

6/98

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
D.E.R DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE



PROJET DE FIN D'ETUDES

Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electronique

Thème

***Amélioration des performances d'un
amplificateur distribué conventionnel
par compensation***

Proposé et Dirigé par :

**M. TRABELSI
A. MAROUF**

Etudié par :

**BENALIOUCHE SAMIR
KHANFOUCI MOURAD**

Promotion : JUIN 1998

E.N.P. 10, AVENUE HASSEN BADI - EL-HARRACH - ALGER



DEDICACES

Je dédie ce mémoire

*A la mémoire de ma tante DJAMILA
A ma très chère mère et mon très chère père pour leurs soutiens et aides
A mes chers sœurs et frères
A ma famille
A tous ceux que j'aime*

SAMIR

Je dédie ce mémoire

*A mes parents pour leurs précieux conseils durant toutes ces années
A mes frères et toutes ma famille
A tous ceux qui partagent avec moi l'amour de la science
Et tous les autres*

MOURAD

ملخص : أردنا أن نعرف من خلال عملنا هذا بالمكبر الموزع و ببعض مزاياه و تقدم بعض الطرق التي تسمح بتحسين قدراته من حيث الطاقة الموفرة عند الخروج. لقد قمنا من جهة أخرى بتطوير برنامج كمبيوتر يسمح لنا بتعيين أبعاده (تروزيستور) وعدد الخلايا المكونة للمكبر.

Abstract: This work presents a simplified analysis of the distributed amplifier circuit (DA). For a specified requirement the developed software generates the physical dimensions of a transistor and the number of cells building the amplifier. An approximate stability study is also included in order to check the stability conditions of the DA. In addition some amplifier limitations and compensation techniques to improve its performances are added.

Résumé: Ce travail présente une méthode simplifiée pour analyser un amplificateur distribué (AD). On y développe des programme donnant le dimensionnement du FET et le nombre de cellules, pour un cahier de charge donné on y entreprend une étude approximative de la stabilité ainsi que celle de méthodes de compensations améliorant les performances d'un AD



AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire de micro-onde du département de génie électrique et informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction de messieurs M. TRABELSI (chargé de cours à l' E.N.P) et A. MAROUF (chargé de cours à l' U.S.T.H.B).

Nous tenons à leur exprimer nos plus sincères remerciements pour leurs précieux conseils et leur aide sans réserve tout au long de ce travail.

Notre reconnaissance va également à Monsieur A. AZRAR, chargé de cours à l' I.N.E.L.E.C pour sa disponibilité, son aide amicale et ses conseils éclairés.

Enfin, je remercie tous ceux qui ont de près ou de loin contribué à la réalisation et l'amélioration de ce travail.

SOMMAIRE



INTRODUCTION

CHAPITRE I : THEORIE DES QUADRIPOLES

- I.1. Introduction
- I.2. Rappels
 - I.2.1. Matrice de transfert directe
 - I.2.2. Impédances images
 - I.2.3. Fonction de transfert
 - I.2.4. Caractéristique de transfert en puissance
 - I.2.5. Les paramètres images de quelques structures connues
 - I.2.5.a. Section en 'L'
 - I.2.5.b. Cellule en 'T' symétrique
 - I.2.5.c. Cellule en 'Π' symétrique
- I.3. Introduction aux 'M dérivée'
- I.4. Effet de désadaptation

CHAPITRE II : AMPLIFICATEUR DISTRIBUE CONVENTIONNEL(ADC)

- II.1. Introduction
- II.2. Principe de base
- II.3. Analyse du montage
 - II.3.1. Ligne gate
 - II.3.2. Ligne drain
 - II.3.3. Gain en puissance
 - II.3.4. Gain en tension et produit gain-bande passante
 - II.3.5. Considération de puissance
- II.4. Etude du bruit dans un amplificateur distribué (ADC)
- II.5. Méthode pour l'optimisation des performances
 - II.5.1. Méthode de la capacité série
 - II.5.2. Méthode de la variation de l'impédance
 - II.5.3. Compensation des pertes par résistance négative

CHAPITRE III : AD AVEC COMPENSATION EN LIGNE D'ENTREE

- III.1. Méthode de la compensation en ligne d'entrée
- III.2. Circuit de compensation à résistance négative (CCRN)
- III.3. Analyse d'un AD avec compensation
- III.4. Etude de la stabilité
- III.5. Considération de puissance
- III.6. Produit gain-bande passante

CHAPITRE IV : AD AVEC COMPENSATION EN LIGNE DE SORTIE

- IV.1. L'élément amplificateur cascode
- IV.2. Analyse simplifiée d'un AD avec compensation en ligne de sortie

- IV.3. Considération de stabilité
- IV.4. Gain et bande passante
- IV.5. Considération de puissance



CHAPITRE V : RESULTATS ET INTERPRETATIONS

- V.1. Introduction
- V.2. Etude de l'étage de compensation
- V.3. Ligne active
- V.4. Introduction à la méthode exacte de l'analyse d'un AD

CHAPITRE VI : METHODE DE CONCEPTION D'UN 'ADC'

- VI.1. Introduction
- VI.2. Le cahier de charge
- VI.3. L'aspect général de la méthode
- VI.4. Le langage utilisé
- VI.5. Algorithme de la méthode
- VI.6. Exemple

CONCLUSION

ANNEXE 'A'.

ANNEXE 'B'.

ANNEXE 'C'.

BIBLIOGRAPHIE

INTRODUCTION GENERALE

Actuellement, la quantité d'information à transmettre ne cesse d'augmenter ; ce qui suppose que les circuits en particuliers les amplificateurs utilisés doivent avoir des bandes passantes de plus en plus large. L'amplificateur distribue (A.D) répond au mieux à cette exigence, car son domaine fréquentiel s'étend du continu à quelques dizaines de GHz.

En réalité, le concept de l'amplificateur distribué (A.D) est connu depuis 1936, mais son développement effectif n'a vu le jour que ces quinze dernières années.

Dans ce travail, nous nous sommes fixé comme objectif, amélioration du produit gain-bande passante d'un amplificateur distribué conventionnel (A.D.C) par compensation des pertes.

Le chapitre I présente la théorie des quadripôles sur laquelle repose l'analyse d'un (A.D.C).

Le chapitre II est consacré à l'étude détaillée de l'A.D.C avec pertes.

On s'intéresse dans le chapitre III aux circuits de compensation susceptible d'être associé à l'A.D.C et ce dans le but d'améliorer ces performances.

Le chapitre IV a pour objet l'étude et l'analyse d'un circuit actif particulier, en l'occurrence le montage "cascode".

Dans le chapitre V, nous avons développé des programmes utilisant deux techniques d'analyse à savoir, la méthode matricielle pour évaluer les performances de l'amplificateur distribué conventionnel (A.D.C), compensé (A.D.C.C), à élément amplificateur cascode(A.D.CAS), d'une part et des programmes étudiant le comportement fréquentiel des circuits de compensation.

Dans le chapitre VI nous avons mis en œuvre une procédure de conception d'un (A.D.C) pouvant être insérée dans une conception assistée par ordinateur.

CHAPITRE I

THEORIE DES QUADRIPOLES

I-1- INTRODUCTION

L'étude des propriétés de transmission des circuits distribués est facilitée par leur représentation en quadripôles.

