

D0004/024

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE – MINISTERE DE
L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE –
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE.



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE
**THESE DE DOCTORAT D'ETAT
EN ELECTRONIQUE**

Présentée par :

TRABELSI Mohamed

- Ingénieur d'Etat en Electronique
- Magister en Electronique Option Télécommunications

**CONTRIBUTION A L'ANALYSE ET A L'AMELIORATION DES
PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS DISTRIBUES ET A ONDES
PROGRESSIVES**

Devant la composition du Jury d'examen :

Président :	ZERGUERRAS Ahmed	Professeur	ENP	ALGER
Rapporteur :	AKSAS Rabia	Professeur	ENP	ALGER
Examineurs :	GUESSOUM Abderrezak	Professeur	Université	BLIDA
	BENSEBTI Messaoud	Maître de conférences	Université	BLIDA
	HADDADI Mourad	Maître de conférences	ENP	ALGER
Invité :	BELAROUSSI Mohamed Tahar	Responsable du laboratoire micro- électronique	CDTA.	

*La soutenance aura lieu le 02 Juillet 2002 à 10 H
au Département d'Electronique*

ملخص

تسنعمل المكبرات الموزعة و المكبرات ذات أمواج متزايدة في مجال الميكروموجات . طرق تحليلها تقرض عدة فرضيات تبسبوبة مما يقلص نوعا ما من دقتها. بينما الطريقة الجديدة التي طرحناها تعتمد على الأمواج الموزعة دون أي شرط. كما تطبق على مختلف الدارات أثبتت دقتها و عموميتها بالمقارنة مع الطرق الأخرى. توصلنا الى تحسين كمية التضخيم بمقدار 3 dB باستغلال الامواج المنعكسة من طرف الحمولات للوسيطه. نطرح نمونجا اخرا المضخم يتكون من مقحل وكابل نشيط ذي كمية تضخيم احسن مقارنة بالمضخم الموزع. قمنا كذلك بتصميم وانجاز مضخم موزع ومضخم ذي أمواج متزايدة مكونين من مقحلين. كمية تضخيمهما تقدر ب 3dB وشريط نافذ ب 18 GHz.

Résumé

Les amplificateurs distribués et à ondes progressives à transistors MESFET GaAs sont utilisés dans le domaine des micro-ondes. Leurs différentes méthodes d'analyse imposent certaines hypothèses simplificatrices, ce qui réduit, dans une certaine mesure, leur précision. Par contre, la nouvelle méthode, que nous avons développée, est basée sur les ondes de répartition et n'émet aucune hypothèse. Elle s'applique aussi à des circuits quelconques. Sa précision et son caractère général, par rapport aux autres méthodes

, ont été mis en évidence sur des cas réels. De plus, nous avons pu améliorer de 3 dB le gain en puissance de l'amplificateur distribué en tirant profit des ondes réfléchies dues aux terminaisons intermédiaires. Un autre modèle d'amplificateur, associant un transistor MESFET à une ligne active, est proposé. Comparativement à l'amplificateur distribué et avec le même nombre de transistors, ce nouveau modèle présente un gain en puissance plus élevé. Nous avons également conçu et réalisé un amplificateur distribué et un amplificateur à ondes progressives à deux transistors chacun, avec un gain de 3 dB et une bande passante de 18 GHz.

Abstract

Distributed and traveling waves with MESFET transistors are used in the microwave area. The different analysis methods require certain assumptions which reduces to a great extent their precision. In our work, we propose a new method, based on scattering waves, where no assumptions are made. The method can be applied to any circuit topology. Its precision and its generalization have been emphasized on real cases. Furthermore, we have improved the power gain of 3 dB when considering the effect of reflections at different terminaisons. Another amplifier model composed of a MESFET transistor and an active line is proposed. In comparison to a distributed amplifier with the same number of transistors, this new model presents a greater power gain. We have also conceived and realized a distributed amplifier and a traveling wave amplifier with 3 dB gain and 18 GHz bandwidth where two transistors are used in both cases.

Mots Clés

- ✓ Amplificateurs micro-ondes
- ✓ Amplificateurs distribués
- ✓ Amplificateurs à ondes progressives
- ✓ Ondes électromagnétiques
- ✓ Paramètres de répartition
- ✓ Gain en puissance
- ✓ Produit gain-bande passante
- ✓ Impédance image
- ✓ Exposant de transfert sur image
- ✓ Réflexion
- ✓ Fréquence de coupure



REMERCIEMENTS



Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Monsieur le Professeur **R. AKSAS** pour avoir bien voulu diriger ma thèse et pour ses interventions fructueuses au cours de mes travaux.

Je remercie Monsieur le Professeur **A. VANDER VORST**, Madame la Professeur **D. VANHOENACKER** et tous leurs collaborateurs du laboratoire EMIC de l'UCL (Belgique) pour leur précieuse aide.

J'exprime ma gratitude à Monsieur le Professeur **A. ZERGUERRAS** pour l'intérêt qu'il a bien voulu porter à ce travail en acceptant de présider le jury.

Mes remerciements vont également à Messieurs:

A. GUESSOUM, Professeur à l'université de Blida,

M. BENSEBTI, Maître de conférence à l'université de Blida,

M. HADDADI, Maître de conférence à l'ENP

pour avoir accepté de faire partie du jury d'examen.

ainsi qu'à Monsieur **M.T BELAROUSSI**, responsable du laboratoire micro-électronique du CDTA, en tant qu'invité.

TABLE DES MATIERES



CHAPITRE 1: Etat de l'Art	01
CHAPITRE 2: Amplification Distribuée	04
1) Amplificateur Distribué à constantes localisées.	04
1.1) Méthode basée sur la théorie des quadripôles	05
1.1.a) Gain en puissance.	05
1.1.b) Produit Gain - Bande Passante.	09
1.2) Méthode de la matrice de transfert.	10
2) Amplificateur Distribué à constantes réparties	12
2.1) Méthode basée sur les ondes de répartition	13
2.2) Méthode de la théorie de la ligne de transmission	13
3) Amplificateur Distribué Passe Bande	14
CHAPITRE 3: Méthode d'Extraction des Paramètres du Transistor MESFET	17
3.1) Introduction.....	17
3.2) Extraction des paramètres du transistor.....	17
3.2.1) Analyse du schéma équivalent.....	18
3.2.2) Evaluation du vecteur initial	19
3.2.3) Détermination des paramètres du transistor.....	20
3.3) Résultats.....	20
CHAPITRE 4: Nouvelle Méthode d'Analyse et de Simulation des Amplificateurs Distribués et à Ondes Progressives	24
4.1) Introduction.	24
4.2) Formulation du problème.....	25
4.2.1) Cas général.....	25
4.2.2) Cas particuliers	28
4.3) Application.....	29
4.3.1) Amplificateur distribué.....	29
4.3.1.a) Cas réel :Formulation et résultats.....	29
4.3.1.b) Cas approximatés :Formulation et résultats.....	31
4.3.2) Amplificateur à ondes progressives.	36
4.3.2.a) Cas réel :Formulation et résultats.	36
4.3.2.b) Cas approximatés :Formulation et résultats.	38
4.3.3) Amplificateur Distribué du type passe bande.	38
4.3.3.a) Cas réel :Formulation et résultats.	38
4.3.3.b) Cas approximaté :Formulation et résultats.	40
CHAPITRE 5: Conception de nouveaux types d'amplificateurs	41
5.1) Amplificateur à accès désadaptés.....	41
5.1.a) Principe de la Méthode de conception.....	42
5.1.b) Procédure de la Méthode.....	42
5.1.c) Conception du dispositif.....	44
5.2) Amplificateurs avec compensation des pertes par résistance négative ..	47
5.2.a) Compensation des pertes par un transistor MESFET en source commune.....	47
5.2.a1) Dispositif à résistance négative.	47
5.2.a2) Ligne active avec le transistor en source commune.....	49

5.2.a3) Amplificateur à ligne active..... 50

CHAPITRE 6: Conception et Réalisation d'Amplificateurs à Constantes Semi-localisées et Réparties.....55

6.1) Amplificateur Distribué à constantes semi-localisées..... 55

6.1.1) Choix des dispositifs..... 55

6.1.1.a) Choix du transistor..... 55

6.1.1.b) Choix du substrat..... 55

6.1.2) Conception 56

6.1.2.a) Calcul et synthèse des selfs inductances..... 56

6.1.2.b) Calcul et synthèse des capacités..... 57

6.1.2.c) Synthèse de la ligne aux accès..... 58

6.1.2.d) Synthèse du circuit de polarisation..... 58

6.1.2.e) DC block. 59

6.2) Amplificateur Distribué à constantes réparties. 60

CONCLUSION.....64

BIBLIOGRAPHIE 66

ANNEXE..... 70

Bien que le terme de l'amplification distribuée apparut pour la première fois au cours de l'année 1948 dans la publication de Ginzton et al.[1], le concept lui-même fut, par contre, utilisé antérieurement et plus précisément en 1936 par Percival [2]. Les dispositifs actifs qui étaient utilisés dans l'amplification distribuée ou autres étaient des tubes, donc encombrants et gros consommateurs d'énergie. Leurs performances étaient également moins bonnes.

Ce ne fut qu'à partir de l'année 1981 que l'amplificateur distribué connût un essor important qui se justifiait par les besoins de transférer et de traiter de grandes quantités d'informations, et par l'évolution des performances des circuits à l'état solide comme le transistor à effet de champ et de la technologie des dispositifs passifs ayant une structure plane . Le développement de cette technologie a permis de s'orienter vers des dispositifs utilisant des lignes de transmission uniformes naturelles . Celles-ci, dont les conditions et les exigences de fabrication s'accordent bien avec celles des dispositifs à l'arséniure de gallium (GaAs), doivent être désormais réalisées avec des circuits microruban en technologie hybride ou monolithique.

Des amplificateurs distribués à base de transistors MESFET furent réalisés et testés par Archer et al [3] en 1981 chez Siemens AG, par Ayasli et al. [4,5] en cette même année chez Raytheon, et par Strid et Gleason en 1982 chez Tektronix.

Les avantages que peut procurer ce type d'amplificateur résident dans le fait qu'il peut avoir des bandes passantes larges s'étendant du continu jusqu'à quelques dizaines de GHz [6], un gain plat de l'ordre d'une dizaine de décibels (dB), et une excellente adaptation aussi bien à l'entrée qu'à la sortie. Sa capacité d'offrir un produit gain bande passante très important, difficile à obtenir avec les autres circuits, fait de lui un candidat potentiel sans concurrent dans les applications exigeant une amplification à large bande. Nous pouvons le rencontrer dans plusieurs systèmes électroniques avancés tels que les récepteurs à large bande, les systèmes de communication, les radars à impulsions et l'instrumentation.

L'objectif primordial dans la conception des amplificateurs conventionnels, qu'ils soient à tubes ou à l'état solide, est l'amélioration du produit gain-bande passante. L'une des configurations qui pourraient nous conduire à ce but est la mise en parallèle de dispositifs actifs dont le plus utilisé est le transistor à effet de champ en raison de ses performances très intéressantes. On peut aisément démontrer que le produit gain-bande passante de ce type d'amplificateur est proportionnel au

rapport de sa transconductance à la racine carrée de ses capacités d'entrée et de sortie. Ainsi, cette configuration n'offre pas une amélioration du produit gain-bande passante car l'augmentation de la transconductance, est contrebalancée par l'accroissement des capacités.

La solution consiste donc à trouver une autre configuration dans laquelle les transistors sont branchés de sorte que leurs transconductances s'ajoutent tout en maintenant invariables les capacités d'entrée et de sortie. De ce fait, ces dernières produisent alors des impédances d'entrée et de sortie constantes. Ce genre de dispositif est appelé "amplificateur distribué". Les transistors sont reliés entre eux soit par des lignes de transmission artificielles soit par des lignes de transmission naturelles. Le premier type est appelé amplificateur distribué à éléments localisés ou amplificateur à ligne artificielle et le second amplificateur à éléments distribués ou à ondes progressives. Ces deux types d'amplificateurs, comme nous le verrons par la suite, ont des réponses fréquentielles du type passe bas. Mais il existe aussi un autre type de dispositif dont le gain a plutôt une forme passe bande.

Selon que l'amplificateur distribué soit modélisé par un dispositif à constantes localisées ou à constantes réparties, la méthode utilisée est soit celle basée sur les lois de Kirchoff, soit celle faisant appel à la théorie des circuits hyperfréquences. Exceptés les travaux effectués par Niclas et al [7], tous les autres travaux, effectués sur ce type de dispositif, supposent que le transistor MESFET est unilatéral et modélisé par un schéma électrique simplifié [4,17]. De plus, ils considèrent que les pertes générées par le transistor sont faibles. La plupart de ces travaux emploient la configuration d'un circuit à constantes localisées. Cette approche n'est, en réalité, valable que si les dimensions du circuit sont négligeables comparativement à la longueur d'onde. Or, ce n'est pas le cas ni en technologie hybride ni lorsqu'on veut étendre la bande passante vers les hautes fréquences. En ce qui concerne la configuration à constantes réparties, on utilise des méthodes basées sur la théorie des lignes de transmission et celle des ondes de répartition, mais appliquées à un dispositif simplifié.

La méthode que nous avons développée [18] se base sur la théorie de la matrice de répartition qui, par essence, ne tient pas compte de la nature du circuit. De plus, cette méthode trouve son caractère général renforcé par le fait qu'elle s'affranchit de restrictions ou contraintes qui pourraient s'imposer au dispositif.

De nouveaux modèles d'amplificateurs distribués présentant de meilleures performances, en terme de produit gain - bande passante, ont été réalisés durant la dernière décennie [19, 27].

Nous avons aussi contribué à la conception de nouvelles configurations, caractérisées par l'amélioration du gain en puissance [18],[28,34] par rapport à celui de l'amplificateur conventionnel. Leurs particularités résident, pour l'un, dans l'utilisation de dispositif à résistance négative, et pour l'autre dans la récupération des ondes qui seraient absorbées par les charges de l'amplificateur conventionnel. Les résultats montrent que l'amélioration peut être de l'ordre de 3 dB en ce qui concerne le gain en puissance.

La détermination précise du schéma équivalent du transistor est primordiale pour la conception des amplificateurs distribués. Pour cette détermination, plusieurs techniques ont été développées [35,40]. Elles ont le plus souvent recours à des méthodes itératives qui posent, néanmoins, le problème de la convergence. Il s'agit d'optimiser les éléments du schéma équivalent afin d'obtenir le plus finement possible les paramètres de répartition mesurés du transistor. Nous avons développé une approche qui consiste à combiner la méthode d'optimisation de Newton Raphson avec la technique de Dambrine et al [35]. Celle-ci a pour but d'évaluer un vecteur initial, indispensable pour toute procédure d'optimisation, proche du vecteur réel. Ainsi, nous avons pu obtenir une convergence rapide et des résultats satisfaisants [41,42].

Pour mener à bien nos travaux de recherche concernant l'amplification distribuée, nous avons adopté le plan suivant :

- ◆ Le premier chapitre a pour objet l'état de l'art.
- ◆ Le deuxième chapitre est consacré à la présentation des différents types d'amplificateurs distribués ainsi que leurs diverses méthodes d'analyse.
- ◆ Le troisième chapitre expose en détail une approche que nous avons développée et qui permet l'extraction des paramètres du modèle électrique du transistor MESFET à l'arséniure de gallium.
- ◆ Le quatrième chapitre a pour objet le développement et l'application de notre méthode d'analyse et de simulation de l'amplificateur distribué à constantes localisées et à constantes réparties.
- ◆ Le cinquième chapitre traite des nouveaux modèles d'amplificateurs distribués conduisant à l'amélioration des performances.
- ◆ Le sixième chapitre présente la conception et la réalisation d'un amplificateur distribué et d'un amplificateur à ondes progressives.

Nous terminerons finalement par une conclusion générale et des annexes.

L'Amplification Distribuée

Les amplificateurs distribués, du type passe bas, peuvent être à constantes localisées ou à constantes réparties. Par contre, les amplificateurs du type passe bande peuvent être seulement à constantes localisées. Nous expliquerons leur fonctionnement ainsi que les différentes méthodes d'analyse, tout en faisant apparaître les avantages et les inconvénients de ces dernières. Nous présenterons également leurs performances.

1) Amplificateur Distribué à constantes localisées

L'amplificateur distribué (A.D), représenté par la figure 2.1, est, en fait, un octopôle où les lignes de transmission artificielles sont couplées entre elles par un nombre N de transistor MESFET à l'arséniure de gallium (AsGa) qui est l'élément actif le mieux indiqué pour ce type d'amplificateur.

Dans leurs travaux, tous les auteurs [4,17], excepté Niclas et al. [7], ont développé et appliqué des méthodes d'analyse ou des approches de calcul valables seulement pour le modèle électrique simplifié du transistor MESFET (Figure 2.2) qui comprend, dans ce cas, cinq paramètres, alors que le modèle réel en possède au moins quinze [43].

Selon qu'on est à l'entrée ou à la sortie du transistor, la ligne est appelée ligne de grille ou ligne de drain. La ligne de grille est constituée de l'inductance série L_g et de la capacité shunt C_{gs} (capacité grille-source), et la ligne de drain de l'inductance série L_d et de la capacité shunt C_{ds} (capacité drain-source).

Le couplage entre ces deux lignes, du type unidirectionnel, est assuré par la transconductance g_m du transistor. Les pertes de la ligne de grille sont dues à R_{gs} (résistance grille-source) et celles de la ligne de drain à R_{ds} (résistance drain-source).

Le signal, appliqué à l'entrée (accès 1), traverse la ligne de grille jusqu'à l'accès (2) où il est absorbé par la charge adaptée Z_{Lg} . L'entrée de chaque transistor est ainsi excitée et envoie le signal amplifié à la ligne de drain. Si les vitesses de propagation des lignes de grille et de drain sont égales, alors les signaux se dirigeant vers l'accès (4) s'ajoutent car ils sont en phase et les signaux se propageant vers l'accès (3) sont déphasés et la faible quantité qui en résulte est absorbée par la charge adaptée Z_{Ld} .

Le fait de choisir les impédances Z_{Lg} et Z_{Ld} comme charges adaptées permet de rendre le gain plat, c'est l'une des exigences pour un amplificateur afin d'éviter les distorsions d'amplitude. Z_{Lg} et Z_{Ld} doivent donc être égales respectivement aux impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain.

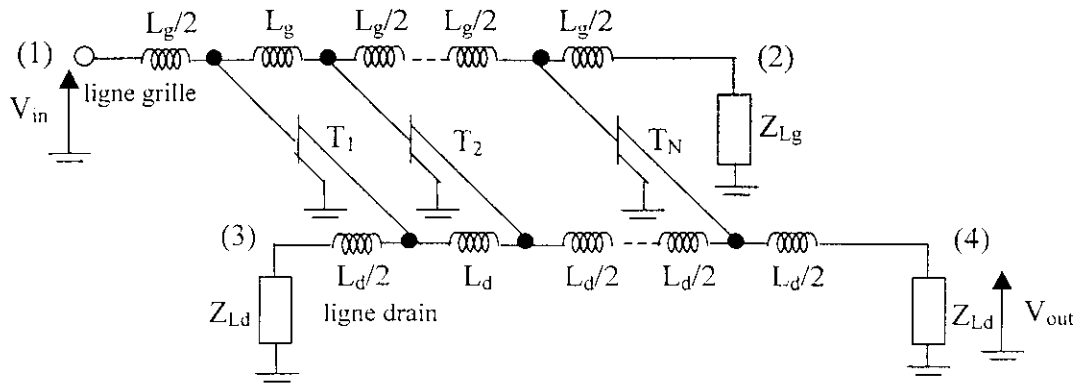


Fig. 2-1 : Schéma de principe d'un amplificateur distribué [4,5]

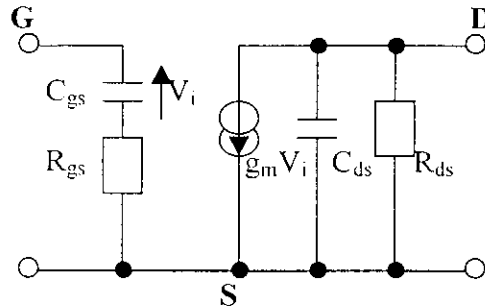


Fig. 2-2 : Modèle électrique simplifié du transistor MESFET

1.1) Méthode basée sur la théorie des quadripôles

Cette méthode est basée sur la théorie des quadripôles pour déterminer le gain en puissance et le produit gain-bande passante.

a) Gain en puissance :

Les lignes de grille et de drain peuvent alors résulter de la mise en cascade (Figure 2.3) d'un certain nombre N de cellules électriques en T du type k-constant (Figures 2.4 et 2.5) dont les impédances shunt sont les impédances d'entrée (R_{gs} en série avec C_{gs}) et de sortie (R_{ds} en parallèle avec C_{ds}) du transistor MESFET. Ces cellules sont considérées comme telles si leurs dimensions sont très faibles par rapport à la longueur d'onde et ne peuvent, de ce fait, être à constantes distribuées. Pour déterminer leurs paramètres caractéristiques, à savoir leurs impédances images et leurs exposants de transfert sur image, il est donc permis de leur appliquer la théorie des circuits utilisée en basse fréquence et plus particulièrement celle des quadripôles. On met alors en évidence leur caractère passe bas en montrant que la fréquence de travail ne doit pas excéder une fréquence de coupure, notée f_c , dont l'expression est :

$$f_c = \frac{2}{2\pi\sqrt{L_g C_{gs}}} \quad (2.1)$$

Cette fréquence de coupure est due aux cellules de la ligne de grille. La fréquence de coupure, générée par les cellules de la ligne de drain, est supérieure à f_c . Par conséquent, elle n'est pas prise comme référence.

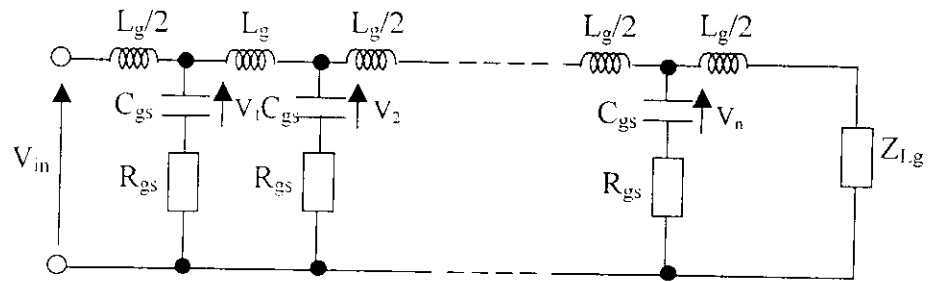


Fig. 2.3.a Ligne de grille

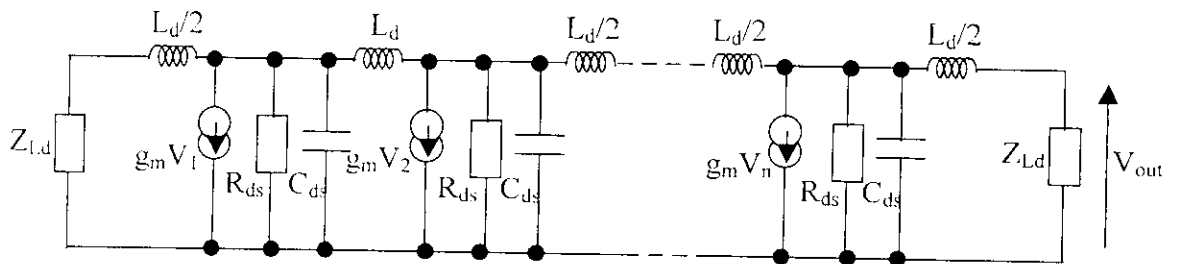


Fig. 2.3.b Ligne de drain

Fig. 2-3 : Schéma équivalent de l'amplificateur distribué

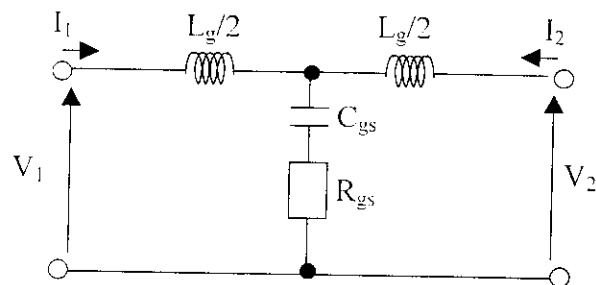


Fig. 2.4: Cellule k-constant de la ligne de grille

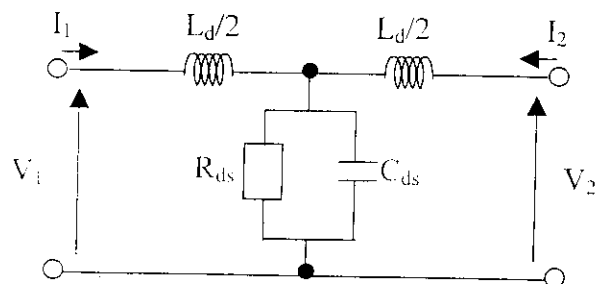


Fig. 2.5: Cellule k-constant de la ligne de drain

L'application de la théorie des quadripôles (Figures 2.4 et 2.5) nous a permis d'aboutir aux expressions des impédances images (Z_{Lg} et Z_{Ld}) et des exposants de transfert sur image (γ_g et γ_d) sous la forme :

$$Z_{Lg} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \sqrt{1 - x_c^2 + jx_g} \quad (2.2)$$

$$Z_{Ld} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{j}{x_d}}} \sqrt{1 - x_c^2 + j \frac{2b}{N} x_g} \quad (2.3)$$

$$\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g = \cosh^{-1} \left(1 - \frac{2x_c^2}{1 + jx_g} \right) \quad (2.4)$$

$$\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d = \cosh^{-1} \left(\left(1 - 2x_c^2 \right) + j4x_c \frac{b}{N} \right) \quad (2.5)$$

$$\text{où : } x_c = \frac{\omega}{\omega_c}, \quad x_g = \frac{\omega}{\omega_g}, \quad x_d = \frac{\omega}{\omega_d} \quad \text{et} \quad b = \frac{N\omega_d}{2\omega_c}$$

$$\omega_g = \frac{1}{R_{gs}C_{gs}}, \quad \omega_d = \frac{1}{R_{ds}C_{ds}} \quad \text{et} \quad \omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}}$$

Les relations (2.2) à (2.5) écrites ainsi supposent que les vitesses de propagation le long des deux lignes ont été rendues égales par l'ajout d'une capacité C à la sortie de chaque transistor. Cet ajout est justifié car d'une part, l'égalité des vitesses de propagation implique celle des capacités au niveau de la grille et du drain et, d'autre part, par le fait que C_{gs} est toujours supérieure à C_{ds} .

Ce que nous devons noter de très important est que si l'une ou l'autre des lignes de grille et de drain est une entité comprenant chacune N cellules du type k -constant, ceci sous-entend en fait que le transistor peut être modélisé, seulement et simplement, par des impédances d'entrée et de sortie de valeurs infinies, et par un générateur de courant contrôlé de valeur $g_m V_i$.

L'hypothèse des pertes faibles dues à R_{gs} et R_{ds} [4.17] et du modèle simplifié du transistor (Figure 2.2) se traduit, en première approximation, par x_g et b très petits, et x_d très grand. Dans ces conditions, les relations (2.2) et (2.3) deviennent :

$$Z_{Lg} \approx \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \sqrt{1 - x_c^2} \quad (2.6)$$

$$Z_{Ld} \approx \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}} \sqrt{1 - x_c^2} \quad (2.7)$$

Le développement limité, au premier ordre, des expressions (2.4) et (2.5) donne le résultat suivant :

$$\alpha_g \approx \frac{2 a x_c^2}{N \sqrt{1 - (1 - a^2 \frac{4}{N^2}) x_c^2}} \quad (2.8)$$

$$\alpha_d \approx \frac{2 b}{N \sqrt{1 - x_c^2}} \quad (2.9)$$

$$\cos \beta_g = \cos \beta_d \approx 1 - 2 x_c^2 \quad (2.10)$$

où : $a = \frac{N \omega_c}{2 \omega_g}$

L'expression du gain en puissance G de l'amplificateur distribué à N transistors, défini comme étant le rapport de la puissance à l'entrée de l'accès (1) à celle délivrée à la charge, est donnée [9] par:

$$G = \frac{g_m^2 Z_0^g Z_0^d}{4 (1 - x_c^2) (1 + x_g^2)} e^{-N(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh^2 [N(\alpha_d - \alpha_g)/2]}{\sinh^2 [(\alpha_d - \alpha_g)/2]} \quad (2.11)$$

où Z_0^g et Z_0^d sont respectivement les impédances caractéristiques en basses fréquences des lignes de grille et de drain exprimées par :

$$Z_0^g = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \quad \text{et} \quad Z_0^d = \sqrt{\frac{L_d}{C_{ds}}}$$

Pour des problèmes d'adaptation, on choisit ces deux grandeurs égales à 50 ohms, ce qui donne, avec la condition d'égalité des vitesses de propagation, le résultat suivant :

$$L_g = L_d \quad \text{et} \quad C_{gs} = C_{ds}.$$

Le gain G est principalement déterminé par les pertes α_g et α_d des lignes, le nombre N de transistors et la fréquence de coupure f_c . Si les pertes dues à R_{gs} sont prépondérantes à très hautes fréquences, celles dues à R_s dominant, par contre, en basse fréquence. En continu, l'expression (2.11) devient :

$$G_0 = A_0^2 = \frac{g_m^2 Z_0^g Z_0^d \sinh^2 [b] e^{-2b}}{4 \sinh^2 [b/N]} \quad (2.12)$$

où A_0 est l'amplification en tension en continu.

Le rapport de G à G_0 ne dépend donc que de a , b et N . Sa courbe, tracée en fonction de la fréquence et pour différentes valeurs de a et b (Figure 2.6), montre que l'amplificateur distribué est effectivement un dispositif à caractère passe bas.

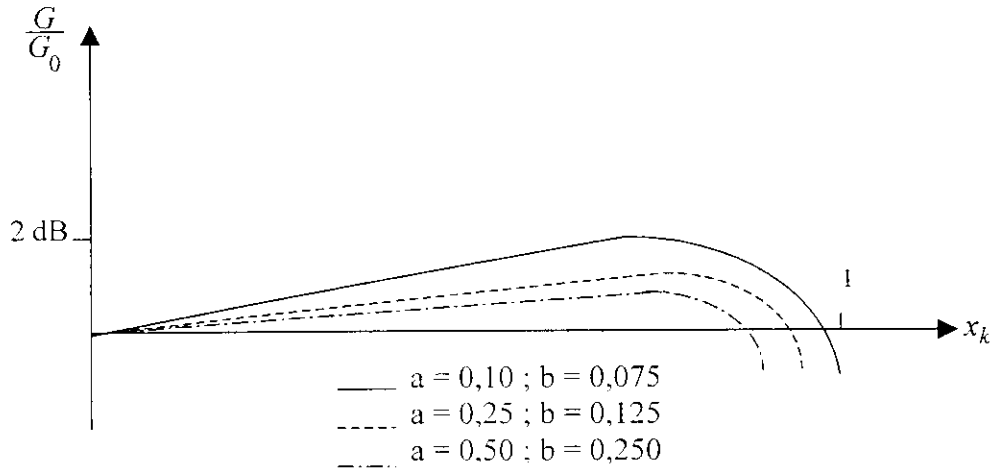


Fig. 2.6 : Gain en puissance normalisé en fonction de a et b

Le gain G est maximal pour un nombre optimal de transistors, dont l'expression est :

$$N_{opt} = \frac{\ln(\alpha_d) - \ln(\alpha_g)}{\alpha_d - \alpha_g} \quad (2.13)$$

Au delà de N_{opt} , l'ajout d'un transistor ne fait pas accroître G car les signaux voient leurs amplitudes diminuer au fur et à mesure qu'ils se déplacent le long des lignes. Ce transistor supplémentaire reçoit donc un signal si faible qu'on peut l'assimiler à du bruit.

b) Produit gain-bande passante

Le produit gain-bande passante, notée GBW , est défini comme suit [44] :

$$GBW = A_0 f_c$$

Pour mieux évaluer ce produit, on doit le comparer à la fréquence f_{max} du transistor pour laquelle le gain en puissance disponible égal à l'unité. L'expression de cette fréquence, donnée par T.T.Y. Wong [44] est :

$$f_{max} = \frac{g_m}{4\pi C_{gs}} \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_{gs}}}$$

L'hypothèse des pertes faibles dues à R_{ds} entraîne une valeur de b inférieure à 0.4, ce qui permet d'assimiler le sinus hyperbolique de l'expression (2.12) à son argument. Ainsi, en vertu de (2.1) et (2.12), nous obtenons :

$$GBW = 4Kf_{max}$$

avec $K = \sqrt{ab}.e^{-b}$

En pratique, la bande passante est inférieure à f_c et elle est calculée à la fréquence f_{1dB} à laquelle le gain chute de 1 dB. Dans ce cas, le produit gain-bande passante devient :

$$A_0 f_{1dB} = 4Kf_{max}$$

avec $f_{1dB} = Xf_c$.

Le facteur $4KX$ vaut pratiquement 0.8 [8,9], le produit gain-bande passante s'exprime finalement sous la forme :

$$A_0 f_{1dB} = 0.8 f_{max} \quad (2.14)$$

1.2) Méthode de la matrice de transfert

Cette méthode [7] est plus générale car elle peut être appliquée aussi bien à un A.D à constantes localisées qu'à un A.D à constantes réparties ou distribuées. De plus, elle ne nécessite aucune condition ou restriction sur le modèle du transistor. Elle est basée sur les grandeurs admittances du transistor et l'emploi de la matrice de transfert.

Dans la $K^{\text{ème}}$ cellule élémentaire d'un A.D. (Figure 2.7), Y_{ij} représentent les paramètres admittances du transistor et Y_D l'admittance du condensateur à ajouter pour que les vitesses des deux lignes soient égales. La matrice de transfert [7] d'une telle cellule s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_{D(K-1)} \\ I_{D(K-1)} \\ V_{G(K-1)} \\ I_{G(K-1)} \end{bmatrix} = [A_K] \begin{bmatrix} V_{DK} \\ -I_{DK} \\ V_{GK} \\ -I_{GK} \end{bmatrix}$$

Si $[A_{1K}]$ et $[A_{2K}]$ sont les matrices de transfert respectives des circuits d'entrée et de sortie et $[A_{FK}]$ celle du MESFET, alors $[A_K]$ peut s'exprimer comme suit :

$$[A_K] = [A_{1K}] [A_{FK}] [A_{2K}] \quad (2.15)$$

Les conditions de fermeture aux accès (2) et (3) de l'A.D (Figure 2.8) permettent d'écrire:

$$\begin{aligned} V_{D0} + R_d I_{D0} &= 0 \\ V_{GN} + R_g I_{GN} &= 0 \end{aligned} \quad (2.16)$$

où : V_{D0} et I_{D0} sont respectivement la tension et le courant à l'entrée de la ligne drain.

V_{GN} et I_{GN} sont respectivement la tension et le courant à la sortie de la ligne grille.

L'A.D est donc régi par l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{D0} \\ -R_d^{-1} V_{D0} \\ V_{G0} \\ I_{G0} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} V_{DN} \\ -I_{DN} \\ V_{GN} \\ R_g^{-1} V_{GN} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$\text{où : } [D] = \prod_{K=1}^N [A_K]$$

Le gain en puissance est donné par l'expression [7] :

$$G = \left| \frac{2Y_0 C_2}{C} \right|^2 \quad (2.18)$$

avec : $Y_0 = \frac{l}{Z_0}$; $Z_0 = 50\Omega$

$$C_1 = D_{43} + R_g^{-1} D_{44} + Y_0 (D_{33} + R_g^{-1} D_{34})$$

$$C_2 = D_{23} + R_g^{-1} D_{24} + R_d^{-1} (D_{13} + R_g^{-1} D_{14})$$

$$C = C_1 [D_{21} + Y_0 D_{22} + R_d^{-1} (D_{11} + Y_0 D_{12})] - C_2 [D_{41} + Y_0 D_{42} + Y_0 (D_{31} + Y_0 D_{32})]$$

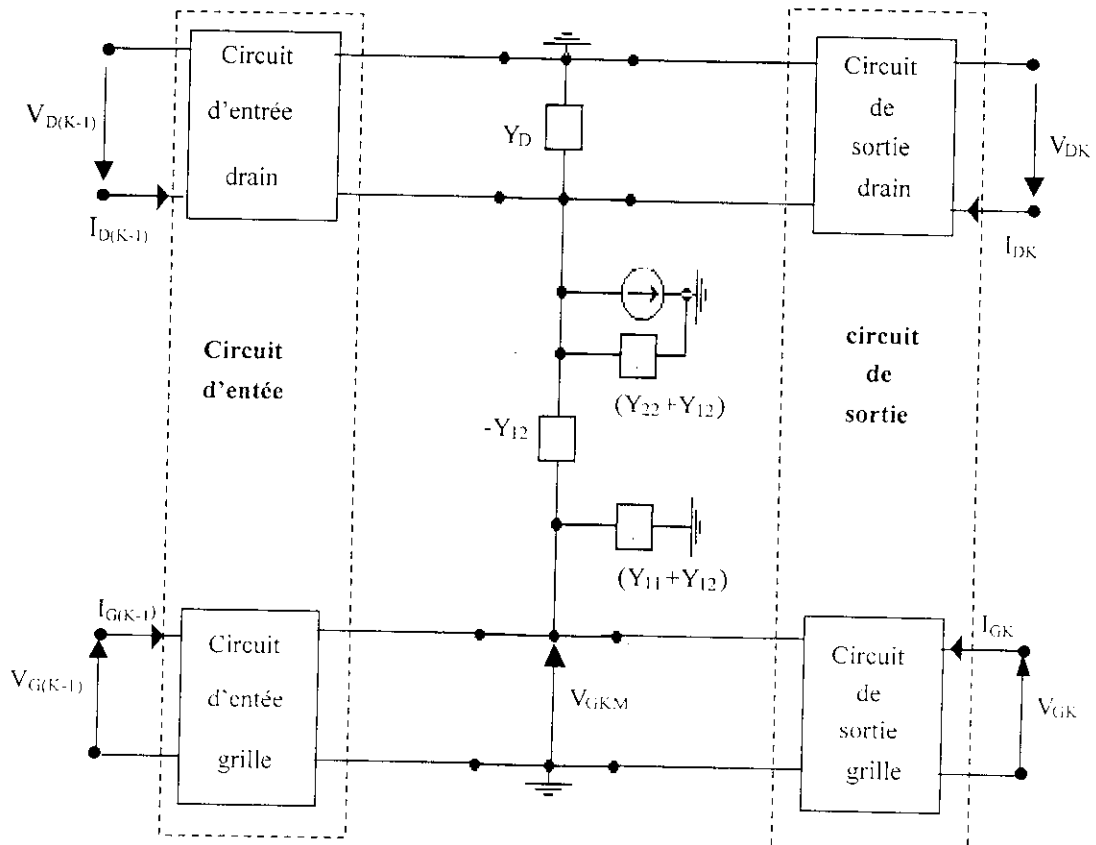


Fig. 2.7 : K^{emc} cellule élémentaire de l'A.D dans sa forme générale.

