de l'amplificateur faisant l'objet de ce rapport, apparaissent des configurations hexapolaires de composants actifs.

Il nous faut donc disposer d'un modèle hexapolaire du Mesfet AsGa aussi bien en petit signal que vis à vis du bruit.

Considérons le modèle source commune du Mesfet donné sur la figure 5.22. Ce modèle communément utilisé pour décrire le comportement hyperfréquence d'un Mesfet jusqu'à des fréquences de 20 à 30 GHz donc tout à fait applicable dans notre cas.

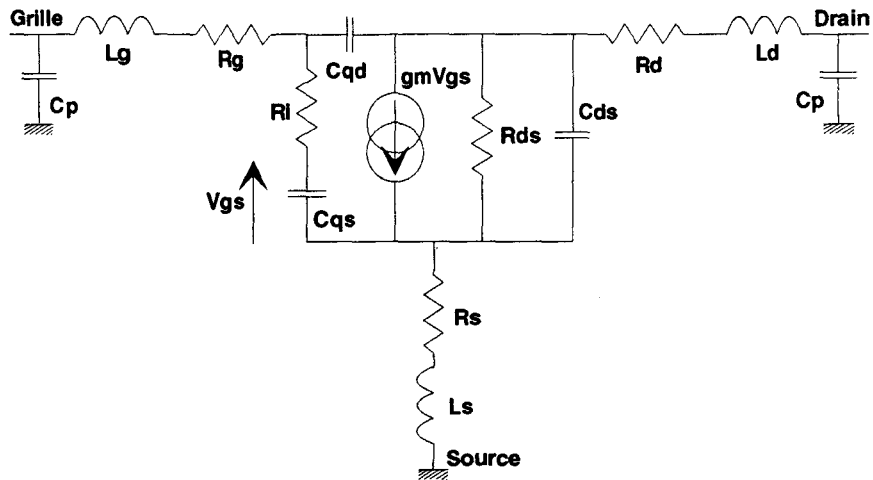


Figure 5.22- Schéma équivalent petit signal d'un Mesfet AsGa.

Pour transformer ce modèle quadripôle en modèle hexapôle, il suffit de retirer la connexion entre la source et la masse. Ne subsistent, comme liaisons avec la masse que celles apportées par les capacités parasites de plots. Ces capacités peuvent être exclues du schéma équivalent du Mesfet sous réserve de connaître leurs valeurs et d'en tenir compte dans une simulation comme des éléments extérieurs au Mesfet.

Moyennant cet artifice, on obtient pour le Mesfet le schéma équivalent de la figure 5.23 qui peut, facilement, être rendu complètement flottant vis à vis de la masse et pour lequel on peut écrire que la somme des courants entrants est nulle.

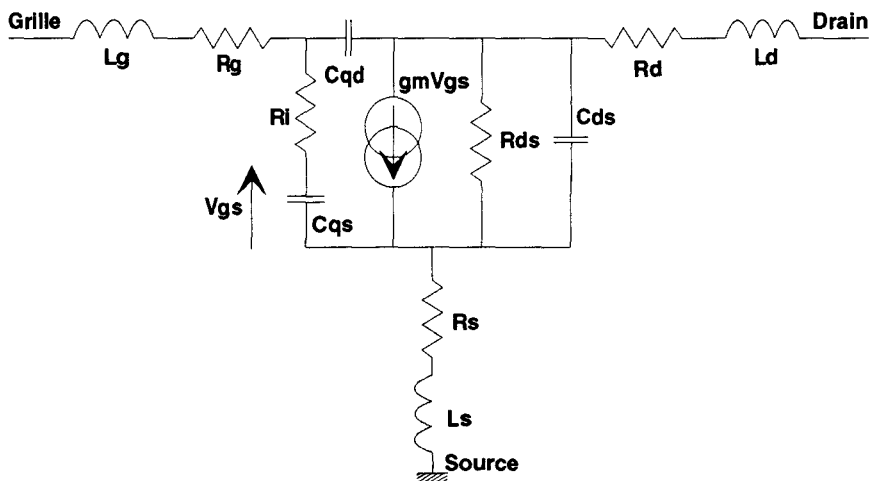


Figure 5.23- Schéma équivalent petit signal d'un Mesfet AsGa, sans capacités de plots.

A partir de mesures on peut donc obtenir les paramètres S du Mesfet en source commune, en déduire sa matrice admittance source commune et par la suite calculer sa matrice admittance hexapôle.

Connaissant la matrice admittance hexapôle, on peut calculer la matrice S hexapôle du Mesfet.

Dans le cas d'un Mesfet destiné à un circuit MMIC, les capacités de plots sont négligées [GUP87] et on peut directement obtenir la matrice S hexapôle à partir de la matrice S source commune par les formules suivantes :

$$\begin{aligned}
 S_{11h} &= (1 + 2S_{11} - S_{12} - S_{21} - D_S) / D \\
 S_{12h} &= (1 - S_{11} - S_{22} + 2S_{12} + D_S) / D \\
 S_{13h} &= 2(1 - S_{12} - S_{11}) / D \\
 S_{21h} &= (1 - S_{11} - S_{22} + 2S_{21} + D_S) / D \\
 S_{22h} &= (1 - S_{12} - S_{21} + 2S_{22} - D_S) / D \\
 S_{23h} &= 2(1 - S_{21} - S_{22}) / D \\
 S_{31h} &= 2(1 - S_{11} - S_{21}) / D \\
 S_{32h} &= 2(1 - S_{12} - S_{22}) / D \\
 S_{33h} &= (S_{11} + S_{12} + S_{21} + S_{22}) / D
 \end{aligned}
 \tag{ 5.10 }$$

Avec :

$$D = 4 - S_{11} - S_{12} - S_{21} - S_{22}$$

$$D_S = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Les S_{ijh} se rapportent à la configuration hexapôle du Mesfet et les S_{ij} à la configuration quadripôle source commune.

5-5-2 CALCULS DES ONDES DE PUISSANCE DE BRUIT

Pour pouvoir utiliser le modèle hexapôle du Mesfet, il nous faut déterminer les trois ondes de puissance de bruit sortant des trois accès. Pour cela, nous allons utiliser le dispositif de figure 5.24 représentant un Mesfet hexapôle [S_h] dont la source (port 4) est fermée par un court circuit; c'est à dire monté en source commune.