Le but du présent chapitre est de présenter brièvement quelques résultats de la théorie des quadripôles.

I-2- RAPPELS

I-2-1- Matrice de transfert direct

Soit le quadripôle [Q] illustré par la figure 1.

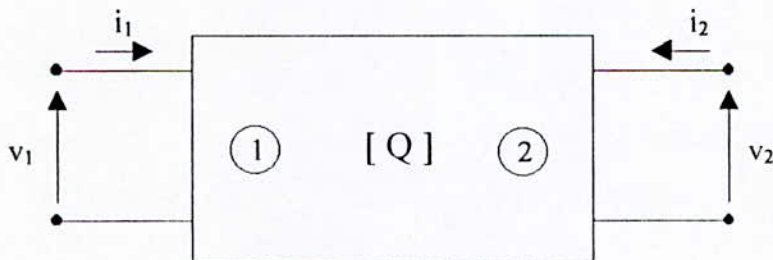


Fig. 1 : Quadripôle

La matrice de transfert directe est : $[A] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$ (I.1)

telle que : $\begin{cases} v_1 = A v_2 - B i_2 \\ i_1 = C v_2 - D i_2 \end{cases}$ (I.2)

Si le quadripôle [Q] est symétrique : $A = D$ (I.3)

Si le quadripôle [Q] est passif : $AD - BC = 1$ (I.4)

I-2-2- Impédances images

On définit respectivement les impédances images à l'accès ① et à l'accès ② comme suit [1] :

$$z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \quad (I.5)$$

$$z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} \quad (I.6)$$

Dans le cas d'un quadripôle symétrique $z_{i1} = z_{i2} = z_c$ (impédance caractéristique de [Q]).

L'impédance vue à l'accès ① de [Q]; si l'accès ② est fermé sur z_{i2} serait z_{i1} (figure -2.a-). De même, l'impédance vue à l'accès ② de [Q], si l'accès ① est fermé sur z_{i1} est z_{i2} (figure -2.b-).

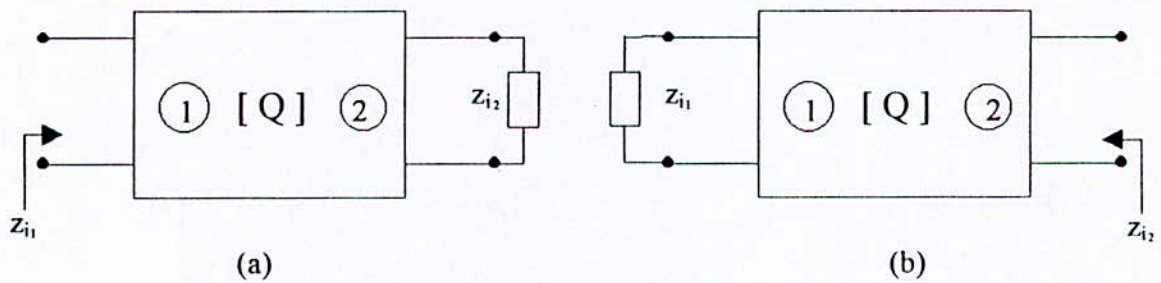


Fig. 2 : Quadripôle fermé sur son impédance image

I-2-3- Fonction de transfert

Soit un quadripôle [Q] fermé à ces accès ① et ② sur z_{i1} et z_{i2} respectivement (figure 3).

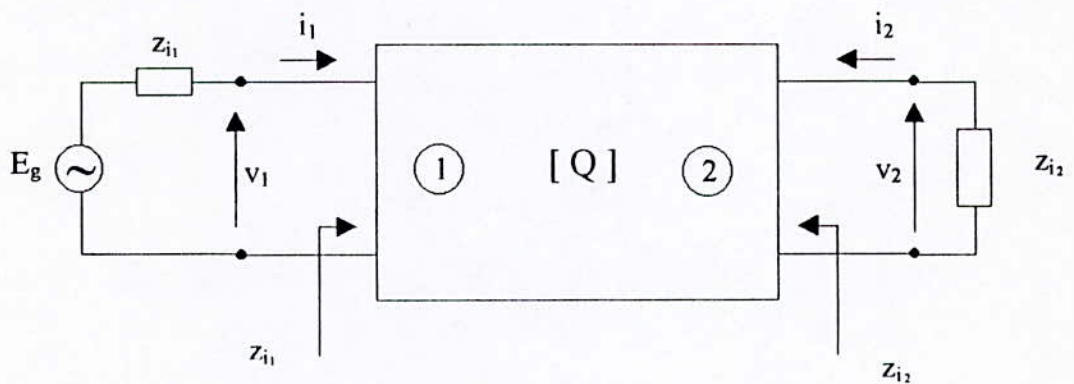


Fig. 3 : Quadripôle fermé sur ces impédances images

La fonction de transfert en tension [1] s'écrit :

$$\frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{D}{A}} \frac{1}{\sqrt{AD + \sqrt{BC}}} = \sqrt{\frac{z_{i2}}{z_{i1}}} e^{-\gamma} \quad (I.7)$$

Où : $\gamma = \alpha + j\beta$ est l'exposant de transfert sur image.

En considérant les relations (I.5) et (I.6) on trouve :

$$e^{-\gamma} = \frac{1}{\sqrt{AD + \sqrt{BC}}} \quad (I.8)$$

Si [Q] est passif on aura (en considérant (I.4)) :

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \quad (I.9)$$

I-2-4- Caractéristiques de transfert en puissance

Le rapport de la puissance P_2 à l'accès ② sur la puissance P_1 à l'accès ① est :

$$\frac{P_2}{P_1} = - \left(\frac{i_2}{i_1} \right)^* \left(\frac{v_2}{v_1} \right) \quad (I.10)$$

Cette relation , dans le cas où le quadripôle est fermé sur ses impédances images, s'écrira [2] :

$$\frac{P_2}{P_1} = \sqrt{\frac{z_{i2} z_{i2}^*}{z_{i1} z_{i1}^*}} \exp(-(\gamma + \gamma^*))$$

Où encore :

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha} \left| \arg(z_{i2}) - \arg(z_{i1}) \right| \quad (I.11)$$

Si $\alpha = 0$ et z_{i1}, z_{i2} sont réels dans la bande passante, on aura $P_2 = P_1$.

Si $\alpha \neq 0$ et z_{i1}, z_{i2} sont réels on aura :

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha} \quad (I.12)$$

Où : $\alpha = \text{Re}(\gamma)$.