Si les circuits d'entrée et de sortie des lignes de grille et de drain sont des quadripôles identiques, constitués respectivement d'impédances shunt Z_G et Z_D comme l'illustre la figure 2.8, l'expression de $[A_K]$ s'écrit :

$$[A_K] = \begin{bmatrix} 1 + Z_D(Y_D + Y_{22}) & Z_D[2 + Z_D(Y_D + Y_{22})] & Y_{21}Z_D & Y_{21}Z_GZ_D \\ Y_D + Y_{22} & 1 + Z_D(Y_D + Y_{22}) & Y_{21} & Y_{21}Z_G \\ Y_{12}Z_G & Y_{12}Z_GZ_D & 1 + Y_{11}Z_G & Z_G(2 + Y_{11}Z_G) \\ Y_{12} & Y_{12}Z_D & Y_{11} & 1 + Y_{11}Z_G \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

pour un quadripôle à constantes localisées,

$$[A_{FK}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_D + Y_{22} & 1 & Y_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ Y_{12} & 0 & Y_{11} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$[A_{1K}] = [A_{2K}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_d/2) & jZ_D \sin(\theta_d/2) & 0 & 0 \\ j\sin(\theta_d/2)/Z_D & \cos(\theta_d/2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_g/2) & jZ_G \sin(\theta_g/2) \\ 0 & 0 & j\sin(\theta_g/2)/Z_G & \cos(\theta_g/2) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

pour un quadripôle à constantes réparties.

θ_g et θ_d sont respectivement les longueurs électriques des lignes de grille et de drain.

En utilisant les relations (2.20) et (2.21), on peut calculer $[A_K]$ grâce à l'expression (2.15).

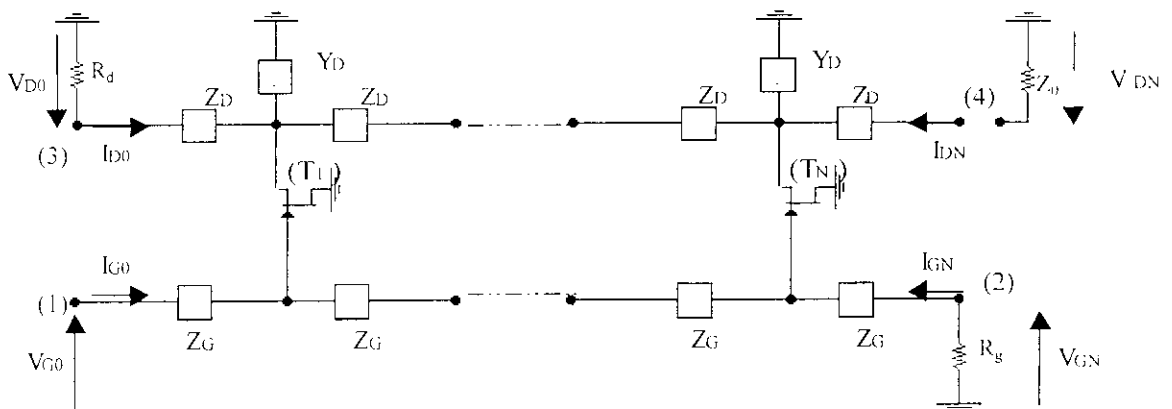


Fig. 2.8 : Schéma de l'A.D employant des éléments localisés.

2) Amplificateur Distribué à constantes réparties

Avec le développement de la technologie à structure plane, qui est compatible avec les dispositifs à l'état solide, il est possible de concevoir et de réaliser un A.D à constantes réparties ou à ligne naturelle. L'une des propriétés qui permet de distinguer la ligne de transmission artificielle de la ligne naturelle est que, pour cette dernière, il n'existe pas de fréquence de coupure. Le type d'A.D dont les lignes de transmission naturelles sont périodiquement couplées s'appellent amplificateur à ondes progressives (Figure 2.9).

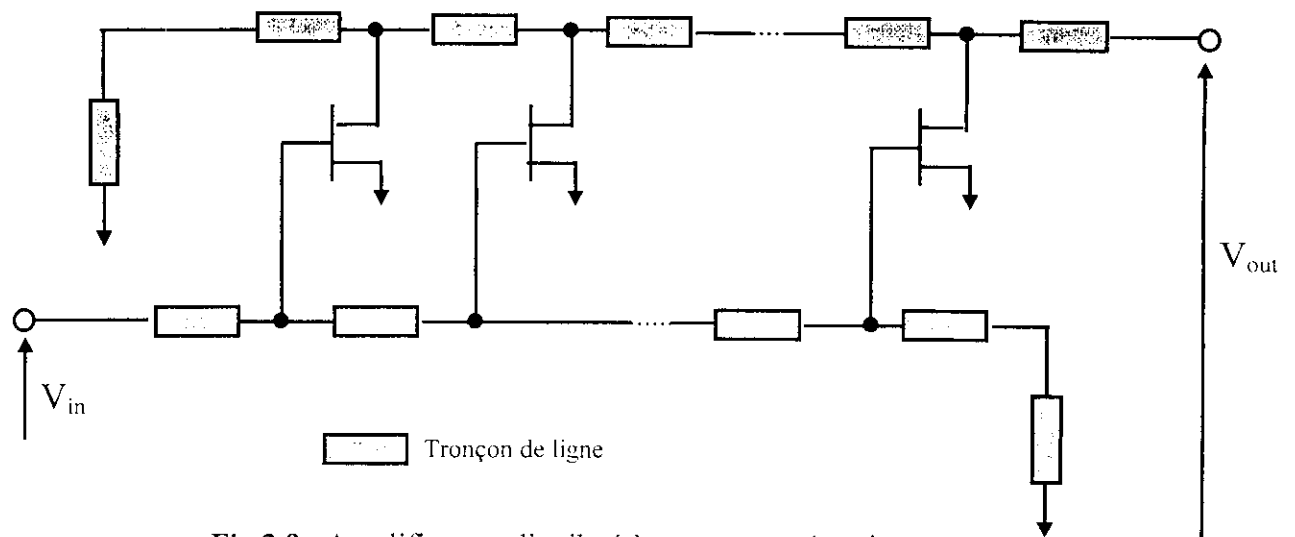


Fig.2.9 : Amplificateur distribué à constantes réparties

2.1) Méthode basée sur les ondes de répartition

Cette méthode [11], utilisant les ondes de répartition pour aboutir à l'expression du gain en puissance, ne peut s'appliquer que dans le cas où le transistor est modélisé par le schéma de la figure 2.2 avec R_{ds} infini, autrement dit la ligne de drain est supposée idéale. L'expression du coefficient de transmission, donnant G , est la suivante :

$$G = |S_{21}|^2 = \frac{-H \sinh(N\theta_d) e^{-N\theta_0}}{\sinh(\theta_d)} \quad (2.22)$$

$$\text{où : } H = -\frac{g_m \sqrt{Z_g Z_d}}{2(1 + jx_g)}, \quad \theta_0 = \frac{\theta_a + \theta_b}{2} \quad \text{et} \quad \theta_d = \frac{\theta_a - \theta_b}{2}$$

Z_g et Z_d sont respectivement les impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain et θ_a et θ_b les exposants de propagation de ces deux lignes .

L'expression (2.22) n'est valable que dans le cas où l'adaptation est assurée au niveau de tous les accès.

2.2) Méthode de la théorie de la ligne de transmission

La méthode développée par Ayasli et al [5] considère que les pertes sont très faibles et la distance entre deux transistors successifs est petite par rapport à la longueur d'onde. En tenant compte de ces considérations et de l'égalité des constantes de phase β_g et β_d d'une part, et de celle des impédances Z_g et Z_d d'autre part, l'analyse de l'amplificateur donne l'expression du gain en puissance sous la forme :

$$G = \frac{g_m^2 Z_0^2}{4} \left[\frac{e^{-N\alpha_g l_g} - e^{-N\alpha_d l_d}}{\alpha_g l_g - \alpha_d l_d} \right]^2 \quad (2.23)$$

l_g et l_d sont les distances entre deux transistors successifs respectivement sur les lignes de grille et de drain et $Z_0 \equiv Z_g \approx Z_d$.

$$Z_g = \sqrt{\frac{L_g}{C_g + \frac{C_{gs}}{l_g}}} \quad (2.24)$$

$$Z_d = \sqrt{\frac{L_d}{C_d + \frac{C_{ds}}{l_d}}} \quad (2.25)$$

$$\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g \approx \frac{R_{gs} \omega^2 C_{gs}^2}{2l_g} \sqrt{\frac{L_g}{C_g + \frac{C_{gs}}{l_g}}} + j\omega \sqrt{L_g \left(C_g + \frac{C_{gs}}{l_g} \right)} \quad (2.26)$$

$$\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d \approx \frac{1}{2R_{ds} l_d} \sqrt{\frac{L_d}{C_d + \frac{C_{ds}}{l_d}}} + j\omega \sqrt{L_d \left(C_d + \frac{C_{ds}}{l_d} \right)} \quad (2.27)$$

où L_g , C_g et L_d , C_d sont respectivement l'inductance et la capacité par unité de longueur des lignes de grille et de drain.

3) Amplificateur Distribué passe bande

Les capacités C_{gs} et C_{ds} peuvent être des éléments constitutifs de circuits résonnants shunt de circuits passe bande. En formant les lignes de grille et de drain par ces circuits et les transistors MESFET (Figures 2.10a-b), on donne naissance à un nouvel amplificateur distribué [17, 24] ayant une réponse fréquentielle du type passe bande, appelé amplificateur distribué passe bande A.D.P.B (Figure 2.11). L'expression du gain en puissance G (§ Annexe A) est donné par :

$$G = \frac{g_m^2 R_{01} R_{02} \sinh^2 \left[\frac{N}{2} (\alpha_g - \alpha_d) \right] e^{-N(\alpha_g + \alpha_d)}}{4 \left[1 + \frac{x_k^2}{x_g^2} \right] \left[1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2} \right] \sinh^2 \left[\frac{(\alpha_g - \alpha_d)}{2} \right]} \quad (2.28)$$

où : $x_k = \frac{\omega}{\omega_0}$ et $\delta = \frac{\omega_h - \omega_b}{\omega_0}$;

ω_0 la pulsation de résonance et aussi la pulsation centrale ;

ω_h la pulsation haute ;

ω_b la pulsation basse ;

R_{01} et R_{02} les valeurs des impédances caractéristiques en basse fréquence qui sont égales à 50Ω .

En pratique, les accès (2), (3) et (4) sont terminés par des impédances de valeur 50Ω . Comme les impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain d'un A.D. ou d'un A.D.P.B. varient avec la fréquence, nous aurons donc un problème d'adaptation. La solution réside dans l'insertion, entre la charge (50Ω) et chaque accès, d'un circuit M-dérivé [19, 20] de type passe bas (Figure 2.12a) pour un A.D et de type passe bande pour un A.D.P.B (Figure 2.1

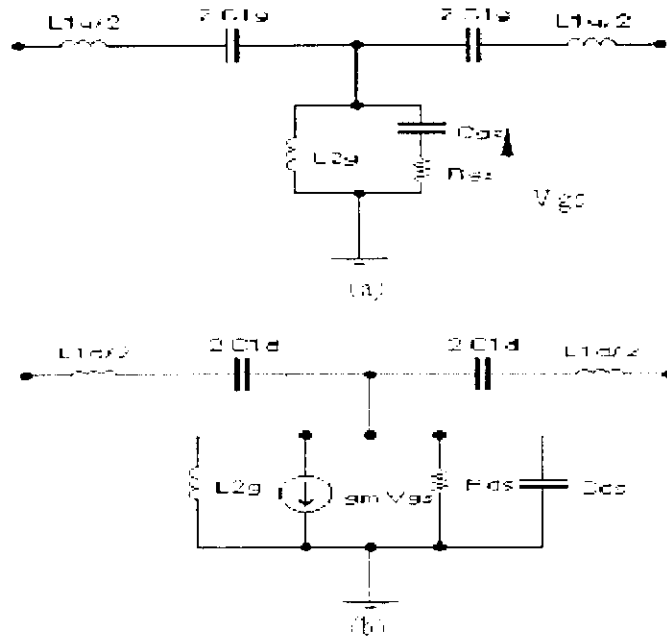


Fig. 2.10 : (a) Cellule élémentaire passe-bande de la ligne grille avec pertes
 (b) Cellule élémentaire passe-bande de la ligne drain avec pertes

Ces circuits M-dérivés sont constitués de dipôles dont les paramètres dépendent d'un coefficient m ($0 \leq m \leq 1$) et des éléments constituant les lignes de grille et de drain . Cette dépendance s'exprime comme suit :

- pour le type passe bas :

$$L_1 = \frac{mL}{2} , \quad C_1 = \frac{mC}{2} \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{1-m^2}{2m} L$$

- pour le type passe bande :

$$L_{1m} = \frac{mL_{1k}}{2}, \quad C_{1m} = \frac{2C_{1k}}{m}, \quad L_{2m} = \frac{2L_{2k}}{m},$$

$$C_{2m} = \frac{mC_{2k}}{2}, \quad L'_{2m} = \frac{1-m^2}{2m}L_{1k}, \quad C'_{2m} = \frac{2mC_{1k}}{1-m^2}$$

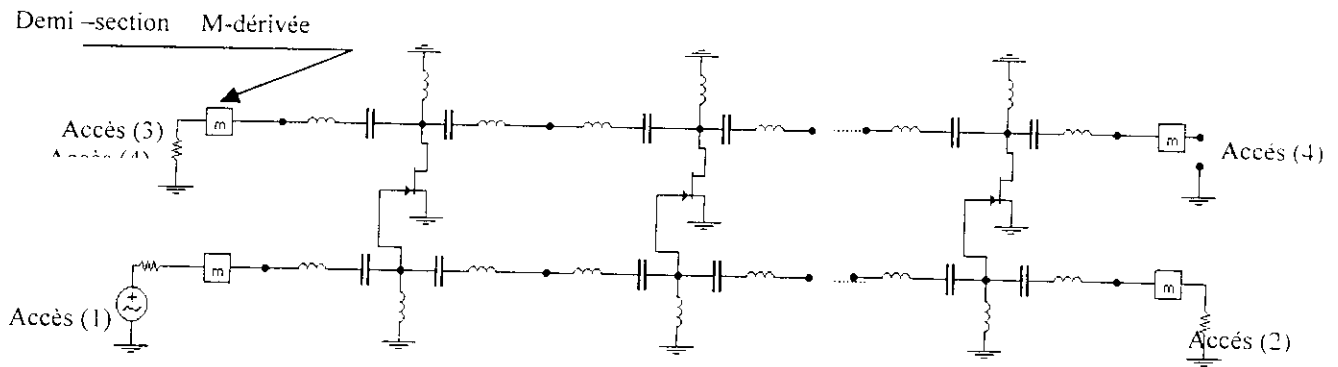


Fig. 2.11: Schéma d'un Amplificateur Distribué Passe Bande (ADPB)

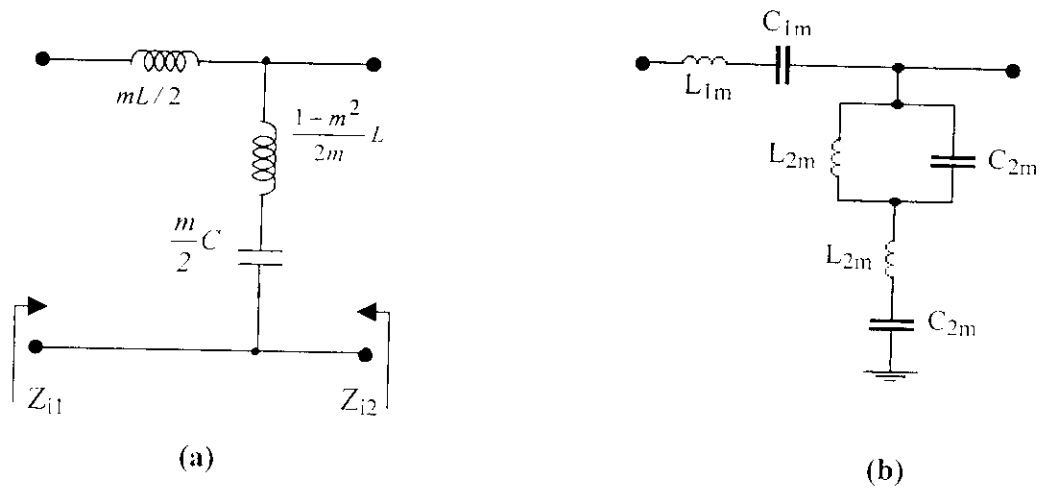


Fig. 2.12 : Schéma d'une demi cellule m-dérivée
 (a) passe-bas
 (b) passe-bande

Méthode d'Extraction des Paramètres du Transistor MESFET

1) Introduction

Les paramètres du modèle électrique décrivant le transistor MESFET, à faibles signaux (Figure 3.1), ne peuvent être évalués qu'à partir des grandeurs mesurables en hyperfréquence, que sont les coefficients de répartition S_{ij} . Ceux-ci, au nombre de quatre, s'expriment d'une manière non linéaire par rapport aux paramètres du modèle électrique et de la fréquence, et leurs relations ne sont pas faciles à établir par une analyse directe.

L'analyse, s'appuyant sur la caractérisation des quadripôles par la matrice chaîne, nous semble la plus appropriée sauf qu'elle ne permet pas d'aboutir à des expressions explicites. La détermination des valeurs des paramètres du modèle électrique du transistor, dont le nombre peut atteindre quinze [43], s'effectue évidemment en résolvant un système non linéaire à quinze équations. Il est clair, qu'avec un tel système, le calcul devient très fastidieux. Ce qui nous a donc amenés à recourir à des méthodes ou procédures d'optimisation avec contraintes (Figure 3.2). Ceci est dû au fait que les paramètres du modèle électrique prennent des valeurs positives. Le plus souvent, et notamment lorsque le nombre de paramètres est relativement élevé, comme c'est le cas du modèle électrique du transistor MESFET, ces méthodes aboutissent soit à une solution irréaliste soit elles ne convergent pas. Pour y remédier, il faut que le vecteur initial, dont les composantes sont les paramètres du modèle électrique du transistor, soit proche de la solution réelle. C'est à partir de ce vecteur initial que la procédure d'optimisation démarre.

Pour la détermination de ce vecteur initial, l'idée qui nous vient à l'esprit consiste à employer des méthodes directes ou analytiques d'extraction des paramètres du modèle électrique du transistor [35,36]. Ces méthodes sont effectivement rapides, mais évaluent un nombre restreint de paramètres avec une précision limitée. Elles concernent seulement le modèle simplifié du transistor, valable généralement à des fréquences inférieures à quatre gigahertz.

2) Extraction des paramètres du transistor

L'approche, que nous avons développée [41], comporte trois opérations essentielles :

- l'analyse du schéma équivalent du transistor MESFET par la matrice chaîne ;
- l'évaluation du vecteur initial en utilisant la méthode de Dambrine et al [35] ;
- la détermination des paramètres du transistor MESFET par la méthode quasi-Newton [45].

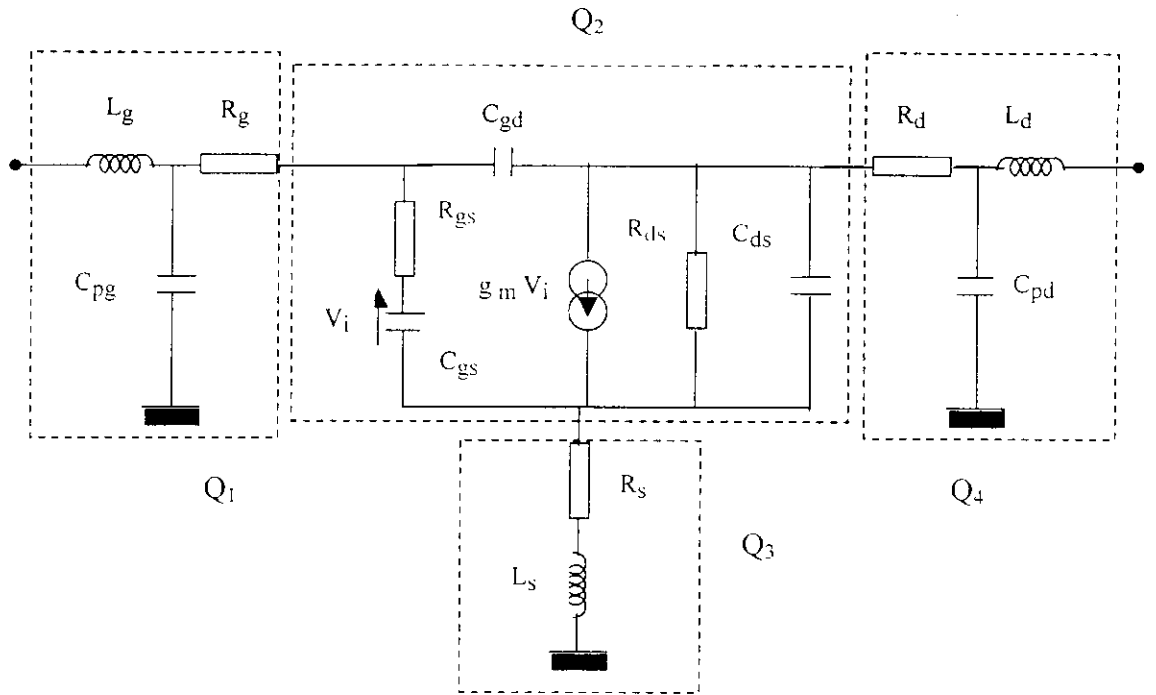


Fig. 3.1 Schéma électrique du transistor MESFET.

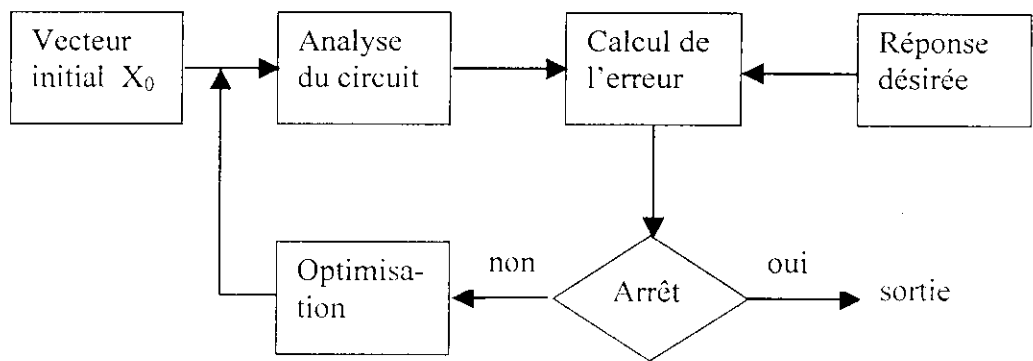


Fig. 3.2 Procédure générale d'optimisation

2.1) Analyse du schéma équivalent

Le schéma équivalent du transistor MESFET peut être considéré comme étant constitué de quatre quadripôles Q_i (Figure 3.1). Chacun d'eux étant caractérisé par sa matrice chaîne $[C_i]$ ($i=1,2,3,4$) et la matrice chaîne de l'ensemble est alors:

$$[C] = [C_1][C_2][C_4] \quad (3.1)$$

où $[C_2]$ est la matrice chaîne du quadripôle résultant de l'association de Q_2 et Q_3 .

La détermination (§ Annexe B) de ces matrices donne les résultats suivants :

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 1 + jR_g C_{pg} \omega & R_g (1 - L_g C_{pg} \omega^2) + jL_g \omega \\ jC_{pg} \omega & 1 - L_g C_{pg} \omega^2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[C'_2] = \begin{bmatrix} A'_2 & B'_2 \\ C'_2 & D'_2 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$[C_4] = \begin{bmatrix} 1 - L_d C_{pd} \omega^2 & R_d + jL_d \omega (1 + jR_d C_{pd} \omega) \\ jC_{pd} \omega & 1 + jR_d C_{pd} \omega \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

$$\text{où : } A'_2 = \frac{A_2 + C_2 Z_s}{1 + C_2 Z_s} ; \quad B'_2 = \frac{Z_s (A_2 + D_2 - 1 - A_2 D_2 + B_2 C_2) + B_2}{1 + C_2 Z_s} ;$$

$$C'_2 = \frac{C_2}{1 + C_2 Z_s} ; \quad D'_2 = \frac{D_2 + C_2 Z_s}{1 + C_2 Z_s} ;$$

$$A_2 = \frac{1 + jZ_{ds} C_{gd} \omega}{Den1} ; \quad B_2 = \frac{1 + jR_{gs} C_{gs} \omega}{Den2} ; \quad C_2 = A_2 \left(jC_{gd} \omega + \frac{1}{Z_{gs}} \right) - jC_{gd} \omega ;$$

$$D_2 = B_2 \left(jC_{gs} \omega + \frac{1}{Z_{gs}} \right) ; \quad Den1 = Z_{ds} \left(jC_{gd} \omega - \frac{g_m}{1 + jR_{gs} C_{gs} \omega} \right) ;$$

$$Den2 = jC_{gd} \omega (1 + jR_{gs} C_{gs} \omega) - g_m ; \quad Z_s = R_s + jL_s \omega ;$$

$$Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + jR_{ds} C_{ds} \omega} \quad \text{et} \quad Z_{gs} = R_{gs} + \frac{1}{jC_{gs} \omega} .$$

Les grandeurs mesurées du transistor ne peuvent être que les paramètres S_{ij} , avec des impédances de référence de source et de charge égales à 50 ohms ($Z_c=50\Omega$). Le passage de la matrice chaîne $[C]$ à la matrice de répartition $[S]$ s'impose [46].

2.2) Evaluation du vecteur initial

La méthode utilisée est celle de G. Dambrine et A. Cappy [35] qui concerne un modèle du transistor dont le domaine de validation, en termes de fréquence, ne dépasse pas 4 GHz. Elle consiste à transformer les paramètres S_{ij} mesurés en paramètres admittances y_{ij} qui s'expriment comme suit :

$$y_{11} = R_{gs} (C_{gs} \omega)^2 + j\omega (C_{gs} + C_{gd}) \quad (3.5)$$

$$y_{12} = -jC_{gd} \omega \quad (3.6)$$

$$y_{21} = g_m - j\omega [C_{gd} + g_m (R_{gs} C_{gs} + \tau)] \quad (3.7)$$

$$y_{22} = \frac{1}{R_{ds}} + j\omega (C_{ds} + C_{gd}) \quad (3.8)$$

La résolution de ce système qui comporte, en réalité, sept équations réelles et autant d'inconnues, permet de déterminer les valeurs des paramètres intrinsèques du transistor à savoir R_{gs} ,

C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , g_m , R_{ds} et τ , le temps de transit. Les résistances R_g , R_d et R_s peuvent être évalués à partir de mesures statiques. Quant aux autres paramètres L_g , L_d , L_s , C_{pg} et C_{pd} , il suffit de leur attribuer des valeurs typiques les plus probables sans risquer d'altérer la convergence de l'optimisation car ils sont minoritaires du point de vue nombre.

2.3) Détermination des paramètres du transistor

Pour déterminer ces paramètres, nous utilisons une méthode d'optimisation. L'une des opérations à effectuer pour mettre en œuvre une procédure d'optimisation est de choisir la fonction objectif. Cette fonction objectif doit exprimer l'écart entre une (des) réponse (s) désirée (s) et une (des) réponse (s) calculée (s). La méthode d'optimisation consiste à minimiser cet écart.. Dans le cas du transistor MESFET, l'écart évalué est entre les valeurs des coefficients S_{ij} mesurées et calculées. Ces valeurs sont fonctions des paramètres du transistor. Notre choix s'est porté sur la méthode d'optimisation de Newton-Raphson et sur la fonction objectif de F. Lin et al. [47] qui s'exprime ainsi :

$$F = \frac{1}{4N} \sum_{i=1}^2 \sum_{j=1}^2 \sum_{k=1}^N \frac{|Re(\Delta S_{ij,k})| + |Im(\Delta S_{ij,k})|}{m_{ij}} \quad (3.9)$$

où : $\Delta S_{ij,k} = S_{ij}^m(f_k) - S_{ij}^c(\vec{p}, f_k)$ et $m_{ij} = \max(S_{ij}^m(f_k))$;

$S_{ij}^m(f_k)$ et $S_{ij}^c(\vec{p}, f_k)$ représentent respectivement les paramètres de répartition mesurés et calculés à la fréquence f_k ;

\vec{p} représente le vecteur dont les composantes sont les paramètres du transistor et N , le nombre de points de mesure.

L'estimation de F se fait après avoir remplacé :

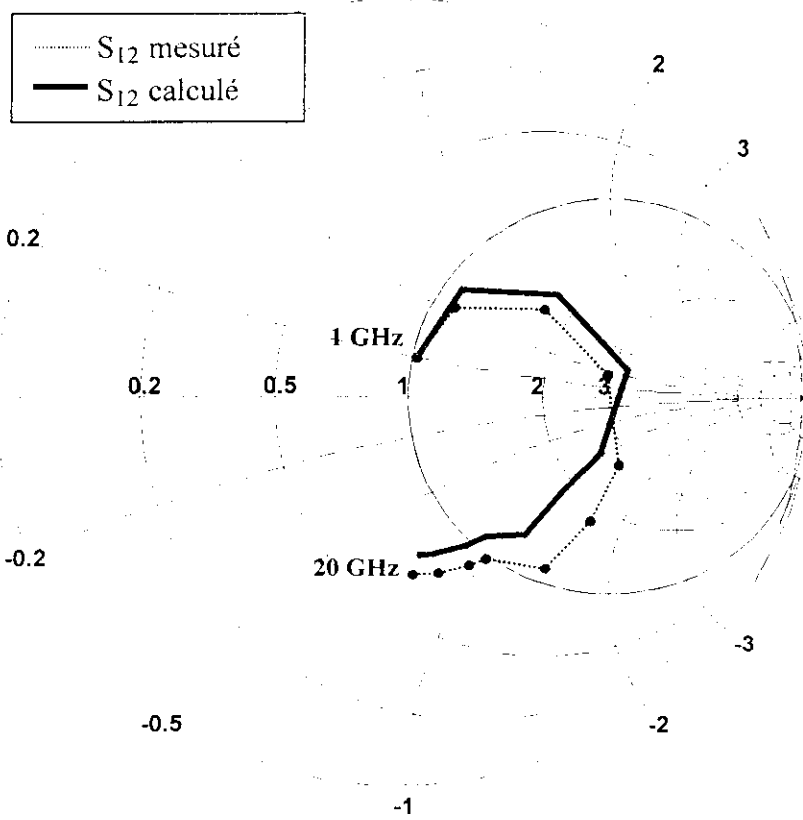
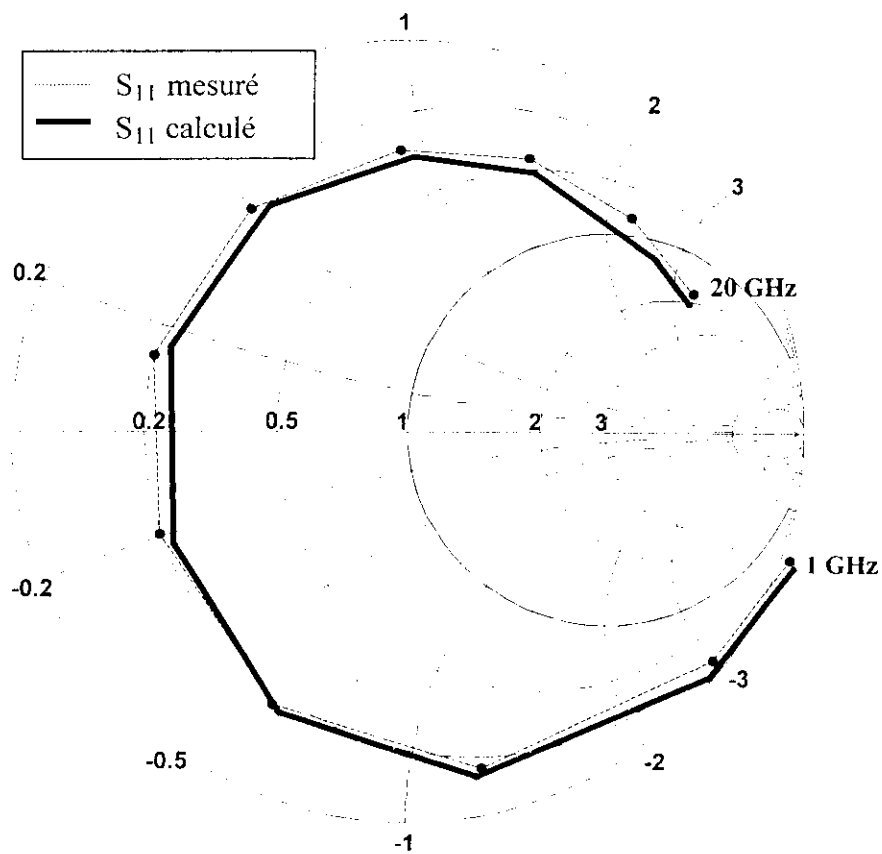
- $S_{ij}^m(f_k)$ par leurs valeurs mesurées (ou fournies par le constructeur) ;
- $S_{ij}^c(\vec{p}, f_k)$ par les valeurs obtenues à l'aide des relations (3.1) à (3.4).

Le choix de cette fonction objectif est lié au fait qu'elle exprime une grandeur relative. Ceci la rend donc plus précise.

3) Résultats

Nous nous sommes intéressés à l'extraction des paramètres du transistor de marque M/A-COM du type MA4TF5005 (§ Annexe E). La figure 3.3 illustre, après optimisation, les valeurs calculées

(S_{ij}^c) et mesurées (S_{ij}^m) des paramètres de répartition. Pour la commodité de lecture, les valeurs des paramètres S_{12} sont multipliées par 5 et celles des S_{21} divisées par 3.



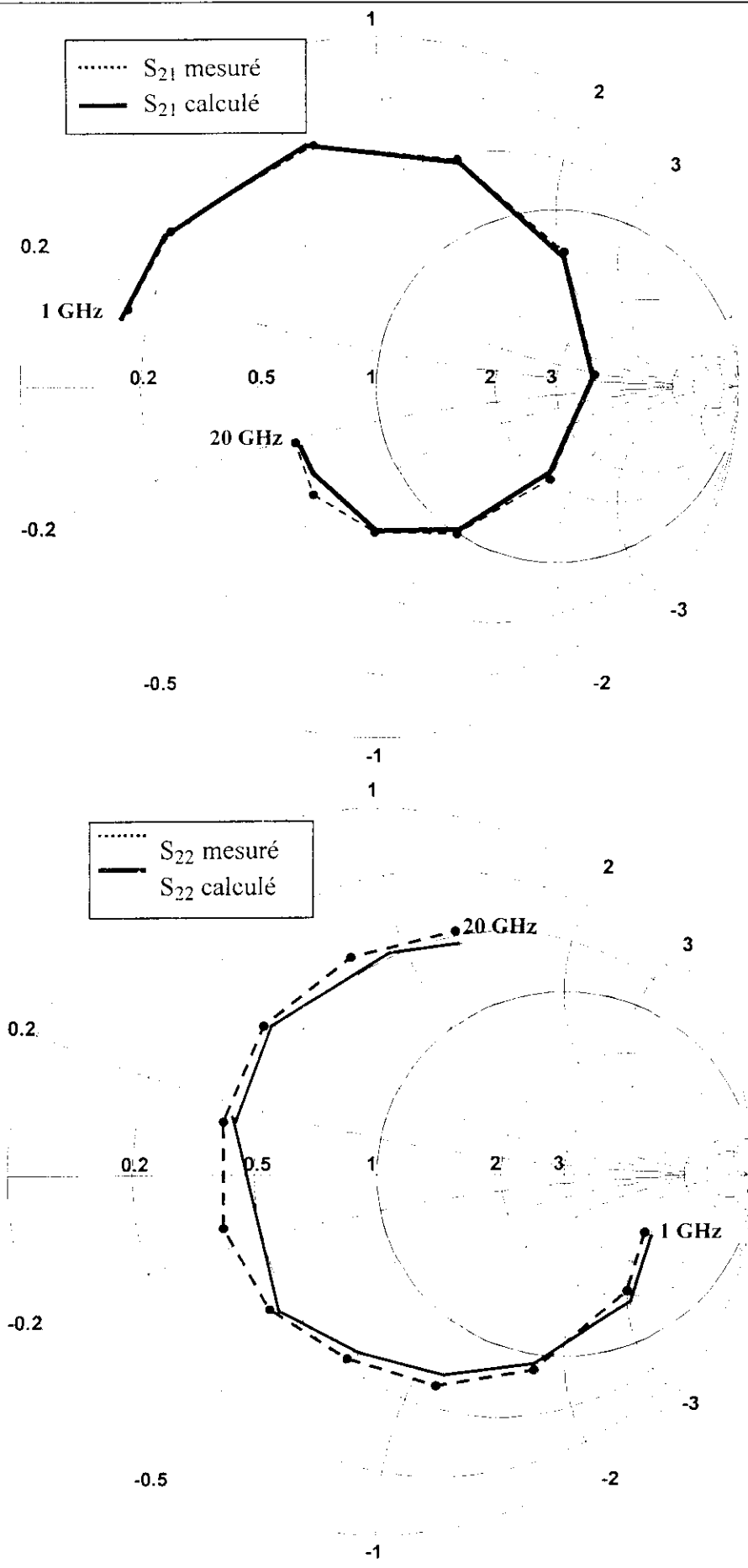


Fig. 3.3 Les paramètres de répartition calculés et mesurés sur l'abaque de Smith.