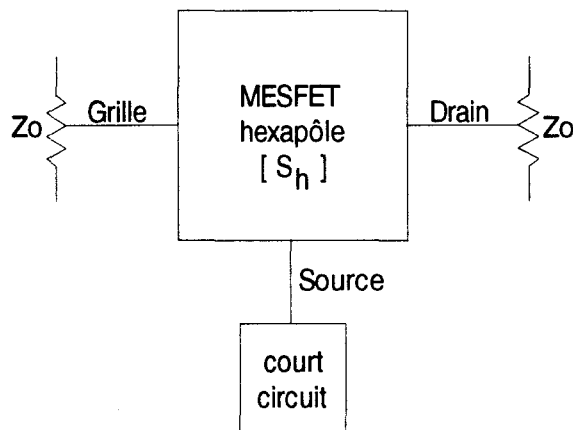


Figure 5.24- Mesfet hexapôle, source fermée par un court-circuit.

Les autres accès sont fermés par des charges adaptées, cela nous permet en utilisant le formalisme de la matrice de connexion de retrouver les paramètres S source commune du Mesfet.

On peut donc écrire :

$$[B] = [S][A] + [B_n]$$

$$[B] = [T][A]$$

Avec :

$$[S] = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & S_{11h} & S_{12h} & S_{13h} & 0 & 0 \\ 0 & S_{21h} & S_{22h} & S_{23h} & 0 & 0 \\ 0 & S_{31h} & S_{32h} & S_{33h} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$[T] = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

$$[B_n] = \begin{vmatrix} b_{ns} \\ b_{n1h} \\ b_{n2h} \\ b_{n3h} \\ b_{ncc} \\ b_{nl} \end{vmatrix}$$

On peut remarquer que $b_{ncc} = 0$ car un court circuit est un dispositif sans pertes et sa matrice S est telle que :

$$[S S^T] = [I].$$

En utilisant les règles de Mason ou la matrice de connexion, on peut exprimer les paramètres source commune en fonction des paramètres hexapôle. On obtient :

$$S_{11} = S_{11h} - S_{31h}S_{13h}/(1 + S_{33h})$$

$$S_{12} = S_{12h} - S_{32h}S_{13h}/(1 + S_{33h})$$

$$S_{21} = S_{21h} - S_{31h}S_{23h}/(1 + S_{33h})$$

$$S_{22} = S_{22h} - S_{23h}S_{32h}/(1 + S_{33h})$$

$$b_{n1} = b_{n1h} - b_{n3h}S_{13h}/(1 + S_{33h})$$

$$b_{n2} = b_{n2h} - b_{n3h} S_{13h} / (1 + S_{33h})$$

D'autre part, en utilisant (5.4) :

$$2[B_{nh}] = ([S_h] - [I])[E_{na}] + ([S_h] + [I])[J_{na}]$$

Avec :

$$[E_{na}] = \begin{matrix} e \\ 0 \\ 0 \end{matrix}$$

$$[J_{na}] = \begin{matrix} i \\ 0 \\ -i \end{matrix}$$

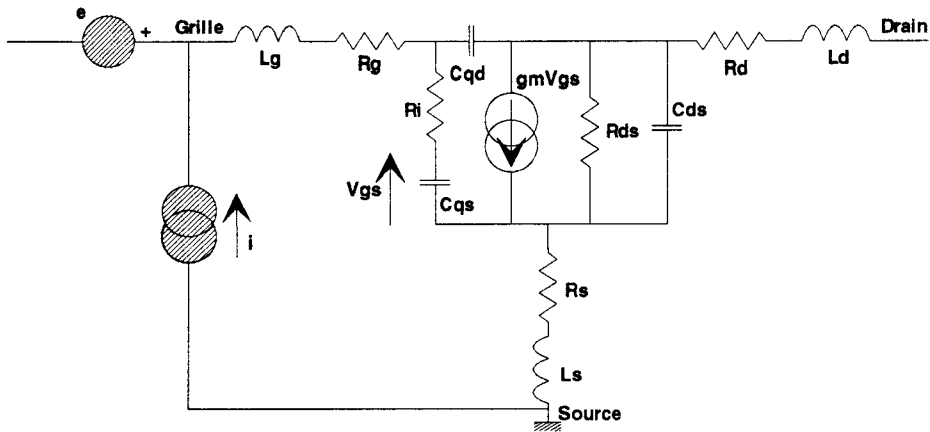


Figure 5.25- Mesfet bruyant en source commune.

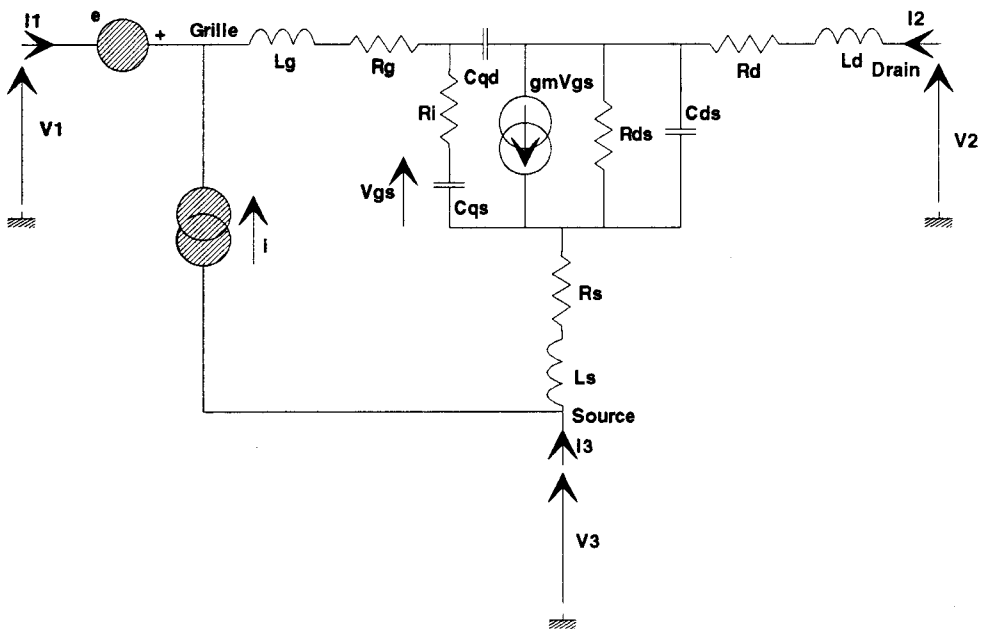


Figure 5.26- Mesfet bruyant, représentation hexapôle.