I-2-5- Les paramètres images de quelques structures connues

I-2-5-a- Section en "L":

Soit la section en "L" (figure 4) :

En tenant compte des relations (I.5) et (I.6), les paramètres images s'écrivent comme suit [1]:

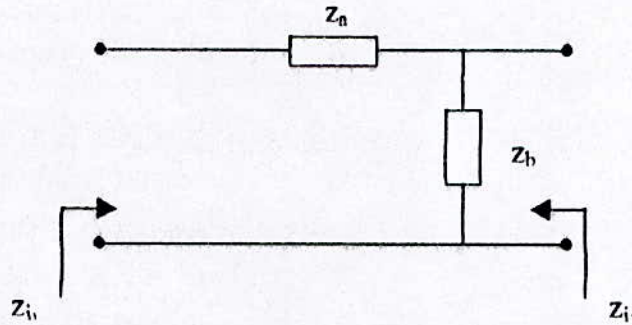


Fig. 4 : Section en "L"

$$z_{i1} = \sqrt{z_n z_b} \left(1 + \frac{z_n}{z_b} \right)^{1/2} \quad (I.13)$$

$$z_{i2} = \sqrt{z_n z_b} \left(1 + \frac{z_n}{z_b} \right)^{-1/2} \quad (I.14)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sinh^{-1} \left(\sqrt{\frac{z_n}{z_b}} \right) \quad (I.15)$$

Exemple : section en " L " à " K " constant

On a : $z_n = j \frac{L}{2} \omega$; $z_b = \frac{2}{jC\omega}$

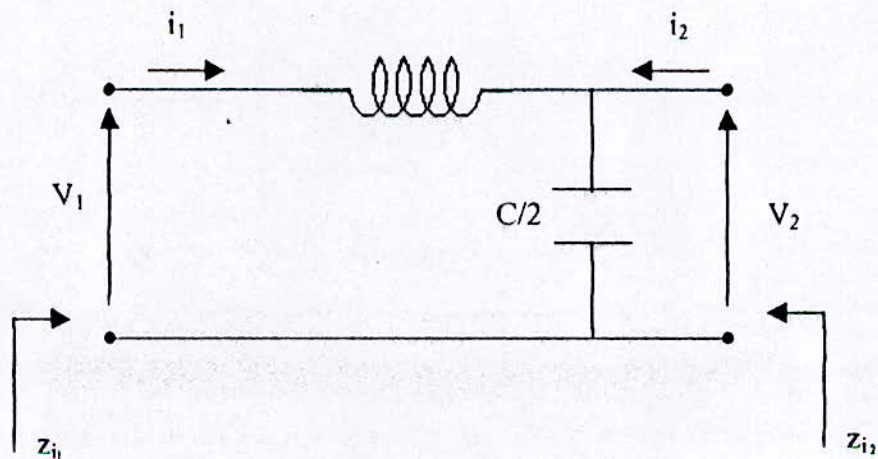


Fig. 5 : section en " L " à " k " constant

On trouve :

$$z_{i1} = z_0(1 - X_c^2)^{1/2}$$

$$z_{i2} = z_0(1 - X_c^2)^{-1/2}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \ln\left((1 - X_c^2)^{1/2} + jX_c\right)$$

$$\text{avec : } \left(X_c = \frac{\omega}{\omega_c} \quad ; \quad \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}} \quad ; \quad z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad (I.16)$$

$$\text{a) } X_c < 1 \Rightarrow \quad \alpha = 0 \quad ; \quad \beta \cong \arcsin(X_c) \quad (I.17)$$

$$\text{b) } X_c > 1 \Rightarrow \quad \alpha = \ln\left(X_c + \sqrt{X_c^2 - 1}\right) \quad ; \quad \beta \cong \pi/2 \quad (I.18)$$

Les courbes ci dessous représentent α et β données par les relations (I.17) et (I.18).

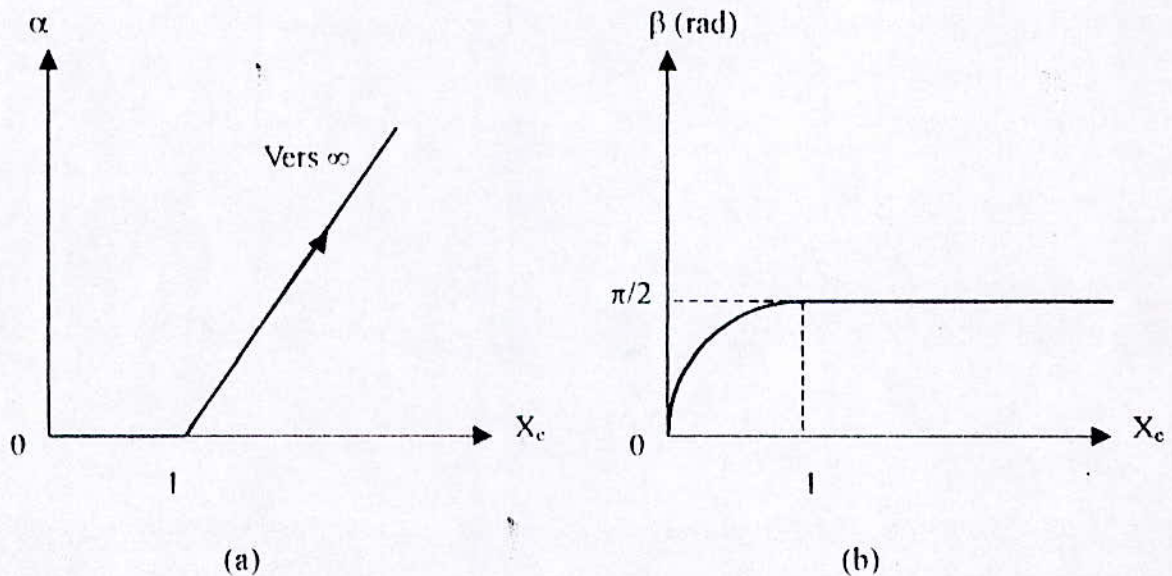


Fig. 6 : Courbes α et β en fonction de X_c

1-2-5-b- Cellule en "T" (symétrique)

Ce quadripôle peut être obtenu par la mise en cascade de deux sections en "L" correctement alignées figures (7) et (8).

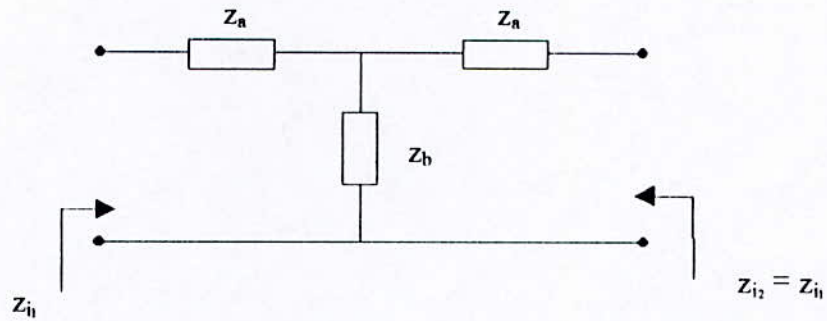


Fig. 7 : Section en "T"

Les paramètres images de la section en ' T ' symétrique sont:

$$z_{i1} = z_{i2} = \sqrt{z_n (z_n + 2 z_b)} \quad (I.19)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = 2 \sinh^{-1} \left(\sqrt{\frac{z_n}{2 z_b}} \right) \quad (I.20)$$