Nous constatons que l'écart entre les valeurs calculées et les valeurs mesurées des paramètres de répartition ne dépasse guère 3%. Il en est de même pour les paramètres du schéma équivalent du transistor illustrés par le tableau 3.1.

	R_g (Ω)	R_d (Ω)	R_s (Ω)	R_{gs} (Ω)	R_{ds} (Ω)	C_{gs} (pF)	C_{ds} (pF)	C_{gd} (pF)	g_m (mS)	τ (ps)	L_g (nH)	L_d (nH)	L_s (nH)	C_{pg} (pF)	C_{pd} (pF)
X^m	0.18	.0015	5.5	5.0	406	0.35	0.16	.055	32	8.62	0.6	0.59	.045	.065	.039
X^c	0.17	.0016	5.4	5.08	404	0.32	0.13	.058	33	8.41	0.45	0.5	.041	.062	.035

Tableau 3.1 Comparaison des paramètres mesurés (X^m) et calculés (X^c).

Nous venons d'exposer brièvement, dans ce chapitre, la méthode que nous avons développée pour extraire les paramètres d'un transistor MESFET. Les valeurs expérimentales nous ont permis de confirmer sa validation jusqu'à au moins 20 GHz, fréquence maximale donnée par le constructeur, et d'illustrer sa bonne précision.

Nouvelle Méthode d'Analyse et de Simulation (M.A.S) des Amplificateurs Distribués et à ondes progressives

1) Introduction

Les méthodes d'analyse des amplificateurs distribués et à ondes progressives, déjà développées ou utilisées par divers chercheurs[4,17], reposent sur certaines hypothèses simplificatrices, entre autres faibles pertes, transistor MESFET supposé unilatéral avec un modèle électrique simplifié. De plus, l'effet de désadaptation aux niveaux des accès n'étant pas pris en compte. Elles imposent également une contrainte à savoir l'impérative modélisation électrique du transistor avec l'évaluation de ses paramètres, à l'exception de la méthode élaborée par Niclas et al. [7], dont les fondements reposent sur la caractérisation par les paramètres admittances. Mais l'inconvénient que présentent les paramètres admittances réside dans le fait que ce ne sont pas des grandeurs mesurables en hyperfréquence. La modélisation électrique simplifiée du transistor et l'évaluation de ses paramètres constituent des sources d'erreur qu'il est difficile d'estimer pour pouvoir ensuite restituer les vraies valeurs des performances des amplificateurs distribués et à ondes progressives.

Une autre caractéristique de ces méthodes est qu'elles ne puissent pas à la fois analyser l'amplificateur distribué et l'amplificateur à ondes progressives.

Nous sommes donc amenés à développer et à mettre en œuvre nous-mêmes une approche d'analyse et de simulation originale (M.A.S) qui doit s'affranchir de ces hypothèses et de ces contraintes, ce qui lui confère donc un caractère plus général.

En effet, le développement de M.A.S repose sur l'analyse de la $i^{\text{ème}}$ section élémentaire (Figure 4.1) où les quadripôles Q_{gi} , Q_{gi+1} , Q_{di} , Q_{di+1} et Q_i peuvent avoir des configurations quelconques et être seulement représentés par leurs paramètres de répartition S_{ij} respectifs qu'ils soient mesurés ou calculés. Nous en concluons que M.A.S n'impose pas au préalable la connaissance des structures électriques de ces quadripôles, ce qui permet, par conséquent, l'utilisation des grandeurs mesurables d'une part, et d'éviter les erreurs que pourrait engendrer la modélisation de ces circuits plus particulièrement le transistor d'autre part. Toutefois, la seule contrainte qu'impose M.A.S est que les impédances images des quadripôles Q_{gi} , Q_{gi+1} , Q_{di} et Q_{di+1} doivent être réelles et constituer les impédances de normalisation ou de référence pour les ondes de répartition et donc pour les paramètres S_{ij} . Ceci permet d'aboutir à un formalisme relativement simple.

Nous pouvons appliquer M.A.S aussi bien aux amplificateurs distribués à caractère passe bas et passe bande qu'à l'amplificateur à ondes progressives puisque leurs modèles électriques

respectifs s'apparentent parfaitement au schéma bloc de la figure 4.2. Il est même possible d'étendre son application à tout octopôle ayant la même forme comme, par exemple, le coupleur en échelle (Figure 4.3). Elle peut également analyser et simuler aussi bien les circuits à constantes réparties que ceux à constantes localisées ou semi-localisées. Les quadripôles Q_{gi+1} et Q_{di+1} sont respectivement les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} mais retournés.

Cette méthode est développée d'une manière détaillée dans l'Annexe C.

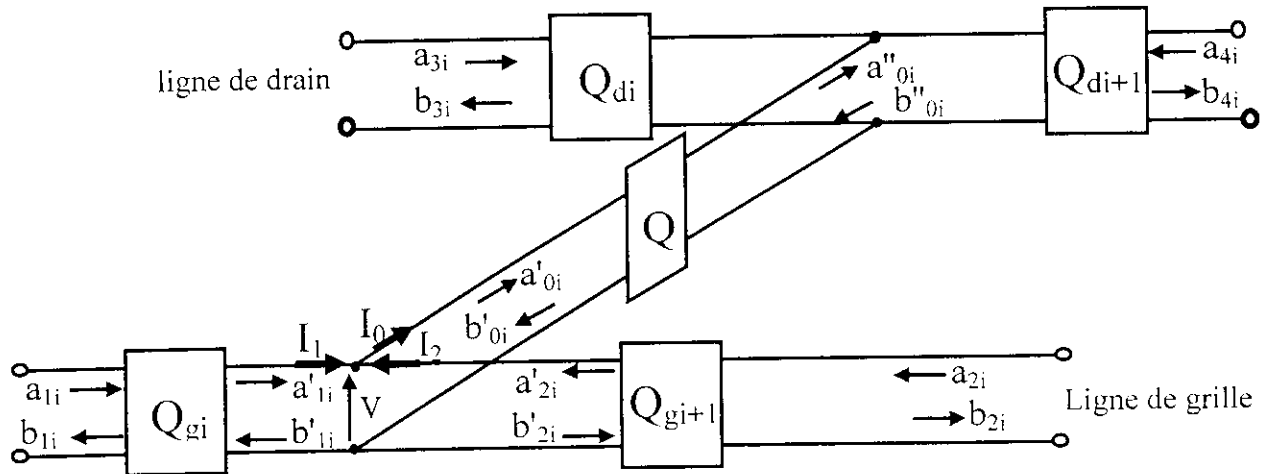


Fig. 4.1 : $i^{\text{ème}}$ section élémentaire

2) Formulation du problème

2.1) Cas général :

L'étude a pour objectif la recherche de la matrice d'onde qui caractérise la $i^{\text{ème}}$ section élémentaire (Figure 4.1) et déduire par la suite l'expression du gain en puissance ainsi que les paramètres S_{ij} . Cette caractérisation est la plus adéquate car tout le dispositif est constitué de N sections élémentaires connectées en cascade (Figure 4.2). Cette matrice utilise des ondes de répartition dont les valeurs sont intimement liées à celles des impédances de normalisation. Ces dernières sont choisies comme étant les impédances images des quadripôles Q_{gi} et Q_{di} d'une part, et réelles d'autre part afin que les relations obtenues régissant le fonctionnement du dispositif soient relativement simples. Ceci est bien mis en évidence dans l'Annexe C où la matrice d'onde $[T_i]$, liant les ondes de répartition a_{ji} et b_{ji} ($j=1,2,3,4$) (Figure 3.1), est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_{1i} \\ b_{3i} \\ a_{1i} \\ a_{3i} \end{bmatrix} = [T_i] \begin{bmatrix} a_{2i} \\ a_{4i} \\ b_{2i} \\ b_{4i} \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

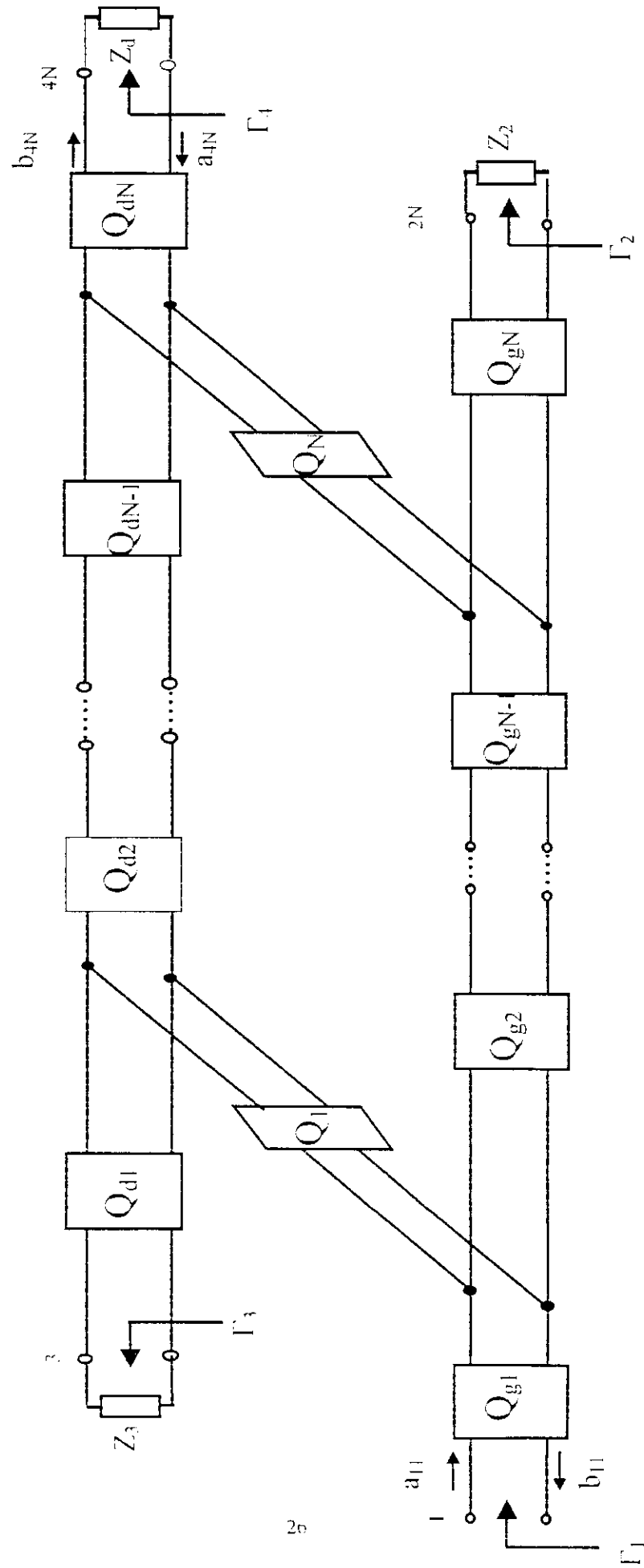


Fig.4.2 : Dispositif (octopôle) à N sections élémentaires.

La matrice $[T]$ globale est alors le produit des matrices de toutes les section élémentaire :

$$[T] = \prod_{i=1}^N [T_i]$$

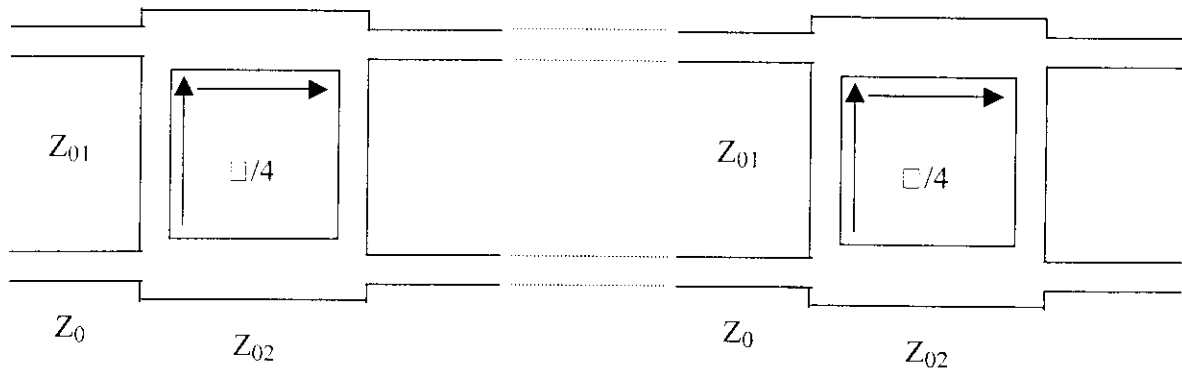


Fig 4.3 : Coupleur en échelle en technologie microruban (vue de dessus).

D'une manière plus explicite (§ Annexe C), la matrice $[T_i]$ s'écrit :

$$[T_i] = \begin{bmatrix} (1+t_{13})e^{-2\gamma_g} & t_{14}e^{-2\gamma_d} & t_{13} & t_{14} \\ t_{23}e^{-2\gamma_g} & (1+t_{24})e^{-2\gamma_d} & t_{23} & t_{24} \\ -t_{13} & -t_{14}e^{2\gamma_g-2\gamma_d} & (1-t_{13})e^{2\gamma_g} & -t_{14}e^{2\gamma_g} \\ -t_{23}e^{-2\gamma_g+2\gamma_d} & -t_{24} & -t_{23}e^{2\gamma_d} & (1-t_{24})e^{2\gamma_d} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$\text{avec : } t_{13} = \frac{-\Delta_1}{2\Delta}, \quad t_{14} = \frac{S_{12}e^{-\gamma_g+\gamma_d}}{\Delta}, \quad t_{23} = \frac{S_{21}e^{\gamma_g-\gamma_d}}{\Delta}, \quad t_{24} = \frac{-\Delta_2}{2\Delta},$$

$$\Delta_i = (1-S_{ii})(1+S_{jj}) + S_{ji}S_{ij} \quad (i, j = 1, 2 \text{ et } i \neq j) \text{ et}$$

$$\Delta = (1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{12}S_{21}$$

Les paramètres de répartition S_{ij} caractérisent le quadripôle Q_i et sont normalisés par rapport aux impédances images Z_{im2} et Z'_{im2} correspondant respectivement aux accès 2 des quadripôles Q_{gi} et Q_{di} . Par contre, les ondes de répartition se trouvant aux quatre accès de la $i^{\text{ème}}$ section élémentaire sont, quant à elles, normalisées par rapport aux impédances images Z_{im1} et Z'_{im1} associées respectivement aux accès 1 de Q_{gi} et Q_{di} (§ Annexe C).

En ce qui concerne les paramètres γ_g et γ_d , ils représentent respectivement les exposants de transfert sur image de Q_{gi} et Q_{di} et également de Q_{gi+1} et Q_{di-1} car ces quadripôles sont supposés passifs donc réciproques. Ils traduisent, en fait, le transfert d'énergie par un quadripôle adapté.

Si le dispositif est constitué de N sections élémentaires identiques comme l'indique la figure 4.2, sa matrice d'ondes globale $[T]$ est telle que :

$$[T] = [T_i]^N$$

Si le signal est appliqué à l'accès 1 de la ligne grille (a_{11}, b_{11}) et la charge est connectée à l'accès de sortie de la ligne drain (a_{4N}, b_{4N}) (Figure 4.2), l'amplification en puissance G (§ Annexe C) est donnée par l'expression suivante :

$$G = \left| \frac{b_{4N}}{a_{11}} \right|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_4|^2}{1 - |\Gamma_1|^2} \right) \quad (4.3)$$

où $\frac{b_{4N}}{a_{11}}$ et Γ_1 (§ Annexe C) s'expriment comme suit :

$$\frac{b_{4N}}{a_{11}} = \left[(T_{31}\Gamma_2 + T_{33}) \frac{b_{2N}}{b_{4N}} + (T_{32}\Gamma_4 + T_{34}) \right]^{-1}$$

$$\Gamma_1 = \frac{-(T_{11}\Gamma_2 + T_{13}) \frac{T_{22}\Gamma_3\Gamma_4 + T_{24}\Gamma_3 - T_{42}\Gamma_4 - T_{44}}{T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}} + (T_{12}\Gamma_4 + T_{14})}{-(T_{31}\Gamma_2 + T_{33}) \frac{T_{22}\Gamma_3\Gamma_4 + T_{24}\Gamma_3 - T_{42}\Gamma_4 - T_{44}}{T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}} + (T_{32}\Gamma_4 + T_{34})}$$

où les T_{ij} sont les éléments de $[T]$ et Γ_i le coefficient de réflexion au $i^{\text{ème}}$ accès ($i = 1, 2, 3, 4$) du dispositif global (Figure 4.2), normalisé par rapport à Z_{iml} pour $i = 1, 2$, et à Z'_{iml} pour $i = 3, 4$. Si Z_{chi} est l'impédance de charge à l'accès i ($i = 2, 3, 4$) du dispositif global, nous pouvons donc écrire :

$$\Gamma_i = \frac{Z_{chi} - Z_{iml}}{Z_{chi} + Z_{iml}} \quad (i = 2)$$

$$\Gamma_i = \frac{Z_{chi} - Z'_{iml}}{Z_{chi} + Z'_{iml}} \quad (i = 3, 4)$$

Appliquée à des cas particuliers (usuels), la méthode proposée fournit une formulation plus simple.

2.2) Cas particuliers

Ces cas, au nombre de deux, puisent leurs particularités dans les caractéristiques des circuits utilisés pour l'un et dans la manière de définir le dispositif pour l'autre.

a) Premier cas

Si le quadripôle Q_i , qui assure le couplage entre les lignes grille et drain, est unilatéral ($S_{12} = 0$), caractéristique valable pratiquement pour certains transistors à effet de champ, et le quatrième accès du dispositif global est adapté ($\Gamma_4 = 0$ ou $a_{4N} = 0$), l'expression de G devient alors :

$$G = \frac{|T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}|^2 |T_{31}\Gamma_2 + T_{33}|^2}{|(T_{31}\Gamma_2 + T_{33})(T_{44} - T_{24}\Gamma_3)|^2 (|T_{31}\Gamma_2 + T_{33}|^2 - |T_{11}\Gamma_2 + T_{13}|^2)} \quad (4.4)$$

b) Deuxième cas:

Nous transformons le quadripôle Q de sorte que ses impédances d'entrée et de sortie soient de valeurs infinies ($S_{11} = S_{22} = 1$). Nous sommes conduits à procéder ainsi car nous trouvons cette forme de circuit compatible avec celle adoptée par la majorité des auteurs [4,17] aussi bien pour l'amplificateur distribué qu'en ce qui concerne l'amplificateur à ondes progressives.

Dans le cas où le quadripôle Q_i serait unilatéral et les quatre accès du dispositif global seraient adaptés, nous montrons (§ Annexe C) que l'expression de G peut s'écrire :

$$G = \frac{|S_{21}|^2}{16} e^{-2N(\alpha_g + \alpha_d)} \left| \frac{\sinh[N(\gamma_g - \gamma_d)]}{\sinh(\gamma_g - \gamma_d)} \right|^2 \quad (4.5)$$

avec $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ et $\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d$

3) Applications

3.1) Amplificateur distribué

a) Cas réel : Formulation et Résultats

Si nous considérons que les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} se limitaient respectivement aux inductances séries $\frac{L_{gi}}{2}$ et $\frac{L_{di}}{2}$ seulement, leurs impédances images ne seraient donc pas définies et il serait, par voie de conséquence, impossible d'utiliser M.A.S. Pour y remédier, nous avons eu l'idée de modifier le quadripôle Q_i , qui est dans ce cas le transistor MESFET, en lui ajoutant à son entrée et à sa sortie une capacité shunt négative $-C_{gs}$ (capacité grille-source du transistor MESFET). Pour ne pas altérer les performances de l'amplificateur distribué, les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} doivent désormais comprendre respectivement l'inductance série $\frac{L_{gi}}{2}$ avec la capacité shunt $\frac{C_{gs}}{2}$, et l'inductance série $\frac{L_{di}}{2}$ avec la capacité shunt $\frac{C_{gs}}{2}$ (Figure 4.4). Ce sont donc des circuits à

k-constant pour lesquels $L_{gi} = L_{di} = L_{gi+1} = L_{di+1}$. Dans ces conditions, les impédances images et les exposants de propagation sur image [44] s'écrivent :

$$Z_{im1} = Z'_{im1} = \sqrt{\frac{L_{gi}}{C_{gs}}} \sqrt{1-x_c^2}$$

$$Z_{im2} = Z'_{im2} = \sqrt{\frac{L_{gi}}{C_{gs}}} \frac{1}{\sqrt{1-x_c^2}}$$

$$\gamma_g = \gamma_d = 0.5 \operatorname{arcosh}(1-2x_c^2)$$

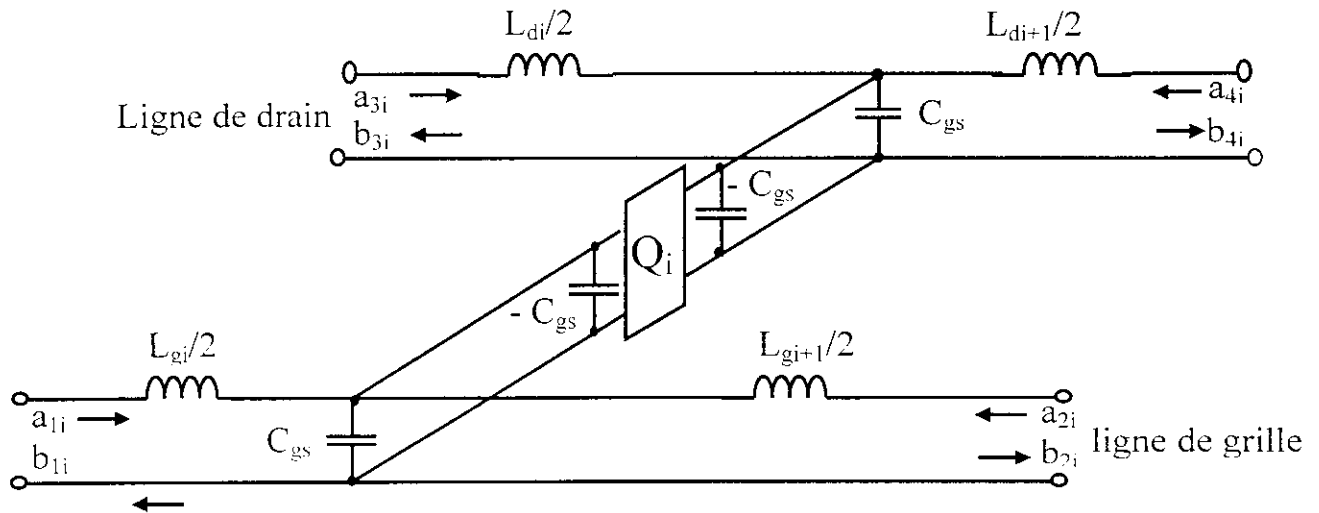


Fig. 4.4 : Schéma équivalent de la $i^{\text{ème}}$ section utilisant des circuits à k-constant

Comme la matrice de répartition $[Sa]$ du transistor est mesurée par rapport à 50 ohms, la normalisation par rapport à Z_{im2} et Z'_{im2} s'impose donc et s'effectue en ayant recours aux relations [48] suivantes :

$$[Sb] = [A]^{-1} \left[[Sa] - [\Gamma]^* \right] \left[[I_N] - [\Gamma][Sa] \right]^{-1} [A]^* \quad (4.6)$$

où $[A]$ et $[\Gamma]$ sont des matrices diagonales dont les éléments sont respectivement :

$$A_{ii} = (1 - \Gamma_i^*) \frac{\sqrt{1 - |\Gamma_i|^2}}{|1 - \Gamma_i|} \quad (i = 1, 2)$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{im2} - 50}{Z_{im2} + 50} \quad \text{et} \quad \Gamma_2 = \frac{Z'_{im2} - 50}{Z'_{im2} + 50}$$

Le nouveau quadripôle actif qui en résulte est décrit par les paramètres de répartition suivants :

$$S_{11} = S_{11q} + \frac{S_{21q}S_{12q}S_{11g}}{1 - S_{22q}S_{11g}} \quad (4.7a)$$

$$S_{22} = S_{22g} + \frac{S_{21g}S_{12g}S_{22q}}{1 - S_{22q}S_{11g}} \quad (4.7b)$$

$$S_{21} = \frac{S_{21q}S_{21g}}{1 - S_{22q}S_{11g}} \quad (4.7c)$$

$$S_{12} = \frac{S_{12q}S_{12g}}{1 - S_{22q}S_{11g}} \quad (4.7d)$$

où :

$$S_{11q} = S_{22q} = \frac{jZ_{im2}C_{gs}\omega}{2 - jZ_{im2}C_{gs}\omega} \quad ; \quad S_{21q} = S_{12q} = \frac{2}{2 - jZ_{im2}C_{gs}\omega}$$

$$S_{11g} = S_{11b} + \frac{S_{21b}S_{12b}S_{11q}}{1 - S_{22b}S_{11q}} \quad ; \quad S_{22g} = S_{22q} + \frac{S_{21q}S_{12q}S_{22b}}{1 - S_{22b}S_{11q}}$$

$$S_{21g} = \frac{S_{21b}S_{21q}}{1 - S_{22b}S_{11q}} \quad ; \quad S_{12g} = \frac{S_{12b}S_{12q}}{1 - S_{22b}S_{11q}}$$

b) Cas approximés : Formulation et Résultats

Nous pouvons envisager deux cas :

b1) En se référant aux mêmes considérations et hypothèses prises par les auteurs [4,17] et énoncées dans le chapitre 2 et dans la présente introduction, le modèle du transistor MESFET (Figure 3.1) se réduit désormais à celui de la figure 4.5. Nous en déduisons donc que $S_{11} = S_{22} = 1$ et $S_{12} = 0$.

Le calcul de S_{21} nécessite au préalable celui des ondes de répartition a_1 et b_2 qui s'expriment :

$$a_1 = \frac{V_1 + Z_{im2}I_1}{2\sqrt{Z_{im2}}}$$

$$b_2 = \frac{V_2 - Z'_{im2}I_2}{2\sqrt{Z'_{im2}}}$$

Dans ce cas, nous avons $I_1 = 0$ et $I_2 = g_m V_i$ d'une part, et $V_2 = -Z'_{im2}I_2$ d'autre part. Nous pouvons alors écrire :

$$S_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{-2\sqrt{Z_{im2}Z'_{im2}}g_m V_i}{V_1} \quad (4.8)$$

Du modèle électrique du transistor MESFET (Figure 2.2), nous déduisons la relation suivante :

$$V_i = \frac{V_1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_g}} \quad (4.9)$$

Finalement, l'expression de S_{21} devient :

$$S_{21} = \frac{-2g_m \sqrt{Z_{01} Z_{02}}}{(1 + jx_g^2)(1 - x_c^2)^{1/2}} \quad (4.10)$$

où $Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}}$ ($Z_{01} = Z_{02} = 50\Omega$)

En combinant (4.5) avec (4.10), l'expression du gain s'écrit alors:

$$G = \frac{g_m^2 Z_{01} Z_{02}}{4(1 + x_g^2)(1 - x_c^2)} e^{-2N(\alpha_g + \alpha_d)} \left| \frac{\sinh[N(\gamma_g - \gamma_d)]}{\sinh(\gamma_g - \gamma_d)} \right|^2 \quad (4.11)$$

Cette expression est identique à la relation (2.11) donnée par Beyer et al. [9], même si au niveau de la forme il y a une différence qui est, toutefois, justifiée par le fait que dans notre cas nous utilisons des demies cellules alors que [9] emploie des cellules complètes. Ceci se traduit évidemment par un terme multiplicatif qui vaut 0.5 entre les exposants de transfert sur image γ_g et γ_d des demies cellules et ceux des cellules complètes, qui sont donnés par les relations (2.8-2.10).

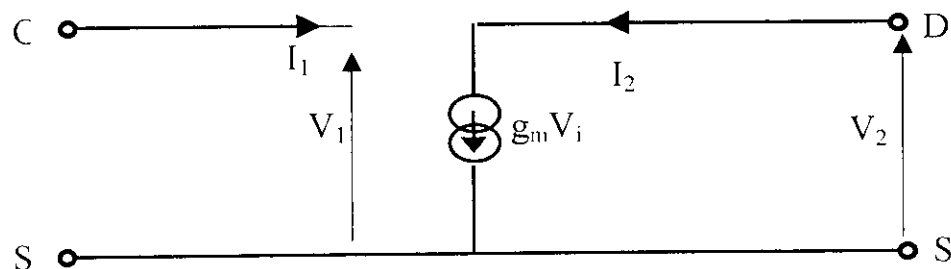


Fig. 4.5 : Modèle électrique du transistor MESFET sans R_{gs} , C_{gs} , R_{ds} et C_{ds}

L'extraction des paramètres du modèle électrique du transistor MESFET CFY 18 de Siemens [42], nous a permis de trouver, pour un amplificateur distribué à quatre sections, les caractéristiques suivantes :

- fréquence de coupure $f_c = 20.53$ GHz ;
- fréquence à moins 1 dB $f_{1dB} = 19.1$ GHz ;
- gain en puissance en basses fréquences $G_0 = 7.15$ dB

Les résultats obtenus (Figure 4.6) par la méthode proposée sont comparés à ceux obtenus par Beyer et al. [9]. Nous constatons une parfaite concordance entre ces résultats, ce qui confirme une fois de

plus, mais d'une autre manière, la fiabilité ou la validité de M.A.S déjà prouvées par l'expression (4.11) . Il faut préciser que M.A.S est appliquée pour un amplificateur distribué utilisant des transistors modélisés par le schéma électrique de la figure 4.5 et des lignes de grille et de drain avec pertes. Les impédances caractéristiques et les exposants de transfert sur images de ces lignes sont donnés respectivement par les expressions (2.6) à (2.10) du chapitre 2.

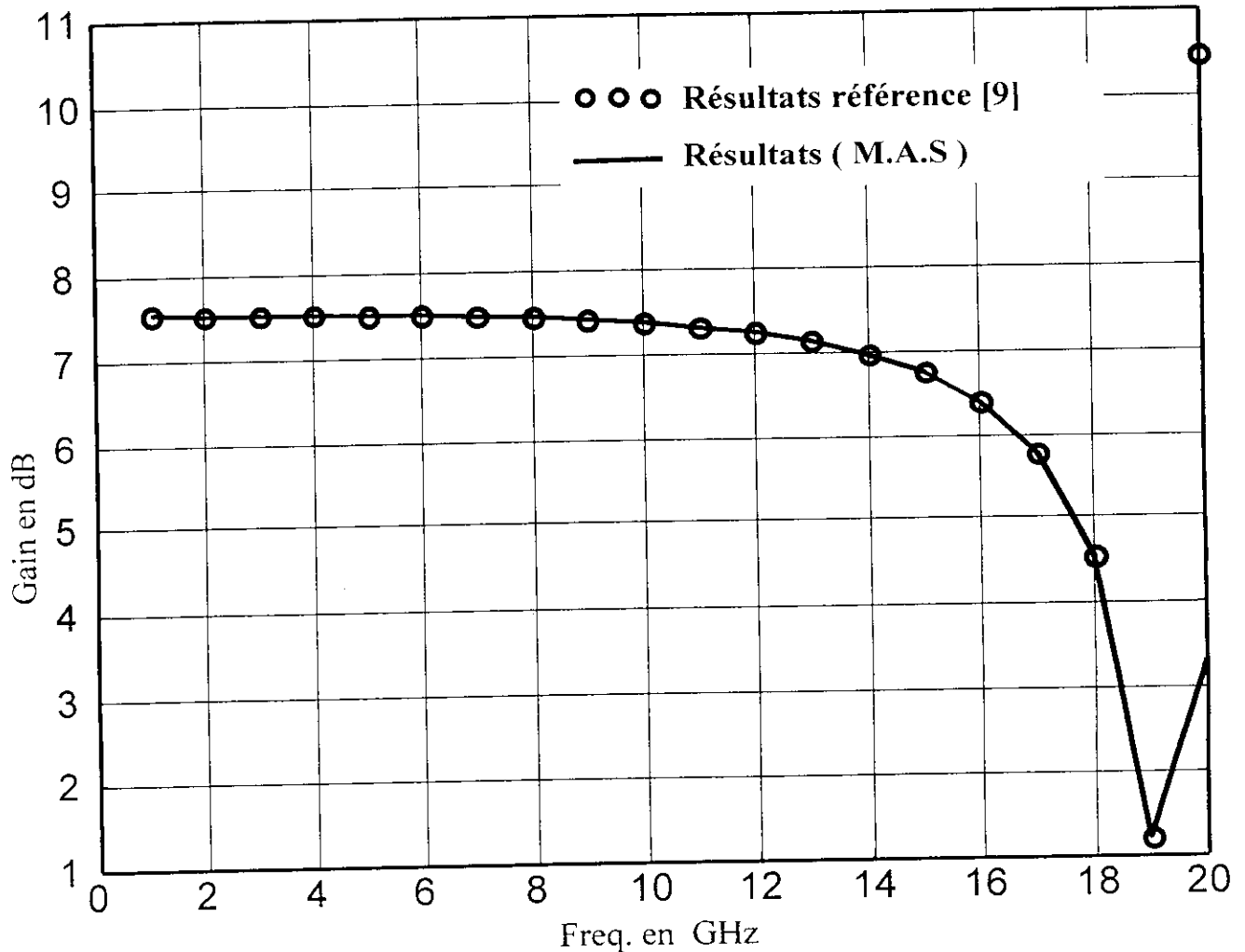


Figure 4.6 : Gains en puissance en fonction de la fréquence d'un amplificateur distribué à 4 transistors MESFET CFY 18 modifiés

b2) Dans le cas où nous utilisons le modèle du transistor MESFET tel qu'il est représenté par la figure 3.2 du chapitre I sans aucune modification, les expressions (4.7a-7d) s'écrivent:

$$S_{11} = \frac{(Z_{im2})^{-1} - jC_{gs}\omega \left(-1 + \frac{1}{1 + jx_g} \right)}{(Z_{im2})^{-1} + jC_{gs}\omega \left(-1 + \frac{1}{1 + jx_g} \right)} \quad (4.12a)$$

$$S_{22} = \frac{(Z_{im2})^{-1} - (R_{ds})^{-1}}{(Z_{im2})^{-1} + (R_{ds})^{-1}} \quad (4.12b)$$

$$S_{21} = \frac{-2g_m}{\left((R_{ds})^{-1} + (Z_{im2})^{-1} \right) \left(1 + jx_g \right) \left(1 + Z_{im2} j C_{gs} \omega \left(-1 + \frac{1}{1 + jx_g} \right) \right)} \quad (4.12c)$$

$$S_{12} = 0 \quad (4.12d)$$

Il est évident que l'emploi de ces expressions (4.12a-12d) permet l'association aux transistors de lignes sans pertes constituées de circuits à k-constant. Celles-ci sont donc caractérisées par des paramètres bien connus et précis, ce qui n'est pas le cas de l'exemple précédent où ils sont donnés par les relations (2.6) à (2.10) qui sont approximatives. Cette différence explique en partie l'écart entre nos résultats, dans ce cas, et ceux de Beyer et al. [9] comme l'indique la figure 4.7. L'écart maximum, situé en milieu de bande, n'excède guère 2 dB. Cet écart est dû au fait qu'à partir d'une certaine fréquence, l'effet de la capacité shunt C_{ds} l'emporte sur celui de la résistance R_{ds} qui lui est parallèle. Beyer et al. [9] suppose que les pertes sont constantes sur toute la gamme de fréquence.