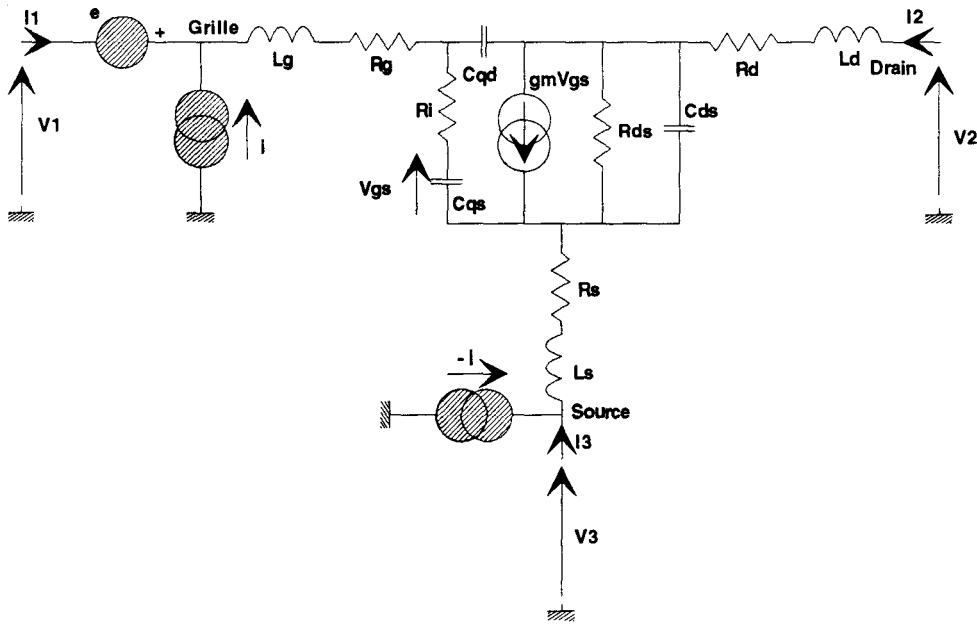


Figure 5.27- Mesfet bruyant, autre représentation hexapôle.

Cette expression de $[J_{na}]$ est obtenue en transformant le générateur de courant de bruit i connecté entre la grille et la source en deux générateurs de courant de bruit totalement corrélés connectés respectivement entre grille et masse et entre source et masse conformément à la méthode décrite dans le paragraphe 5-3-4.

On obtient les relations liant les b_{nih} aux S_{ij} , e et i .

Par suite en utilisant la relation (5.10) on obtient les relations de passage entre les b_{nih} et S_{ij} , e et i .

Finalement en utilisant les relations de passage entre les b_{ni} et e , i , on obtient les relations liant les b_{nih} avec les b_{ni} et les S_{ij} :

$$\begin{aligned}
 b_{n3h} &= -2(b_{n1} + b_{n2}) / (4 - S_{11} - S_{12} - S_{21} - S_{22}) \\
 b_{n1h} &= b_{n1} + (1 - S_{11} - S_{12})(b_{n1} + b_{n2}) / (4 - S_{11} - S_{12} - S_{21} - S_{22}) \quad (5.11) \\
 b_{n2h} &= b_{n2} + (1 - S_{21} - S_{22})(b_{n1} + b_{n2}) / (4 - S_{11} - S_{12} - S_{21} - S_{22})
 \end{aligned}$$

A l'aide de ces relations, on voit donc que l'on peut passer de la connaissance d'un Mesfet en source commune à un Mesfet hexapôle tant au niveau petit signal qu'au niveau du bruit .

5-6 CALCUL DU FACTEUR DE BRUIT D'UN QUADRIPOLE DE TOPOLOGIE INTERNE QUELCONQUE

A ce niveau de l'étude, nous sommes capables de :

- Connaître le comportement petit signal et en bruit des MESFET utilisés en hexapôles ou en quadripôles.

$$[B] = \begin{bmatrix} [B_1] \\ \vdots \\ [B_k] \\ \vdots \\ [B_m] \end{bmatrix}$$

$$[B_n] = \begin{bmatrix} [B_{n1}] \\ \vdots \\ [B_{nk}] \\ \vdots \\ [B_{nm}] \end{bmatrix}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} [S_1] & 0 & \cdot & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & [S_2] & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & [S_k] & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & [S_m] \end{bmatrix}$$

D'autre part, les connexions réalisées font que :

$$[B] = [T][A]$$

A propos de ces connexions, il faut faire deux remarques :

- Tous les multipôles contenus dans le dispositif doivent avoir des matrices S référencées par rapport à la même impédance de référence.

- Un port d'un des constituants ne peut être connecté qu'à un seul autre port du même ou d'un autre multipôle. Cela veut dire que si un port doit, d'après le schéma électrique, être connecté à deux ports, il faudra insérer entre ce port et les deux autres une jonction Y idéale. Cette jonction Y idéale devra être considérée comme un constituant supplémentaire du dispositif. En ce qui concerne le bruit, cette jonction étant sans pertes, on a :

$$[B_{nY}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

A partir des deux relations matricielles, on peut construire :

$$[W] = [T] - [S]$$

On obtient ensuite :

$$[A] = [W]^{-1}[B_n]$$

- Connaître le comportement de tout multipôle linéaire passif à l'équilibre thermique à partir de sa matrice S.

Nous allons donc pouvoir calculer les performances petit signal et bruit d'un dispositif quelconque utilisant des éléments de ces deux types.
 Pour cela, nous allons utiliser le principe de la matrice de connexion [DOB89].

5-6-1 MATRICE S ET MATRICE DE CONNEXION

Considérons le dispositif de la figure 5.25.
 Pour chacun des blocs, on peut écrire d'après (5.3):

$$[B_k] = [S_k][A_k] + [B_{nk}]$$

Où l'indice k désigne le multipôle k.