Exemple : Filtre à " k constant " :

$$k^2 = z_n z_b$$

on a : $z_n = j \frac{L}{2} \omega$; $z_b = \frac{1}{jC\omega}$

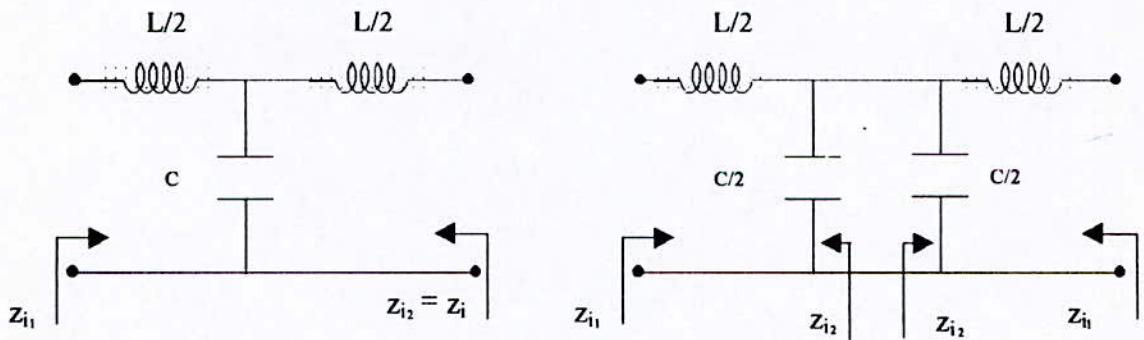


Fig. 8 : Section en "T"

En appelant γ_L , l'exposant de transfert symétrique d'une cellule en "L" et γ_T , celui d'un quadripôle en "T" symétrique , on trouve :

$$\gamma_T = 2\gamma_L = 2 \ln \left((1 - X_c^2)^{1/2} + j X_c \right) \quad (I.21)$$

et l'impédance caractéristique z_{cT} du quadripôle en "T" est :

$$z_{cr} = z_{i1} = z_0(1 - X_c^2)^{1/2} \quad (1.22)$$

I-2-5-c- Cellule en Π symétrique

De la même façon que pour la cellule en "T", la cellule en Π symétrique résulte d'une mise en cascade particulière de deux cellules en "L", (figure 9) et (figure 10).

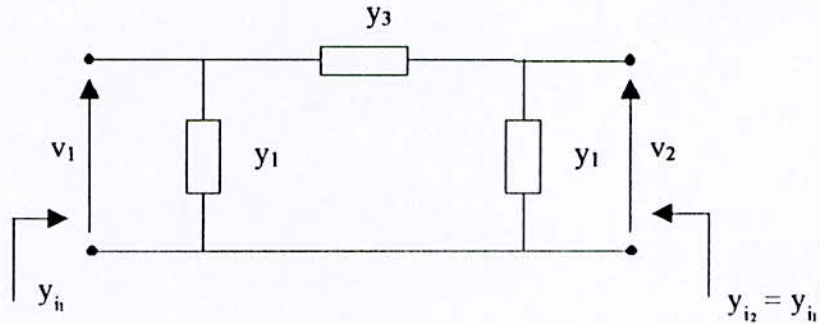


Fig. 9 : cellule en " Π " symétrique

Les paramètres image d'une cellule en Π symétrique sont :

$$z_c = (y_{i1})^{-1} = (y_{i2})^{-1} = \sqrt{\frac{1}{2y_1y_3}} \left(1 + \frac{y_1}{2y_3} \right) \quad (1.23)$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = 2 \sinh^{-1} \left(\sqrt{\frac{y_1}{2y_3}} \right) \quad (1.24)$$

Exemple : Cellule en Π à 'K' constant :

On a : $y_1 = j\frac{C\omega}{2}$; $y_3 = \frac{1}{jL\omega}$

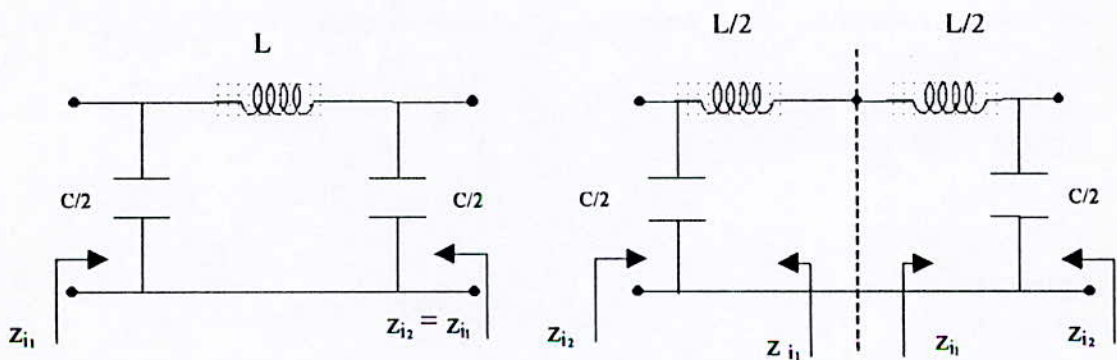


Fig. 10 : Section en " Π " à k const

L'exposant de transfert γ_π et l'impédance caractéristique $Z_{C\pi}$ sont :

$$\gamma_{11} = 2\gamma_l = 2 \ln \left((1 - X_c^2)^{1/2} + jX_c \right) \quad (I.25)$$

Du point de vue exposant de transfert, les cellules T et π symétriques sont équivalentes comme l'indique les expressions (I.21) et (I.25); nous constatons néanmoins que l'impédance caractéristique Z_{CT} , d'une cellule en T symétrique est différente de $Z_{C\pi}$ (formule 25); et qu'elles sont toutes les deux fonctions de la fréquence. Un problème de désadaptation se posera à la sortie de tels quadripôles, étant donné que la charge R_l est résistive.

I-3- INTRODUCTION AUX " M DERIVEES "

Pour palier au problème évoqué ci-dessous, en l'occurrence le problème d'adaptation, on intercale un quadripôle $[Q_1]$ entre $[Q]$ et R_l , afin d'assurer l'adaptation de la charge R_l (figure -11-).

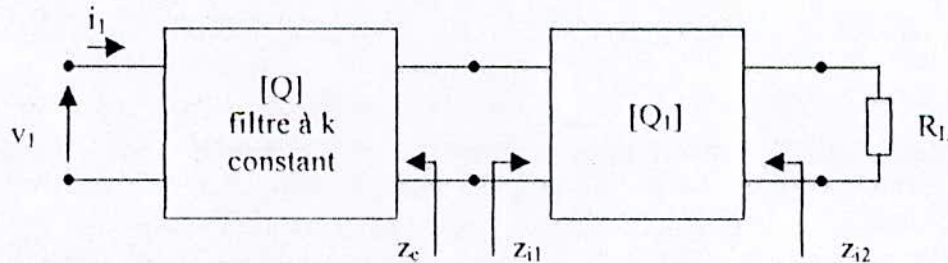


Fig. 11 : Adaptation à l'aide d'un quadripôle $[Q_1]$

Quelles conditions devrait vérifier $[Q_1]$?

Il est clair que l'impédance image à l'entrée de $[Q_1]$ doit correspondre à Z_c et l'impédance image de sortie à R_l , c'est-à-dire :

$$z_{i1} = z_0 (1 - X_c^2)^2 \quad (I.27)$$

$$z_{i2} \cong R_l \cong C^{lc} \quad (I.28)$$

A partir des deux conditions précédentes, il est évident que $[Q_1]$ n'est pas un quadripôle symétrique car $z_{i1} \neq z_{i2}$.