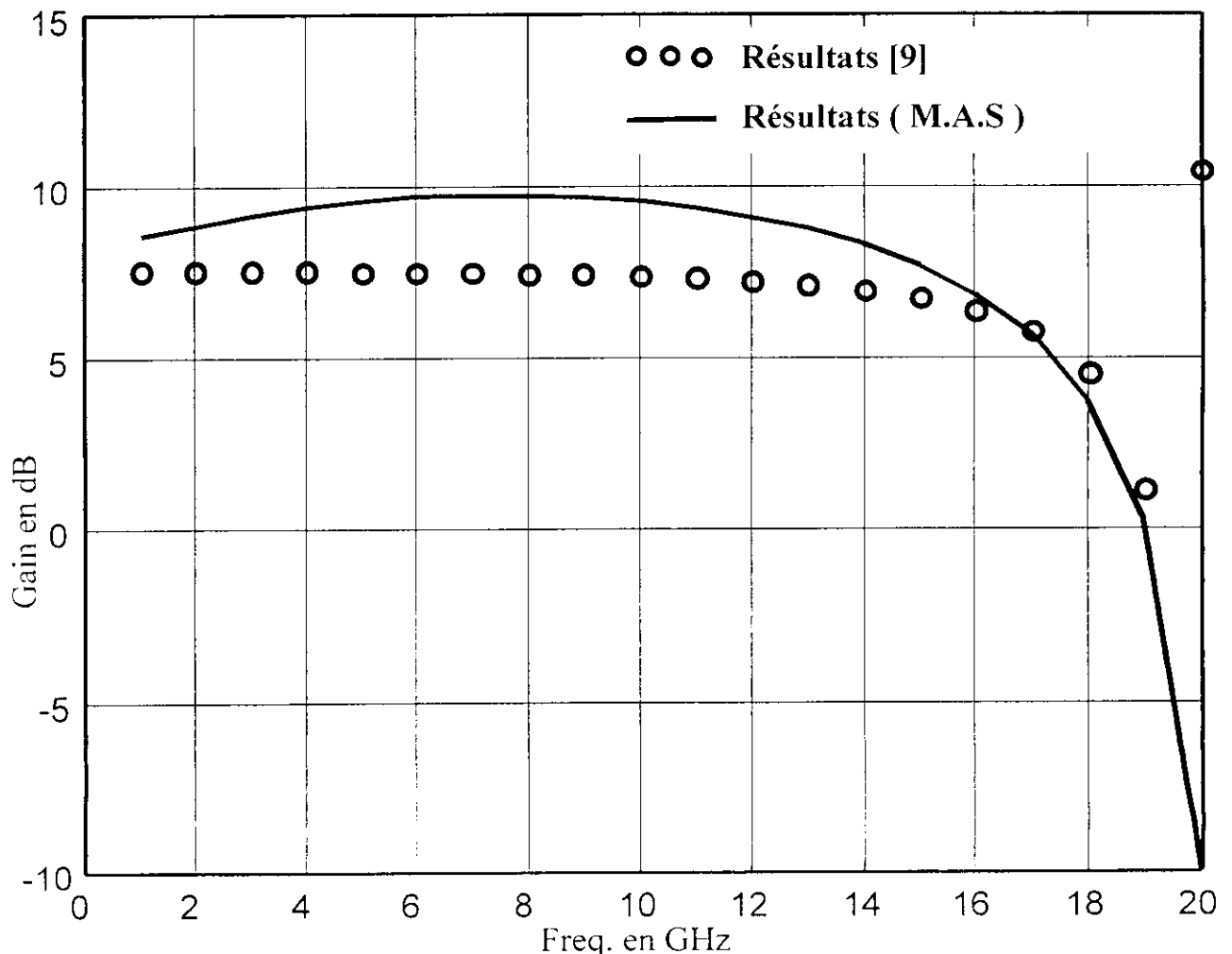


Fig. 4.7 : Gains en puissance en fonction de la fréquence d'un amplificateur distribué à 4 transistors MESFET CFY 18 non modifiés.

Pour s'assurer encore plus de la fiabilité de M.A.S, nous l'appliquons à un amplificateur distribué conçu et réalisé par Niclas et al [7]. Ce choix n'est pas fortuit et ce pour deux raisons essentielles. La première est que, sur le plan de la simulation, la comparaison se fait par rapport à une méthode relativement plus précise et la seconde est que nous confrontons nos résultats (Figure 4.8) à des résultats expérimentaux. Les résultats donnés par M.A.S [18] sont en meilleur accord avec les mesures que ceux obtenus par Niclas et al. [7], à l'aide de la matrice admittance dont l'application ne peut être valable que pour des dispositifs ayant des dimensions inférieures à la longueur d'onde. Ceci s'explique par le fait que M.A.S utilise directement les paramètres S_{ij} mesurés du transistor. Dans ce cas, les erreurs que pourraient engendrer l'extraction des paramètres du transistor si nous utilisons le modèle électrique n'interviennent pas. De plus, M.A.S tient compte de la réaction drain-grille. Cette réaction justifie, en partie, les ondulations du gain en puissance.

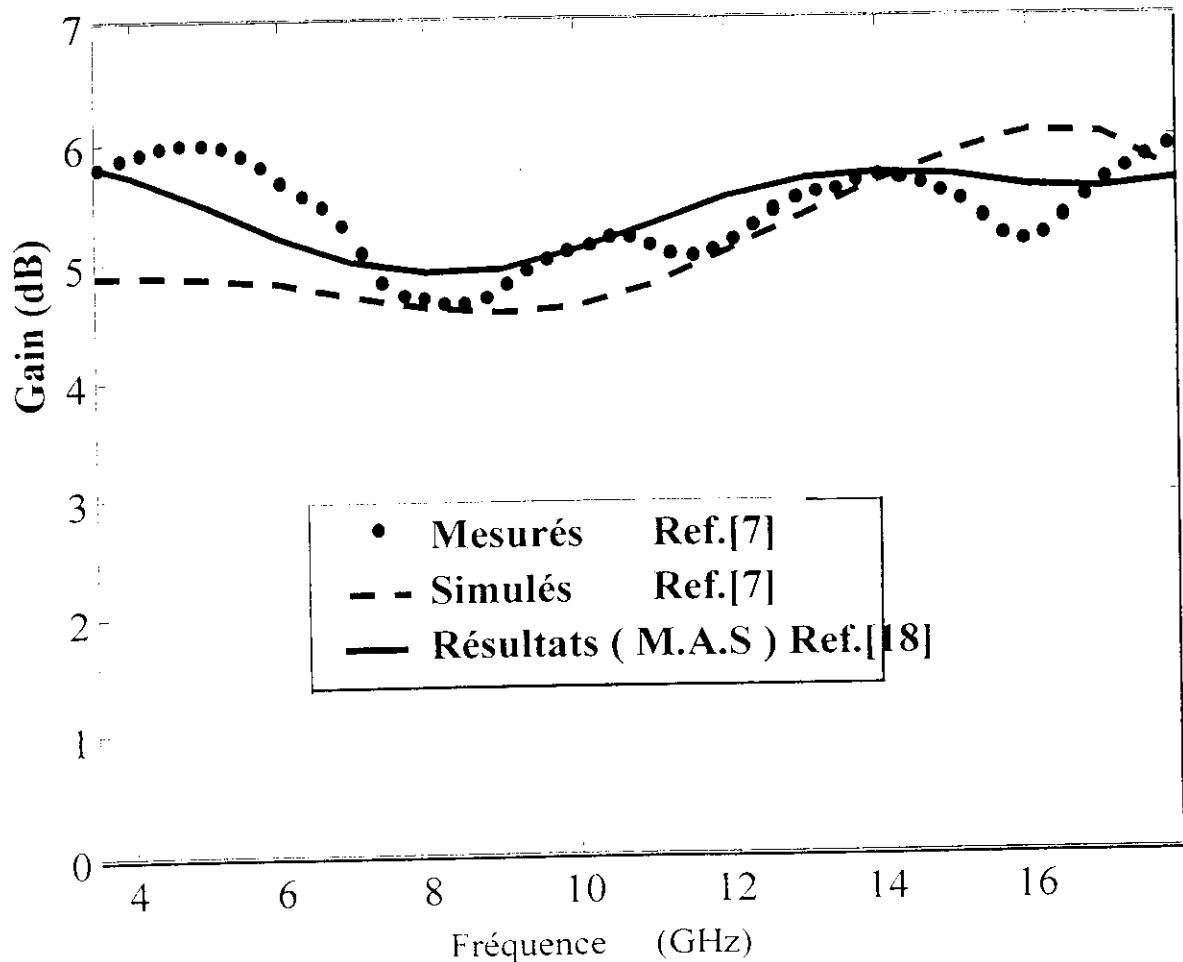


Fig.4.8 : Gain en fonction de la fréquence d'un amplificateur Distribué.

3.2) Amplificateur à ondes progressives

a) Cas réel : Formulation et Résultats

Les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} ne sont autre que des tronçons de lignes identiques sans pertes et d'impédance caractéristique Z_0 (Figure 2.9).

M.A.S peut donc s'appliquer, à l'aide des relations (4.2) et (4.3), et ce, sans effectuer aucune modification. Il est, par conséquent, clair que les S_{ij} du transistor, fournis par le constructeur (ou mesurés), ne subissent aucune modification à condition bien sûr de prendre Z_0 égale à 50 ohms. Sinon, le calcul de nouvelles valeurs des S_{ij} , à l'aide de la relation (4.6), s'impose. Si les longueurs des tronçons de ligne sont l et leurs constantes de phase β , alors $\gamma_g = \gamma_d = \beta l$.

Les figures 4.9 et 4.10 illustrent la comparaison entre nos résultats (M.A.S) et ceux de Y. Ayasli et al. [5] et ce pour deux cas différents.

Y. Ayasli et al. [5] supposent que :

- les pertes dues à R_{gs} et R_{ds} sont négligeables ;
- les transistors ne chargent pas les lignes mais en font partie, ce qui signifie une adaptation entre les impédances de charge (50 Ω) et ces lignes ;
- les dimensions du dispositif sont négligeables par rapport à la longueur d'onde. Donc, toutes les ondes sont en phase et, par conséquent, constructives.

Toutes ces suppositions expliquent l'évolution sans fluctuation et la valeur élevée du gain.

Dans la méthode M.A.S, aucune supposition n'est faite sur les pertes dues à R_{gs} et R_{ds} . De plus, les capacités des transistors s'ajoutent à celles des lignes d'impédance caractéristique de valeur 50 Ω . L'effet résultant est que ces lignes auront, en réalité, des impédances caractéristiques plus faibles que 50 Ω . Comme le gain est proportionnel aux valeurs de ces impédances caractéristiques, sa valeur sera donc plus faible. De plus, M.A.S ne suppose pas que les dimensions du dispositif soient négligeables comparativement à la longueur d'onde. Ceci introduit évidemment des déphasages qui entraînent des effets de construction, à certaines fréquences, et de destruction, à d'autres fréquences, des ondes. C'est la raison pour laquelle, l'évolution du gain, obtenu en fonction de la fréquence, présente des ondulations. Ces dernières sont également renforcées par l'effet de désadaptation.

En considérant les mêmes hypothèses simplificatrices, du point de vue dimension et adaptation, nous obtenons la même forme du gain (Figure 4.10).

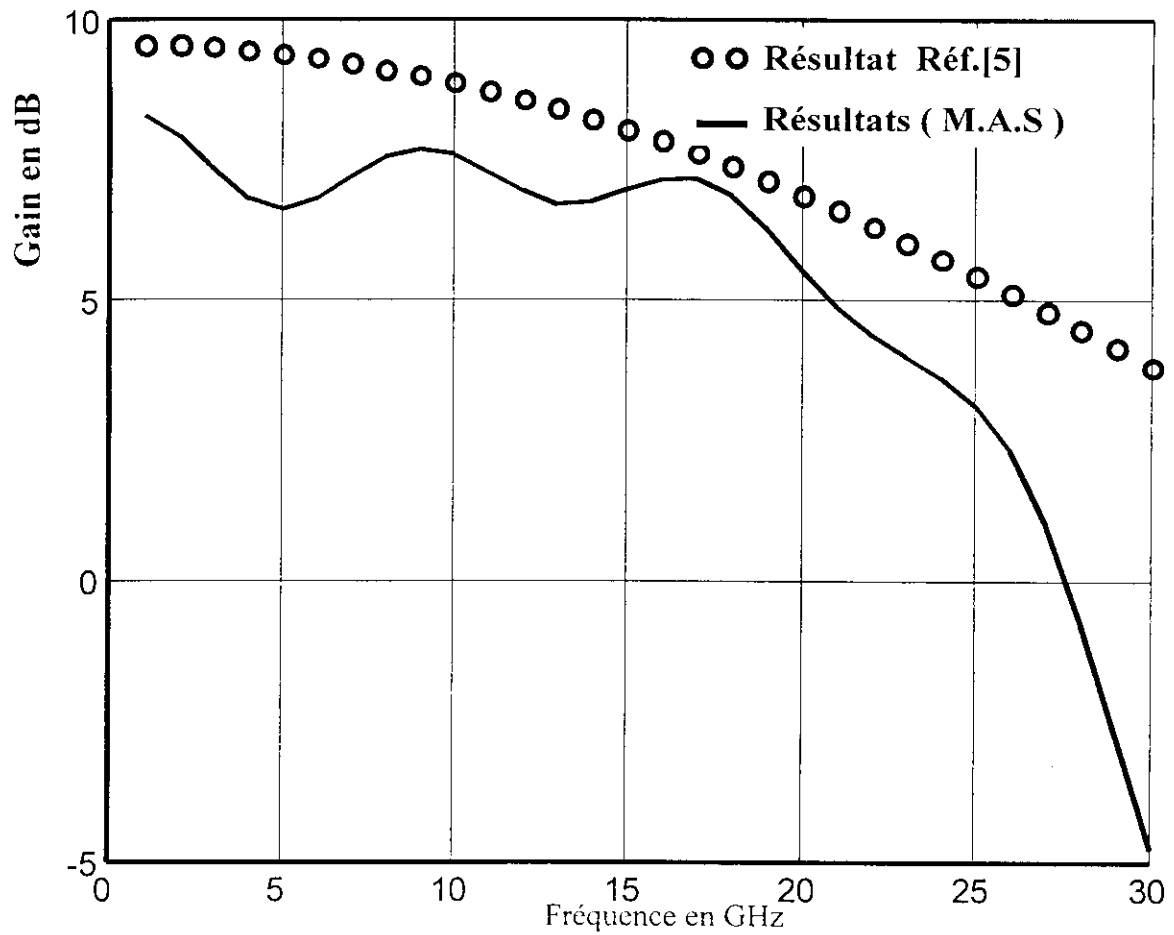


Fig. 4.9 : Gain en puissance en fonction de la fréquence d'un amplificateur à ondes progressives utilisant le transistor CFY 18 de Siemens.

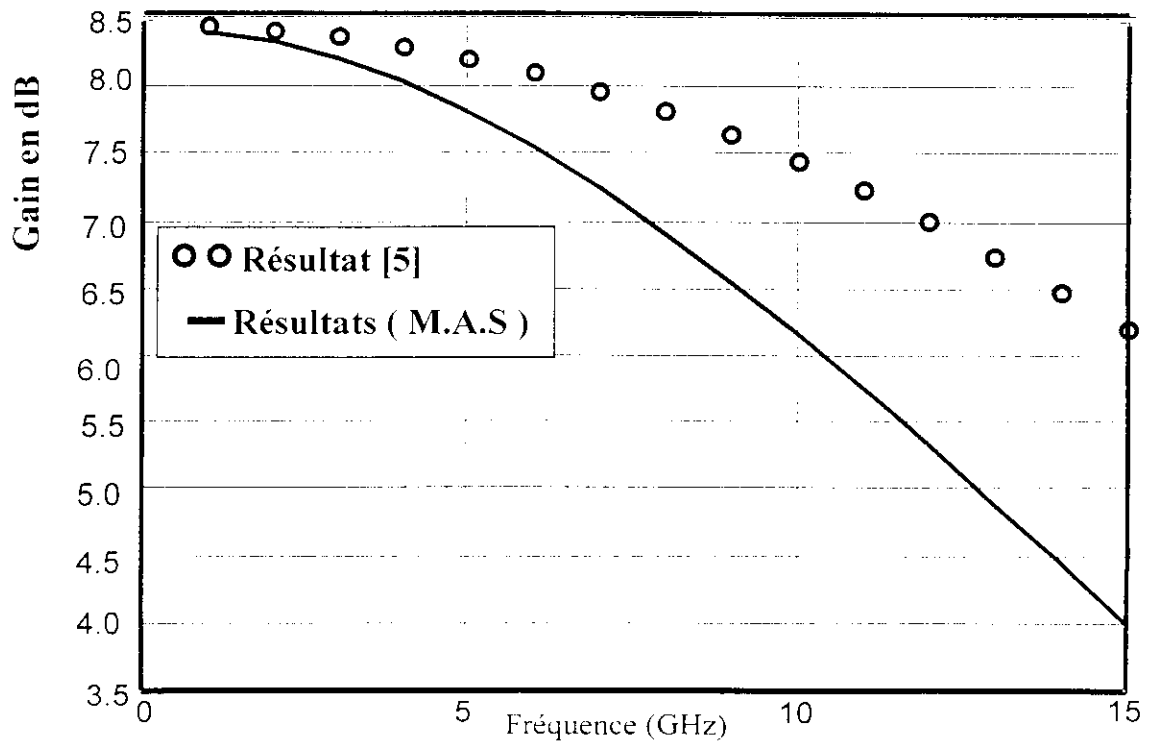


Fig. 4.10 : gain en puissance en fonction de la fréquence d' amplificateur à ondes progressives utilisant le CFY18 de Siemens.

b) Cas approximé : Formulation et Résultats

En tenant compte des hypothèses simplificatrices formulées par Y. Ayasli et al. [5], les paramètres de répartition du transistor s'écrivent :

$$\begin{aligned} S_{12} &= 0 \\ S_{11} &= S_{22} = 1 \\ S_{21} &= -2g_m Z_0 \end{aligned} \quad (4.13)$$

En tenant compte de l'égalité des constantes de phase des lignes de grille et de drain, nous pouvons alors effectuer l'approximation :

$$e^{-2N(\alpha_g l + \alpha_d l)} \left| \frac{\sinh[N(\gamma_g l - \gamma_d l)]}{\sinh(\gamma_g l - \gamma_d l)} \right|^2 \approx \left[\frac{e^{-2N\alpha_g l} - e^{-2N\alpha_d l}}{2\alpha_g l - 2\alpha_d l} \right]^2 \quad (4.14)$$

En combinant les relations (4.5), (4.13) et (4.14), nous obtenons pour le gain l'expression suivante :

$$G = \frac{g_m^2 Z_0^2}{4} \left[\frac{e^{-2N\alpha_g l} - e^{-2N\alpha_d l}}{2\alpha_g l - 2\alpha_d l} \right]^2 \quad (4.15)$$

où α_g et α_d sont donnés par les relations (2.26) et (2.27) du chapitre 2.

La relation (4.15) est identique à celle obtenue par Y. Ayasli et al. [5], à la seule différence qu'elle fait intervenir le terme multiplicatif 2. Ceci s'explique par le fait que nous utilisons, dans notre méthode, des demi-cellules alors que Y. Ayasli et al. [5] emploient des cellules complètes.

3.3) Amplificateur distribué du type passe bande

Au lieu de circuits de type k-constant, ce genre de dispositif (A.D.P.B) utilise des circuits résonnants et anti-résonnants (Figures 2.10, 2.11) représentés respectivement par les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} .

a) Cas réel : Formulation et Résultats

Comme pour l'analyse précise de l'amplificateur distribué de type passe bas, il faut retrancher de l'entrée et de la sortie du transistor la capacité C_{gs} et utiliser les relations (4.2) et (4.3). Pour cela, il faut d'abord calculer l'exposant de transfert sur image de chaque quadripôle ainsi que ses impédances images.

D'après la figure (2.10), z et y s'écrivent :

- pour la ligne de grille :

$$z = jL_{lg}\omega + \frac{l}{jC_{lg}\omega}$$

$$y = \frac{1}{jL_{2g}\omega} + jC_{gs}\omega$$

- pour la ligne de drain :

$$z = jL_{1d}\omega + \frac{1}{jC_{1d}\omega}$$

$$y = \frac{1}{jL_{2d}\omega} + jC_{ds}\omega$$

Dans cette dernière relation, nous devons remplacer C_{ds} par C_{gs} pour assurer l'égalité des phases des ondes se propageant le long des lignes de grille et de drain. De plus, les impédances caractéristiques de ces lignes doivent être égales et les circuits résonnants et anti-résonnants résonner tous à la fréquence centrale f_0 (correspondant à ω_0) de la bande passante. Ceci nous permet d'écrire :

$$L_{1g} = L_{1d} \quad \text{et} \quad L_{2g} = L_{2d}$$

Les coefficients γ_g et γ_d sont donc égaux et donnés par :

$$\gamma = \cosh^{-1} \sqrt{1 + \frac{zy}{4}}$$

Les impédances images des quadripôles Q_{gi} et Q_{di} s'écrivent (§ Annexe A) comme suit :

$$Z_{i1}^{(g)} = Z_{i1}^{(d)} = R_0 \sqrt{\left(1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}\right)} \quad (4.16)$$

$$Z_{i2}^{(g)} = Z_{i2}^{(d)} = R_0 \sqrt{\left(1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}\right)^{-1}} \quad (4.17)$$

où : $x_k = \frac{\omega}{\omega_0}$, $\delta = \frac{\omega_h - \omega_b}{\omega_0}$,

ω_0 la pulsation de résonance et aussi la pulsation centrale,

ω_h et ω_b les pulsations haute et basse respectivement,

R_0 la valeur des impédances images en basse fréquence qui est en pratique égale à 50 Ω ,

$Z_{i1}^{(g)}$ et $Z_{i2}^{(g)}$ représentent les impédances images de Q_{gi} et correspondent respectivement à des structures en T et en Π .

$Z_{i1}^{(d)}$ et $Z_{i2}^{(d)}$ représentent les impédances images de Q_{di} et correspondent respectivement à des structures en T et en Π .

a) Cas approximé : Formulation et Résultats

L'intérêt de la relation (4.9), établie pour un A.D, est qu'elle est aussi valable pour un A.D.P.B. En effet, l'ajout d'une inductance en parallèle avec l'entrée du transistor affecte le courant seulement mais pas la tension V_1 . A l'aide des relations (4.8), (4.16) et (4.17), nous obtenons, pour le gain, une expression de la forme :

$$G = \frac{g_m^2 R_0^2 \sinh^2 [N(\alpha_g - \alpha_d)] e^{-N(\alpha_g + \alpha_d)}}{4 \left[1 + \frac{x_k^2}{x_g'^2} \right] \left[1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2} \right] \sinh^2 [(\alpha_g - \alpha_d)]} \quad (4.18)$$

où (Annexe A) :

$$\alpha_g \cong \frac{x_k^2 / x_g' \delta}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}}} \quad (4.19)$$

$$\alpha_d \cong \frac{x_d' / \delta}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}}} \quad (4.20)$$

$$x_g' = \frac{\omega_g}{\omega_0}, \quad \omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}}, \quad x_d' = \frac{\omega_d}{\omega_0} \quad \text{et} \quad \omega_d = \frac{1}{R_{ds} C_{ds}}$$

Dans le cas où $Z_{i1}^{(g)} \neq Z_{i1}^{(d)}$ et $Z_{i2}^{(g)} \neq Z_{i2}^{(d)}$, nous remplacerons R_0^2 par $R_{01}R_{02}$ dans (4.18). R_{01} et R_{02} sont les valeurs des impédances images en basse fréquence.

M.A.S aboutit donc à l'expression du gain (3.18) d'un A.D.P.B. Cette expression est identique à celle obtenue par Prasad et al. [24].

A travers les différentes configurations des amplificateurs distribués et à ondes progressives, nous avons pu mettre en évidence la précision et le caractère général de M.A.S par rapport aux autres méthodes.

Conception de nouveaux types d'amplificateurs

Nous proposons de nouveaux modèles d'amplificateurs conçus pour produire un gain plus élevé que celui d'un A.D conventionnel. Ils sont de deux types à savoir l'amplificateur à accès désadaptés (A.A.d) et l'amplificateur avec compensation des pertes par résistance négative (A.L.A). Pour y arriver, nous avons développé des approches propres à ces conceptions.

1) Amplificateur à accès désadaptés (A.A.d)

Les terminaisons aux accès (2) et (3) d'un A.D (Figure 5.1) sont prévues pour absorber les signaux qui y arrivent, ce qui représente alors des pertes de puissance. Pour transformer celles-ci en gain, nous avons eu l'idée [18] de tirer profit des réflexions dues aux terminaisons des accès (2) et (3). Ceci n'est possible que par un choix judicieux de ces terminaisons. Ces réflexions, représentées par les coefficients Γ_2 et Γ_3 de l'expression (4.3) du chapitre 4, doivent être telles que le gain en puissance de l'A.D reste constant sur une bande de fréquences la plus large possible .

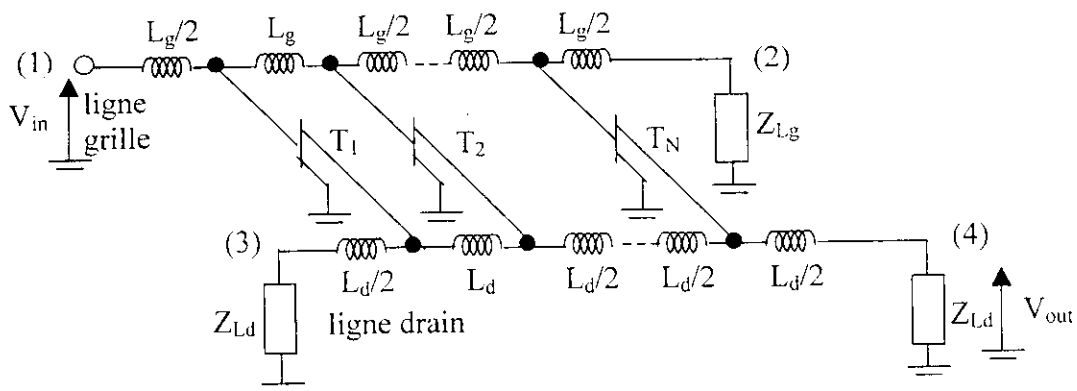


Fig. 5.1 : Schéma de principe d'un amplificateur distribué [4.5]

Nous savons que les ondulations du signal, recueilli à l'accès (3), incombent aux différences de marche des différentes ondes qui s'y dirigent. Ces ondulations apparaissent au fur et à mesure que la fréquence augmente. En revanche, les ondes sont plutôt constructives sur une bande de fréquence qui s'étend du continu à quelques GHz. C'est cette propriété que nous mettons à profit pour augmenter le gain dans cette gamme de fréquence. L'idée de connecter une impédance Z_3 , du type passe haut, permet de réfléchir totalement les ondes au niveau de l'accès (3) .

Lorsque l'ondulation du signal à l'accès (3) commence, l'onde, réfléchiée d'abord partiellement ensuite entièrement par la terminaison de l'accès (2), doit être exploitée afin que le

gain soit maintenu constant du continu jusqu'à la fréquence de coupure des lignes de grille et de drain si possible. L'impédance Z_2 connectée à l'accès (2) doit donc avoir un caractère passe bas.

Le fonctionnement de ce nouveau type d'A.D se base alors sur la réflexion totale par la terminaison de l'accès (3) et de l'adaptation de l'accès (2) en basses fréquences, et inversement en hautes fréquences. Nous en concluons donc que les deux impédances doivent avoir des fréquences de coupure très proches l'une de l'autre. Nous pouvons en tirer deux avantages:

- si par exemple, la fréquence de coupure de Z_3 était très éloignée de celle de Z_2 , il en résulterait des variations importantes du gain ;
- la détermination de Z_3 se fait grâce aux relations (5.1 et 5.3) dont la résolution ne peut se faire que par des méthodes d'optimisation. Le moyen de connaître sa valeur approchée existe grâce justement à ces fréquences de coupure. Il en est de même pour Z_2 . Nous nous servons de cette valeur approchée pour l'attribuer aux composantes du vecteur initial, nécessaire dans toute méthode d'optimisation. Ainsi, nous arriverons à améliorer la convergence de cette méthode.

L'augmentation du gain, qui s'en suivra, ne pourra, en aucun cas, excéder la valeur de 3dB. En effet, cette augmentation est due à la récupération du signal qui serait absorbé par la terminaison de l'accès (3) de l'A.D conventionnel en basses fréquences, et qui résulte, en réalité, d'un partage équitable entre l'accès (3) et l'accès (4) d'une partie de la puissance dans la ligne de drain.

a) Principe de la Méthode de conception :

Le principe de cette méthode est basée sur la recherche des valeurs de Z_2 et Z_3 qui minimisent, de la fréquence f_{min} à la fréquence f_{max} , la fonction objectif F suivante :

$$F = \sum_{f=f_{min}}^{f_{max}} |G - G_0|^2 \quad (5.1)$$

où G est donné par la relation (4.4) et G_0 la valeur du gain désirée ($G \leq G_0 \leq 2G$).

Pour la minimisation de F , nous utilisons la méthode d'optimisation du gradient [45].

b) Procédure de la Méthode

La mise en application de cette méthode doit s'effectuer selon l'ordre chronologique suivant :

1. Nous fixons le nombre N de cellules représentant le degré du filtre et donnant Z_2 et Z_3 .
2. Nous normalisons ensuite les self inductances et les capacités par rapport à l'impédance caractéristique Z_{C0} (pour Z_2) et Z'_{C0} (pour Z_3), et la fréquence f par rapport à la fréquence

de coupure f_c , donnée par la relation (2.1). En général, nous prenons les impédances Z_{C0} et Z'_{C0} égales à 50 ohms. Ainsi, nous pouvons écrire :

$$Z_2 = Z_{C0} \left(A_1 p + \frac{1}{B_1 p + \frac{Z_{C0}}{Z_{CN-2}}} \right) \quad (5.2)$$

$$Z_3 = Z'_{C0} \left(\frac{1}{A'_1 p} + \frac{1}{\frac{1}{B'_1 p} + \frac{Z'_{C0}}{Z_{CN-2}}} \right) \quad (5.3)$$

$$\text{où : } Z_{CN-2} = Z_{C0} \left(A_2 p + \frac{1}{B_2 p + \frac{Z_{C0}}{Z_{CN-4}}} \right) ;$$

$$Z_{CN-2} = Z'_{C0} \left(\frac{1}{A'_2 p} + \frac{1}{\frac{1}{B'_2 p} + \frac{Z'_{C0}}{Z_{CN-4}}} \right) ;$$

$$Z_{CN-2i} = Z_{C0} \left(A_{i+1} p + \frac{1}{B_{i+1} p + \frac{Z_{C0}}{Z_{CN-2i-2}}} \right) \text{ est le terme général avec } 0 \leq i \leq \frac{N}{2} - 1 ;$$

$$Z'_{CN-2i} = Z'_{C0} \left(\frac{1}{A'_{i+1} p} + \frac{1}{\frac{1}{B'_{i+1} p} + \frac{Z'_{C0}}{Z_{CN-2i-2}}} \right) \text{ est le terme général avec } 0 \leq i \leq \frac{N}{2} - 1 ;$$

où :

$$A_{i+1} = \frac{L_{i+1} \omega_c}{Z_{C0}} \quad (5.4)$$

$$B_{i+1} = Z_{C0} C_{i+1} \omega_c \quad (5.5)$$

$$A'_{i+1} = Z'_{C0} C'_{i+1} \omega_c \quad (5.6)$$

$$B'_{i+1} = \frac{L'_{i+1} \omega_c}{Z'_{C0}} \quad (5.7)$$

$$p = \frac{j\omega}{\omega_c} = jx_c.$$

L_{i+1} (L'_{i+1}) et C_{i+1} (C'_{i+1}) sont respectivement les self inductances et les capacités de la $(i+1)^{\text{ème}}$ section du filtre passe bas et du filtre passe haut.

Nous avons ajouté cette opération de normalisation, non seulement pour que les relations aient un caractère universel, mais surtout pour avoir à faire à des grandeurs de valeurs relativement élevées donc plus précises. En effet, dans le cas où il n'y avait pas de normalisation, nous nous sommes rendus compte qu'à cause de la petitesse des valeurs des self inductances et des capacités (10^{-9} à 10^{-13}), les résultats obtenus étaient, le plus souvent, entachés d'erreurs.

3. Nous écrivons les expressions des coefficients de réflexion Γ_2 et Γ_3 , normalisés soit par rapport à 50 ohms soit par rapport à l'une des impédances données par les expressions suivantes :

$$Z_{im1} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \sqrt{1 - x_c^2} \quad (5.8)$$

$$Z_{im2} = \sqrt{\frac{L_d}{C_{gs}}} \frac{1}{\sqrt{1 - x_c^2}} \quad (5.9)$$

Le choix de l'une ou l'autre de ces impédances de normalisation sera dicté par les résultats de l'optimisation. Il en est de même pour le nombre N .

4. Nous cherchons les valeurs des coefficients A_{i+1} , B_{i+1} , A'_{i+1} et B'_{i+1} en minimisant F par une méthode d'optimisation avec contraintes. Pour assurer la convergence de celle-ci, nous devons au préalable déterminer un vecteur initial proche de la solution. Pour cela, nous devons calculer et tracer le gain $|S_{31}|^2$ en fonction de la fréquence avec l'accès (4) adapté. Sa courbe nous renseigne, à sa première chute, de l'intervalle des fréquences de coupure des filtres passe bas et passe haut. Ceci nous permet de connaître quelques éléments de ces circuits et d'en déduire grossièrement les valeurs de A_{i+1} , B_{i+1} , A'_{i+1} et B'_{i+1} , qui constitueront les composantes du vecteur initial. Après avoir trouvé les valeurs de ces paramètres, nous en déduirons celles des selfs inductances et des capacités à l'aide des relations (5.4, 5.7).

c) Conception du dispositif

Nous concevons d'abord un amplificateur distribué avec accès désadaptés. Il est constitué des transistors utilisés par Niclas et al. [7]. La courbe donnant le coefficient de transmission $|S_{31}|^2$ (Figure 5.2) montre que la variation du signal à l'accès (3) commence à partir de 2 GHz environ. En considérant cette valeur comme étant la fréquence de coupure des filtres, connectés aux accès (2) et

(3), et en prenant $N=2$, nous pouvons aisément déterminer le vecteur initial en utilisant les relations (5.2) et (5.3). La minimisation de F se fait rapidement et donne le résultat suivant :

$$L_2 = 2.28 \text{ nH}, C_2 = 33.37 \text{ pF}, L_3 = 2.54 \text{ nH} \text{ et } C_3 = 6.59 \text{ pF}.$$

où :

$$Z_2 = jL_2\omega + \frac{50}{1 + j50C_2\omega} \quad \text{et} \quad Z_3 = \frac{1}{jC_3\omega} + \frac{j50L_3\omega}{50 + jL_3\omega}$$

La figure 5.3 montre qu'avec ce nouveau modèle, nous pouvons obtenir une amélioration du gain en puissance de l'ordre de 3 dB sur presque toute la bande de fréquence comparativement aux mesures fournies par un amplificateur distribué conventionnel conçu et réalisé par Niclas et al. [7].

En utilisant le transistor MESFET CFY 18 de Siemens, nous obtenons, grâce à l'A.A.d, une amélioration du gain en puissance de l'ordre de 1.5 dB sur toute la bande de fréquence (Figure 5.4) par rapport à celui d'un amplificateur distribué conventionnel. Les ondulations du gain fourni par l'A.A.d n'excèdent guère 0.7 dB. La conception de ce modèle est basée sur des filtres composés de deux cellules chacun. Les coefficients obtenus ont pour valeurs :

$$A_1 = 0, \quad B_1 = 3.7, \quad A'_1 = 6.4 \quad \text{et} \quad B'_1 = 3521$$

Ces valeurs permettent la réalisation des filtres et indiquent que l'impédance Z_2 est constitué d'une capacité shunt, en parallèle avec 50Ω .

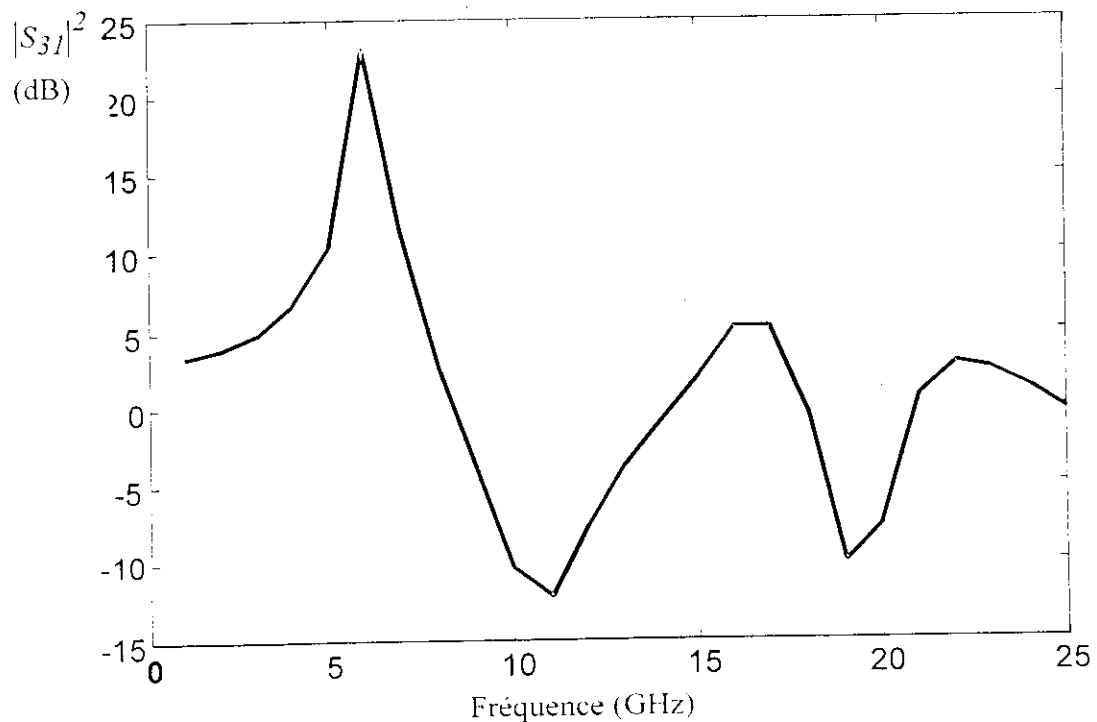


Fig. 5.2 : Variation du module du coefficient de transmission S_{31} d'un A.D conventionnel en fonction de la fréquence.