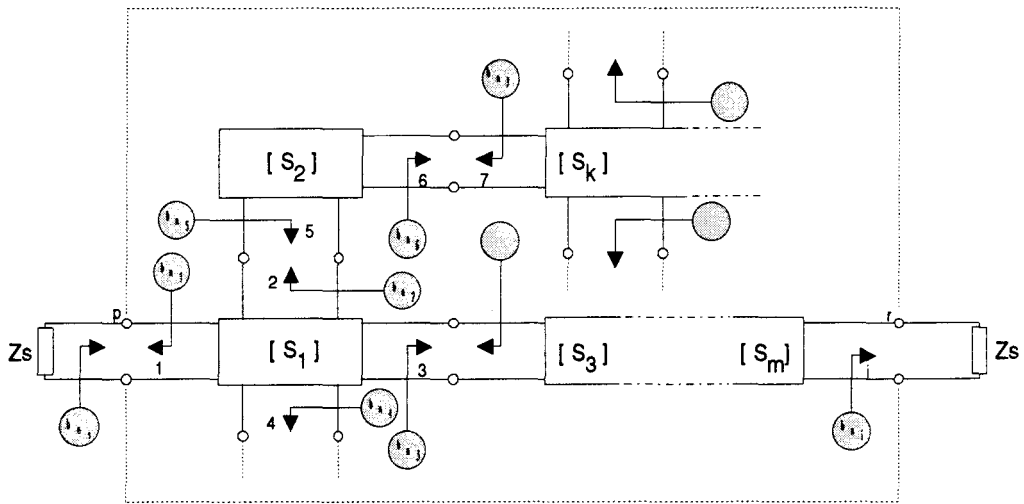


Figure 5.28- Quadripôle linéaire bruyant resultant de la connexion de plusieurs n-ports linéaires bruyants.

Pour tout l'ensemble, on peut écrire :

$$[B] = [S][A] + [B_n]$$

Où :

$$[A] = \begin{bmatrix} [A_1] \\ \vdots \\ [A_k] \\ \vdots \\ [A_m] \end{bmatrix}$$

Il faut remarquer que la matrice $[A]$ contient tous les transferts entre les b_{ni} et les a_i . Cela veut dire qu'elle contient entre autres les paramètres S du quadripôle résultant.

Le port d'entrée du dispositif est le port p, c'est à dire que le noeud p est celui du générateur et que p est connecté à l'entrée du quadripôle résultant notée noeud 1 dans l'exemple.

Le port de sortie est le port r, c'est à dire que la charge Z_1 correspond au noeud r et que ce noeud est connecté à la sortie du quadripôle résultant notée noeud i dans l'exemple.

Cela peut se traduire en disant que :

- Si l'on prend $Z_s = Z_1 = Z_o$ alors :
- Pour une excitation b_{ns} sur le port p, on recueille $b_1 = a_p$ sur l'entrée du dispositif et $b_i = a_r$ à la sortie
- Pour une excitation b_{ni} sur le port r, on recueille $b_i = a_r$ à la sortie et $b_1 = a_p$ à l'entrée.

Soit :

- Le terme d'indice p,p est le coefficient de réflexion à l'entrée du dispositif S_{11t} .
- Le terme d'indice r,p est le gain direct S_{21t} .
- Le terme d'indice p,r est le gain inverse S_{12t} .
- Le terme d'indice r,r est le coefficient de réflexion à la sortie du dispositif S_{22t} .

En plus des informations relatives aux paramètres S du quadripôle résultant, la matrice $[W]^{-1}$ permet de connaître la contribution des différentes ondes de puissance de bruit b_{ni} à l'onde de puissance de bruit totale sortant du port de sortie.

La corrélation éventuelle de ces ondes de puissance de bruit est contenue dans la matrice de corrélation d'ondes de puissance de bruit $[C] = [B_n B_n^T]$ qui est une matrice ne contenant que des zéros sauf sur sa diagonale principale où apparaissent les matrices de corrélation d'ondes de puissance de bruit des différents multipôles composant le dispositif. Cela est dû au fait qu'il ne peut y avoir de corrélation qu'entre des b_{ni} appartenant à un même multipôle.

$$[C] = \begin{vmatrix} [C_1] & 0 & \cdot & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & [C_2] & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & 0 & \cdot & 0 & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & [C_k] & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & \cdot & \cdot & 0 & \cdot & [C_m] \end{vmatrix}$$

Dans la matrice $[C]$, il y a deux termes particuliers :

- $[C]_{p,p}$ qui correspond à la matrice 1x1 de corrélation d'onde de puissance de bruit due au générateur. $[C]_{p,p} = kT \text{ df}$.

- $[C]_{r,r}$ qui correspond à la matrice 1x1 de corrélation d'onde de puissance de bruit due à la charge. $[C]_{r,r} = 0$ car la charge est supposée non bruyante.

5-6-2 CALCUL DES PARAMETRES DE BRUIT F_{min} , R_n et Γ_{sopt}

Pour calculer le facteur de bruit de ce dispositif, on reprend l'expression :

$$F = 1 + [A A^T]_{r,r} b_{ns=0} / [A A^T]_{r,r} b_{ni=0}$$

Pour calculer $[A A^T]_{r,r} b_{ns=0}$, on fait :

$$[C] = \begin{matrix} & & p & & r & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ p & & [C_1] & . & . & . & . \\ & & . & [C_2] & . & . & . \\ & & . & . & 0 & . & . \\ & & . & . & . & [C_k] & . \\ r & & . & . & . & . & 0 \\ & & . & . & . & . & . \\ & & . & . & . & . & [C_m] \end{matrix}$$

On remarque que comme dans les méthodes classiques de calcul de facteur de bruit, on suppose la charge non bruyante.

Pour calculer $[A A^T]_{r,r} b_{ni=0}$, on fait :

$$[C] = \begin{matrix} & & p & & r & & \\ & & & & & & \\ & & & & & & \\ p & & 0 & . & . & . & . \\ & & . & 0 & . & . & . \\ & & . & . & C_{pp} & . & . \\ & & . & . & . & 0 & . \\ r & & . & . & . & . & 0 \\ & & . & . & . & . & . \\ & & . & . & . & . & 0 \end{matrix}$$

Si l'on veut calculer complètement le comportement en bruit du dispositif, on peut procéder de la façon suivante :

On construit $[A] = [W]^{-1} [B_n]$ en faisant $b_{ns} = b_{ni} = 0$.

Dans la matrice $[A]$, on remarque que a_p est l'onde de puissance de bruit, résultante de toutes ondes de puissance de bruit pondérées par leurs trajets respectifs, sortant par le port d'entrée du quadripôle résultant. Cette onde, notée b_{n1t} , est donc équivalente à une onde de puissance de bruit b_{n1} définie comme dans le paragraphe 5-3-3 pour un quadripôle actif par (5.3).

De même, l'onde a_r est équivalente à l'onde b_{n2} d'un quadripôle, on la note b_{n2t} .