Exemple 1 : demi cellule 'T',M dérivée

Prenons $[Q_1]$ comme une section en "L" (figure -4-) où :

$$z_a = jm \frac{L}{2} \omega$$

$$z_b = j \frac{1-m^2}{2m} L \omega + \frac{1}{j \frac{mC\omega}{2}}$$

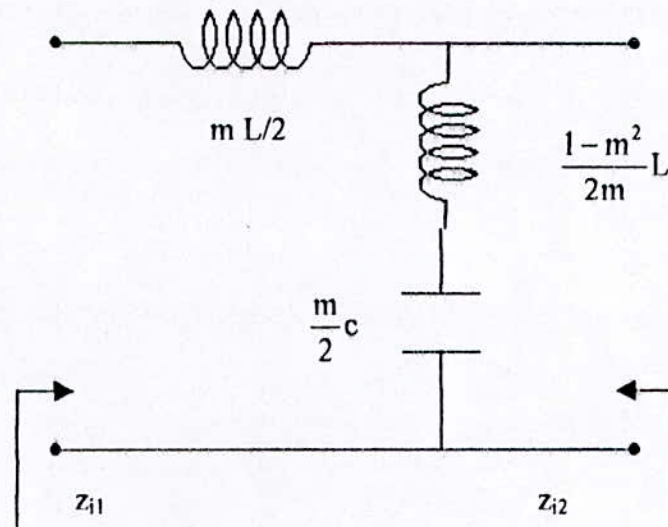


Fig. 12 : Quadripôle $[Q_1]$ (section en "L")

les impédance images du quadripôle ci-dessus sont données par les relations :

$$z_{i1} = \sqrt{\frac{L}{C} \frac{(1 - X_c^2 (1 - m^2)) (X_c^2 - 1)}{((1 - m^2) X_c^2 - 1)}}$$

d'où :

$$z_{i1} = \sqrt{\frac{L}{C} (1 - X_c^2)^{3/2}}$$

La première condition ($z_{i1} = z_c$) est vérifiée avec le quadripôle de la figure -12-.

$$z_{i2} = \sqrt{\frac{-L}{C} \frac{(1 - X_c^2 (1 - m^2)) (1 - (1 - m^2) X_c^2)}{X_c^2 - 1}}$$

ou bien :

$$z_{i2} = z_0 \frac{1 - X_c^2 (1 - m^2)}{\sqrt{1 - X_c^2}}$$

on trouve que les impédances images normalisées par rapport à Z_0 sont :

$$\frac{Z_{i2}}{Z_0} = \frac{1 - X_c^2(1-m^2)}{\sqrt{1-X_c^2}} \quad ; \quad \frac{Z_c}{Z_0} = \sqrt{1-X_c^2}$$

La figure -13- représente la variation de $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ et $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$ en fonction de la fréquence.

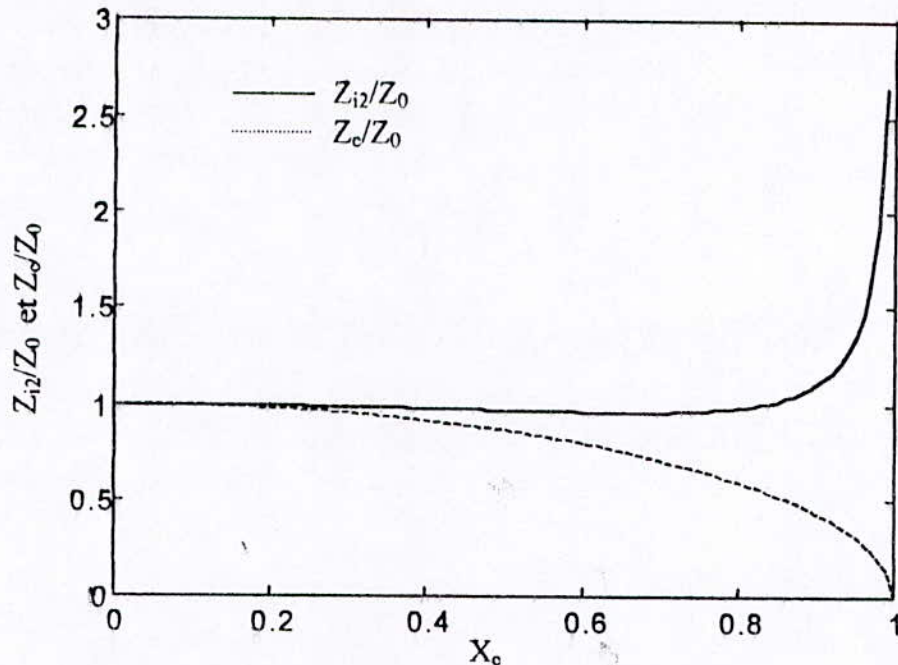


Fig. 13 : Courbes donnant $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ et $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$ en fonction de X_c

On constate ci-dessus que $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ est à peu près constante (comparativement à $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$); sur une gamme de fréquence allant jusqu'à : $X_c = 0,7$; après cette valeur on constate une augmentation rapide de $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ tandis que $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$ continue à diminuer.

On pourrait donc brancher à la sortie de $[Q_1]$ une charge résistive :

$$R_L \cong 0,9 \sqrt{\frac{L}{C}} \cong 45 \Omega.$$

Définition :

Le quadripôle $[Q_1]$ est appelé circuit à "M dérivée" (demi cellule 'T' , M dérivée).

Exemple 2 : demi cellule "Π", M dérivée

$$z_a = jm \frac{L}{2} \omega \left(\frac{1}{1 - (1 - m^2) X_C^2} \right)$$

$$z_b = \frac{2}{jm C \omega}$$

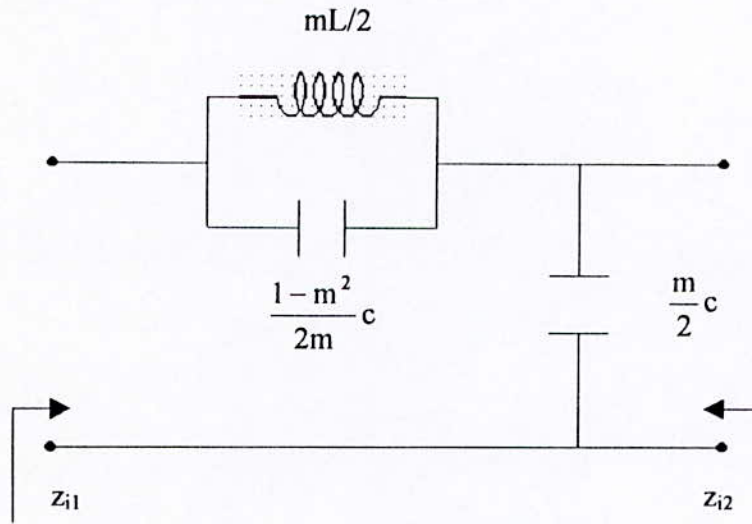


Fig. 14 : Demi cellule "Π" ,M-dérivée

on trouve :

$$z_{i1} = \frac{z_0 \sqrt{1 - X_C^2}}{(1 - (1 - m^2) X_C^2)} \tag{I.31}$$

$$z_{i2} = \frac{z_0}{\sqrt{1 - X_C^2}} \tag{I.32}$$

l'impédance image à la sortie d'une demi cellule "Π",M dérivée, z_{i2} correspond à l'impédance caractéristique d'une cellule à "k constant" en "Π". Si on compare la variation de $\left(\frac{Z_{i1}}{Z_0} \right)$ et $\left(\frac{Z_c}{Z_0} \right)$ nous aboutirons aux mêmes résultats obtenus pour une demi section "M dérivée" en T (exemple 1).

