

N° d'ordre : 1181

50376
1984
123

50376.
1984.
123.

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ DES SCIENCES ET TECHNIQUES DE LILLE

pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE TROISIEME CYCLE

par

PATRICE GAMAND

Maître-ès-sciences



**ETUDE ET REALISATION D'AMPLIFICATEURS
DISTRIBUES MICRO-ONDES
EN TECHNOLOGIE HYBRIDE.
ANALYSE DES MECANISMES LIMITATIFS**

Soutenu le 11 juillet 1984 devant la Commission d'Examen

MM.	E.	CONSTANT	Président
	Ph.	GELIN	Rapporteur
	Y.	CROSNIER	Rapporteur
	G.	SALMER	Examineur
	J.	OBREGON	Examineur
	M.	ROCCHI	Examineur

CONFUCIUS (Livre des sentences).

Ecouter et choisir entre les avis,
voilà le premier pas de la connaissance ;
voir et réfléchir sur ce que l'on a vu,
voilà le second pas de la connaissance.

A tous les miens

A Sylvie

A mes Parents

Ce travail a été effectué au sein du groupe "Circuits et Propagation" du Centre Hyperfréquences et Semiconducteurs de l'Université des Sciences et Techniques de Lille, dirigé par Monsieur le Professeur E. CONSTANT.

J'exprime toute ma gratitude à Monsieur le Professeur E. CONSTANT qui m'a accueilli dans son laboratoire, et me fait l'honneur de présider la Commission d'Examen.

Je tiens à témoigner toute ma reconnaissance à Monsieur Ph. GELIN, Professeur à l'E.N.S.T. de Bretagne, pour avoir assuré la direction de ce travail. Je rends hommage à sa rigueur scientifique, à son dévouement et à la patience dont il a fait preuve à mon égard.

Monsieur Y. CROSNIER, Professeur à l'Université de Lille 1 a également participé à la direction de ce travail. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour les nombreuses discussions que nous avons eues et rends hommage à son sens pédagogique. Je le remercie pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de juger ce travail.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur le Professeur G. SALMER qui a accepté de participer à ce jury.

Je tiens à remercier Monsieur M. ROCCHI du Laboratoire d'Electronique et de Physique Appliquée, qui me fait l'honneur de participer au jury de ma thèse.

Monsieur J. OBREGON, Professeur à l'Université de Limoges, me fait l'honneur de juger ce travail. Je lui en suis vivement reconnaissant.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à tous les membres de l'Equipe "Circuits et Propagation", à Mle M.R. FRISCOURT, MM. P.A. ROLLAND, A. CAPPY, M. SHORTGEN, ainsi qu'à Madame DELOS pour l'aide constante et efficace qu'ils m'ont apportée.

Je tiens à remercier le Personnel de la Centrale de Technologie du C.H.S. pour leur aimable collaboration et leur disponibilité.

Madame F. TAILLY a assuré la dactylographie de ce mémoire, je lui en suis reconnaissant et la remercie pour sa patience et la qualité de son travail.

Je ne saurais oublier d'adresser mes remerciements à tous les membres du personnel technique et administratif de l'U.E.R. d'I.E.E.A pour les services qu'ils m'ont offerts durant la réalisation de ce travail.

ÉTUDE ET RÉALISATION D'AMPLIFICATEURS DISTRIBUÉS MICRO-ONDES
EN TECHNOLOGIE HYBRIDE.

ANALYSE DES MÉCANISMES LIMITATIFS.

- * -

Pages

INTRODUCTION

CHAPITRE 1 - MODÈLE ANALYTIQUE SIMPLIFIÉ DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUÉ PETIT SIGNAL.	1
I.1 - PRINCIPE DE L'AMPLIFICATION DISTRIBUÉE	5
I.1.1 - <i>L'amplification distribuée</i>	
I.1.2 - <i>Rappel des caractéristiques du transistor à effet de champ</i>	
I.1.3 - <i>Principe</i>	
I.2 - MISE EN OEUVRE DE CE PRINCIPE EN UTILISANT LA THEORIE DES LIGNES	10
I.2.1 - <i>Hypothèses d'étude</i>	
I.2.2 - <i>Diagramme de dispersion et pertes des lignes grille et drain</i>	
I.2.3 - <i>Etude du gain en puissance en fonction du nombre d'étages</i>	
I.2.4.1 - <i>Minimisation des pertes</i>	
I.2.4.2 - <i>Augmentation de la transconductance</i>	
I.3 - AVANTAGE ET INCONVENIENT DE LA METHODE	19
CHAPITRE 2 - ÉTUDE RIGOUREUSE DE L'AMPLIFICATION DISTRIBUÉE PETIT SIGNAL	20
II.1 - METHODE D'ANALYSE MATRICIELLE	20
II.1.1 - <i>Le transistor à effet de champ</i>	
II.1.2 - <i>Les octopôles passifs</i>	
II.1.3 - <i>Matrice représentative de l'amplificateur</i>	
II.2 - PRESENTATION DU LOGICIEL SPICE 2 ET MISE EN OEUVRE DE L'ETUDE	24
II.3 - EFFET DES DESADAPTATIONS AUX EXTREMITES DES LIGNES GRILLE ET DRAIN	25

	Pages
II.4 - INFLUENCE DES PARAMETRES OMMIS DANS LE MODELE "THEORIE DES LIGNES"	27
II.4.1 - Influence de la capacité grille-drain (Cgd) des TECs	
II.4.2 - Influence de l'inductance de source L_s	
II.5 - INTRODUCTION D'UNE INDUCTANCE DANS LE DRAIN	30
 CHAPITRE 3 - RÉALISATIONS TECHNOLOGIQUES ET RELEVÉS EXPÉRI- MENTAUX	 36
III.1 - ELEMENTS LOCALISES	37
III.1.1 - Inductance Oméga et inductance carrée	
III.1.2 - Capacité interdigitée	
III.2 - ELABORATION DES AMPLIFICATEURS	45
III.2.1 - Premier amplificateur (A)	
III.2.2 - Second amplificateur (B)	
III.2.3 - Troisième amplificateur (C)	
III.3 - RESULTATS EXPERIMENTAUX	49
III.4 - CONCLUSION	52
 CHAPITRE 4 : ÉTUDE DU BRUIT DE LA STRUCTURE OPTIMISEE EN GAIN	 54
IV.1 - ORIGINE DU BRUIT ET SCHEMA EQUIVALENT DE BRUIT DES TECs HYPERFREQUENCES	55
IV.2 - MODELE ANALYTIQUE DE BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE	58
IV.3 - RESULTATS THOERIQUES ET EXPERIMENTAUX	63
IV.4 - CONCLUSION	65
 CHAPITRE 5 - ÉTUDE ET COMPORTEMENT DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE EN RÉGIME GRAND SIGNAL	 67
V.1 - MODELISATION DES NON-LINEARITES DES TRANSISTORS A EFFET DE CHAMP	67
V.2 - SIMULATION NON LINEAIRE A L'AIDE DE SPICE 2	69
V.2.1 - Conditions d'utilisation	
V.2.2 - Résultats théoriques	
V.3 - ETUDE EXPERIMENTALE, COMPARAISON THEORIE - EXPERIENCE	74
V.4 - CONCLUSION	76

CONCLUSION

ANNEXES

ANNEXE 1 : *Equation de dispersion d'une ligne de propagation* 79

ANNEXE 2 : *Expressions des éléments de la matrice chaîne d'un
TEC* 82

ANNEXE 3 : *Définition des quadripôles d'adaptation* 84

ANNEXE 4 : *Expressions des coefficients "K_i".* 86

BIBLIOGRAPHIE

88

INTRODUCTION

Le développement des techniques de communication et la nécessité de transmettre et de traiter le plus rapidement possible un nombre de plus en plus élevé d'informations ont entraîné les concepteurs à rechercher une densité d'intégration de plus en plus élevée des composants à l'intérieur des circuits et dispositifs.

Les circuits intégrés, déjà très largement employés dans le domaine des basses fréquences, font l'objet depuis quelques années d'un développement rapide dans le domaine des hyperfréquences tant pour les circuits logiques que pour les circuits analogiques.

C'est ainsi que l'une des fonctions analogiques micro-ondes les plus importantes, l'amplification à très large bande, devient actuellement très performante grâce à des structures distribuées réalisées soit en technologie hybride soit en technologie monolithique.

Le problème de l'amplification large bande est d'avoir un produit "*gain-bande passante*" le plus élevé possible.

La structure sans doute la plus classique est le montage en cascade, qui consiste à relier la sortie d'un étage à l'entrée de l'autre, en adaptant au mieux cette connection à l'aide d'éléments répartis ou localisés. Cette structure permet d'obtenir un gain élevé et une bande passante intéressante : par exemple, jusqu'à 16 GHz avec un gain de 30 db pour six étages amplificateurs [1].

Ces dernières années ont vu l'introduction, dans les amplificateurs micro-ondes, de la technique de la contre-réaction, celle-ci étant effectuée en plaçant un circuit passif entre la sortie et l'entrée de l'élément actif [2], [3].

Ces structures ont des propriétés intéressantes puisqu'elles associent un gain suffisamment élevé et une bande passante pouvant aller jusque 12 à 14 Ghz. Cependant, l'utilisation de la contre réaction se limite à une ou deux octaves. Par ailleurs, la bande passante est essentiellement limitée par la réponse des circuits de polarisation qui sont plus complexes que ceux utilisés dans la structure d'amplification en cascade.

Une autre possibilité a été enfin apportée par les amplificateurs distribués. Cette structure a été étudiée dès 1948 à partir de tubes pentodes [4]. L'originalité de son principe réside dans le fait que l'on profite de l'avantage procuré par une mise en parallèle des éléments actifs en évitant d'en avoir les inconvénients d'abaissement des impédances d'entrée et de sortie. En effet, dans les amplificateurs distribués, les éléments actifs sont placés entre deux lignes de propagation qui réalisent à la fois une addition des courants et l'adaptation à la source et à la charge.

Les transistors à effet de champ, dont la structure et les caractéristiques ne sont pas sans rappeler celles des pentodes, ont permis de reprendre le concept de l'amplification distribuée.

A l'époque où nous avons abordé ce travail, AYASLI [5] et STRID [6] avaient réalisé des amplificateurs distribués en technologie monolithique dont les performances maximales étaient de 9 db pour une bande passante de 14 GHz avec 4 transistors [5]. Tout dernièrement, AYASLI [7] a réalisé une structure présentant un gain de 30 db de 2 à 20 GHz avec 72 transistors répartis en six circuits monolithiques élémentaires. Ces résultats sont potentiellement très intéressants et semblent indiquer que les amplificateurs distribués pourraient, dans les années qui viennent, constituer la solution la meilleure au problème de l'amplification à large bande de fréquence.

La technologie monolithique semble, à priori, la mieux adaptée pour atteindre cet objectif. Cette technologie, spécifiquement industrielle, se justifie pour des séries importantes. Par contre, pour des séries réduites ou des cas d'espèces, la technologie hybride peut constituer une solution de mise en oeuvre rapide, ne nécessitant que des moyens légers.

C'est dans cette perspective qu'il nous a paru intéressant d'effectuer une investigation des possibilités de ce type de technologie.

L'objet de ce travail a donc été d'étudier la faisabilité d'un amplificateur distribué hybride dont les fréquences limites de fonctionnement seraient comprises dans la bande K (18-26.5 GHz).

Dans le premier chapitre de ce mémoire, nous présentons une première approche de l'amplification distribuée à l'aide d'un modèle analytique simple utilisant les notions classiques des lignes de propagation. Nous dégageons ensuite, les limites de ce modèle.

Puis nous développons dans le chapitre II un modèle analytique petit signal rigoureux de l'amplificateur distribué et nous le confrontons à une analyse établie à l'aide du programme de C.A.O SPICE II. Ce chapitre se termine par une recherche de structures susceptibles d'améliorer le comportement fréquentiel.

La conception et la réalisation d'amplificateurs distribués en technologie hybride sont décrites dans le chapitre III. Une large place est accordée, dans ce chapitre, à la description des problèmes de réalisation.

Le chapitre IV complète l'étude en régime petit signal de l'amplificateur distribué par une investigation des caractéristiques de bruit expérimentale et théorique.

Enfin dans le dernier chapitre, nous étudions le comportement de la meilleure structure réalisée dans un fonctionnement en régime grand signal ainsi que les possibilités d'utilisation en amplification de moyenne puissance.

RÉFÉRENCES

- * -

- [1] MAMODALY N., QUENTIN P., DUEME P., OBREGON J.
"100 Mhz to 17 GHz Dual-Gate Variable-Gain Amplifier"
IEEE Trans. on Microwave theory and Techniques, vol. MTT-30,
pp. 918-919, 1982.
- [2] NICLAS K.B., WILSER W.T., GOLD R.B., HITCHENS W.R.
"The matched feedback amplifier : netrawide-band microwave amplification with GaAs MESFETs' "
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, n° 4
April 1980.
- [3] PAVIO A.M., Mc CARTER S.D., SAUNIER P.
"A Monolithic multi-stage 6.18 GHz Feedback amplifier"
IEEE Microwave and millimeter-wave monolithic circuits symposium
digest of papers, pp. 45-48, May 1984.
- [4] GINZTON E.L., HEWLETT W.R., JASBERG J.W., NOE J.D.
"Distributed amplification"
Proc. I.R.E., vol. 36, pp. 956-969, August 1948.
- [5] AYASLI Y., MOZZI R.L., VORHAUS J.L., REYNOLDS L.D.
"Monolithic GaAs traveling-wave amplifier"
Electronics Letters, vol. 17, p. 12, 1981.
- [6] STRID E.W., GLEASON K.R.
"A DC-12 GHz Monolithic GaAs FET distributed amplifier"
Presented at GaAs IC Symposium, October 1981.
- [7] AYASLI Y.
"Decade bandwidth amplification at Microwave Frequences"
Microwave Journal, pp. 71-79, April 1984.

MODÈLE ANALYTIQUE SIMPLIFIÉ
DE
L'AMPLIFICATION DISTRIBUÉE PETIT SIGNAL

- * -

Dans ce chapitre, nous présentons un modèle analytique simple de l'amplification distribuée à transistors à effet de champ basé sur la théorie des lignes.

Ce modèle permet de comprendre simplement le principe de fonctionnement d'un tel amplificateur, de quantifier ses caractéristiques et de cerner ses limites d'utilisation.

I.1 PRINCIPE DE L'AMPLIFICATION DISTRIBUÉE.

I.1.1 L'amplification distribuée.

La mise en parallèle de transistors conduit à une addition de leurs transconductances. Cette propriété, intéressante à priori, s'accompagne de quelques inconvénients.

L'addition des impédances de sortie des TEC_s a pour effet de diminuer le courant circulant dans la charge, d'autre part, d'importants problèmes d'adaptation apparaissent à cause de la mise en parallèle des impédances d'entrées.

GINZTON [1] et PERSIVAL [2] ont montré que l'on pouvait conserver le caractère additif des transconductances tout en maintenant les impédances de charge des éléments actifs constantes en séparant ces éléments par des inductances. Cette association est appelée : *amplification distribuée*.

I.1.2 Rappel des caractéristiques du transistor à effet de champ.

Le transistor à effet de champ (TEC) est de plus en plus employé dans les dispositifs hyperfréquences, en particulier dans les amplificateurs. Il est donc nécessaire d'en posséder une représentation (paramètres "S"

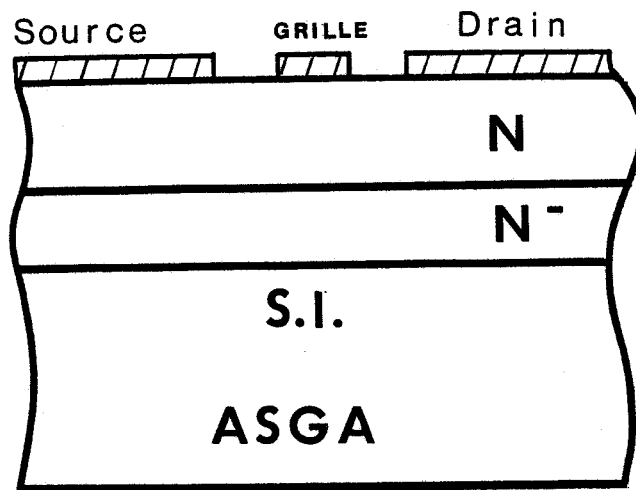


Figure I : Transistor à contact Schottky de grille de type N.

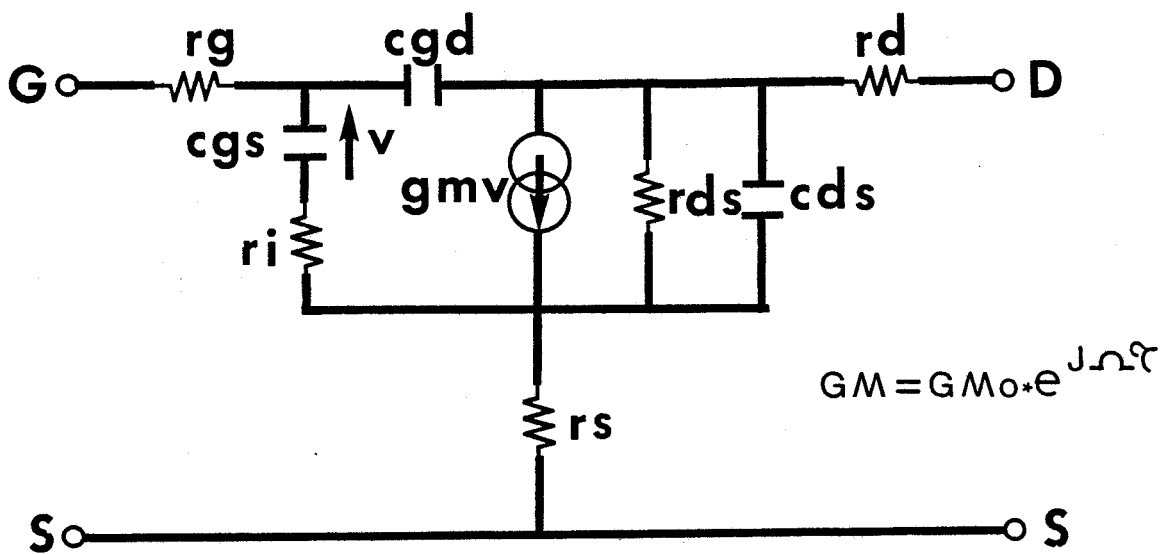


Figure II : Schéma équivalent du TEC petit signal.

ou schéma équivalent) afin de prévoir les performances du système dans lequel il est intégré.

Les transistors que nous utilisons sont des transistors à contact Schottky de grille (MESFET), classiquement réalisés dans des matériaux de type N (*Fig. 1*).

En fonctionnement normal, la grille est polarisée négativement par rapport à la source (souvent mise à la masse), et le drain positivement par rapport à cette même source. Sous l'action du champ électrique, créé par la différence de potentiel (V_{ds}), un courant d'électrons s'écoule de la source vers le drain. Les variations de la tension appliquée sur la grille, module la profondeur de la zone désertée, ce phénomène de commande de charge est à la base de l'utilisation du T.E.C. en amplification.

A partir d'études physiques du fonctionnement d'un TEC, de nombreux travaux ont permis d'obtenir plusieurs types de modèles analytiques facilement exploitables [3], [4], [5], [6] qui fournissent les paramètres petits signaux.

La figure (2) nous donne le schéma équivalent du TEC pour un fonctionnement dynamique petit signal, prenant en compte les effets principaux, [7].

Pour un exposé clair du principe de fonctionnement de l'amplification distribuée, nous utilisons un schéma très simplifié du transistor à effet de champ.

Ce schéma ne comporte que les éléments nécessaires à l'explication de ce principe, à savoir :

- la capacité grille-source d'entrée du TEC (c_{gs})
- le générateur de courant ($g_m V_{gs}$)
- la capacité de sortie du TEC drain-source (C_{ds}).

I.1.3 Principe.

L'association dite "*amplification distribuée*", réalisée au moyen de transistors à effet de champ, est représentée sur la figure (3).

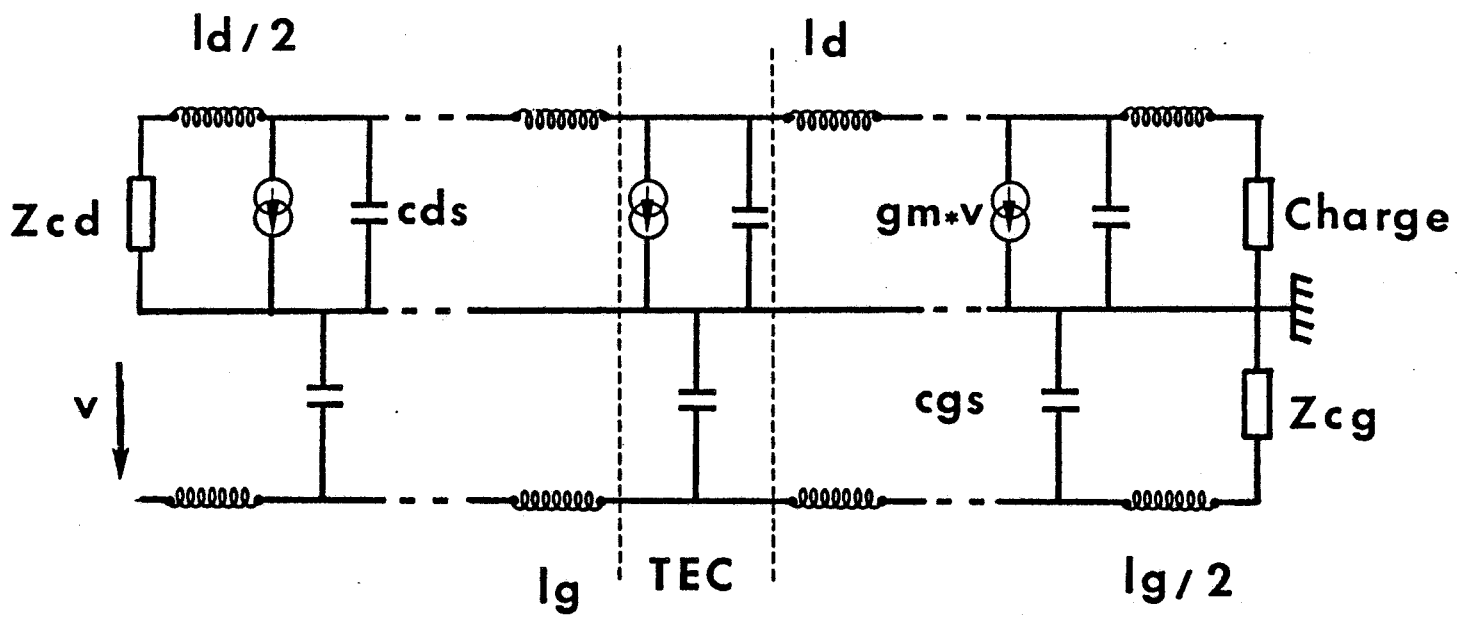


Figure III : Schéma équivalent simplifié de l'amplification distribuée.

Les grilles des transistors sont reliées par des inductances, il en est de même pour les drains. La figure (3) montre que l'on a formé ainsi deux lignes de transmission :

- une ligne grille, constituée des inductances (L_g) associées aux capacités d'entrées des TECs (C_{gs}).

- Une ligne drain, constituée des inductances (L_d) associées aux capacités de sortie (C_{ds}) et aux générateurs de courant (g_m) des TECs.

L'explication du principe repose sur l'étude de la propagation du signal le long des deux lignes de propagation ainsi constituées, et, par conséquent, fait appel aux notions de vitesse de phase et d'impédances caractéristiques caractérisant ces lignes.

Nous allons donc étudier la propagation le long de ces deux lignes de transmission.

a) La ligne grille.

Cette ligne de transmission est un support classique de propagation de type passe-bas (L-C). Pour des fréquences inférieures à la fréquence de coupure du filtre, le signal de grille se propage le long de la ligne de transmission en se déphasant de cellule en cellule d'une quantité " $\Delta\phi_g$ ".

$$V_{(n+1)} = V_{(n)} \exp(-j \Delta\phi_g).$$

Cette ligne est caractérisée par sa constante de phase (β_g) et par son impédance caractéristique (Z_{cg}). Afin d'éviter les réflexions aux extrémités de la ligne, on charge celle-ci par son impédance caractéristique Z_{cg} .

b) La ligne drain.

Cette ligne se distingue de la précédente par les générateurs de courant distribués périodiquement (un générateur par étage). Elle est également caractérisée par sa constante de phase (β_d) et par son impédance caractéristique (Z_{cd}).

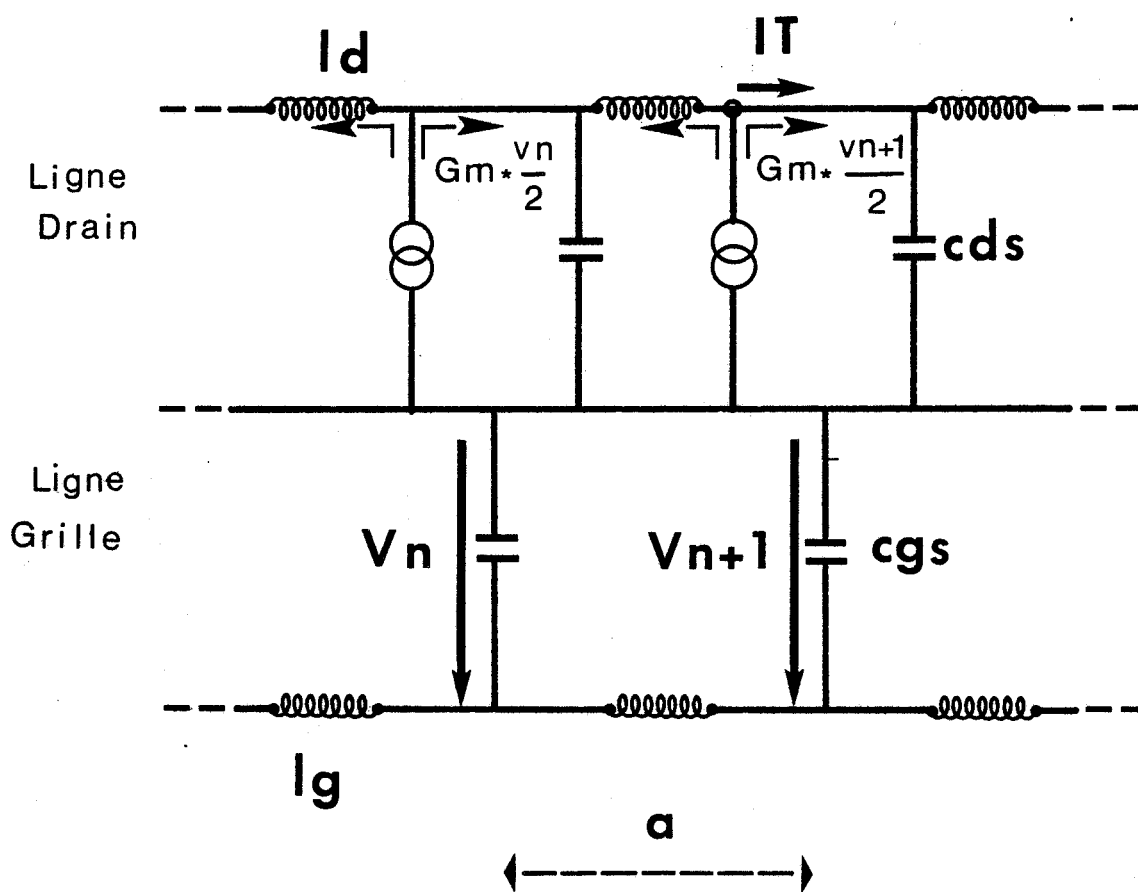


Figure IV. Schéma de principe de l'amplification distribuée.

Sous certaines conditions, que nous allons développer, le phénomène d'amplification a lieu sur la ligne drain.

Nous avons représenté, sur la figure (4), une partie du schéma équivalent de l'amplificateur nécessaire à l'explication du principe de fonctionnement.

Soit (V_n) la tension sur la ligne grille à l'étage "n", le générateur de ce même étage délivre un courant sur la ligne drain qui se sépare en deux parties égales (on suppose, ici, que les deux extrémités de la ligne drain sont chargées par l'impédance caractéristique de cette ligne).

Soit $i_n = g_m \frac{V_n}{2}$ le courant allant vers la charge. Ce courant arrive au niveau de la cellule (n+1) en se déphasant de la quantité " $\Delta\bar{\Phi}_d$ ", tel que :

$$i_n [(n+1)a] = i_n \exp(-j\Delta\bar{\Phi}_d) = g_m \frac{V_n}{2} \exp(-j\Delta\bar{\Phi}_d)$$

où " Δd " est le déphasage le long de la ligne drain constituée des inductances (L_d) associées aux capacités (C_d) des TECs.

Ce courant va s'ajouter au courant, allant vers la charge, débité par le générateur de l'étage (n+1). Celui-ci s'exprime comme :

$$i_{(n+1)} = g_m \frac{V_{(n+1)}}{2}$$

Le courant total au niveau de l'étage (n+1), se déplaçant vers la charge, est alors égal à la somme des courants :

$$I_T = i_n [(n+1)a] + i_{(n+1)} [(n+1)a]$$

ou

$$I_T = g_m \frac{V_n}{2} \exp(-j\Delta\bar{\Phi}_g) + g_m \frac{V_n}{3} \exp(-j\Delta\bar{\Phi}_d)$$

Le courant dans la charge est maximum lorsque les déphasages sur chaque ligne de transmission sont égaux, c'est à dire :

$$\Delta\bar{\Phi}_g = \Delta\bar{\Phi}_d$$

ou encore, lorsque les vitesses de phase sur les lignes grille et drain sont identiques :

$$v_{\phi d} = v_{\phi g} \Leftrightarrow \frac{1}{\sqrt{LgCgs}} = \frac{1}{\sqrt{LdCds}}$$

Ceci constitue la première condition nécessaire à l'amplification distribuée.

L'addition des courants en phase donne une variation linéaire du gain en fonction du nombre de transistors utilisés.

Dans tout ce qui précède, nous avons admis que les lignes grille et drain étaient fermées sur leur impédance caractéristique. La séparation du courant sur la ligne drain en deux parties égales repose, d'ailleurs, sur cette hypothèse.

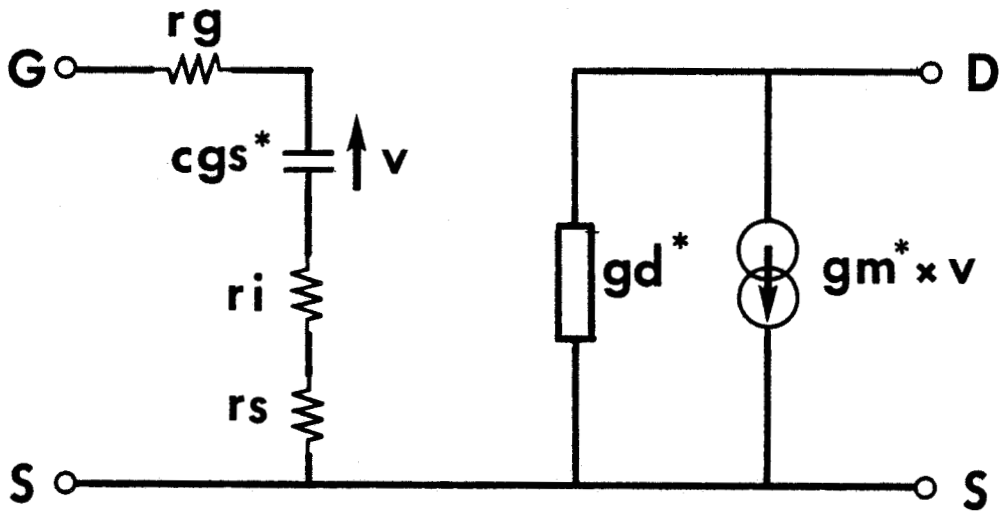
En réalité, les charges aux extrémités des lignes de transmission sont fixes. Pour se rapprocher du fonctionnement idéal précédemment décrit, il est nécessaire de maintenir les impédances caractéristiques des lignes à une valeur quasi-constante, proche de l'impédance de charge, dans la bande d'utilisation.

En conclusion, les deux conditions nécessaires au bon fonctionnement de l'amplificateur distribué sont :

- l'égalité des vitesses de phase entre les deux lignes de propagation grille et drain,
- maintenir les impédances caractéristiques des lignes grille et drain constantes dans toute la bande d'utilisation.

Le principe étant acquis, nous allons traiter en détail la propagation le long des lignes de transmission.

Cette étude nous permettra d'obtenir, de façon simple, les informations nécessaires à la constitution d'un amplificateur distribué et de prévoir les performances d'un tel amplificateur ayant des caractéristiques connues.



Avec

$$C_{gs}^* = \frac{C_{gs}}{1 + r_s(g_{m_0} + \frac{1}{r_{ds}} + j\omega C_{ds})}$$

$$g_m^* = \frac{g_{m_0}}{1 + g_{m_0} r_s + (r_s + r_d)(\frac{1}{r_{ds}} + j\omega C_{ds})}$$

$$g_d^* = \frac{j C_{ds} + 1/r_{ds}}{1 + r_d(\frac{1}{r_{ds}} + j C_{ds}) + r_s(g_{m_0} + \frac{1}{r_{ds}} + j\omega C_{ds})} = g_d(\omega) + C_d(\omega)$$

$$r_i^* = r_i + r_s$$

La mesure d'un transistor NEC 137 nous a fourni les valeurs suivantes :

$r_g = 3 \Omega$	$r_{ds} = 277 \Omega$
$r_i = 1.15 \Omega$	$C_{gs} = 0.3 \text{ PF}$
$r_d = 1.2 \Omega$	$C_{ds} = 0.08 \text{ PF}$
$r_s = 1.2 \Omega$	$g_{m_0} = 40 \text{ mS}$

FIGURE 5

Schéma équivalent des transistors, utilisé dans le modèle "théorie des lignes".

I.2 MISE EN OEUVRE DE CE PRINCIPE EN UTILISANT LA THEORIE DES LIGNES.

Nous allons, dans ce paragraphe, évaluer les performances d'un amplificateur distribué à partir de la théorie des lignes.

I.2.1 Hypothèses d'étude.

Pour calculer les caractéristiques de dispersion des lignes grille et drain, nous faisons les hypothèses suivantes :

a) les lignes de propagation sont supposées infinies, (ou fermées sur leur impédance caractéristique pour éviter les réflexions) ; dans ce cas, le courant généré au niveau de chaque étage se divise en deux courants opposés mais d'égales amplitudes sur la ligne drain.

b) Nous négligeons la capacité grille-drain (cgd) des TECs (modèle unilatéral) fig. (5).

En effet, si l'on sait résoudre le problème de la propagation sur deux lignes couplées classiques, il n'en est pas de même lorsque l'amplitude du signal sur l'une de ces lignes est constamment modifiée (cas de la ligne drain).

Partant de ces hypothèses, nous pourrions aisément traiter la propagation sur les lignes de transmission et obtenir en particulier leur diagramme de dispersion, les pertes ainsi que la variation de leur impédance caractéristique avec la fréquence. En utilisant les caractéristiques de dispersion des deux lignes grille et drain, nous calculerons ensuite, le gain en puissance de l'amplification.

I.2.2 Diagramme de dispersion et pertes des lignes grille et drain.

La figure (6) représente le schéma équivalent de l'amplificateur distribué, les lignes de transmission de grille et de drain comportant maintenant tous les éléments parasites du transistor unilatéral de la figure (5).

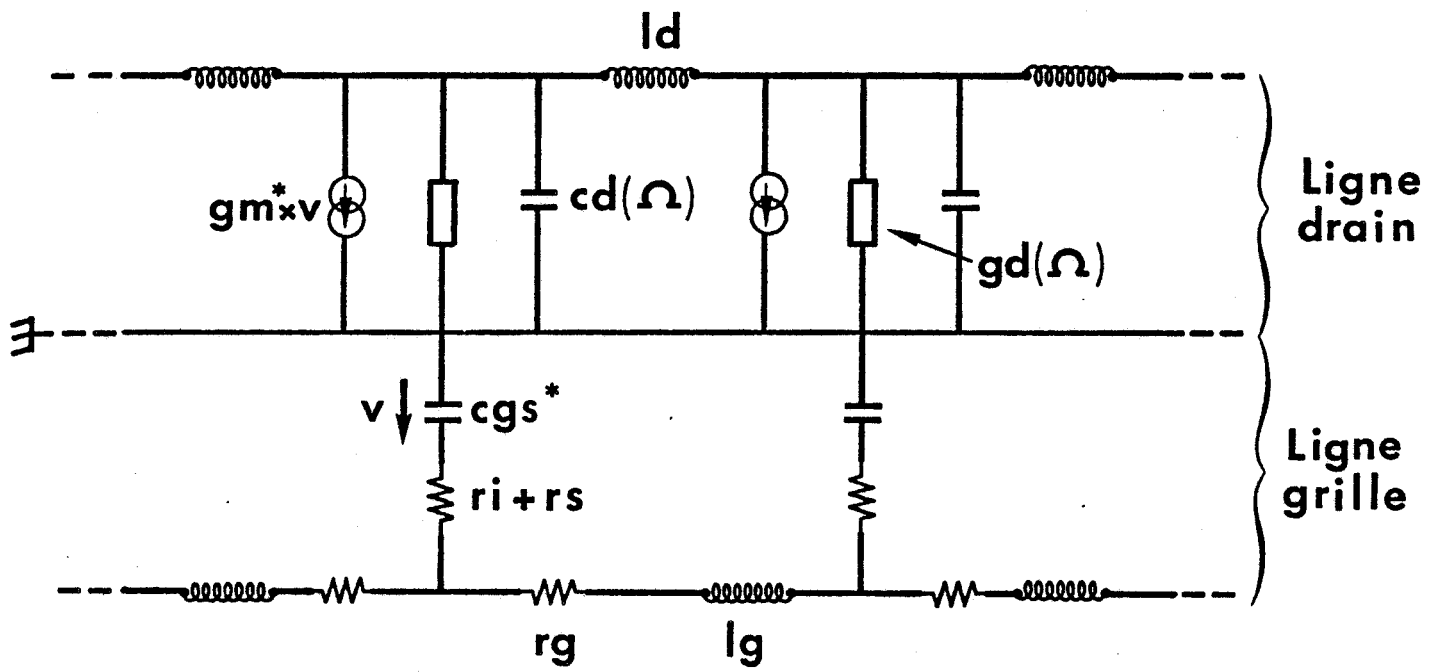


Figure VI. Schéma équivalent de l'amplificateur distribué.

a) Analyse des lignes.

Une analyse tout à fait classique de la ligne grille fournit l'équation de dispersion suivante.

$$Lg\Omega^2(1-A^2) = \frac{4}{Cgs^*} \left(\sin^2 \frac{\beta_a}{2} - A^2 \cos^2 \frac{\beta_a}{2} \right) + 8\Omega r_i^* A \sin \frac{\beta_a}{2} \cos \frac{\beta_a}{2} \quad (1)$$

avec

$$A = \text{Th} \frac{\phi_a}{2} = B \cdot \frac{-4 \text{tg} \frac{\beta_a}{2}}{(1 + \text{tg}^2 \frac{\beta_a}{2}) \Omega \text{rg} Cgs^* + 4r_i^* Cgs^* \Omega} \quad (2)$$

où

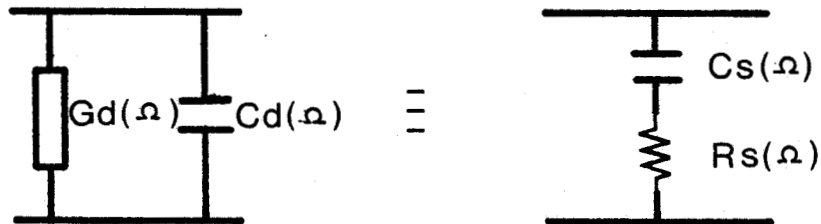
$$B = 1 - \left[1 + \Omega^2 r_i^{*2} Cgs^{*2} + \frac{\text{rg} \Omega^2 Cgs^{*2}}{16} (\text{rg} + 4r_i^*) \left(\frac{1 + \text{tg}^2 \frac{\beta_a}{2}}{\text{tg} \frac{\beta_a}{2}} \right)^2 \right]^{1/2}$$

Les détails de ces calculs sont en annexe 1.

On peut ainsi, pour chaque fréquence, obtenir la constante de phase (β) vérifiant l'équation de dispersion.

Connaissant le couple (Ω, β), on en déduit les pertes (ϕ) sur la ligne grille à partir de l'équation (2).

Le traitement de la ligne drain est identique à celui de la ligne grille en effectuant au préalable la transformation parallèle-série suivante :



$$C_s(\Omega) = \frac{1 + Cd^2(\Omega)\Omega^2/gd^2(\Omega)}{\Omega^2 Cd(\Omega)/gd^2(\Omega)}$$

avec

$$R_s(\Omega) = \frac{1/gd(\Omega)}{1 + Cd^2(\Omega)\Omega^2/gd^2(\Omega)}$$

.../...

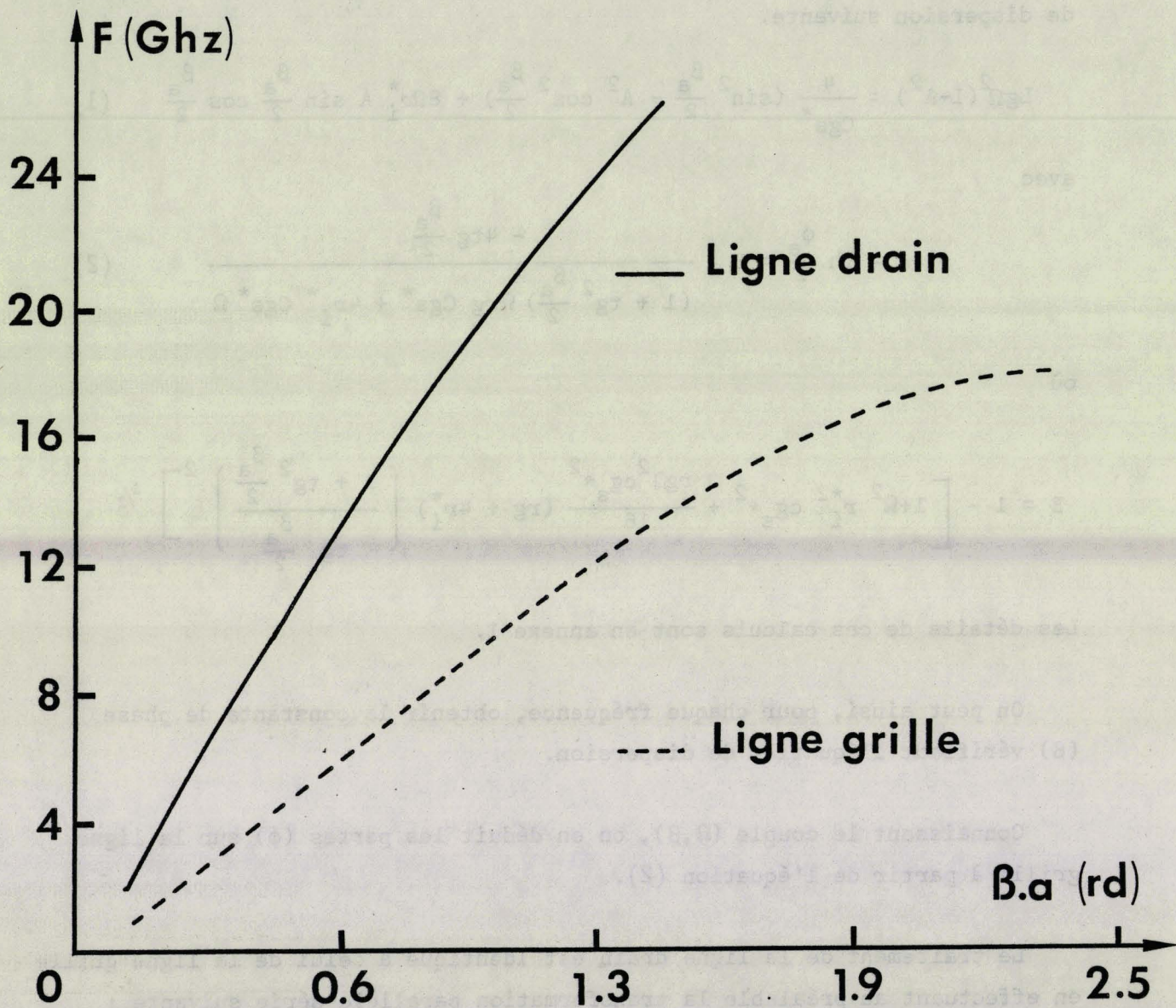
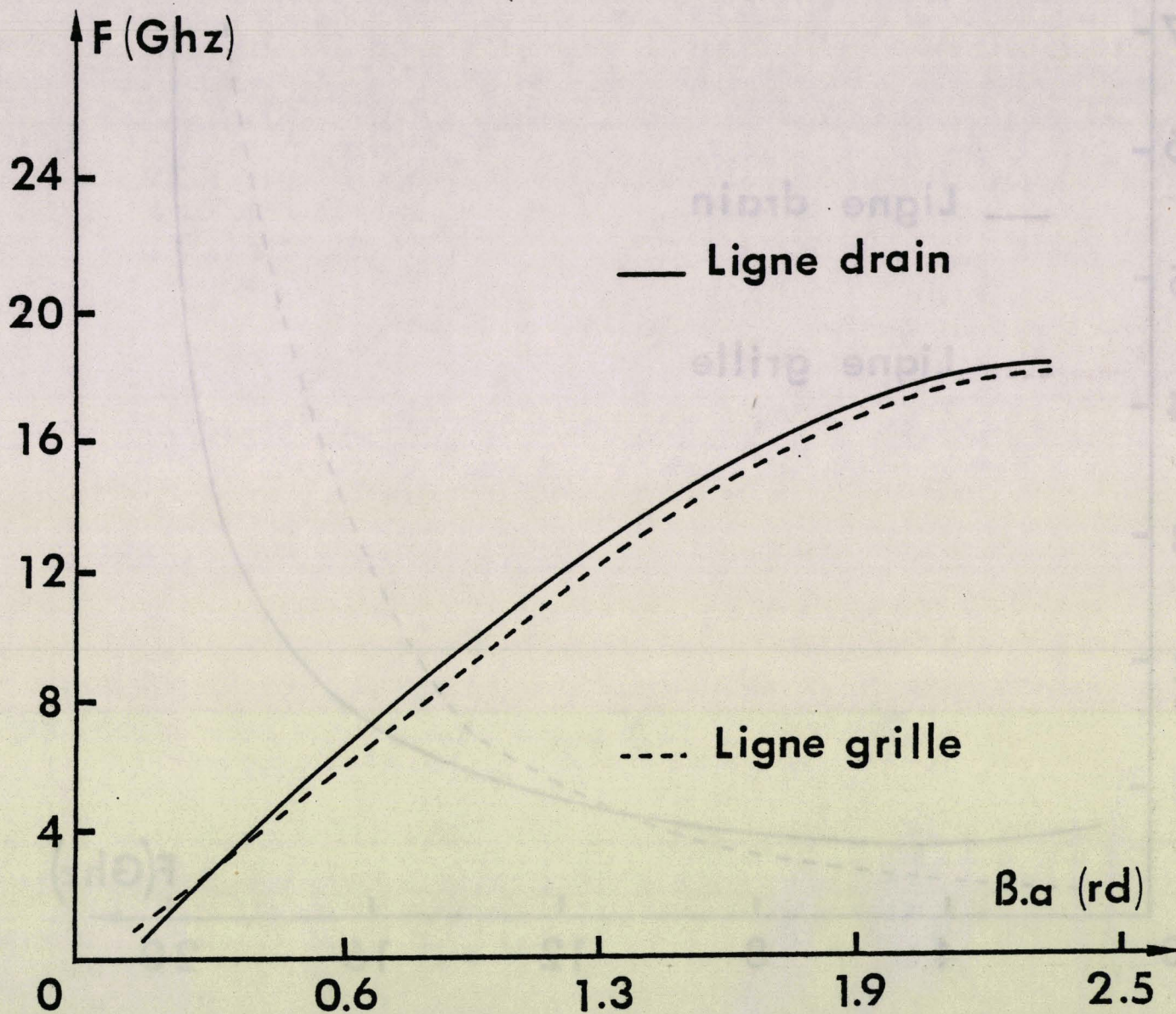


Figure VII. Diagramme de dispersion des lignes grille et drain.