On peut donc calculer la matrice de corrélation d'ondes de puissance de bruit du quadripôle résultant :

$$[C_t] = \begin{matrix} b_{n1t} b_{n1t}^* & b_{n1t} b_{n2t}^* \\ b_{n1t}^* b_{n2t} & b_{n2t} b_{n2t}^* \end{matrix}$$

Avec :

$$b_{n1t}b_{n1t}^* = [A A^T]_{p,p}$$

$$b_{n1t}b_{n2t}^* = [A A^T]_{p,r}$$

$$b_{n1t}^*b_{n2t} = [A A^T]_{r,p}$$

$$b_{n2t}b_{n2t}^* = [A A^T]_{r,r}$$

A partir de cette équivalence, on peut calculer F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} comme indiqué dans le paragraphe 5-3-6 par (5.8).

5-7 INTERET ET INCONVENIENT DE LA METHODE

L'intérêt de la méthode réside dans les points suivants :

- Elle n'est attachée à aucune topologie prédéterminée.
- Elle nécessite seulement la connaissance des dispositifs passifs par leur matrice S et de leur température .
- Pour les quadripôles actifs, il faut leur matrice S et les paramètres de bruit F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} ou un autre jeu de paramètres de bruit.
- Pour les éléments actifs en général, il suffit d'appliquer la relation (5.4) et la relation (5.5) à condition de connaître leur comportement en bruit en terme de générateur de courant de bruit et ou de tension de bruit.
- Le calcul du facteur de bruit s'effectue de façon matricielle et donne simultanément les paramètres S du quadripôle résultant.
- La méthode est facilement informatisable.

Le seul inconvénient de la méthode est qu'elle ne permet pas d'interprétations simples des formules littérales obtenues comme on peut le faire avec des méthodes dédiées à des topologies fixées.

5-8 LE LOGICIEL DE CALCUL

Un logiciel de calcul de facteur de bruit de quadripôle à topologie interne quelconque est actuellement en cours d'écriture pour calculer les performances en bruit de l'amplificateur à adaptation active et à polarisation par charge active.

Ce logiciel comprend deux parties principales :

- La description du circuit.
- Le calcul matriciel et la mise en forme des résultats.

5-8-1 LA DESCRIPTION DU CIRCUIT

Il s'agit d'une description nodale du circuit.

L'utilisateur décrit ces différents circuits élémentaires de la façon suivante :

Pour les circuits passifs :

- Affectation d'un numéro de composant.
- Nombre de ports et numérotation de ces ports.
- Matrice S pour chaque point de fréquence voulue.

La matrice S peut être saisie au clavier ou récupérée à partir d'un fichier créé lors d'une simulation par le simulateur linéaire Touchstone.

Pour les circuits actifs :

- Affectation d'un numéro de composant.
- Numérotation des ports.
- Entrée de la matrice S source commune et des paramètres F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} pour chaque fréquence. Cette entrée peut aussi être faite manuellement ou par lecture d'un fichier Touchstone.

Actuellement seule l'entrée de Mesfets en source commune est valide. Ils peuvent être transformés en Mesfets hexapôles conformément à la procédure décrite dans le paragraphe 5-5 à l'aide de (5.10) et (5.11) sur choix de l'utilisateur.

La description nodale s'effectue en donnant les connexions avec le format suivant :

Numéro Composant_Numéro port, Numéro Composant_Numéro port

Le logiciel gère automatiquement les problèmes liés à la connexion de plus de deux ports ensemble en ajoutant autant de jonctions Y idéales qu'il est nécessaire.

Ensuite les ports d'entrée et de sortie sont désignés et il y a vérification du fait que tous les ports disponibles soient connectés.

Le logiciel propose à l'utilisateur les points de fréquences où le calcul peut être effectué; en cas de problème l'utilisateur retourne en mode description pour améliorer la description de chacun des composants.

Le coefficient de réflexion du générateur est fixé à 0.

5-8-2 LE CALCUL

Pour chaque point de fréquence où le calcul peut être fait, la matrice [W] est contruite à partir des matrices S des différents composants et du fichier des connexions en tenant compte des éventuelles jonctions Y ajoutées.

Cette matrice est ensuite inversée et les quatre paramètres S du quadripôle résultant sont extraits.

La matrice de corrélation des ondes de puissance de bruit [C] est construite.

Ensuite sont calculés les quatre termes suivants :

$$b_{n1t}b_{n1t}^* = [A A^T]_{p,p}$$

$$b_{n1t}b_{n2t}^* = [A A^T]_{p,r}$$

$$b_{n1t}^*b_{n2t} = [A A^T]_{r,p}$$

$$b_{n2t}b_{n2t}^* = [A A^T]_{r,r}$$

Finalement, les valeurs de $F_{50 \text{ Ohms}}$, F_{\min} , R_n et Γ_{sopt} sont calculés suivant les formules (5.6) et (5.7) du paragraphe 5-3-5 et 5-3-6.

Ce logiciel sera utilisé pour calculer les performances en bruit de l'amplificateur à adaptation active et à polarisation par charges actives.

5-9 CONCLUSION

Une méthode de calcul des performances en bruit utilisable pour une topologie quelconque a été décrite de façon exhaustive de même que les calculs s'y rapportant. Cette méthode simple à mettre en oeuvre d'un point de vue informatique, le travail le plus compliqué étant l'inversion de matrices de rang pouvant être élevé, est une solution alternative aux outils utilisés dans les simulateurs de commerce où la méthode utilisée et les calculs réellement effectués ne sont pas toujours clairement explicités.

Pour être plus complet, le programme tel qu'il a été décrit plus haut devra inclure un modèle pour des dipôles bruyants du type diode et aussi un modèle pour des Mesfets bigrille.

Actuellement, le logiciel est en cours d'écriture et n'a été testé que sur des structures passives simples où le résultat était facilement prédictible de façon manuelle. Les résultats de simulation en bruit cités dans ce rapport ont été effectués avec Touchstone version 2 puis 3 qui permettent de faire des calculs de performances en bruit pour des topologies quelconques ce qui n'était pas directement possible avec les versions antérieures. On peut aussi citer le simulateur système OMNISYS de EESOF version 1.1 qui utilise ce concept d'ondes de puissance de bruit (limité à des 2-ports) pour calculer les performances en bruit de plusieurs quadripôles en cascade.

CONCLUSION

La conclusion de cette étude va s'organiser autour d'une comparaison de l'amplificateur complet, en temps que produit fini, avec ses concurrents que sont les amplificateurs distribués et ceux à adaptation résistive. Ensuite, un bilan sera établi sur les montages grille commune et drain commun seuls au travers des mesures faites sur les étages séparés. Dans un troisième temps, un constat au niveau de l'influence des circuits de polarisation, sur le facteur de bruit d'un étage d'entrée d'amplificateur, sera fait.

Finalement, les thèmes qui sont les prolongements naturels de ce travail seront présentés.