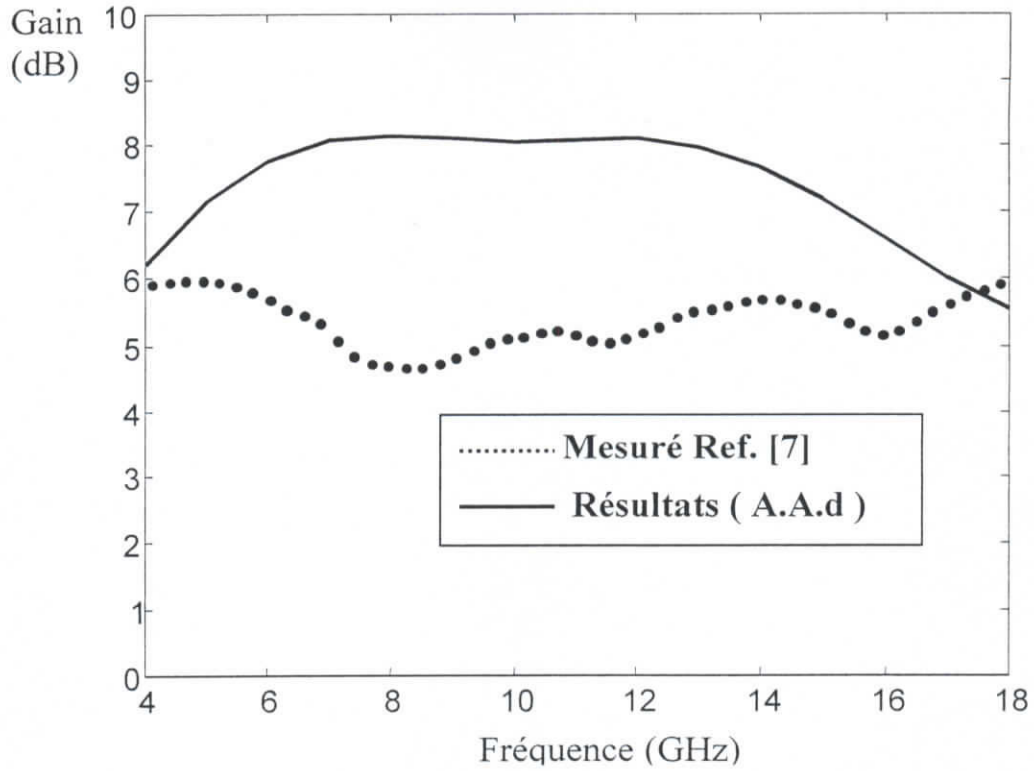


Fig. 5.3 : Gains en puissance du nouveau modèle et d'un A.D conventionnel [7].

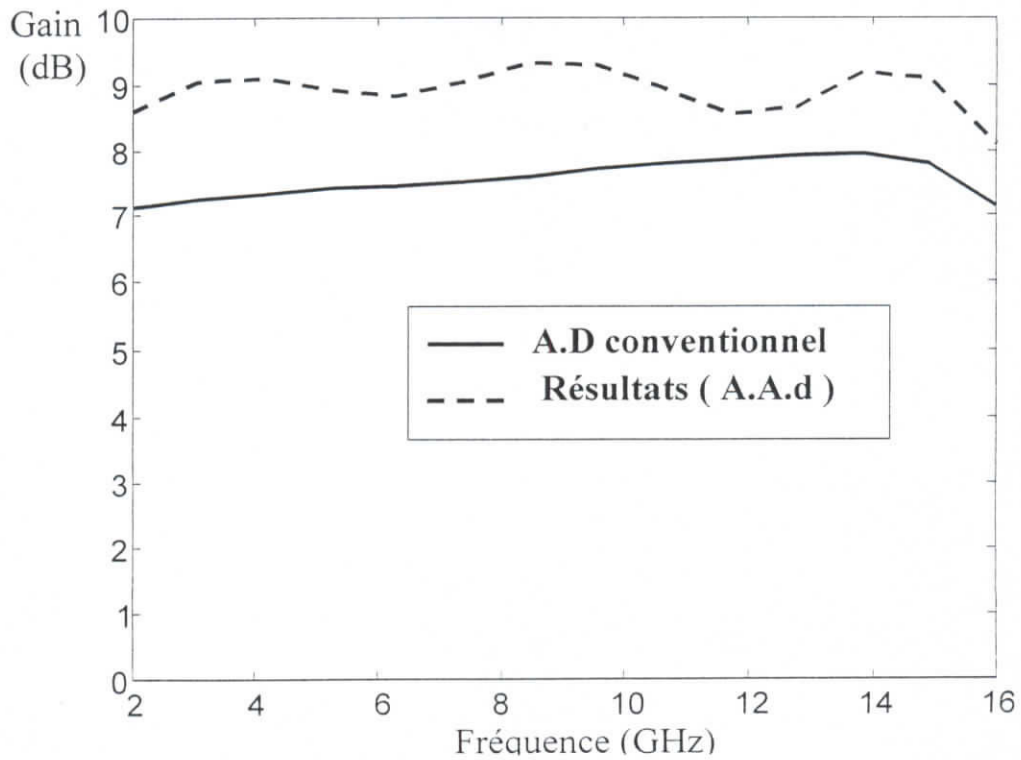


Fig. 5.4 : Gains en puissance du nouveau modèle et d'un A.D conventionnel utilisant le transistor CFY 18 de Siemens.

2) Amplificateurs avec compensation des pertes par résistance négative (A.C.P)

Cette technique de compensation fut introduite dans les A.D par Beyer et al. [16]. Elle consistait à insérer le long de la ligne de grille ou de drain un ou plusieurs dispositifs actifs (transistor MESFET) présentant une impédance (ou admittance) à partie réelle négative.

Nous sommes arrivés à concevoir un nouveau modèle dont le principal élément est toujours le transistor MESFET, utilisé en source commune [28].

a) Compensation des pertes par un transistor MESFET en source commune

a1) Dispositif à résistance négative

L'impédance d'entrée (ou admittance d'entrée) de ce dispositif doit à répondre à deux critères importants :

- sa partie réelle doit être négative pour réduire les pertes de l' A.D ;
- sa partie imaginaire doit être une capacitance pour éviter la désadaptation de l' A.D .

Ces deux critères ne peuvent être satisfaits que par l'association au transistor d'un quadripôle de réaction et d'une charge appropriés. Le deuxième critère nous impose, entre autre, une capacité C entre la grille et le drain et la sortie du transistor faiblement chargée. Le premier critère implique comme charge un dipôle réactif caractérisé par une susceptance B (§ Annexe D) qui s'écrit:

$$B = -(C_{gd} + C + C_{ds}) \omega - \frac{g_m C_{gd}}{2 C_{gs}^2 R_{gs} \omega} \quad (5.10)$$

Cette susceptance permet d'avoir une admittance d'entrée à partie réelle négative sur une bande de fréquence très large. Si le premier terme de cette expression ne caractérise aucun circuit, le second, par contre, peut être assimilé à une susceptance due à une self inductance L_s dont l'expression est :

$$L_s = \frac{2 C_{gs}^2 R_{gs}}{g_m C_{gd}} \quad (5.11)$$

Si la condition :

$$(L_s \omega)^{-1} \gg (C_{gd} + C + C_{ds}) \omega \quad (5.12)$$

est vérifiée, alors la réalisabilité de la charge est assurée.

Le schéma du dispositif est donné par la figure (5.4). La résistance R_{ds} n'y est pas représentée car L_s est choisie de telle sorte que $(L_s \omega)^{-1} \gg R_{ds}$. La capacité C et la self inductance L_s sont des éléments extérieurs au transistor ; leurs valeurs sont ajustées selon les performances désirées.

Le calcul de l'admittance d'entrée (§ Annexe D) aboutit à l'expression suivante :

$$Y_e = \frac{-g'_m}{\left(\frac{\omega'_0}{\omega}\right)^2 - 1} + j \left(C_{gs}\omega + \frac{I}{\frac{I}{k C_{gs} \omega} - \frac{L \omega}{1 - L_s C_{ds} \omega^2}} \right) \quad (5.13)$$

où: $g'_m = g_m \left(1 + \frac{C_{ds}}{k C_{gs}} \right)^{-1}$; $\omega'_0 = \omega_0 \left(1 + \frac{C_{ds}}{k C_{gs}} \right)^{-\frac{1}{2}}$

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L k C_{gs}}}$ et $k C_{gs} = C_{gd} + C$

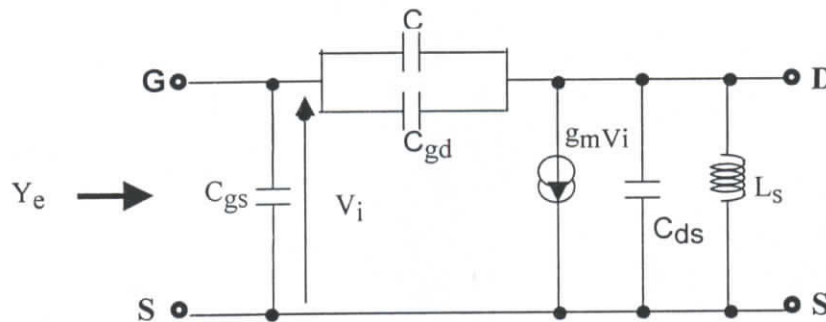


Fig. 5-5: Transistor en source commune chargé par une inductance L_s et avec un quadripôle de réaction composé de C .

Comme la transconductance g_m du transistor est toujours positive, l'admittance Y_e (5.13) présente une conductance négative si $\omega \leq \omega'_0$ comme le montre aussi la figure (4.2). Cette figure indique également que la réactance peut être modélisée par une capacité du continu jusqu'à 12 GHz.

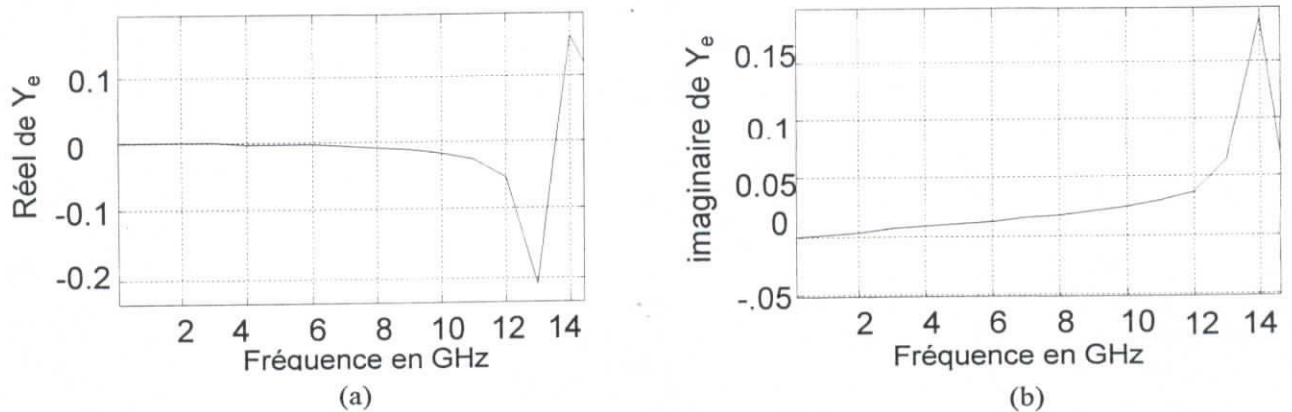


Fig. 5.5 : (a) Réel de l'admittance Y_e ---- (b) Imaginaire de l'admittance Y_e .
 $C_{gs} = 0.25$ pF ; $C_{ds} = 0.066$ pF ; $R_{ds} = 272 \Omega$; $R_{gs} = 5.2 \Omega$; $g_m = 25$ mS [6] ; $k = 0.3$

Si la condition (5.12) est satisfaite, la relation (5.13) devient :

$$Y_e = \frac{-g_m}{\left(\frac{\omega_0'}{\omega}\right)^2 - 1} + j(C_{gs}\omega + kC_{gs}\omega) \quad (5.14)$$

a2) Ligne active avec le transistor en source commune

Grâce à son impédance d'entrée, nous pouvons assimiler notre modèle à un dipôle réparti le long de la ligne de grille ou la ligne de drain. La partie imaginaire de Y_e est une capacitance (5.14). En l'associant à une self inductance L_1 série, nous obtiendrons un circuit à K-constant, indispensable pour la construction d'une ligne artificielle active (Figure 5.6). L'impédance caractéristique de cette ligne (§ Annexe D) est :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_{gs} + kC_{gs}} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{c1}^2}\right)} \quad (5.15)$$

avec
$$\omega_{c1} = \frac{2}{\sqrt{L_1(C_{gs} + kC_{gs})}}$$

Si cette ligne était associée à la ligne de grille ou à la ligne de drain et si on voulait éviter une désadaptation entre elles, ce résultat nous imposerait des valeurs de k faibles et l'égalité suivante :

$$L_{g,d} = \frac{L_1}{1+k} \quad (5.16)$$

où $L_{g,d}$ est la self inductance de la ligne de grille ou de la ligne de drain.

L'atténuation par unité de section (§ Annexe D) s'écrit :

$$\alpha = \frac{-g_m' \sqrt{\frac{L_1}{C_{gs} + kC_{gs}}}}{2 \left[\left(\frac{a}{x_{c1}}\right)^2 - 1 \right] \sqrt{1 - x_{c1}^2}} \quad (5.17)$$

où : $x_{c1} = \frac{\omega}{\omega_{c1}}$ et $a = \frac{\omega_0'}{\omega_{c1}}$.

Nous constatons que α est négatif, il y a par conséquent amplification en puissance. C'est donc une ligne active. Si seule l'onde incidente se propage du générateur vers la charge, le gain en puissance de la ligne active avec N transistors (Figure 5.6) est :

$$G = e^{-2N\alpha} \quad (5.18)$$

Nous pouvons remarquer que G s'exprime comme l'exponentiel d'un argument sans dimension, donc une grandeur indépendante des caractéristiques du transistor. La courbe (Figure 5.7),

représentant ce terme, permet de rendre aisé la conception d'un amplificateur. Ce terme appelé G_N , est défini ainsi :

$$G_N = \exp(A_d) \quad (5.19)$$

où :

$$A_d = \frac{l}{2 \left[\left(\frac{a}{x_{c1}} \right)^2 - 1 \right] \sqrt{l - x_{c1}^2}} \quad (5.20)$$

Le gain G s'écrit :

$$G = (G_N)^M \quad (5.21)$$

avec $M = Ng'_m \sqrt{\frac{L_l}{C_{gs} + kC_{gs}}}$

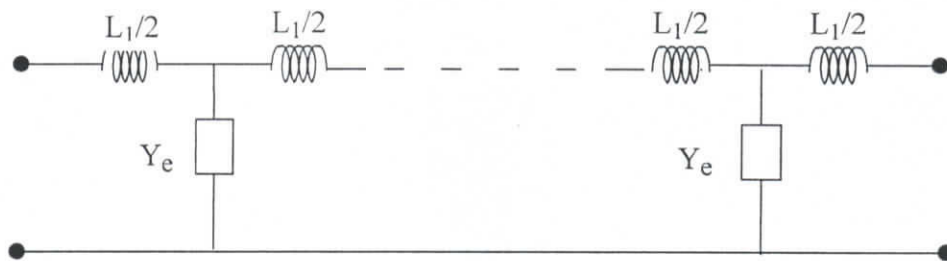


Fig.5-6 : Schéma d'une ligne active

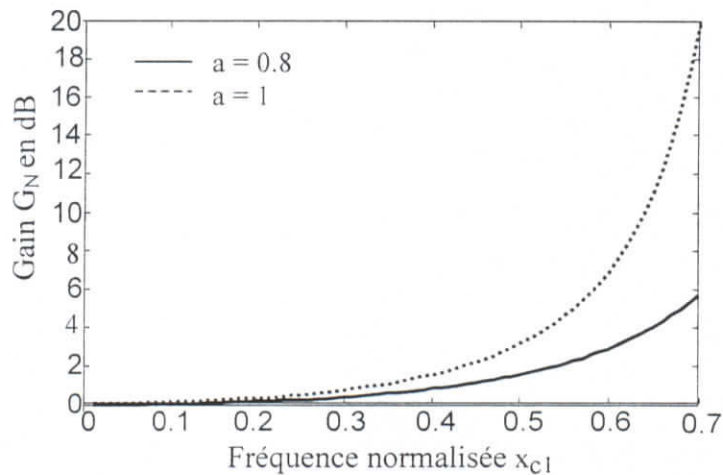


Fig. 5.7 : Gain normalisé de la ligne active
Montage source commune

a3) Amplificateur à ligne active

Nous savons que le gain propre d'un transistor MESFET diminue lorsque la fréquence augmente. Compte tenu de cette caractéristique, nous avons eu l'idée de compenser cette chute du

gain par l'augmentation de celui de la ligne active. L'expression du gain en puissance du modèle proposé (Figure 5.8) a pour expression :

$$G = \left(\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right) e^{-2N\alpha} \quad (5.22)$$

Où :

$$S_{11} = \frac{(R_{gs} + \frac{1}{jC_{gs}\omega}) - Z_{c1}}{(R_{gs} + \frac{1}{jC_{gs}\omega}) + Z_{c1}} \quad (5.23)$$

$$S_{21} = \frac{-2g_m R_{ds} \sqrt{Z_{c1} Z_{c2}}}{[(R_{ds} + Z_{c2}) + jZ_{c2} R_{ds} C_{ds} \omega] \times [1 + j(R_{gs} + Z_{c1}) C_{gs} \omega]} \quad (5.24)$$

Ces expressions ne sont valables que si la ligne active est terminée par son impédance caractéristique donnée par la relation (5.15). L'utilisation des circuits m-dérivés s'impose donc, et plus particulièrement, à la sortie de la ligne active.

Le gain de ce modèle est celui du transistor MESFET à la fréquence nulle. Son calcul est impossible parce que $|S_{11}| = 1$. Ceci nous a donc amenés à utiliser le gain de transfert en puissance $G_T = |S_{21}|^2$ qui s'écrit en continu :

$$G_{T0} = \frac{4(g_m R_{ds})^2 Z_{c1} Z_{c2}}{(R_{ds} + Z_{c2})^2} \quad (5.25)$$

Le gain de l'amplificateur distribué, à la fréquence nulle, est :

$$G = \frac{(Ng_m R_{ds} Z_0)^2}{(2R_{ds} + NZ_0)^2} \quad (5.26)$$

En prenant $Z_{c1} = Z_{c2} = Z_0$, le rapport G_{T0}/G est supérieur ou égal à l'unité si :

$$\frac{Z_0}{R_{ds}} \geq \frac{N-4}{N} \quad (5.27)$$

Nous déduisons que le modèle proposé possède toujours un gain supérieur à celui de l'amplificateur distribué pour un nombre de transistors inférieur ou égal à 4 et ce, quelque soit les performances de ces transistors. Au delà de 4 transistors, le rapport des gains tient compte de celui de Z_0 à R_{ds} .

Compte tenu de l'expression (5.24), le gain G_T peut s'écrire sous la forme suivante :

$$G_T = \frac{G_{T0}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{c1}^2}\right)\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{c2}^2}\right)}$$

$$\text{où } \omega_{c1} = \frac{R_{ds} + Z_{c2}}{Z_{c2}R_{ds}C_{ds}} \quad \text{et} \quad \omega_{c2} = \frac{1}{(R_{gs} + Z_{c1})C_{gs}}$$

En approximant $e^{-2N\alpha}$ par son développement polynomial en ω^2 , limité au second ordre, le gain du modèle s'exprimera alors comme suit :

$$G \approx (A_0 + A_1\omega^2 + A_2\omega^4) \frac{G_{T0}}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{c1}^2}\right)\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_{c2}^2}\right)} \quad (5.28)$$

Les coefficients A_i ($i=0,1,2$) s'écrivent :

$$A_0 = 1$$

$$A_1 = \frac{1}{\omega_{c1}^2} + \frac{1}{\omega_{c2}^2} \quad (5.29a)$$

$$A_2 = \frac{1}{\omega_{c1}^2 \omega_{c2}^2} \quad (5.29b)$$

La résolution du système d'équation, constitué des relations (5.29a) et (5.29b), permet de déterminer les paramètres a et k , donc les valeurs de la self inductance L_s et de la capacité C .

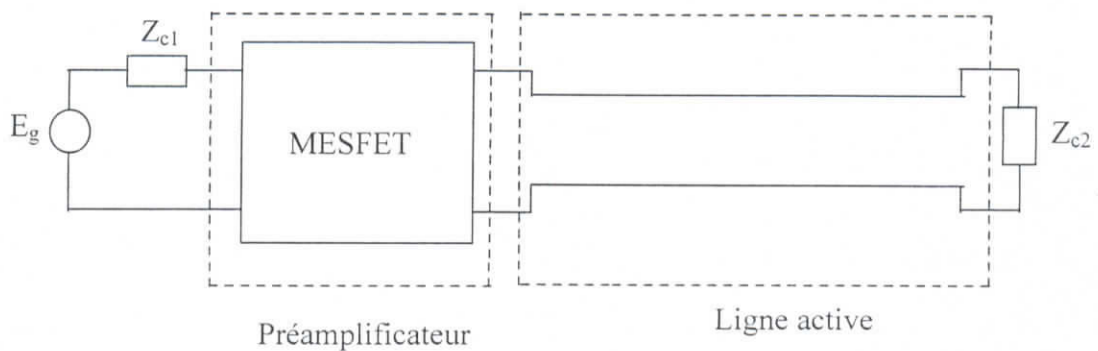


Fig. 5.8: Amplificateur à ligne active

En utilisant un transistor, caractérisé par $C_{gs} = 0.25$ pF, $C_{ds} = 0.066$ pF, $R_{ds} = 272 \Omega$, $R_{gs} = 5.2 \Omega$ et $g_m = 25$ mS, nous trouvons $k = 0.1$ et $a = 1.1$. Ces valeurs donnent $L_s = 0.43$ nF et $C = 0.019$ pF. Nous aboutissons finalement à une conception où la ligne active utilise seulement un transistor. En comparant les valeurs des gains obtenues par A.C.P et un amplificateur distribué, conçu avec 4 transistors, nous constatons une amélioration de l'ordre de 1.5 dB (Figure 5.9).

Cependant, la valeur de k réduit la fréquence de coupure de l'amplificateur proposé de 9% par rapport à celle de l'amplificateur distribué conventionnel (A.D.C).

Avec le même nombre de transistors (2), la figure 5.10 montre que le gain obtenu par A.C.P est supérieur de 5.5 dB environ comparativement à celui de l'amplificateur distribué (A.D.C).

Nous venons de voir que le modèle proposé permet d'avoir , malgré le nombre de transistors restreint (2 dans notre exemple), un gain en puissance plus élevé que celui d'un amplificateur distribué, constitué de 4 transistors. L'augmentation du gain de notre modèle aux fréquences élevées pourrait être tempérée par les pertes dues à R_{gs} dont les effets sont ressentis justement à ces fréquences.

Nous pouvons associer la ligne active à un amplificateur distribué soit au niveau de la ligne de grille ou de la ligne de drain afin d'élargir la bande passante. Nous avons déjà utilisé ce type de configuration [29] mais avec le dispositif à résistance négative proposé par Deibele et al. [16]. L'expression du gain G' de ce nouveau type d'amplificateur est :

$$G' = G e^{-2N\alpha}$$

où G est donné par la relation (4.3) du chapitre 4.

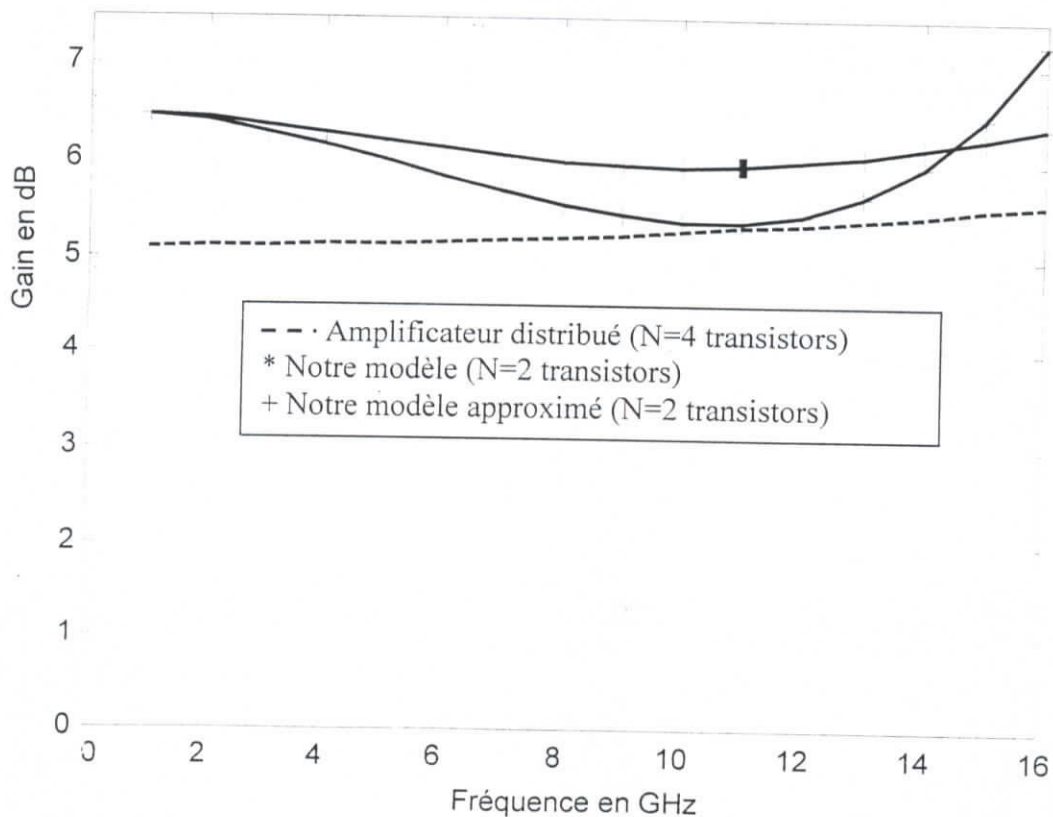


Fig. 5.9 : Gains en puissance en fonction de la fréquence

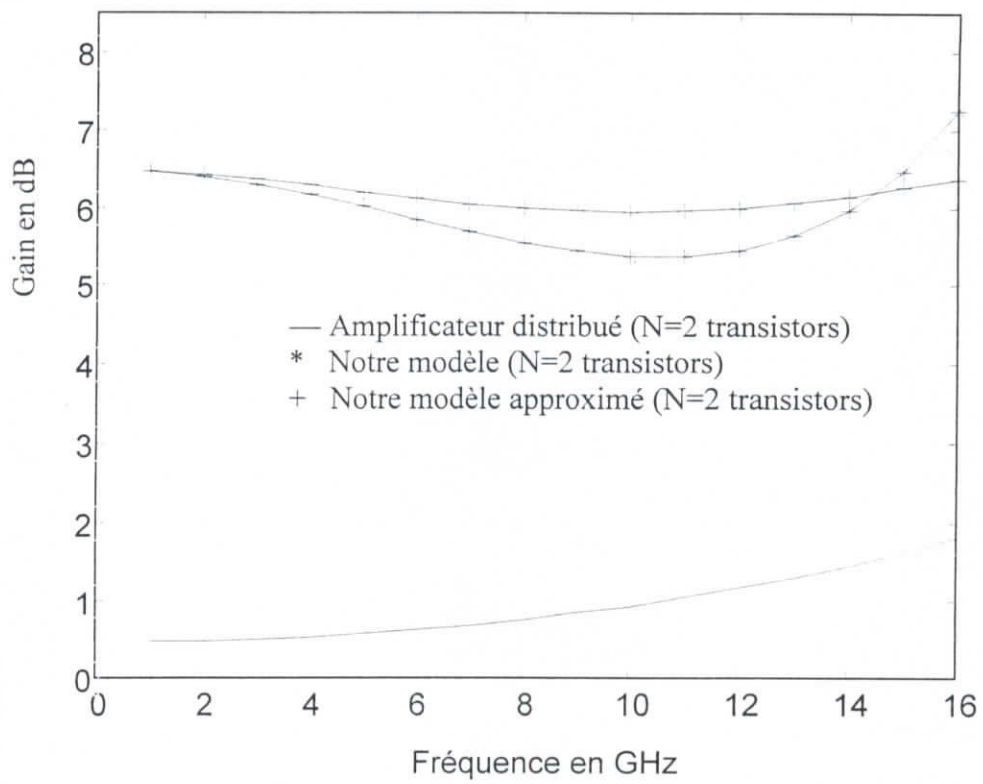


Fig. 5.10 : Gains en puissance en fonction de la fréquence

Conception et Réalisation d'Amplificateurs Distribués à Constantes Semi-Localisées et Réparties

Nous avons conçu et réalisé deux amplificateurs distribués; le premier est à constantes localisées et le second à constantes réparties. Cette conception est faite en technologie hybride où l'élément actif est un transistor MESFET GaAs et les éléments passifs sont à base de ligne microruban. La synthèse de ces éléments passifs consiste à déterminer, à partir de l'impédance caractéristique, de l'épaisseur h et de la permittivité ϵ_r du diélectrique, de l'épaisseur t du métal et de la fréquence, la largeur w du microruban et la permittivité effective ϵ_{eff} . Elle a été réalisée grâce au logiciel Pénélope (EMIC UCL). Les mesures ont été effectuées à l'aide de l'analyseur de réseaux vectoriel de marque WILTRON et ont donné un gain de 3 dB sur une bande passante de 18 GHz. La réalisation et les mesures ont été faites au laboratoire EMIC de l'Université Catholique de Louvain La Neuve (Belgique).

1) Amplificateur distribué à constantes localisées

1.1) Choix des dispositifs

a) Choix du transistor

Le choix et le nombre de transistors, de type MA4TT 50 de MACOM (§ Annexe E), utilisés sont dictés par leur disponibilité.

b) Choix du substrat

Les deux paramètres les plus importants qui entrent en jeu pour le choix du substrat diélectrique, pour la réalisation des circuits passifs, sont :

- la capacité grille-source C_{gs} qui vaut 0.35 pF (§ Annexe E);
- le coté du boîtier qui est $E = 2$ millimètres (§ Annexe E).

A partir de la valeur de C_{gs} nous déterminons les paramètres suivants :

- la fréquence de coupure f_c à l'aide de la relation :

$$f_c = \frac{1}{\pi Z_0 C_{gs}} \quad (6.1)$$

où Z_0 , de valeur 50Ω , est l'impédance caractéristique des lignes de grille et de drain. En remplaçant C_{gs} par sa valeur, nous trouvons $f_c = 18.19 \text{ GHz}$. Cette fréquence doit correspondre à une longueur d'onde λ plus grande que la hauteur h du substrat ;

- la longueur $l_{g,d}$ du tronçon de ligne réalisant l'inductance $L_{g,d}$ de la ligne de grille ou de la

ligne de drain en vertu de la relation :

$$l_{g,d} = \frac{L_{g,d} c}{Z_{c1} \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{Z_0^2 C_{gs} c}{Z_{c1} \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.2)$$

où c est la vitesse de la lumière et Z_{c1} l'impédance caractéristique du tronçon de ligne.

Cette longueur $l_{g,d}$ doit avoir une valeur qui permet l'implantation des transistors sans chevauchement. Ceci se traduit par : $l_{g,d} > E$.

Aux deux conditions précédentes, il faut ajouter aussi le fait qu'on doit toujours utiliser une ligne microruban à faible rayonnement. Pour cela, il est donc impératif de prendre un substrat ayant une permittivité relative aussi grande que possible.

Tous les substrats qui étaient en notre possession avaient des hauteurs inférieures aux longueurs d'ondes calculées pour $f_c = 18.19 \text{ GHz}$. En revanche, les longueurs $l_{g,d}$, calculées à l'aide de l'expression (6.2) pour les différents substrats, ne vérifiaient pas l'inégalité $l_{g,d} > E$. Malgré cela, il fallait prendre le substrat donnant la longueur la plus grande. Ce substrat (Duroid) a les caractéristiques suivantes :

- permittivité relative $\epsilon_r = 2.33$;
- hauteur $h = 0.25 \text{ mm}$;
- épaisseur du métal $t = 9 \mu\text{m}$.

1.2) Conception

Même en prenant la plus grande valeur de $l_{g,d}$, l'espace entre les transistors reste insuffisant. La solution consiste alors à rallonger les lignes de grille et de drain par l'emploi de circuits k-constant identiques en L et en T. Ils sont donc constitués d'une self inductance $L/2$ et d'une capacité $C/2$. L'utilisation de ce type de circuit répond à deux exigences :

- assurer l'adaptation d'impédance avec les charges connectées aux quatre accès, et avec les cellules de l'amplificateur distribué.

Pour cela, leurs impédances images doivent être égales à celles des cellules de l'amplificateur distribué. Nous en déduisons qu'ils doivent avoir également les mêmes fréquences de coupure. Ainsi, nous pouvons écrire :

$$L = L_{g,d} \quad \text{et} \quad C = C_{gy}.$$

- Etre sans pertes pour ne pas affecter l'amplitude de l'onde.

a) Calcul et synthèse des selfs inductances

L'expression donnant les valeurs des selfs inductances L et $L_{g,d}$ est :

$$L = L_{g,d} = Z_0^2 C_{gs} \quad (6.3)$$

Pour $C_{gs} = 0.35 \text{ pF}$ et $Z_0 = 50 \Omega$, nous trouvons :

$$L = L_{g,d} = 0.875 \text{ nH}$$

Pour les circuits m-dérivés, les inductances s'écrivent :

$$L_1 = \frac{mL_{g,d}}{2} \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{1-m^2}{2m} L_{g,d}$$

Comme la valeur de m permettant l'adaptation est 0.6 [44], nous obtenons les valeurs :

$$L_1 = 0.262 \text{ nH} \quad \text{et} \quad L_2 = 0.466 \text{ nH} .$$

Parmi les conditions que doit remplir un tronçon de ligne pour réaliser une self inductance, il y a celle qui consiste à utiliser une ligne d'impédance caractéristique Z_c très élevée par rapport aux impédances vues à ses extrémités. Dans notre cas, que ce soit le long de la ligne de grille ou le long de la ligne de drain, les impédances susceptibles d'être vues par la self inductance à ses deux extrémités ont pour valeur soit 50Ω ou 22Ω . Cette dernière valeur est celle qui est choisie pour l'impédance caractéristique du tronçon de ligne réalisant la capacité C ou C_{gs} .

Nous avons choisi pour L et $L_{g,d}$, l'impédance caractéristique $Z_{c1} = 124 \Omega$. Cette valeur constitue la limite supérieure pour le substrat choisi. Elle donne :

- largeur du ruban $w_1 = 0.124 \text{ mm}$;
- permittivité effective $\epsilon_{eff1} = 1.81$;
- longueur d'onde $\lambda = 22.27 \text{ mm}$.

A partir de ces résultats et compte tenu de l'expression (6.2), nous aboutissons à :

$$l_{g,d} = 1.574 \text{ mm} , \quad l_1 = 0.471 \text{ mm} \quad \text{et} \quad l_2 = 0.858 \text{ mm} .$$

où l_1 et l_2 correspondent respectivement à L_1 et L_2 .

b) Calcul et synthèse des capacités

Nous avons deux capacités à réaliser :

- C , la capacité shunt du circuit k-constant, au moyen d'un tronçon de ligne de longueur l ;
- C_1 , la capacité shunt du circuit m-dérivé, au moyen d'un tronçon de ligne de longueur l' .

Ces longueurs l et l' et cette capacité C_1 sont données respectivement par :

$$l = \frac{Z_{c2} C c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.4a)$$

$$l' = \frac{Z_{c2} C_1 c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (6.4b)$$

$$C_1 = \frac{mC_{gs}}{2} \quad (m=0.6) \quad (6.5)$$

l et l' doivent être inférieurs à la longueur d'onde.

L'impédance caractéristique Z_{c2} des tronçons de ligne réalisant les capacités C et C_1 doit :

- être à la fois la plus faible possible et plus petite que les impédances vues aux extrémités du tronçon de ligne (124Ω et 50Ω , dans notre cas).
- permettre un espace suffisant entre les lignes de grille et de drain pour les transistors.

Cette dernière condition doit tenir compte de la dimension E du transistor et de la première condition. Finalement, nous aboutissons à la valeur de $Z_{c2} = 22 \Omega$ qui donne :

- largeur du ruban $w_2 = 2.124 \text{ mm}$;
- permittivité effective $\epsilon_{eff2} = 2.16$;
- longueur d'onde $\lambda = 20.50 \text{ mm}$.