*Figure VIII. Diagramme de dispersion des lignes grille et drain
Egalisation des vitesses de phase.*

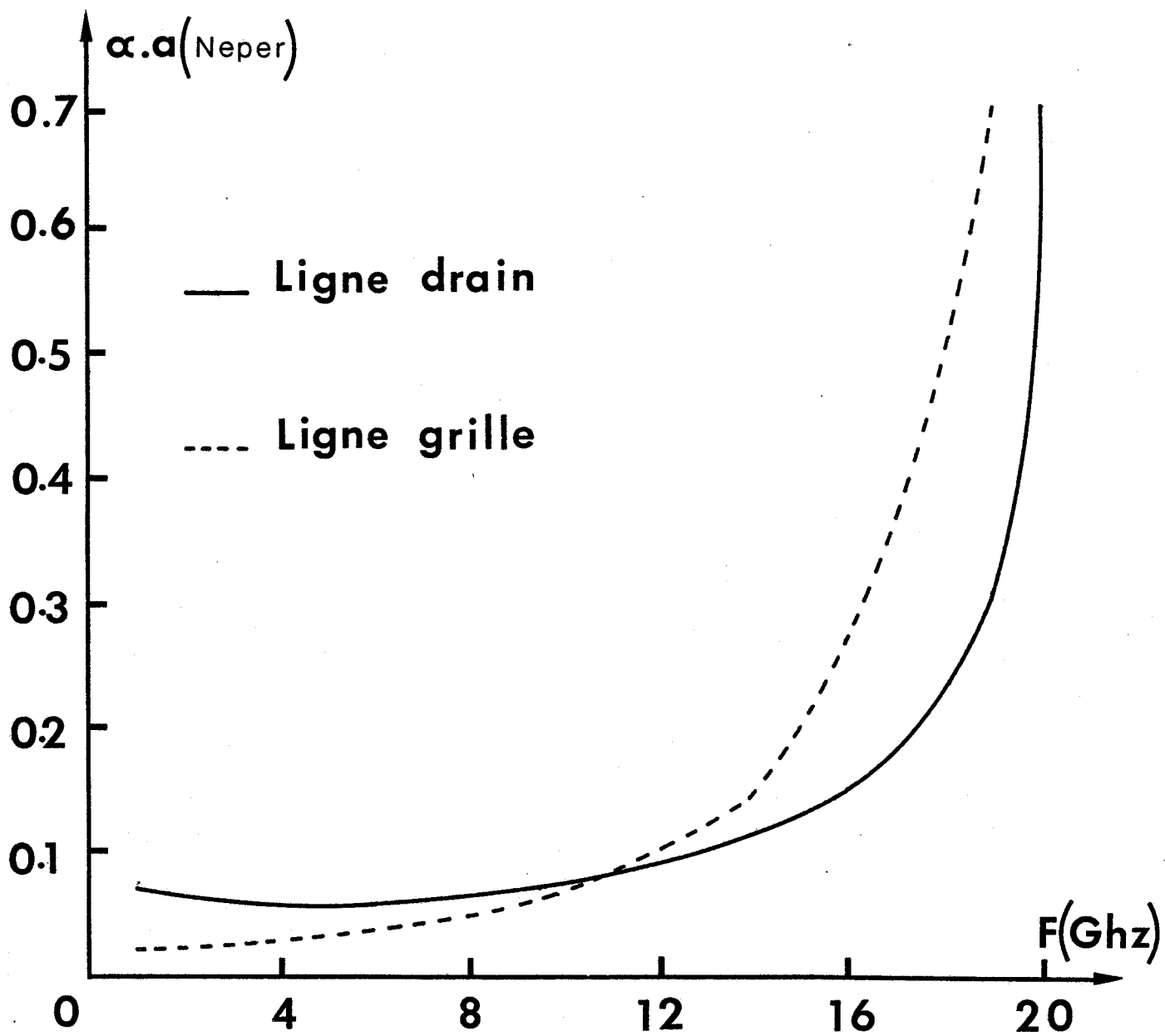


Figure IX. Pertes des lignes grille et drain.

b) Résultats.

Nous avons tracé sur la figure (7) le diagramme de dispersion des lignes grille et drain. Afin de ne pas multiplier le nombre de paramètres technologiques, nous avons choisi d'utiliser les mêmes inductances sur les deux lignes.

Il est bien évident que l'égalité des vitesses de phase sur les deux lignes n'est pas du tout réalisée. Il est alors impératif d'augmenter la capacité de sortie (Cds) des TECs par la mise en parallèle d'une capacité d'appoint (Ca) telle que :

$$Cds + Ca = Cgs$$

Dans ces conditions, on obtient le même diagramme de dispersion fig (8).

On voit, alors, apparaître tout l'intérêt de l'amplification distribuée. En effet, les fréquences de coupure basse et haute des TECs pris individuellement n'ont plus de signification. Seules, les fréquences de coupure communes aux deux lignes de transmission ainsi que la fréquence de coupure due aux temps de transit des porteurs sous la grille des transistors sont à considérer.

La figure (9) représente l'évolution des pertes sur les deux lignes de propagation. Si les pertes sur la ligne drain évoluent peu avec la fréquence, il n'en est pas de même sur la ligne grille. Nous montrerons, par la suite, que la résistance de grille (rg) des TECs est un élément parasite important.

c) Impédances caractéristiques.

Nous avons vu précédemment que pour éviter les réflexions sur les charges, il faut que celles-ci soient égales aux impédances caractéristiques des lignes grille et drain.

L'impédance caractéristique de la ligne grille est donnée par la relation suivante :

$$Z_{cg}^2 = -\frac{Lg^2 \Omega^2}{4} + \frac{Lg}{cg_s^*} + rg(r_i + r_s) + \frac{rg^2}{4} + j(Lg\Omega(r_i + r_s) + rg \frac{Lg\Omega}{2}) - \frac{rg}{\Omega cg_s^*} \quad (3)$$

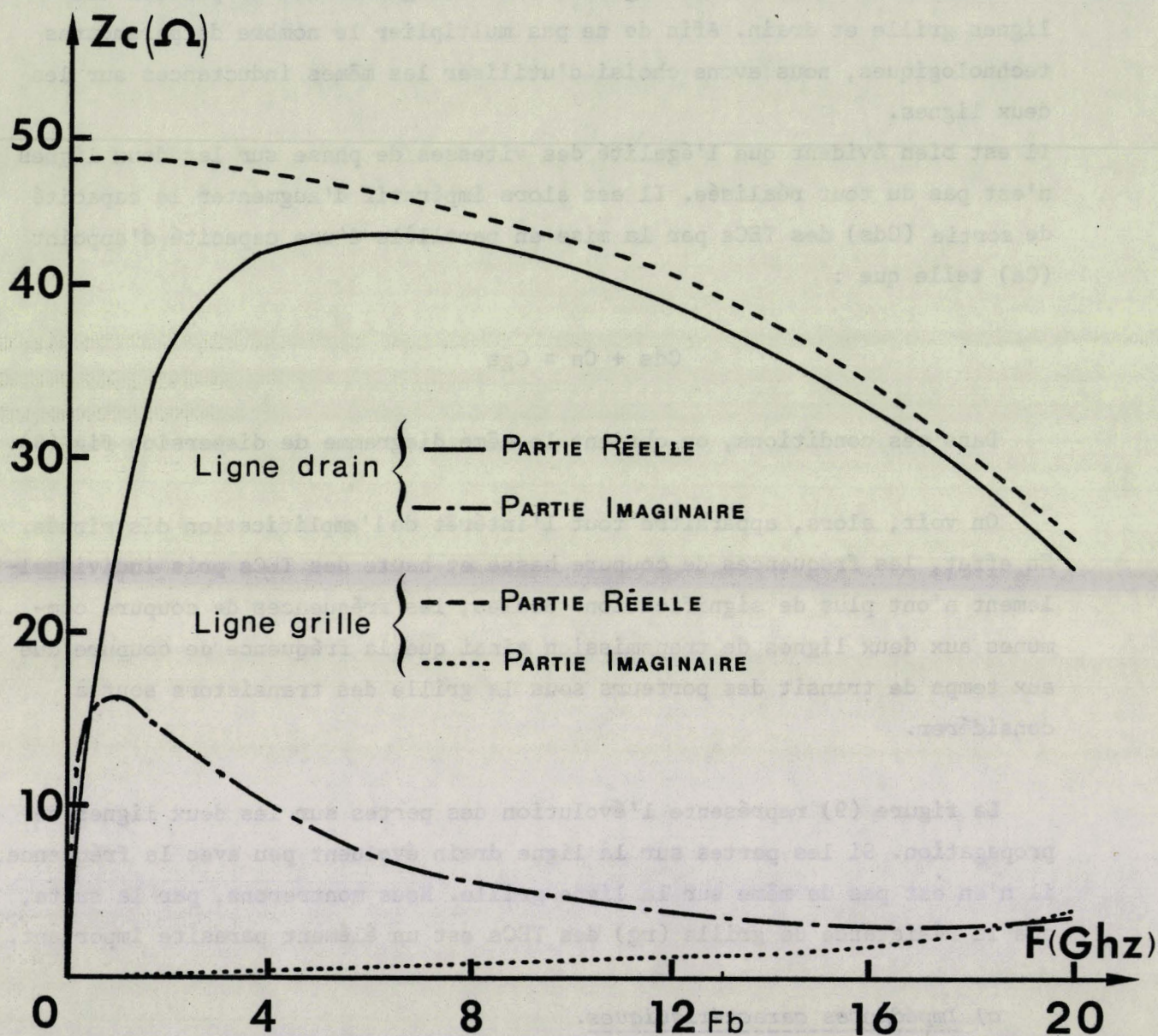


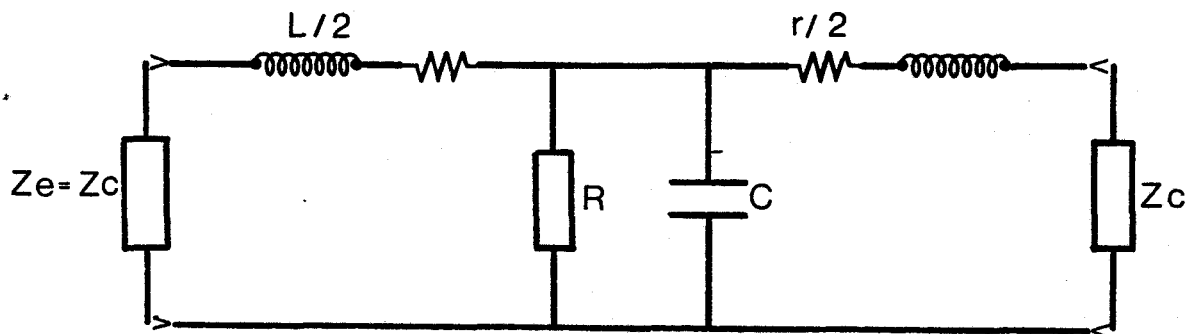
Figure X. Evolutions des impédances caractéristiques des lignes grille et drain en fonction de la fréquence.

En utilisant la transformation parallèle-série précédente, on calcule, de la même manière, l'impédance caractéristique de la ligne drain :

$$Z_{cd}^2 = \frac{L_d}{C_s(\Omega)} \left[\left(1 - \frac{L_d \Omega^2 c_s(\Omega)}{4} \right) + j r_s(\Omega) c_s(\Omega) w \right] \quad (4)$$

Les évolutions des parties réelles et imaginaires de ces impédances sont représentées sur la figure (10).

Le comportement basse-fréquence de l'impédance caractéristique de la ligne drain n'a guère de signification dans notre cas. En effet, ce résultat découle du mode de calcul de l'impédance caractéristique : z_c est l'impédance qu'il faut mettre en charge de chaque cellule de la ligne pour que son impédance d'entrée soit z_c .



En réalité, les impédances de charge étant supposées fixes, l'amplificateur ne fonctionnera dans de bonnes conditions que dans la zone fréquentielle où les impédances caractéristiques présentent une partie réelle constante avec une partie imaginaire faible.

On peut définir une fréquence limite (F_b) de fonctionnement en s'imposant une contrainte sur les impédances caractéristiques qui peut être par exemple :

$$|Z_c - 50 \Omega| \leq 10 \Omega$$

dans la bande d'utilisation (0- F_b) GHz.

Dans le cas idéal d'une ligne sans pertes (filtre passe-bas), dont l'impédance caractéristique est

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{1 - \frac{f^2}{f_c^2}}$$

avec $f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}$,

la contrainte définie ci-dessus permet de relier F_b à F_c tel que

$$F_c = 1,6 F_b$$

(si $\sqrt{\frac{L}{C}} = 50 \Omega$).

Ce critère, qui permet de fixer F_c en fonction de la bande passante souhaitée, reste valable en présence de pertes.

On s'affranchit, dans ces conditions, des problèmes de réflexions aux extrémités des lignes de transmission.

1.2.3 Etude du gain en puissance en fonction du nombre d'étages.

Généralisant le raisonnement élémentaire (§ I.1.3) expliquant l'étude du principe de l'amplification distribuée, nous pouvons calculer le courant total dans la charge, puis obtenir le gain en puissance de l'amplificateur.

Le courant total dans la charge est la somme de tous les courants générés à chaque étage se propageant vers cette charge. Ainsi le courant à l'abscisse (na) s'écrit :

$$I(na) = \sum_{m=0}^N g_m \frac{v(o)}{2} \exp(-j\beta ma - \alpha g_m a) \exp[-j\beta(N-m)a] \exp[-\alpha d(N-m)a] \quad (5)$$

Les constantes de phase, sur les deux lignes de propagation, sont supposées identiques :

$$\beta_g = \beta_d = \beta.$$

L'expression du courant total fait apparaître une progression géométrique de raison $\exp(\alpha d - \alpha g)a$, et s'écrit alors :

$$I(ma) = g_m \frac{v(o)}{2} \exp[(-j\beta - \alpha d)aN] \cdot \frac{1 - \exp(\alpha d - \alpha g)Na}{1 - \exp(\alpha d - \alpha g)a} \quad (6)$$

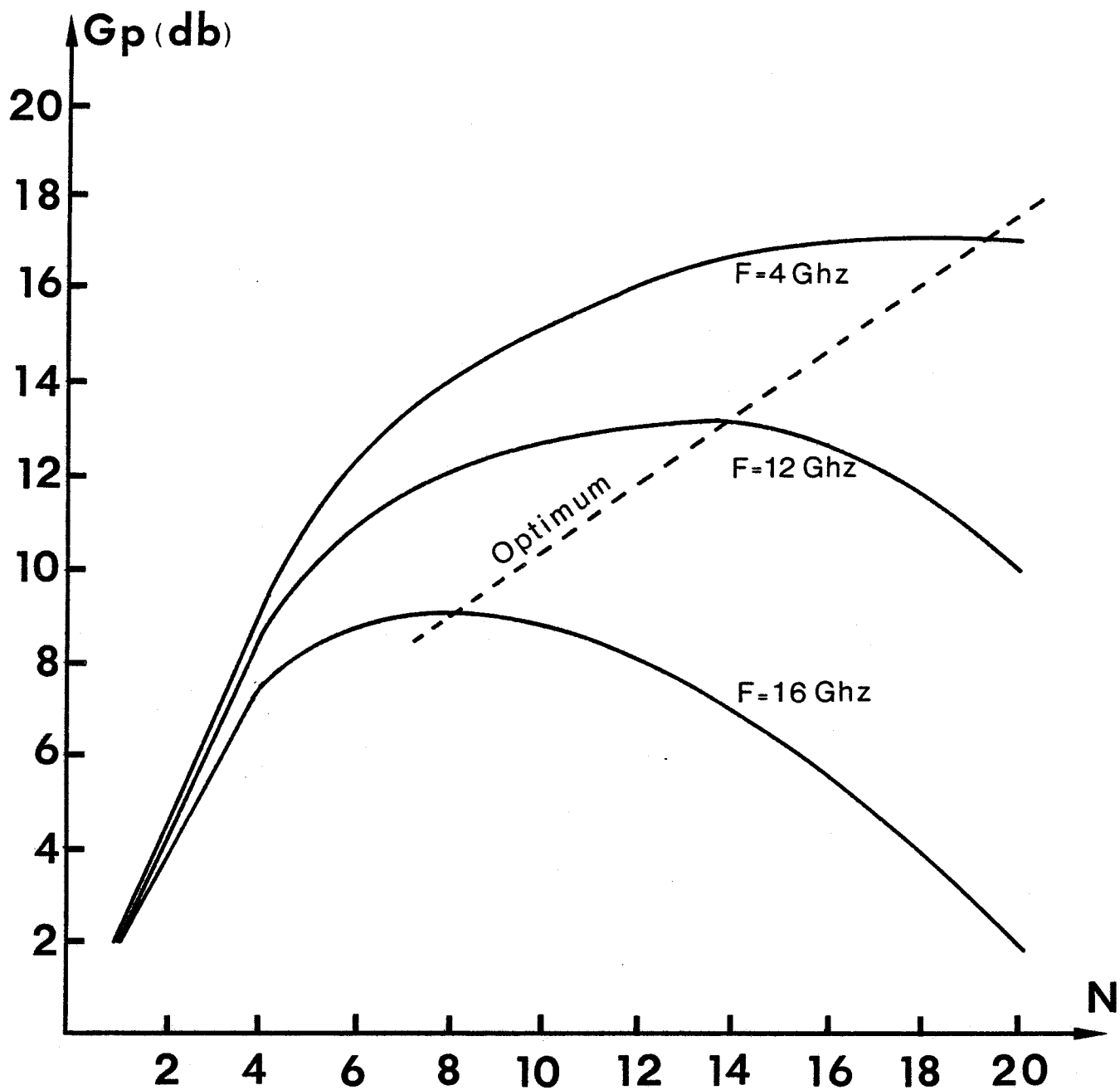


Figure XI. Gain de l'amplificateur distribué en fonction du nombre de transistors pour trois fréquences de fonctionnement.

L'étude du module de ce courant, en fonction de N, montre que celui-ci présente un maximum pour

$$N = \frac{1}{\alpha_{ga} - \alpha_{da}} L_n \left(\frac{\alpha_{ga}}{\alpha_{da}} \right) \quad (7)$$

Calcul du gain en puissance.

Connaissant le courant total arrivant sur la charge (équation 6), on peut calculer le gain en transfert de puissance en respectant toutes les hypothèses formulées jusqu'à présent, en particulier, en supposant que les impédances de charges sont égales aux impédances caractéristiques des lignes.

Toutefois, étant donné que la charge de la ligne drain est matérialisée par une résistance de 50Ω , nous calculerons le gain avec cette hypothèse. Ce gain a, alors, la formulation suivante :

$$G_d = \frac{g_{mo}^2}{4} \operatorname{Re}(Z_{cg}) 50(1-|\rho|^2) \left[\frac{\exp(-\alpha_d N a) - \exp(-\alpha_g N a)}{1 - \exp(\alpha_{da} - \alpha_{ga})} \right] \quad (9)$$

où ρ est le coefficient de réflexion à l'entrée de l'amplificateur.

Le gain en puissance dépend du nombre d'étages N, des pertes le long des lignes de transmission, qui sont elles-mêmes fonction de la fréquence, et est proportionnel au carré de la transconductance g_{mo} des TECs.

Le gain de l'amplificateur distribué présente, comme le courant, un optimum en fonction du nombre de transistors cet optimum dépendant de la fréquence fig (11).

Il s'explique simplement si l'on considère successivement l'effet des pertes grille puis des pertes drain.

En effet, en l'absence de pertes le courant augmenterait indéfiniment et linéairement sur la ligne drain.

Les pertes "grille" font qu'au bout d'un certain nombre d'étages, la tension de grille V_{gN} devient négligeable, donc l'apport en courant de cet étage

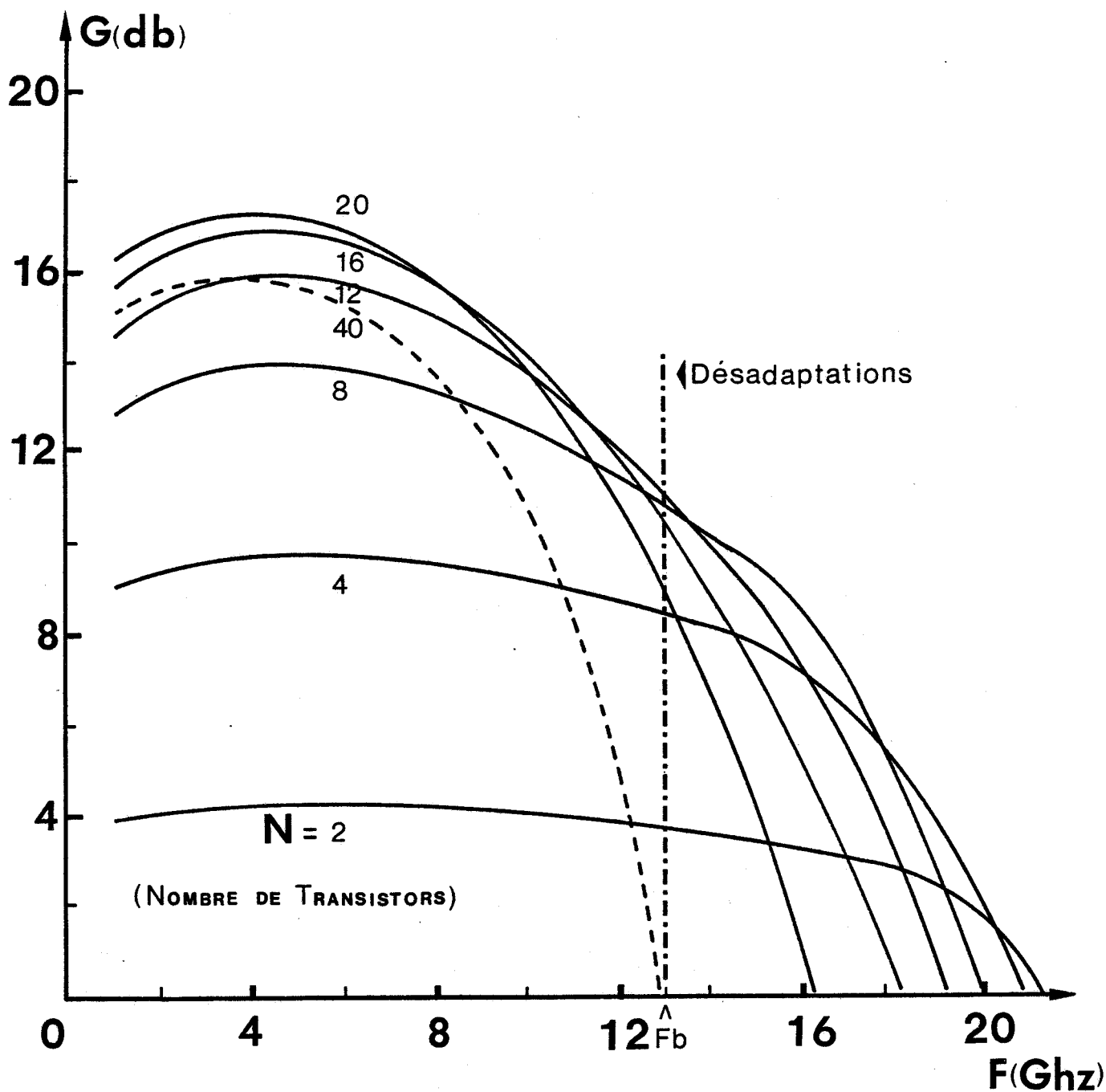


Figure XII. Evolution du gain en puissance de l'amplificateur distribué en fonction de la fréquence et du nombre de transistors.

et des suivants est négligeable et une saturation apparaît.

Les pertes drain vont ensuite atténuer ce courant de saturation au cours de la propagation jusqu'à disparition totale de celui-ci.

La figure (12) montre l'évolution du gain en puissance de l'amplificateur distribué en fonction de la fréquence et du nombre de transistors. Le tableau suivant indique les valeurs des paramètres utilisés pour la simulation.

circuit passif	TEC
$L_g = 0,625 \text{ nH}$	$R_g = 3 \Omega$
$L_d = 0,625 \text{ nH}$	$R_i = 1,15 \Omega$
$C_A = 0,22 \text{ PF}$	$r_s = r_d = 1,2 \Omega$
$Z_{cg} = 50 \Omega$	$c_{gs} = 0,3 \text{ PF}$
$Z_{cd} = 50 \Omega$	$c_{ds} = 0,08 \text{ PF}$
	$g_{mS} = 40 \text{ mS}$

Nous remarquons d'après ces courbes que l'utilisation d'un grand nombre de transistors ne permet pas de couvrir la bande souhaitée (0, \rightarrow Fb).

Notons que d'autres auteurs [8], [9] ont abouti aux mêmes conclusions.

Le calcul du gain en puissance montre que celui-ci dépend des pertes sur les lignes de transmission et de la transconductance des TECs. Il est évident, que, pour optimiser l'amplificateur, il faudrait utiliser des transistors présentant des transconductances élevées et des éléments parasites faibles. Nous allons regarder rapidement dans quelle mesure la structure des transistors à effet de champ intervient sur les performances de l'amplificateur. Ceci en conservant la capacité d'entrée C_{gs} constante afin de ne pas modifier les caractéristiques de dispersion des lignes grille et drain.

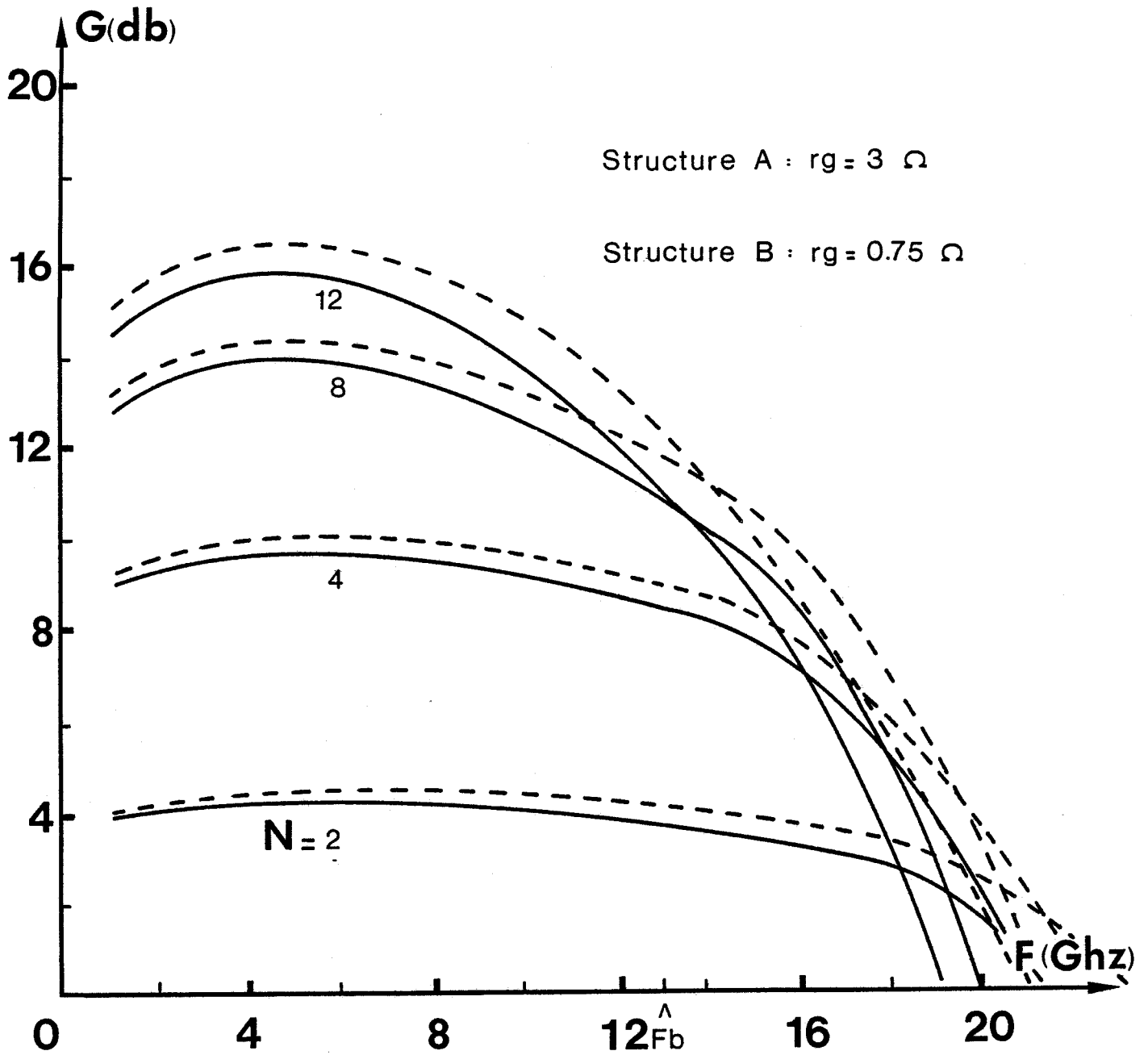
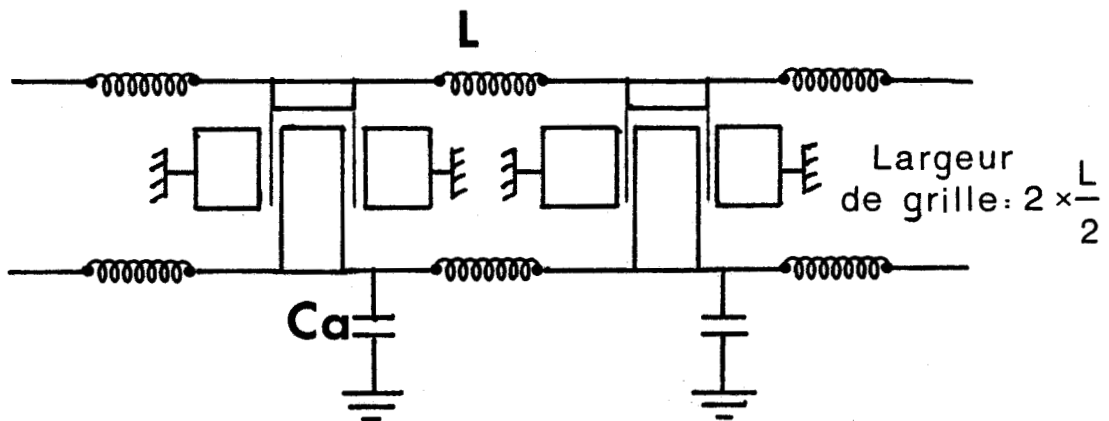


Figure XIII. Influence de la résistance d'accès de grille "rg".

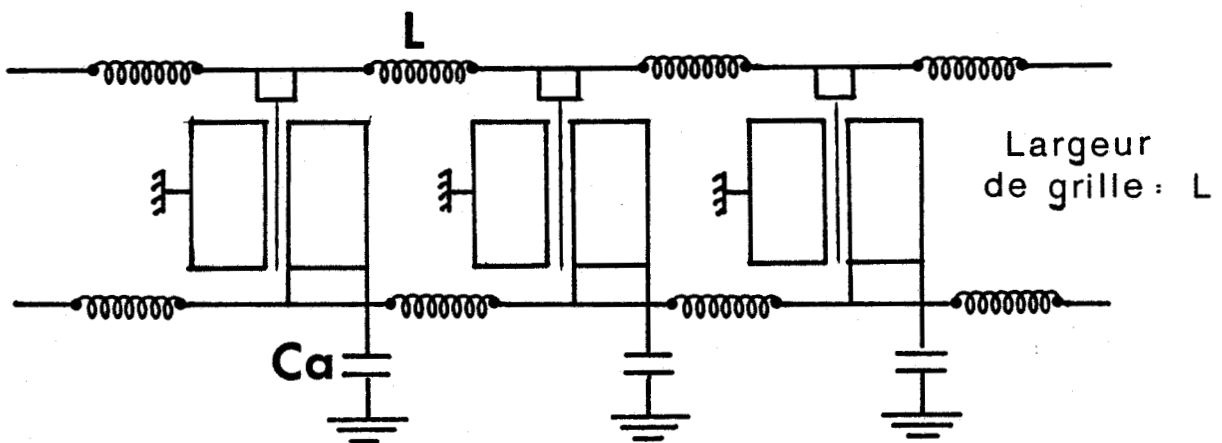
1.2.4 Influence de la structure du transistor.

1.2.4.1 - Minimisation des pertes.

Il est bien connu que pour diminuer les résistances parasites des TECs, les concepteurs utilisent des topologies schématiquement représentées par la structure ci-dessous (structure B).



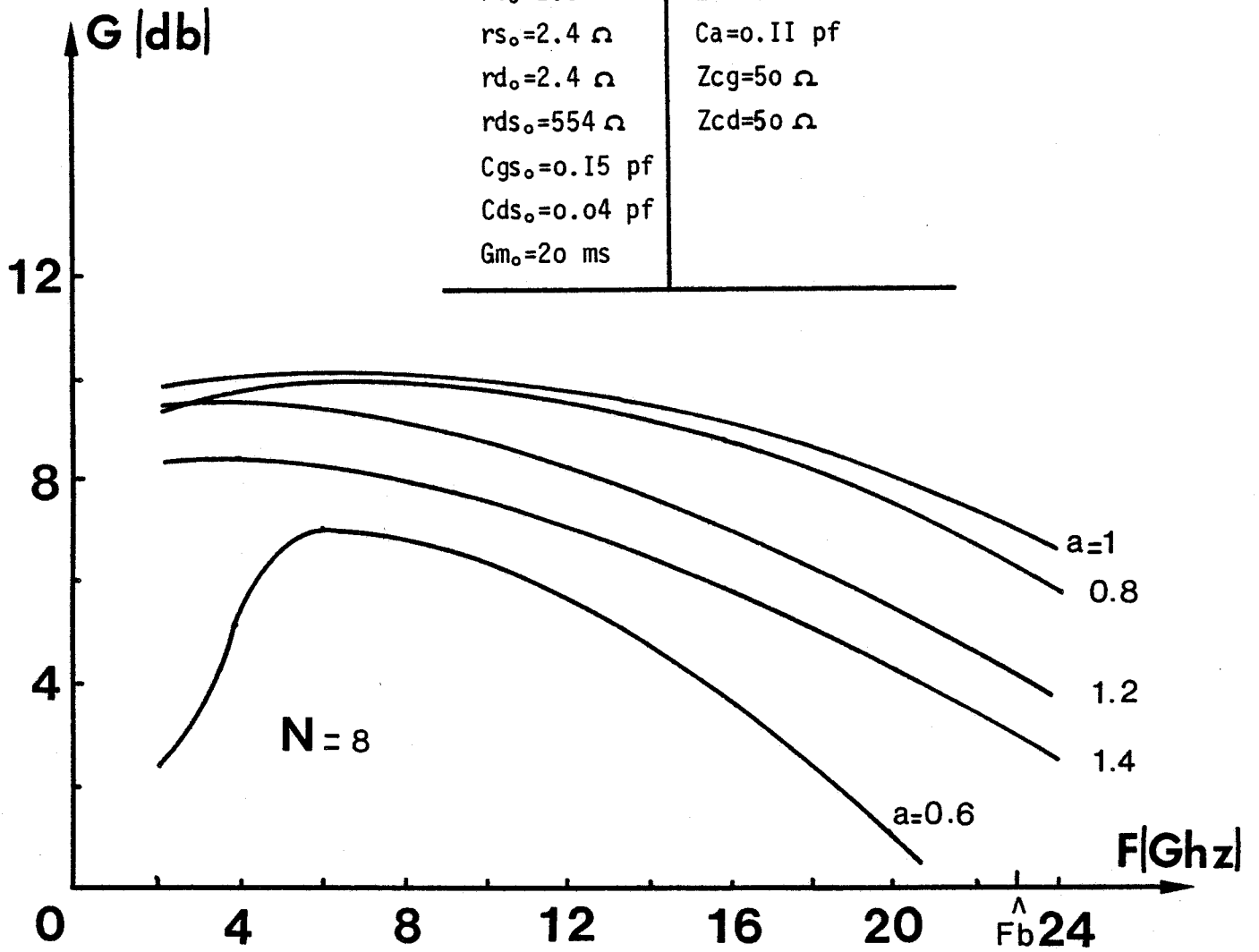
plutôt que des structures du type A :



En particulier, on peut estimer que la résistance d'accès de grille (r_g) est diminuée d'un facteur 4 dans le cas de la structure B.

La figure (13) montre l'intérêt d'une telle structure.

TEC	Eléments passifs
$rg_0 = 1.5 \Omega$	$Lg = 0.5 \text{ nh}$
$ri_0 = 2.3 \Omega$	$Ld = 0.5 \text{ nh}$
$rs_0 = 2.4 \Omega$	$Ca = 0.11 \text{ pf}$
$rd_0 = 2.4 \Omega$	$Zcg = 50 \Omega$
$rds_0 = 554 \Omega$	$Zcd = 50 \Omega$
$Cgs_0 = 0.15 \text{ pf}$	
$Cds_0 = 0.04 \text{ pf}$	
$Gm_0 = 20 \text{ ms}$	



$$lg_0 = 0.5 \mu\text{m}$$

$$z_0 = 150 \mu\text{m}$$

$$lg = a \times lg_0$$

$$z = z_0 / a$$

$$gm = gm_0 / a$$

$$rg = rg_0 / a^3$$

$$gd = gd_0 / a^2$$

$$ri = ri_0 \times a^2$$

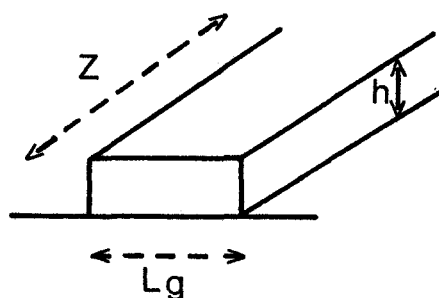
Figure XIV. Influence de la géométrie de la grille.

I.2.4.2 - Augmentation de la transconductance.

La transconductance dépend linéairement de la profondeur Z de la grille. Pour augmenter celle-ci, il suffirait d'augmenter Z . Cependant, pour conserver la capacité C_{gs} constante, il faut diminuer la longueur de la grille ℓ_g .

Vu les difficultés de réalisation technologique des grilles, on peut estimer que la diminution de ℓ_g s'accompagne d'une diminution de l'épaisseur de métallisation.

Partant de ces considérations, supposons un modèle élémentaire tel que :



$$\ell_g \cdot Z = Cst \iff C_{gs} = Cst$$

et

$$\frac{h}{\ell_g} = Cst \iff \text{contrainte technologique}$$

En prenant comme structure de base un transistor à deux grilles de $75 \mu\text{m}$ de longueur $\ell_g = 0,5 \mu\text{m}$, nous avons, à nombre de transistors égal (8 TECs) représenté sur la figure (14) l'évolution du gain en puissance (G_p) de l'amplificateur dont les transistors ont une capacité d'entrée C_{gs} constante, les éléments variables étant la longueur et la largeur de la grille.

Nous constatons que pour des longueurs de grille très faibles, la transconductance augmente mais les pertes deviennent très élevées ; ce qui entraîne une chute du gain.

A l'inverse, l'augmentation de la longueur de la grille diminue les pertes mais également la transconductance ; ce qui explique la diminution du gain. Il apparaît alors un optimum, qui correspond à la structure de base définie précédemment ($Z_0 = 2 \times 75 \mu\text{m}$; $g_0 = 0,5 \mu\text{m}$).

Avec cette structure, on peut espérer obtenir 9db de gain sur 20 GHz de bande passante avec 8 TECs.

I.3 AVANTAGE ET INCONVENIENT DE LA METHODE.

Le principe de l'amplification distribuée amène naturellement à utiliser la théorie des lignes pour son étude.

L'avantage de cette méthode réside dans le fait qu'elle est simple à mettre en oeuvre, qu'elle permet de mieux comprendre le fonctionnement de l'amplificateur distribué et d'en évaluer rapidement ses limites et ses performances.

Toutefois, ce modèle repose sur deux hypothèses fondamentales :

1°) Les lignes grille et drain sont adaptées, d'où une séparation en deux parties égales des courants générés à chaque étage sur la ligne drain.

En réalité, les charges aux extrémités de la ligne drain sont quelques peu différentes de l'impédance caractéristique de cette ligne, il est alors évident que les impédances de charge ramenées au niveau de l'étage (n) seront différentes et fonction de (n). De ce fait, l'hypothèse de séparation du courant en deux quantités égales n'est plus justifiée, surtout en bout de bande de fréquence où la désadaptation est la plus importante.

2°) Les transistors sont unilatéraux, ce qui nous a permis de nous affranchir du couplage capacitif entre les deux lignes de propagation.

En fait, l'existence de Cgd complique sérieusement le problème. Il existe, dans ce cas, deux modes propres de propagation (symétrique et antisymétrique) se propageant à deux vitesses différentes. A cause de l'augmentation du courant sur la ligne drain, l'amplitude de ces deux modes est constamment modifiée.

Pour prendre en compte les désadaptations des charges ainsi que la capacité (Cgd), il faut utiliser des méthodes d'analyse plus générales.

Ceci fait l'objet du chapitre suivant.

ÉTUDE RIGOUREUSE
DE
L'AMPLIFICATION DISTRIBUÉE PETIT SIGNAL.

- * -

Dans ce chapitre, nous allons étudier la sensibilité du gain en puissance due aux variations de certains éléments constituant l'amplificateur distribué, en particulier, les effets dus à (Cgd) et aux désadaptations. Nous avons, pour cela, développé une méthode d'analyse matricielle rigoureuse, puis utilisé le programme de C.A.O SPICE 2.

Ces outils sont indispensables pour décrire finement le fonctionnement de nos amplificateurs. Compte tenu des contraintes imposées par l'application envisagée, ils nous fourniront les valeurs des éléments constitutifs du dispositif.

II.1 METHODE D'ANALYSE MATRICIELLE.

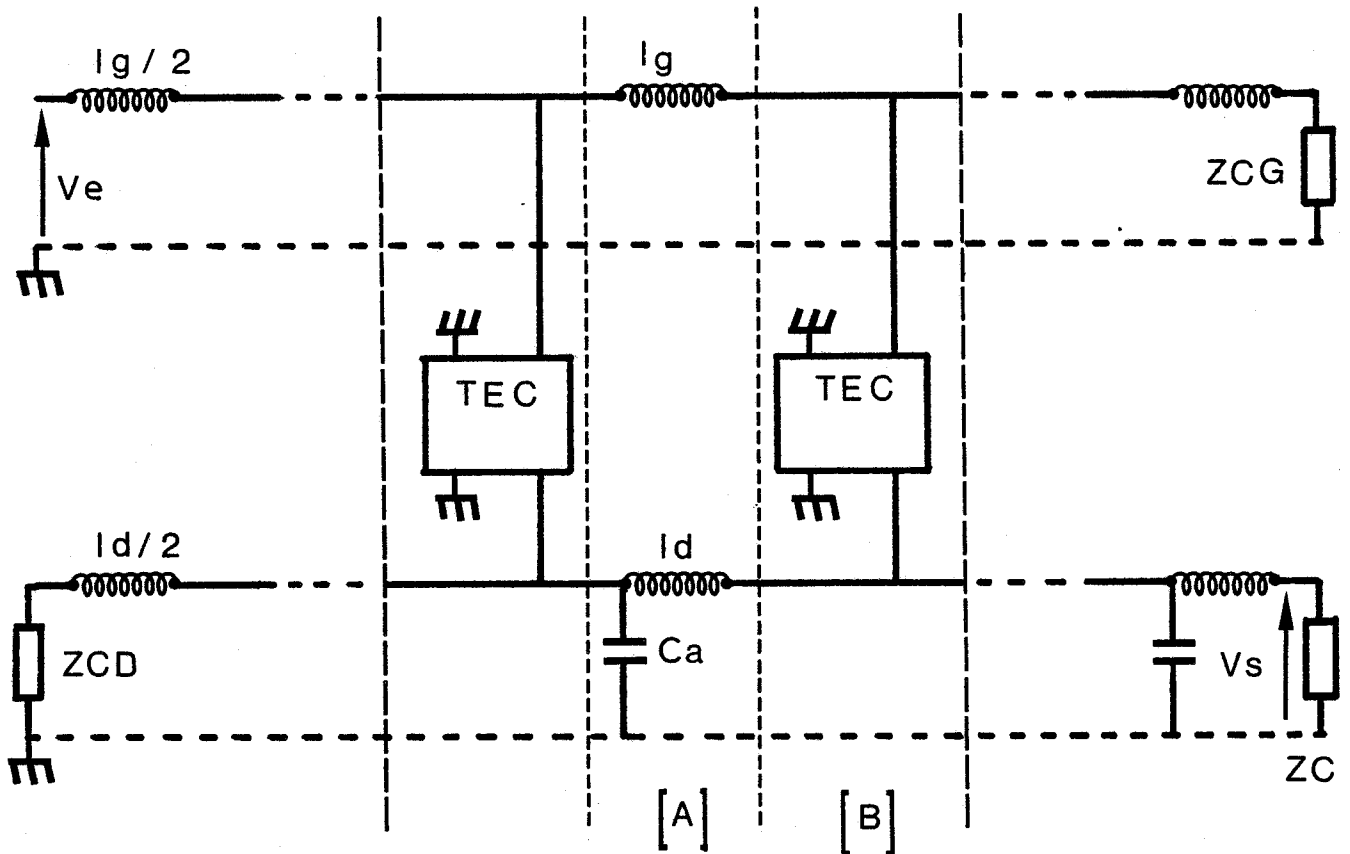
La description complète du fonctionnement d'un amplificateur distribué nécessite la prise en compte de tous les éléments qui le constitue, en particulier, ceux ommis dans le modèle "théorie des lignes".

Comme le montre la figure (II.1), l'amplificateur distribué peut être envisagé comme une association du type cascade d'étages élémentaires ayant des fonctions bien spécifiques. On peut formuler mathématiquement ce point de vue en représentant chacun de ces étages par un octopôle, ceux-ci ayant été matérialisés sur la figure (II.1).

Les octopôles étant en cascade, la matrice de chaîne constitue la représentation la plus adéquate pour la résolution finale du problème global.

Nous allons maintenant décrire succinctement chacun de ces octopôles.

.../...



[A] octopôle passif

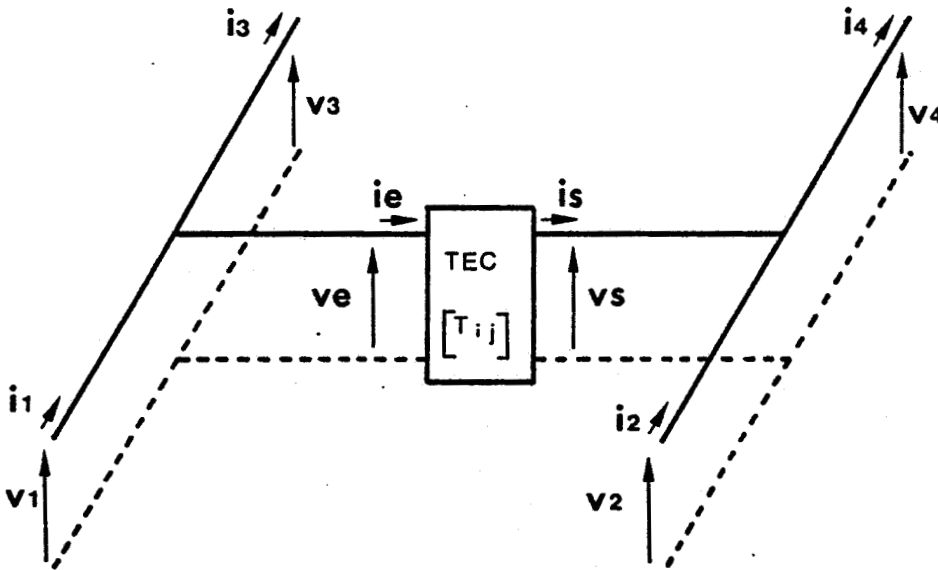
[B] octopôle actif

Figure II.1. Schéma équivalent utilisé dans la méthode matricielle.

II.1.1 Le transistor à effet de champ.