- L'amplificateur complet

Ce circuit comporte deux étages d'adaptation active et un étage de gain; la polarisation est obtenue par des charges actives pour les trois étages. Rappelons que les mesures effectuées sur cet amplificateur mettent en évidence des TOS inférieurs à 2 de 300 MHz jusqu'à 10 GHz et un gain de $9 \text{ dB} \pm 1 \text{ dB}$ de 300 MHz à 6.5 GHz. En comparant ces résultats à ceux des circuits cités en exemple dans le chapitre 1, on peut dire que l'adaptation active permet d'obtenir des TOS équivalents à ceux obtenus avec des amplificateurs distribués ou à adaptation résistive. Pour le gain, les résultats, comparables à ceux des amplificateurs à adaptation résistive, sont moins intéressants, en terme de bande passante, que ceux des amplificateurs distribués. Cette bande passante de 6.5 GHz, rapportée à $f_T = 20 \text{ GHz}$ la fréquence de coupure du gain en courant des Mesfets utilisés, correspond à $f_T/3$. Ce désavantage est néanmoins compensé par une valeur de gain plus grande; 9 dB contre 6 dB en général pour un amplificateur distribué.

Les avantages de ce circuit, qui ne sont pas visibles lors de l'énoncé des résultats de mesure, résident dans la stabilité de ses performances vis à vis de la dispersion des composants et dans sa simplicité de conception. Cela est mis en évidence par les constatations suivantes :

- Les mesures et les simulations présentent un accord satisfaisant, ce qui prouve que la dispersion sur les composants n'affecte pas trop les performances du circuit. Lors de la conception, une simulation " pire cas " avait déjà mis en évidence que le circuit n'était pas trop exigeant vis à vis des éléments des cellules inter-étage.

- La topologie du circuit n'a pas varié depuis le début de l'étude. Cela prouve que la structure proposée garde ses qualités de base même lorsque tous les éléments parasites sont pris en compte.
- Les cellules d'adaptation comportent peu d'éléments. Cela permet d'arriver rapidement à la définition des éléments de ces cellules.
- Les simulations avant et après layout sont très proches. C'est un avantage directement imputable à la topologie du circuit qui permet de réduire le temps de conception

Le dernier point fort du circuit est qu'il contient tous les éléments nécessaires à la polarisation. Cela en fait un module de gain facile à utiliser.

Bien que ce circuit ne soit que la preuve d'une faisabilité, cela permet d'affirmer que la topologie proposée ici est une alternative intéressante aux amplificateurs distribués ou à adaptation résistive lorsqu'il s'agit de faire de l'amplification très large bande.

- Le montage Mesfet en grille commune

Les mesures effectuées sur cette configuration, lorsque le Mesfet est utilisé dans un circuit permettant le réglage du courant de polarisation, montrent que de faibles (inférieurs à 0.33) coefficient de réflexion en entrée peuvent être obtenu jusqu'à 10 GHz. Ce très bon résultat est obtenu malgré les éléments parasites amenés par les charges actives et cela sur une gamme de transconductances allant de 16 à plus de 30 mS. Ce montage permet aussi le réglage électronique de l'impédance d'entrée ce qui est intéressant pour un circuit MMIC où l'on ne peut pas trier les composants ni savoir précisément, par avance, la transconductance d'un Mesfet. Ce montage grille commune peut aussi être utilisé avec un circuit de polarisation sans réglage; dans ce cas, les coefficients de réflexion en entrée sont encore plus faibles (inférieurs à 0.2 jusqu'à 10 GHz pour une transconductance de 30 mS) grâce à un circuit de polarisation plus simple amenant moins d'éléments parasites mais on perd alors la flexibilité apportée par le réglage.

- Le montage Mesfet en drain commun

Ce montage a été mesuré pour une configuration permettant le réglage du courant de polarisation et une configuration sans réglage. Le circuit avec réglage du courant de polarisation permet d'obtenir un coefficient de réflexion en sortie inférieur à 0.3 jusqu'à 10 GHz pour une plage de transconductances allant de 10 mS à plus de 30 mS; les meilleurs résultats sont obtenus pour une transconductance voisine de 10mS. Le

circuit sans réglage permet d'obtenir un coefficient de réflexion en sortie inférieur à 0.1 de 500 MHz à 10 GHz avec une transconductance de 30 mS.

Donc les montages grille commune et drain commun permettent d'obtenir des coefficients de réflexion, respectivement, en entrée et en sortie faibles sur une large plage de fréquence. De plus, ces circuits ne sont pas trop exigeants vis à vis de la transconductance des Mesfets utilisés et conservent ces qualités de base lorsqu'ils sont associés à des circuits de polarisation à charges actives. Ce dernier point est essentiel quand il s'agit de concevoir les circuits monolithiques où les réglages sont difficiles.

- Le facteur de bruit du montage grille commune

La connaissance du comportement en bruit du Mesfet en grille commune est importante car cet étage est utilisé en entrée d'un amplificateur. L'étude faite a permis de montrer que le Mesfet en grille commune avait un comportement en bruit voisin du Mesfet en source commune. En revanche, lorsque ce Mesfet en grille commune est associé à un circuit de polarisation à deux charges actives (une placée dans sa source et l'autre reliée à son drain), le facteur de bruit sur 50 Ohms de l'ensemble atteint la valeur prohibitive de 10 dB. Cela rend la structure impropre à une application où un faible facteur de bruit est requis. Ce problème peut être partiellement contourné si l'emploi de charges actives n'est pas indispensable comme dans le cas où il n'y pas de nécessité de régler le courant de polarisation et/ou dans le cas d'une très bonne maîtrise de la technologie. On peut alors utiliser deux résistances de polarisation qui amènent, pour l'ensemble, un facteur de bruit sur 50 Ohms de 5 dB, valeur qui est couramment admise pour des amplificateurs très large bande.

A l'heure actuelle, le facteur de bruit de l'amplificateur est donc le point le plus critiquable de la topologie et il convient de repenser la structure de la polarisation de l'étage pour arriver au niveau des amplificateurs distribués soit environ 5 dB.

Perspectives

Le travail effectué trouve son prolongement dans trois directions principales qui sont la poursuite du travail effectué sur les ondes de puissance de bruit, l'augmentation de la bande passante de l'amplificateur et enfin la diminution du facteur de bruit de cet amplificateur.