A partir de ces résultats et compte tenu des expressions (6.4), nous trouvons :

$$l = 1.62 \text{ mm} \quad \text{et} \quad l' = 0.49 \text{ mm}$$

c) Synthèse de la ligne aux accès

Cette ligne est celle que nous utilisons pour alimenter et charger l'amplificateur distribué. Son impédance caractéristique a pour valeur 50Ω , valeur qui donne, compte tenu des paramètres du substrat, les caractéristiques suivantes :

- largeur du ruban $w_3 = 0.73 \text{ mm}$;
- permittivité effective $\epsilon_{eff3} = 1.98$;
- longueur d'onde $\lambda = 21.32 \text{ mm}$.

d) Synthèse du circuit de polarisation :

Placés en parallèle aux niveaux de la grille et du drain du transistor, les circuits de polarisation ont la propriété de permettre le passage du courant continu et de bloquer le signal hyperfréquence. Ceci leur confère un caractère passe bas et doivent présenter, par conséquent, une impédance Z_e (Figure 6.1) de valeur infinie sur toute la bande de fréquence. Ils sont réalisés par des lignes ayant une longueur égale au quart de la longueur d'onde et une impédance caractéristique aussi grande que possible. Ces lignes doivent être terminées par un court circuit électrique. Ce court circuit électrique est réalisé grâce à une autre ligne ayant la forme d'une "portion de fromage"

(Figure 6.1). Ce type de circuit permet aisément la soudure de la résistance de polarisation en ayant recours tout simplement aux moyens et techniques traditionnels. Le calcul de cette résistance se fait à partir des conditions de polarisation suivantes :

- la tension drain – source $V_{ds} = 3 \text{ volts}$;
- le courant drain – source $I_{ds} = 10 \text{ milliampères}$;
- la tension grille – source $V_{gs} = 1 \text{ volt}$.

Nous utilisons une seule résistance R pour alimenter deux transistors. Sa valeur est donc :

$$R = \frac{V_d - V_{ds}}{2I_{ds}}$$

En choisissant $V_d = 5 \text{ volts}$, nous obtenons $R = 100 \ \Omega$. Il faut s'assurer également que la puissance joule consommée par cette résistance, qui vaut 0.04 watts , soit inférieure à la puissance maximale que peut supporter cette résistance.

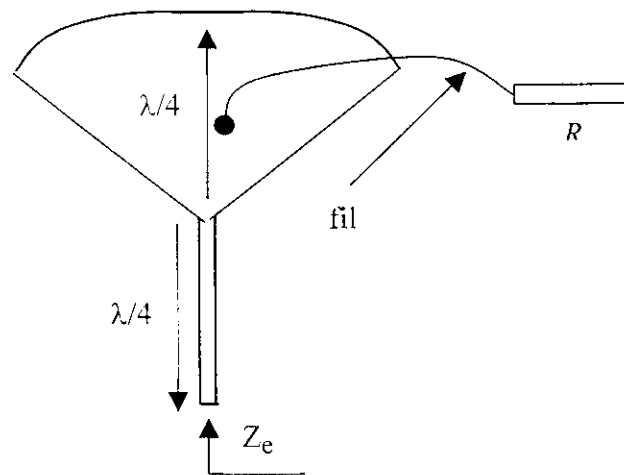


Fig. 6.1 : Circuit de polarisation de type " portion de fromage" en technologie microruban avec la résistance R . (vue de dessus)

e) DC block

Le DC block, utilisé surtout dans les amplificateurs, est un dispositif qui doit seulement empêcher le passage du courant continu . Il doit aussi être conçu de sorte qu'il transmette le signal RF avec un minimum de pertes.

En hyperfréquence, nous pouvons utiliser deux types de DC block :

- un condensateur miniaturisé dont l'impédance, à la fréquence minimale, est très faible comparativement à $50 \ \Omega$;
- deux lignes couplées de longueur quart d'onde chacune.

En ce qui nous concerne, nous avons utilisé un condensateur miniaturisé (Figure 6.2) dont la capacité vaut 10 picofarads. Sa connexion nécessite la réalisation, sur le substrat, d'un gap de longueur $G = 0.254 \text{ mm}$.

Le schéma bloc de l'amplificateur distribué à constantes localisées conçu est illustré par la figure 6.3. La figure 6.4 représente le circuit imprimé à l'échelle réelle. Nous constatons que c'est grâce aux circuits k-constants que l'espace entre les transistors est rendu suffisant.

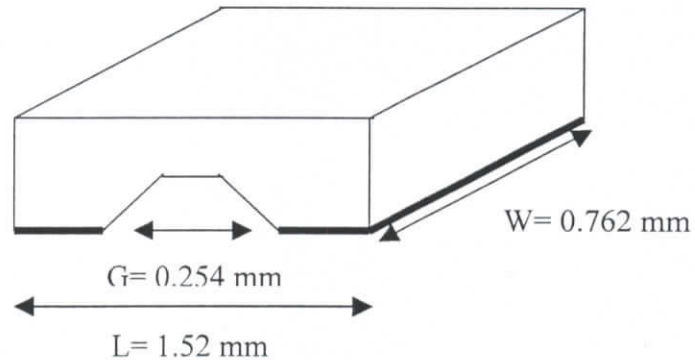


Fig. 6.2 : Condensateur miniaturisé

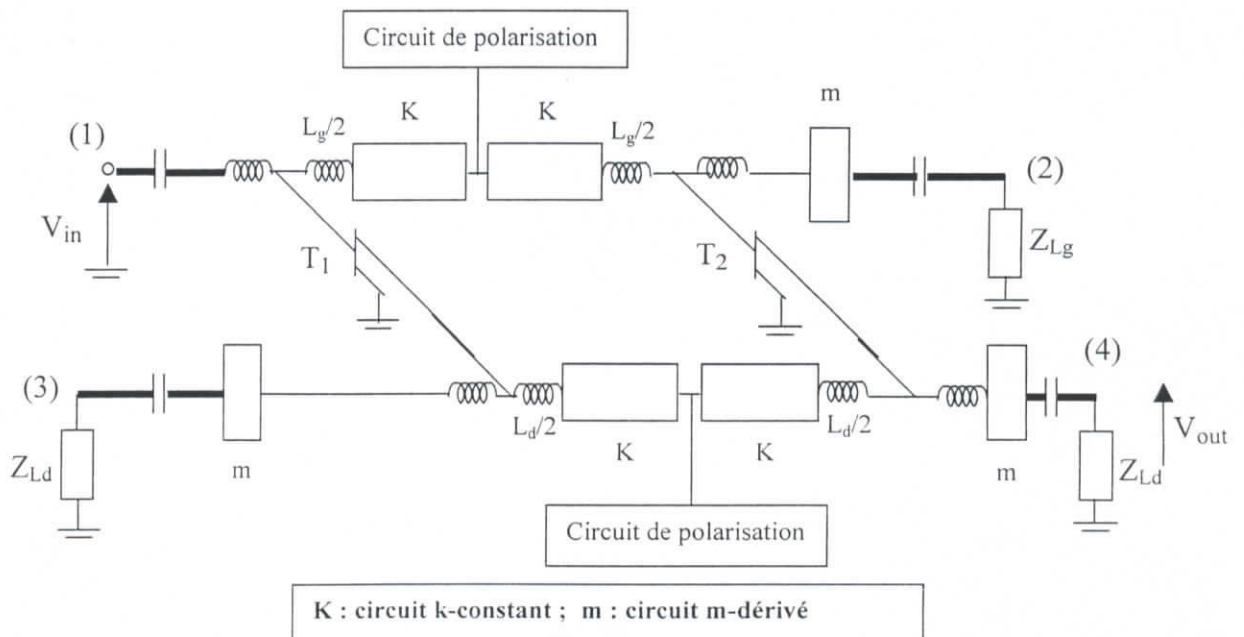


Fig. 6.3 : Schéma de l'amplificateur distribué à constantes localisées

2) Amplificateur distribué à constantes réparties

Dans ce type d'amplificateur, les lignes de grille et de drain sont des lignes naturelles. Ces lignes sont identiques et ont une impédance caractéristique de 50Ω . Ce dispositif ne nécessite ni l'emploi de circuits m-dérivés ni celui de circuits k-constants. La figure 6.5 représente le circuit imprimé à l'échelle réelle.

Les figures 6.6 et 6.7 illustrent respectivement les gains simulés et mesurés, en fonction de la fréquence, des amplificateurs distribués et à constantes réparties ou à ondes progressives. Leurs valeurs sont de l'ordre de 3 dB sur une bande de fréquence s'étendant du continu jusqu'à 18 GHz.

L'écart entre les valeurs des gains calculées et mesurées peut être causé par :

- les valeurs des paramètres du schéma équivalent du transistor qui sont déterminées avec une certaine incertitude due aux mesures des coefficients de répartition et à la minimisation de la fonction objectif.
- la synthèse des circuits microruban qui est effectuée avec une erreur de quelques pour-cent
- les circuits de polarisation qui ne présentent pas en réalité une impédance infinie sur toute la gamme de fréquence.
- les valeurs des paramètres physiques et électriques du substrat de diélectrique, fournies par le constructeur, qui comportent certaines erreurs.
- la désadaptation qui est due à la différence entre les valeurs des impédances des lignes de grille et de drain et celles des impédances de terminaison.

Les ondulations peuvent provenir de l'inégalité des constantes de phase des lignes de grille et de drain et également de la légère différence des deux transistors. Ces ondulations sont très accentuées dans le cas de l'amplificateur à ondes progressives car les transistors chargent réellement les lignes

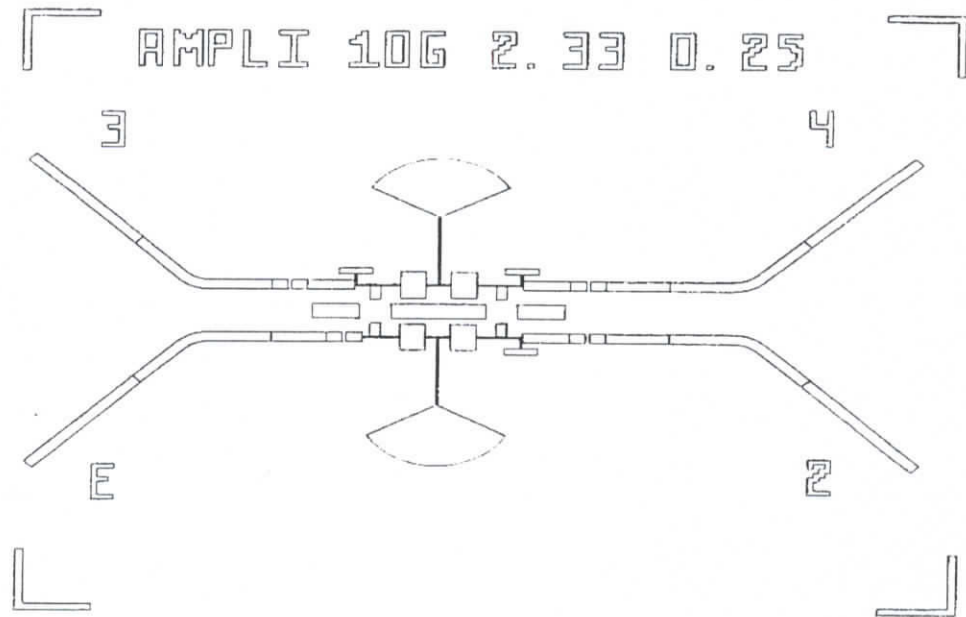


Fig. 6.4 : Circuits imprimés de l'amplificateur distribué.

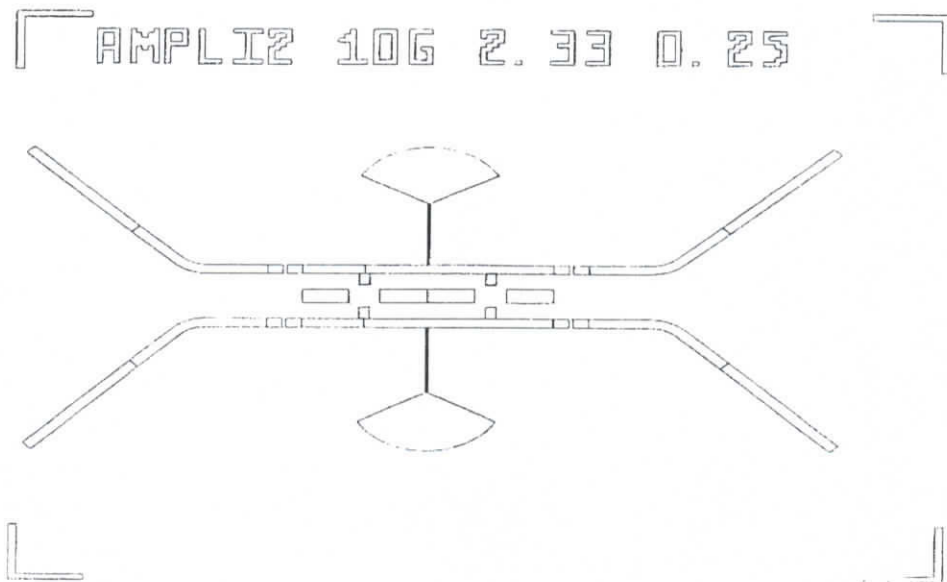


Fig. 6.5 : Circuits imprimés de l'amplificateur à constantes réparties.

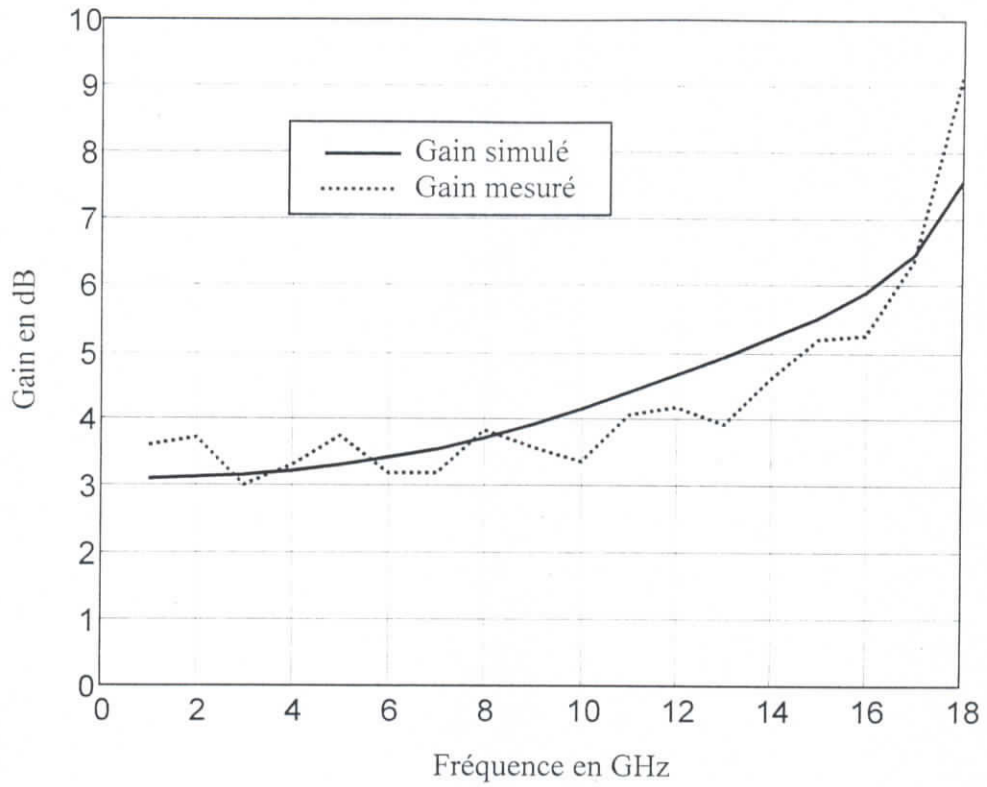


Fig.6.6 : Gain de l'amplificateur distribué

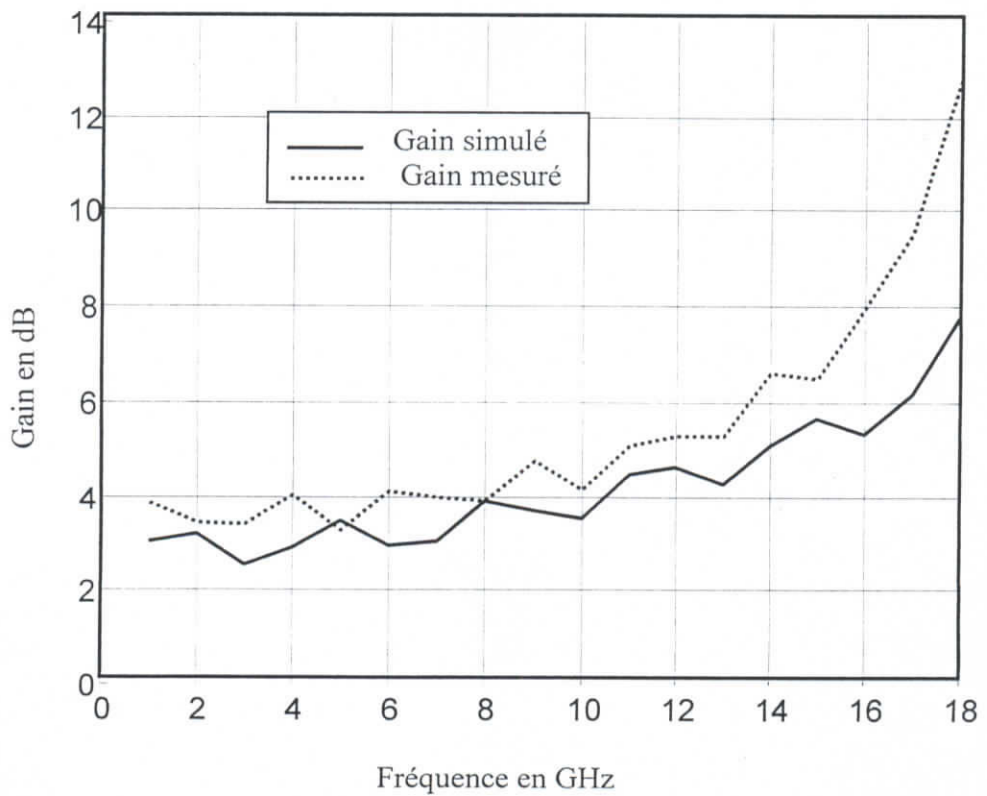


Fig. 6.7: Gain de l'amplificateur à ondes progressives.

Conclusion

Ce travail nous a permis d'étudier les caractéristiques des amplificateurs distribués et à ondes progressives et d'en évaluer leur importance. Nous nous sommes rendus compte de la complexité de ces dispositifs et de la difficulté de développer des méthodes d'analyse précises. Cet état de fait avait poussé les chercheurs, dans leurs investigations, vers des modélisations plus simples. Ceci supposait évidemment des restrictions quant à leur domaine d'application et des résultats relativement peu précis. Notre nouvelle méthode (M.A.S), sans restrictions, est à la fois plus précise et a un caractère plus général. Ces deux caractéristiques ont été confirmées expérimentalement.

M.A.S puise sa généralisation dans le fait qu'elle se base sur les ondes de répartition décrivant des structures tout à fait quelconques. La seule contrainte est que les impédances de normalisation doivent être réelles. En effet, les ondes de répartition peuvent s'exprimer, selon les besoins, soit en fonction de signaux dépendant uniquement du temps ou de signaux variant avec le temps et l'espace. C'est ce qui explique, en partie, la possibilité de s'appliquer aussi bien à l'amplificateur distribué à constantes localisées qu'à l'amplificateur distribué à constantes réparties ou à ondes progressives. Il faut ajouter, également, que la méthode proposée est capable d'analyser les amplificateurs du type passe haut. Il est même possible d'étendre son application à tout octopôle ayant la même forme comme, par exemple, le coupleur en échelle . En déterminant les paramètres de répartition, M.A.S rend l'analyse ou la simulation des amplificateurs distribués et à ondes progressives de puissance plus facile et plus rapide. Cependant , la seule contrainte qu'impose M.A.S est que les impédances images des quadripôles utilisés pour la normalisation doivent être réelles.

La seconde contribution de ce travail consistait à améliorer le gain de l'amplificateur distribué et à proposer un autre modèle d'amplificateur . En tirant profit des ondes réfléchies par les terminaisons intermédiaires (accès 2 et 3), nous avons montré qu'il était possible d'obtenir une amélioration du gain en puissance de l'ordre de 3 dB. Le nouvel amplificateur proposé utilise une ligne rendue active au moyen d'une résistance négative. Pour un nombre de transistors n'excédant pas quatre, il fournit un gain supérieur à celui d'un amplificateur distribué et ce quelque soient les caractéristiques du transistor. Rares sont les transistors qui permettent un nombre supérieur à quatre. Notre dispositif à résistance négative est simple du point de vue structure et il est régi par des relations encore plus simples comparativement à Deibele et al. [16]. De plus, il est plus compatible avec les configurations utilisant les circuits k-constants tels que l'amplificateur distribué. Cependant, il présente l'inconvénient de réduire la fréquence de coupure de celui-ci de quelques pour-cent.

Le but recherché par la conception et la réalisation des deux amplificateurs distribués et à ondes progressives, c'était surtout la comparaison des résultats expérimentaux avec ceux de M.A.S.

En perspective, l'approche M.A.S peut être implémentée dans un logiciel de simulation ainsi que les pertes dues à R_{gs} , pour l'augmentation du gain de l'amplificateur à ligne active proposé aux fréquences plus hautes.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] E.L. Ginzton, W.R. Hewlett, J.H. Jasberg, and J.D. Noe, "Distributed Amplification," *Proc. I.R.E.*, v. 36, pp. 956-969, 1948.
- [2] W.S. Percival, "Improvements in and Relating to Thermionic Valve Circuits," British Patent Specification No. 460,562, 1936.
- [3] J.A. Archer, F.A. Petz, and H.P. Weidlich, "GaAs Fet Distributed Amplifier," *Electron. Lett.*, v. 17, p. 433, 1981.
- [4] Y. Ayasli, J.L. Vorhaus, R. Mozzi, and L.D. Reynolds, "Monolithic GaAs Travelling-Wave Amplifier," *Electron. Lett.*, v. 17, pp. 12-13, 1981.
- [5] Y. Ayasli, R.L. Mozzi, J.L. Vorhaus, L.D Reynolds, and R.A. Pucel, "A Monolithic GaAs 1-13 GHz Traveling-Wave Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 30, pp. 969-975, 1982.
- [6] H. Brauzes, G. Deredec, and Y.W. Bender, "A 1 to 40 GHz MESFET Hybrid Distributed Amplifier," MTT-S Int. Mic. Symp. Digest, pp. 849-852, June 1989.
- [7] K.B. Niclas, W.T. Wilser, T.R. Kritzer and R. Pereira, "On Theory and Performance of Solid-State Microwave Distibuted Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 31, pp. 447-456, June 1983.
- [8] Y. Ayasli, L.D. Reynolds, J.L. Vorhaus and L.K. Hanes, "2-20 GHz GaAs Travelling-Wave Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 32, pp. 71-77, January 1984.
- [9] J. B. Beyer, S. N. Prasad, P. C. Becker, J. E. Norman, and G. K.K. Hohenwater, "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, v. 32, pp. 268-275. March 1984.
- [10] R.A. Larue, S.G. Bandy, and G.A. Zdasiuk, "A 12 dB High-Gain Monolithic Distributed Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, v. 34, pp. 1542-1547. December 1986.
- [11] T. M^cKay, J. Eisenberg, and R.E. Williams, "A High-performance 2-18.5 GHz Distributed Amplifier- Theory and Experiment" *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 34, pp. 1559-1567, December 1986.
- [12] W. Heinrich, "Distributed Equivalent- Circuit Model for traveling-Wave FET Design," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 35, May 1987.
- [13] S.G Bandy, C.K. Nishimoto, C. Yuen, R.A. Larue, M. Day, J. Eckstein, Z.C.H. Tan, C. Webb, and G.A. Zdasiuk, "A 2-20 GHz High-Gain Monolithic HFMT Distributed Amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, v. 35, pp. 1494-1499, December 1987.

- [14] S. N. Prasad, J. B. Beyer, and I. S. Chang, "Power-Bandwidth Considerations in the Design of MESFET Distributed Amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, v. 36, pp. 1117-1123. July 1988.
- [15] B.J. Minnis, "Extending the Frequency Range of Distributed Amplifier with Bandpass Filter Structures," *Microwave Journal*, v. 32, pp. 109-122, August 1989
- [16] S. Deibebe and J.B. Beyer, "Attenuation Compensation in Distributed Design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, v. 37, September 1989.
- [17] S. N. Prasad, and J. B. Beyer, "Band-Pass Distributed Amplifiers," *Microwave and Optical Technology Letters*, v. 2, pp. 349-354, October 1989.
- [18] M. Trabelsi, M. Si Moussa, and Aksas "A Novel Analysis Method of Distributed and Traveling-Wave Amplifiers Leading to Power Gain Improvement", *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 32, N° 3 pp. 207-211, February 2002..
- [19] M. Ross and R. G. Harisson, "Optimization of distributed monolithic GaAs amplifiers using an analytical/graphical technique." *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, 1989, pp. 379-382.
- [20] K. B. Niclas, R. R. Pereira, and A. P. Chang, "On power distribution in additive amplifier," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 38, pp. 1692-1699, 1990.
- [21] J. L. B. Walker "Some observation on the design and performance of distributed amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 40, pp. 164-168, 1992.
- [22] C. Paoloni and S. Kosslowsky, "Graphical design method for traveling wave amplifiers based on filter theory," *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, pp. 273-276, 1993.
- [23] S. D'Agostino and C. Paoloni, "Design of High-Performance Power-Distributed Amplifier Using Lange Couplers," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, NO 12, pp. 2525-2529, December 1994.
- [24] S.N. Prasad, A. Kajjam and Z.M. Li "Band-Pass Distributed Amplifier Design Guidelines", *Microwave and Optical Technology Letters.*, vol. 10, N° 4 pp. 215-218, November 1995.
- [25] B. Y. Benyamin, J. Y. Liang, and C. S. Aitchison, "A new high gain distributed amplifier using cascaded single stage distributed amplifiers," in *IEICE APMC' 98*. Yokohama, Japan. Dec.1998. pp. 753-756.
- [26] B. Y. Benyamin, J. Y. Liang, and C. S. Aitchison, "Low noise high gain distributed preamplifiers using cascaded single stage distributed amplifier configurations," *IEICE Trans. Electron.* vol. E82-C, no 7. pp. 1039-1046, July 1999.
- [27] B. Y. Benyamin and M. Berwick, "The gain advantages of four cascaded single stage distributed amplifier configurations," in *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Boston, MA, June 11-16, 2000, pp. 1325-1328.

- [28] M. Trabelsi et R. Aksas , “ Amplification Micro-onde par Ligne Active ”, 1^{ère} Conférence Internationale en Génie Electrique, Biskra (1995).
- [29] M. Trabelsi, R. Aksas et A. Marouf, ‘’ Amélioration des Performances d’un Amplificateur Distribué ‘’ Conférence Internationale SSA2’99 Blida, Mai 1999.
- [30] M. Khanfouci, M. Trabelsi, R. Aksas, T. Mammeri et M. Si Moussa, ‘’ Amélioration des Performances d’un Amplificateur Distribué ‘’ 2^{ème} Séminaire National en Génie Electrique, Biskra, Novembre 1999.
- [31] M. Khanfouci, M. Trabelsi, R. Aksas, T. Mammeri et M. Si Moussa, ‘’ Amélioration des Performances d’un Amplificateur Distribué Passe Bande, ‘’ Conférence Maghrébine en Génie Electrique CMGE’99, Constantine, pp. 143-146, Décembre 1999.
- [32] M. Si Moussa, M. Trabelsi, et R. Aksas, ‘’ Evaluation des Signaux dans un Amplificateur Distribué , ‘’ 1st International Conference of Electrical Engineering, ICEE’2000, University of Bumerdes, Novembre 2000.
- [33] M. Si Moussa, M. Trabelsi, et R. Aksas, ‘’ Analyse d’un Amplificateur Distribué Bilatéral par la Méthode des Ondes de Répartition, ‘’ Conférence en Génie Electrique CGE’01, EMP, Bordj El Bahri, Décembre 2001.
- [34] M. Si Moussa, M. Trabelsi, et R. Aksas, ‘’ Amélioration du Produit Gain- Bande Passante d’un Amplificateur Distribué Passe Bande, ‘’ Conférence en Génie Electrique CMGE’01, Constantine, Décembre 2001.
- [35] G. Dambrine, A. Cappy, ‘’ Détermination rapide et précise du schéma équivalent petit-signal des transistors à effet de champ’’, *Annales des télécommunications* 43, n^o 5-6, pp. 274-281, 1988
- [36] E. Arnold, M. Golio, M. Miller and B. Beckwith, ‘’ Direct Extraction of GaAs MESFET intrinsic element and parasitic inductance’’, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 359-362, 1990.
- [37] D. Costa, W. U. Liu and J. S. Harris, “Direct extraction of the AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor small-signal equivalent circuit” *IEEE-ED*, vol. 38, n^o 9, pp. 2018-2024, September 1991.
- [38] L. Macho Cacho, A. Werthof and G. Kompa, “Broadband 40GHz Si/SiGe HBT equivalent circuit using a successive analytical model parameter extraction” *Dig. European Microwave Conf.*, 1993, pp. 515-517.
- [39] C. J. Wei and J. C. M. Hwang, “New method for direct extraction of HBT equivalent circuit parameters” *IEEE MTT Symposium Digest* 1994, pp. 1245-1248.
- [40] J. P. Raskin, G. Dambrine and R. Gillon, “Direct extraction of the series equivalent circuit parameters for the small-signal model of SOI MOSFET’s” *IEEE Microwave and guided wave letters*, vol. 7, n^o 12, pp. 408-410, December 1997.

-
- [41] A. Marouf, M. Trabelsi, R. Aksas, "Extraction des paramètres du MESFET à l'AsGa dans la gamme 1 à 40 GHz", Proc. Journées sur les Télécommunications JT'99, Tunis, Janvier 99.
- [42] A. Marouf, M. Trabelsi, R. Aksas, "Méthode d'extraction des paramètres du transistor MESFET à l'AsGa dans la gamme 1 à 12 GHz", Deuxième Conférence Internationale d'Electronique S.S.A.2, Blida, 10-12 Mai 1999.
- [43] R. Soares, J. Gaffeuil et J. Obregon : ' Application des transistors à effet de champ en arséniure de gallium ' Eyrolles, 1984.
- [44] T.T.Y. Wong, "Fundamentals of Distributed Amplification," Artech House, 1993.
- [45] J.E. Denis, R. Schnabel, "Numerical Methods for Unconstrained Optimization and Linear Equations", Prentice Hall, Inc, Englewood Cliffs 1993 New Jersey 07632.
- [46] K.C. Gupta, R. Garg, R. Chadha, "Computer Aided Design of Microwaves Circuits", Artech House, Inc, 1978.
- [47] F. Lin, G. Kompas, "FET Model Parameter Extraction Based on Optimisation with Multiplane Data-fitting and bidirectional Search. A New Concept", *IEEE MTT*, vol. 42 , n^o 7, July , 1994.
- [48] Tri. T. Ha, "Solid-State microwave amplifier design " John Wiley. INC 1981.

ANNEXE A

Etude de l'Amplificateur Distribué

Passe Bande (A.D.P.B)

1) Calcul des impédances images

Les quadripôles Q_{gi} et Q_{di} sont identiques et comprennent chacun un circuit anti-résonnant série et un circuit résonnant parallèle (Figures 2.10, 2.11) du chapitre 2. Ces quadripôles ont donc une structure en L (Figure A.1), ce qui permet d'exprimer [19] leurs impédances images respectives $Z_{i1}^{(g)}$ et $Z_{i1}^{(d)}$ (relatives à l'accès 1), et aussi $Z_{i2}^{(g)}$ et $Z_{i2}^{(d)}$ (relatives à l'accès 2) ainsi que leur coefficient de transfert sur image γ' comme suit :

$$Z_{i1}^{(g)} = Z_{i1}^{(d)} = \sqrt{\frac{z}{y} \left(1 + \frac{zy}{4} \right)} \quad (\text{A.1})$$

$$Z_{i2}^{(g)} = Z_{i2}^{(d)} = \sqrt{\frac{z}{y} \left(1 + \frac{zy}{4} \right)^{-1}} \quad (\text{A.2})$$

$$\cosh 2\gamma' = 1 + \frac{zy}{2} \quad (\text{A.3})$$

avec $z = jL_1\omega + \frac{1}{jC_1\omega}$ et $y = jC_{gs}\omega + \frac{1}{jL_2\omega}$, ce qui signifie que l'effet des résistances est supposé négligeable sur les impédances.

En tenant compte du fait que les circuits résonnant et anti-résonnant sont dimensionnés de sorte qu'ils résonnent tous à la fréquence centrale (correspondant à la pulsation ω_0) de la bande passante, il est donc permis d'écrire :

$$\omega_0^2 = (L_1 C_1)^{-0.5} = (L_2 C_{gs})^{-0.5}$$

Si ω_h et ω_b sont respectivement les pulsations maximale et minimale de la bande passante, nous écrirons alors $\omega_0^2 = \omega_h \omega_b$. En posant $x_k = \frac{\omega}{\omega_0}$ et $\delta = \frac{\omega_h - \omega_b}{\omega_0}$ et en développant les relations (A.1) et (A.2) après avoir remplacé z et y par leurs expressions, nous trouvons :

$$Z_{i1}^{(g)} = Z_{i1}^{(d)} = R_0 \sqrt{\left(1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}\right)} \quad (\text{A.4})$$

$$Z_{i2}^{(g)} = Z_{i2}^{(d)} = R_0 \sqrt{\left(1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}\right)^{-1}} \quad (\text{A.5})$$

$$\text{où : } R_0 = \frac{L_1}{C_{gs}} = \frac{L_2}{C_l}$$

En introduisant maintenant les pertes dues aux résistances R_{gs} et R_{ds} du transistor MESFET (Figure 2.2), nous devons alors étudier les circuits de la ligne de grille (Figure 2.10a) et de la ligne de drain (Figure 2.10b). Dans ce cas, nous pouvons écrire :

- pour la ligne de grille :
$$z = jL_{1g}\omega + \frac{1}{jC_{1g}\omega} \quad (\text{A.6})$$

$$y = \frac{1}{jL_{2g}\omega} + \frac{jC_{gs}\omega}{1 + jR_{gs}C_{gs}\omega} \quad (\text{A.7})$$

- pour la ligne de drain :
$$z = jL_{1d}\omega + \frac{1}{jC_{1d}\omega} \quad (\text{A.8})$$

$$y = \frac{1}{jL_{2d}\omega} + \frac{1}{R_{ds}} + jC_{ds}\omega \quad (\text{A.9})$$

2) Calcul de l'atténuation :

a) Cas général

Comme toutes les études qui ont été faites prenaient en considération une cellule complète (Figure A.4), le coefficient de transfert sur image est donc $\gamma = 2\gamma'$. Ce coefficient va être déterminé dans le cas général en posant :

$$z = jP \quad (\text{A.10a})$$

$$y = G + jB \quad (\text{A.10b})$$

et en supposant que les pertes sont faibles (α faible). Cette dernière condition se traduit par :

$$G \ll |B|$$

Posons : $\gamma = \alpha + j\psi$ et $\cosh \gamma = X + jY$.

Après développement, nous aurons : $\cos \psi \cosh \alpha = X$ et $\sin \psi \sinh \alpha = Y$

En élevant au carré, nous obtenons : $(\cos \psi)^2 (\cosh \alpha)^2 = X^2$ et $(\sin \psi)^2 (\sinh \alpha)^2 = Y^2$.