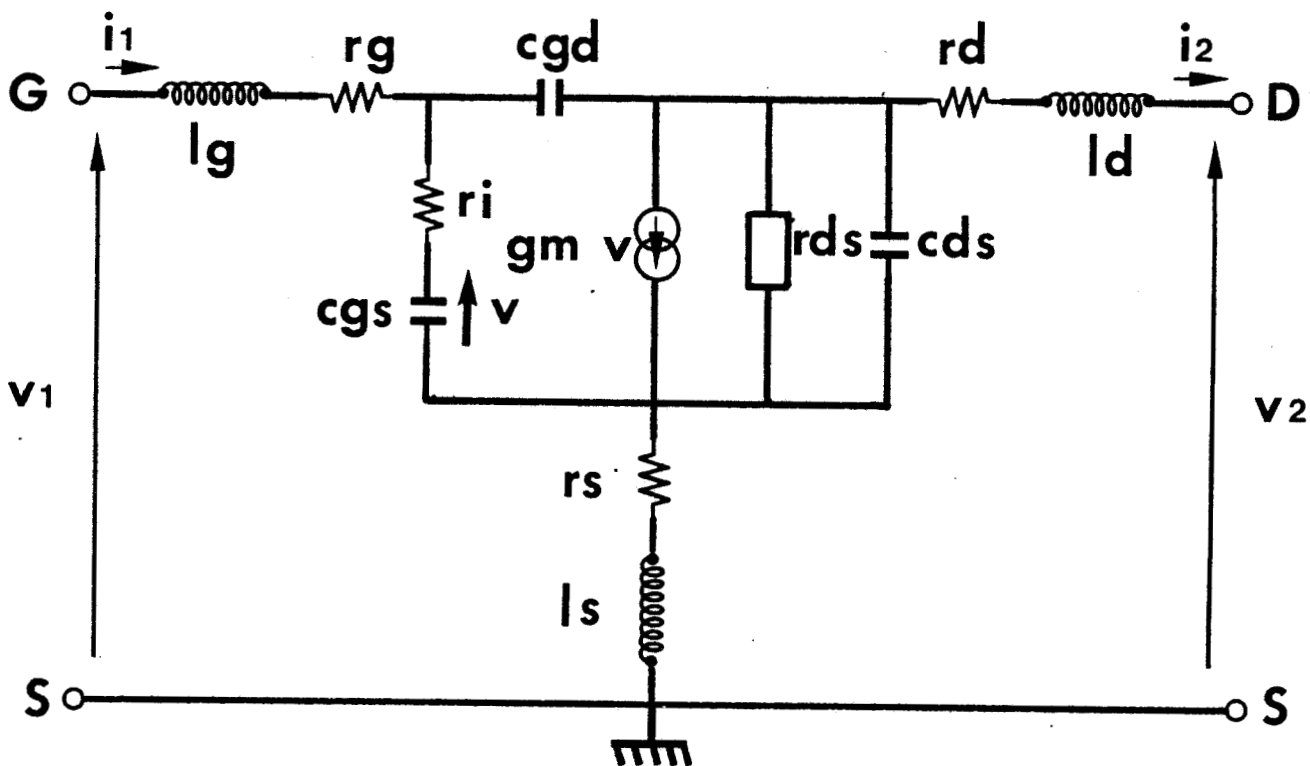
A partir de la mesure des paramètres S_{ij} du transistor, on peut accéder aux paramètres chaînes du TEC par des transformations élémentaires classiques. Grâce à cette mesure, on peut également donner un schéma équivalent du transistor [3], [6] puis calculer les paramètres chaînes de ce modèle ; nous avons utilisé cette démarche, les éléments du schéma équivalent du transistor étant précisés sur la figure (II.2).

Au moyen des paramètres chaînes, on définit la matrice représentative de l'octopôle ci-dessous :



$$\begin{pmatrix} v_e \\ i_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_s \\ i_s \end{pmatrix} \text{ et } \begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = [B]_{4+4} \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \\ v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$$

[B] est la matrice de chaîne de l'octopôle représentant le TEC, avec



$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

Les expressions des éléments de la matrice chaîne du transistor sont développées dans l'ANNEXE 2.

FIGURE (II,2)

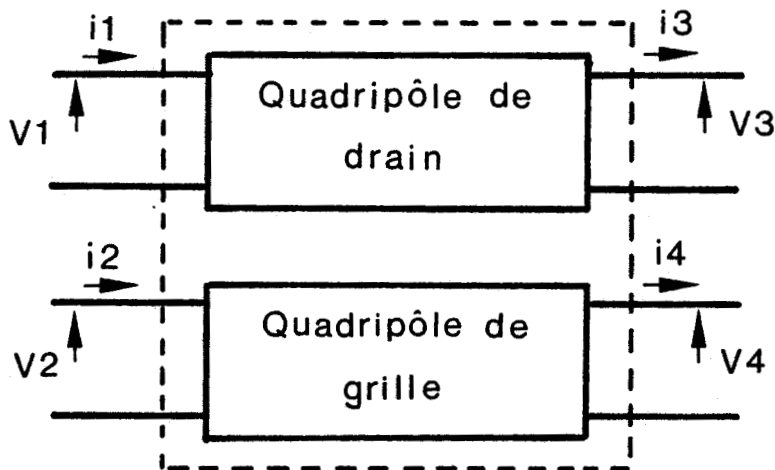
Schéma équivalent petit signal des TECs, utilisé dans les simulations.

$$[B] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ T_{22}/T_{12} & 1 & T_{21} - \frac{T_{22}T_{11}}{T_{12}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1/T_{12} & 0 & \frac{T_{11}}{T_{12}} & 1 \end{pmatrix}$$

II.1.2 Les octopôles passifs.

Ces octopôles passifs sont constitués de deux quadripôles indépendants : le premier, représente le circuit d'adaptation entre les grilles des TECs, le second, le circuit d'adaptation entre les drains (fig. II.1).

L'octopôle est représenté par une matrice de chaîne définie de la manière suivante :



tel que

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = [A]_{4 \times 4} \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \\ v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$$

Si $[QC]$ est le quadripôle côté drain tel que $\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = [QC] \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix}$ et $[Q]$ le quadripôle côté grille tel que $\begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = [Q] \begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$, la matrice A est composée de deux sous-matrices

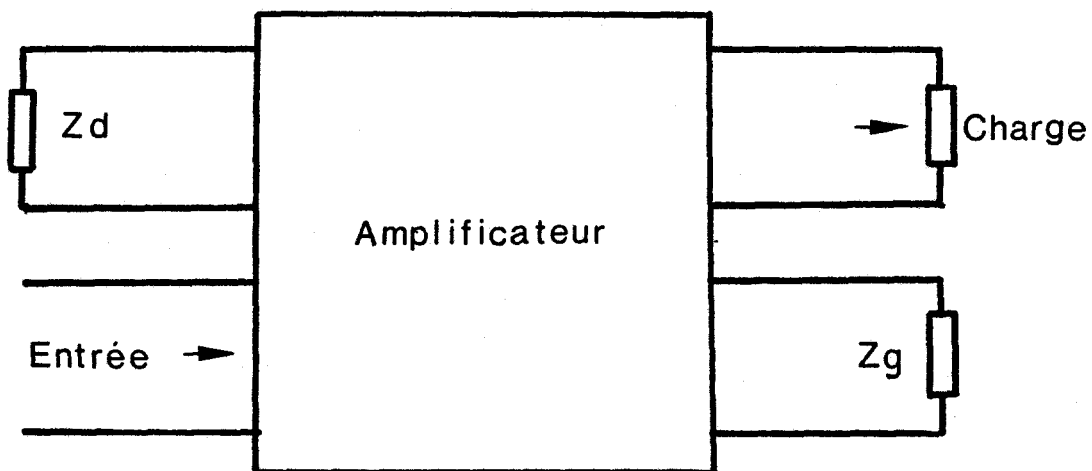
$$[A] = \begin{bmatrix} [QC] & 0 \\ 0 & [Q] \end{bmatrix}$$

Les expressions des Q_{ij} et Q_{cij} sont développées en annexe 2 dans le cas d'éléments localisés ou d'éléments distribués.

II.1.3 Matrice représentative de l'amplificateur.

Les matrices chaînes des octopôles passifs et actifs étant déterminées, il suffit d'effectuer les produits adéquats pour obtenir la matrice chaîne de l'ensemble du dispositif.

On obtient alors un octopôle fermé à ses extrémités comme l'indique la figure ci-dessous :



Les charges Z_d et Z_g étant fixes, on dispose de deux relations de fermeture qui ramènent le problème à l'étude d'un quadripôle équivalent dont l'entrée est l'entrée de l'amplificateur distribué et la sortie, la branche contenant la charge.

Nous pouvons, alors, calculer les paramètres de la matrice de dispersion S_{ij} et obtenir le gain en puissance du dispositif.

Ce modèle, très souple d'emploi, nous permet d'effectuer une étude qualitative et quantitative réaliste de l'amplificateur distribué. Nous avons également utilisé un programme d'analyse de circuit, en l'occurrence, le logiciel SPICE 2 actuellement disponible à l'Université de Lille.

II.2 PRESENTATION DU LOGICIEL SPICE 2 ET MISE EN OEUVRE DE L'ETUDE.

Depuis plusieurs années, l'emploi des programmes de calcul de circuit s'est largement répandu. Ceux-ci permettent aux utilisateurs d'effectuer rapidement une simulation numérique sur ordinateur.

Les domaines d'applications sont nombreux ; ils couvrent en particulier tout le domaine de l'électronique et notamment la conception de circuits intégrés en microélectronique.

SPICE 2 est un programme général de simulation des systèmes électriques décrits par des équations intégro-différentielles. Ce programme a été développé à l'Université de Berkeley au U.S.A. La version de SPICE 2 dont nous disposons est celle de 1980, elle permet d'effectuer des simulations en régime statique, en régime sinusoïdal . petits signaux, en régime harmonique et impulsionnel petits signaux et en régime grands signaux.

Le programme nécessite une description nodale du circuit. Il est nécessaire de posséder les modèles de composants complexes tels que les diodes, les transistors etc... soit en les décrivant dans un sous-programme appelé "*macromodèle*", soit en puisant dans la bibliothèque propre au logiciel. On définit, ensuite, les signaux d'excitation appliqués à ce réseau ainsi que les simulations à effectuer (régimes continus, alternatifs transitoires...) sous certaines conditions de fonctionnement (gamme de fréquence, intervalles de temps, température ...) avant l'exécution du programme.

Grâce à ces deux méthodes d'analyse nous avons pu étudier les influences respectives des différents éléments du circuit (étude de sensibilité). En particulier, nous nous sommes intéressés aux éléments ommis dans l'étude

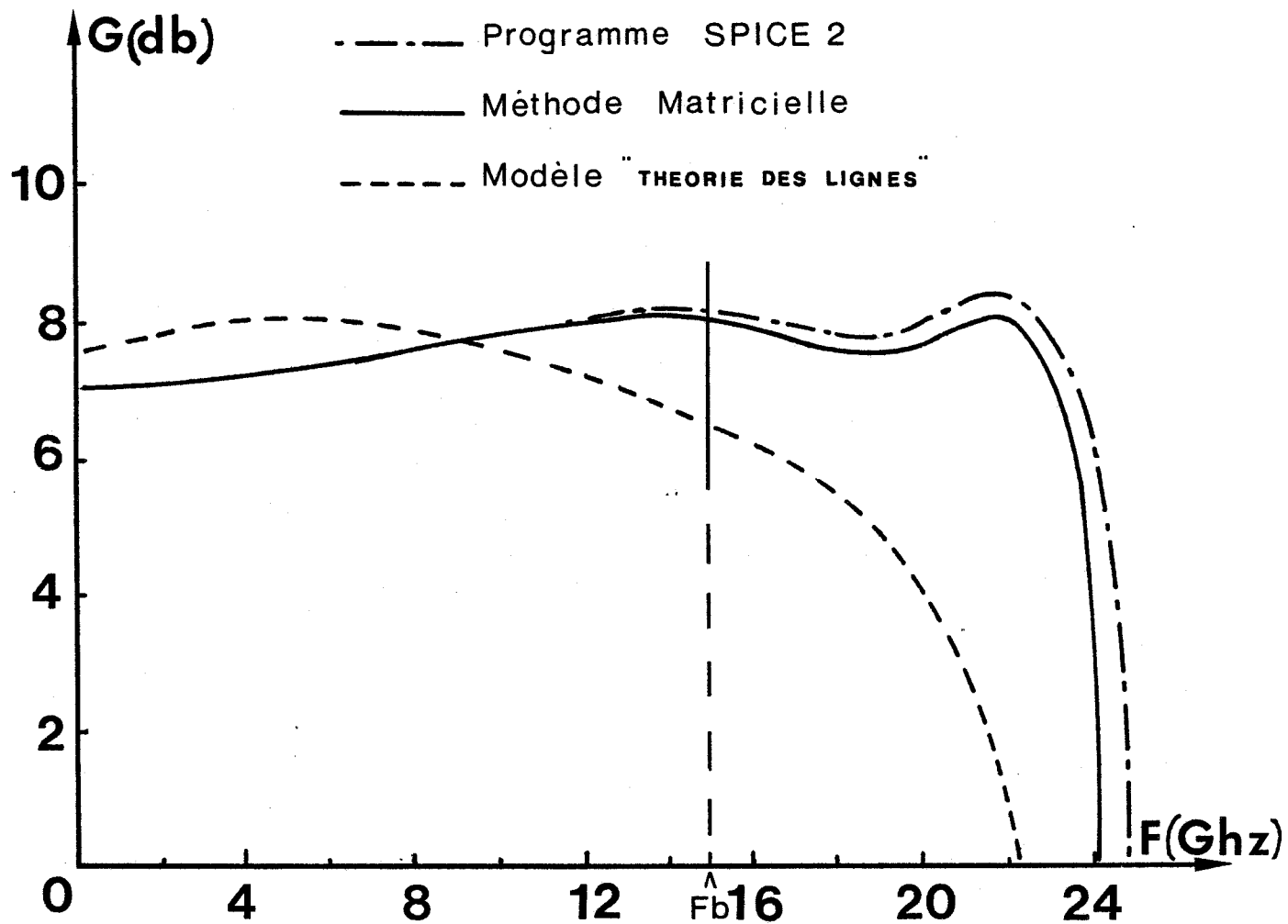


Figure II.3. Gain en puissance de l'amplificateur distribué, en fonction de la fréquence, obtenu à partir des trois modèles.

réalisée à partir de la "théorie des lignes". Nous simulerons, ensuite, le circuit complet de l'amplificateur distribué décrit précédemment.

II.3 EFFET DES DESADAPTATIONS AUX EXTREMITES DES LIGNES GRILLE ET DRAIN.

Pour évaluer l'importance des désadaptations aux extrémités des lignes grille et drain (phénomène négligé dans le modèle "théorie des lignes"), nous avons simulé le fonctionnement de l'amplificateur distribué en se servant du même modèle de transistor que celui utilisé dans le modèle "théorie des lignes", c'est à dire, en négligeant C_{gd} ($C_{gd} = 0$), voir tableau 1. Nous avons calculé le gain en transfert de puissance (G) de l'amplificateur distribué à partir de la méthode matricielle et du programme SPICE 2. Les résultats obtenus sont ensuite comparés au gain en transfert de puissance calculé à partir de la théorie des lignes.

La figure (II.3) illustre les évolutions du gain de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

Le premier enseignement que l'on peut déduire de ces courbes est que la désadaptation des lignes est très importante au voisinage de leur fréquence de coupure, mais que contrairement à ce que l'on pouvait craindre, l'effet sur le gain est bénéfique.

La seconde remarque, est que le critère défini au chapitre 1, fixant une fréquence limite F_b pour laquelle les désadaptations sont faibles, n'est pas mauvais en soi mais devient caduque. L'amélioration notable du gain en transfert de puissance en fin de bande est du au fait que, les courants générés à chaque étage ne se séparent pas en deux parties égales.

Les premiers résultats montrent les limites d'utilisation du modèle "théorie des lignes" développé dans le premier chapitre.

L'analyse matricielle et le programme de simulation SPICE 2 vont nous permettre maintenant d'analyser le fonctionnement de l'amplificateur distribué en tenant compte des éléments parasites qui sont :

- la capacité de couplage c_{gd}
- l'inductance de source L_s des TECs.

	Inductance de la ligne grille	Inductance de la ligne drain	capacité en parallèle sur Cds
AMPLI.	Lg .625 nH	Ld .625 nH	Ca .21 PF
TEC	ri 1.15 Ω	rg 3 Ω	rd 1.2 Ω

	résistance de charge	résistance aux extrémités		capacité: dé-couplage	
	rc	rg	r _{rd}	cg	cd
AMPLI.	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 PF	50 PF
TEC	rs 1.2 Ω	rds 277 Ω	cgs 25 PF	cds .04 PF	gm 40 ms

TABLEAU 1.

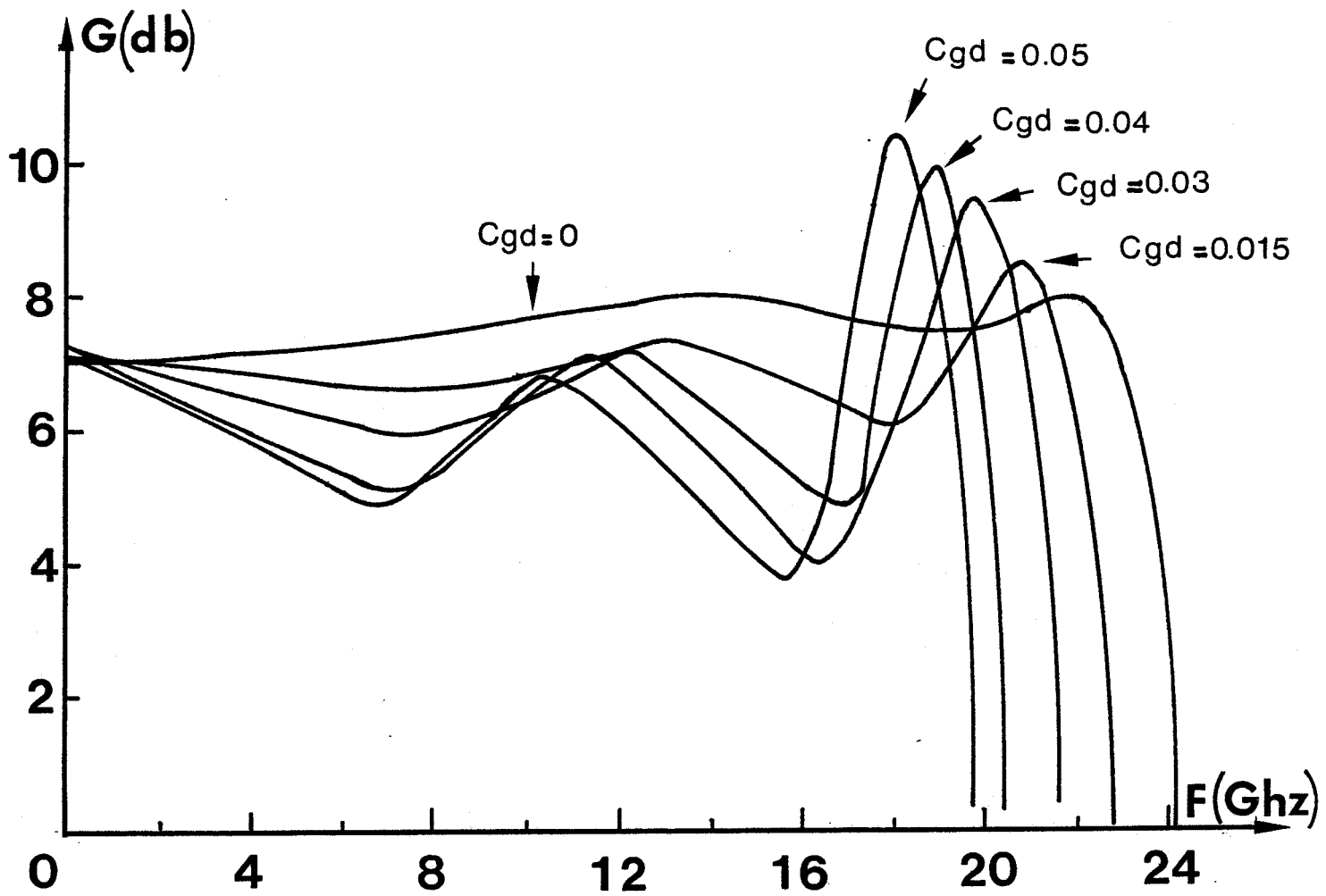


Figure II.4.A. Effet de C_{gd} (modèle matriciel), C_{gd} est exprimé en picofarads.

II.4 INFLUENCE DES PARAMETRES OMMIS DANS LE MODELE "théorie des lignes".

II.4.1 Influence de la capacité grille-drain (C_{gd}) des TECs.

La capacité grille-drain des transistors à effet de champ est due essentiellement aux lignes de champ se refermant dans l'air. Typiquement, cette capacité à une valeur de quelques centièmes de pico-farads.

L'effet parasite qu'elle engendre s'intensifie à mesure que la fréquence augmente. Il est donc nécessaire d'analyser la sensibilité de ce paramètre sur le comportement fréquentiel de l'amplificateur distribué.

Nous présentons sur les figures (II.4A) et (II.4B), l'évolution fréquentielle du gain en puissance de l'amplificateur distribué pour différentes valeurs de C_{gd} , calculée à partir de nos deux méthodes.

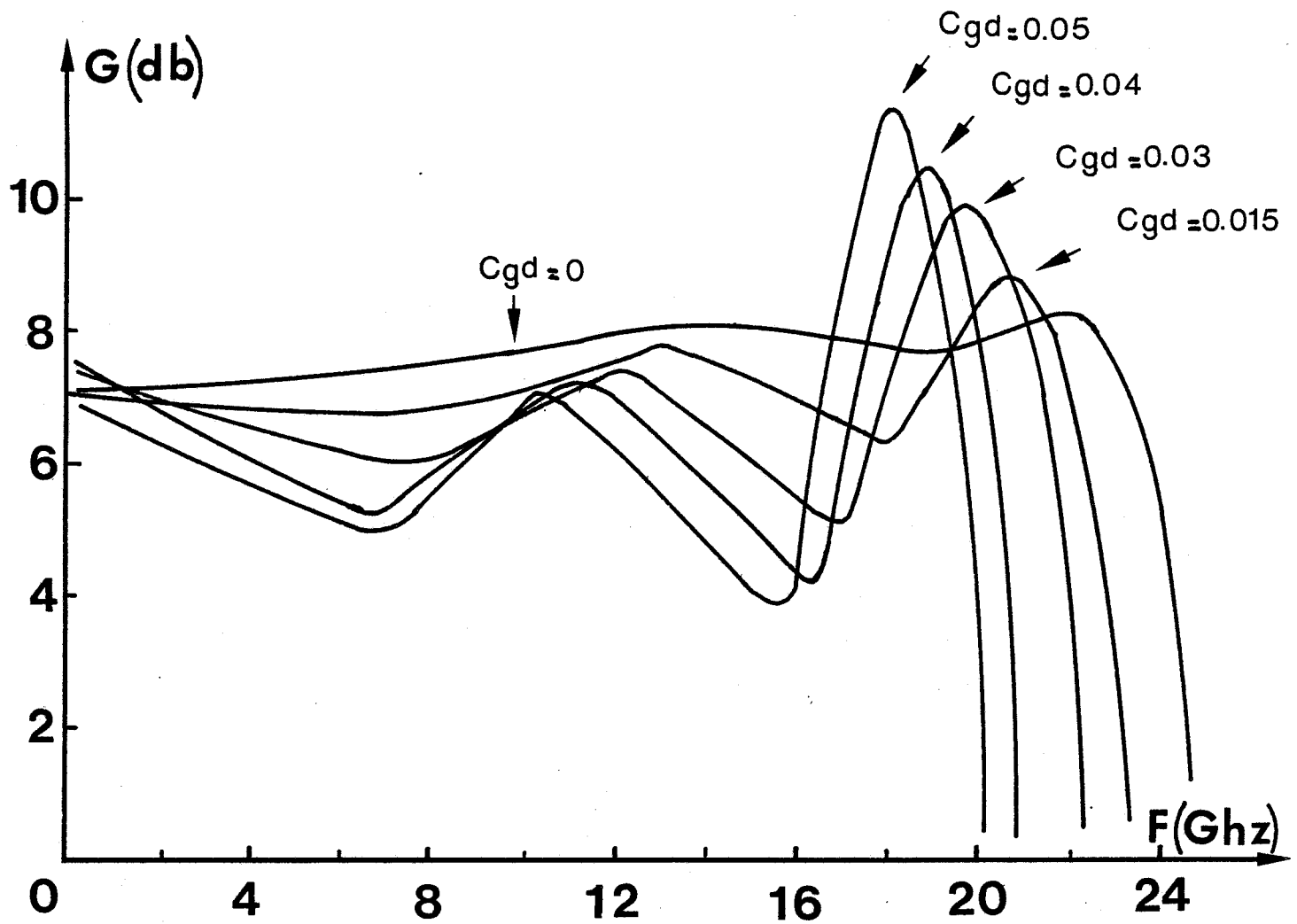
Nous remarquons que la capacité C_{gd} des TECs a une influence considérable sur la réponse de l'amplificateur, et ceci même en basses fréquences. Il subsiste une légère différence en hautes fréquences sur le gain entre les deux modèles : les fluctuations théoriques, en fin de bande de fréquence, sont plus faibles en utilisant le modèle analytique matriciel qu'avec le programme SPICE 2.

A la fin du chapitre 1, nous avons soulevé le problème posé par la capacité de couplage C_{gd} des transistors. En effet, cette capacité d'une part, engendre une contre-réaction sur l'entrée des TECs et, d'autre part, perturbe le phénomène de propagation le long des deux lignes de transmission.

Pour mieux comprendre le phénomène, nous avons tracé sur les figures (II.5A et II.5B) les évolutions des éléments de la matrice de dispersion [S], de l'amplificateur en fonction de la fréquence pour deux valeurs de C_{gd} : 0 PF et 0.04 PF.

Nous remarquons, que le paramètre S_{12} de l'amplificateur, qui caractérise la contre-réaction de la sortie sur l'entrée, se dégrade avec la fréquence très rapidement avec l'augmentation de C_{gd} .

Les paramètres S_{11} et S_{22} , qui représentent les désadaptations en entrée et sortie, deviennent également importants lorsque C_{gd} augmente.



*Figure II.4.B. Effet de C_{gd} (programme SPICE 2).
 C_{gd} est exprimé en picofarads.*

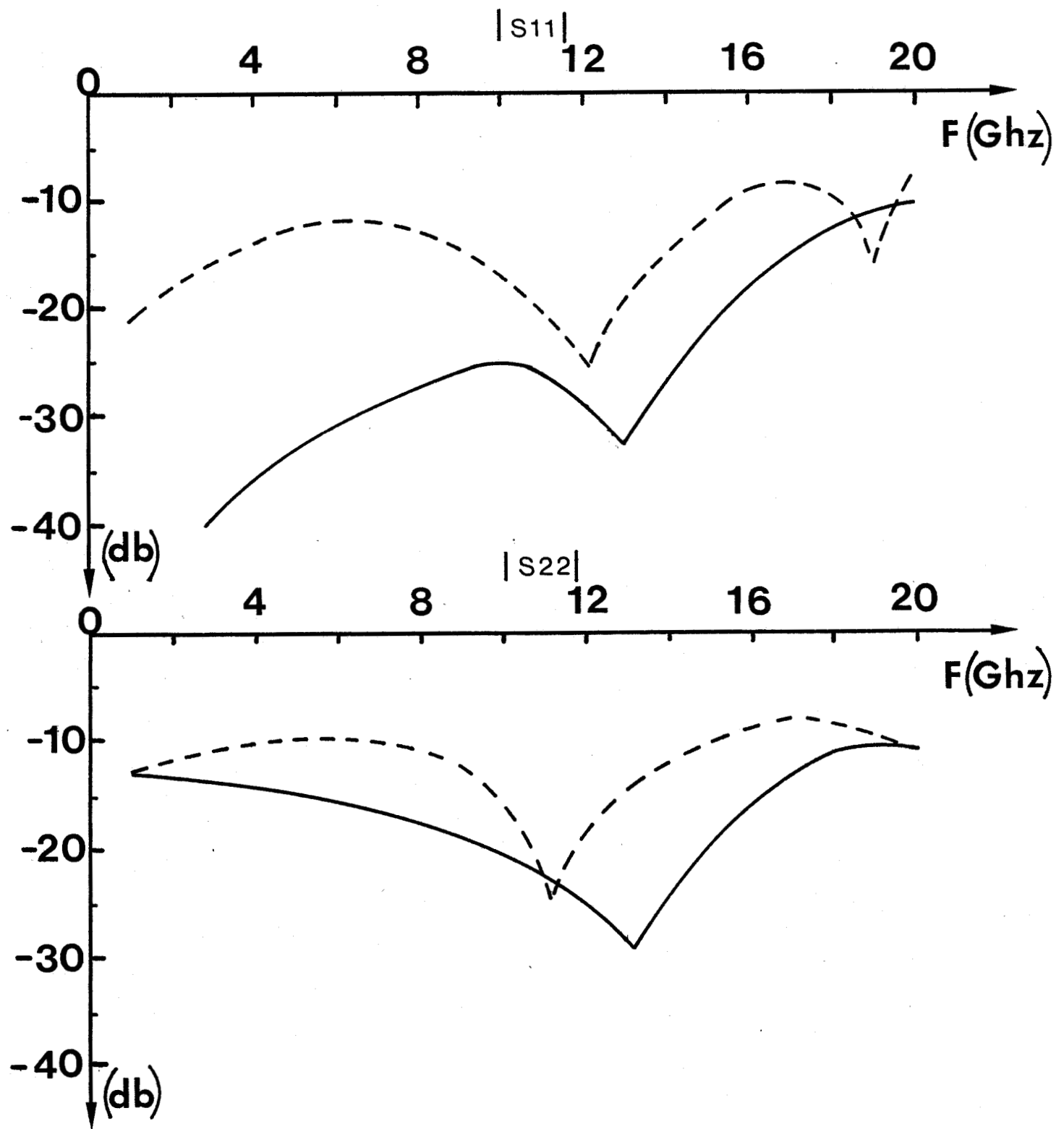


Figure II.5A. Evolutions des $|S_{11}|$ et $|S_{12}|$ en fonction de la fréquence pour $C_{gd} = 0$ PF (—) et $C_{gd} = 0.04$ PF (---).

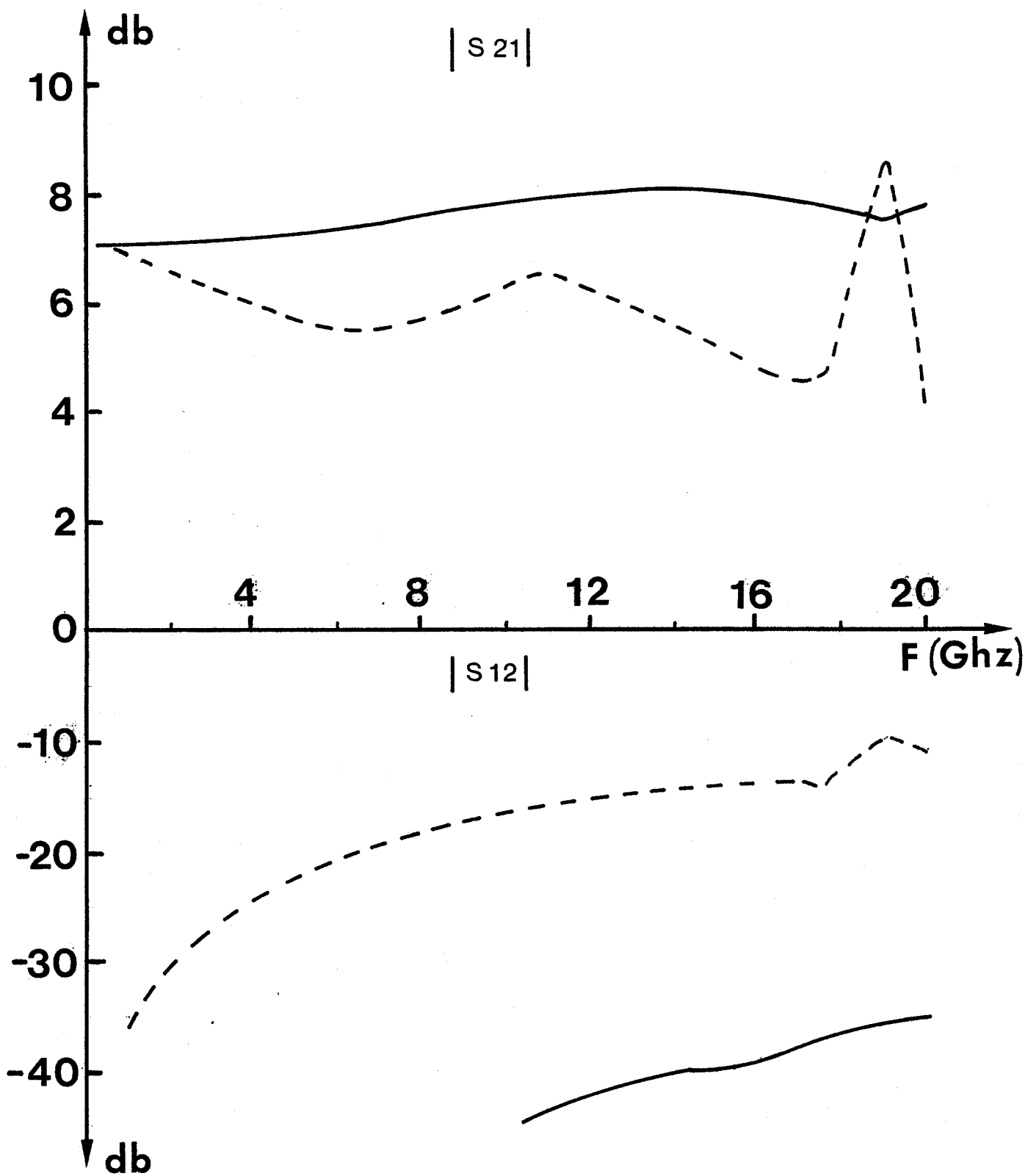


Figure II.5B. Evolutions de $|S_{21}|$ et $|S_{12}|$ en fonction de la fréquence pour $C_{gd} = 0$ PF (—) et $C_{gd} = 0.04$ PF (----).

L'effet le plus remarquable, est l'augmentation brutale du coefficient S_{21} en fin de bande de fréquence.

Ce phénomène, déjà observé par KOHN et LANDAUER [10], est propre à l'amplification distribuée ainsi qu'aux lignes actives couplées. Il peut être attribué à un transfert d'énergie de la ligne drain à la ligne grille (mode antisymétrique et mode symétrique dans le cas de lignes couplées par une capacité). Ce couplage se traduit par une injection en phase ou en opposition de phase, suivant la fréquence, des courants issus de la ligne drain et transitant par la capacité Cgd. Ces courants étant plus importants en hautes fréquences (diminution de l'impédance de la capacité) le phénomène s'accroît.

Nous allons maintenant étudier l'influence de l'inductance de source l_s des TECs sur le gain de l'amplificateur distribué.

II.4.2 Influence de l'inductance de source l_s .

L'un des problèmes dans l'utilisation des transistors à effet de champ et dans la conception des circuits intégrés est de minimiser les inductances parasites dues aux connexions ou à la mise à la masse de certaines parties de composants.

En amplification distribuée, on peut inclure les inductances de connexions de drain et de grille dans le réseau passif ; elles ne constituent pas, à proprement parlé des éléments parasites. Il reste donc à étudier dans quelles mesures l'inductance de source peut compromettre le fonctionnement d'un amplificateur distribué, sachant qu'elle limite les performances des TECs en hautes fréquences.

La figure (II.6), (programme SPICE 2 et le modèle matriciel), représente les évolutions du gain en transfert de puissance de l'amplificateur pour les cas où l'inductance de source est successivement nulle, égale à 0,05 nH et 0,1 nH.

Nous remarquons, comme prévu, que cette inductance dégrade fortement les performances du composant en haute fréquence. Ce paramètre conditionnant le comportement fréquentiel de l'amplificateur. Il sera nécessaire de le minimiser, ou, tout au moins, de connaître une bonne estimation de sa valeur.

.../...

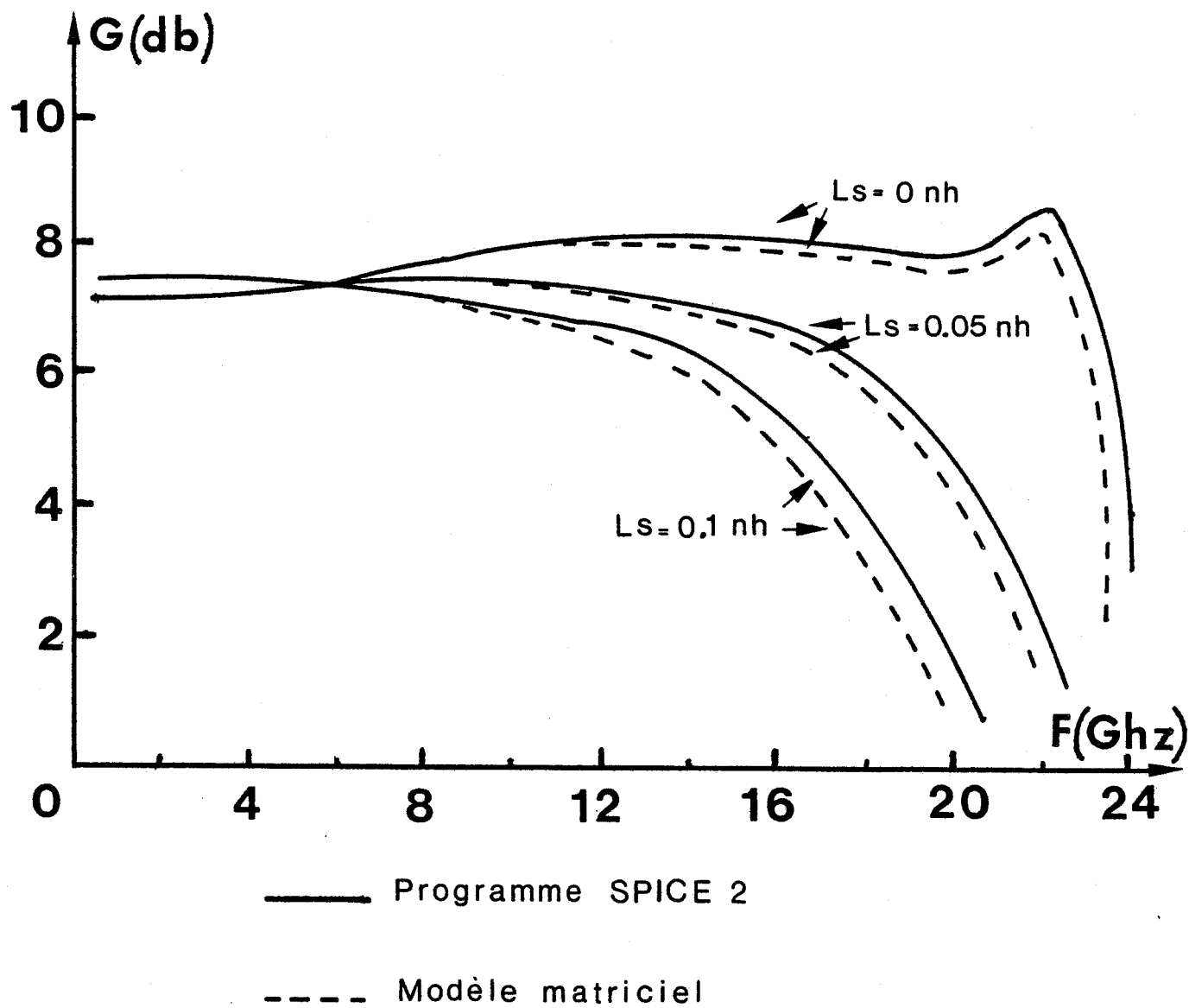


Figure II.6 .

Influence de l'inductance de source " l_s ".

	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain			capacité d'appoint	
	Lg		Ld			CA	
AMPLI.	0.625 nH		0.625nH			0.21 PF	
TEC	lg	rg	ls	rs	ld	rd	ri
	.05 nH	3 Ω	.05nH	1.2 Ω	.05 nH	1.2Ω	1.15Ω

	Résistance de charge	Résistances aux extrémités		Capacités de découplage	
	Rc	Rg	Rd	Cg	Cd
AMPLI.	50 Ω	50 Ω	50 Ω	50 PF	50 PF
TEC	rds	Ggs	Cds	cgd	gm _o
	277Ω	0.25 PF	0.04 PF	0.05 PF	40 ms

Tableau 2.

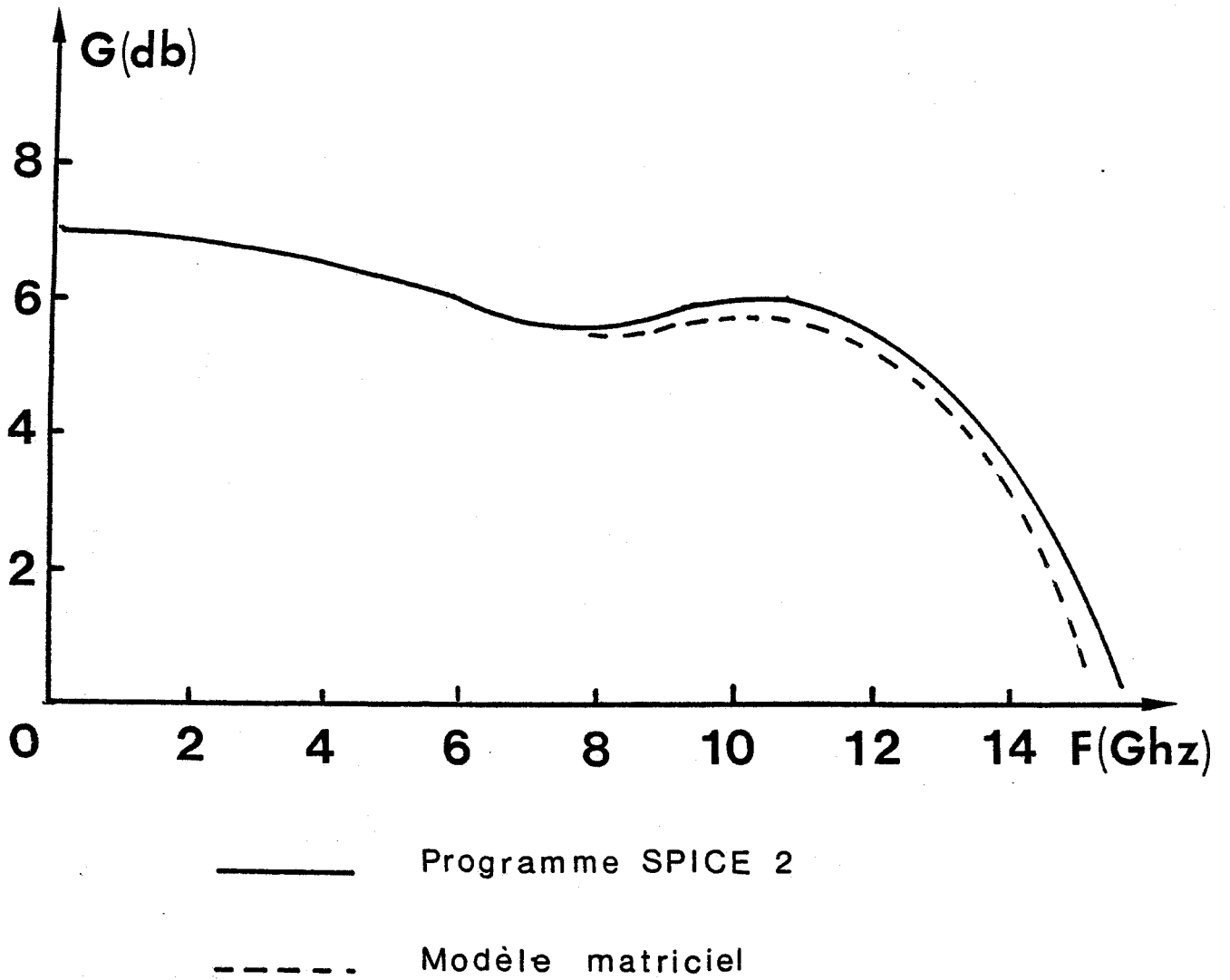


Figure II.7. Evolution du gain en transfert de puissance d'un amplificateur distribué en fonction de la fréquence.

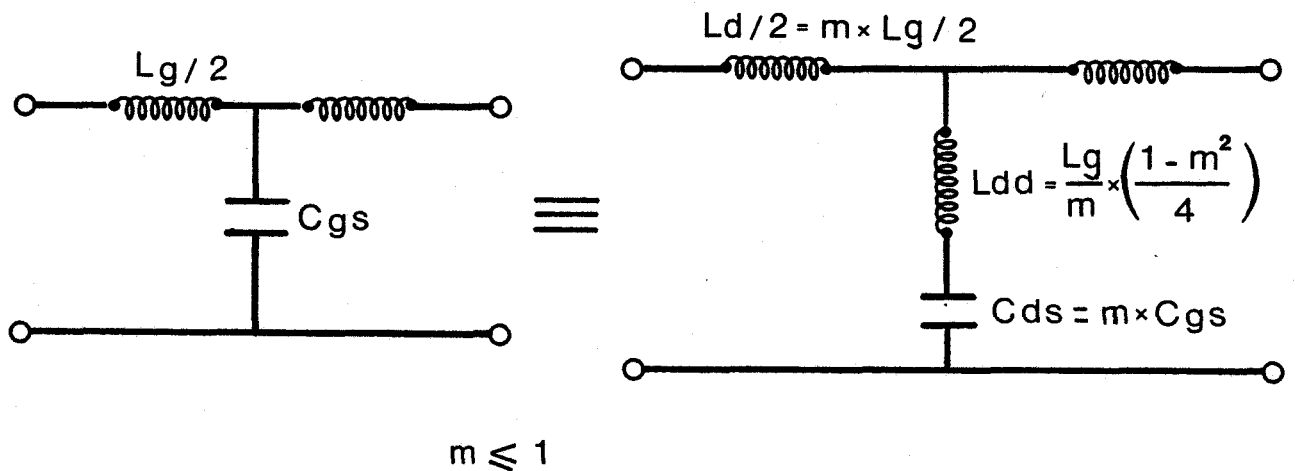
La figure (II.7) montre l'évolution fréquentielle du gain en transfert de puissance d'un amplificateur distribué contenant tous ses éléments parasites. Les valeurs de tous les éléments le constituant sont regroupées dans le tableau II.

On remarque que les éléments parasites ont une influence dramatique sur les performances en bande passante de l'amplificateur. La progression constante de la technologie nous permettra de minimiser ces éléments afin d'obtenir de meilleurs résultats. Les chercheurs de chez RAYTHEON [11] ont utilisé une structure quelque peu différente qui consiste à introduire une inductance en série dans le drain des TECs. Nous allons étudier comment cette structure permet d'améliorer les caractéristiques de l'amplificateur.

II.5 INTRODUCTION D'UNE INDUCTANCE DANS LE DRAIN.

Jusqu'à présent, nous avons étudié le cas de lignes de transmission du type "filtres passe-bas L-c" composées d'éléments localisés. Sur la ligne drain, nous avons introduit une capacité d'appoint pour réaliser l'égalité des vitesses de phase. Les résultats obtenus par cette technique ont été présentés sur la figure (II.7).

A partir d'un filtre passe-bas L-c, d'impédance caractéristique Z_c et de fréquence de coupure f_c , on peut obtenir un filtre d'impédance caractéristique et de fréquence de coupure identiques en utilisant la transformation suivante :



AMPLI.	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain		Inductance dans le drain	
	Lg 0. 625 nH		Ld 0,82 nH		Ldd 0,25 nH	
TEC	g	rg	s	rs	d	rd
	.05 nH	3 Ω	.05 nH	1.2 Ω	.05 nH	1.2 Ω

AMPLI.	Résistance de charge		Résistances aux extrémités		Capacités de découplage	
	R _c 50 Ω		R _g 50 Ω	R _d 50 Ω	C _g 50 PF	C _d 50 PF
TEC	ri	rds	cgs	cds	cgd	g _{mo}
	1.15 Ω	277 Ω	0,25 PF	0,08 PF	0,05 PF	40 mS

Tableau 3.