La seule différence étant que, la charge R_L (dans l'exemple 1) devrait être connectée à l'accès (2) de la demi cellule 'T', M dérivée, tandis que dans notre cas elle serait connectée à l'accès (1) (figure 15.a ; 15.b).

On obtient alors : le circuit "M dérivée" en T (figure 16.a) et le circuit "M dérivée" en Π .

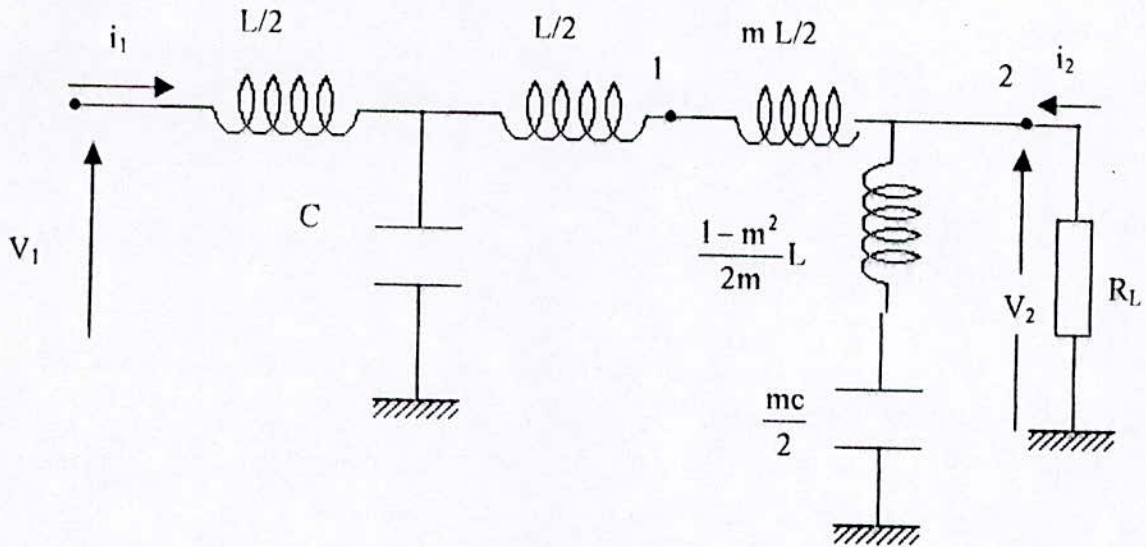


Fig. 15.a : Adaptation à l'aide d'une demi cellule en T "M dérivées"

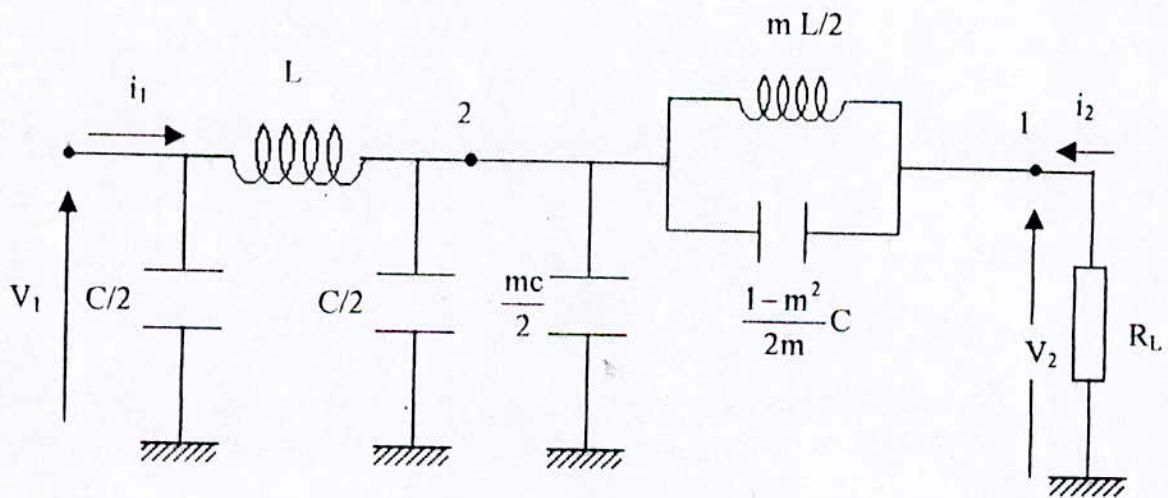


Fig. 15.b : Adaptation à l'aide d'une demi cellule en Π "M dérivées"

On peut développ   à partir des demi cellules 'T', et ' ' ,M d riv es ; des cellules en 'T' et en 'à' comme nous l'avons déjà fait pour les filtres à K constant.(figure 8 et 10).

Les quadripôles ainsi obtenus sont détaillé par la (figure 16).

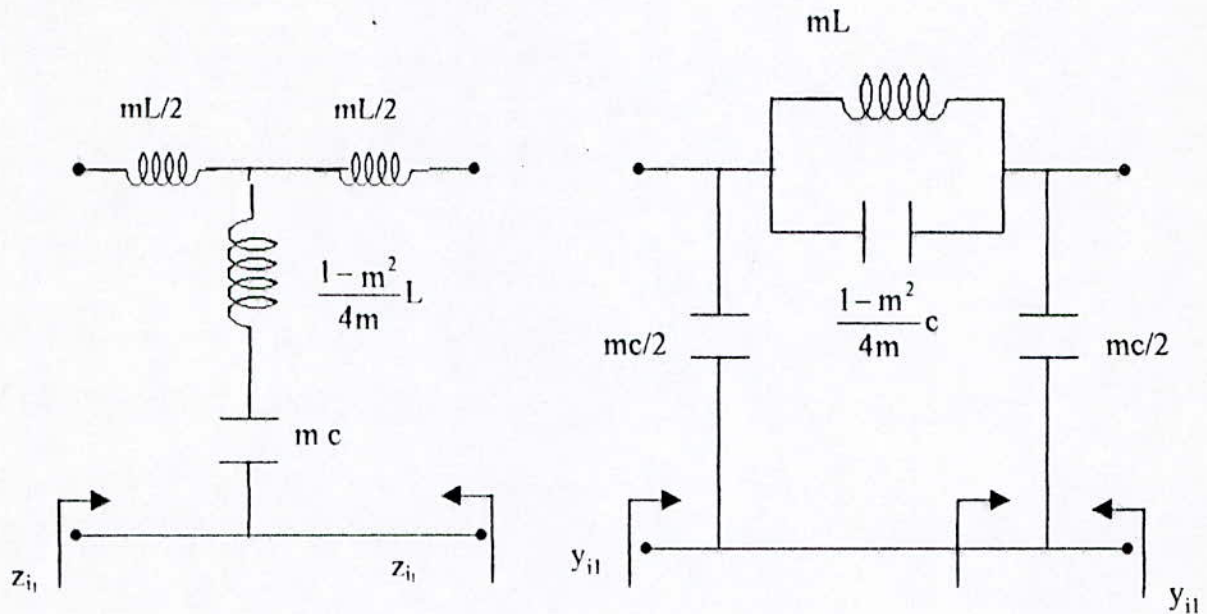


Fig. 16 : Cellules M d riv es et T et en à

Etudions les avantages, de la cellule en 'T', "M dérivée" par rapport à la cellule à "k constant" en 'T' (figure 8).