Nous pouvons donc écrire : $(\sin \psi)^2 = 1 - (\cos \psi)^2 = 1 - \frac{X^2}{(\cosh \alpha)^2}$

Ce qui implique :

$$(\sinh \alpha)^2 - X^2 (\tanh \alpha)^2 = Y^2 \quad (\text{A.11})$$

Si α est faible, la relation (A.11) peut être approximée par :

$$\alpha^2 - X^2 \alpha^2 = Y^2 \quad (\text{A.12})$$

Ce qui entraîne :

$$\alpha = \frac{Y}{\sqrt{1 - X^2}} \quad (\text{A.13})$$

Or d'après (A.3), (A.10a) et (A.10b), nous obtenons:

$$X = 1 - PB \quad (\text{A.14})$$

$$Y = PG \quad (\text{A.15})$$

b) Cas particuliers

En appliquant les relations (A.6) à (A.9) et (A.13) à (A.15), nous obtenons :

$$\alpha_g \cong \frac{\frac{x_k^2}{x'_g \delta}}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)}{x_k^2 \delta^2}}} \quad (\text{A.16})$$

$$\alpha_d \cong \frac{\frac{x_k}{\delta}}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2}}} \quad (\text{A.17})$$

$$x'_g = \frac{\omega_g}{\omega_0}, \quad \omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}}, \quad x_d = \frac{\omega_d}{\omega_0} \quad \text{et} \quad \omega_d = \frac{1}{R_{ds} C_{ds}}$$

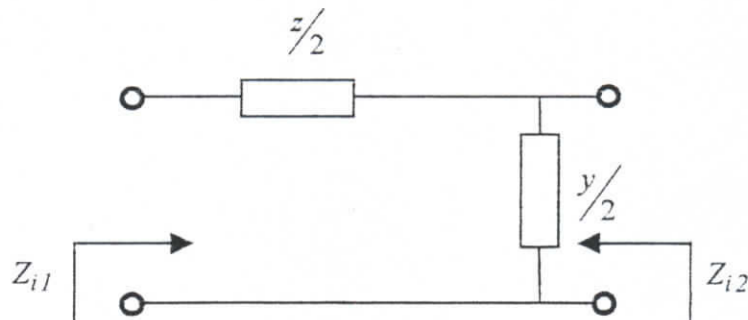


Fig. A1 : Section en "L"

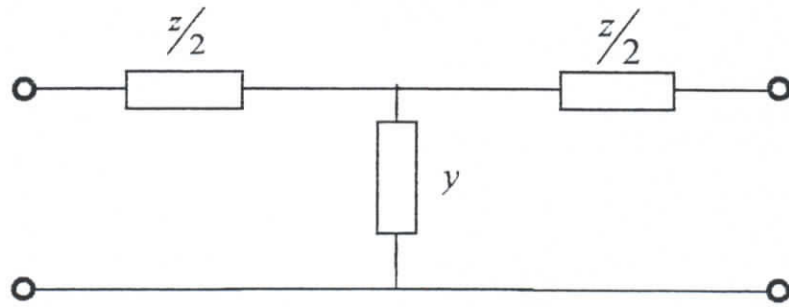


Fig. A.4 : Cellule en "T"

3) Calcul du gain en puissance :

La théorie des quadripôles, appliquée au circuit de la figure A2, permet d'écrire :

$$\frac{V'_k}{V_{k-1}} = \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\frac{\gamma_g}{2}} \quad (\text{A.18})$$

$$V_{gk} = \frac{V'_k}{1 + jx_g} \quad (\text{A.19})$$

où : $x_g = \frac{\omega}{\omega_g}$ et $\omega_g = \frac{1}{R_{gs}C_{gs}}$

En combinant (A.18) et (A.19), nous trouvons :

$$V_{gk} = \frac{V_{k-1}}{1 + jx_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\frac{\gamma_g}{2}} \quad (\text{A.20})$$

Si la tension V_m est la tension à l'entrée de la première section, nous pouvons donc écrire :

$$V_{k-1} = V_{in} e^{-(k-1)\gamma_g} \quad (\text{A.21})$$

Les relations (A.20) et (A.21) donnent :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jx_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\frac{\gamma_g}{2}(2k-1)} \quad (\text{A.22})$$

Posons : $\frac{1}{1 + jx_g} = \frac{1}{\sqrt{1 + x_g^2}} e^{-j\phi}$ où $\phi = \arctg x_g$

La relation (A.22) devient alors :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1+x_g^2}} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\frac{\gamma_g}{2}(2k-1) - j\phi} \quad (\text{A.23})$$

(A.4), (A.5) et (A.23) donnent :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1+x_g^2}} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{I - \frac{(1-x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2}}} e^{-\frac{\gamma_g}{2}(2k-1) - j\phi} \quad (\text{A.24})$$

Pour N sections , le courant total I_t traversant la charge est : $I_t = \sum_{k=1}^N I_{0k}$

où I_{0k} est le courant délivré par la $K^{\text{ème}}$ source comme le montre la figure (2.10b).

Comme l'impédance vue des deux cotés du nœud (N) est la même (Figure 2.10b)., le courant se dirigeant vers la charge est :

$$I_k = \frac{-g_m V_{gs}}{2} \quad (\text{A.25})$$

Selon la théorie des quadripôle, le courant à l'entrée de la $(K+1)^{\text{ème}}$ section de la ligne de drain est :

$$I'_k = \frac{-I_k}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \quad (\text{A.26})$$

on aura donc :

$$I_{0k} = \frac{-I_k}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\frac{\gamma_d}{2}(2N-2k+1)} \quad (\text{A.27})$$

Dans ce cas, le courant total sera :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} \sum_{k=1}^N V_{gk} e^{-\frac{\gamma_d}{2}(2N-2k+1)} \quad (\text{A.28})$$

En utilisant les relations (A.4),(A.5) et (A.24), nous aboutissons à :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2} e^{-\frac{N}{2}(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh\left[\frac{N(\alpha_g - \alpha_d)}{2}\right]}{\sinh\left[\frac{(\alpha_g - \alpha_d)}{2}\right]} \quad (\text{A.29})$$

Le gain en puissance est par définition :

$$G = \frac{|I_t|^2 \operatorname{Re}(Z_L^d)}{\left| \frac{V_{in}}{Z_{il}^{(g)}} \right|^2 \operatorname{Re}(Z_{il}^{(g)})}$$

où Z_L^d est la charge à la sortie de l'A.D.P.B et elle est choisie égale à $Z_{i2}^{(d)}$.

En développant le calcul, nous aboutissons à l'expression du gain en puissance de l'A.D.P.B :

$$G = \frac{g_m^2 R_{01} R_{02} \sinh^2 \left[\frac{N}{2} (\alpha_g - \alpha_d) \right] e^{-\frac{N}{2} (\alpha_g + \alpha_d)}}{4 \left[1 + \frac{x_k^2}{x_g^2} \right] \left[1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2} \right] \sinh^2 \left[\frac{(\alpha_g - \alpha_d)}{2} \right]} \quad (\text{A.30})$$

Dans notre cas $R_0 = R_{01} = R_{02}$.

Annexe B

Analyse du Schéma Electrique du Transistor MESFET

La matrice chaîne $[C_i]$ du quadripôle Q_i ($i=1,2,3,4$) (Figure 3.1) lie la tension d'entrée V_1 et le courant d'entrée I_1 à la tension de sortie V_2 et le courant de sortie I_2 comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_i & B_i \\ C_i & D_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}$$

$A_i = \frac{V_1}{V_2}$ et $C_i = \frac{I_1}{V_2}$ sont obtenus pour $I_2 = 0$

$B_i = \frac{-V_1}{I_2}$ et $D_i = \frac{-I_1}{I_2}$ sont obtenus pour $V_2 = 0$

- Dans le cas où l'accès 2 du quadripôle Q_1 serait ouvert ($I_2=0$), on aura :

$$V_2 = \frac{I_1}{jC_{pg}\omega} = \frac{V_1}{1 + jR_g C_{pg}\omega}$$

et par conséquent :

$$A_1 = 1 + jR_g C_{pg}\omega \quad (\text{B.1})$$

$$C_1 = jC_{pg}\omega \quad (\text{B.2})$$

- En court-circuitant l'accès 2 de Q_1 ($V_2=0$), aux bornes de C_{pg} et de L_g les tensions sont les mêmes, on aura donc :

$$-jL_g\omega I_2 = \frac{V_1}{1 + \frac{R_g(1 - L_g C_{pg}\omega^2)}{jL_g\omega}} \quad \text{et} \quad \frac{I_1 + I_2}{jC_{pg}\omega} = -jL_g\omega I_2$$

On en déduit :

$$B_1 = R_g(1 - L_g C_{pg}\omega^2) + jL_g\omega \quad (\text{B.3})$$

$$D_1 = 1 - L_g C_{pg}\omega^2 \quad (\text{B.4})$$

- Dans le cas où l'accès 2 du quadripôle Q_2 serait ouvert ($I_2=0$), on aura :

$$I'_2 = I'_1 - g_m V_i \quad \text{où} \quad V_i = \frac{V_1}{1 + jR_{gs} C_{gs}\omega}$$

$$V_2 = Z_{ds} (I_1' - g_m V_1) \quad \text{où} \quad Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + jR_{ds} C_{ds} \omega}$$

$$V_1 - V_2 = \frac{I_1'}{jC_{gd} \omega}$$

$$I_1 = I_1' + \frac{V_1}{Z_{gs}} \quad \text{où} \quad Z_{gs} = R_{gs} + \frac{1}{jC_{gs} \omega}$$

En combinant ces relations, on obtient :

$$A_2 = \frac{1 + jZ_{ds} C_{gd} \omega}{Den1} \quad (\text{B.5})$$

$$C_2 = A_2 \left(1 + \frac{1}{Z_{gs}} \right) - 1 \quad (\text{B.6})$$

où :

$$Den1 = Z_{ds} \left(jC_{gd} \omega - \frac{g_m}{1 + jR_{gs} C_{gs} \omega} \right)$$

- En court circuitant l'accès 2 de Q_2 ($V_2=0$), on peut écrire :

$$I_1' = \frac{g_m}{1 + jR_{gs} C_{gs} \omega} - I_2 \quad \text{et} \quad V_1 = \frac{I_1'}{jC_{gd} \omega} = Z_{gs} I_1''$$

Ces relations donnent :

$$B_2 = \frac{1 + jR_{gs} C_{gs} \omega}{Den2} \quad (\text{B.7})$$

$$D_2 = B_2 \left(jC_{gs} \omega + \frac{1}{Z_{gs}} \right) \quad (\text{B.8})$$

où : $Den2 = jC_{gd} \omega (1 + jR_{gs} C_{gs} \omega) - g_m$

Les paramètres impédances $(Z_{ij})_2$ de Q_2 sont :

$$(Z_{11})_2 = \frac{A_2}{C_2} ; (Z_{21})_2 = \frac{1}{C_2} ; (Z_{22})_2 = \frac{D_2}{C_2} \quad \text{et} \quad (Z_{12})_2 = \frac{A_2 D_2 - B_2 C_2}{C_2}$$

- Dans le cas où l'accès 2 du quadripôle Q_3 serait ouvert ($I_2=0$), on aura :

$$A_3 = 1 \quad (\text{B.9})$$

$$C_3 = \frac{1}{R_s + jL_s \omega} \quad (\text{B.10})$$

- En court circuitant l'accès 2 de Q_3 ($V_2=0$), on trouve :

$$B_3 = 0 \quad (B.11)$$

$$D_3 = 1 \quad (B.12)$$

Les paramètres $(Z_{ij})_3$ de Q_3 s'écrivent alors:

$$(Z_{11})_3 = (Z_{21})_3 = (Z_{22})_3 = (Z_{12})_3 = Z_s = R_s + jL_s\omega$$

Etant donné que les quadripôles Q_2 et Q_3 sont connectés en série, le quadripôle qui en résultera sera caractérisé par les paramètres impédances obtenus en additionnant ceux de Q_2 et Q_3 .

Les éléments de la matrice chaîne $[C'_2]$ de ce quadripôle résultant seront donc :

$$A'_2 = \frac{(Z_{11})_2 + (Z_{11})_3}{(Z_{21})_2 + (Z_{21})_3} = \frac{A_2 + C_2 Z_s}{1 + C_2 Z_s} \quad (B.13)$$

$$B'_2 = \frac{Z_s(A_2 + D_2 - 1 - A_2 D_2 + B_2 C_2) + B_2}{1 + Z_s C_2} \quad (B.14)$$

$$C'_2 = \frac{1}{(Z_{21})_2 + (Z_{21})_3} = \frac{C_2}{1 + C_2 Z_s} \quad (B.15)$$

$$D'_2 = \frac{(Z_{22})_2 + (Z_{22})_3}{(Z_{21})_2 + (Z_{21})_3} = \frac{D_2 + C_2 Z_s}{1 + C_2 Z_s} \quad (B.16)$$

- Dans le cas où l'accès 2 du quadripôle Q_4 serait ouvert ($I_2=0$), on aura :

$$V_2 = \frac{I_1}{jC_{pd}\omega} = \frac{V_1}{1 - L_d C_{pd}\omega^2}$$

On obtient donc :

$$A_4 = 1 - L_d C_{pd}\omega^2 \quad (B.17)$$

$$C_4 = jC_{pd}\omega \quad (B.18)$$

- En court-circuitant l'accès 2 de Q_4 ($V_2=0$), aux bornes de C_{pd} et de R_d les tensions sont la même, on aura donc :

$$R_d I_2 = \frac{-V_1 R_d}{R_d + jL_d\omega(1 + jR_d C_{pd}\omega)}$$

$$\frac{I_1 + I_2}{jC_{pd}\omega} = -R_d I_2$$

On en déduit :

$$B_4 = R_d + jL_d\omega(1 + jR_d C_{pd}\omega) \quad (B.19)$$

$$D_4 = 1 + jR_d C_{pd}\omega \quad (B.20)$$

ANNEXE C

**Nouvelle Méthode d'Analyse et de Simulation des
Amplificateurs Distribués et à Ondes Progressives**

L'analyse du dispositif global se base sur celle de la $i^{\text{ème}}$ cellule élémentaire (Figure 4.1). En raison de la symétrie de la cellule, il suffit donc d'en étudier seulement une partie, par exemple la ligne grille, et appliquer ensuite les résultats qui en découlent pour la partie restante, à savoir la ligne drain. Nous développerons d'abord notre méthode d'analyse pour un dispositif quelconque, et nous l'appliquerons ensuite à un type de circuit particulier.

1) Etude générale :

1.1) Matrice d'ondes :

Par souci de simplification, nous prenons la même impédance de normalisation Z_c pour les ondes de répartition a'_{mi} et b'_{mi} ($m=0,1,2$), se trouvant à la jonction (Figure 4.1). Cette impédance étant supposée réelle, nous pouvons donc écrire :

$$a'_{0i} = \frac{V + Z_c I_0}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1a})$$

$$b'_{0i} = \frac{V - Z_c I_0}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1b})$$

$$a'_{1i} = \frac{V + Z_c I_1}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1c})$$

$$a'_{2i} = \frac{V + Z_c I_2}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1d})$$

$$b'_{1i} = \frac{V - Z_c I_1}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1e})$$

$$b'_{2i} = \frac{V - Z_c I_2}{2\sqrt{Z_c}} \quad (\text{C.1f})$$

Comme :

$$I_0 = I_1 + I_2 \quad (\text{loi des nœuds}) \quad (\text{C.2})$$

alors :

$$a'_{0i} = \frac{V + Z_c(I_1 + I_2)}{2\sqrt{Z_c}} = \frac{(V + Z_c I_1) + (V + Z_c I_2) - V}{2\sqrt{Z_c}} = a'_{1i} + a'_{2i} - \frac{V}{2\sqrt{Z_c}} \quad (C.3)$$

$$b'_{0i} = \frac{V - Z_c(I_1 + I_2)}{2\sqrt{Z_c}} = \frac{(V - Z_c I_1) + (V - Z_c I_2) - V}{2\sqrt{Z_c}} = b'_{1i} + b'_{2i} - \frac{V}{2\sqrt{Z_c}} \quad (C.4)$$

En combinant les relations (C1.c-C1.f), nous obtenons :

$$\frac{a'_{1i} + b'_{1i}}{2} = \frac{a'_{2i} + b'_{2i}}{2} = \frac{V}{2\sqrt{Z_c}} \quad (C.5)$$

Les expressions (C.3),(C.4) et (C.5) permettent d'écrire :

$$a'_{0i} = a'_{1i} + a'_{2i} - \frac{a'_{1i} + b'_{1i}}{2} \quad (C.6)$$

$$b'_{0i} = b'_{1i} + b'_{2i} - \frac{a'_{2i} + b'_{2i}}{2} \quad (C.7)$$

Afin d'obtenir un formalisme relativement simple, nous choisissons les impédances images Z_{im1} (à l'accès 1) et Z_{im2} (à l'accès 2) du quadripôle passif Q_{gr} comme impédances de normalisation pour les ondes de répartition précédentes. Nous précisons que Q_{gr+1} est Q_{gr} mais retourné. L'impédance Z_c est donc Z_{im2} . Dans ce cas, nous devons exprimer les ondes de répartition comme suit :

- Pour la ligne grille :

$$a'_{mi} = a_{mi} e^{-\gamma_g} \quad (C.8)$$

$$b'_{mi} = b_{mi} e^{\gamma_g} \quad (C.9)$$

où γ_g est l'exposant de transfert sur image de Q_{gr} et Q_{gr+1} .

En combinant les relations précédentes, nous obtenons :

$$a'_{0i} = \frac{a_{1i} e^{-\gamma_g}}{2} + a_{2i} e^{-\gamma_g} - \frac{b_{1i} e^{\gamma_g}}{2} \quad (C.10)$$

$$b'_{0i} = \frac{b_{2i} e^{\gamma_g}}{2} + b_{1i} e^{\gamma_g} - \frac{a_{2i} e^{-\gamma_g}}{2} \quad (C.11)$$

- Pour la ligne drain :

La ligne drain remplit les mêmes conditions que celles de la ligne grille, à savoir les impédances images Z'_{im1} (accès 1) et Z'_{im2} (accès 2) du quadripôle Q_{dr} (Q_{dr+1} étant Q_{dr} retourné) sont les impédances de normalisation des ondes de répartition. Ces résultats (équations C.10 et C.11) ne peuvent donc être appliqués à la ligne drain qu'à la condition de remplacer γ_g par γ_d qui est

l'exposant de transfert sur image de Q_{di} et Q_{di+1} , a'_{0i} par a''_{0i} , b'_{0i} par b''_{0i} , a_{1i} par a_{3i} , b_{2i} par b_{4i} , a_{2i} par a_{4i} , et b_{1i} par b_{3i} . Ainsi, nous obtenons :

$$a''_{0i} = \frac{a_{3i} e^{-\gamma d}}{2} + a_{4i} e^{-\gamma d} - \frac{b_{3i} e^{\gamma d}}{2} \quad (\text{C.12})$$

$$b''_{0i} = \frac{b_{4i} e^{\gamma d}}{2} + b_{3i} e^{\gamma d} - \frac{a_{4i} e^{-\gamma d}}{2} \quad (\text{C.13})$$

Le fonctionnement du quadripôle Q_i est régi par :

$$b'_{0i} = S_{11} a'_{0i} + S_{12} a''_{0i} \quad (\text{C.14})$$

$$b''_{0i} = S_{21} a'_{0i} + S_{22} a''_{0i} \quad (\text{C.15})$$

Il est évident que les paramètres de répartition S_{ij} se réfèrent à Z_{im2} et Z'_{im2} .

Grâce à toutes ces expressions, nous établissons la relation suivante :

$$[U] \begin{bmatrix} b_{1i} \\ b_{3i} \\ a_{1i} \\ a_{3i} \end{bmatrix} = [V] \begin{bmatrix} a_{2i} \\ a_{4i} \\ b_{2i} \\ b_{4i} \end{bmatrix}$$

où :

$$[U] = \begin{bmatrix} e^{\gamma g} + S_{11} \frac{e^{\gamma g}}{2} & S_{12} \frac{e^{\gamma d}}{2} & -S_{11} \frac{e^{-\gamma g}}{2} & -S_{12} \frac{e^{-\gamma d}}{2} \\ S_{21} \frac{e^{\gamma g}}{2} & e^{\gamma d} + S_{22} \frac{e^{\gamma d}}{2} & -S_{21} \frac{e^{-\gamma g}}{2} & -S_{22} \frac{e^{-\gamma d}}{2} \\ \frac{e^{\gamma g}}{2} & 0 & \frac{e^{-\gamma g}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{e^{\gamma d}}{2} & 0 & \frac{e^{-\gamma d}}{2} \end{bmatrix}$$

$$[V] = \begin{bmatrix} (S_{11} + 0.5) e^{-\gamma g} & S_{12} e^{-\gamma d} & -0.5 e^{\gamma g} & 0 \\ S_{21} e^{-\gamma g} & (S_{22} + 0.5) e^{-\gamma d} & 0 & -0.5 e^{\gamma d} \\ 0.5 e^{-\gamma g} & 0 & 0.5 e^{\gamma g} & 0 \\ 0 & 0.5 e^{-\gamma d} & 0 & 0.5 e^{\gamma d} \end{bmatrix}$$

Nous définissons la matrice d'onde chaîne $[T_i]$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} b_{1i} \\ b_{3i} \\ a_{1i} \\ a_{3i} \end{bmatrix} = [T_i] \begin{bmatrix} a_{2i} \\ a_{4i} \\ b_{2i} \\ b_{4i} \end{bmatrix}$$

Elle s'écrira par conséquent:

$$[U_i] = [U]^{-1}[V]$$

Le calcul aboutit à la relation suivante :

$$[U]^{-1} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} (I+S_{22})e^{-\gamma g} & -S_{12}e^{-\gamma g} & S_{11}e^{-\gamma g} + e^{-\gamma g} \det & S_{12}e^{-\gamma g} \\ -S_{21}e^{-\gamma d} & (I+S_{11})e^{-\gamma d} & S_{21}e^{-\gamma d} & S_{22}e^{-\gamma d} + e^{-\gamma d} \det \\ -(I+S_{22})e^{\gamma g} & S_{12}e^{\gamma g} & (2+2S_{22}+S_{11}+\det)e^{\gamma g} & -S_{12}e^{\gamma g} \\ S_{21}e^{\gamma d} & -(I+S_{11})e^{\gamma d} & -S_{21}e^{\gamma d} & (2+2S_{11}+S_{22}+\det)e^{\gamma d} \end{bmatrix}$$

avec : $\det = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$

$$\Delta = (I+S_{11})(I+S_{22}) - S_{12}S_{21}$$

En utilisant les expressions de $[V]$ et de $[U]^{-1}$, établies précédemment, nous obtenons:

$$[T_i] = \begin{bmatrix} (I+t_{13})e^{-2\gamma g} & t_{14}e^{-2\gamma d} & t_{13} & t_{14} \\ t_{23}e^{-2\gamma g} & (I+t_{24})e^{-2\gamma d} & t_{23} & t_{24} \\ -t_{13} & -t_{14}e^{2\gamma g-2\gamma d} & (I-t_{13})e^{2\gamma g} & -t_{14}e^{2\gamma g} \\ -t_{23}e^{-2\gamma g+2\gamma d} & -t_{24} & -t_{23}e^{2\gamma d} & (I-t_{24})e^{2\gamma d} \end{bmatrix} \quad (C.16)$$

avec : $t_{13} = \frac{-\Delta_1}{2\Delta}$, $t_{14} = \frac{S_{12}e^{-\gamma g+\gamma d}}{\Delta}$, $t_{23} = \frac{S_{21}e^{\gamma g-\gamma d}}{\Delta}$ et $t_{24} = \frac{-\Delta_2}{2\Delta}$

$$\Delta_i = (I-S_{ii})(I+S_{jj}) + S_{ji}S_{ij} \quad (i, j = 1, 2 \text{ et } i \neq j)$$

Si le dispositif est constitué de N cellules élémentaires identiques, connectées en cascade (Figure 4.2), la matrice d'onde globale, notée $[T]$, est donnée par :

$$[T] = [T_i]^N \quad (C.17)$$

et met en relation les ondes de répartition, rencontrées aux quatre accès du dispositif, comme suit:

$$\begin{bmatrix} b_{11} \\ b_{31} \\ a_{11} \\ a_{31} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} a_{2N} \\ a_{4N} \\ b_{2N} \\ b_{4N} \end{bmatrix} \quad (C.18)$$

1.2) Amplification en puissance:

Pour le calcul de l'amplification en tension ou en puissance, il faut évidemment utiliser la relation (C.18) en lui associant les conditions de fermeture aux niveaux des deuxième, troisième et quatrième accès, traduites respectivement par les coefficients de réflexion Γ_i ($i = 2, 3, 4$) suivants:

$$a_{2N} = \Gamma_2 b_{2N} \quad (C.19)$$

$$a_{3l} = \Gamma_3 b_{3l} \quad (C.20)$$

$$a_{4N} = \Gamma_4 b_{4N} \quad (C.21)$$

En notant T_{ij} ($i, j = 1, 2, 3, 4$), les éléments de la matrice $[T]$, et en combinant les expressions (C.18), (C.19), (C.20) et (C.21), nous obtenons :

$$b_{1l} = T_{11}\Gamma_2 b_{2N} + T_{12}\Gamma_4 b_{4N} + T_{13}b_{2N} + T_{14}b_{4N} \quad (C.22)$$

$$a_{1l} = T_{31}\Gamma_2 b_{2N} + T_{32}\Gamma_4 b_{4N} + T_{33}b_{2N} + T_{34}b_{4N} \quad (C.23)$$

$$b_{3l} = T_{21}\Gamma_2 b_{2N} + T_{22}\Gamma_4 b_{4N} + T_{23}b_{2N} + T_{24}b_{4N} \quad (C.24)$$

$$a_{3l} = \Gamma_3 b_{3l} = T_{41}\Gamma_2 b_{2N} + T_{42}\Gamma_4 b_{4N} + T_{43}b_{2N} + T_{44}b_{4N} \quad (C.25)$$

En multipliant les deux membres de la relation (C.24) par Γ_3 , nous aurons :

$$\Gamma_3 b_{3l} = \Gamma_3 T_{21}\Gamma_2 b_{2N} + \Gamma_3 T_{22}\Gamma_4 b_{4N} + \Gamma_3 T_{23}b_{2N} + \Gamma_3 T_{24}b_{4N} \quad (C.26)$$

En soustrayant de la relation (C.26) la relation (C.25) et en réarrangeant le résultat, nous trouvons :

$$\frac{b_{2N}}{b_{4N}} = \frac{T_{22}\Gamma_3\Gamma_4 + T_{24}\Gamma_3 - T_{42}\Gamma_4 - T_{44}}{T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}} \quad (C.27)$$

De la relation (C.22), nous déduisons :

$$\frac{b_{1l}}{b_{4N}} = (T_{11}\Gamma_2 + T_{13})\frac{b_{2N}}{b_{4N}} + (T_{12}\Gamma_4 + T_{14}) \quad (C.28)$$

et de la relation (C.23) :

$$\frac{b_{4N}}{a_{1l}} = \left[(T_{31}\Gamma_2 + T_{33})\frac{b_{2N}}{b_{4N}} + (T_{32}\Gamma_4 + T_{34}) \right]^{-1} \quad (C.29)$$

Le rapport des grandeurs données par les relations (C.28) et (C.29) s'exprime ainsi :

$$\frac{b_{1l}}{a_{1l}} = \frac{(T_{11}\Gamma_2 + T_{13})\frac{b_{2N}}{b_{4N}} + (T_{12}\Gamma_4 + T_{14})}{(T_{31}\Gamma_2 + T_{33})\frac{b_{2N}}{b_{4N}} + (T_{32}\Gamma_4 + T_{34})} \quad (C.30)$$

En posant $\Gamma_l = \frac{b_{1l}}{a_{1l}}$ et en tenant compte des relations (C.27) et (C.30), nous pouvons écrire :

$$\Gamma_l = \frac{-(T_{11}\Gamma_2 + T_{13})\frac{T_{22}\Gamma_3\Gamma_4 + T_{24}\Gamma_3 - T_{42}\Gamma_4 - T_{44}}{T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}} + (T_{12}\Gamma_4 + T_{14})}{-(T_{31}\Gamma_2 + T_{33})\frac{T_{22}\Gamma_3\Gamma_4 + T_{24}\Gamma_3 - T_{42}\Gamma_4 - T_{44}}{T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}} + (T_{32}\Gamma_4 + T_{34})} \quad (C.31)$$

L'amplification ou gain en puissance, est définie comme étant le rapport de la puissance absorbée par la charge, placée à l'extrémité de la ligne drain au quatrième accès du dispositif, à la puissance à l'entrée de la ligne grille au premier accès. Comme le quatrième et le premier accès sont

respectivement caractérisés par les couples de grandeurs électriques (ou électromagnétiques) (a_{4N}, b_{4N}) et (a_{11}, b_{11}) , le gain en puissance est donc:

$$G = \frac{0.5(|b_{4N}|^2 - |a_{4N}|^2)}{0.5(|a_{11}|^2 - |b_{11}|^2)}$$

qui peut aussi s'écrire:

$$G = \left| \frac{b_{4N}}{a_{11}} \right|^2 \left(\frac{1 - |\Gamma_4|^2}{1 - |\Gamma_1|^2} \right) \quad (\text{C.32})$$

Pour calculer G , Il suffit donc de remplacer le rapport $\frac{b_{4N}}{a_{11}}$ par son expression (C.29) et Γ_1 par (C.31).

Dans le cas où l'adaptation, au niveau du quatrième accès, est réalisée ($\Gamma_4 = 0$ ou $a_{4N} = 0$), et le quadripôle Q_i est supposé unilatéral ($S_{12} = 0$), l'expression du gain devient alors:

$$G = \frac{|T_{21}\Gamma_2\Gamma_3 + T_{23}\Gamma_3 - T_{41}\Gamma_2 - T_{43}|^2 |T_{31}\Gamma_2 + T_{33}|^2}{|(T_{31}\Gamma_2 + T_{33})(T_{44} - T_{24}\Gamma_3)|^2 (|T_{31}\Gamma_2 + T_{33}|^2 - |T_{11}\Gamma_2 + T_{13}|^2)} \quad (\text{C.33})$$

En effet, la matrice $[T_i]$ (C.16) devient :

$$[T_i] = \begin{bmatrix} A_{11} & 0 & E_{11} & 0 \\ A_{22} & B_{22} & E_{22} & D_{22} \\ A_{33} & 0 & E_{33} & 0 \\ A_{44} & B_{44} & E_{44} & D_{44} \end{bmatrix} \quad (\text{C.34})$$

$$\text{où: } A_{11} = (1 + t_{23})e^{-2\gamma g}, \quad A_{22} = t_{23}e^{-2\gamma g}, \quad A_{33} = -t_{13}, \quad A_{44} = -t_{23}e^{-2\gamma g + 2\gamma d}$$

$$B_{22} = (1 + t_{24})e^{-2\gamma d}, \quad B_{44} = -t_{24}, \quad E_{11} = t_{13}, \quad E_{22} = t_{23}, \quad E_{33} = (1 - t_{13})e^{2\gamma g}$$

$$E_{44} = -t_{23}e^{2\gamma d}, \quad D_{22} = t_{24}, \quad D_{44} = (1 - t_{24})e^{2\gamma d}$$

Nous constatons que $T_{12} = T_{14} = T_{32} = T_{34} = 0$ (éléments de $[T_i]$ et aussi de $[T]$ car $N=1$). Nous allons montrer que ceci reste toujours valable même pour un nombre N supérieur à l'unité (N nombre de cellules élémentaires). Pour $N=2$, la matrice $[T]$ garde la même forme que précédemment et qui est :

$$[C] = [T_i]^2 = \begin{bmatrix} A'_{11} & 0 & E'_{11} & 0 \\ A'_{22} & B'_{22} & E'_{22} & D'_{22} \\ A'_{33} & 0 & E'_{33} & 0 \\ A'_{44} & B'_{44} & E'_{44} & D'_{44} \end{bmatrix} \quad (C.35)$$

Dans ce cas, nous obtenons également $T_{12} = T_{14} = T_{32} = T_{34} = 0$. Pour $N=3$, nous effectuons le produit matriciel des relations (C.34) et (C.35), ayant toutes les deux la même forme, le résultat s'exprimera évidemment de la même manière. Nous pouvons, par conséquent, généraliser au rang N puisque la matrice obtenue résulte du produit de deux matrices possédant chacune une forme similaire à celle de la relation (C.34) ou (C.35).

2) Etude particulière:

Cette étude particulière considère le quadripôle Q_i unilatéral ($S_{12} = 0$) et ses impédances d'entrée et de sortie sont infinies ($S_{11} = S_{22} = I$).

2.1) Détermination de la matrice d'onde

Pour ce cas particulier, la matrice $[T_i]$ s'écrira:

$$[T_i] = \begin{bmatrix} A_1 & 0 & 0 & 0 \\ A_2 & B_2 & C_2 & 0 \\ 0 & 0 & C_3 & 0 \\ A_4 & 0 & C_4 & D_4 \end{bmatrix} \quad (C.36)$$

où: $A_1 = e^{-2\gamma_g}$, $A_2 = t_{23} e^{-\gamma_g}$, $B_2 = e^{-2\gamma_d}$, $C_2 = t_{23}$, $C_3 = e^{2\gamma_g}$, $A_4 = -t_{23} e^{2(\gamma_d - \gamma_g)}$
 $C_4 = -t_{23} e^{2\gamma_d}$ et $D_4 = e^{2\gamma_d}$.

En se plaçant dans le cas où les accès du dispositif, constitué de N cellules élémentaires (Figure 4.2), seraient adaptés ; le gain en puissance (C.33) peut alors s'exprimer comme suit :

$$G = \frac{|T_{43}|^2}{|T_{44}|^2 (|T_{33}|^2 - |T_{13}|^2)} \quad (C.37)$$

L'objectif de cette étude étant de déterminer les éléments T_{13} , T_{33} , T_{43} et T_{44} . Pour cela, nous calculerons d'abord $[T]$, pour certaines valeurs de N , et procéderons ensuite à sa généralisation.

- **Pour $N=2$:**

$$T_{13} = 0$$

$$T_{33} = C_3^2$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^2 C_3^{2-k} D_4^{k-1}$$

$$T_{44} = D_4^2$$

- **Pour N=3 :**

$$T_{13} = 0$$

$$T_{33} = C_3^3$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^3 C_3^{3-k} D_4^{k-1}$$

$$T_{44} = D_4^3$$

- **Pour N=4 :**

$$T_{13} = 0$$

$$T_{33} = C_3^4$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^4 C_3^{4-k} D_4^{k-1}$$

$$T_{44} = D_4^4$$

- **Pour N=5 :**

$$T_{13} = 0$$

$$T_{33} = C_3^5$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^5 C_3^{5-k} D_4^{k-1}$$

$$T_{44} = D_4^5$$

- **Généralisation par récurrence :**

Nous admettons que les relations :

$$T_{13} = 0 \tag{C.38a}$$

$$T_{33} = C_3^{N-1} \tag{C.38b}$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^{N-1} C_3^{N-1-k} D_4^{k-1} \tag{C.38c}$$

$$T_{44} = D_4^{N-1} \quad (\text{C.38d})$$

sont vraies pour le **rang N-1** , et nous démontrerons qu'elles le sont également pour le **rang N** :

$$T_{13} = 0 \quad (\text{C.39a})$$

$$T_{33} = C_3^N \quad (\text{C.39b})$$

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^N C_3^{N-k} D_4^{k-1} \quad (\text{C.39c})$$

$$T_{44} = D_4^N \quad (\text{C.39d})$$

Le calcul montre :

$$[T] = [T_i]^{N-1} = \begin{bmatrix} C'_{11} & 0 & 0 & 0 \\ C'_{21} & C'_{22} & C'_{23} & 0 \\ 0 & 0 & C_3^{N-1} & 0 \\ C'_{41} & 0 & C_4 \sum_{k=1}^{N-1} C_3^{N-1-k} D_4^{k-1} & D_4^{N-1} \end{bmatrix} \quad (\text{C.40})$$

$[T] = [T_i]^N$ résulte donc du produit des matrices (C.40) et (C.36), qui donne le résultat suivant :

$$[T] = \begin{bmatrix} C'_{11} A_1 & 0 & 0 & 0 \\ C'_{21} A_1 + C'_{22} A_2 & C'_{22} B_2 & C'_{22} C_2 + C'_{23} C_3 & 0 \\ 0 & 0 & C_3^N & 0 \\ C'_{41} A_1 + D_4^{N-1} A_4 & 0 & \left(C_4 \sum_{k=1}^{N-1} C_3^{N-1-k} D_4^{k-1} \right) C_3 + D_4^{N-1} C_4 & D_4^N \end{bmatrix}$$

De cette matrice, nous notons que :

$$T_{13} = 0$$

$$T_{33} = C_3^N$$

$$T_{44} = D_4^N$$

$$\begin{aligned} T_{43} &= \left(C_4 \sum_{k=1}^{N-1} C_3^{N-1-k} D_4^{k-1} \right) C_3 + D_4^{N-1} C_4 \\ &= \left(C_4 \sum_{k=1}^N C_3^{N-k} D_4^{k-1} \right) - D_4^{N-1} C_4 + D_4^{N-1} C_4 \end{aligned}$$

par conséquent :

$$T_{43} = C_4 \sum_{k=1}^N C_3^{N-k} D_4^{k-1}$$

Ceci montre bien que les relations (C.39) sont valables et ce quelque soit la valeur de N supérieure ou égale à 2.