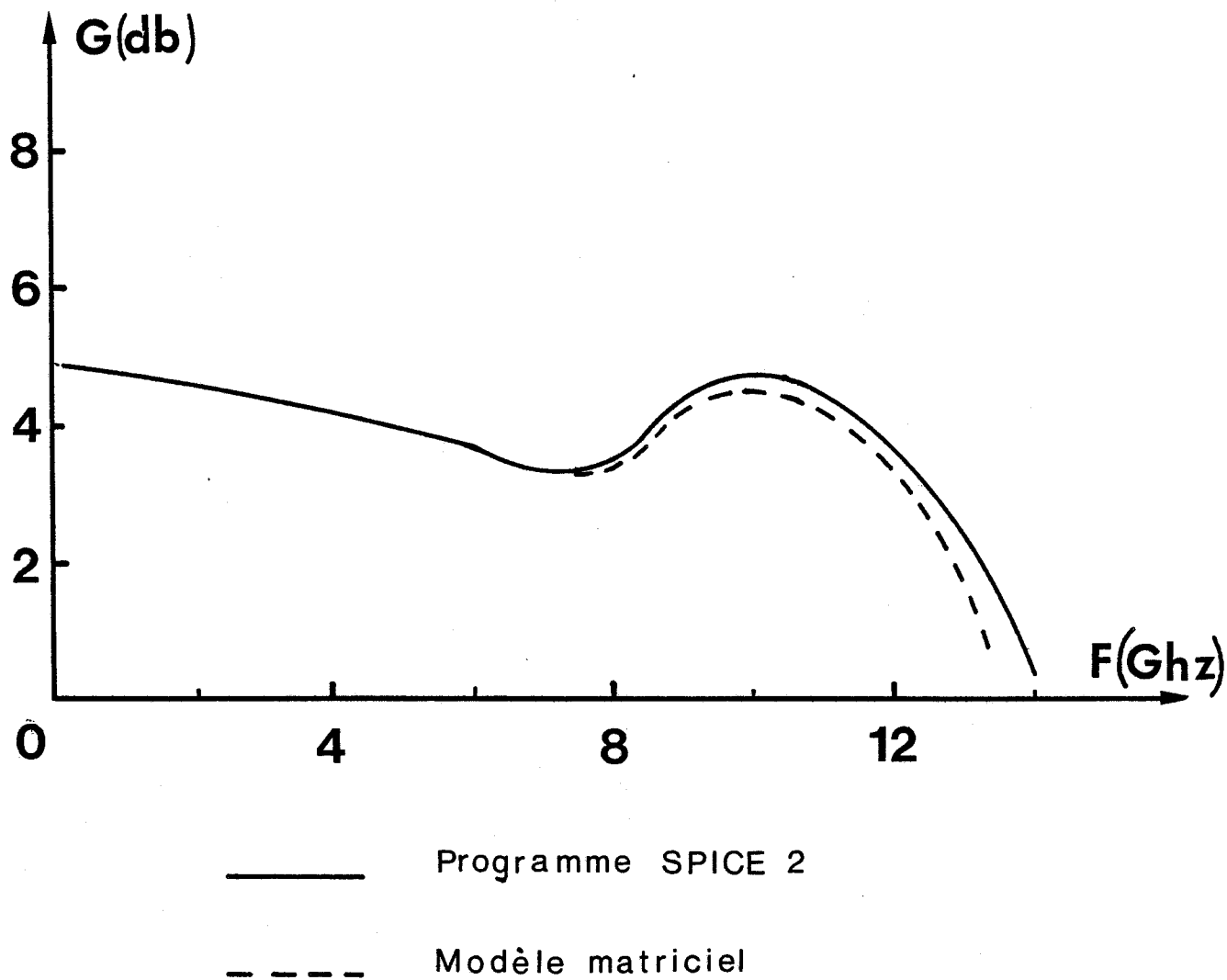


Figure II.8. Gain en transfert de puissance d'un amplificateur distribué utilisant une structure dérivée d'un filtre elliptique.

Le filtre obtenu est un filtre dit "*Elliptique*" connu également sous le nom de filtre de ZOBEL [12]. L'utilisation de cette ligne de transmission est très séduisante car elle permet d'inclure directement l'inductance parasite de drain et surtout, ne nécessite plus la mise en place d'une capacité d'appoint.

Nous avons étudié le comportement fréquentiel du gain d'un amplificateur distribué utilisant cette dernière structure. Le résultat de la simulation est présenté sur la figure (II.8).

Nous remarquons que, contrairement à nos prévisions, le gain de l'amplificateur se dégrade fortement. Ce phénomène s'explique simplement en comparant le diagramme de dispersion des deux lignes de transmission ci-dessus, figure (II.9). Nous observons, en effet, que les vitesses de phase sur les deux lignes sont très différentes et ne peuvent contribuer à un fonctionnement correct de l'amplificateur.

Néanmoins, il est possible d'obtenir une nette amélioration des performances du dispositif en utilisant la structure "*elliptique*" en choisissant judicieusement les valeurs des inductances L_d et L_{dd} .

Ce choix consiste à égaler la vitesse de phase de la ligne drain à celle de la ligne grille. Dans ce cas, le critère d'une réalisation d'une impédance caractéristique de 50Ω sur la ligne drain n'est plus primordial.

La figure (II.10) montre l'évolution fréquentielle du gain en transfert de puissance d'un amplificateur dont ces éléments constitutifs ont leur valeur définie dans le tableau III.

Nous avons représenté sur la figure (II.11) le gain du dispositif pour les trois structures suivantes :

- a) Structure classique du type L-C avec une capacité d'appoint
(Structure A).
- b) Structure utilisant directement une transformation aboutissant à un filtre "*elliptique*".
(Structure B).

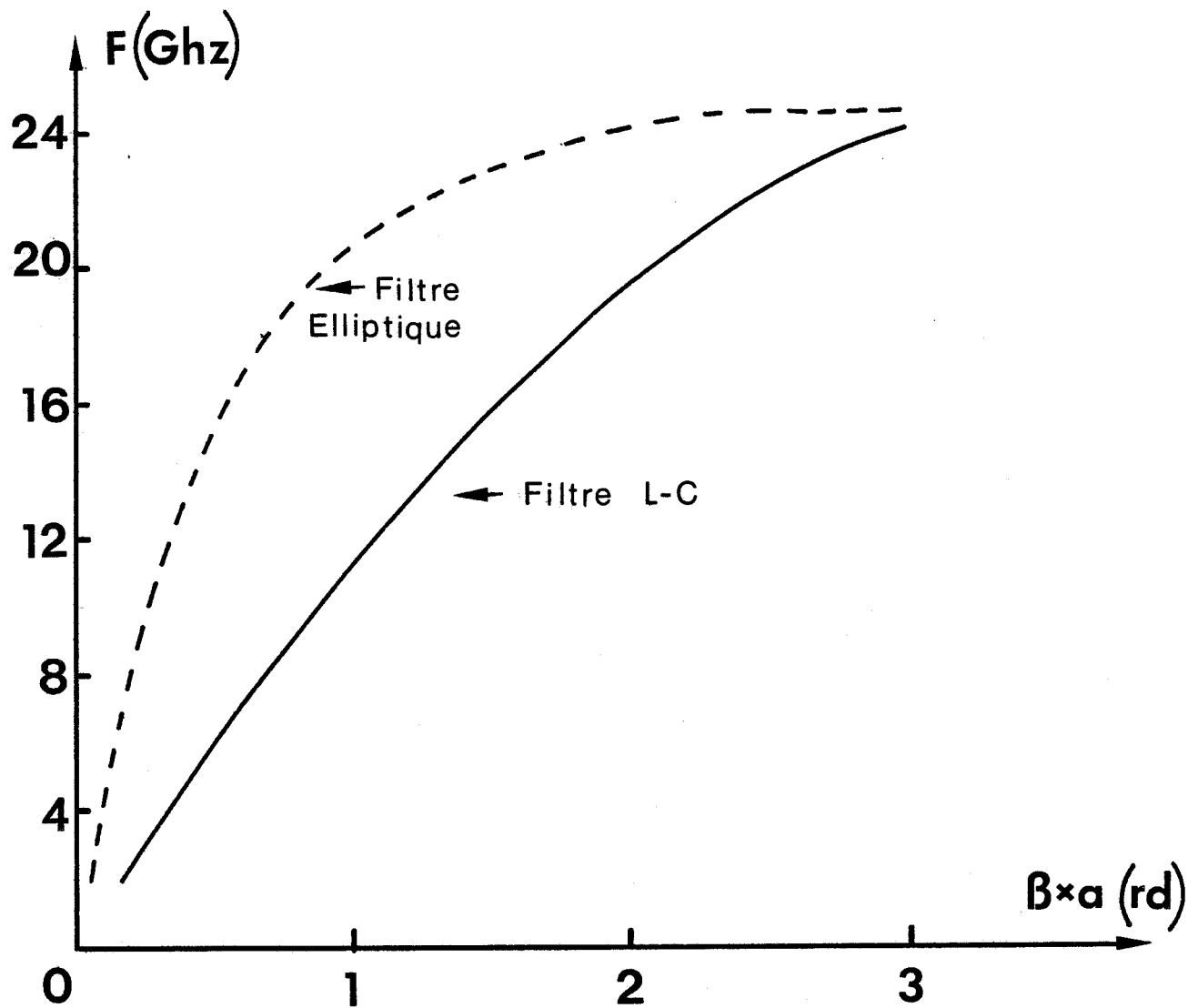


Figure II.9. Diagramme de dispersion d'un filtre LC classique et d'un filtre "elliptique" de fréquence de coupure et impédance caractéristique identiques.

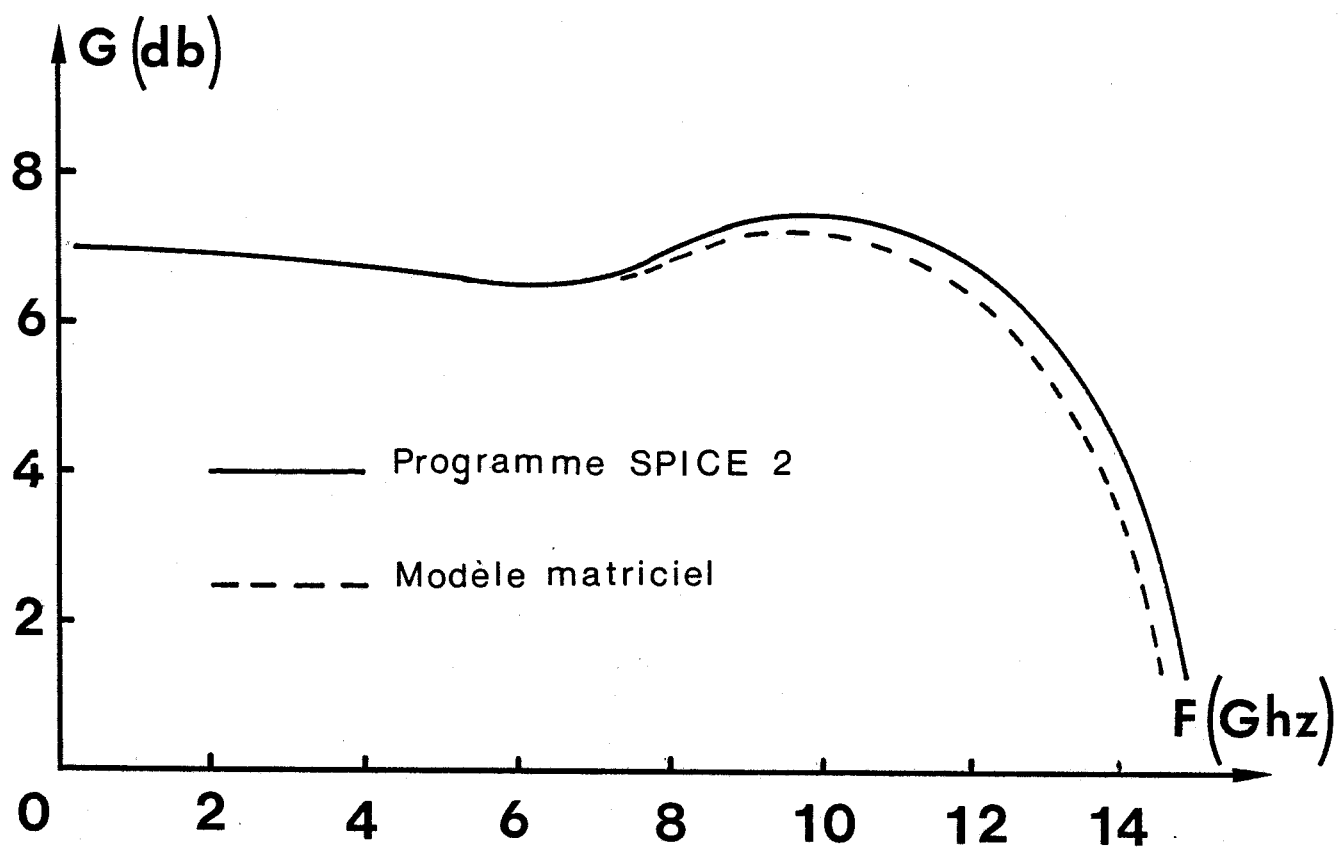


Figure II.10. Gain d'un amplificateur distribué en fonction de la fréquence dont les valeurs constitutives sont celles du tableau 3.

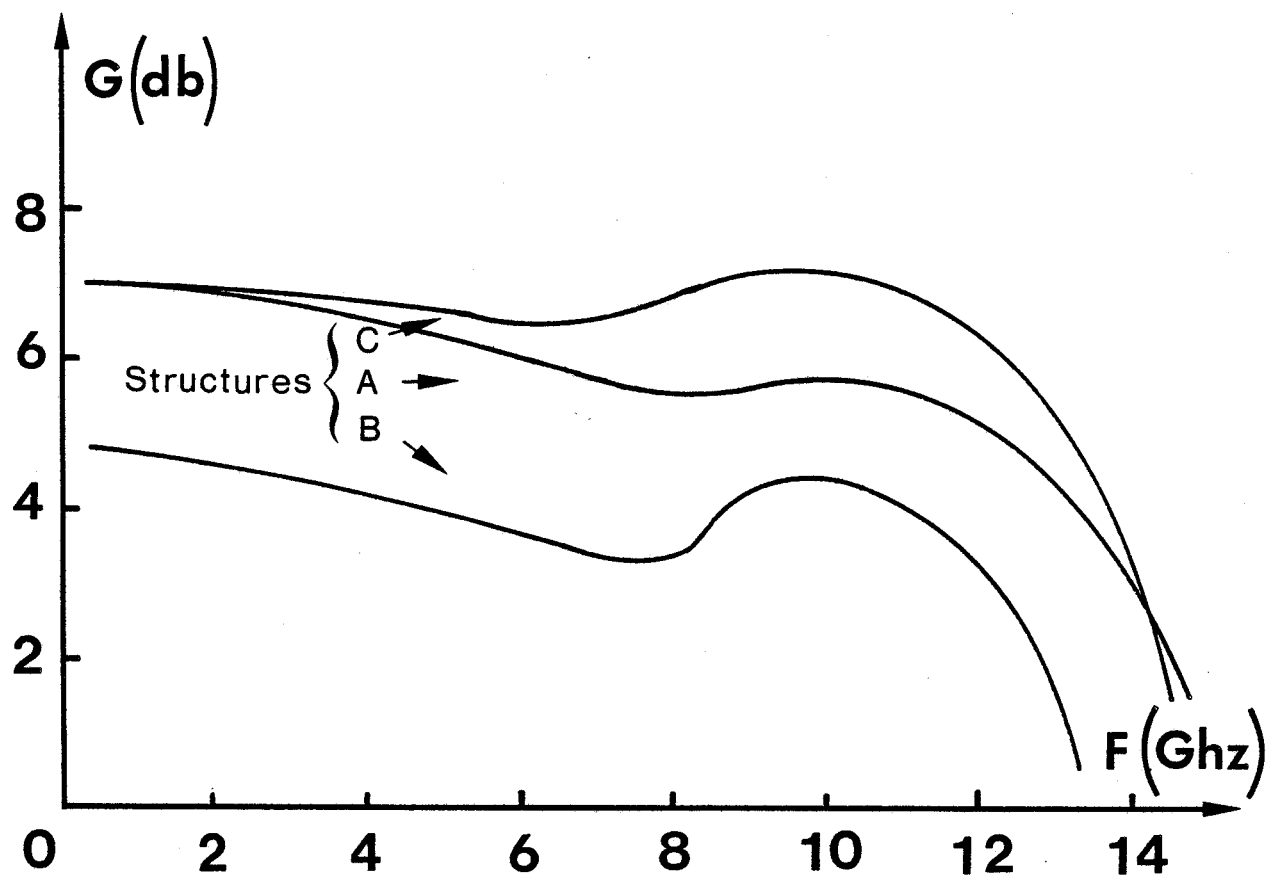
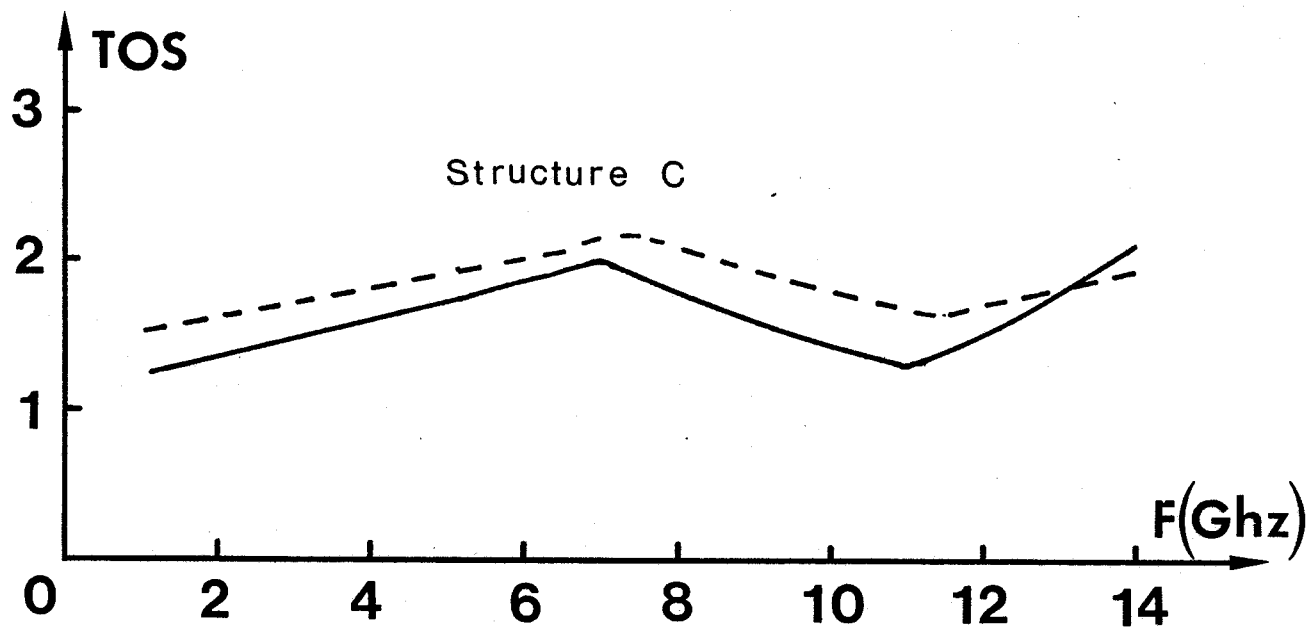
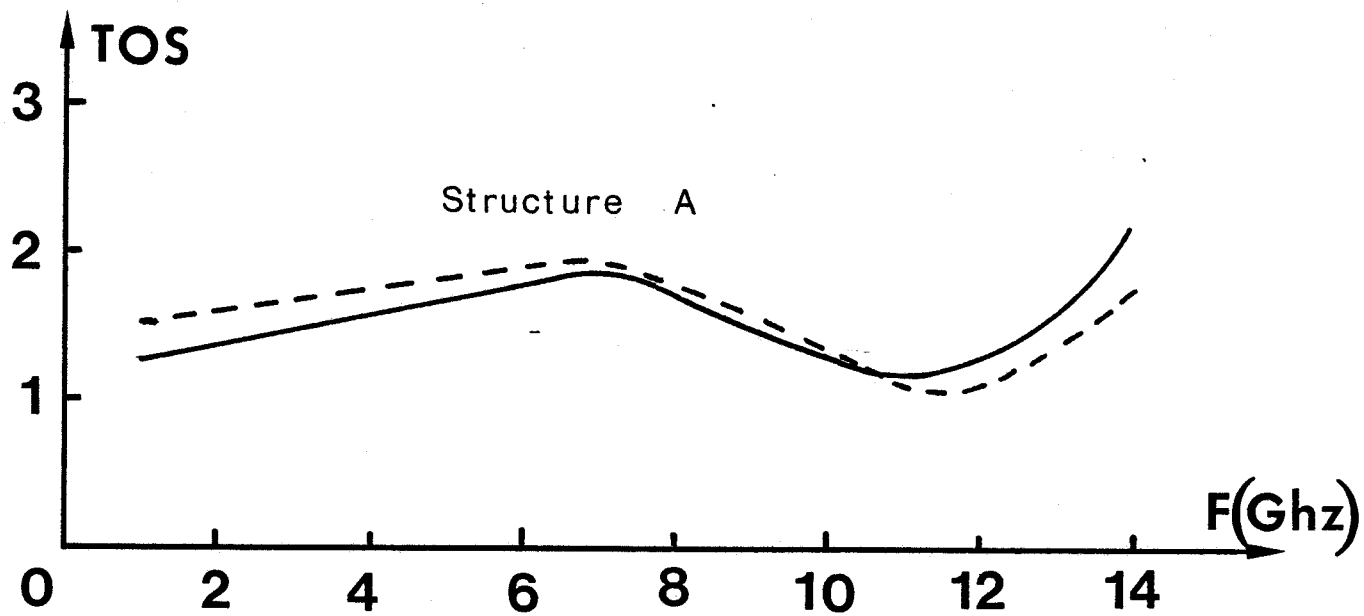


Figure II.11. Gain en transfert de puissance des amplificateurs distribués (A, B, C). (Modèle analytique matriciel).



— TOS d'entrée
 - - - TOS de sortie

Figure II.12. T.O.S. d'entrées et de sorties des amplificateurs A et C.

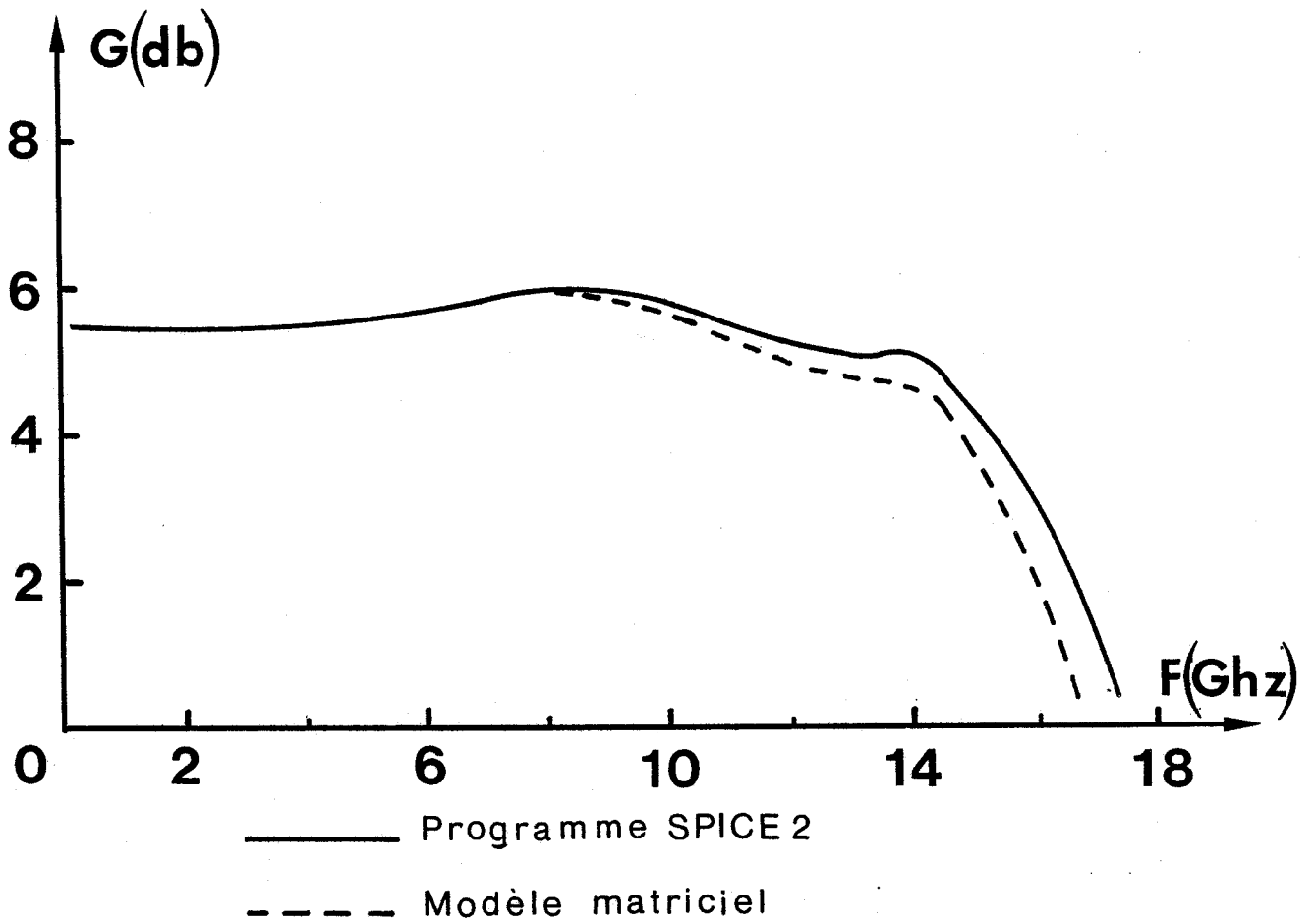


Figure II.13. Gain en transfert de puissance d'un amplificateur distribué constitué de cinq transistors BLX2 du LEP.

	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain		Inductance dans le drain	
	Lg		Ld		Ldd	
AMPLI.	0,6 nH		0,7		0,35 nH	
	ls	rg	ls	rs	ld	rd
TEC	0,05 nH	3 Ω	.05 nH	2.2 Ω	.05 nH	2.2 Ω

	Résistance de charge		Résistances aux extrémités		Capacités, dé-couplage	
	Rc		Rg	Rd	cf	cd
AMPLI.	50 Ω		50 Ω	50 Ω	50 PF	50 PF
	ri	rds	cgs	cds	cgd	g _{mo}
TEC	2 Ω	400 Ω	0,21 PF	0,06 PF	0,03 PF	20 mS

Tableau 4.

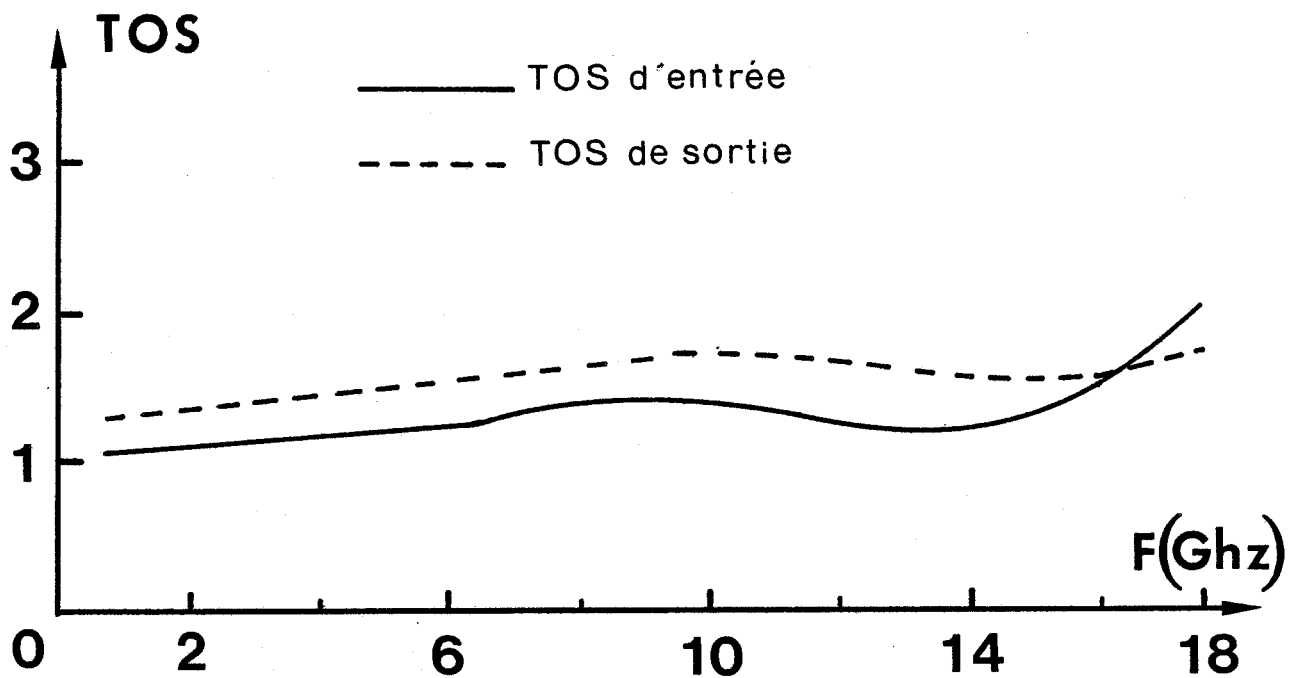


Figure II.14. Evolution des TOS d'entrée et de sortie, d'un amplificateur constitué de cinq TECs BLX2, en fonction de la fréquence.

Nous résumons dans le tableau 4 les éléments constitutifs de cet amplificateur.

Il est donc possible d'obtenir un gain en transfert de puissance de $5.5 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$ jusque 15 GHZ.

La figure (II.14) représente le TOS d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Nous avons, dans ce chapitre, effectué une étude de sensibilité sur le gain de l'amplificateur distribué. Il est apparu que les éléments les plus sensibles sont la capacité grille drain C_{gd} des TECs, l'inductance de source L_s , et la résistance de grille r_g .

Ces éléments limitent fortement le fonctionnement de l'amplificateur. Nous avons également montré comment la modification de la ligne drain pouvait améliorer les caractéristiques de l'amplificateur. Cette étude nous a permis de définir les performances optimales que l'on peut obtenir avec deux types de transistors.

A partir de ces considérations, nous avons réalisé plusieurs amplificateurs distribués. Les problèmes liés à leur réalisation ainsi que la mesure de leurs performances sont développés dans le chapitre suivant.

RÉALISATIONS TECHNOLOGIQUES

ET

RELEVÉS EXPÉRIMENTAUX

- * -

La technologie planar, développée par FAIRCHILD il y a dix ans environ, a permis de réaliser des composants de plus en plus petits. Cette technologie permet une fiabilité accrue dans les réalisations à semi-conducteurs et une réduction des coûts due à une production de masse. Il est possible de fabriquer plusieurs composants sur un même substrat et de les interconnecter pour former des circuits intégrés.

Actuellement, il existe deux types d'intégration des circuits :
l'intégration monolithique et l'intégration hybride.

La première consiste à réaliser sur le même substrat et pendant la même phase technologique, les composants actifs et les composants passifs nécessaires à la conception du circuit. Cette solution paraît très séduisante, puisqu'elle permet de miniaturiser le circuit et d'en réaliser un grand nombre sur une même plaquette. Mais elle s'accompagne de certains inconvénients : d'une part, le matériel technologique nécessaire est extrêmement coûteux, d'autre part, le prix d'une plaquette de semi-conducteur est tel qu'il faut être capable de garantir à priori le succès du composant en se reposant entre autre sur une grande expérience dans le domaine que, pour notre part, nous n'avons pas.

Le second type d'intégration, est l'intégration hybride. Cette méthode couramment employée, consiste, non plus à réaliser tous les éléments sur un même substrat, mais, à reporter les éléments actifs (transistors, diodes...) sur le circuit comportant déjà les éléments passifs. Cette technique ne permet pas une miniaturisation aussi poussée qu'en intégration monolithique puisqu'elle nécessite des connexions extérieures.

Mais l'intégration hybride présente des avantages. D'une part, sa mise en oeuvre est plus aisée, et, d'autre part, elle permet de réaliser des maquettes dans un délai rapide.

.../...

Nous avons réalisé plusieurs amplificateurs distribués en technologie hybride pour étudier la faisabilité du dispositif. L'intégration monolithique du système, réalisée au sein de la centrale de technologie du C.H.S, constituera l'étape ultérieure.

III.1 ELEMENTS LOCALISES.

L'utilisation d'éléments localisés (inductances et capacités) s'est nettement répandue avec le développement des circuits intégrés microondes [15], et en particulier pour des applications à large bande de fréquence [16].

De nombreux travaux, concernant la caractérisation théorique et expérimentale de ces composants, ont été publiés [17], [18], [19]. Cependant, la conception de ces éléments est basée sur des formules empiriques, qui compte tenu des éléments parasites, sont loin d'être exhaustives.

A partir d'expressions analytiques, nous avons réalisé puis expérimenté des éléments localisés. Les résultats de la caractérisation permettent de mieux cerner les problèmes liés à ces éléments localisés et notamment d'en préciser leur valeur.

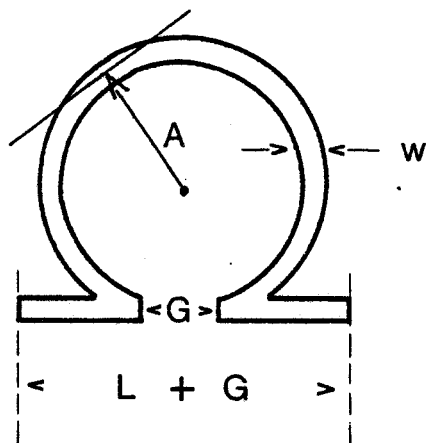
Cette démarche est nécessaire pour la constitution de l'amplificateur distribué.

III.1.1 Inductance Oméga et inductance carrée.

Les inductances localisées peuvent être constituées de la partie réactive de l'impédance distribuée le long d'une ligne de transmission.

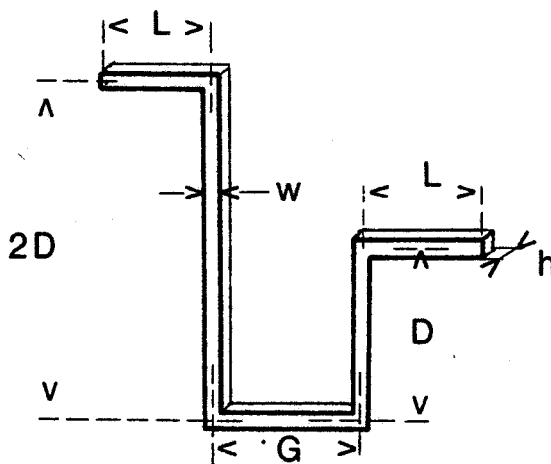
Une autre manière de considérer ces inductances est d'utiliser le couplage mutuel entre les segments de lignes ou entre spires métalliques. Ces inductances ont alors la configuration suivante :

.../...



$$L(nh) = 2L[\text{Log}_e \left(\frac{2\pi L}{W+h} \right) - 1 + \frac{W}{L\pi}] + 12.57 a [\text{Log}_e \left(\frac{8\pi a}{W} \right) - 2] \left[1 - \frac{1}{\pi} \text{arc sin} \left(\frac{g}{2a} \right) \right]$$

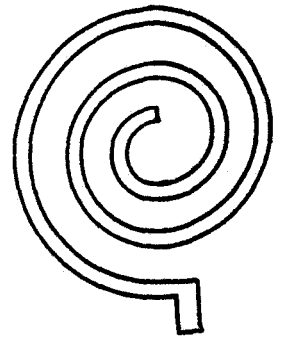
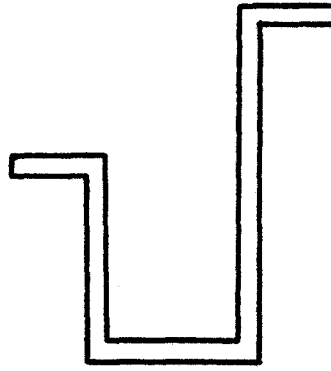
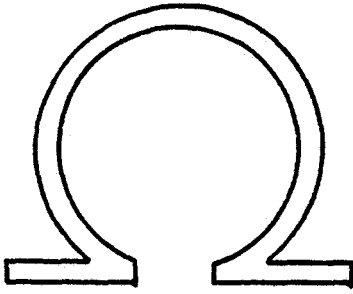
Figure III.1.A. Inductance Oméga et sa formule analytique.



$$L(mh) = n_1 2l [\text{Log}_e \left(\frac{2\pi l}{W+h} \right) - 1 + \frac{W}{L\pi}] + n_2 2d [\text{Log}_e \left(\frac{2\pi d}{W+h} \right) - 1 + \frac{W}{d\pi}] + n_3 2g [\text{Log}_e \left(\frac{2\pi g}{W+h} \right) - 1 + \frac{W}{g\pi}]$$

n_1, n_2, n_3 représentent le nombre de lignes inductives ($n_1=2, n_2=3, n_3=1$ dans le cas de la figure ci-dessus). Cette expression est valable quand $g \geq 3W$.

Figure III.1.B. Inductance en méandres et sa formule analytique.



Inductance Oméga

Inductance en méandres

Inductance en spirale

Pour éviter les effets de distribution, il est nécessaire que les dimensions de ces éléments ne deviennent pas supérieure à $\lambda g/20$.

Les inductances Oméga et en méandres se réalisent à l'aide d'un seul niveau de métallisation, elles sont généralement utilisées pour obtenir des inductances dont les valeurs sont comprises entre 0,1 nh et 2 nh dans les bandes X et KU [17]. Les inductances en spirales nécessitent soit une connexion supplémentaire, soit un second niveau de métallisation (ponts à air). Elles sont employées pour des inductances de valeurs élevées, (typiquement de 2 à 20 nh) [19], [20].

Avant d'utiliser ces éléments localisés, nous avons réalisé plusieurs types d'inductances ayant des structures du type Oméga et méandres. La comparaison des résultats de la caractérisation haute fréquence entre les deux structures permet de définir le comportement réel des inductances par rapport aux approches théoriques existantes.

L'expression analytique d'une inductance Oméga, figure (III.1A), est donnée par la relation suivante : [21], [22], [23].

$$L(\text{nh}) = 2\ell \left[\text{Log}\left(\frac{2\pi\ell}{w+h}\right) - 1 + \frac{w}{\ell\pi} \right] + 12.57 a \left[\log\left(\frac{8\pi a}{w}\right) - 2 \right] \left[1 - \frac{1}{\pi} \arcsin\left(\frac{g}{2a}\right) \right] \quad (1)$$

Les paramètres, dans l'expression (1) ci-dessus, sont exprimés en centimètres.

En ce qui concerne l'inductance en méandres, nous avons calculé sa valeur en la considérant comme une succession de lignes inductives indépendantes. La figure (II.1B) montre comment est définie la valeur d'une inductance en méandre.

Ces inductances sont réalisées sur un substrat d'alumine de permittivité relative $\epsilon_r = 9.6$ d'épaisseur $t = 0,635$ mm.

Le tableau suivant présente les caractéristiques géométriques des inductances réalisées, ainsi que leur valeur calculée à partir des expressions analytiques définies ci-dessus.

	Inductances Oméga	Inductances en méandres
valeurs théoriques (nh)	LA = 1,01	LB = 1,02
paramètres géométriques (μm)	a = 200	ℓ = 160
	w = 40	w = 50
	g = 133	g = 160
	ℓ = 560	h = 5
	h = 5	d = 160

Afin de tester la validité de ces expressions, nous avons effectué la mesure à l'analyseur de réseau des paramètres S_{ij} des inductances ainsi réalisées

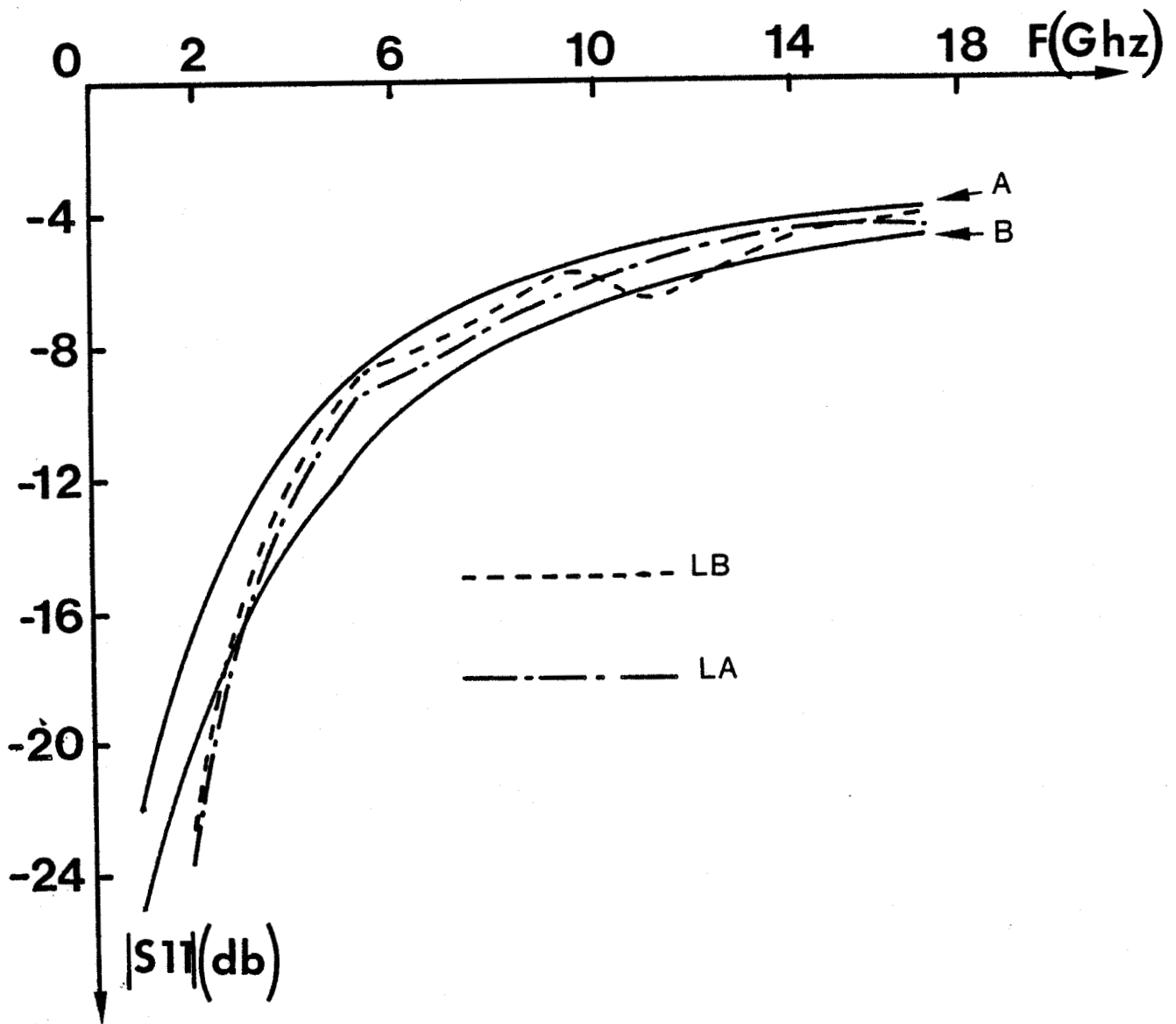
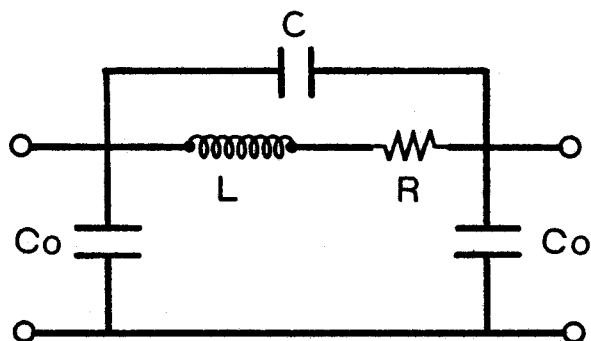


Figure III.2. Evolution du module du coefficient de réflexion des inductances LA et LB ainsi que des schémas a et b en fonction de la fréquence.

La figure (III.2) représente l'évolution du module du coefficient de réflexion (S_{11}) des inductances LA et LB en fonction de la fréquence. La figure (III.3) représente la phase de ce coefficient de réflexion. Les évolutions du module et de la phase du coefficient de transmission (S_{21}) de ces inductances sont représentées sur les figures (III.4) et (III.5).

Nous remarquons qu'il est difficile de leur donner une valeur précise. La méthode la plus classique consiste à élaborer un modèle théorique dont les évolutions sont sensiblement les mêmes que celles du composant étudié.

Le circuit équivalent d'une inductance est représenté par un quadripôle en "Pi" dont la structure est la suivante [24] :



- c_o représente la capacité parasite due à la présence du plan de masse,
- c , la capacité due au gap entre les bras de l'inductance.
- r , représente les pertes métalliques dans le ruban.

Pour effectuer la comparaison avec les mesures, nous avons représenté sur les figures précédentes les courbes théoriques des coefficients de réflexion et de transmission des quadripôles suivant :

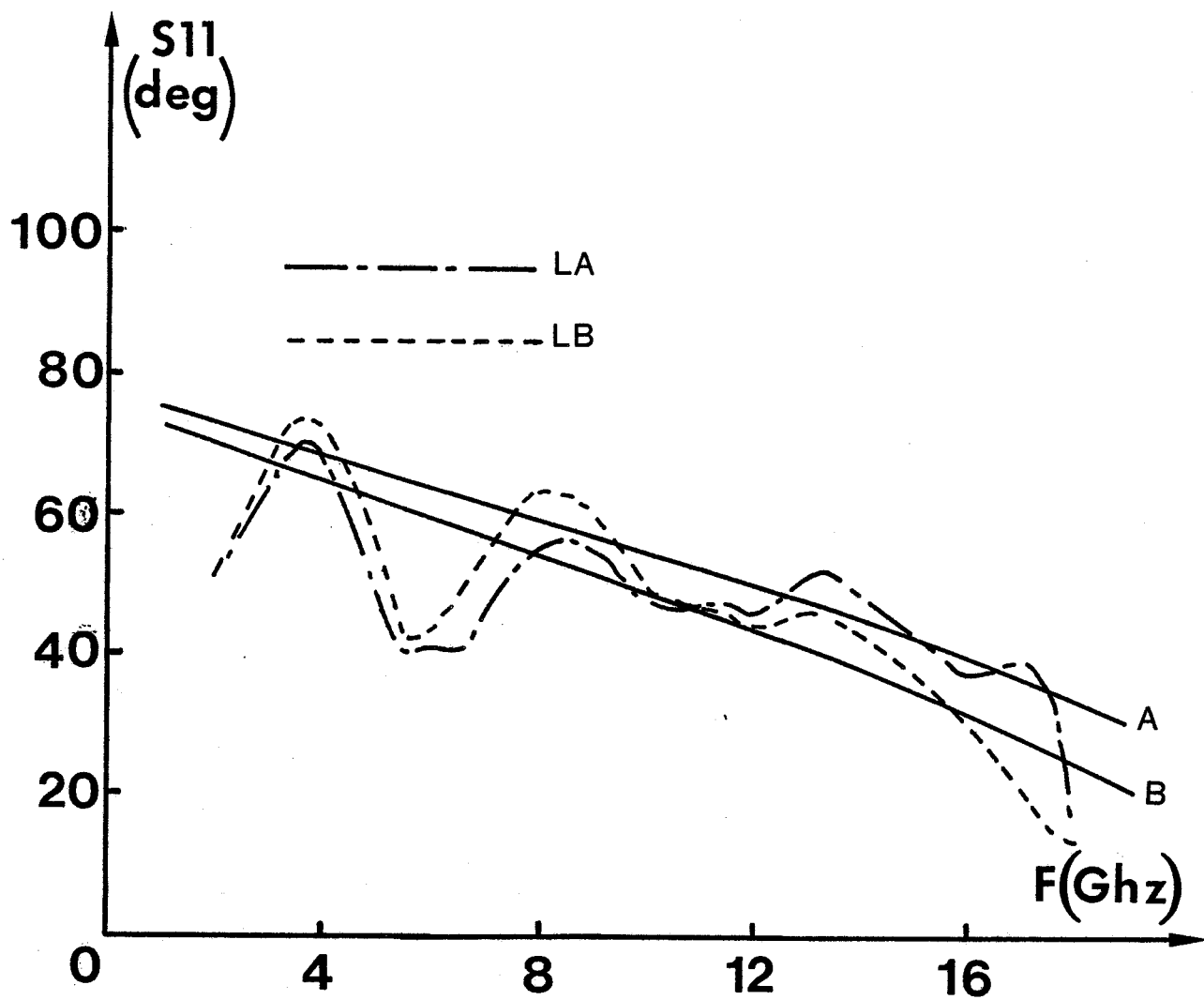


Figure III.3. Evolution de la phase du coefficient de réflexion des inductances LA et LB, ainsi que des schémas a et b en fonction de la fréquence.