Etant donné que $z_{i1} = z_c = z_0 \sqrt{1 - X_c^2}$; il s'agit de comparer l'exposant de transfert γ_M (du circuit "M dérivée" en T) avec celui du circuit à k constant γ_k .

On sait que :

$$\gamma_k = 2 \ln \left((1 - X_c^2)^{1/2} + j X_c \right) \quad (I.33)$$

$$\gamma_M = 2 \ln \left(\frac{1 - X_c^2}{1 - (1 - m^2) X_c^2} - j \frac{m X_c}{\sqrt{1 - (1 - m^2) X_c^2}} \right) \quad (I.34)$$

Etudions les variations respectives de [Réel (γ_k), Réel (γ_M)] et [Imag (γ_k), Imag (γ_M)] pour $m = 0,6$.

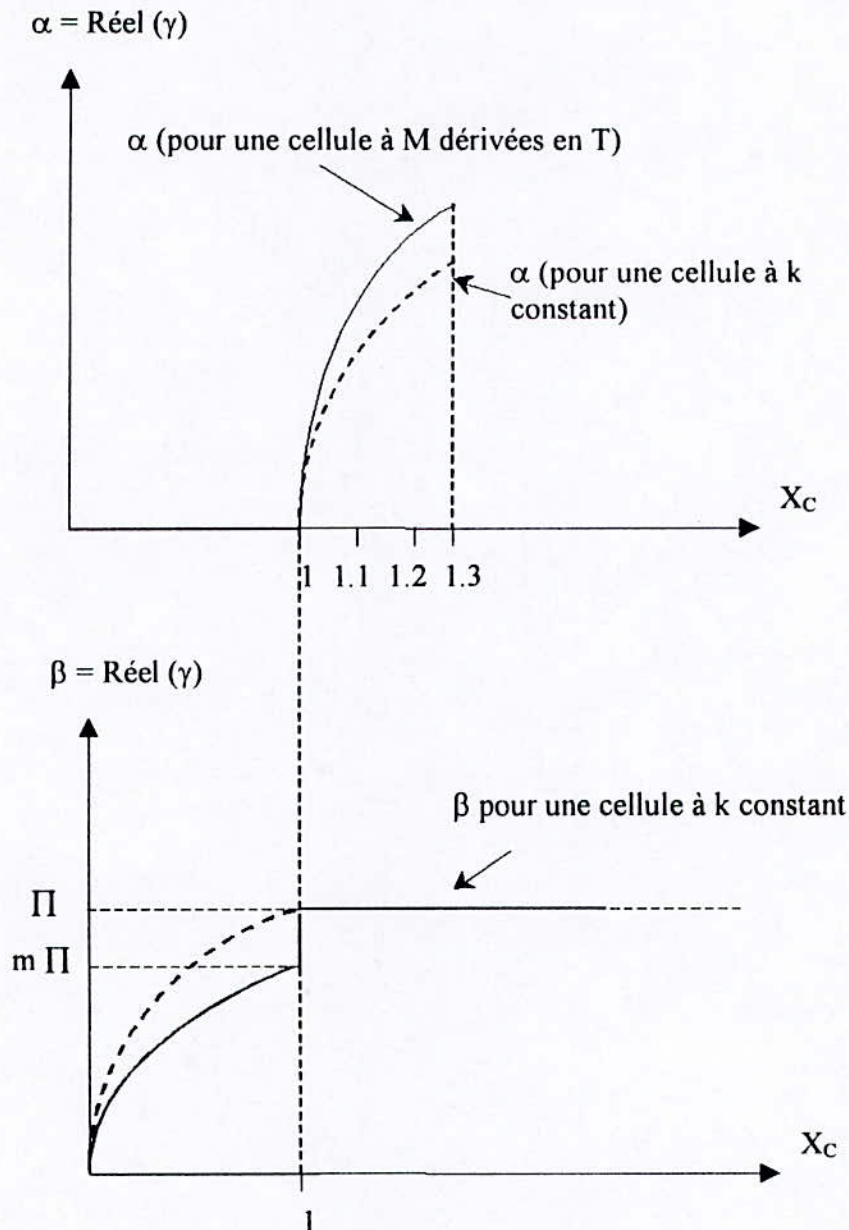


Fig. 17 : Courbe donnant la variation de α et β en fonction de X_c

On constate à partir des résultats obtenus (figure -17-) qu'une section T en "M dérivée offre:

- 1- Une meilleure atténuation hors de la bande passante ($X_C > 1$) qu'une section en T à "k" constant.
- 2- Etant donné que m est généralement inférieur à un ($m < 1$) \Rightarrow la section M dérivée offre un retard moindre qu'une section à "k" constant.

I-4- EFFET DE DESADAPTATION

Soit un quadripôle [Q] quelconque (figure 18) terminé à son accès (2) par une charge $R_L \neq z_{i2}$, et à son accès (1) par $R \neq z_{i1}$.

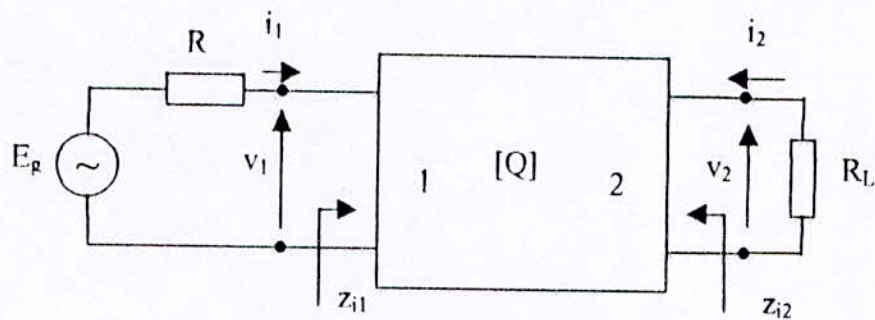


Fig. 18 : Quadripôle désadapté

On sait que lors de l'adaptation on a : ($R_L = z_{i2}$; $R = z_{i1}$)

$$\frac{v_2}{v_1} = \sqrt{\frac{z_{i2}}{z_{i1}}} e^{-\gamma} \left(e^{-\gamma} = \frac{1}{\sqrt{AD} + \sqrt{BC}} \right) \quad (I.35)$$

l'effet de la désadaptation ($R_L \neq z_{i2}$ et $R \neq z_{i1}$) se traduit comme suit[1] :

$$\frac{v_2}{E_g} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}}{z_{i1}}} e^{-\gamma} \left[\frac{(1 - \Gamma_{i1})(1 + \Gamma_{i2})}{1 - e^{-2\gamma} \Gamma_{i1} \Gamma_{i2}} \right] \quad (I.36)$$

où : Γ_{i1} est le coefficient de réflexion à l'entrée (1) : $\Gamma_{i1} = \frac{R - z_{i1}}{R + z_{i1}} \quad (I.37)$

Γ_{i2} est le coefficient de réflexion à l'entrée (2) : $\Gamma_{i2} = \frac{R_L - z_{i2}}{R_L + z_{i2}} \quad (I.38)$

L'impédance vue à l'accès (1) du quadripôle [Q] quand l'accès (2) est fermé sur R_L est :

$$(z_{in})_1 = z_{i1} \left[\frac{1 + \Gamma_{i2} e^{-2\gamma}}{1 - \Gamma_{i2} e^{-2\gamma}} \right] \quad (I.39)$$

L'impédance vue à l'accès (2) du quadripôle [Q] quand l'accès (1) est fermé sur R est :

$$(z_{in})_2 = z_{i2} \left[\frac{1 + \Gamma_{i1} e^{-2\gamma}}{1 - \Gamma_{i1} e^{-2\gamma}} \right] \quad (1.40)$$

voir (figure 19.a) et (figure 19.b).