- Pour le calcul de facteur de bruit, il serait intéressant de poursuivre l'étude théorique du chapitre 5 par la réalisation d'un logiciel fiabilisé. La méthode décrite est utilisable pour le calcul de facteur de bruit d'un quadripôle de topologie interne quelconque et est basée sur les ondes de puissance de

bruit et la matrice de connexion. L'informatisation du calcul de facteur de bruit est un outil essentiel pour des concepteurs de circuits. Des logiciels sont actuellement disponibles sur le marché pour effectuer ce calcul mais le logiciel, issu de l'étude présentée dans ce document, pourrait servir de "seconde source" pour confirmer des résultats issus de ces simulateurs commerciaux où le détail du calcul effectué est rarement explicité et où l'utilisateur ne trouve pas toujours le modèle qui lui convient.

- Pour augmenter la bande passante de l'amplificateur, on pourrait envisager le remplacement des Mesfets ayant une fréquence de coupure du gain en courant f_T de 20 GHz par des composants ayant des fréquences f_T plus élevées comme par exemple des Hemts. Sous réserve que l'on puisse appliquer un facteur d'échelle, on peut espérer un amplificateur ayant une bande passante de quelques centaines de mégahertz à 20 GHz en réutilisant la même topologie avec des Hemts ayant une fréquence f_T de 60 GHz qui sont des composants disponibles dans les fonderies commerciales.

- En ce qui concerne le problème du facteur de bruit du Mesfet en grille commune, il faut rechercher des solutions pour polariser ce Mesfet permettant d'allier compacité, fonctionnement en basses fréquences et faible facteur de bruit. D'une façon plus générale, on peut se poser le problème de l'influence des circuits de polarisation sur le bruit dans les circuits MMIC qui devront être de plus en plus compacts, capables de fonctionner à des fréquences de plus en plus élevées et de moins en moins bruyants pour pouvoir traiter des signaux de faible puissance.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION ET DU CHAPITRE 1

[AHL87]

D.J.AHLGREN, W.H.KU, " Gain-bandwidth properties of a class of matched feedback amplifiers ", IEEE MTT, Vol.MTT-35, n°4, pp361-369, April 1987.

[AYA84]

Y.AYASLI et al., " A monolithic GaAs 1-13 GHz travelling-wave amplifier ", IEEE MTT, Vol.MTT-30, n°7, pp976-981, July 1982.

[BOC80]

D.BOCCON-GIBOD, " Modèle analytique et schéma équivalent du transistor à effet de champ en arséniure de gallium ", Acta-Electronica, Vol.23, n°2, pp99-109, 1980.

[CAR80]

B.CARNEZ, A.CAPPY, G.SALMER, E.CONSTANT, " Modélisation de transistors à effet de champ à grille ultra courte ", Acta-Electronica, Vol.23, n°2, pp165-183, 1980.

[CAS89]

R.CASTAGNE, J.P.DUCHEMIN, M.GLOANEC, C.RUMELHARD, " Circuits intégrés en Arséniure de Gallium ", Collection technique et scientifique des télécommunications CNET ENST, MASSON, 1989.

[CAZ89]

J.L.CAZAUX, M.POUYSEGUR, D.ROQUES, S.BERTRAND, " A process-dependent worst-case analysis for MMIC design based on a handy Mesfet simulator ", IEEE MTT, Vol.MTT-37, n°9, pp1442-1451, September 1989.

[DAW84]

D.E.DAWSON, M.L.SALIB, L.E.DICKENS, " Distributed cascode amplifier and noise figure modeling of an arbitrary amplifier configuration ", ISSCC Dig, 1984.

[DUE89]

P.DUEME, G.APERCE, " Méthodologie de conception des circuits monolithiques hyperfréquences sur Arséniure de Gallium ", L'onde électrique, Vol.69, n°2, pp22-28, Mars-Avril 1989.

[EST82]

D.B.ESTREICH, " A monolithic wide-band GaAs IC amplifier ", IEEE SC, Vol.SC-17, n°12, pp1166-1173, December 1982.

[GAM85]

P.GAMAND, P.RABINZOHN, C.VARIN, P.BAUDET, " Amplificateur distribué monolithique 2-18 GHz sur Arséniure de Gallium ", Revue annuelle du LEP, pp24-25, 1985.

[GECMA]

GaAs IC Foundry Design Guide, Process F20 / F14. GEC-MARCONI.

[GIA85]

A.GIAKOUMIS, J.MICHEL, V.PAUKER, M.BINET, " Amplificateurs GaAs monolithiques à large bande et gain élevé ", Annales des Télécommunications, Tome 40, n°3-4, pp127-134, 1985.

[HON81]

K.HONJO, Y.TAKAYAMA, " GaAs Fet ultrabroad-band amplifiers for Gbit/s data rate systems ", IEEE MTT, Vol.MTT-29, n°7, pp629-636, July 1981.

[IMA92]

Y.IMAI, E.SANO, K.ASAI, " Design and performances of wideband MMIC's for high speed optical communication systems ", IEEE MTT, Vol.MTT-40, n°2, pp 185-189, February 1992.

[MON89]

J.P.MONDAL, " Distributed scaling approach of Mesfet's and its comparison with the lumped-element approach ", IEEE MTT, Vol.MTT-37, n°7, pp1085-1090, July 1989.

[NIC80]

K.B.NICLAS, W.T.WILSER, R.B.GOLD, W.R.HITCHENS, " The matched feedback amplifier : ultrawide-band microwave amplification with GaAs Mesfet's ", IEEE MTT, Vol.MTT-28, n°4, pp285-294, April 1980.

[NIC84]

K.B.NICLAS, " Multi-octave performance of single-ended microwave solid-state amplifiers ", IEEE MTT, Vol.MTT-32, n°8, pp896-908, August 1984.

[NIC85]

K.B.NICLAS, " Active matching with common-gate Mesfet's ", IEEE MTT, Vol.MTT-33, n°6, pp 492-498, June 85.

[NIC87]

K.B.NICLAS, R.R.PEREIRA, " The matrix amplifier : a high-gain module for multioctave frequency bands ", IEEE MTT, Vol.MTT-35, n°3, pp296-306, March 1987.

[PUC85]

R.A.PUCCEL, " Introduction ", Monolithic Microwave Integrated Circuits, IEE Press, pp1-9, 1985.

[RUM85]

C.RUMELHARD, B.CARNEZ, " A new biasing circuit for high integration density GaAs MMIC's ", Conference proceedings of the 15th European Microwave Conference, ppxx-xx, 1985.