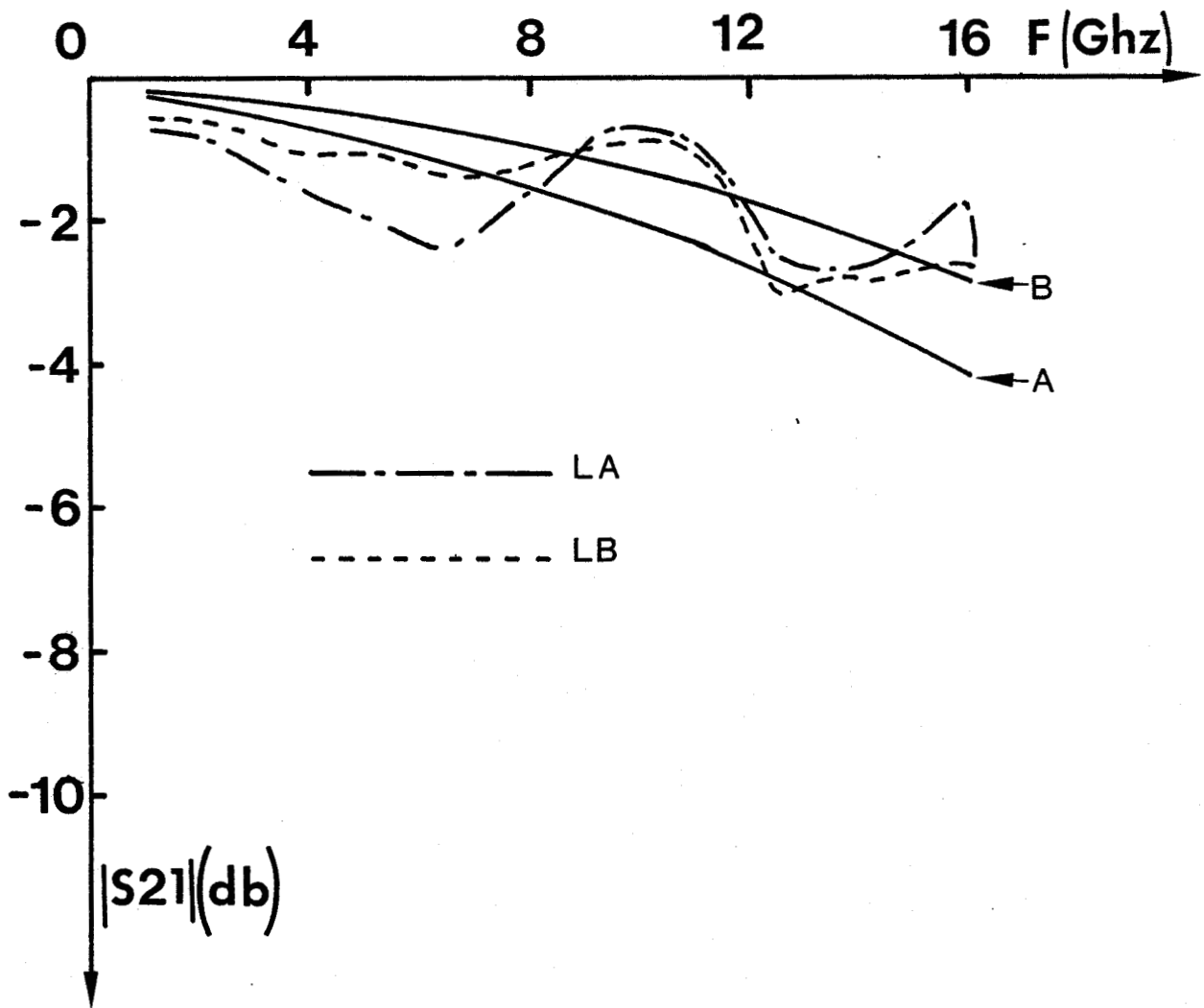


Figure III.4. Evolution du module du coefficient de transmission des inductances LA et LB ainsi que des schémas équivalents A et B, en fonction de la fréquence.

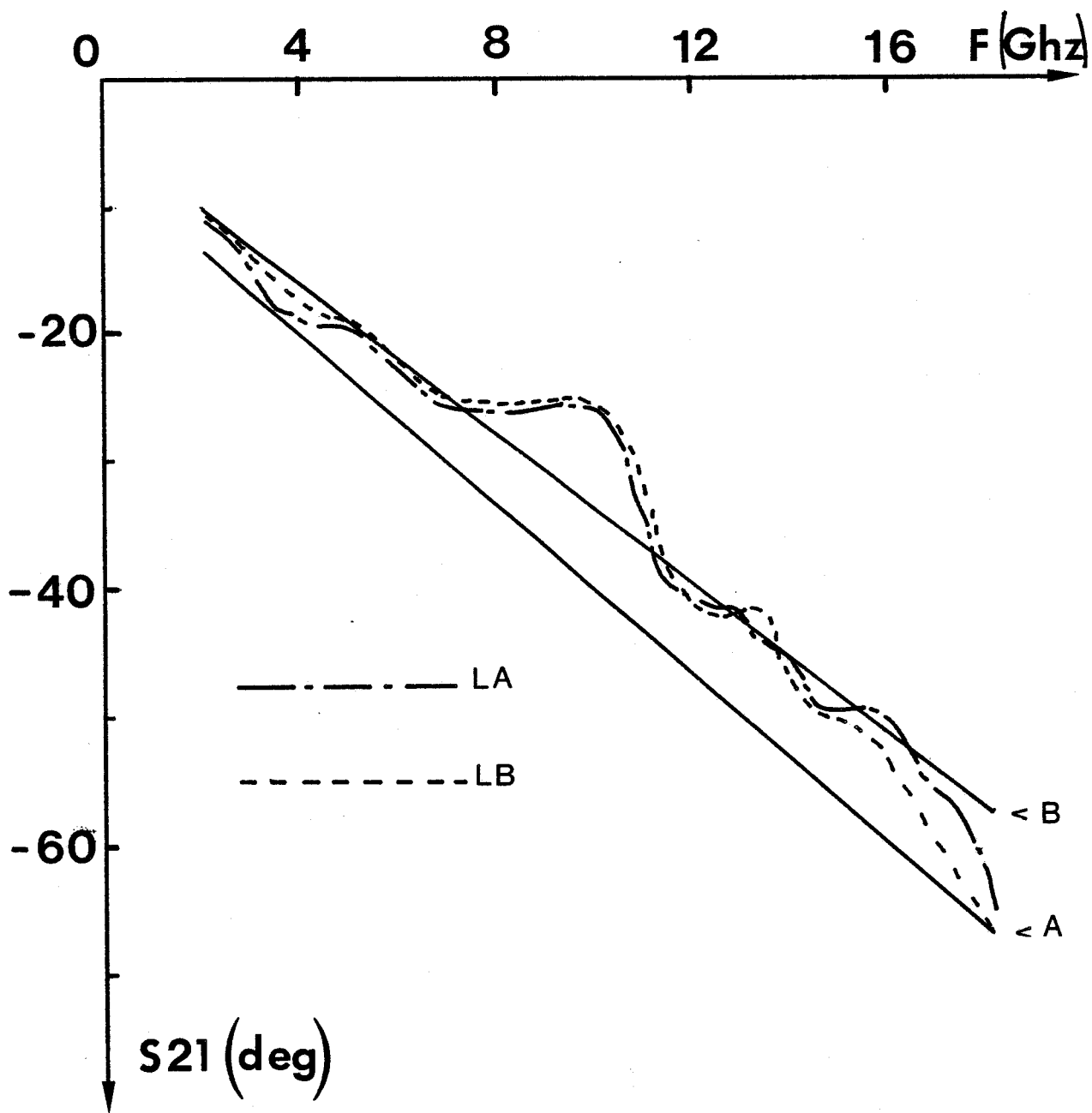
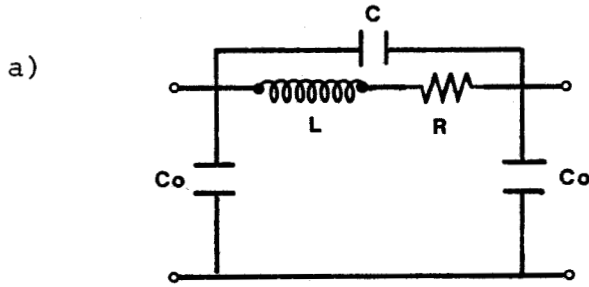
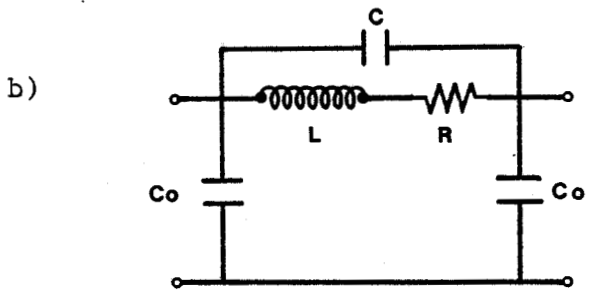


Figure III.5. Evolution de la phase du coefficient de transmission des inductances LA et LB, ainsi que des schémas équivalents A et B, en fonction de la fréquence.



avec

$$\begin{cases} L = 1,2 \text{ nH} \\ r = 2 \\ c = 0,007 \text{ PF} \\ c_o = 0,01 \text{ PF} \end{cases}$$



avec

$$\begin{cases} L = 0,9 \text{ nH} \\ r = 1 \\ c = 0,007 \text{ PF} \\ c_o = 0,02 \text{ PF} \end{cases}$$

Les valeurs de ces paramètres sont estimées par des considérations physiques et des mesures statiques.

La comparaison entre les résultats expérimentaux (LA, LB) et théoriques (a,b) montre que la valeur des inductances est définie avec une marge d'incertitude de l'ordre de $\pm 10 \%$.

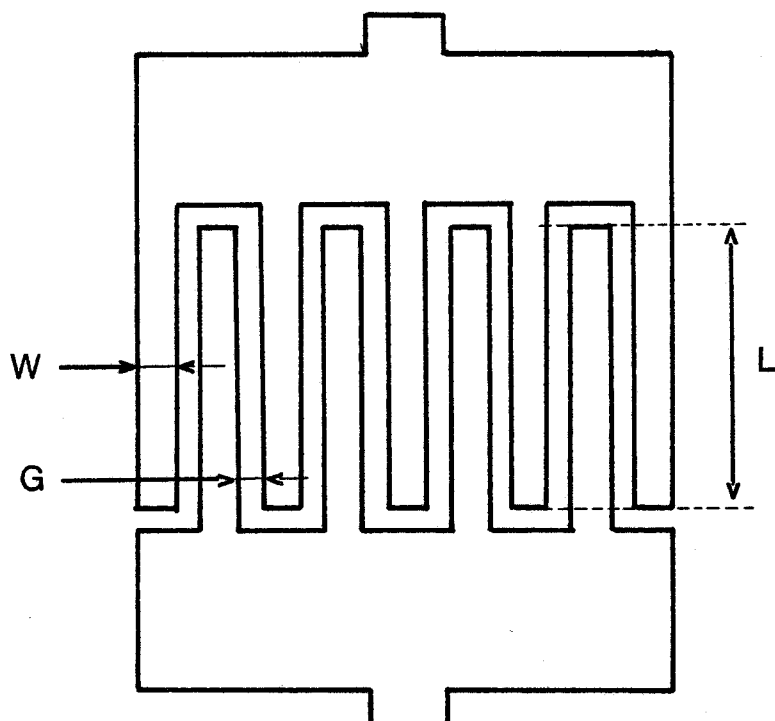
On peut considérer que la valeur calculée à partir des expressions analytiques est une bonne estimation.

III.1.2 Capacité interdigitée.

Il existe deux types de capacités utilisables dans les circuits monolithiques micro-ondes :

- les capacités métal-isolant-métal (M.I.M)
- les capacités interdigitées.

Les premières, nécessitent deux niveaux de métallisation séparés par un film diélectrique. Les valeurs obtenues à l'aide de cette technique peuvent atteindre quelques dizaines de Pico-Farads suivant le diélectrique utilisé.



$$k_1 = \sqrt{1 - k_2^2}$$

$$k_2 = \operatorname{Tg}^2 \left(\frac{W\pi}{4(W+g)} \right)$$

et $K(k) = [a_0 + a_1k + a_2k^2] + [b_0 + b_1k + b_2k^2] L_n \left(\frac{1}{k} \right)$

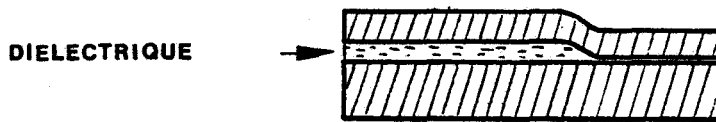
avec

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = 1,3862944 \\ a_1 = 0,1119723 \\ a_2 = 0,0725296 \\ b_0 = 0,5 \\ b_1 = 0,1213478 \\ b_2 = 0,0288729 \end{array} \right.$$

Figure III.6. Paramètres géométriques d'une capacité interdigitée.
Expression des intégrales $K(k_1)$ et $K(k_2)$.

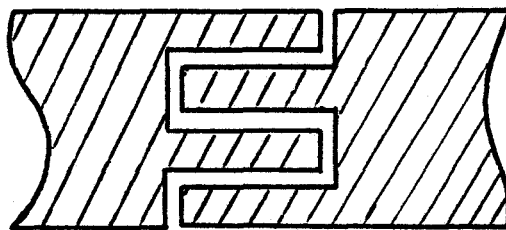
Typiquement, pour une épaisseur de 2000 \AA , on obtient 200 PF/mm^2 si le diélectrique est du SiO_2 de constante diélectrique relative ϵ_r égale à 4.5.

La figure ci-dessous représente la structure de ces capacités.



Le second type de capacités utilise le couplage électromagnétique entre deux rubans métalliques. Ce sont des structures interdigitées qui ne nécessitent qu'un seul niveau de métallisation. Typiquement ces capacités peuvent atteindre une valeur de 2PF.

La figure suivante nous montre la configuration de ces capacités :



C'est ce dernier type de structure que nous allons utiliser.

Les méthodes, permettant de déterminer une expression analytique des capacités interdigitées reposent généralement sur l'étude du couplage entre deux lignes de transmission [25], [26], [27], [28], [29].

La figure (III.6) représente la capacité interdigitée avec ses paramètres géométriques. La valeur de cette capacité est donnée par l'expression suivante :

$$c = \epsilon_0 (1 + \epsilon_r) \frac{K(k_1)}{K(k_2)} \ell (N-1) \quad (2)$$

.../...

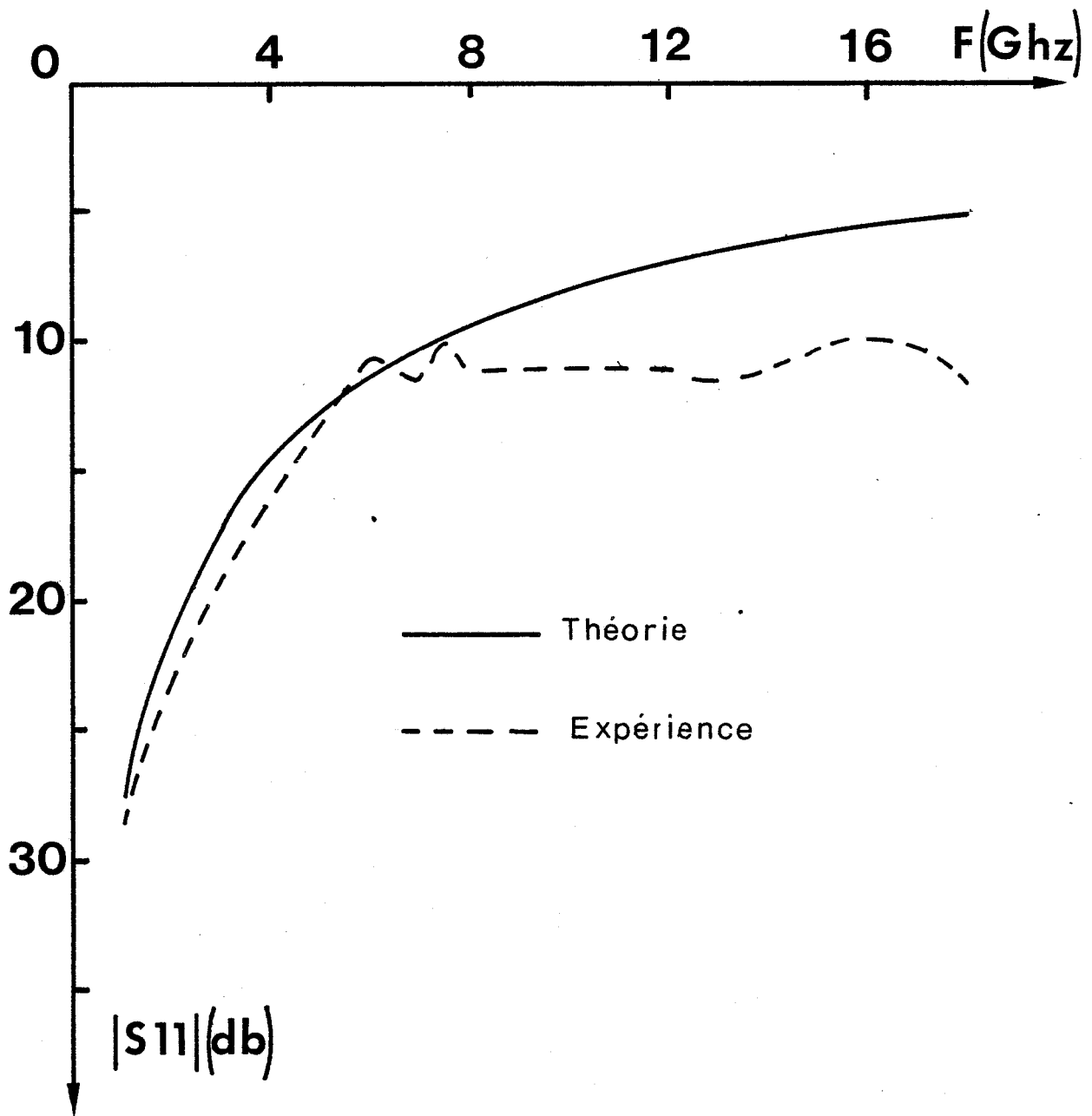
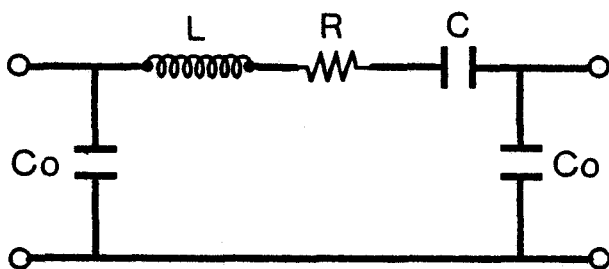


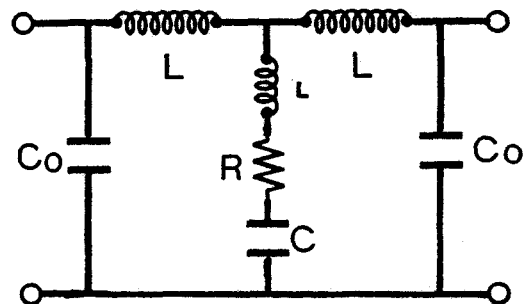
Figure III.7. Module du coefficient de réflexion d'une capacité $c = 0.27$ PF (shunt), en fonction de la fréquence.

où " ϵ_0 " est la permittivité du vide : $\frac{10^{-9}}{36\pi}$ F/m, " ϵ_r ", la permittivité relative du milieu, " ℓ " la longueur des doigts en mètres, N le nombre de doigts. $K(k_1)$ et $K(k_2)$ sont les intégrales elliptiques de module k_1 et k_2 . Les expressions de nos intégrales ainsi que les modules k_1 et k_2 sont sur la figure (III.6), [30].

A partir de ces formules théoriques, nous avons réalisé et caractérisé des capacités interdigitées. Leur schéma équivalent peut être représenté par l'un des circuits ci-dessous suivant qu'elles soient utilisées en série ou en parallèle :



Capacité série.



Capacité parallèle.

Dans ces schémas, " C_0 " représente la capacité parasite due à la présence d'un plan de masse, " r ", la résistance parasite due aux pertes dans les rubans métalliques, " ℓ " l'inductance parasite des doigts (en général, si l'on considère l'inductance d'un doigt pris séparément (ℓd), $\ell = \ell d/N$), " L " est l'inductance parasite des plôts de la capacité.

Nous présentons, sur les figures (III.7) et (III.8), l'évolution, en fonction de la fréquence, du module et de la phase du coefficient de réflexion d'une capacité interdigitée de 0.27 PF, calculée à partir de l'expression (2). Cette capacité est utilisée en parallèle.

Le tableau suivant donne les caractéristiques géométriques de cette capacité :

w	g	N	ℓ
20 μm	10 μm	11	360 μm

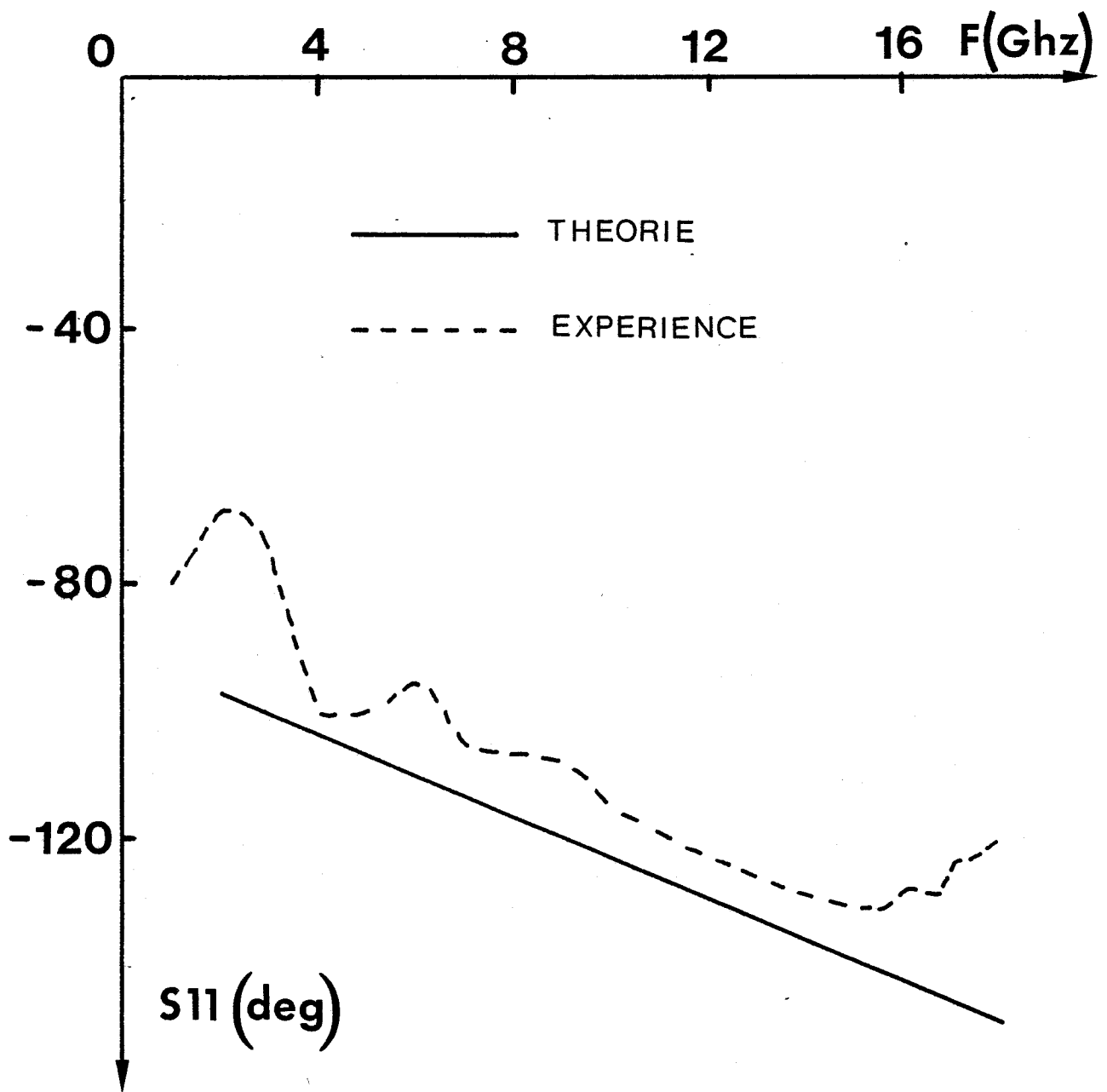
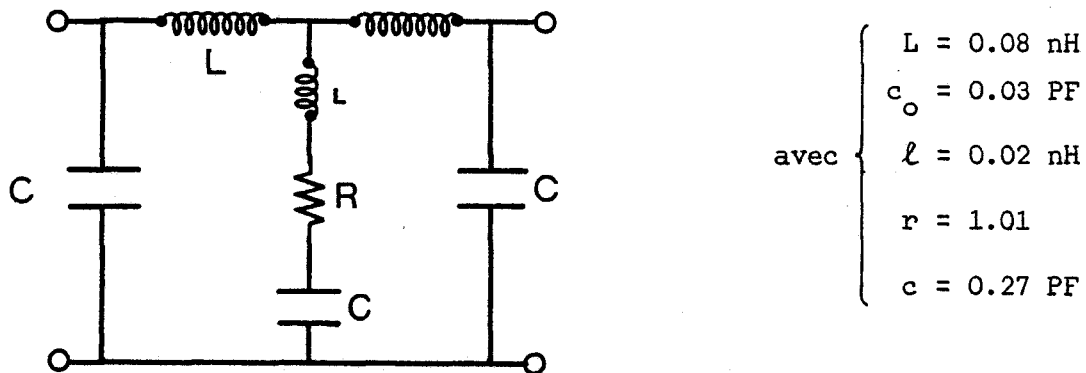


Figure III.8. Phase du coefficient de réflexion d'une capacité $c = 0.27$ PF (shunt), en fonction de la fréquence.

Nous avons également tracé les évolutions théoriques du coefficient de réflexion du quadripôle ci-dessous.



La confrontation des résultats montre que, comme dans le cas des inductances la marge d'incertitude sur la valeur de la capacité est peu importante : elle est de l'ordre de $\pm 5 \%$. Par ailleurs, la valeur expérimentale de la capacité est inférieure à celle calculée à partir de l'expression (2).

Ce phénomène s'explique par le processus technologique employé. En effet, dans le cas d'une gravure de circuit, les fentes ont tendance à être plus larges que prévu, ce qui entraîne une diminution de la capacité. Le rattrapage peut se faire par électrolyse.

Mais si on effectue un épaissement électrolytique à travers le masque, l'effet inverse se produit, c'est à dire que les fentes diminuent. Ce phénomène fait alors augmenter la capacité. L'utilisation des résines polyimides permet, toutefois, un contrôle de l'épaissement, à travers le masque de résine, plus rigoureux.

Pour obtenir une bonne capacité, il est nécessaire de suivre certaines règles qui sont les suivantes, à savoir :

- réaliser des fentes très fines ($\leq 5 \mu\text{m}$).
- Avoir un grand nombre de doigts, courts, ceci afin de diminuer l'inductance parasite (ℓ).

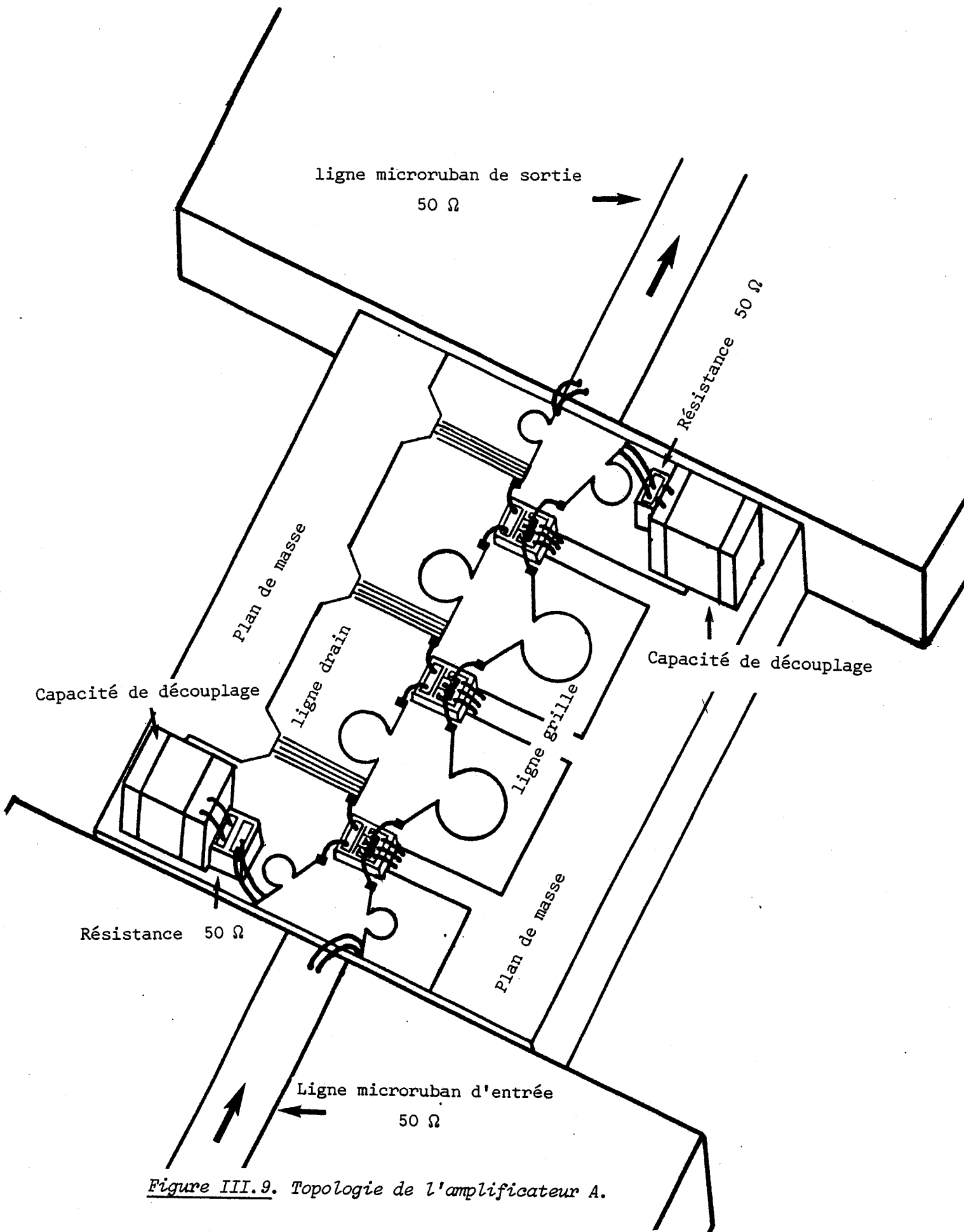


Figure III.9. Topologie de l'amplificateur A.

- Réaliser des doigts au moins deux fois plus large que les fentes pour augmenter le coefficient de qualité de la capacité.

(Il est impératif de tenir compte de tous ces facteurs avant la réalisation technologique).

A partir de toutes ces considérations, nous avons réalisé plusieurs amplificateurs distribués en technologie hybride.

III.2- ELABORATION DES AMPLIFICATEURS.

Les amplificateurs distribués sont constitués avec trois transistors à effet de champ du type NEC 137.

III.2.1 Premier amplificateur.

La caractérisation statique nous a permis de sélectionner plusieurs TEC identiques. La caractérisation hyperfréquence de l'un d'entre eux fournit le schéma équivalent petit signal. Ensuite, nous considérons que les trois transistors, composant l'amplificateur, sont identiques en régime dynamique.

Nous avons alors, conçu la ligne grille et la ligne drain en fixant leur fréquence de coupure à 12 GHz.

C'est à dire :

$$\frac{1}{\pi \sqrt{LgCgs}} = \frac{1}{\pi \sqrt{Ld (Ca+Cds)}} = 12 \text{ GHz}$$

(Ca) est la capacité d'appoint nécessaire à l'égalisation des phases des deux lignes de transmission.

Le tableau I indique toutes les valeurs des éléments utilisés dans l'amplificateur.

	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain		capacité d'appoint	
AMPLI.	Lg 2 nh		Ld 2 nh		Ca 0.32 PF	
TEC	lg .05 nh	rg 3 Ω	ls .05 nh	rs 1,2 Ω	ld .05 nh	rd 1,2 Ω

	résistance de charge		résistances aux extrémités		capacités de couplage	
AMPLI.	rc 50		Rg 50 Ω	Rd 50 Ω	Cg 200 PF	Cd 200 PF
TEC	ri 1.15 Ω	rds .277	Cgs 0,4 PF	Cds .08 PF	Cgd .06 PF	g _m ⁰ 40 ms

Tableau I.

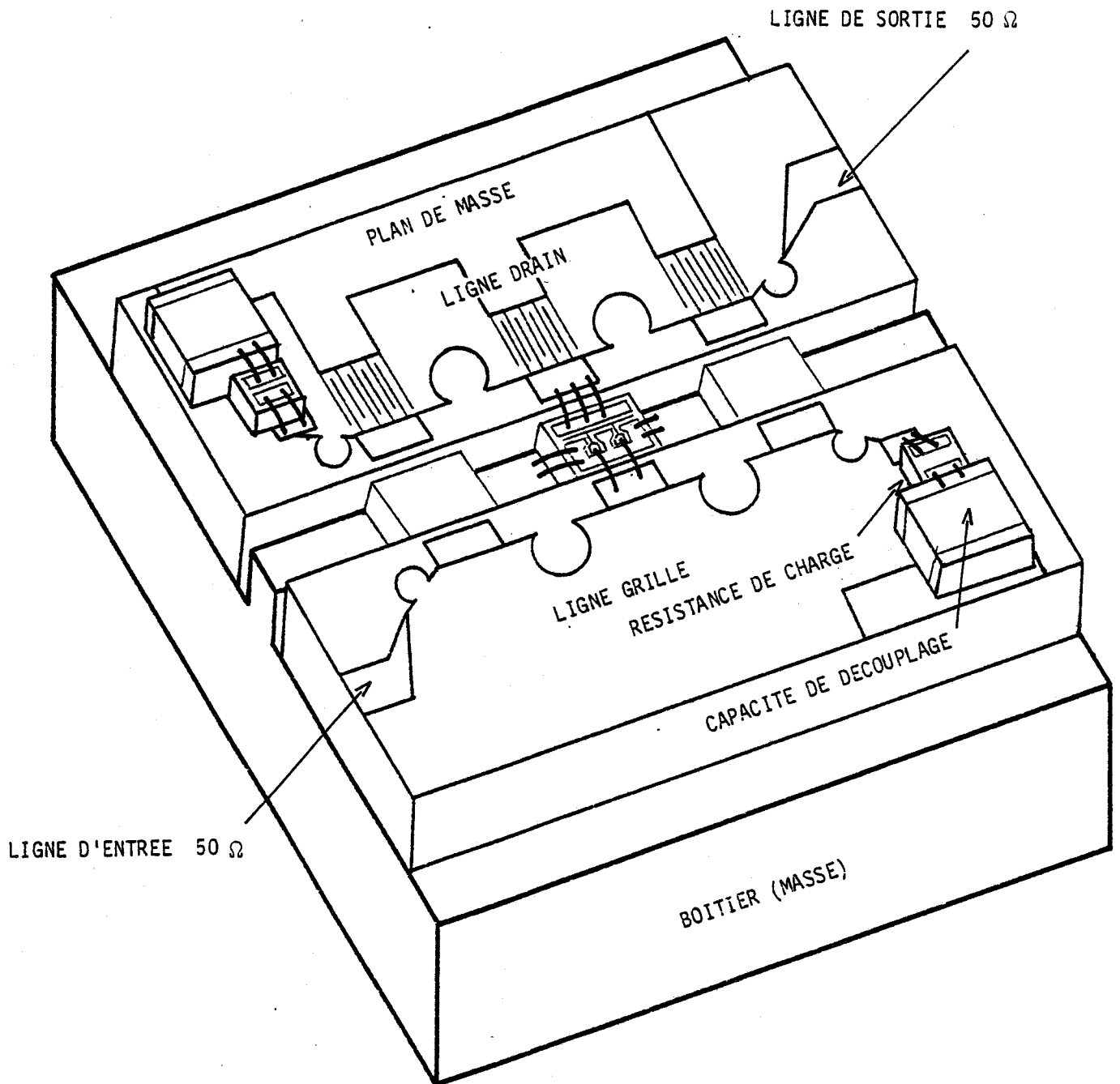


Figure III.10. Topologie de l'amplificateur B.

La figure (III.9) montre la topologie de l'amplificateur distribué.

L'amplificateur est connecté en entrée et en sortie à deux lignes "micro-ruban" de 50Ω . Les transistors sont au-dessus du substrat comportant le circuit passif.

III.2.2 Second amplificateur (B).

Cet amplificateur utilise également 3 NEC 137. Dans le chapitre 1, nous avons démontré qu'étant donné que l'impédance caractéristique des lignes de transmission variait avec la fréquence, il était nécessaire de fixer une limite fréquentielle de fonctionnement (F_b).

Au-delà de cette fréquence, des désadaptations importantes apparaissent et compromettent le fonctionnement de l'amplificateur. Si la fréquence de coupure des filtres est F_c , on fixe alors F_b tel que $F_b = F_c / 1,6$.

Nous avons alors conçu la ligne grille et la ligne drain de manière à ce que leur impédance caractéristique soit de 57Ω et leur fréquence de coupure de 18 GHz (en basse fréquence). Dans ces conditions, on peut espérer un fonctionnement jusque $F_b = 11$ GHz.

Le tableau II indique les valeurs des éléments constitutifs de l'amplificateur.

La figure (III.10) représente sa topologie. Cette topologie se distingue de la précédente par le fait que :

- a) les transistors sont enterrés afin de minimiser les inductances dues aux fils de connexion.
- b) Les lignes de grille et de drain sont symétriques.
- c) Ces lignes de transmission sont directement prolongées par un "Tapper" permettant de sortir sur une ligne micro-ruban d'impédance caractéristique 50Ω .

	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain		Capacité d'appoint	
AMPLI.	Lg 1 nh		Ld 1 nh		Cd 0.23 PF	
TEC	lg 0.05 NH	rg 3 Ω	l _s 0.05 nh	rs 1.2 Ω	ld 0.05 nh	rd 1.2 Ω

	Résistance de charge		Résistance aux extrémités		Capacités, dé-couplage	
AMPLI.	rc 50 Ω		Rg 50 Ω	Rd 50 Ω	Cg 150 PF	Cd 150 PF
TEC	ri 1.15 Ω	rds 277 Ω	Cgs 0,31 PF	Cgd 0,08 PF	Cgd 0,05 PF	g _m ⁰ 40 ms

TABLEAU II.

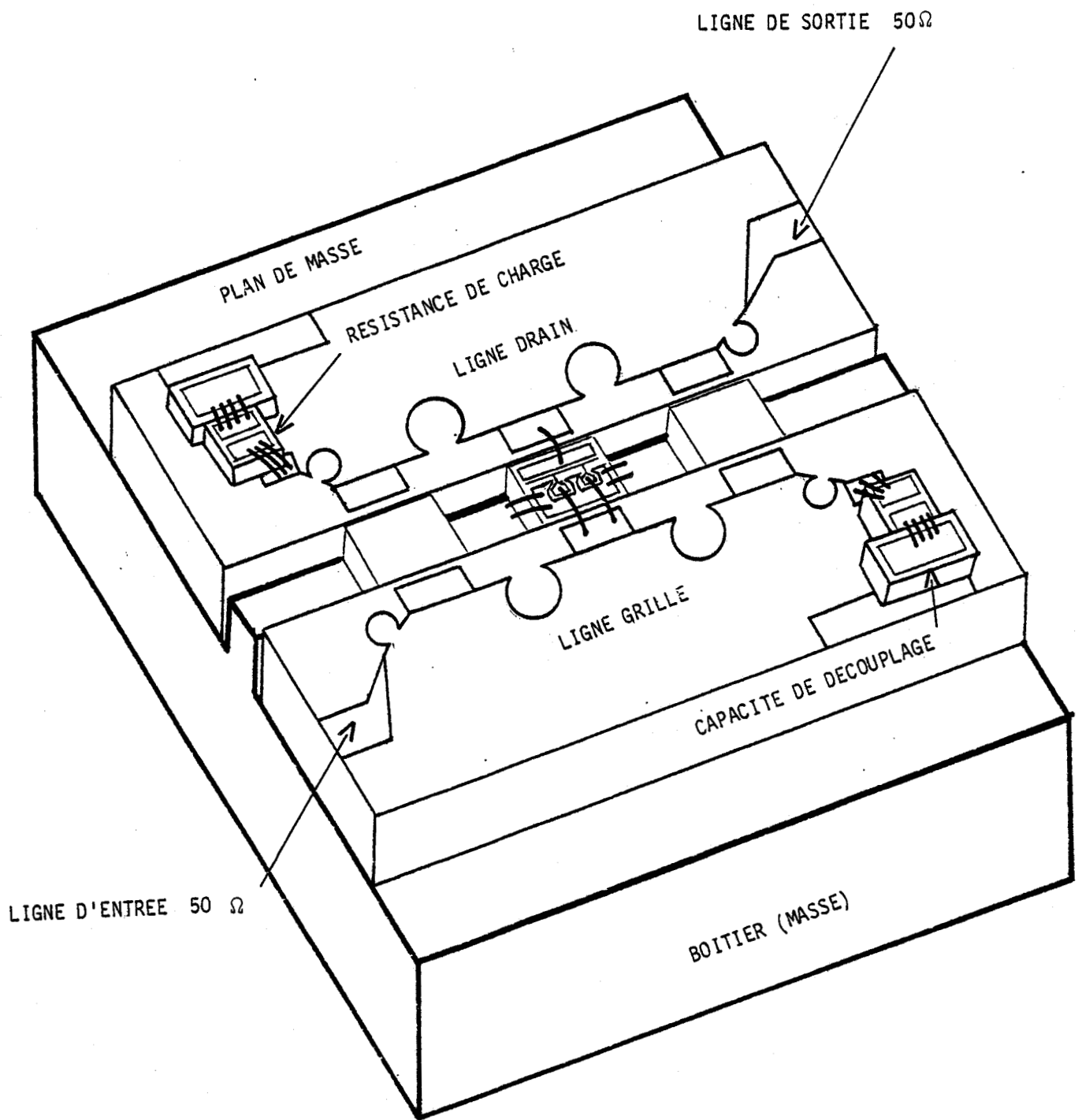


Figure III.11. Topologie de l'amplificateur C.

III.2.3 Troisième amplificateur (C).

La structure de cet amplificateur est totalement différente des deux précédentes. La ligne grille est classiquement constituée d'inductances "Lg" associées aux capacités des TECs (trois NEC 137). Son impédance caractéristique est de 51Ω et sa fréquence de coupure de 20 GHz. On peut ainsi espérer un bon comportement fréquentiel de l'amplificateur jusque 13 GHz. En ce qui concerne la ligne drain, elle est constituée d'une inductance dans le drain (Ldd) associée à la capacité de sortie des TECs et aux inductances Ld reliant les étages. La valeur des éléments constituant cette ligne est définie de manière à réaliser la condition d'égalité des vitesses de phase entre les lignes grille et drain. Cette démarche a été détaillée et expliquée dans le chapitre II.

Le tableau III indique les valeurs des éléments constituant l'amplificateur.

La figure (III.11) montre sa topologie. Une disposition plus précise et plus judicieuse des éléments, permet encore de diminuer les inductances parasites de connexion. L'inductance dans le drain est réalisée par une longueur adéquate du fil de connexion du drain à la ligne de transmission.

Nous allons, maintenant, étudier les performances de chacun de ces amplificateurs.

III.3 RESULTATS EXPERIMENTAUX.

Dans cette partie, nous présentons le gain en transfert de puissance, de chacun des amplificateurs distribués, en fonction de la fréquence, ainsi que leur T.O.S d'entrée et de sortie.

Les figures (III.12), (III.13), (III.14) représentent les réponses théoriques et expérimentales des amplificateurs (A), (B), (C), décrit dans la partie précédente.

	Inductance de la ligne grille		Inductance de la ligne drain		Inductance dans le drain	
	Lg		Ld		Ldd	
AMPLI.	0.8 nh		0.9 nh		0.22 nh	
TEC	lg	rg	ls	rd	ld	rd
	0.05 nh	3 Ω	0.05 nh	1.2 Ω	0.05 nh	1.2 Ω

	résistance de charge		résistances aux extrémités		capacités, dé, couplage	
	rc		Rg	Rd	Cg	Cd
AMPLI.	50 Ω		50 Ω	50 Ω	50 PF	50 PF
TEC	ri	rds	Cgs	Cds	Cgd	g _m ⁰
	1.15 Ω	277 Ω	0.31 PF	0.09 PF	0.06 PF	40 ms

TABEAU III.

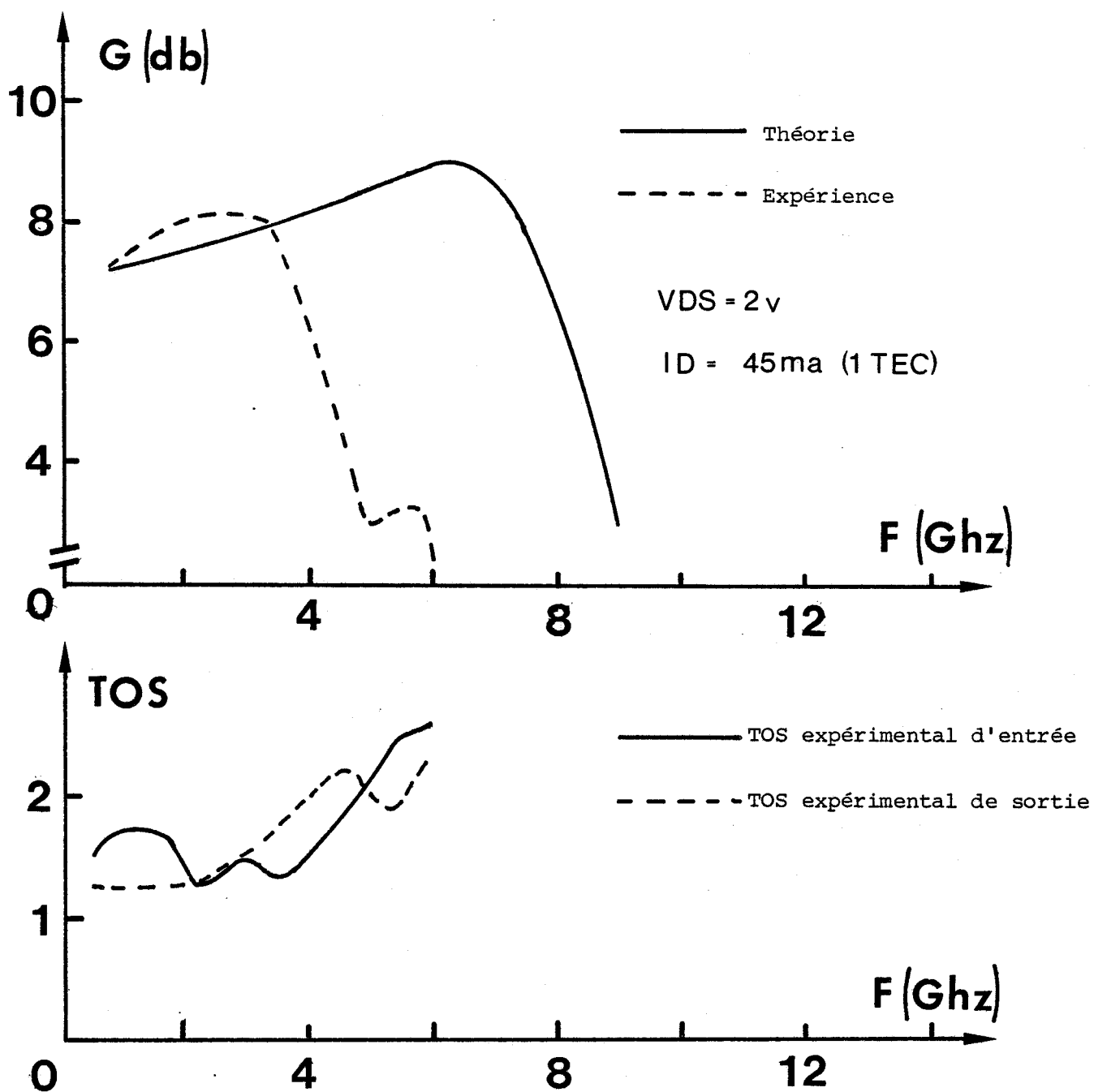


Figure III.12. Gain en puissance de l'amplificateur A. TOS de l'amplificateur.