2.2) Détermination du gain en puissance :

Dans ce cas particulier, nous obtenons :

$$C_3 = e^{2\gamma_g} \quad (\text{C.41a})$$

$$C_4 = -t_{23} e^{2\gamma_d} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4} \quad (\text{C.41b})$$

$$D_4 = e^{2\gamma_d} \quad (\text{C.41c})$$

En remplaçant, dans la relation (C.39), C_3 , C_4 et D_4 par leurs expressions, nous obtenons :

$$T_{43} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4} \sum_{k=1}^N e^{2(N-k)\gamma_g} e^{2(k-1)\gamma_d} \quad (\text{C.42})$$

Sachant que nous pouvons écrire :

$$k - 1 = (N - 1) - (N - k)$$

la relation (C.42) devient alors :

$$T_{43} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4} \sum_{k=1}^N e^{2(N-k)\gamma_g} e^{2(N-1)\gamma_d} e^{-2(N-k)\gamma_d}$$

et qui peut également s'écrire :

$$T_{43} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4} e^{2(N-1)\gamma_d} \sum_{k=1}^N e^{2(N-k)(\gamma_g - \gamma_d)}$$

ou bien :

$$T_{43} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4} e^{2(N-1)\gamma_d} e^{2N(\gamma_g - \gamma_d)} \sum_{k=1}^N e^{-2k(\gamma_g - \gamma_d)} \quad (\text{C.43})$$

Les relations (C.39), (C.41) et (C.43) nous permettent d'écrire :

$$\frac{T_{43}}{T_{44}T_{33}} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g + \gamma_d)}}{4e^{2N\gamma_d} e^{2N\gamma_g}} e^{2(N-1)\gamma_d} e^{2N(\gamma_g - \gamma_d)} \sum_{k=1}^N e^{-2k(\gamma_g - \gamma_d)}$$

Après simplification, cette relation peut s'exprimer de la manière suivante :

$$\frac{T_{43}}{T_{44}T_{33}} = \frac{-S_{21} e^{(\gamma_g - \gamma_d)}}{4} e^{-2N\gamma_d} \sum_{k=1}^N e^{-2k(\gamma_g - \gamma_d)} \quad (\text{C.44})$$

Nous savons que :

$$\sum_{k=1}^N e^{-kW} = e^{-\frac{(N+1)W}{2}} \frac{\sinh\left(\frac{NW}{2}\right)}{\sinh\left(\frac{W}{2}\right)}$$

En posant $W = 2(\gamma_g - \gamma_d)$ et en procédant par des simplifications, nous obtenons finalement :

$$\frac{T_{43}}{T_{44}T_{33}} = \frac{-S_{21}}{4} e^{-N(\gamma_g + \gamma_d)} \frac{\sinh[N(\gamma_g - \gamma_d)]}{\sinh(\gamma_g - \gamma_d)} \quad (\text{C.45})$$

Le gain en puissance G qui s'écrit :

$$G = \left| \frac{T_{43}}{T_{44}T_{33}} \right|^2$$

s'exprimera d'une manière plus explicite comme suit :

$$G = \frac{|S_{21}|^2}{16} e^{-2N(\alpha_g + \alpha_d)} \left| \frac{\sinh[N(\gamma_g - \gamma_d)]}{\sinh(\gamma_g - \gamma_d)} \right|^2 \quad (\text{C.46})$$

avec $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ et $\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d$

Cette méthode a réellement un caractère général car il a été montré qu'on pouvait retrouver toutes les autres méthodes ou approches. Elle s'applique aussi bien à un amplificateur distribué qu'à un amplificateur à ondes progressive.

ANNEXE D

Ligne Active avec Transistor MESFET en Source Commune

Nous allons, tout d'abord, déterminer la nature de la charge du transistor MESFET pour que celui-ci ait une admittance d'entrée à partie réelle négative. Une réaction positive, à l'aide d'un quadripôle passif, s'impose donc. Pour ce quadripôle, notre choix s'est porté sur un condensateur de capacité C placée entre la grille et le drain. Nous calculerons ensuite l'admittance d'entrée et enfin l'atténuation d'un quadripôle en T.

1) Détermination de la charge

La charge est une réactance jX' inconnue que nous devons déterminer (Figure D.1).

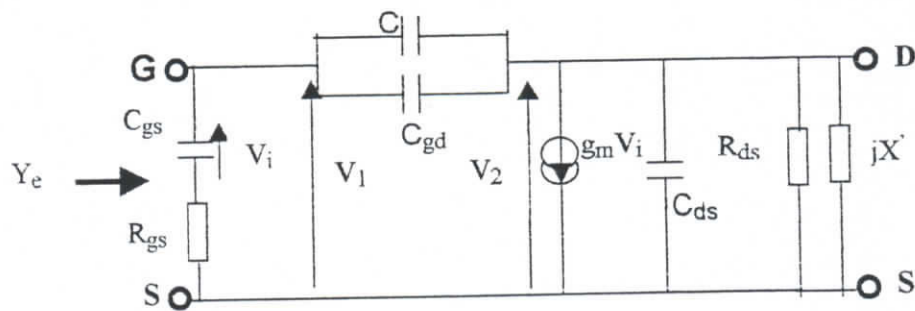


Fig. D.1: Transistor en source commune chargé par une inductance L et avec un quadripôle de réaction composé de C .

Le calcul de l'admittance d'entrée Y_e nous donne l'expression de la partie réelle suivante :

$$\text{réel}(Y_e) = \frac{D\tau C_{gs}\omega + (C_{gd}\omega)^2 G_d (1 + \tau^2) + C_{gd}\omega (X_1 + C_{gd}\omega) g_m + C_{gd}\omega G_d g_m \tau}{D(1 + \tau^2)}$$

$$\text{où : } D = G_d^2 + (X_1 + C_{gd}\omega)^2 ; \quad G_d = \frac{1}{R_{ds}} ; \quad X_1 = X' + C_{ds}\omega \quad \text{et} \quad \tau = R_{gs} C_{gs}\omega .$$

$\text{réel}(Y_e)$ est négatif si son numérateur DD est négatif que nous écrivons sous sa forme condensée :

$$DD = AX_1^2 + BX_1 + C$$

où A , B et C sont positifs et dépendent de la fréquence. En effet :

$$A = \tau C_{gs}\omega ;$$

$$B = 2\tau C_{gs}\omega C_{gd}\omega + g_m C_{gd}\omega ;$$

$$C = G_d^2 \tau C_{gs} \omega + \tau C_{gs} \omega (C_{gd} \omega)^2 + (C_{gd} \omega)^2 G_d (1 + \tau^2) + (C_{gd} \omega)^2 g_m + C_{gd} \omega G_d g_m \tau$$

Les racines X_{11} et X_{12} de $DD=0$ sont négatives ; et pour avoir donc $Y_e \leq 0$ négatif, il faut qu'à chaque fréquence la relation suivante soit vérifiée :

$$X_{12} < X_1 < X_{11}$$

Pour cela, nous avons choisi :

$$X_1 = \frac{-B}{2A}$$

Nous trouvons finalement :

$$jX' = -j(C_{gd} + C_{ds})\omega - j \frac{g_m C_{gd}}{2C_{gs}^2 R_{gs} \omega} \quad (D.1)$$

Nous en concluons :

- $-j(C_{gd} + C_{ds})\omega$ n'est pas réalisable ;
- $-j \frac{g_m C_{gd}}{2C_{gs}^2 R_{gs} \omega}$ est une susceptance réalisée par une self inductance L_s telle que :

$$L_s = \frac{2C_{gs}^2 R_{gs}}{g_m C_{gd}} \quad (D.2)$$

2) Calcul de l'admittance d'entrée

Le schéma simplifié du transistor MESFET, terminé par l'inductance L_s , est illustré par la figure (D.2). La résistance R_{ds} n'y existe pas car nous avons choisi L_s tel que :

$$L_s \omega \ll (R_{ds})^{-1}$$

L'admittance d'entrée Y_e est donc :

$$Y_e = \frac{I_1}{V_1} = \frac{g_m V_1 + V_2 Y_{ch}}{V_1} + jC_{gs} \omega$$

$$\text{où } Y_{ch} = j \left(C_{ds} \omega - \frac{1}{L\omega} \right)$$

$$\text{Nous avons aussi : } V_1 - V_2 = \frac{g_m V_1 + V_2 Y_{ch}}{jC_{gd} \omega}$$

En combinant ces expressions, nous obtenons :

$$Y_e = \frac{-g'_m}{\left(\frac{\omega'_0}{\omega}\right)^2 - 1} + j \left(C_{gs}\omega + \frac{I}{k C_{gs} \omega - \frac{L\omega}{1 - LC_{ds}\omega^2}} \right) \quad (D.3)$$

Où : $g'_m = g_m \left(1 + \frac{C_{ds}}{k C_{gs}}\right)^{-1}$; $\omega'_0 = \omega_0 \left(1 + \frac{C_{ds}}{k C_{gs}}\right)^{\frac{1}{2}}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L k C_{gs}}}$ et $k C_{gs} = C_{gd} + C$

Si $\omega \leq \omega_0$, la partie réelle de Y_e est négative.

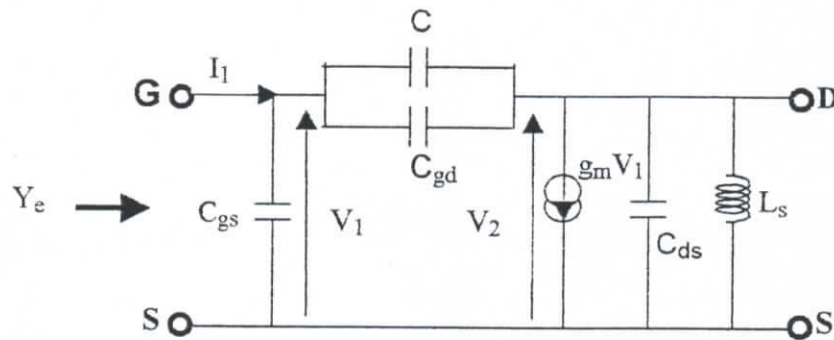


Fig. D.2: Transistor en source commune chargé par une inductance L_s et avec un quadripôle de réaction composé de C .

3) Calcul de l'impédance caractéristique et de l'atténuation

Nous considérons que la ligne est constituée de quadripôles identiques en T (Figure D.3) mis en cascade.

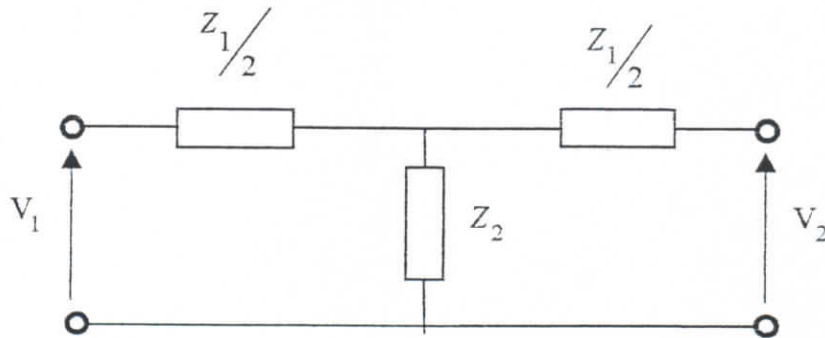


Fig. D.3: Section en T

L'impédance caractéristique de ce quadripôle est [4] :

$$Z_c = \sqrt{\frac{Z_1}{2} \left(2Z_2 + \frac{Z_1}{2} \right)} \quad (D.4)$$

et sa fonction de transfert en tension est :

$$\frac{V_2}{V_1} = e^{-\gamma} \quad (\text{D.5})$$

où $\gamma = \alpha + j\psi$ est tel que :

$$\text{ch}\gamma = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2} \quad (\text{D.6})$$

Il est à noter que le rapport des tensions précédent est calculé avec Z_c comme charge.

- Si $Z_2 = \frac{1}{Y_e} = G + jB$ où Y_e est l'admittance d'entrée du circuit de la figure (D.2) ,
- Si $Z_1 = jL_1\omega$,
- Si $\omega \ll \omega_0$, ce qui implique $B \approx \omega(C_{gs} + kC_{gs})$,
- Si $B \gg |G|$,

et compte tenu de la relation (D.4) ,alors :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_{gs} + kC_{gs}} \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_{cl}^2}\right)} \quad (\text{D.7})$$

avec $\omega_{cl} = \frac{2}{\sqrt{L_1(C_{gs} + kC_{gs})}}$

et l'atténuation par unité de section (§ Annexe A) est :

$$\alpha = \frac{Y}{\sqrt{1 - X^2}} \quad (\text{D.8})$$

où X et Y sont des grandeurs réelles définies ainsi: $X + jY = 1 + \frac{Z_1}{2Z_2}$

En remplaçant Z_1 et Z_2 par leurs expressions, nous trouvons finalement :

$$X = 1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_{cl}^2} \quad (\text{D.9})$$

$$Y = \frac{-g_m}{\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2 - 1} \frac{\omega}{\omega_{cl}} \sqrt{\frac{L_1}{C_{gs} + kC_{gs}}} \quad (\text{D.10})$$

En combinant les relations (D.8), (D.9) et (D.10), nous arrivons au résultat suivant :

$$\alpha = \frac{-g'_m \sqrt{\frac{L_l}{C_{gs} + kC_{gs}}}}{2 \left[\left(\frac{a}{x_{cl}} \right)^2 - 1 \right] \sqrt{1 - x_{cl}^2}} \quad (\text{D.11})$$

où : $x_c = \frac{\omega}{\omega_{cl}}$ et $a = \frac{\omega_0}{\omega_{cl}}$.

Nous constatons que α est négatif, il y a donc amplification en tension en vertu de la relation (D.5) et aussi amplification en puissance comme l'indique l'expression (D.11). C'est une ligne active.

Si la charge est l'impédance caractéristique et si le nombre de transistors est N (Figure 5.6) le gain en puissance est :

$$G = e^{-2N\alpha} \quad (\text{D.11})$$

General Purpose 0.5 μm N-Type GaAs MESFET

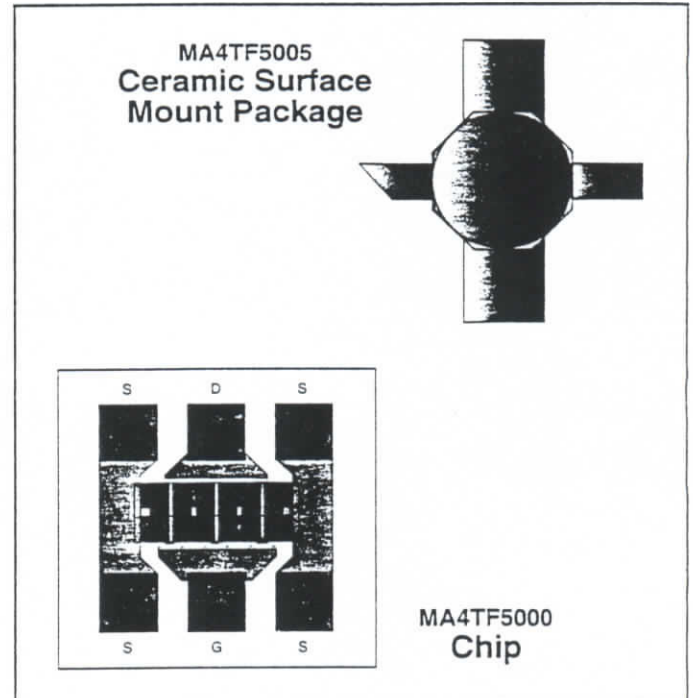
MA4TF50 Series

Features

- Low Noise Figure
- High Associated Gain
- High Maximum Available Gain
- Designed for Battery Operation
- Useful to Ku-Band

Description

The MA4TF50 is an n-type GaAs depletion mode Metal Semiconductor Field Effect Transistor (MESFET) series with a 0.5 micron gate length and a periphery of 300 microns. The device is available in the ceramic surface mount package package, MA4TF5005, and in other hermetically sealed packages. It is also available as a chip, MA4TF5000, with the active region protected by a scratch resistant silicon nitride passivation layer.



Applications

The MA4TF50 series is intended for low cost commercial applications including low noise microwave amplifiers up to X-band and oscillators up to Ku-band. The low voltage and low current biasing requirement is attractive for battery operation.

Microwave & RF Consultants sa
Sq. Ch. M. Wiser, 10 - Box 1
1040 Brussels - Belgium
Tel: 02/230 57 05 - Fax: 02/230 75 90

Specifications Subject to Change Without Notice

Maximum Ratings
MA4TF50 Series

(Case Temperature 25°C Unless Otherwise Noted)

Parameter	Symbol	Maximum
Total Power Dissipation of Chip	P_d	300 mW
Total Power Dissipation Ceramic Surface Mount Package	P_d	250 mW
Drain to Source Voltage	V_{DS}	10 V
Gate to Drain Voltage	V_{GDO}	-16 V
Gate to Source Voltage	V_{GSO}	-16 V
Drain Current	I_{DS}	125 mA
Gate Current	I_{GS}	1 mA
Storage Temperature Range	T_S	-65°C to +175°C
Channel Temperature	T_{CH}	+175°C
Lead Temperature	T_L	230°C for 10 seconds

Electrical Specifications @ 25°C
MA4TF5005 (Ceramic Surface Mount Package)

Parameter	Condition	Symbol	Min	Typical	Max	Units
Saturated Drain to Source Current	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$	I_{DSS}	30	50	-	mA
Pinch-off Voltage	$I_{DS} = 1\% I_{DSS}$	V_p	-0.5	-1.6	-2.5	V
Transconductance	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $V_{GS} = 0\text{ V}$	G_m	-	45	-	mS
Gate-Drain Breakdown Voltage	$I_G = 10\ \mu\text{A}$	BV_{GDO}	-7	-14	-	V
Gate-Source Breakdown Voltage	$I_G = 10\ \mu\text{A}$	BV_{GSO}	-7	-14	-	V
Gate-Source Leakage Current	$V_{GS} = -5\text{ V}$	I_{GSO}	-	-	10	μA
Thermal Resistance (Channel to Ambient)	-	R_{TH}	-	200	-	°C/W
Maximum Frequency of Oscillation	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 10\text{ mA}$	f_{MAX}	-	>60	-	GHz
Maximum Available Gain	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 30\text{ mA}$ $f = 4\text{ GHz}$	MAG	-	16	-	dB
Optimum Noise Figure	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 10\text{ mA}$ $f = 4\text{ GHz}$	NF_O	-	1.0	1.5	dB
Associated Gain	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 10\text{ mA}$ $f = 4\text{ GHz}$	G_A	-	11.5	-	dB
Transducer Gain	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 30\text{ mA}$ $f = 4\text{ GHz}$	$IS_{21}I^2$	4	8	-	dB
Power Output at 1 dB Compression	$V_{DS} = 3\text{ V}$ $I_{DS} = 30\text{ mA}$ $f = 4\text{ GHz}$	P_{1dB}	-	+16.0	-	dBm

Specifications Subject to Change Without Notice.

MA4TF5005

Typical Common Source Scattering Parameters in the Ceramic Surface Mount Package

$V_{DS}=3\text{ V}$, $I_{DS}=10\text{ mA}$

Frequency (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	Mag	Angle	Mag	Angle	Mag	Angle	Mag	Angle
.50	1.02	-9.4	2.20	171.2	.01	83.5	.73	-6.2
1.00	1.02	-19.0	2.21	162.3	.02	77.4	.73	-12.5
1.50	1.01	-28.6	2.26	153.2	.03	70.4	.74	-19.5
2.00	.97	-37.3	2.19	142.8	.05	62.6	.74	-25.5
2.50	.95	-47.6	2.20	133.0	.06	55.1	.72	-32.3
3.00	.93	-57.9	2.19	123.4	.07	47.8	.71	-39.1
3.50	.91	-67.9	2.16	113.7	.08	40.5	.69	-45.9
4.00	.88	-77.7	2.12	104.6	.08	33.2	.68	-52.0
4.50	.86	-87.5	2.08	95.9	.09	26.0	.66	-57.8
5.00	.83	-96.8	2.06	87.4	.10	19.3	.64	-63.3
5.50	.81	-106.2	2.05	79.0	.10	12.7	.63	-69.0
6.00	.78	-115.7	2.04	70.6	.10	6.3	.60	-74.7
6.50	.75	-126.3	2.02	61.8	.11	-.3	.58	-81.2
7.00	.72	-136.8	2.00	52.7	.11	-8.0	.55	-87.6
7.50	.70	-146.9	1.96	44.5	.11	-13.6	.53	-93.2
8.00	.68	-157.1	1.94	36.4	.11	-17.6	.51	-99.1
8.50	.68	-167.4	1.93	28.0	.11	-20.9	.50	-105.8
9.00	.68	-177.8	1.90	19.5	.11	-25.3	.49	-113.4
9.50	.67	172.1	1.86	11.2	.11	-30.2	.48	-120.8
10.00	.67	163.2	1.82	3.3	.11	-34.5	.47	-128.1
10.50	.67	153.6	1.78	-4.5	.11	-38.9	.46	-136.0
11.00	.68	144.1	1.75	-12.6	.11	-43.4	.46	-143.8
11.50	.68	134.5	1.70	-20.8	.11	-47.9	.45	-152.1
12.00	.69	125.4	1.66	-29.1	.11	-52.0	.44	-160.6
12.50	.70	116.2	1.61	-37.4	.10	-55.8	.44	-169.9
13.00	.70	107.7	1.55	-45.7	.10	-59.1	.43	-179.7
13.50	.71	99.5	1.49	-53.7	.10	-61.9	.43	170.2
14.00	.72	91.6	1.43	-61.5	.09	-64.7	.44	160.6
14.50	.74	84.5	1.38	-69.0	.09	-66.1	.45	151.8
15.00	.75	77.8	1.33	-76.3	.09	-67.6	.47	142.9
15.50	.76	71.9	1.29	-83.5	.09	-69.3	.48	135.0
16.00	.76	66.4	1.25	-90.6	.09	-70.4	.51	126.8
16.50	.77	60.9	1.22	-97.9	.09	-72.3	.54	119.2
17.00	.78	55.5	1.18	-105.2	.09	-75.0	.56	111.7
17.50	.78	49.5	1.13	-112.6	.09	-77.6	.58	104.2
18.00	.78	44.0	1.07	-119.8	.09	-80.1	.60	96.7
18.50	.78	38.9	1.00	-126.3	.09	-82.3	.62	89.7
19.00	.79	34.6	.94	-132.5	.09	-83.8	.65	83.0
19.50	.79	30.4	.88	-138.1	.09	-85.6	.67	77.2
20.00	.80	25.9	.84	-143.7	.09	-88.6	.70	72.4

Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM, Inc. ■ 43 South Avenue, Burlington, MA 01803 USA ■ Tel: (617) 661-2100 ■ Fax: (617) 661-2101

MA4TF5005

Typical Common Source Scattering Parameters in the Ceramic Surface Mount Package

$V_{DS} = 3$ V, $I_{DS} = 30$ mA

Frequency (GHz)	S ₁₁		S ₂₁		S ₁₂		S ₂₂	
	Mag	Angle	Mag	Angle	Mag	Angle	Mag	Angle
.50	1.02	-10.9	3.12	170.4	.01	83.0	.73	-6.3
1.00	1.01	-22.1	3.15	160.6	.02	76.3	.73	-12.7
1.50	1.01	-33.3	3.18	150.6	.03	69.2	.73	-19.8
2.00	.95	-43.4	3.06	139.7	.04	61.1	.73	-25.7
2.50	.93	-55.1	3.04	129.2	.05	53.4	.71	-32.3
3.00	.90	-66.6	2.98	119.1	.05	46.0	.69	-39.0
3.50	.88	-77.7	2.91	109.2	.06	38.7	.68	-45.5
4.00	.85	-88.5	2.82	99.8	.07	31.8	.66	-51.3
4.50	.82	-99.1	2.75	90.8	.07	24.9	.64	-56.8
5.00	.79	-109.4	2.68	82.3	.07	18.5	.62	-61.8
5.50	.76	-119.7	2.63	73.6	.07	12.5	.605	-67.0
6.00	.74	-130.1	2.59	65.2	.07	6.8	.58	-72.0
6.50	.71	-141.5	2.54	56.4	.08	.9	.56	-78.0
7.00	.68	-152.8	2.47	47.4	.07	-5.7	.53	-83.7
7.50	.66	-163.3	2.40	39.3	.07	-9.2	.51	-88.6
8.00	.65	-173.5	2.36	31.5	.07	-10.3	.50	-94.1
8.50	.65	176.2	2.32	23.3	.07	-10.7	.49	-100.4
9.00	.66	166.0	2.27	15.0	.07	-13.5	.48	-107.6
9.50	.66	156.5	2.21	7.0	.07	-16.1	.47	-114.7
10.00	.66	147.9	2.15	-6	.07	-18.4	.47	-121.8
10.50	.67	138.9	2.09	-8.2	.07	-20.9	.46	-129.5
11.00	.68	130.0	2.04	-16.0	.08	-23.3	.46	-137.2
11.50	.69	121.1	1.98	-23.9	.08	-25.3	.45	-145.2
12.00	.70	112.6	1.92	-31.9	.08	-27.1	.45	-153.6
12.50	.71	104.3	1.85	-39.9	.08	-28.8	.44	-162.9
13.00	.72	96.6	1.78	-47.8	.08	-30.4	.44	-172.6
13.50	.74	89.1	1.71	-55.5	.08	-31.7	.44	-177.3
14.00	.75	82.0	1.64	-63.1	.08	-33.7	.44	167.4
14.50	.76	75.5	1.58	-70.4	.09	-35.2	.45	158.4
15.00	.77	69.1	1.52	-77.6	.09	-37.4	.47	149.2
15.50	.79	63.5	1.48	-84.7	.09	-40.0	.49	141.0
16.00	.79	58.4	1.44	-91.8	.10	-43.0	.52	132.5
16.50	.80	53.0	1.40	-99.2	.10	-46.1	.54	124.6
17.00	.81	47.7	1.35	-106.5	.11	-49.8	.56	116.7
17.50	.81	41.9	1.30	-113.8	.11	-53.6	.59	109.0
18.00	.81	36.6	1.23	-120.9	.11	-57.7	.61	101.0
18.50	.81	31.8	1.15	-127.5	.11	-61.0	.63	93.6
19.00	.81	27.7	1.08	-133.6	.11	-63.9	.65	86.6
19.50	.82	23.7	1.02	-139.1	.11	-67.3	.68	80.4
20.00	.82	19.5	.97	-144.8	.11	-71.1	.70	75.2

Specifications Subject to Change Without Notice

MA/A-COM, Inc. ■ 43 South Avenue, Burlington, MA 01803 USA ■ Tel: (617) 564-3100 ■ Fax: (617) 564-3050

Typical Performance Curves @ 25°C

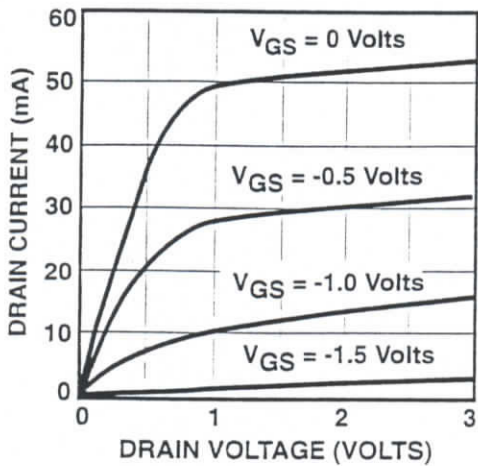


Figure 1. Drain Current vs. Drain Voltage and V_{GS} .

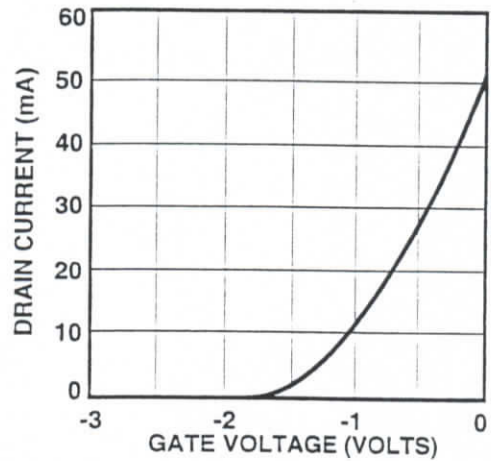


FIGURE 2. Drain Current vs. Gate Voltage at $V_{DS} = 3$ V.

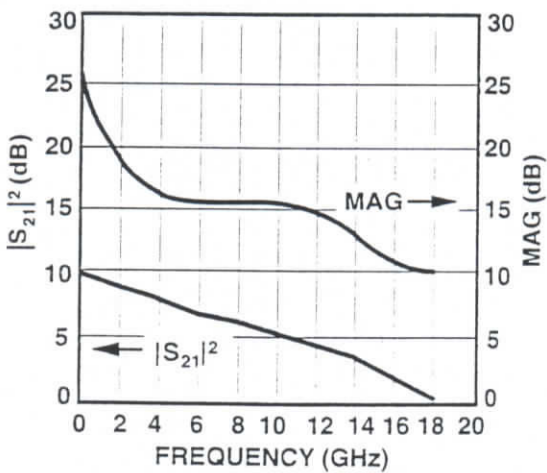


Figure 3. Maximum Available Gain and Transducer Gain. $V_{DS} = 3$ V, $I_{DS} = 30$ mA.

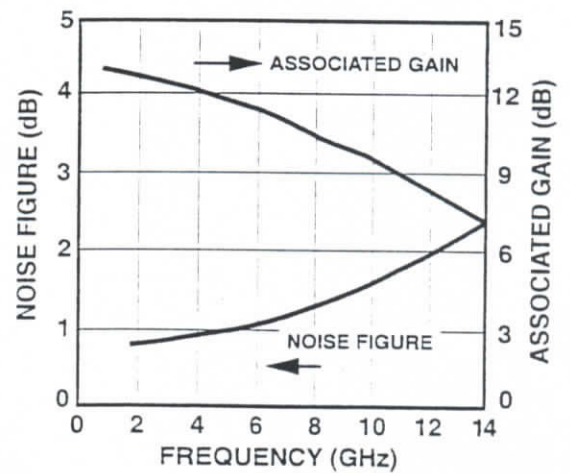


FIGURE 4. Associated Gain and Noise Figure vs. Frequency. $V_{DS} = 3$ V, $I_{DS} = 30$ mA.

Specifications Subject to Change Without Notice.

Typical Performance Curves (Con't)

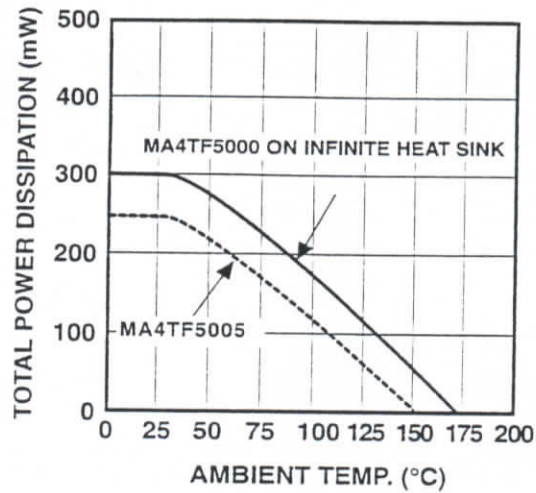


FIGURE 5. Power Dissipation for the MA4TF5000 (Chip) and MA4TF5005 (Ceramic Surface Mount Package).

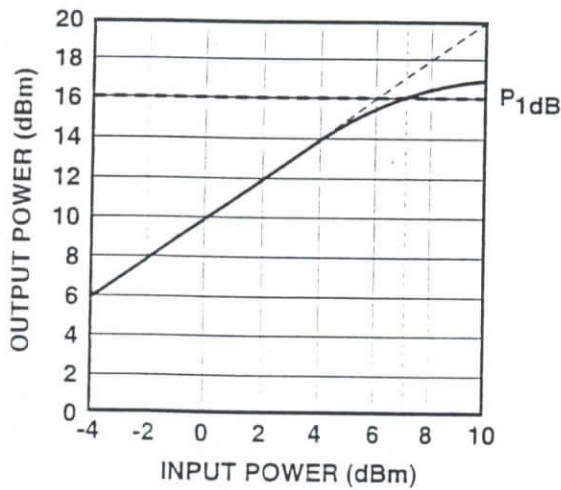


FIGURE 6. Output Power vs. Input Power ($P_{1dB} = 16$ dBm). $V_{DS} = 3$ V, $I_{DS} = 30$ mA, $F = 4$ GHz.

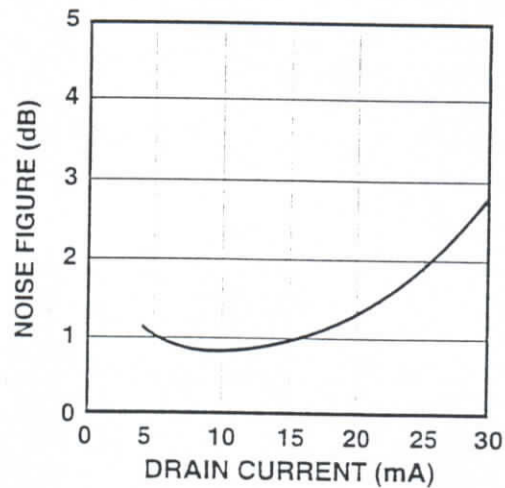


FIGURE 7. Noise Figure vs. Drain Current. $V_{DS} = 3$ V, $F = 4$ GHz.

Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM, Inc. ■ 43 South Avenue, Burlington, MA 01803 USA ■ Tel: (617) 564-3100 ■ Fax: (617) 564-3050

Typical Noise Parameters
MA4TF5005 in the Ceramic Surface Mount Package

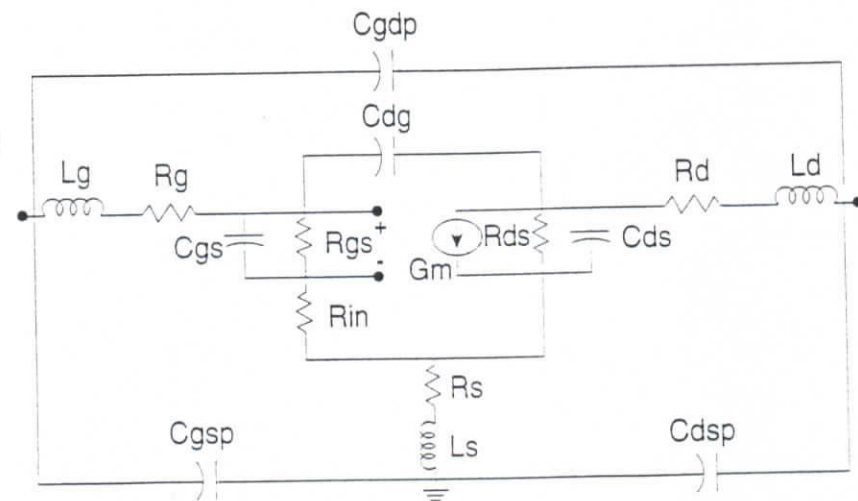
$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$

Frequency GHz	NF_0 (dB)	G_A (dB)	Γ_{OPT}		R_η
			Mag	Angle	
2.00	.68	14.41	.73	28.1	22.29
3.00	.84	12.88	.71	43.3	25.24
4.00	1.00	11.55	.69	60.8	25.74
5.00	1.16	10.41	.67	80.3	23.48
6.00	1.32	9.43	.65	101.4	18.77
7.00	1.48	8.62	.63	123.5	12.74
8.00	1.64	7.96	.62	146.4	7.16
9.00	1.81	7.44	.60	169.5	3.93
10.00	1.97	7.06	.60	-167.5	4.61
11.00	2.13	6.81	.60	-145.1	9.94
12.00	2.29	6.67	.60	-123.7	19.75
13.00	2.45	6.65	.61	-103.7	33.12
14.00	2.61	6.71	.63	-85.6	48.79

Small Signal Model

MA4TF5005 in the Ceramic Surface Mount Package

$V_{DS} = 3\text{V}$, $I_{DS} = 10\text{ mA}$



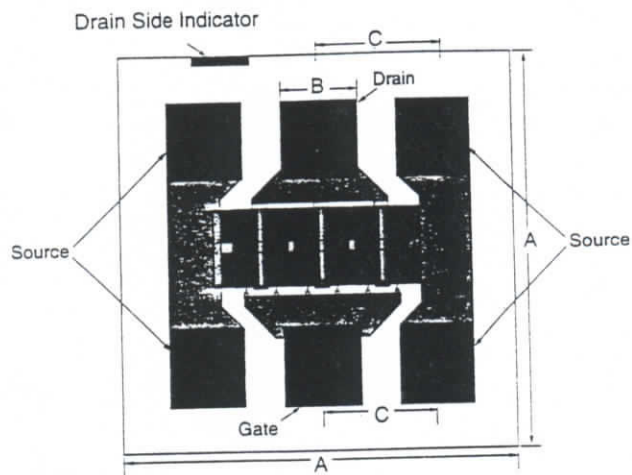
Element	Value
Rg	0.18 Ω
Rd	.0015 Ω
Rs	5.5 Ω
Rin	5.0 Ω
Rgs	1481 Ω
Rds	406 Ω
Cgs	0.35 pF
Cds	0.16 pF
Cdg	0.055 pF

Element	Value
Gm	32 mS
Tau	8.62 ps
Lg	0.60 nH
Ld	0.59 nH
Ls	0.045 nH
Cgsp	0.065 pF
Cgdp	0.019 pF
Cdsp	0.039 pF

Specifications Subject to Change Without Notice.

Chip – MA4TF5000

ODS 1161

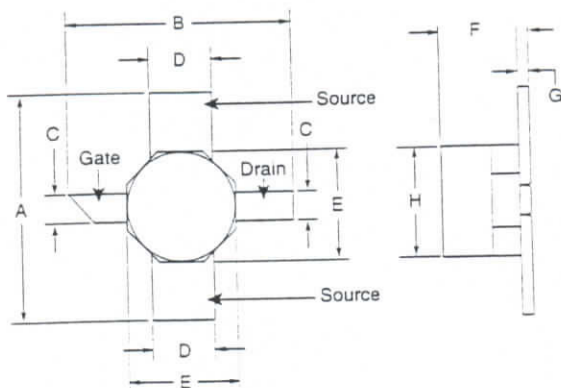


MA4TF5000

DIM.	INCHES	MILLIMETERS
	NOMINAL	NOMINAL
A	0.016	0.406
B	0.002	0.050
C	0.003	0.075

Ceramic Surface Mount Package
MA4TF5005

ODS 1105



MA4TF5005

DIM.	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.150	0.165	3.80	4.20
B	0.150	0.165	3.80	4.20
C	0.014	0.026	0.35	0.65
D	0.032	0.047	0.80	1.20
E	0.063	0.079	1.60	2.00
F	—	0.057	—	1.45
G	0.002	0.008	0.05	0.20
H	0.063	0.079	1.60	2.00

Specifications Subject to Change Without Notice.

M/A-COM, Inc. ■ 43 South Avenue, Burlington, MA 01803, USA ■ Tel: (617) 564-3100 ■ Fax: (617) 564-3050