[RUM86]

C.RUMELHARD, M.CAMIADE, J.CHAPLART, M.LEBRUN, D.PALVADIS, " Quelques amplificateurs monolithiques microondes sur GaAs, " Revue technique Thomson CSF, Vol.18, n°4, pp723-739, Décembre 1986.

[RUM88]

C.RUMELHARD, Y.ARCHAMBAULT, I.TELLIEZ, " Conception assistée par ordinateur des circuits intégrés monolithiques hyperfréquences ", Annales des Télécommunications, Vol.43, n° 7-8, pp434-442, 1988.

[RUM89]

C.RUMELHARD, " Prise en compte du rendement de fabrication et du coût dans la conception MMIC ", L'onde électrique, Vol.69, n°2, pp29-39, Mars-Avril 1989.

[SOA83]

R.SOARES, J.GRAFFEUIL, J.OBREGON, " Applications des transistors à effet de champ en Arséniure de Gallium ", Collection technique et scientifique des télécommunications CNET ENST, EYROLLES, 1983.

[SOA91]

R.SOARES et al., " La synthèse d'un amplificateur DC-10GHz et sa réalisation en technologie MMIC ", Résumés de conférences 7ème Journées Nationales Microondes, pp329-330, 1991

[VIL85]

J.C.VILAR, F.PEREZ, " Graphic design of matching and interstage lossy networks for microwave transistor amplifier ", IEEE MTT, Vol.MTT-33, n°3, PP210-215, March 1985.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 2

[GUP87]

M.S.GUPTA, O.PITZALIS, S.E.ROSENBAUM, P.T.GREILING, " Microwave noise characterization of GaAs Mesfet's : evaluation by on-wafer low-frequency output noise current measurement ", IEEE MTT, Vol.MTT-35, n°12, pp1208-1218, December 1987.

[HAU59]

H.A.HAUS, R.B.ADLER, " Circuit theory of linear noisy networks ", New York, Wiley 1959.

[NIC85]

K.B.NICLAS, " Active matching with common-gate Mesfet's ", IEEE MTT, Vol.MTT-33, n°6, pp 492-498, June 85.

[ROT56]

H.ROTHE, W.DAHLKE, " Theory of noisy fourpoles ", Proc IRE, Vol.44, pp811-818, June 1956.

[ZIE62]

A.VAN DER ZIEL, " Thermal noise in field-effect transistors ", Proc IRE, Vol.50, pp1808-1812, August 1962.

[ZIE63]

A.VAN DER ZIEL, " Gate noise in field-effect transistors at moderately high frequencies", Proc IEEE, Vol.5, pp461-467, 1963.

[ZIE70]

A.VAN DER ZIEL, " Noise in solid-state devices and lasers ", Proc IEEE, Vol.58, n°8, pp643-650, August 1970.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 4

[GECMA]

GaAS IC Foundry Design Guide, Process F20 / F14. GEC-MARCONI.

[ENS91]

Catalogue des éléments de la librairie GEC-MARCONI, Modèles et dessins associés aux symboles. ENSEA- Equipe Microondes, Septembre 1991.

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE 5

[BOS67]

H.BOSMA, " On the theory of linear noisy systems ", Philips Research Reports Supplements, Vol.10, 1967.

[CAP88]

A.CAPPY, " Noise modeling and measurement techniques ", IEEE MTT, Vol.MTT-36, n°1, pp1-10, January 1988.

[DOB89]

J.A.DOBROWOLSKI, " A CAD oriented method for noise figure computation of two-ports with any internal topology ", IEEE MTT, Vol.MTT-37, n°1, pp15-20, January 1989.

[FUK79]

H.FUKUI, " Optimal noise figure of microwave GaAs Mesfet's ", IEEE ED, Vol.ED-26, pp1032-1037, July 1979.

[GUP87]

M.S.GUPTA, O.PITZALIS, S.E.ROSENBAUM, P.T.GREILING, " Microwave noise characterization of GaAs Mesfet's : evaluation by on-wafer low-frequency output noise current measurement ", IEEE MTT, Vol.MTT-35, n°12, pp1208-1218, December 1987.

[HAU59]

H.A.HAUS, R.B.ADLER, " Circuit theory of linear noisy networks ", New York, Wiley 1959.

[HEC81]

R.P.HECKEN, " Analysis of linear two-ports using scattering waves ", IEEE MTT, Vol.MTT-29, n°10, pp997-1004, October 1981.

[HEI89]

W.HEINRICH, " High frequency Mesfet noise modeling including distributed effects ", IEEE MTT, Vol.MTT-37, n°5, pp836-842, May 1989.

[MEY78]

R.P.MEYS, " A wave approach to the noise properties of linear microwave devices ", IEEE MTT, Vol.MTT-26, n°1, pp34-37, January 1978

[MEY79]

R.MEYS, M.MILECAN, " A computer based method giving the experimental noise parameters of Q-ports through the use of new noise sources ", Proceedings of SPACECAD 79, pp387-395, November 1979.

[PAP55]

A.PAPOULIS, " Probability, randomvariables and stochastic processes ", New York, McGraw-Hill, 1955.

[PEN62]

P.PENFIELD, " Wave representation of amplifier noise ", IRE Trans.Circuit Theory, Vol.CT-9, pp83-84, March 1962.

[POS86]

M.W.POSPIESZALSKI, " On the measurement of noise parameters of microwave two-ports ", IEEE MTT, Vol.MTT-34, n°4, pp456-458, April 1986.

[PUC92]

R.A.PUCEL, W.STRUBLE, R.HALLGREN, U.L.RHODE, " A general noise de-embedding procedure for packaged two-port linear active devices ", IEEE MTT, Vol.MTT-40, n°11, pp2013-2024, November 1992

[RIZ85]

V.RIZZOLI, A.LIPPARINI, " Computer-aided noise analysis of linear multiport networks of arbitrary topology ", IEEE MTT, Vol.MTT-33, n°12, pp 1507-1512, December 1985.

[ROT56]

H.ROTHE, W.DAHLKE, " Theory of noisy fourpoles ", Proc IRE, Vol.44, pp811-818, June 1956.

[SUT82]

A.D.SUTHERLAND, M.W.TRIPPE, " S-parameter equivalents of current and voltage noise sources in microwave devices ", IEEE MTT, Vol.MTT-30, n°5, pp828-830, May 1982.

[WED91]

S.C.WEDGE, D.B.RUTLEDGE, " Noise waves and passive linear multiports ", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.1, n°5, pp117-119, May 1991.

[ZIE62]

A.VAN DER ZIEL, " Thermal noise in field-effect transistors ", Proc IRE, Vol.50, pp1808-1812, August 1962.