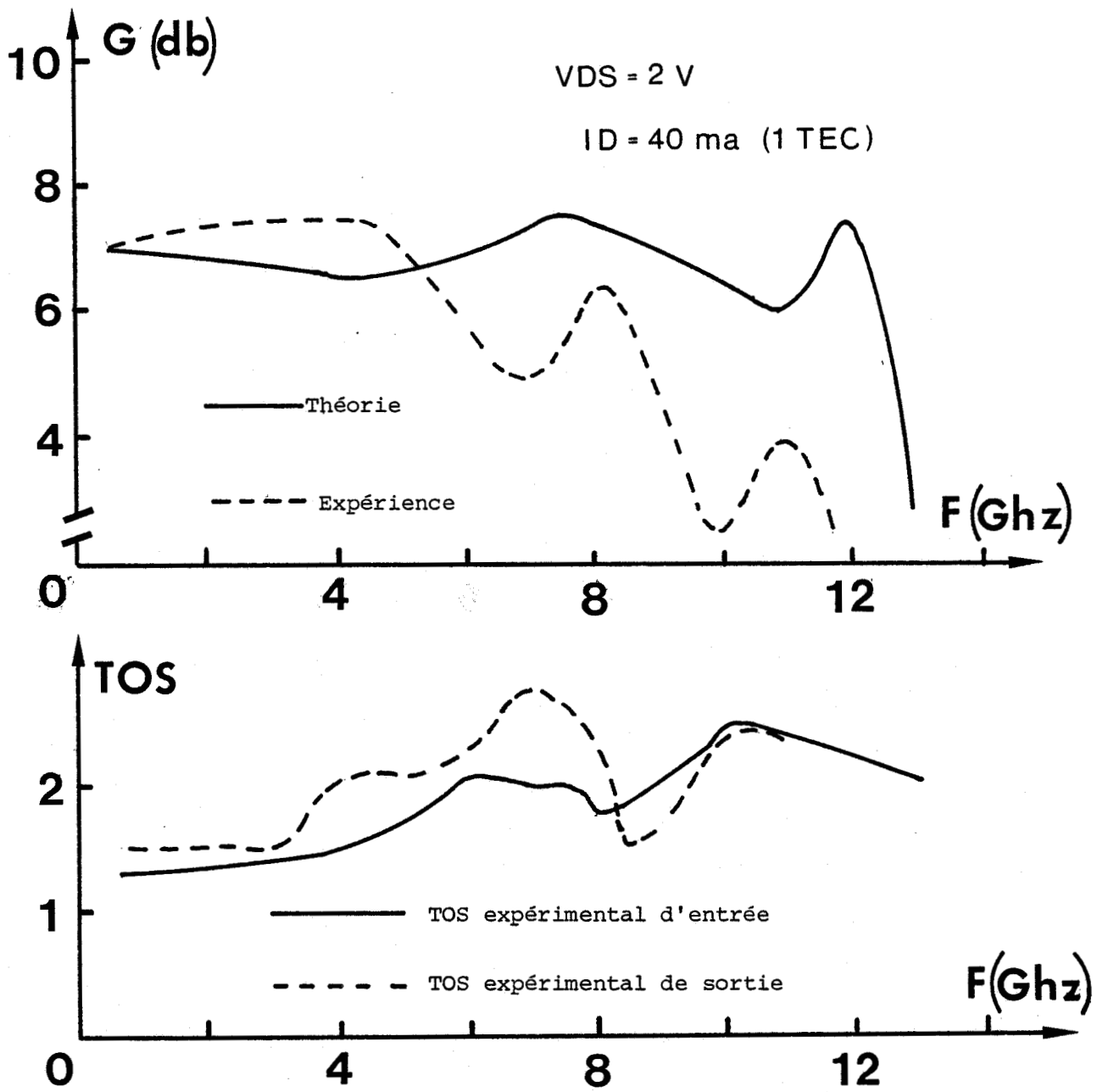


Figure III.13. Gain et TOS de l'amplificateur B.

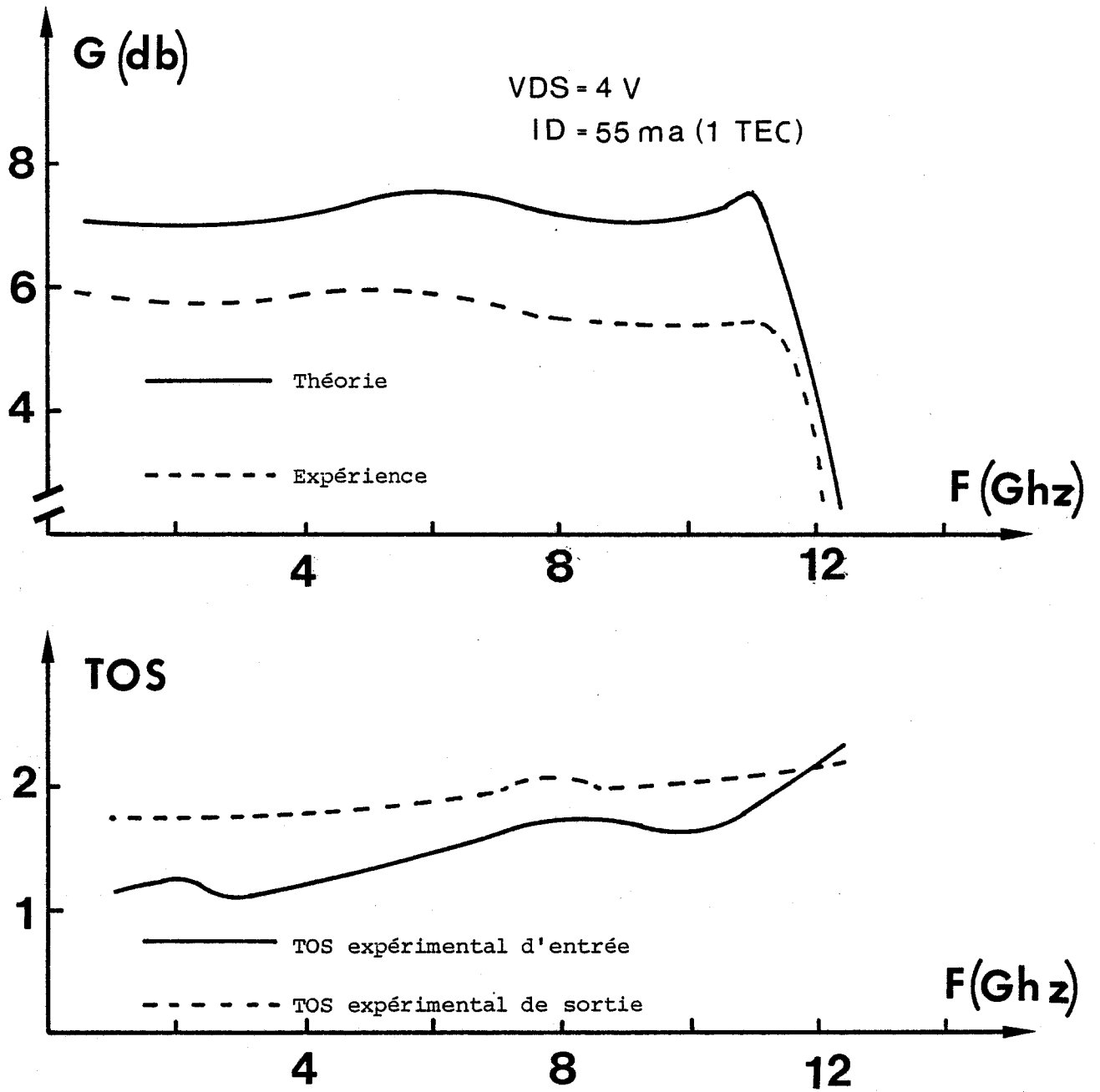


Figure III.14. Gain et TOS de l'amplificateur C.

Les résultats expérimentaux du premier amplificateur sont nettement différents des résultats théoriques. On peut expliquer ce phénomène par les remarques suivantes :

- la fréquence de coupure, fixée à 11 GHz, est trop basse pour un fonctionnement en bande X

- Les TECs étant rapportés sur le substrat, les fils de connexion de grille et de drain sont relativement longs et présentent des inductances parasites élevées dont l'effet devient important quand la fréquence augmente.

- La masse étant également rapportée sur le circuit, les inductances de source des TECs sont aussi élevées.

En conclusion, l'accumulation de tous ces éléments parasites diminue fortement le gain de l'amplificateur distribué.

Tous ces inconvénients sont dus à la topologie du circuit, mais par une bonne maîtrise des éléments parasites et une topologie judicieuse, on peut améliorer considérablement le fonctionnement du dispositif.

Nous avons, dans le second amplificateur distribué, modifié complètement la structure du circuit. L'enterrement des transistors a permis de minimiser les inductances parasites. Toutefois, la fréquence limite de fonctionnement de l'amplificateur n'est que de 7 GHz.

Nous avons pu établir expérimentalement, figure (III.15), que cette limitation est essentiellement due à la capacité de découplage, nécessaire à la polarisation, qui étant de médiocre qualité, ne joue plus son rôle au-delà de 6-7 GHz.

Dans le troisième amplificateur, nous avons encore diminué les inductances parasites. On s'aperçoit tout de suite de l'avantage que présente la topologie liée à la technique "*inductance dans le drain*".

En effet, l'inductance parasite de drain est incluse à part entière dans l'inductance nécessaire à la constitution de la ligne drain (Ldd).

De plus, cette structure ne nécessite plus la mise en place d'une capacité d'appoint, ce qui simplifie considérablement la réalisation technologique.

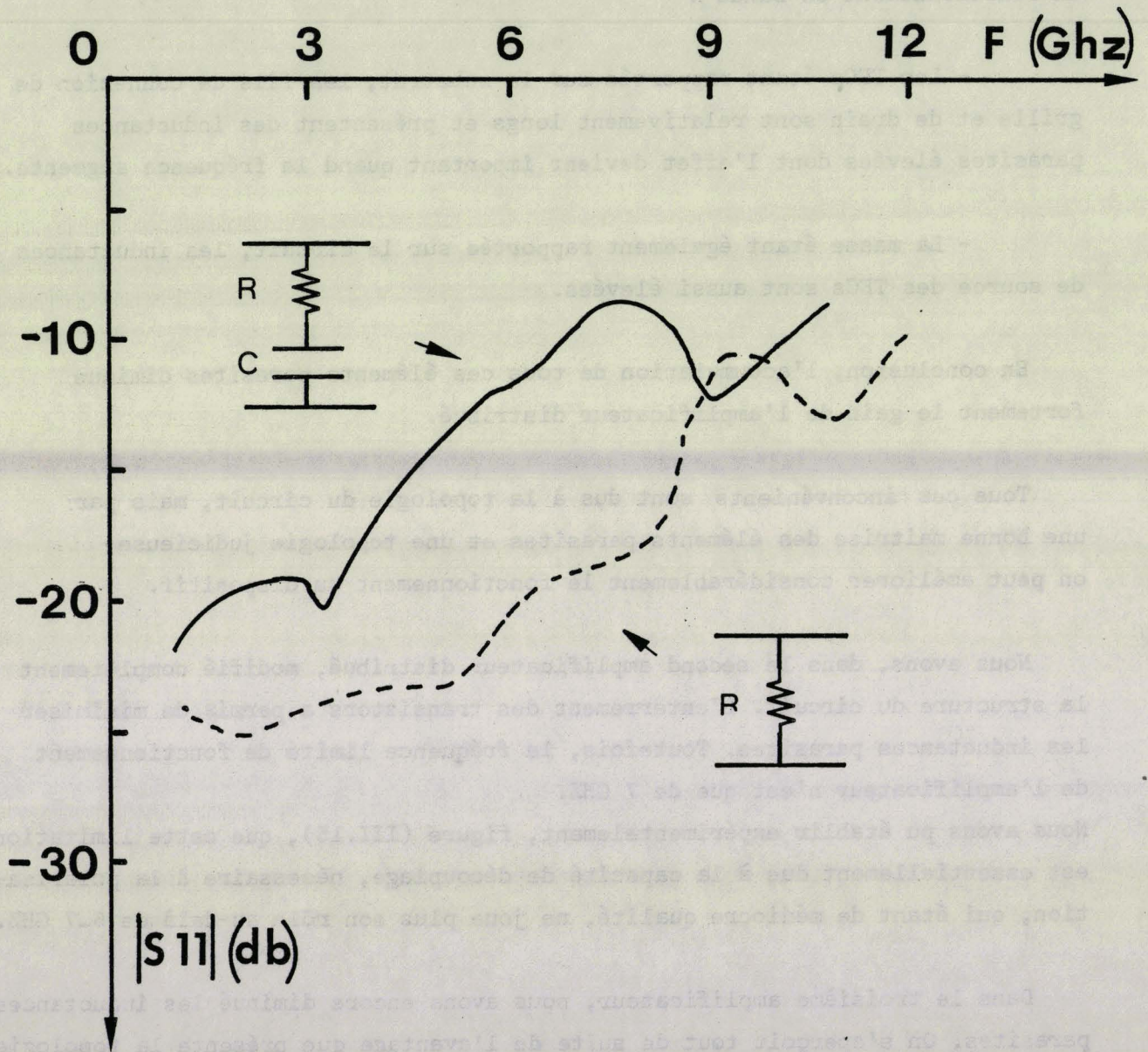


Figure III.15. Coefficient de réflexion de la charge aux extrémités de l'amplificateur B.

Par ailleurs, l'utilisation de capacités de découplage de meilleure qualité, prévues pour une bande d'utilisation très large (30 GHz) a permis de profiter pleinement de l'avantage procuré par cette troisième structure.

Les résultats, présentés en figure (III.14) montrent que cette topologie peut permettre un fonctionnement à très large bande de fréquence. Néanmoins, il y a une différence entre le gain théorique et expérimental de l'ordre de 1.3 db. Cette différence peut être reliée à l'hypothèse formulée au début de cette partie, au paragraphe (III.2.1).

Nous avons supposé que les transistors avaient un comportement hyperfréquence identique à partir de la mesure de l'un d'entre eux. Il n'est pas du tout certain, bien que les transistors aient des caractéristiques statiques identiques, que cette hypothèse soit justifiée. Si l'un des transistors a des caractéristiques hyperfréquences différentes des deux autres, le gain en puissance de l'amplificateur est modifié et peut créer, par exemple, une chute de quelques "db" dans la bande d'utilisation. Il est évident qu'en raison des risques de dégradation du composant présentés par de multiples montages et démontages, nous n'avons pas pu caractériser en hyperfréquence tous les transistors.

Il est à noter que le même problème se pose lors d'une réalisation en technologie monolithique : le motif de test ne permet pas d'être formel sur le comportement en régime dynamique des éléments actifs constituant le circuit intégré.

En ce qui concerne notre amplificateur distribué, nous pouvons encore améliorer les performances en éliminant les retours de masse notamment au niveau des charges aux extrémités des lignes grille et drain.

III.4 CONCLUSION.

Dans ce chapitre, nous avons abordé les problèmes de réalisation des amplificateurs distribués en technologie hybride.

.../...

Une première phase nous a permis de maîtriser les éléments localisés.

Nous avons, ensuite, mené à bien la conception et la réalisation d'un amplificateur distribué en technologie hybride. Afin de compléter cette étude, nous déterminons dans le chapitre suivant les caractéristiques théoriques et expérimentales d'un tel dispositif.

- * -

ÉTUDE DU BRUIT

DE LA STRUCTURE OPTIMISÉE EN GAIN.

- * -

Dans les chapitres précédents, nous avons défini une structure d'amplificateur distribué présentant des performances en gain et bande passante particulièrement intéressantes. Cette structure, nous l'avons vu, se distingue par l'adjonction au schéma de base d'inductances en série avec les drains des transistors à effet de champ. Pour préciser plus complètement l'intérêt de cette structure, nous nous proposons dans ce chapitre, d'établir ses caractéristiques du point de vue du bruit.

Des études du bruit des amplificateurs distribués ont été effectuées dans le cas de structure de base par plusieurs auteurs. L'une des plus récentes et plus complètes est celle de NICLAS et TUCKER [31] reposant sur une méthode d'analyse matricielle. Cette méthode nous a paru suffisamment générale pour être appliquée au cas particulier de nos structures.

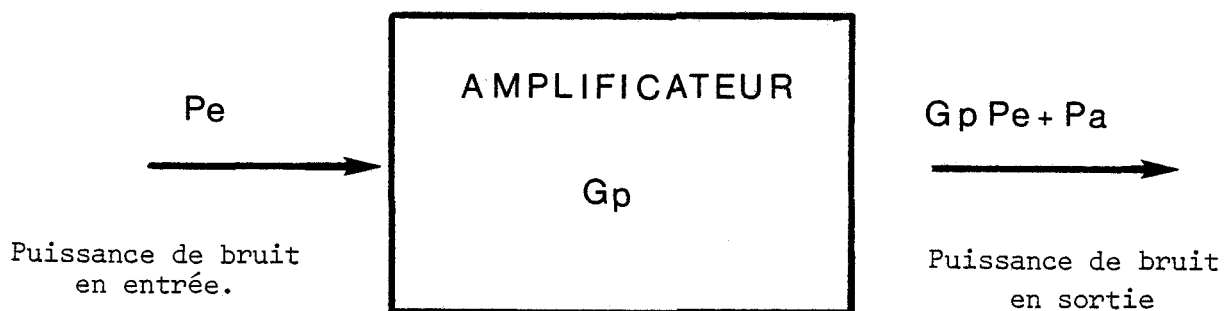
Nous allons donc développer, dans ce qui suit, le traitement théorique qui nous a conduit à la définition du facteur de bruit de notre dispositif.

Celui-ci est classiquement définit par le rapport :

$$F = \frac{G_p P_e + P_a}{G_p P_e} = 1 + \frac{P_a}{G_p P_e}$$

où P_e est la puissance de bruit d'entrée fournie par une source de bruit thermique de température $T_0 = 290^\circ \text{K}$, G_p étant le gain en puissance disponible de l'amplificateur et P_a , la puissance de bruit ajoutée par l'amplificateur.

.../...



Dans la première partie de ce chapitre, nous rappelons les notions généralement admises pour les phénomènes de bruit dans les TECs et donnons les aspects de la modélisation les traduisant de manière pratique.

Dans une deuxième partie, sont données les principales étapes de la méthode matricielle de NICLAS appliquée à notre structure d'amplificateur distribué .

Signalons que, dans cette étude, nous n'avons pas recherché à établir comment devraient être choisis les différents éléments de la structure, pour avoir une valeur minimum du facteur de bruit, ni à essayer de réaliser une optimisation en bruit en gain et en bande passante. Ces problèmes relèvent en effet d'une étude beaucoup plus large dépassant le cadre fixé à notre travail.

IV.1 - ORIGINE DU BRUIT ET SCHEMA EQUIVALENT DE BRUIT DES TECs HYPERFREQUENCES.

Le bruit global dans les composants hyperfréquences est composé de bruits thermiques et de bruits de grenailles. Les premiers sont dus à la fluctuation de la vitesse des porteurs dans la zone intrinsèque du composant.

Si cette zone est représentée par une région ohmique de résistance R , la puissance de bruit générée dans cette zone est :

$$P = 4kT B R$$

où k est la constante de Boltzmann ($1.37 \cdot 10^{-23}$ Joule/Degré), T la température absolue et B la bande passante du système.

Les seconds sont dus à la variation du nombre de porteurs libres dans le canal.

Dans un transistor à effet de champ, le bruit provient essentiellement de la fluctuation de la vitesse des porteurs dans le canal. Ces fluctuations de vitesse induisant des variations de courant dans ce canal qui elles-mêmes entraînent une modulation de la zone désertée et donc une variation de la charge emmagasinée sous la grille.

La fluctuation du courant dans le canal génère donc un "bruit" dans la partie drain-source du transistor qui peut être représenté par un générateur de courant de bruit (i_d) connecté à la sortie du TEC. De même la fluctuation de charge sous la grille induit un bruit de grille que l'on représente par un générateur de courant de grille (i_g) connecté à l'entrée du transistor. Ces sources de bruit ayant une origine commune, il existe une corrélation entre i_d et i_g .

Le problème est d'évaluer ces courants de bruits.

De nombreux auteurs [5], [32] ont travaillé sur ce sujet. Dans notre laboratoire CARNEZ [6], CAPPY [7] et SHORTGEN [33] ont élaboré un modèle numérique permettant d'étudier le bruit dans les transistors à effet de champ à grille sub-micronique. La méthode consiste, à courant de drain constant, à introduire une perturbation ΔI du courant dans un volume élémentaire de la zone intrinsèque du composant, et à calculer les perturbations qui en résultent sur la tension drain-source V_{ds} et sur la charge sous la grille Q_g . On calcule alors les densités spectrales S_{Vds} et S_{Qg} de la tension V_{ds} et de la charge Q_g .

La variation de la charge étant due à la fois à la variation I du courant et à la variation de la tension V_{ds} , on peut calculer un coefficient de corrélation "C". Finalement, le modèle numérique donne, à partir de S_{Vds}

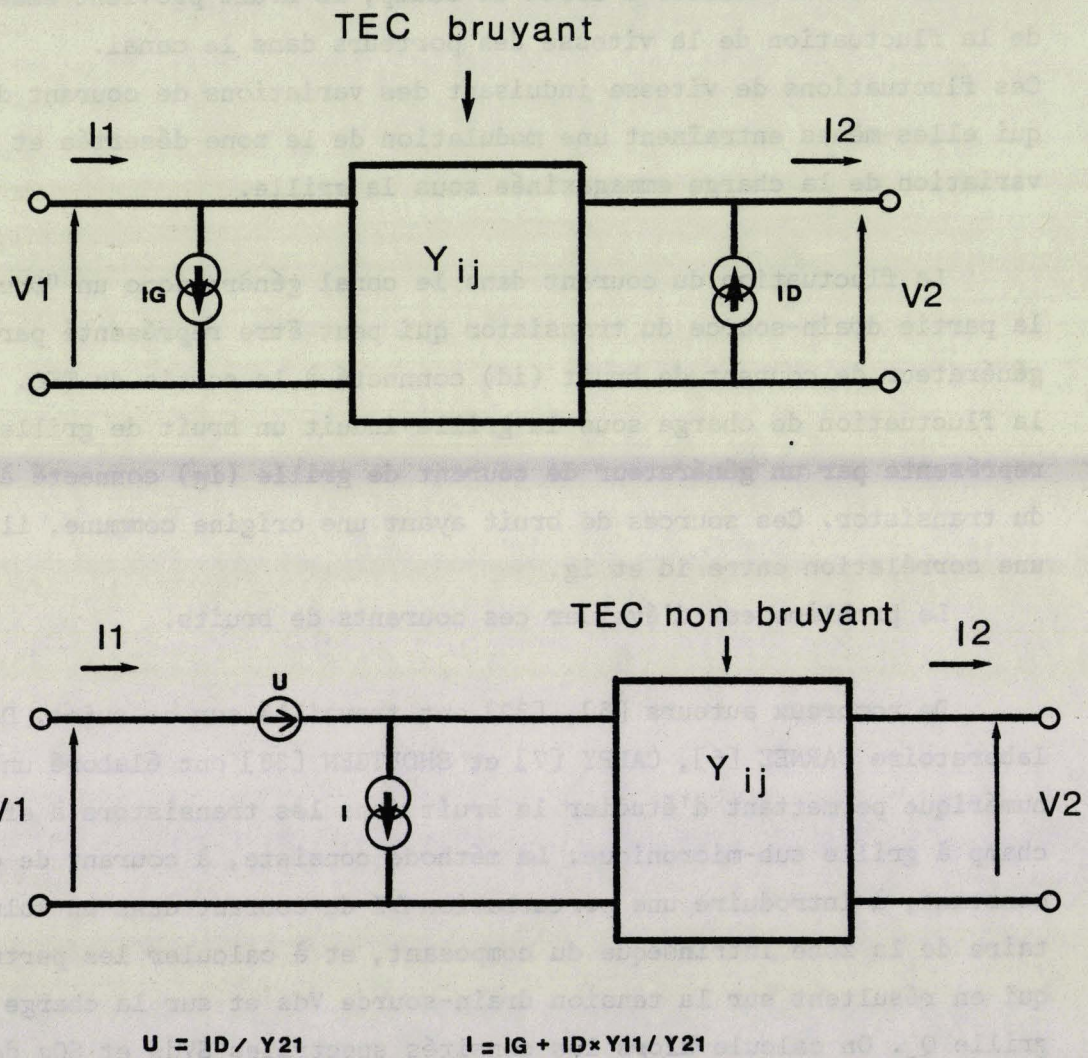
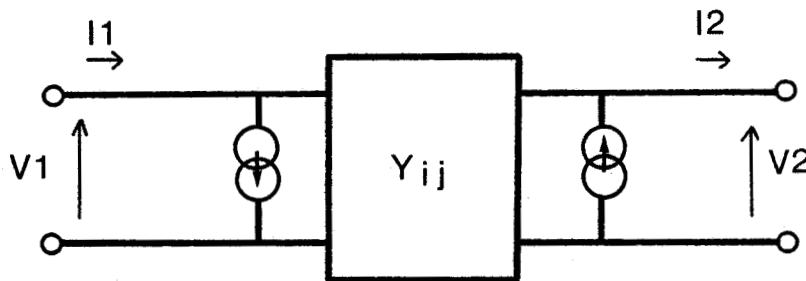


Figure IV.1. Transistor à effet de champ représenté avec ses sources de bruit.

SQg, les densités spectrales des courants de bruit de drain et de grille (Sid, Sig) ainsi que le coefficient de corrélation :

$$c = -j \frac{\overline{ig^* id}}{(\text{Sig.Sid})^{1/2}}$$

On peut alors représenter le transistor à effet de champ de la manière suivante :



où $[Y_{ij}]$ représente la matrice admittance du transistor à effet de champ.

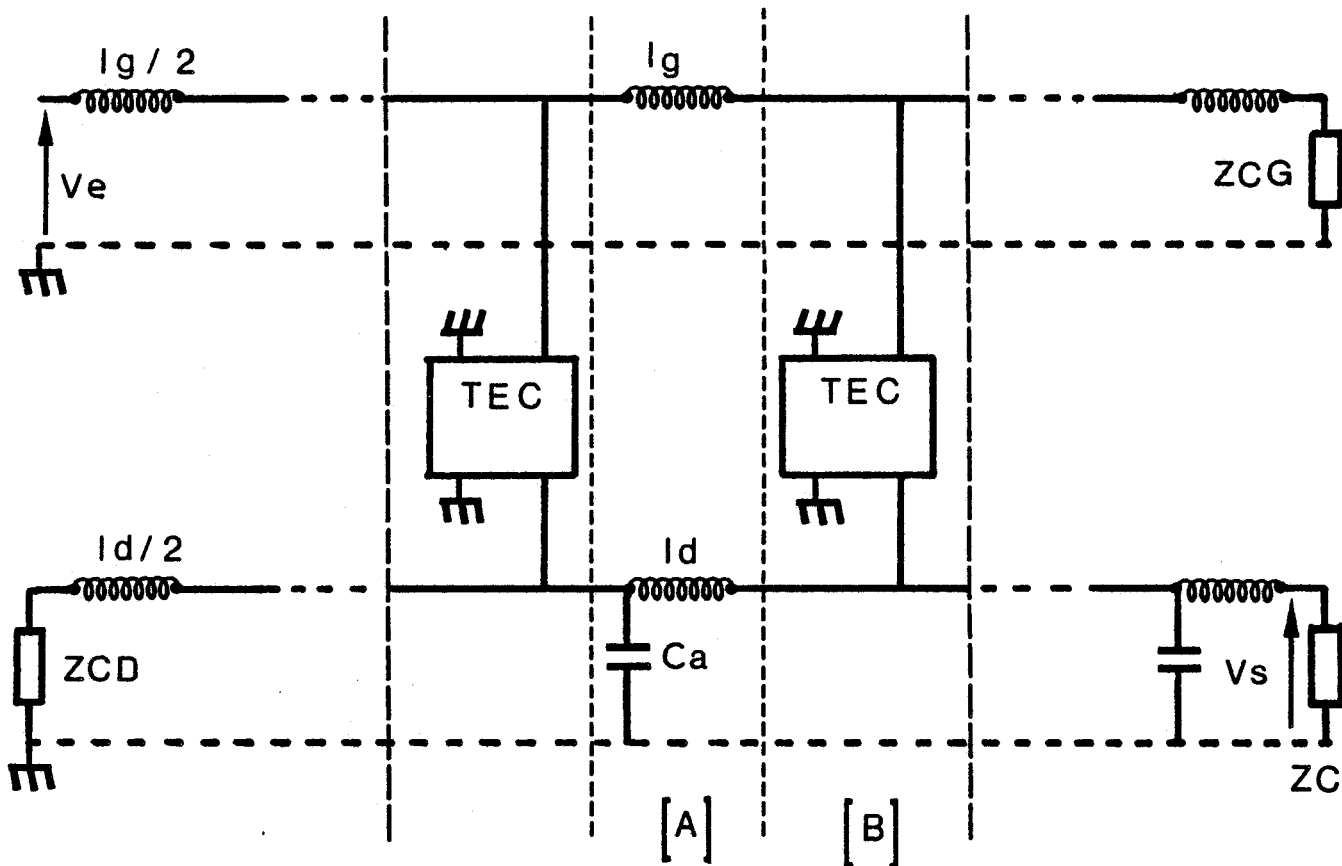
Afin de calculer le facteur de bruit du transistor ou d'un dispositif, on transforme le quadripôle ci-dessus en deux quadripôle en cascade ; l'un constituant un quadripôle bruyant, l'autre un quadripôle non bruyant [34].

Les quadripôles ainsi définis sont représentés sur la figure (IV.1). On a alors :

$$u = id/Y_{21} \text{ et } i = ig + id \frac{Y_{11}}{Y_{21}}$$

"u" et "i" sont des grandeurs corrélées.

La connaissance de ces paramètres permet le calcul du facteur de bruit du transistor et aussi celui de l'amplificateur.



[A] octopôle passif

[B] octopôle actif bruyant

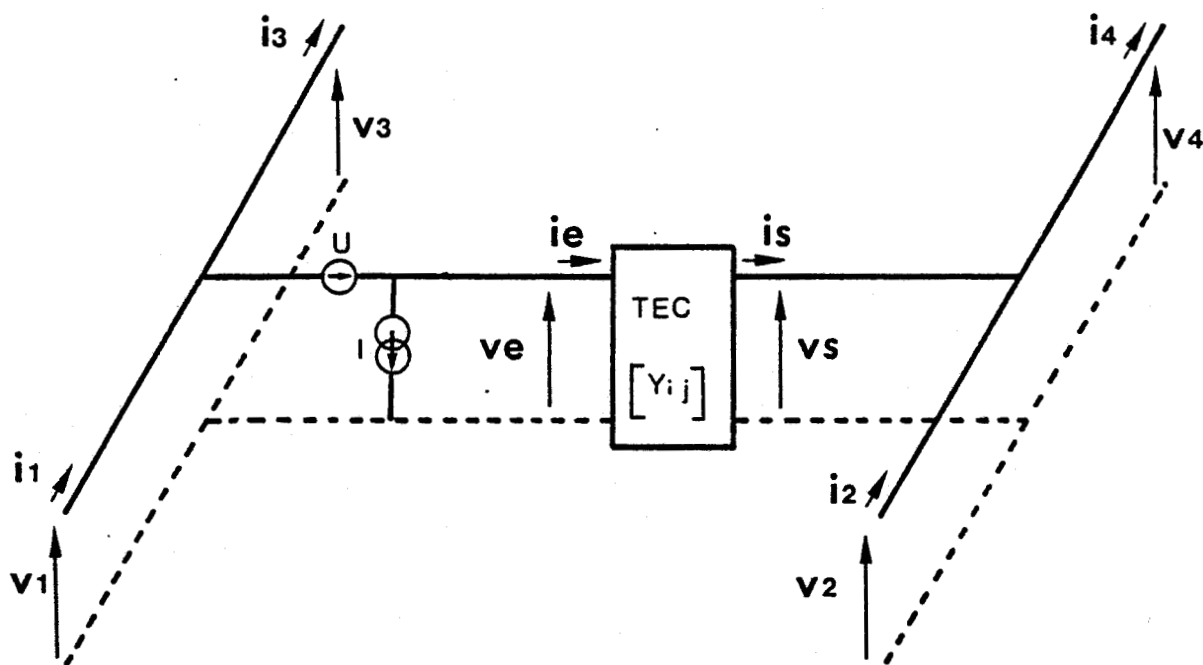
Figure IV.2. Représentation de l'amplificateur distribué en une cascade d'octopôles actifs et passifs.

IV.2 - MODELE ANALYTIQUE DE BRUIT DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE.

La méthode de NICLAS [31] consiste, comme le montre la figure (IV.2), à décomposer l'amplificateur distribué en une cascade d'octopôles actifs et passifs.

Les octopôles passifs sont constitués des quadripôles d'adaptation des lignes de grille et de drain. Quant aux octopôles actifs, ils comportent chacun le quadripôle "bruyant" attaché à chaque transistor à effet de champ.

La matrice représentative de ces octopôles est la suivante :



avec

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \\ v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = [BS]_{4 \times 4} \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \\ v_4 \\ i_4 \end{pmatrix} + [BB]_{4 \times 4} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \\ i \end{pmatrix} \quad (1)$$

où

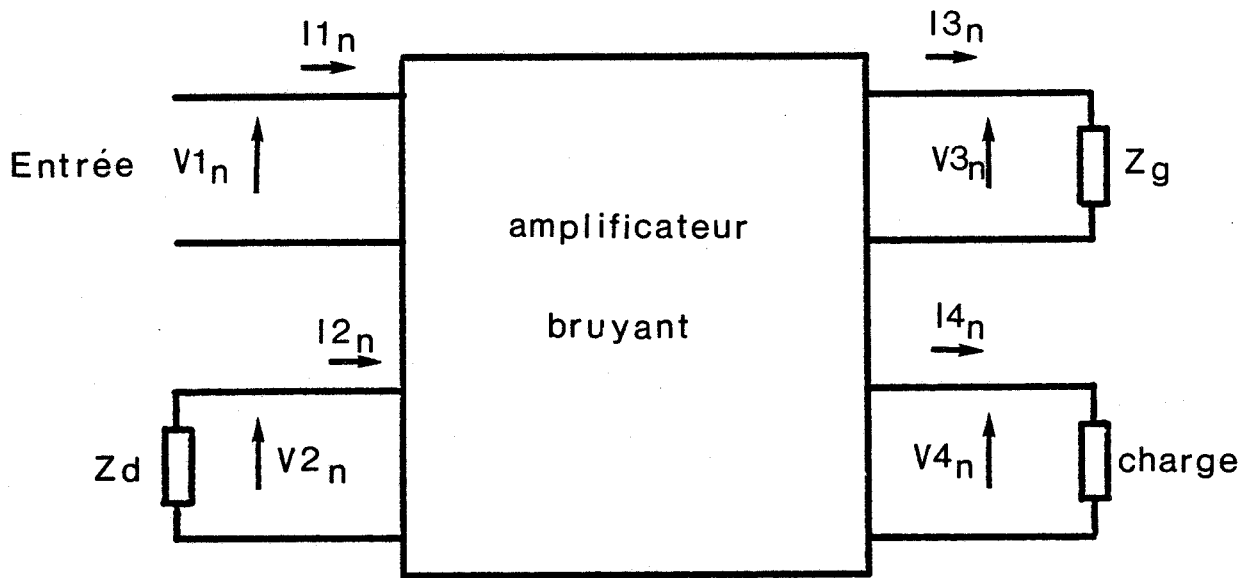


Figure IV.3. Amplificateur distribué représenté par un octopôle bruyant.

$$[BS] = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ Y_{11} & 1 & Y_{12} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -Y_{21} & 0 & -Y_{22} & 1 \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad [BB] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{11} & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -Y_{21} & 0 \end{pmatrix}$$

Dans cette formulation, nous remarquons qu'à la matrice relative aux paramètres petits signaux du transistor, s'ajoute une matrice fonction des paramètres de bruit de ce même transistor. Nous négligeons, dans cette modélisation, les bruits thermiques dus aux pertes métalliques dans les rubans conducteurs constituant les éléments passifs d'adaptations.

Dans ces conditions, il est aisé d'obtenir les relations exactes entre les extrémités de l'amplificateur et, en particulier, les relations entre les paramètres de bruit et les extrémités de la ligne grille et de la ligne drain en effectuant les produits matriciels adéquats.

L'octopôle résultant est représenté sur la figure IV.3. On obtient pour N transistors à effet de champ l'équation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{1n} \\ i_{1n} \\ v_{2n} \\ i_{2n} \end{pmatrix} = [CB]^N \begin{pmatrix} v_{3n} \\ i_{3n} \\ v_{4n} \\ i_{4n} \end{pmatrix} + \left\{ \sum_{i=1}^{N-1} [CB]^i + [I] \right\} [QV] \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \\ i \end{pmatrix} \quad (2)$$

où $[CB] = [A] [BS] [A]$, $[QV] = [A] [BB]$, $[I]$ étant la matrice unitaire, et

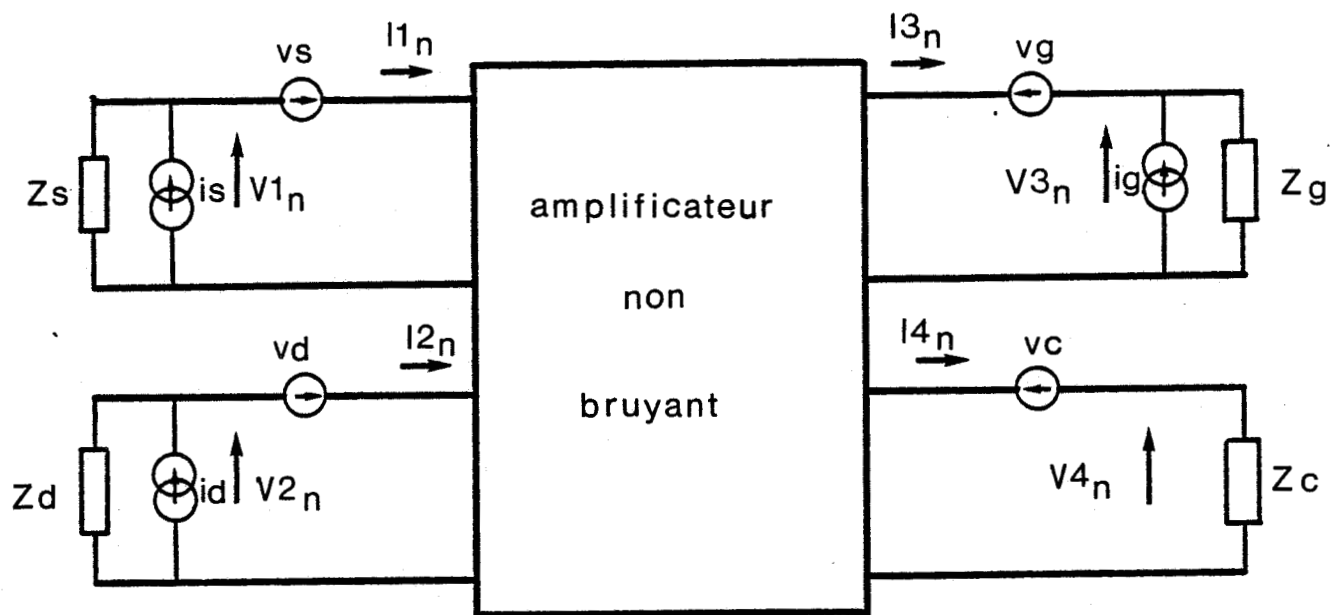


Figure IV.4. Amplificateur distribué composé d'un octopôle non bruyant associé à ses sources de bruits externes.

$$[A] = \begin{pmatrix} 1 & j Lg \frac{\Omega}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & j Ld \frac{\Omega}{2} \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

Pour avoir une formulation plus condensée nous définissons les matrices $[W]_{4 \times 4}$ et $[X]_{4 \times 4}$ telles que :

$$\begin{pmatrix} v_{1n} \\ i_{1n} \\ v_{2n} \\ i_{2n} \end{pmatrix} = [W] \begin{pmatrix} v_{3n} \\ i_{3n} \\ v_{4n} \\ i_{4n} \end{pmatrix} + [X] \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \\ i \end{pmatrix} \quad (3)$$

Il reste, ensuite, à introduire les sources de bruits présentées aux extrémités des lignes grille et drain par les impédances extérieures. Celles-ci sont, pour la ligne grille Z_s et Z_g , et, pour la ligne drain, Z_d .

On représente ces sources de bruit par des générateurs de courant. Ceci étant fait, on représente l'ensemble de l'amplificateur par un nouveau schéma (figure IV.4) dans lequel l'octopôle bruyant amplificateur est remplacé par un octopôle non bruyant associé à quatre sources de tensions en série avec les entrées.

En utilisant le formalisme de ROTHE et DHALKE [34], on peut exprimer les relations de fermeture nécessaires au calcul de ces sources de tension de bruit.

En effet, on a :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{1n} = -v_s \\ i_{1n} = i_s + Y_s v_s \\ v_{2n} = -v_d \\ i_{2n} = i_d + Y_d v_d \end{array} \right. \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_{3n} = -v_g \\ i_{3n} = -i_g - Y_g v_g \\ v_{4n} = -v_c \\ i_{4n} = -Y_c v_c \end{array} \right.$$

Nous sommes alors en présence d'un système de quatre équations dont les quatre inconnues sont les sources de tension de bruit v_s , v_d , v_g et v_c .

La source " v_c " est la plus intéressante puisqu'elle se trouve dans la branche de sortie. On peut l'exprimer en fonction de i_s , i_d , i_g , u et i qui sont les sources de bruit connues. v_c s'écrit alors :

$$v_c = K_1 i_d + K_2 i_s + K_3 i_g + K_4 u + K_5 i$$

les expressions des coefficients K_i sont données en annexe 4.

Nous avons vu, au début du chapitre, que les sources de bruit dans le TEC étaient corrélées. Cet aspect se traduit par un coefficient de corrélation mais aussi par une impédance de corrélation " Z_{cor} " telle que

$$i = i_n + u/Z_{cor}$$

où i_n représente la partie du courant i non corrélée à u .
Nous disposons d'une relation supplémentaire reliant i à u .

Pour obtenir le facteur de bruit de l'amplificateur, il faut définir :

- a) la puissance de bruit à l'entrée P_e .
- b) la puissance de bruit disponible qui serait à la sortie si l'amplificateur n'était pas bruyant
- c) la puissance de bruit disponible effectivement à la sortie.

En ce qui concerne la puissance de bruit à l'entrée, on définit P_e telle que $P_e = kTB$.

Si G_p est le gain en puissance de l'amplificateur, la puissance de bruit qui serait disponible en sortie si le quadripôle était non bruyant s'écrit :

$$P_s = G_p \times P_e = G_p kTB$$

ou encore, en utilisant la source de tension de bruit en sortie " v_c ",
 $P_s = \overline{|v_c|^2} / Z_c$ avec $i_d = i_g = u = i = 0$ (sources de bruit inexistantes).
 Dans ces conditions, la puissance P_s s'écrit $P_s = |K_2|^2 \overline{|i_s|^2} Y_c$.
 $\overline{|i_s|^2}$ étant la puissance de bruit de l'impédance de source Y_s , on peut écrire :

$$P_s = G_p \times P_e = |K_2|^2 Y_c 4 kTB Y_s,$$

l'expression du gain en puissance de l'amplificateur G_p est donc égale à

$$G_p = 4 Y_c Y_s |K_2|^2.$$

De la même manière, la puissance de bruit disponible effectivement à la sortie de l'amplificateur distribué est :

$$P_t = Y_c \overline{|v_c|^2} = Y_c \left[|K_1|^2 \overline{|i_d|^2} + |K_2|^2 \overline{|i_s|^2} + |K_3|^2 \overline{|i_g|^2} + |K_5|^2 \overline{|i_n|^2} + \left| K_4 + \frac{K_5}{Z_{cor}} \right|^2 \overline{|u|^2} \right] \quad (4)$$

$\overline{|id|^2}$, $\overline{|ig|^2}$, $\overline{|is|^2}$ représentent les fluctuations de bruit produites par les impédances Z_d , Z_g , Z_s et s'expriment suivant les formulations ci-dessous :

$$\overline{|id|^2} = 4kTB Y_d$$

$$\overline{|ig|^2} = 4kTB Y_g$$

$$\overline{|is|^2} = 4kTB Y_s$$

Quant à $\overline{|u|^2}$ et $\overline{|i_n|^2}$, elles représentent les fluctuations de bruit propre à chaque transistor et s'expriment par :

$$\overline{|u|^2} = 4kTB R_n$$

$$\overline{|i_n|^2} = 4kTB G_n$$

où R_n et G_n sont des paramètres de bruit dépendant des caractéristiques des transistors.

De tout ce qui précède, on déduit le facteur de bruit de l'amplificateur distribué qui prend la forme analytique suivante :

$$F = \frac{P_t}{G_p P_e} = 1 + R_n \frac{4Y_c \left| K_4 + \frac{K_5}{Z_{cor}} \right|^2}{G_p} + G_n \frac{4Y_c |K_5|^2}{G_p} + \frac{4Y_c |K_1|^2 Y_d}{G_p} + \frac{4Y_c |K_3|^2 Y_g}{G_p} \quad (5)$$

où

$$G_p = 4Y_c Y_s |K_2|^2$$

IV.3 - RESULTATS THEORIQUES ET EXPERIMENTAUX.

Nous présentons donc, dans cette partie, les résultats théoriques et ceux issus de la mesure concernant le facteur de bruit de l'amplificateur

F (Ghz)	RN (Ω)	GN (ms)	Rcor (Ω)	Xcor (Ω)
1	25	0.5	30	- 386
3	24	3	30	- 315
5	20	7	30	- 230
7	20	10	30	- 190
9	20	30	30	- 64
12	18	70	30	- 50

Figure IV.5. Paramètres de bruit des transistors à effet de champ.

distribué décrit dans le chapitre III qui a donné les meilleures performances en régime petit signal (Il s'agit de la structure ayant une inductance en série avec les drains des TECs).

La détermination de la valeur des paramètres de bruit d'un transistor à effet de champ (NEC 137) a été effectuée dans notre laboratoire selon la méthode de CAPPY.

Cette détermination repose sur une étude théorique ainsi que sur des mesures. Il faut noter toutefois qu'il est difficile de mesurer " R_n ". Nous résumons les différentes valeurs établies pour ces paramètres en fonction de la fréquence dans le tableau de la figure IV.5. Nous avons ensuite supposé que ces valeurs étaient les mêmes pour les trois transistors (composants triés en statique).

Avant d'avancer plus loin dans l'étude, il est nécessaire d'étudier le comportement fréquentiel des différents termes composant l'expression du facteur de bruit de l'amplificateur distribué.

La simulation montre que le terme dépendant de K_1 est négligeable devant les autres termes quelque soit la fréquence, (figure IV.6 et IV.7). Le coefficient de $G_n \left(\frac{4Y_c |K_5|^2}{G_p} \right)$ décroît fortement avec la fréquence, à l'inverse de G_n . En ce qui concerne le coefficient de R_n , la figure IV.7 montre que ce coefficient reste faible et croît un peu avec la fréquence, néanmoins, la contribution de chaque terme sur le facteur de bruit est du même ordre de grandeur (sauf le terme dépendant de K_1). Le facteur de bruit est alors fortement dépendant des paramètres de bruit R_n et G_n des TEC_s.

Nous présentons sur la figure IV.8 l'évolution fréquentielle du facteur de bruit théorique et expérimental de l'amplificateur distribué. Nous avons également représenté, à titre d'information, le gain en transfert de puissance obtenu dans les mêmes conditions de polarisation ($V_{ds} = 4$ V, $V_{gs} = -0.6$ V).

On constate un écart important, d'environ 2dB, sur toute la plage de fréquence entre le résultat théorique et le résultat expérimental.

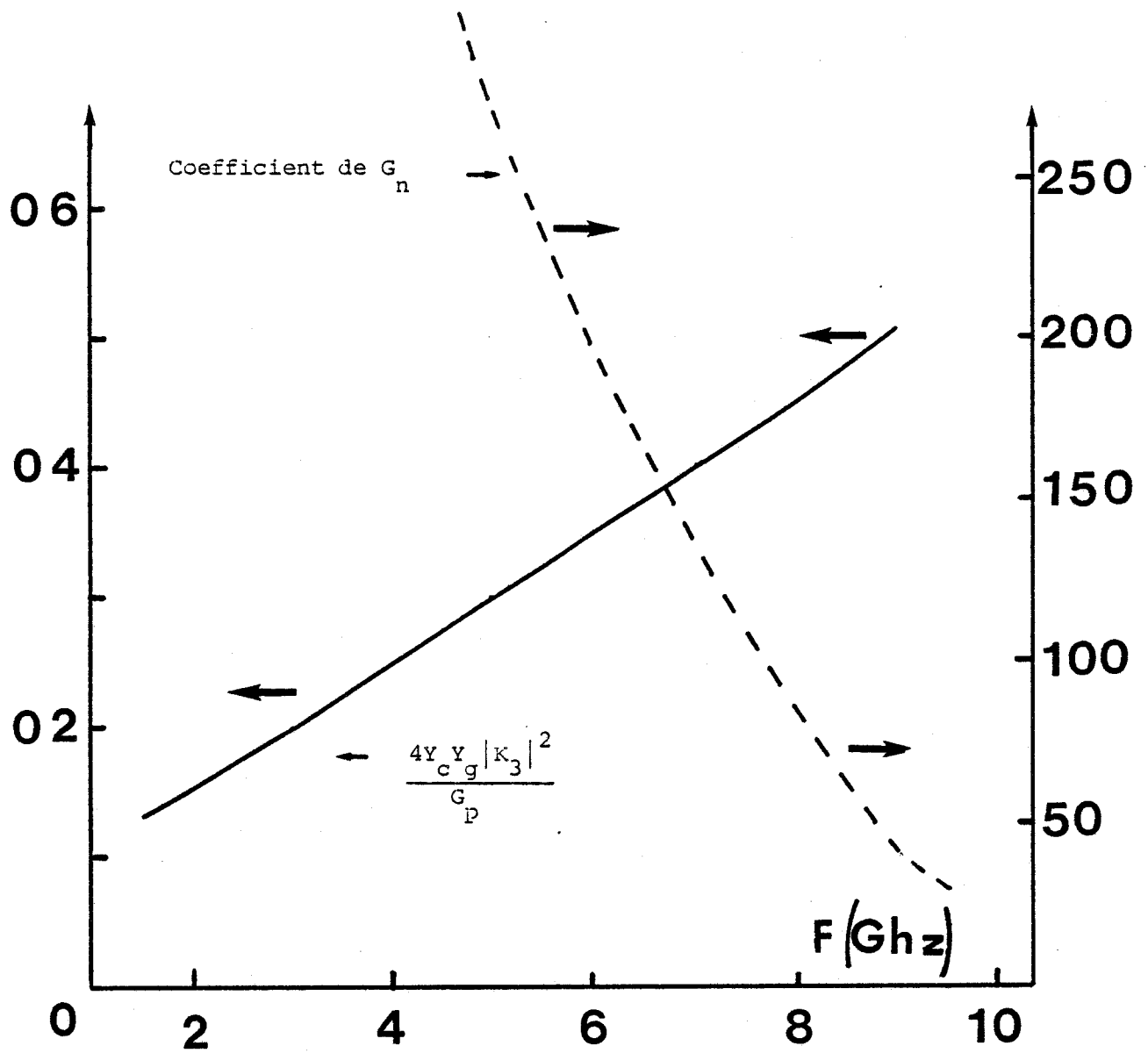


Figure IV.6. Evolution du coefficient de G_n et du terme $\frac{4Y_c Y_g |K_3|^2}{G_p}$ en fonction de la fréquence.

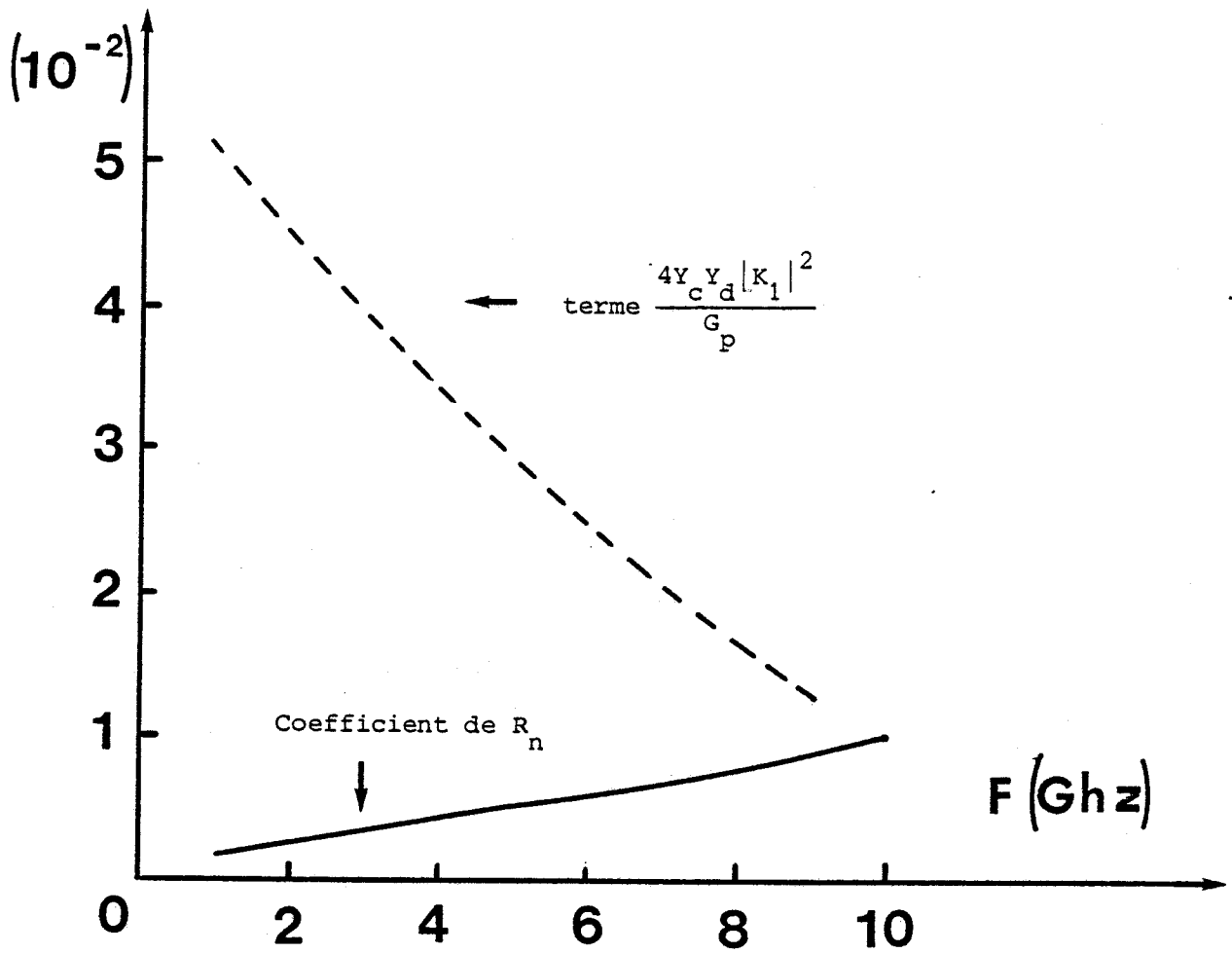


Figure IV.7. Evolution du coefficient de R_n et du terme $\frac{4Y_c Y_d |K_1|^2}{G_p}$ en fonction de la fréquence.

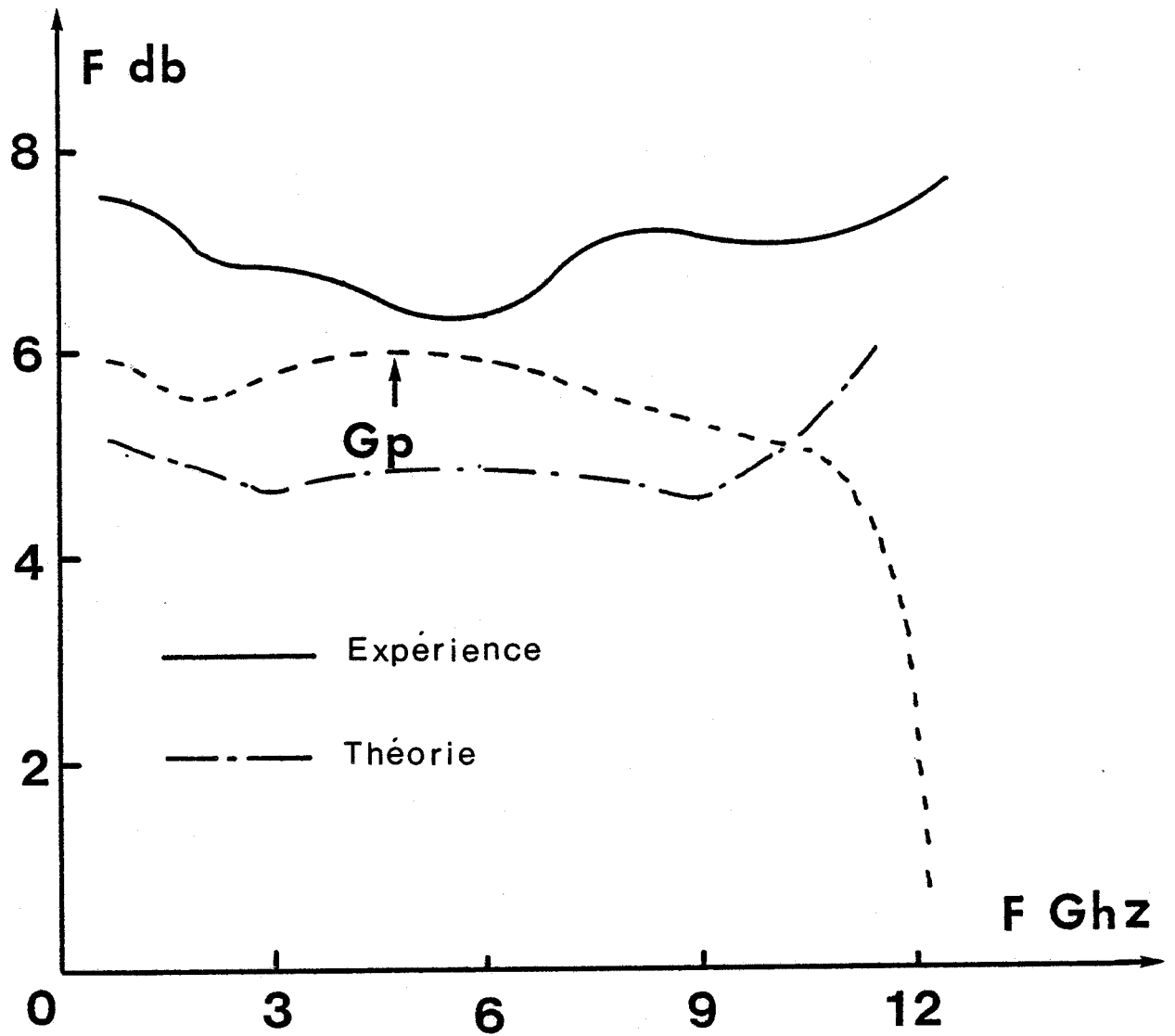


Figure IV.8. Evolution de facteur de bruit théorique et expérimental ainsi que du gain en puissance de l'amplificateur.

Une première explication peut être apportée à ce désaccord à partir des valeurs obtenues théoriquement et pratiquement pour le gain de l'amplificateur G_p . Le gain théorique est en effet supérieur à 1.3 dB environ dans toute la bande de fréquence par rapport au gain expérimental. G_p intervenant au dénominateur des différents termes du facteur de bruit, il est donc fort possible qu'il soit le principal responsable de cet écart.

Une autre explication réside dans le caractère très approximatif des valeurs mesurées ou estimées concernant les paramètres de bruit des transistors à effet de champ utilisés pour calculer théoriquement le facteur de bruit de l'amplificateur. Par ailleurs, les mesures n'ayant porté que sur un seul transistor il est très possible que les transistors présentent des caractéristiques de bruit un peu différentes.

Enfin, bien que nous ayons tenu compte dans la modélisation des éléments parasites inductifs et résistifs (r_s , l_s , l_g , etc...), l'incertitude concernant leur valeur est une cause supplémentaire de l'écart trouvé sur le facteur de bruit.

IV.4 - CONCLUSION.

Les résultats obtenus tant au point de vue théorique qu'expérimental sont du même ordre de grandeur que ceux publiés par NICLAS [31] et tout récemment KENNAN [41]. Nous confirmons ainsi les résultats de ces auteurs, montrant que les amplificateurs distribués ont un comportement en bruit souvent comparable à celui des amplificateurs conventionnels fonctionnant dans une large bande de fréquence [42], [43]. On peut rappeler, pour mémoire le résultat de PAVIO [43] qui, pour une bande passante allant de 6 à 18 Ghz, obtient 8 db de gain en puissance avec un facteur de bruit de 6 db dans toute la bande du dispositif.

L'un des intérêts de l'amplification distribuée, réside dans le fait que l'on peut à la fois augmenter le gain en puissance et diminuer le facteur de bruit du système tout en ne modifiant que très légèrement sa bande passante comme l'a montré NICLAS [31].

Dans le chapitre I, nous avons montré qu'il y avait un nombre d'étages optimum suivant les caractéristiques en gain et en bande passante que l'on souhaitait. Maintenant un troisième facteur intervient pour établir la structure optimum : "*le facteur de bruit*". Le meilleur résultat semblerait être atteint avec cinq transistors sans diminuer la bande passante [31].

Les performances en bruit de la structure hybride que nous avons réalisée s'avèrent donc intéressantes. Elles pourraient peut être subir une amélioration par une recherche d'impédances de charge optimales permettant d'obtenir une minimisation du bruit dans une large bande de fréquence tout en ne dégradant pas le gain en puissance.

Les résultats encourageant, obtenus en régime petit signal, nous permettent maintenant d'envisager le comportement de l'amplificateur distribué en régime grand signal.

Cette étude sera développée dans le chapitre suivant.

ETUDE DU FONCTIONNEMENT DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUÉ EN RÉGIME GRAND SIGNAL

- * -

Les chapitres précédents ont été consacrés à l'étude de l'amplificateur distribué pour un fonctionnement en régime petit signal. Nous allons maintenant nous livrer à une étude prospective concernant les possibilités en régime grand signal dans le but d'applications en amplification de puissance à large bande de fréquence.

Ce sujet n'a fait, jusqu'à présent, l'objet d'aucune étude approfondie. Quelques auteurs ont seulement donné des résultats fragmentaires [13], [14] concernant quelques cas d'espèces, mais n'apportant pas d'indications précises quant à l'intérêt potentiel de l'amplificateur distribué dans le domaine de la puissance.

Le présent chapitre apporte des éléments de réponse à ce sujet. Il comporte une analyse du fonctionnement en régime grand signal, réalisée à l'aide du programme SPICE 2, et une confrontation expérimentale effectuée à partir de la structure de l'amplificateur avec laquelle nous avons obtenu, en régime petit signal, les meilleures performances.

V.1 - MODÉLISATION DES NON-LINÉARITÉS DES TRANSISTORS À EFFET DE CHAMP.

De manière générale, en régime d'amplification classe A, la puissance maximale délivrée par le transistor à effet de champ est :

$$P_{\text{Max}} = \frac{1}{8} V_{\text{Max}} I_{\text{Max}} \approx \frac{1}{8} V_b I_{\text{DSS}}$$

.../...

En effet, l'excursion maximale V_{Max} de la tension drain-source (V_{ds}) est limitée à la valeur V_b de la tension d'avalanche au pincement, l'excursion maximale du courant de drain I_{Max} est égale à la valeur I_{dss} correspondant à V_{gs} voisin ou légèrement supérieure à 0 volts.

L'étude des mécanismes des limitations en puissance du TEC a fait l'objet de nombreux travaux [35], et notamment dans notre laboratoire où un apport essentiel à la compréhension des limitations liées à l'avalanche a été fourni.

Dans le cas de l'amplification distribuée, le fonctionnement grand signal est évidemment conditionné par les limitations en excursion de chacun des transistors composant l'amplificateur. On ne peut pas, pourtant en déduire les performances maximales en puissance par une simple addition des possibilités des différents transistors, car, dans la structure distribuée, par le jeu des phénomènes de propagation sur les lignes grille et drain, et des variations d'amplitude et de phase qui en résultent, chacun des transistors risque d'avoir une excursion de son point de fonctionnement dans le réseau de caractéristiques $ID = f(V_{ds})$ notablement différente de celle des autres transistors.

Pour déterminer ces comportements à partir d'une simulation, il importe d'abord, de définir le schéma utilisé pour représenter les transistors en fonctionnement grand signal.

En régime petit signal, les fluctuations du signal hyperfréquence autour du point de polarisation sont très faibles et les transistors sont représentés par un schéma équivalent linéaire du type utilisé dans notre étude des chapitres précédents.

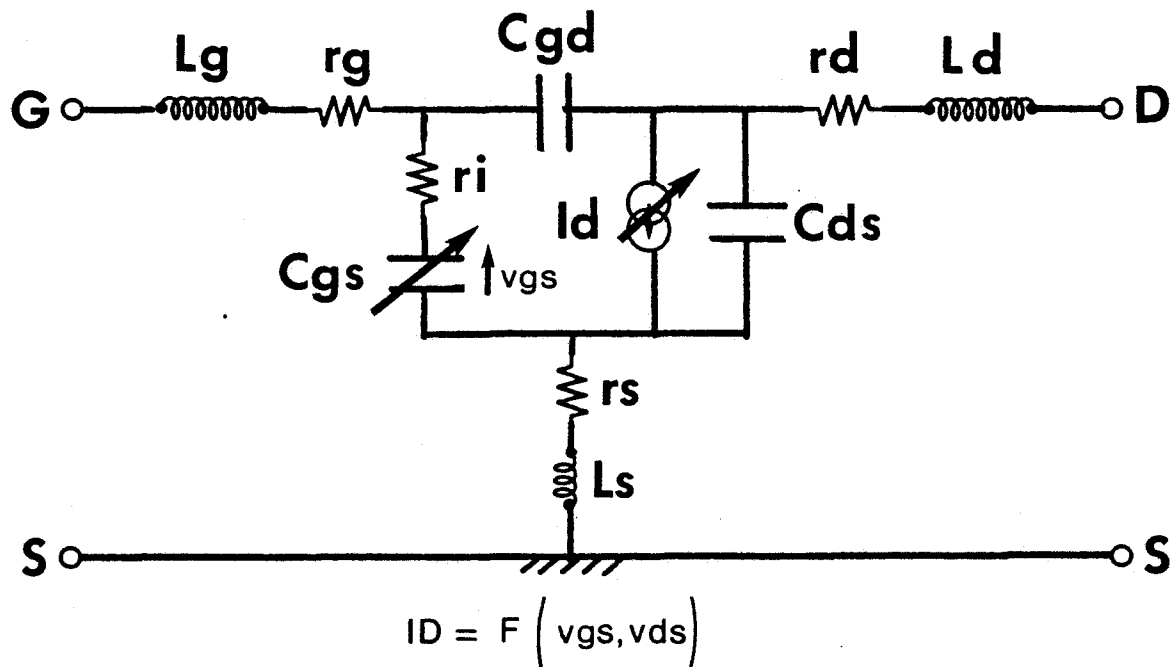
En régime grand signal, les fluctuations deviennent très grandes, et les différents éléments du schéma équivalent ne peuvent plus être considérés comme constants et indépendants de l'amplitude des signaux. On peut cependant utiliser encore un schéma relativement simple à condition de ne prendre en compte que les non-linéarités les plus importantes, c'est à dire :

- a) celle de la capacité grille-source " C_{gs} " en fonction de la tension instantannée V_{gs} à ces bornes,

- b) celle du courant de drain "Id" en fonction à la fois des tensions instantannées Vgs et Vds.

L'allure du réseau des caractéristiques statiques du transistor permet de préciser la loi de variation de Id autour du point de polarisation choisi.

Dans ces conditions, le schéma non-linéaire du transistor à effet de champ, utilisé pour le fonctionnement en puissance, est le suivant :



Nous négligeons, en première approximation, les variations de la capacité Cgd et supposons que celle-ci conserve au cours du temps une valeur constante.

L'intérêt pratique de ce modèle réside dans le fait qu'il est facilement exploitable dans une simulation faisant appel au programme SPICE 2.

V.2 - SIMULATION NON LINEAIRE A L'AIDE DE SPICE 2.

Comme nous l'avons déjà décrit dans le chapitre 2, SPICE 2 est un programme général de simulation de système électriques. Ce programme permet, entre autre, d'effectuer des simulations en régime statique, en régime harmonique petit et grand signal. L'utilisation de SPICE 2 nécessite une descrip-

tion adéquate des circuits à étudier, notamment au niveau des éléments non linéaires.

V.2.1 - Condition d'utilisation.

Comme en petit signal, on définit une description nodale du circuit. Le programme permet d'utiliser les commandes non linéaires classiques (générateurs de courant et de tension) ainsi que des éléments non linéaires fonctions de plusieurs variables. Ces éléments peuvent être des capacités, des inductances et des résistances. Il suffit de connaître la loi de variation de ces éléments en fonction de leurs variables. Cette loi, pour une grandeur I fonction de deux variables x et y doit s'écrire sous la forme générale :

$$I = a_1 + a_2x + a_3y + a_4x^2 + a_5xy + a_6y^2 + \dots \quad (1)$$

Dans la description du circuit, il suffira d'introduire les coefficients " a_i " dans l'ordre indiqué par la formule (1).

Dans ces conditions, nous devons établir les expressions des éléments non linéaires que l'on utilise, à savoir :

- la capacité grille-source C_{gs}
- le courant instantané de drain I_d , fonction des tensions V_{gs} et V_{ds} .

En ce qui concerne le courant de drain, nous avons choisi d'utiliser le formalisme de GOPINATH [36]. Selon ce formalisme, dans toute la zone de saturation du réseau de caractéristiques statiques ce courant peut s'exprimer de la façon suivante :

$$I_d = I_{dss} \left(1 - \frac{v_{gs}(t)}{V_p}\right)^2 \left(1 + \frac{v_{ds}}{I_{dss} R_{dso}}\right) \quad (2)$$

I_{dss} représentant le courant de saturation de drain à $V_{gs} = 0$ volts, V_p la tension de pincement et $1/R_{dso}$ la conductance de sortie du TEC à $V_{gs} = 0$ volts.

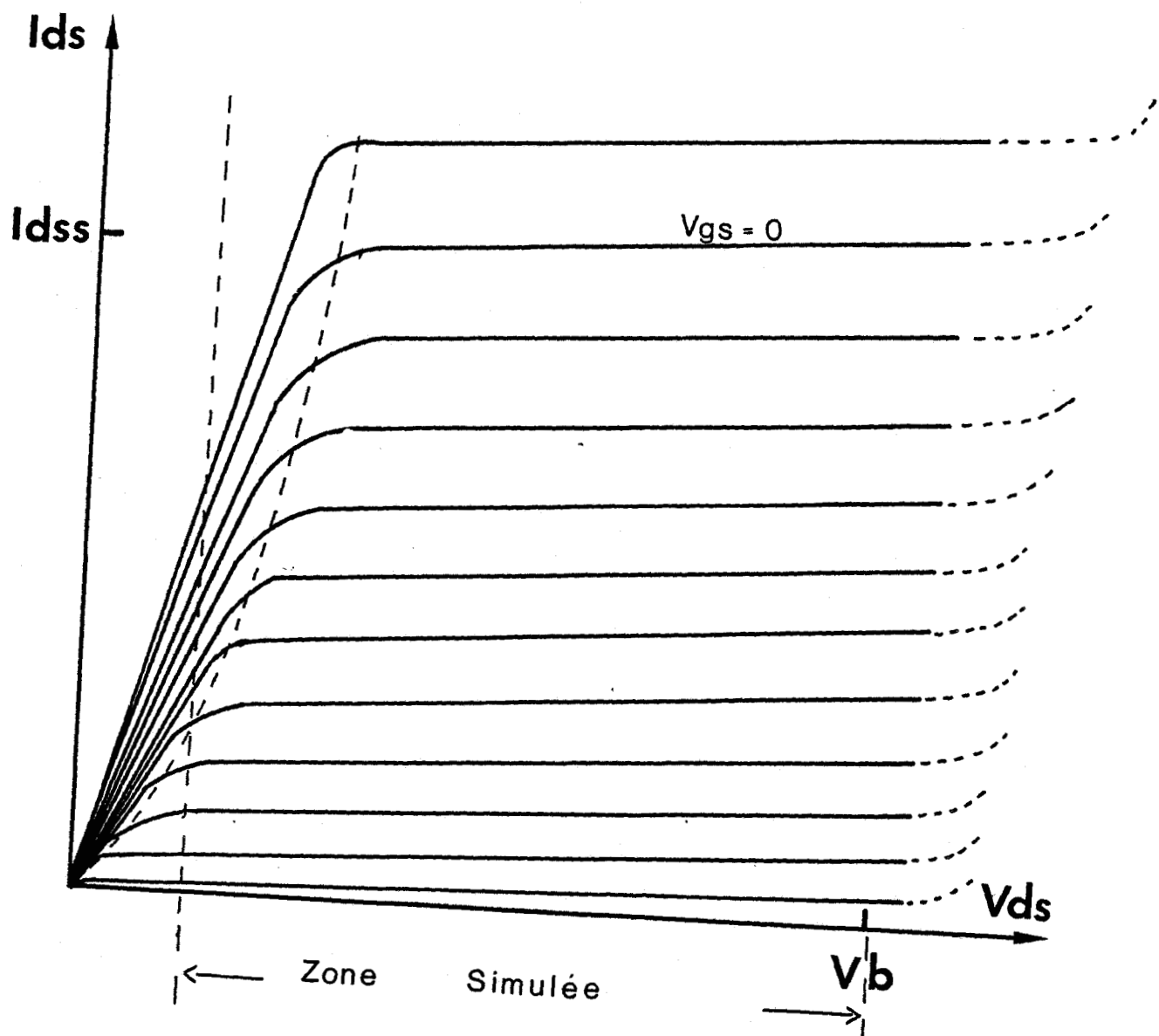


Figure V.1. Réseau de caractéristiques $I_{ds} = F(V_{gs}, V_{ds})$.

Cette modélisation est insuffisante si l'on veut un fonctionnement en fort signal pour des tensions drain-source V_{ds} faibles. Nous avons alors complété l'équation (2) en exprimant le courant I_d de la manière suivante :

$$I_d = \left(1 - \frac{v_{gs}(t)}{V_p}\right)^2 (a_0 + a_1 v_{ds} + a_2 v_{ds}^2 + a_3 v_{ds}^3) \quad (3)$$

A l'aide de ce formalisme, nous décrivons, en plus de la zone de saturation du réseau $I_d = f(v_{ds})$, une partie de la zone ohmique de ce réseau en nous limitant à V_{ds} égal à 1 volt (figure V.1).

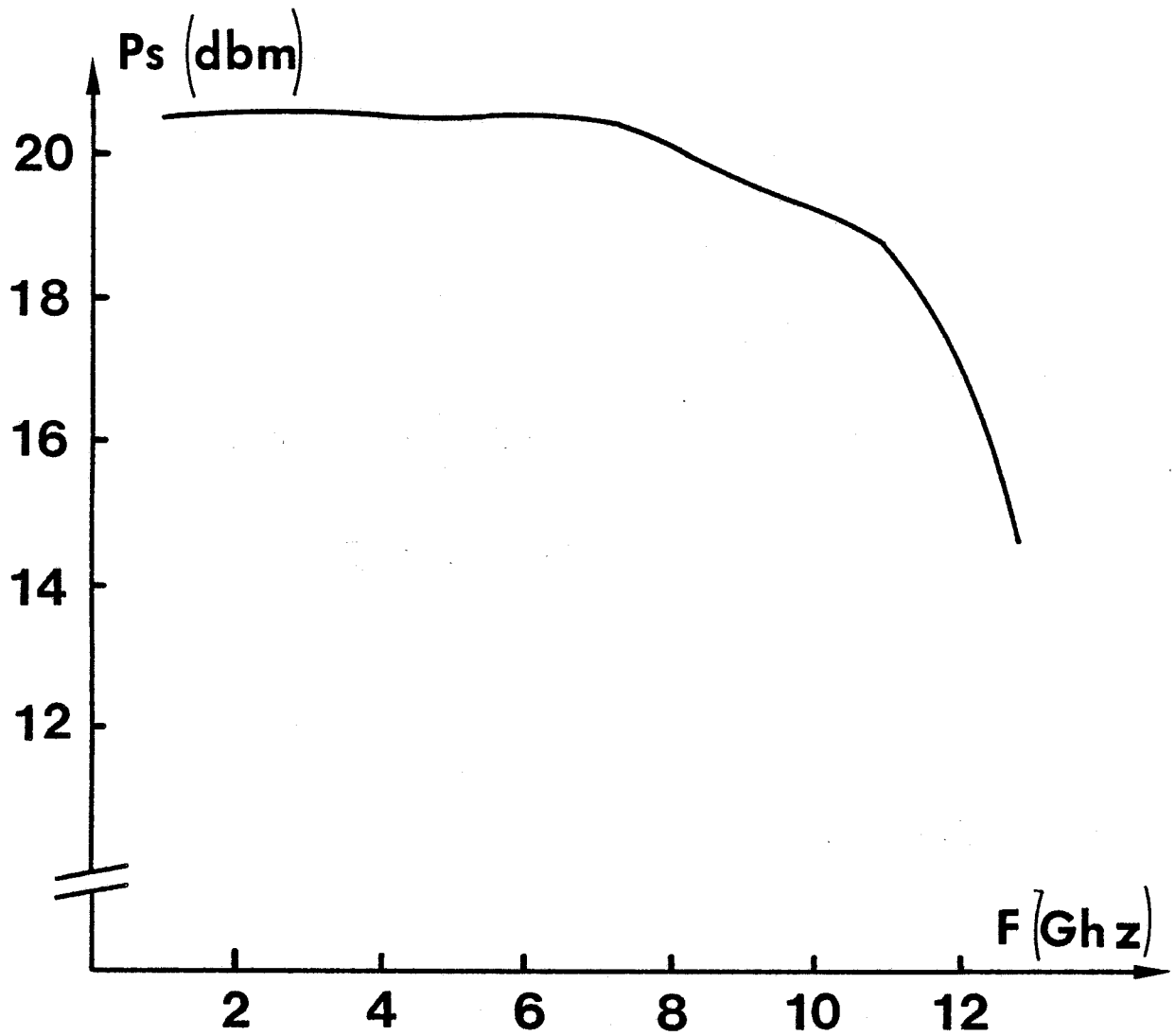
Nous avons vu, dans la première partie de ce chapitre, que la capacité C_{gs} dépend de la tension V_{gs} à ces bornes. Classiquement, la valeur de cette capacité est donnée par l'expression suivante :

$$C_{gs} = C_{g_{so}} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_{bi}}\right)^{-\frac{1}{2}} \quad (3)$$

Dans cette formule, $C_{g_{so}}$ représente la valeur de C_{gs} à $V_{gs} = 0$ volt, et V_{bi} est la tension de barrière de la jonction à contact Schottky.

A partir de ces considérations théoriques, nous avons simulé un amplificateur distribué constitué de trois transistors à effet de champ petits signaux polarisés en classe A. Cet amplificateur, décrit dans le chapitre III au paragraphe (III.2.3), (amplificateur C), est celui qui a donné les meilleurs résultats en régime petit signal.

La simulation grand signal de l'amplificateur à l'aide de SPICE 2 permet une analyse harmonique et la détermination du taux de distorsion en régime établi, (les harmoniques du signal de sortie étant générées par les non-linéarités des transistors à effet de champ). Le programme procède par évolution d'un régime transitoire jusqu'au régime établi. Cette étude est d'un grand intérêt puisqu'elle fournit les évolutions au cours du temps des tensions et des courants à l'entrée et à la sortie du dispositif.



Puissance d'entrée = 13 dbm

Figure V.2. Evolution de la puissance de sortie en fonction de la fréquence.

On peut ainsi calculer la puissance d'entrée et la puissance de sortie de l'amplificateur distribué en fonction de la fréquence du générateur placé à l'entrée.

V.2.2 - Résultats théoriques.

Pour obtenir une puissance importante en sortie des TECs (NEC 137), nous avons supposé leur point de polarisation en classe A à $V_{ds} = 4$ volts et $I_d = I_{d_{ss}}/2 = 55$ mA correspondant à $V_{gs} = -0,8$ volts.

En admettant, pour ces transistors, un potentiel de diffusion V_{bi} de 0,8 volts et une tension de pincement V_p de - 3 V, nous avons retenu pour expressions de I_d et C_{gs} :

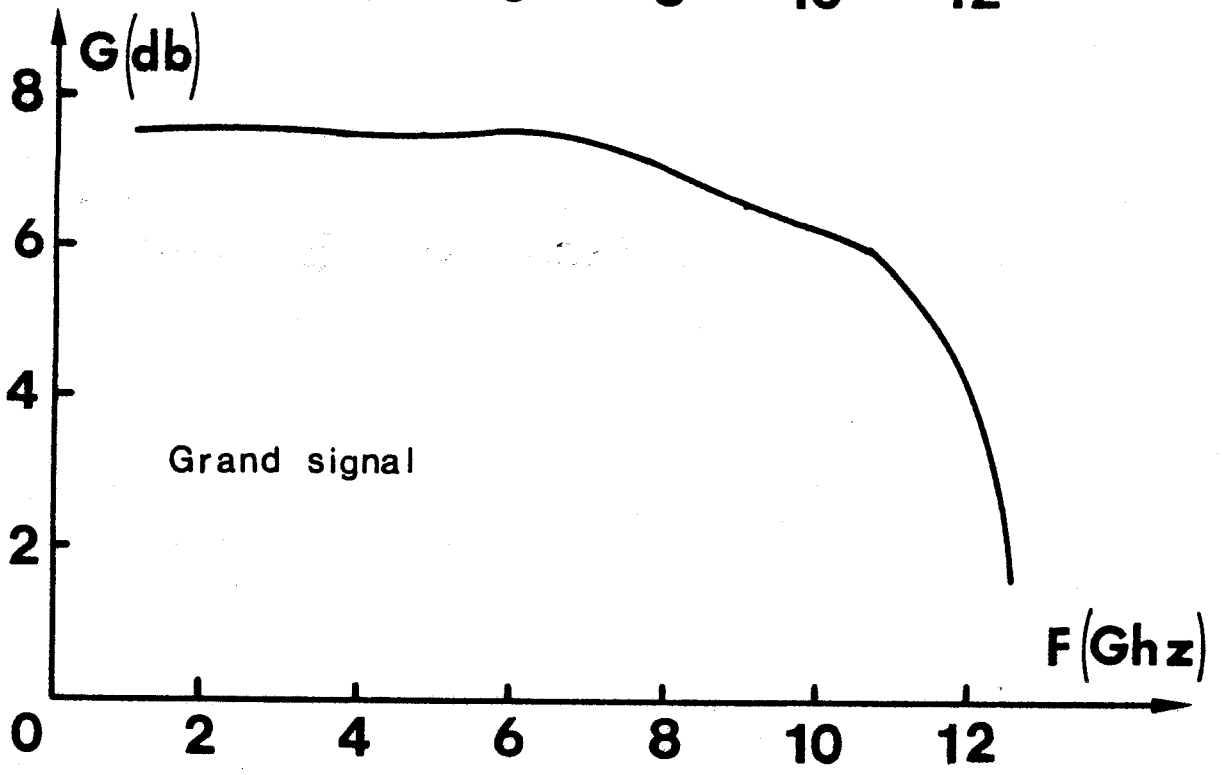
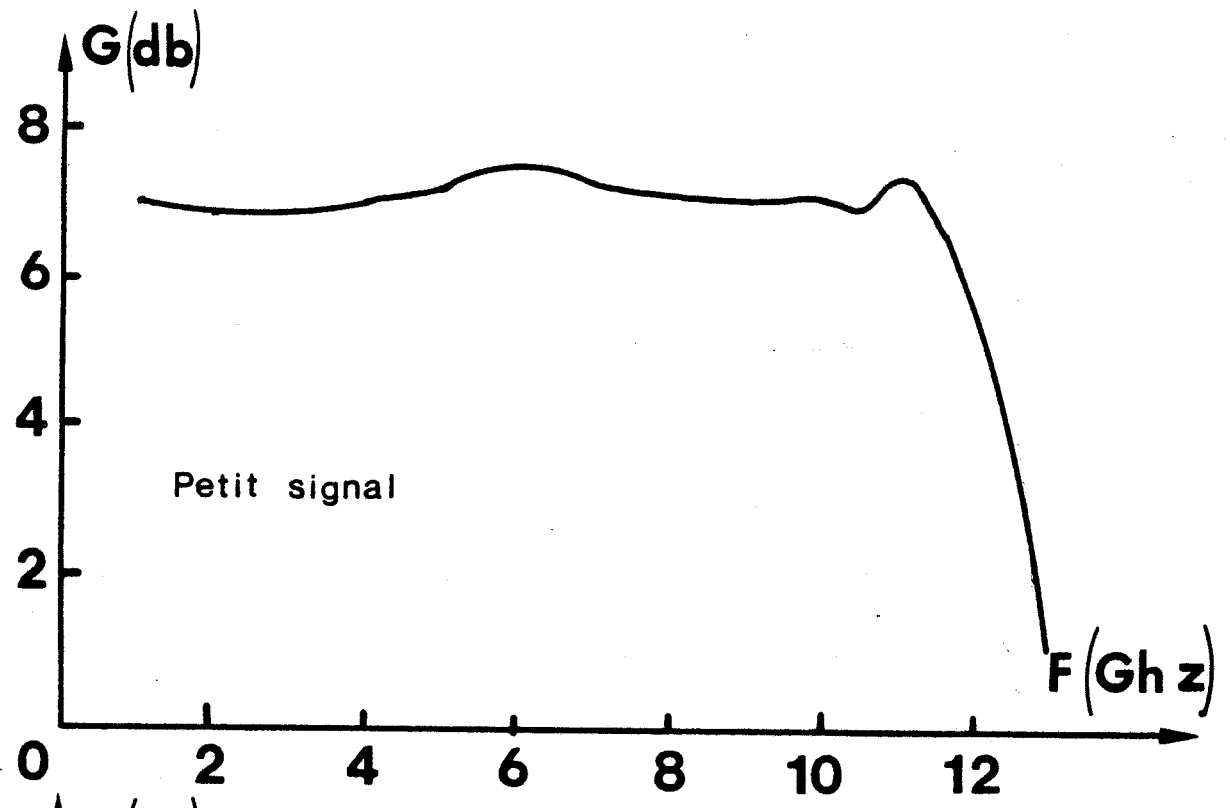
$$I_d = \left(1 + \frac{v_{gs}}{3.5}\right)^2 (12.10^{-3} + 4,62.10^{-2} v_{ds} - 8,938.10^{-3} v_{ds}^2 + 6.10^{-4} v_{ds}^3)$$

$$C_{gs} = 0,35.10^{-12} + 9,66.10^{-14} v_{gs} + 4.10^{-14} v_{gs}^2 + 1,333.10^{-14} v_{gs}^3$$

où v_{gs} et v_{ds} sont les valeurs instantannées des tensions grille-source et drain-source.

Les éléments du schéma équivalent, de la figure présentée en page 69 indépendants de V_{gs} et V_{ds} ont été pris avec les mêmes valeurs que celles définies dans le chapitre III où a été établie cette structure d'amplificateur distribué à inductances de drain dont nous allons, maintenant, voir le comportement en puissance.

Nous montrons sur la figure (V.2) un exemple typique ainsi obtenu, d'évolutions de la puissance de sortie, en régime grand signal, en fonction de la fréquence. Ce résultat correspond à une puissance d'entrée de 13 dbm, qui après des essais successifs, s'est avérée correspondre à la limite maximum admissible au-delà de laquelle le gain subit une compression supérieure à 1 db.



Vds - 4 V

Id - 55 ma par TEC

Figure V.3. Gain en transfert de puissance théorique sous un régime petit et grand signal.

Le gain en transfert de puissance correspondant est représenté sur la figure (V.3.) Sur cette même figure, le gain petit signal est également représenté. Deux constatations s'imposent immédiatement : premièrement la valeur maximum du gain en grand signal est sensiblement identique à celle en petit signal ; deuxièmement, le comportement fréquentiel de la réponse de l'amplificateur est à peu près le même en petit et en grand signal.

Nous avons également déterminé, à partir de la simulation, l'évolution en fonction de la fréquence du taux de distorsion de la puissance de sortie. Celui-ci est donné sur la figure (V.4) pour le régime à puissance d'entrée de 13 dbm. On constate qu'il est d'autant plus élevé que la fréquence est basse.

De l'ensemble de ces résultats, il apparaît que, globalement le comportement en puissance de l'amplificateur distribué présente un intérêt certain puisqu'il conserve sa propriété "*large-bande*", lors d'un fonctionnement en régime grand signal.

L'amélioration du taux de distorsion avec la fréquence est due essentiellement d'une part à la diminution de la non linéarité des transistors avec la fréquence [37] et d'autre part à l'influence des lignes de transmission de grille et de drain.

En effet, celles-ci assurent une certaine isolation entre les différents transistors tout en jouant le rôle de filtre passe-bas. Ce phénomène est d'autant plus marqué que la fréquence est élevée et, pour les fréquences les plus hautes, on retrouve un régime de fonctionnement quasi-sinusoïdal, ce qui explique la similitude de réponse fréquentielle avec le régime petit signal.

Il est bien évident que si le niveau d'entrée se situe au delà de la valeur de 13 dbm, correspondant à la compression de 1 db du gain, la distorsion devient telle que sa correction par la montée en fréquence n'est plus suffisamment opérante pour donner des résultats intéressants.

Voyons maintenant, dans quelles mesures, ces résultats théoriques sont vérifiés expérimentalement.

FREQUENCE GHz	1	2	3	4	5	6	7	8	9
TAUX DE DISTORSION THEORIQUE EN %	18	16	14	10	11	7	5	3	3

CE TAUX EST DEFINI COMME ETANT LE RAPPORT DE LA DEUXIEME HARMONIQUE A LA COMPOSANTE FONDAMENTALE DU SIGNAL.

Figure V.4. Evolution fréquentielle du taux de distorsion de l'amplificateur distribué.

V.3 - ETUDE EXPERIMENTALE, COMPARAISON THEORIE-EXPERIENCE.

L'amplificateur utilisé est, rappelons le, celui que nous avons réalisé autour de trois transistors à effet de champ petit signaux NEC 137. Il est décrit dans le chapitre III et utilise la technique de l'inductance en série avec le drain des TECs.

Nous avons présenté dans ce même chapitre ses performances en régime petit signal.

Il est important de signaler que cet amplificateur soit adapté en entrée et en sortie à 50 ohms en régime petit signal. Nous conservons strictement la même polarisation ($V_{ds} = 4$ volts, $I_d = 55$ mA pour chaque transistor) et la même structure qu'en régime faible signal.

Le banc de mesure de puissance sur lequel a été testé cet amplificateur est classique ; il est représenté sur la figure (V.5.)

La figure(V.6) montre l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à une fréquence de 10 GHZ. On peut ainsi définir le point de compression à 1 db à cette fréquence. Ce point est obtenu pour une puissance d'entrée de 14 dbm, (25 mW), ce qui correspond raisonnablement aux 13 dbm théoriques établis précédemment. Dans nos mesures, nous avons donc retenu 13 dbm comme puissance maximum d'entrée, soit 20 mW.

La figure(V.7) montre l'évolution du gain en puissance de l'amplificateur pour les deux régimes de fonctionnement, grand signal et petit signal.

Sur la figure(V.8), nous présentons l'évolution de la puissance de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence pour une puissance d'entrée constante égale à 13 dbm. Pour cette puissance d'entrée, nous obtenons une puissance de sortie de 18,7 dbm (74,2 mW) pour une gamme de fréquences allant de 1 à 10 GHZ.

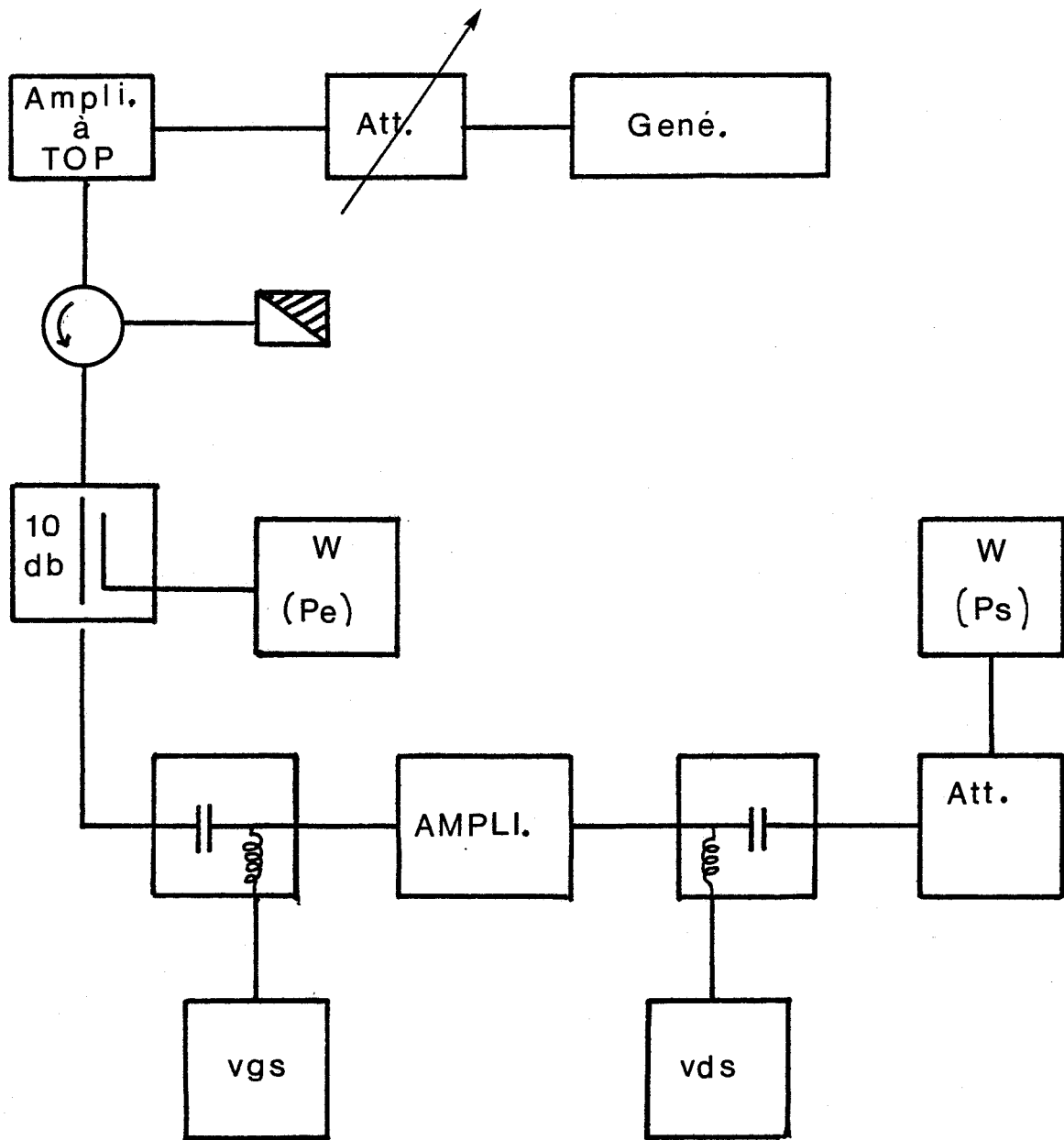


Figure V.5. Schéma synoptique du banc de mesure de puissance.

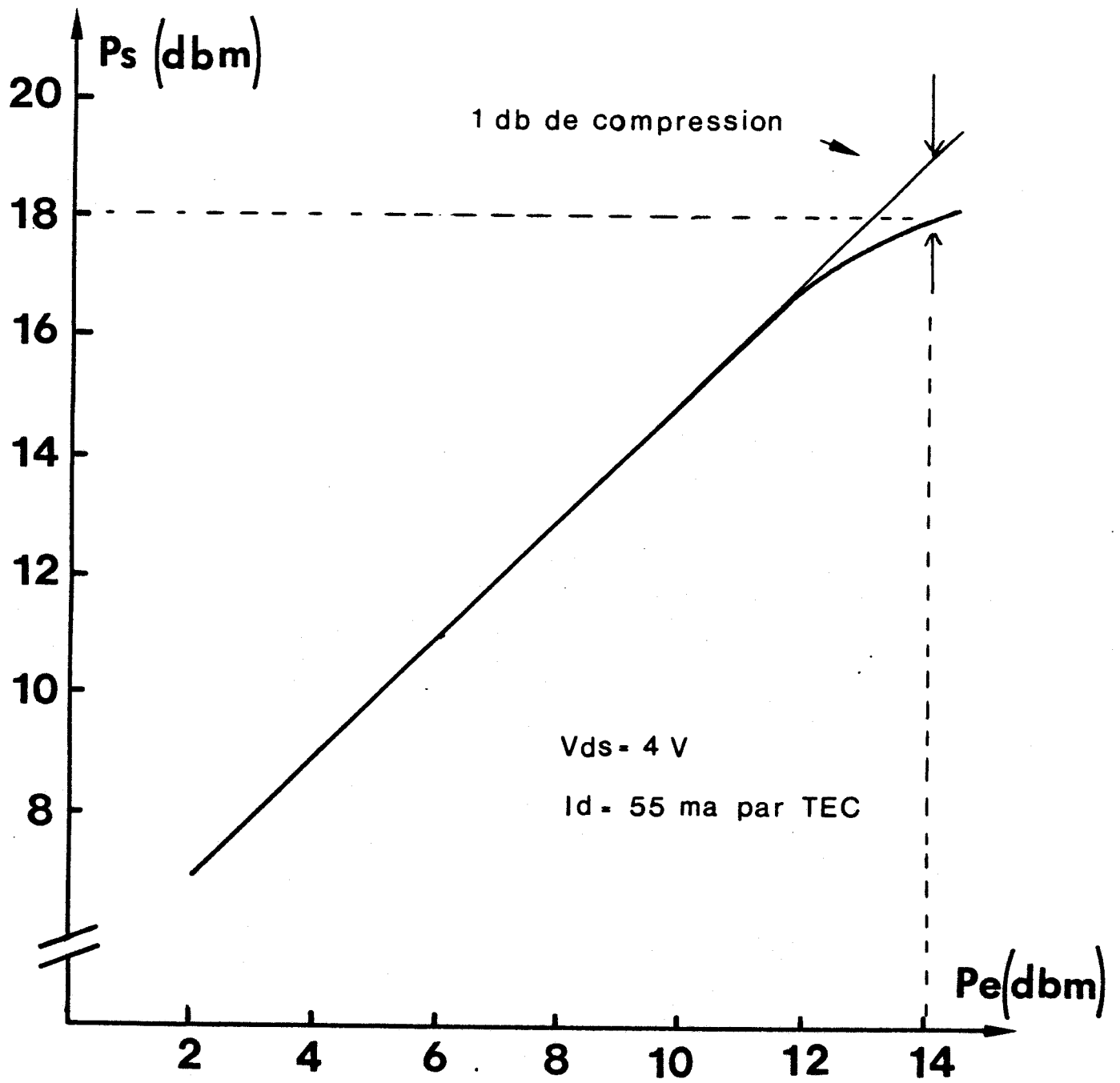
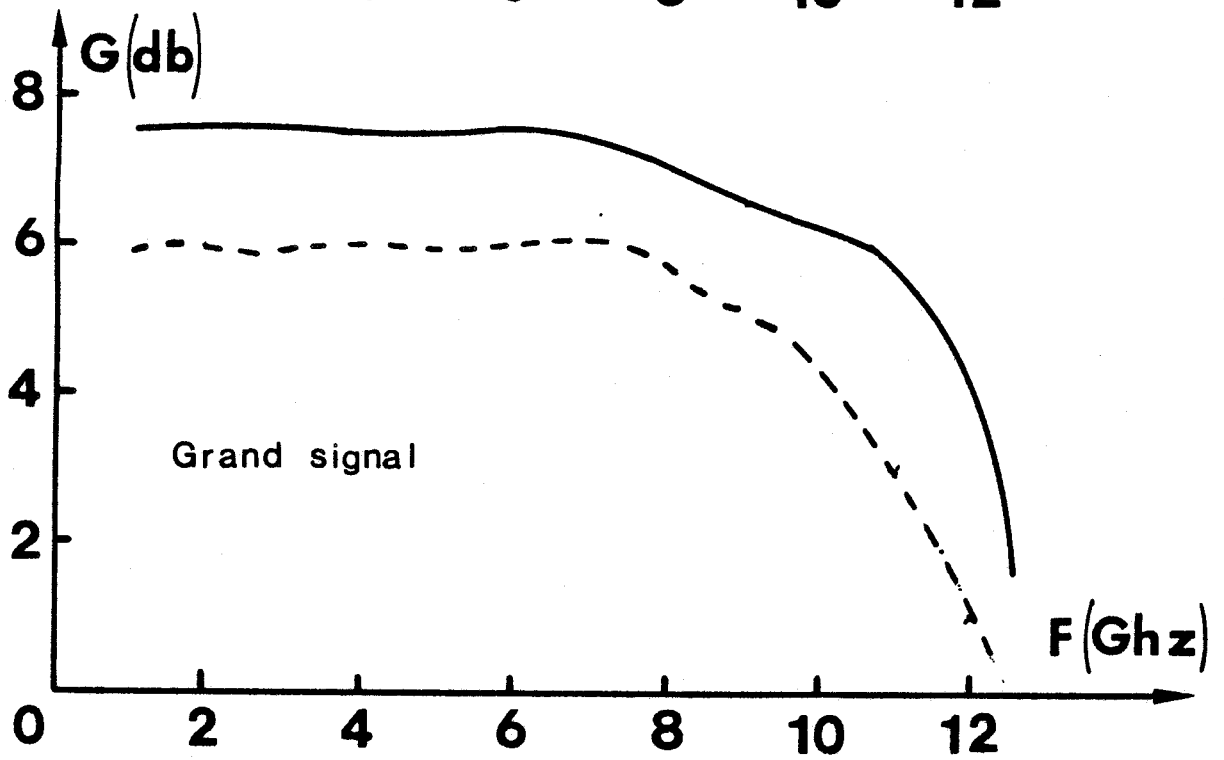
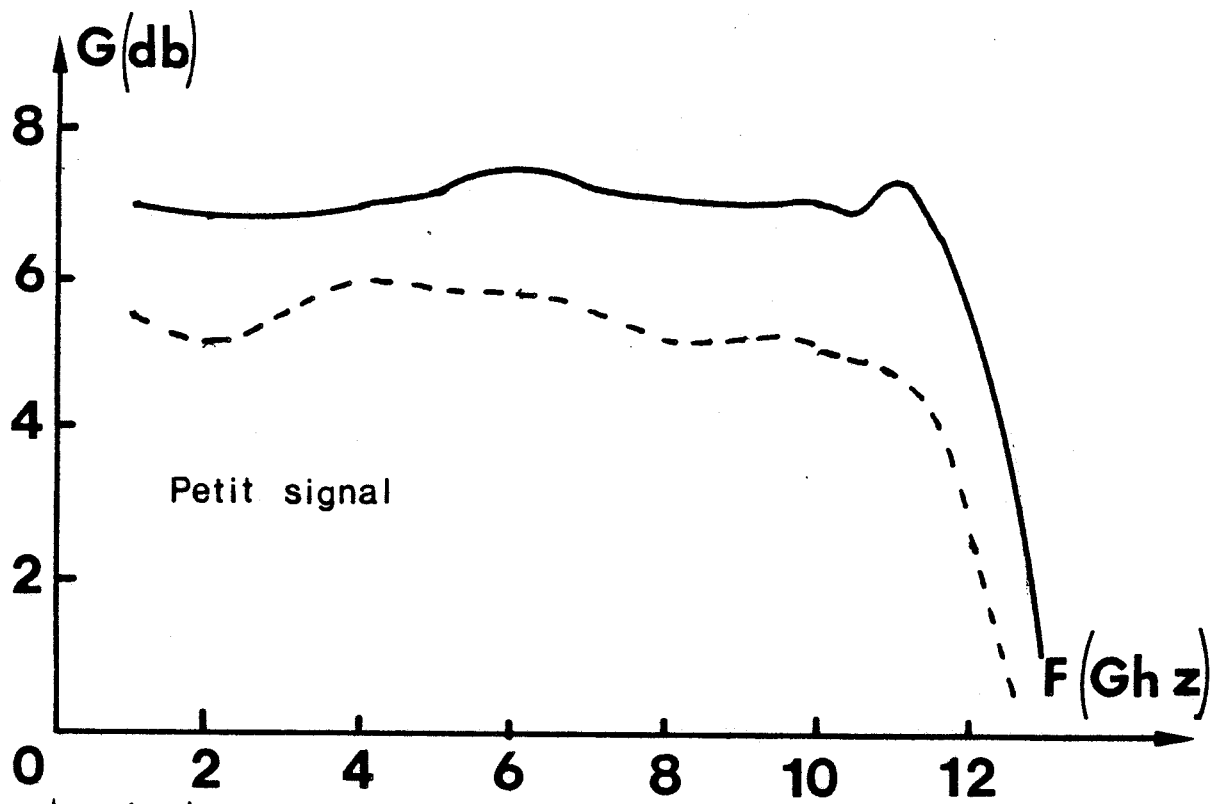


Figure V.6. Evolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à 10 GHz.



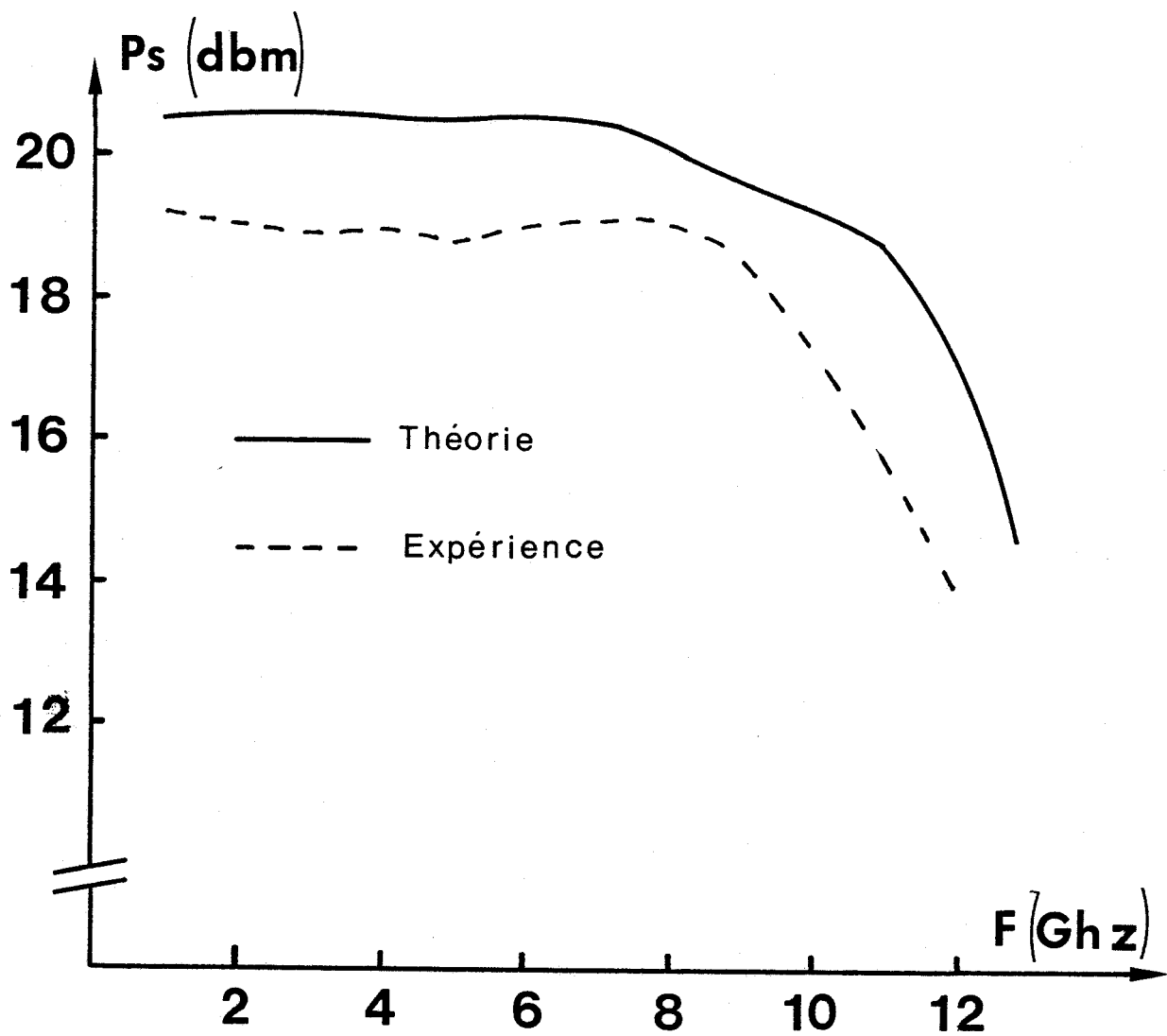
—— Théorie

Vds - 4 V

----- Expérience

Id - 55 ma par TEC

Figure V.7. Evolution des gains en puissance de l'amplificateur pour les deux régimes de fonctionnement, petit et grand signal, en fonction de la fréquence.



Puissance d'entrée = 13 dbm

Figure V.8. Evolution de la puissance de sortie de l'amplificateur en fonction de la fréquence.

AMPLIFICATEUR		TEC	
INDUCTANCE DE LA LIGNE GRILLE Lg	1.2 Nh	Lg	.05 Nh
INDUCTANCE DE LA LIGNE DRAIN Ld	1.2 Nh	Rg	2 Ω
INDUCTANCE EN SERIE AVEC LE DRAIN Ldd	0.5 Nh	Ld	.05 Nh
RESISTANCES AUX EXTREMITES Rg	40 Ω	Rd	1.2 Ω
	Rd 50 Ω	Ls	.05 Nh
CAPACITES DE Cg	50 Pf	Rs	2 Ω
DECOUPLAGE Cd	50 Pf	Rds	160 Ω
CHARGE Rc	50 Ω	Ri	2 Ω
		Cgs	0.7 Pf
		Cds	.1 Pf
		Cgd	.1 Pf
		Gm	70 Ms

Tableau 1.

Dans le tableau suivant, nous présentons l'évolution du taux de distorsion du signal de sortie de l'harmonique 2 par rapport à la fréquence fondamentale du signal attaquant l'amplificateur distribué. Le taux étant celui relevé à l'aide de l'analyseur de spectre. La mesure montre qu'avec le niveau d'entrée utilisé, la troisième harmonique est négligeable après 2 GHz.

Fréquence de fonctionnement GHZ	1	2	3	4	5	6	7
Taux de distorsion théorique en %	18	16	14	10	11	7	5
Taux de distorsion expérimental en %	16		14		12	10	

Nous constatons que les résultats expérimentaux sont en bonnes concordances avec les résultats théoriques. Cette étude ayant été effectuée avec des transistors destinés normalement à un usage petit signal, on peut se demander si l'utilisation de transistors de puissance apporterait des modifications importantes aux résultats. Pour apporter des indications à ce sujet, nous avons repris les précédentes simulations avec des transistors dont les caractéristiques sont résumées dans le tableau 1.

Les résultats présentés sur la figure (V.9), montrent que pour un même nombre de transistors que précédemment, on obtient beaucoup plus de puissance, un peu plus de gain et un peu moins de bande passante.

L'utilisation des transistors de puissance dans un amplificateur distribué présente donc un intérêt certain pour l'amplificateur de puissance.

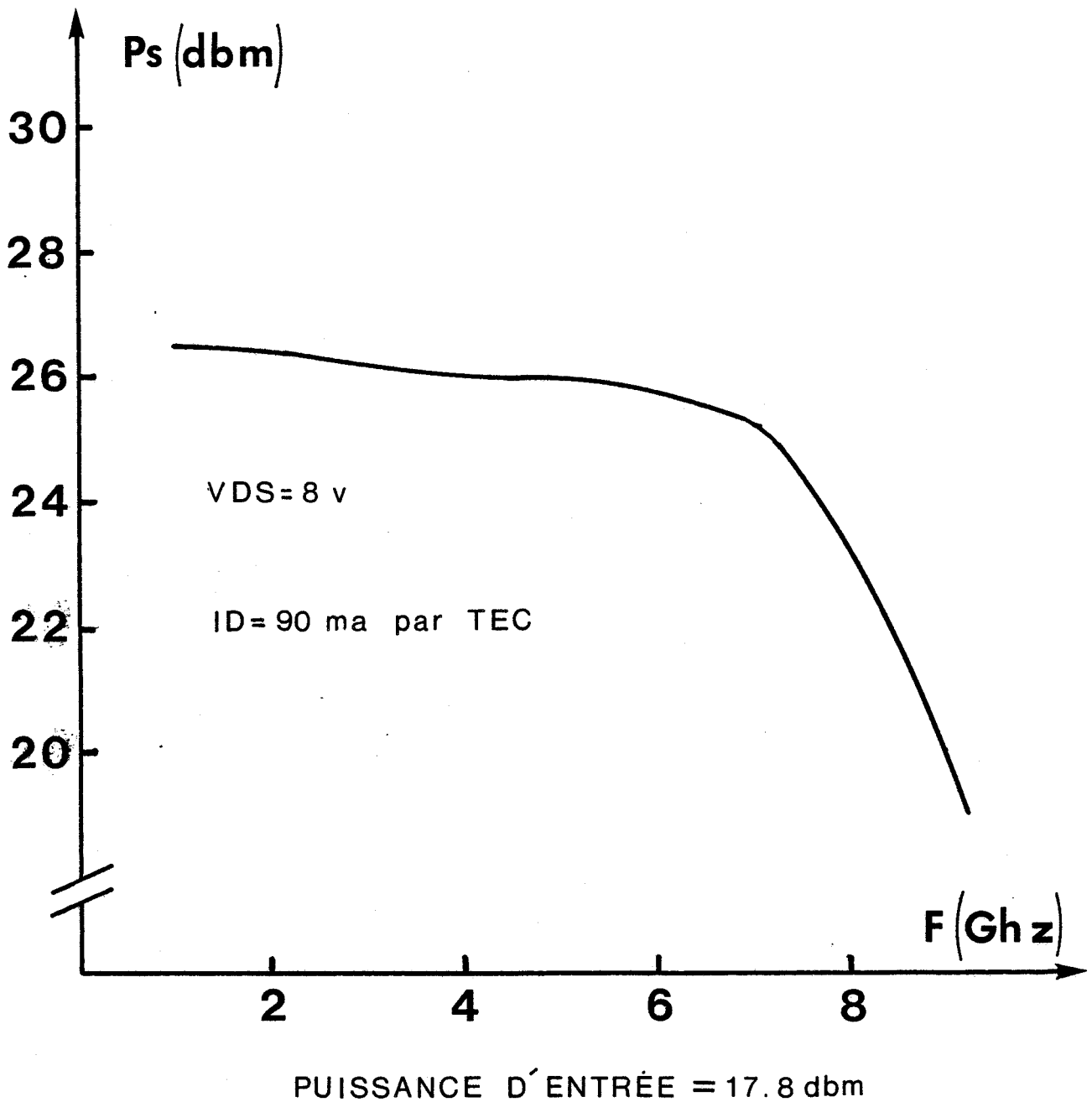


Figure V.9. Evolution de la puissance de sortie d'un amplificateur distribué en fonction de la fréquence, utilisant 3 transistors de puissance.

V.4 - CONCLUSION.

Les résultats théoriques et expérimentaux que nous avons présentés ci-dessus [37], [38], [39] montrent que les propriétés de l'amplificateur distribué en régime petit signal se conservent en grande partie lors d'un fonctionnement en régime grand signal, et que l'on peut obtenir un gain plat dans une large bande de fréquence [39].

Ces résultats très prometteurs, nous permettent dès maintenant d'envisager la réalisation d'un amplificateur distribué utilisant des transistors de puissance. La simulation théorique d'un tel amplificateur montre que l'on peut espérer obtenir une puissance de sortie de 0,5 Watts sur une bande passante de 9 GHz avec un gain de 8 à 9 db.

L'amélioration des performances peut être encore obtenue si l'on étudie des structures permettant une adaptation en puissance dans une large bande de fréquence, notamment au niveau des impédances caractéristiques des lignes de transmission.

CONCLUSION

- * -

Nous avons développé deux approches théoriques très différentes relatives à l'étude de l'amplification distribuée petit signal.

La première méthode, basée sur la "*théorie des lignes*", nous a fourni les éléments principaux nécessaires à la compréhension physique de beaucoup d'aspects du fonctionnement d'un amplificateur distribué.

Quant à la seconde, elle nous a permis d'effectuer une étude de sensibilité et de définir ensuite une structure permettant un fonctionnement optimal d'un tel amplificateur.

De cette étude, nous avons dégagé quelques règles nécessaires à la mise en oeuvre du dispositif. Après les avoir vérifiées en régime petit signal, nous avons montré que l'on pouvait étendre le principe de l'amplification distribuée au régime grand signal et obtenir dans une charge standard de 50Ω une puissance importante avec un taux de distorsion raisonnable.

A la suite des résultats obtenus, il s'avère que ce type d'amplificateur est une solution intéressante pour l'amplification à très large bande passante non seulement en régime petit signal, mais aussi en régime grand signal.

Les structures classiques, associant lignes de propagation et transistors monogrilles, ont des limites en fréquences imposées principalement par la fréquence de coupure des lignes et par la capacité grille-drain des transistors. C'est dans l'invention de solutions neuves, permettant de surmonter ces problèmes, que résident de nombreuses perspectives d'études ultérieures du sujet. Le problème de la capacité grille-drain mérite une analyse approfondie des améliorations que pourrait apporter un amplificateur distribué constitué de TECs montés en cascade.

Une première simulation, effectuée au moment où nous terminons ce mémoire, montre les avantages substantiels qui peuvent effectivement être obtenus en gain et en bande passante, dans ce même ordre d'idées, une étude de ce qu'apporterait l'utilisation de transistors "*bigrille*" est une autre perspective intéressante à explorer.

En ce qui concerne le problème des lignes de propagation, des progrès sont certainement envisageables grâce aux possibilités qu'ouvrent le développement des circuits intégrés monolithiques.

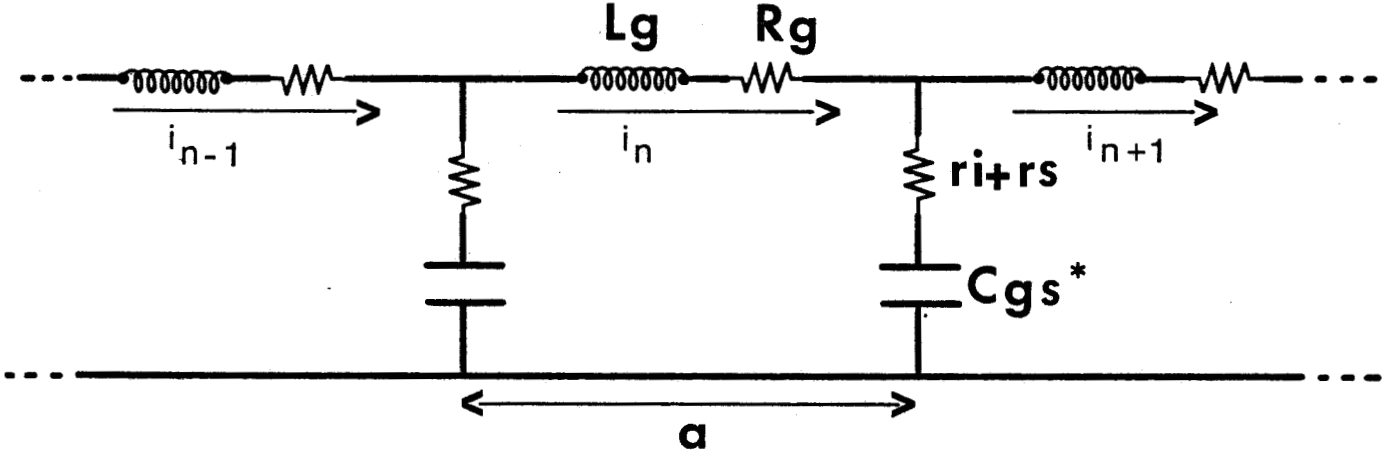
En effet, on peut envisager de substituer aux inductances des lignes grille et drain, des éléments actifs (TECs) qui réaliseraient un déphasage adéquat nécessaire au phénomène d'amplification distribuée. Le déphasage de ces transistors, montés en grille commune, serait lié essentiellement au temps de transit des porteurs dans le canal. Le problème le plus difficile, dans une telle structure, serait la polarisation de ces transistors.

Une autre manière de tirer parti de l'intégration, consisterait à remplacer les associations actuelles d'éléments actifs et passifs par une structure à TEC à très grande largeur de manière à faire fonctionner doigts de grille et de drain comme deux lignes de propagation actives couplées. Les générateurs de courant et les lignes de propagation seraient ainsi réalisés au sein d'un même transistor. Cette structure devrait convenir, de surcroît, à l'amplification de puissance puisque celle-ci nécessite un grand développement de grille.

Les études effectuées actuellement au laboratoire, par plusieurs chercheurs [44] de l'équipe "*circuits et propagation*", doivent apporter très prochainement des indications fondamentales concernant la faisabilité de ce type de propagation sur structures actives.

ANNEXE I

Equation de dispersion de la ligne de propagation ci-dessous



On pose $r_i^* = r_i + r_s$.

L'écriture de la loi des mailles dans une cellule donne la relation suivante :

$$Lg \cdot \frac{d(i_n)}{dt} + rgi_n + r_i^*(i_n - i_{n+1}) + \frac{1}{Cgs^*} \int (i_n - i_{n+1})dt + r_i^*(i_n - i_{n-1}) + \frac{1}{Cgs^*} \int (i_n - i_{n-1})dt = 0 \quad (1)$$

en tenant compte du fait que $q_n = \int i_n dt$, on obtient :

$$Lg \dot{q}_n = -2ri^* \dot{q}_n - rg \dot{q}_n + ri^* \dot{q}_{n+1} + ri^* \dot{q}_{n-1} - \frac{2}{Cgs^*} q_n + \frac{1}{Cgs^*} q_{n+1} + \frac{1}{Cgs^*} q_{n-1}$$

Posons

$$\left| \frac{q_{n+1}}{q_n} \right| = e^{-(\alpha + j\beta)} = e^{-P}.$$

Il vient :

$$-Lg\Omega^2 q_n = -j\Omega r g q_n - 2j\Omega r i^* q_n + j\Omega r i^* q_n (e^{-P} + e^P) - \frac{2}{Cgs^*} q_n + \frac{1}{Cgs^*} q_n (e^{-P} + e^P) \quad (2)$$

si l'on pose $e^{-P} + e^P = 2 \cos(2\theta)$, $\theta = \frac{\alpha}{2j} + \frac{\beta}{2}$, on obtient :

$$+ Lg\Omega^2 = +j\Omega rg + j\Omega ri^* 4 \sin^2(\theta) + \frac{4}{Cgs^*} \sin^2(\theta)$$

$$Lg\Omega^2 = 4\left(\frac{1}{Cgs} + j\Omega ri^*\right) \left[\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{\alpha}{2}\right) - j \operatorname{sh}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)\right]^2 + j\Omega rg \quad (3)$$

A partir de cette équation, on aboutit, après l'égalité de la partie réelle et imaginaire, à deux relations : (4) et (5) telles que :

$$\Omega rg + 4\Omega ri^* \left[\sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right) \operatorname{ch}^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \operatorname{sh}^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right)\right] = \frac{8}{Cgs^*} \left[\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \operatorname{sh}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)\right]$$

et (4)

$$Lg\Omega^2 = \frac{4}{Cgs^*} \left[\sin^2\left(\frac{\beta}{2}\right) \operatorname{ch}^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) - \operatorname{sh}^2\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos^2\left(\frac{\beta}{2}\right)\right] + 8\Omega ri^* \left[\sin\left(\frac{\beta}{2}\right) \operatorname{sh}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \operatorname{ch}\left(\frac{\alpha}{2}\right) \cos\left(\frac{\beta}{2}\right)\right] \quad (5)$$

après un arrangement adéquat de l'équation (4), on peut écrire :

$$\operatorname{Th}\left(\frac{\alpha}{2}\right) = - \frac{4\operatorname{Tg}\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\Omega Cgs^* rg [1 + \operatorname{Tg}^2\left(\frac{\beta}{2}\right)] + 4ri^* Cgs^* \Omega} B(\beta)$$

où

$$B(\beta) = 1 - \left[1 + \Omega^2 ri^{*2} Cgs^{*2} + \frac{rg\Omega^2 Cgs^{*2} (rg + 4ri^*)}{16} \left[\frac{1 + \operatorname{Tg}^2\left(\frac{\beta}{2}\right)}{\operatorname{Tg}\left(\frac{\beta}{2}\right)} \right]^2 \right]^{1/2} \quad (6)$$

finalement, on obtient l'équation de dispersion de la ligne de propagation en remplaçant $\operatorname{Th}\left(\frac{\alpha}{2}\right)$ par sa valeur dans la relation (5).

Si l'on pose $\text{Th}(\frac{\alpha}{2}) = A$, la relation de dispersion s'écrit :

$$\text{Lg} \Omega^2 (1-A^2) = \frac{4}{C_{gs}^*} [\sin^2(\frac{\beta}{2}) - A^2 \cos^2(\frac{\beta}{2})] + 8\Omega \text{ri}^* A \sin(\frac{\beta}{2}) \cos(\frac{\beta}{2})$$

(7)

On peut aisément calculer les pertes de cette ligne, connaissant " β ".
L'expression analytique se déduit de l'équation (6) et, s'écrit :

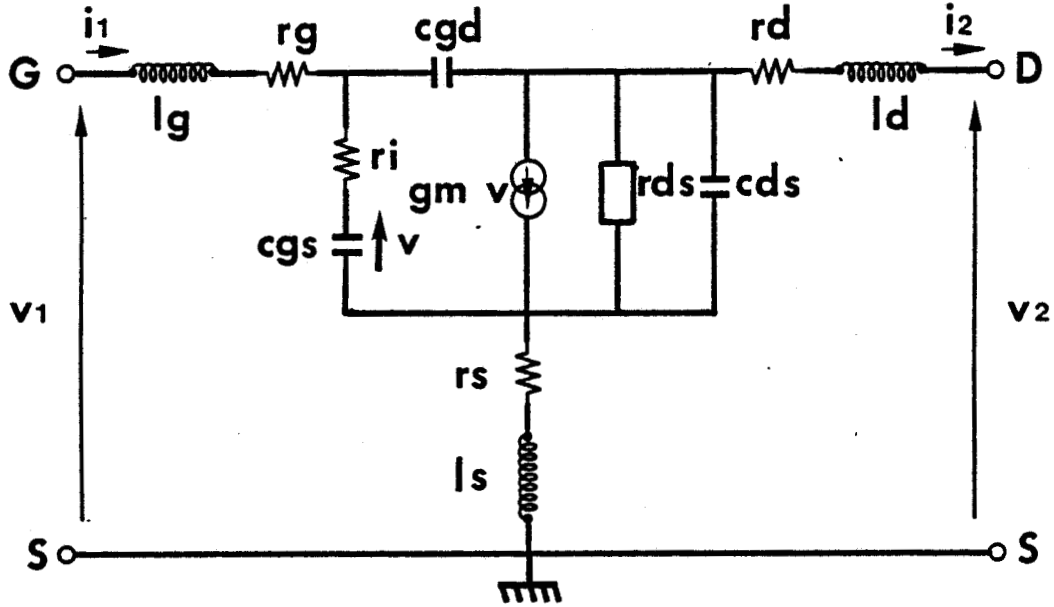
$$\alpha = \text{Log}_e \left(\frac{1+A}{1-A} \right) N/m$$

(8)

où $A = \text{Th}(\frac{\alpha}{2})$.

ANNEXE II

Expression des éléments de la matrice chaîne d'un TEC



Posons :

$$\left\{ \begin{array}{l} z_P = r_{ds} / (1 + j r_{ds} c_{ds} \Omega) \\ z_G = r_g + j L_g \Omega \\ z_d = r_d + j L_d \Omega \\ z_i = r_i + 1/j C_{gs} \Omega \\ z_s = r_s + j L_s \Omega \end{array} \right.$$

et

$$\left\{ \begin{array}{l} A = 1 + j z_P \Omega C_{gd} \\ G = 1 + \frac{g_m}{j \Omega C_{gs}} \end{array} \right.$$

On définit alors les quatre paramètres chaînes suivants :

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix}$$

$$T_{11} = \frac{(z_g + z_s) [1 + j \Omega C_{gd} (z_i + z_P G)] + A z_i}{(z_P + z_s) + j \Omega C_{gd} (z_i + z_P G) (z_s + z_P) - z_P G A}$$

$$T_{12} = \frac{(z_i+z_g)(z_P+z_s+2d) + z_s(z_P+z_{PG}) + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})[z_d z_s + z_g(z_P+z_s+z_d)]}{(z_P+z_s) + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})(z_s+z_P) - z_{PGA}}$$

$$+ \frac{j\Omega C_{gd}(z_P z_i z_d - z_g z_P^2)}{(z_P+z_s) + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})(z_s+z_P) - z_{PGA}}$$

$$T_{21} = \frac{1 + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})}{(z_P+z_s) + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})(z_s+z_P) - z_{PGA}}$$

$$T_{22} = \frac{z_s+z_P+z_d + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})(z_s+z_d)+z_d+z_i z_P}{(z_P+z_s) + j\Omega C_{gd}(z_i+z_{PG})(z_s+z_P) - z_{PGA}}$$

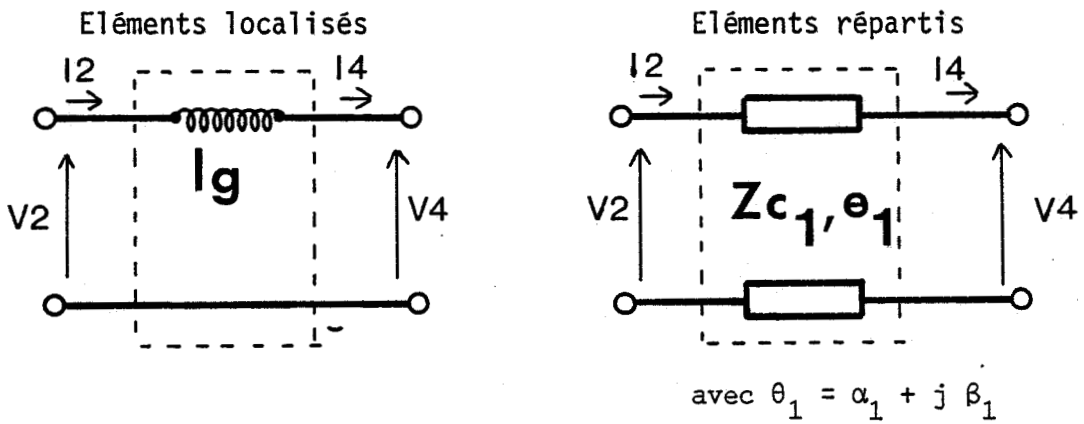
ANNEXE III

Définition des quadripôles d'adaptation

La structure des quadripôles d'adaptation peut être constituée d'éléments localisés ou d'éléments répartis.

La représentation en matrice de chaîne de ces quadripôles est alors la suivante :

QUADRIPOLE D'ADAPTATION DE GRILLE



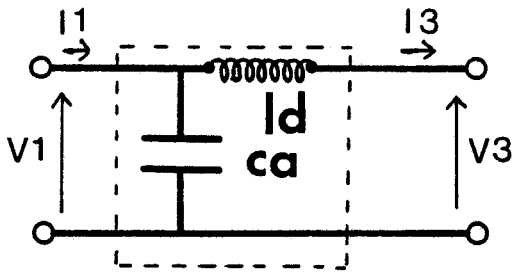
$$\begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & j L_g \Omega/2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_1) & j z c_1 \sin(\theta_1) \\ j \frac{1}{z c_1} \sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$$

avec :

$$\begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = [Q] \begin{pmatrix} v_4 \\ i_4 \end{pmatrix}$$

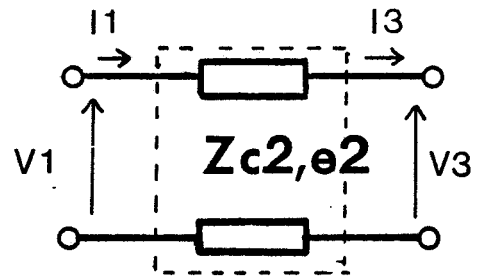
QUADRIPOLE D'ADAPTATION DE DRAIN

Eléments localisés



$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = [QC] \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix}$$

Elements répartis



$$\theta_2 = \alpha_2 + j\beta_2$$

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ i_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & jLd\Omega \\ jCa & 1-LdCa\Omega \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} v_2 \\ i_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_2) & jzc_2 \sin(\theta_2) \\ j \frac{1}{zc_2} \sin(\theta_2) & \cos(\theta_2) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_3 \\ i_3 \end{pmatrix}$$

On définit alors la matrice $[A]_{4 \times 4}$ telle que :

$$A = \begin{pmatrix} QC_{11} & QC_{12} & 0 & 0 \\ QC_{21} & QC_{22} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{11} & Q_{12} \\ 0 & 0 & Q_{21} & Q_{22} \end{pmatrix}$$

ANNEXE IV

Expressions des coefficients " K_i " dans la formule analytique du facteur de bruit.

$$\text{Si } \begin{pmatrix} v_{1n} \\ i_{1n} \\ v_{2n} \\ i_{2n} \end{pmatrix} = [W]_{4 \times 4} \begin{pmatrix} v_{3n} \\ i_{3n} \\ v_{4n} \\ i_{4n} \end{pmatrix} + [X]_{4 \times 4} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ u \\ i \end{pmatrix}$$

alors :

$$K_1 = \frac{S_1}{S_4 S_1 - S_2 S_3}$$

$$K_2 = - \frac{S_3}{S_4 S_1 - S_2 S_3}$$

$$K_3 = \frac{S_3 T_1 - S_1 T_4}{S_4 S_1 - S_2 S_3}$$

$$K_4 = \frac{S_3 T_2 - S_1 T_5}{S_4 S_1 - S_2 S_3}$$

$$K_5 = \frac{S_3 T_3 - S_1 T_6}{S_4 S_1 - S_2 S_3}$$

avec :

$$S_1 = - (W_{21} + Y_g W_{22} + Y_s W_{11} + Y_s Y_g W_{12})$$

$$S_2 = - (W_{23} + Y_c W_{24} + Y_s W_{13} + Y_s Y_c W_{14})$$

$$S_3 = - (W_{41} + Y_g W_{42} + Y_d W_{31} + Y_g Y_d W_{32})$$

$$S_4 = - (W_{43} + Y_c W_{44} + Y_d W_{33} + Y_c Y_d W_{34})$$

$$T_1 = - W_{22} - Y_s W_{12}$$

$$T_2 = X_{23} + Y_s X_{13}$$

$$T_3 = X_{24} + Y_s X_{14}$$

$$T_4 = -W_{42} - Y_d W_{32}$$

$$T_5 = X_{43} + Y_d X_{33}$$

$$T_6 = X_{44} + Y_d X_{34}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] GINZTON E.L., HEWLETT W.R., JASBERG J.W., NOE J.D.
"Distributed Amplification", Proc. I.R.E., vol. 36, pp. 956-969,
August 1948.
- [2] PERSIVAL W.S. -
British Patent 460156, July 1936.
- [3] SHOCKLEY W.
"A Unipolar Field-Effect Transistor", Proc. I.R.E., vol. 40,
pp. 1365-1378, August 1952.
- [4] LIECHTI C.A., GOWEN E., COHEN J.
Int. Solid-State circuits conf. Dig. Tech. Pap., p. 158, 1972.
- [5] PUCEL R.A., HAUS H.A., STATZ H.
"Advances in Electronics and Electron Phys.", vol. 38, pp. 195-265,
1975.
- [6] CARNEZ B., CAPPY A., SALMER G., CONSTANT E.
"Modélisation du transistor à effet de champ à grille ultra-courte",
Acta electronica, vol. 23, pp. 165-183, Février 1980.
- [7] CAPPY A.
*"Sur un nouveau modèle de transistor à effet de champ à grille sub-
micronique"*, Thèse 3ème cycle, Lille, juin 1981.
- [8] PODGORSKY A.S., WEI L.Y.
"Theory of travelling Wave Transistors", IEEE Transactions on electron
devices, vol. ED-29, n° 12, December 1982.
- [9] AYASLI Y., MOZZI R.L., VORHAUS J.L., REYNOLDS L.D., PUCEL R.A.
"A Monolithic GaAs 1.13 GHz Traveling Wave Amplifier", IEEE Transactions
on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, n°7, July 1982.

- [10] KOHN G., LANDAUER R.W.
"Distributed Field-Effects Amplifiers", Proc. IEEE, pp. 1136-1138,
June 1968.
- [11] AYASLY Y., REYNOLDS L.D., VORHAUS J.L., HANES L.
"Monolithic 2.20 GHz GaAs Traveling Wave Amplifier", Electronics
Letters, vol. 18, pp. 596-598, 1982.
- [12] Ph. GELIN
"Synthèse de circuits"
Cours à l'ENSTB.
- [13] AYASLY Y., REYNOLDS L.D., VORHAUS J.L., HANES L.
"2.20 GHz GaAs Traveling Wave Amplifier", IEEE Transactions on
Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, n° 1, January 1984.
- [14] NICLAS K.B., WILSER W.T., KRITZER T.R., PEREIRA R.R.
*"On theory and performance of solid-state microwave distributed
amplifiers"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques,
vol. MTT-31, n° 8, August 1983.
- [15] KERMARREC C., HARROP P., TSIRONIS C., FAQUET J.
*"Monolithic circuits for 12 GHz Direct Broadcasting Satellite
Reception"*, IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic circuits
Symposium Dig. of Tech. Pap., pp. 5-10, June 1982.
- [16] PENGELLY R.S., TURNER J.A.
"Monolithic Broadband GaAs FET Amplifiers", Electronics Letters,
vol. 12, pp. 251-252, May 1976.
- [17] PENGELLY R.S.
"Monolithic GaAs IC_s Tackle Analog Tasks", Microwaves, pp. 56-65,
July 1971.
- [18] ALLEY C.D.
*"Interdigital Capacitors and their application to lumped elements up
to J. Band"*, IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques,
vol. MTT-18, n° 12, pp. 1028-1033, December 1970.

- [19] PUCEL R.A.
"Design considerations for Monolithic Microwave circuits",
IEEE Transactions on Microwaves Theory and Techniques, vol. MTT-29,
pp. 513-534.
- [20] VAN TUYL R. et al.
*"A manufacturing process for analog and digital Gallium Arsenide
Integrated circuit"*, IEEE Transactions on Microwaves Theory and
Techniques, vol. MTT-30, n° 7, pp. 935-941, July 1982.
- [21] AITCHESON C.S.
"Lumped microwave circuits", Reprinted from Design Electronics,
Mullard research Laboratories.
- [22] GROVER F.W.
"Inductance Calculations : working Formulae and Tables",
Van Nostrand, New York, 1946.
- [23] DILL H.G.
"Deisgning inductors for thin applications".
- [24] PENGELLY R.S., RICHARD D.C.
"Design, measurement and applications of lumped elements up to J-Band",
7th European Microwave Conferences, pp. 460-464, September 1977.
- [25] ESFANDIARI R., MAKI D.W., SIRACUSA M.
*"Design of interdigitated Capacitors and their applications to Gallium
Arsenide Monolithic Filters"*, IEEE Transactions on Microwave Theory
and Techniques, vol. MTT-31, pp. 57-64, January 1983.
- [26] HOBDELL J.L.
"Optimization of interdigital capacitors", IEEE Trans. Microwave Theory
and Techniques, vol. MTT-27, pp. 788-791, September 1979.
- [27] WHEELER H.A.
*"Transmission Line properties of a strip on a dielectric sheet on a
Phase"*, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, vol.
MTT-25, pp. 631-641, August 1977.

- [28] ZYSMAN G.I., JOHNSON A.K.
"Coupled transmission lines networks in an inhomogeneous dielectric medium", IEEE Transaction on Microwave theory and techniques, vol. MTT-17, pp. 753-759, October 1969.
- [29] SMITH J.I.
"The even and odd mode capacitance parameters for coupled lines in suspended substrate", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol MTT-19, pp. 424-431, May 1971.
- [30] ABRAMOWITZ
"Handbook of Mathematical Functions."
- [31] NICLAS K.B., TUCKER B.A.
"On Noise in Distributed Amplifiers at Microwave Frequencies", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-31, pp. 661-667, August 1983.
- [32] BRUNCKE W.C., VAN DER ZIEL A.
IEEE Transactions on Electron. Devices, vol. ED-13, pp. 323-329, 1966.
- [33] SHORTGEN M.
Thèse 3ème cycle - A paraître.
- [34] ROTHE H., DAHLKE W.
"Theory of Noisy Fourpoles", Proc. I.R.E., pp. 811-818, June 1955.
- [35] SONE J., TAKAYAMA Y.
"A small signal analytical theory for GaAs Field Effect Transistors at large Drain Voltages", IEEE Transactions on Electron Divices, Vol. ED-25, pp. 329-337, March 1978.
- [36] GOPINATH A., BRUCE RANKIN J.
"Single-gate MESFET frequency doublers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-30, pp 869-875, 1982.

- [37] MINASIAN R.A.
"Large Signal GaAs MESFET model and distortion analyssi",
Electronics Letters, n° 14, pp. 183-185, 1978.
- [38] GAMAND P., GELIN Ph., CROSNIER Y.
"Amplification distribuée en régime grand signal : résultats théoriques expérimentaux", Journées Nationales Micro-ondes, LANNION, Juin 1984.
- [39] GAMAND P., GELIN Ph., CROSNIER Y.
"Large signal capabilities and analysis of distributed amplifiers",
Electronics Letters, vol. 20, n° 8, pp. 317-319, Avril 1984.
- [40] GAMAND P., GELIN Ph., CROSNIER Y.
"Potentiel power performances of the distributed amplifiers",
14th European Microwave Conference, LIEGE, September 1984.
- [41] W. KENNAN, ANDRADE T. HUANG G.
"A miniature 2-18 GHz Monolithic GaAs distributed amplifier"
IEEE Microwave and millimeter-wave monolithic circuits symposium
dig of papers, p. 41-44, may 1984.
- [42] NICLAS F.B., WILSER W.T., GOLD R.B., HITCHENS W.R.
"The mached feedback amplifier : ultra-wide band microwave amplification with GaAs MESFETS".
IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28 n° 4,
April 1980.
- [43] PAVIO A.M., Mc CARTER S.D., SAUNIER P.
"A Monolithic multi-stage 6-18 GHz Feedback amplifier"
IEEE Microwave and millimeter-wave monolithic circuits symposium
digest of Papers, p. 45-48, May 1984.
- [44] KENNIS P.
Thèse d'Etat, à paraître.



RÉSUMÉ

Le but de cette étude était de délimiter les possibilités des amplificateurs distribués micropondes en technologie hybride afin de voir dans quelle mesure, pour des séries restreintes ou des cas d'application particuliers, ils pourraient constituer une solution de remplacement aux amplificateurs distribués en technologie monolithique dont les performances sont excellentes mais la mise en oeuvre lourde et le coût élevé.

Pour répondre à cette question, de nombreuses structures hybrides sur substrats isolants ou semi isolants ont été réalisées et diverses modélisations ont été élaborées utilisant les concepts de la propagation, l'analyse matricielle de réseaux et le programme de C.A.O. SPICE II.

Les importances relatives des différents mécanismes limitatifs ont été mises en évidence. La capacité grille-drain des transistors à effet de champ est apparue avoir un rôle limitatif très important. Une technique de compensation par inductance de drain a permis l'établissement d'une structure optimum présentant une bande passante de 12 GHz avec un gain de 7 dB, pour trois transistors, en régime petit signal.

Cette étude a été complétée par la détermination théorique et expérimentale des caractéristiques de bruit. Une approche prospective des performances en régime grand signal a montré la possibilité d'utiliser également les amplificateurs distribués en amplification de puissance à large bande de fréquence.

MOTS CLÉS : TRANSISTOR EFFET CHAMP - AMPLIFICATEUR PUISSANCE - SIMULATION - SCHEMA EQUIVALENT - CIRCUIT LARGE BANDE - CIRCUIT INTEGRE HYBRIDE.