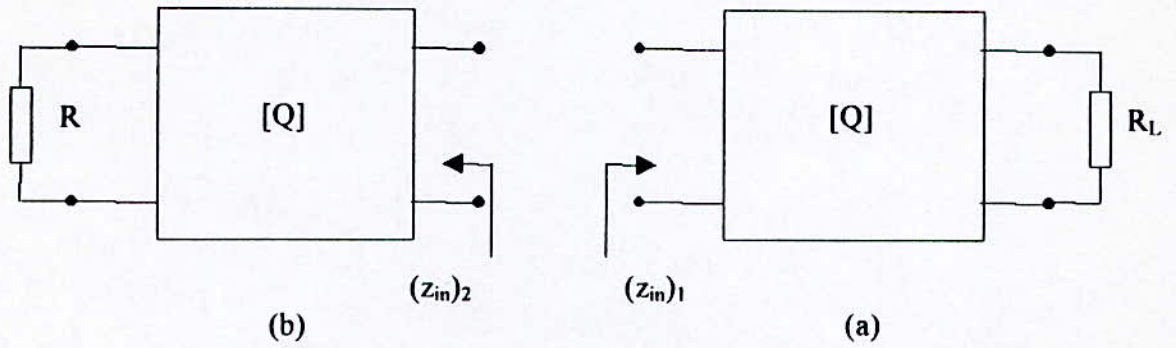


Fig. 19 : Impédances vues aux accès (1) et (2) d'un quadripôle quelconque [Q] désadapté

CHAPITRE II

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE CONVENTIONNEL

II-1- INTRODUCTION

Un amplificateur distribué (A.D en abrégé) peut être schématiquement représenté par deux milieux (circuits de transmission), couplés l'un à l'autre à travers un circuit distribué, capable de produire un gain en puissance sur une certaine bande de fréquence allant de zéro à quelques dizaines de GHz.

L'A.D est dit "conventionnel", si l'élément amplificateur est un FET en source commune. Il sera appelé "non conventionnel", ou "modifié" s'il dispose d'un autre élément amplificateur présentant une résistance négative.

Dans le présent chapitre on s'intéresse uniquement aux A.D conventionnels; en développant un modèle simplifié de ces dispositifs dont les éléments amplificateurs sont considérés unilatéraux.

II-2- PRINCIPE DE BASE

Il fut démontré, dans la théorie classique des amplificateurs vidéo [3] que le produit gains-bande passante d'un amplificateur (transistor à effet de champ MESFET) (figure 1) est donné par :

$$M = A_v B = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_{in} C_{out}}} \quad (II.1)$$

où :

g_m : est la transductance du dispositif actif,

C_{in} : capacité d'entrée du dispositif actif,

C_{out} : capacité de sortie du dispositif actif.

On voit clairement, à partir de (II.1) que la simple mise en parallèle de tels dispositifs actifs ne permet pas une amélioration du produit (gain-bande passante); car l'augmentation de g_m résultant de cette mise en parallèle sera compensée par l'augmentation de (C_{in}, C_{out}) .

Il s'agit donc de trouver une méthode de branchement permettant d'augmenter g_m tout en évitant l'augmentation des capacités c_{in} et c_{out} .

La méthode de "l'amplification distribuée" nous permet d'atteindre ce but, par une mise en parallèle particulière des éléments amplificateurs de telle façon à augmenter la transductance g_m en absorbant les capacités c_{in} et c_{out} dans deux lignes en transmission artificielles appelées : ligne gate (ou ligne d'entrée) et ligne drain (ligne de sortie) respectivement (figure 2. a ,b).

On s'assurera par construction que les courants i_{jk} , au nœud k de la ligne drain, s'additionnent en "phase", dans le sens de la charge et on terminera les accès (2) et (4) par les impédances caractéristiques respectives z_g, z_d .

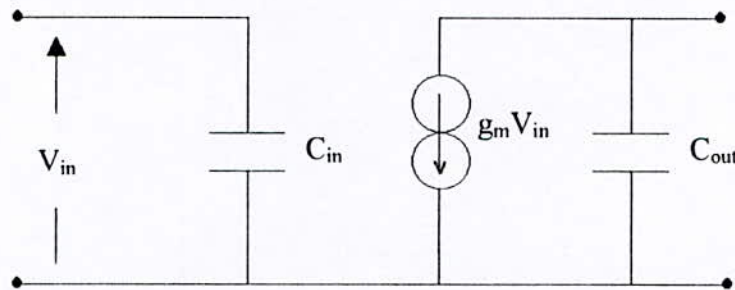
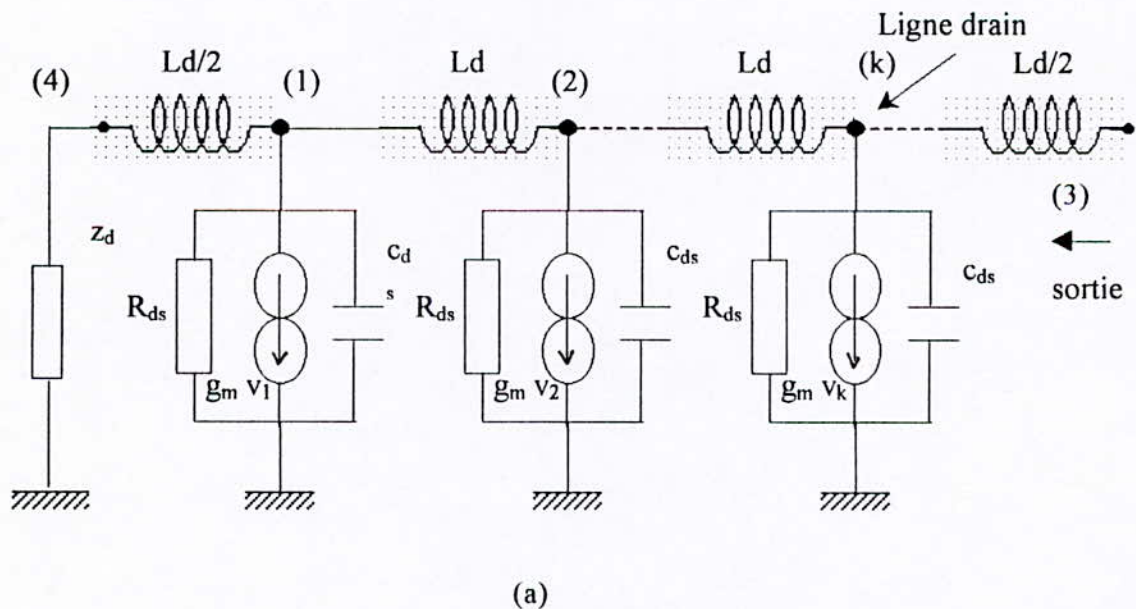


Fig. 1 : Elément amplificateur transistor MESFET



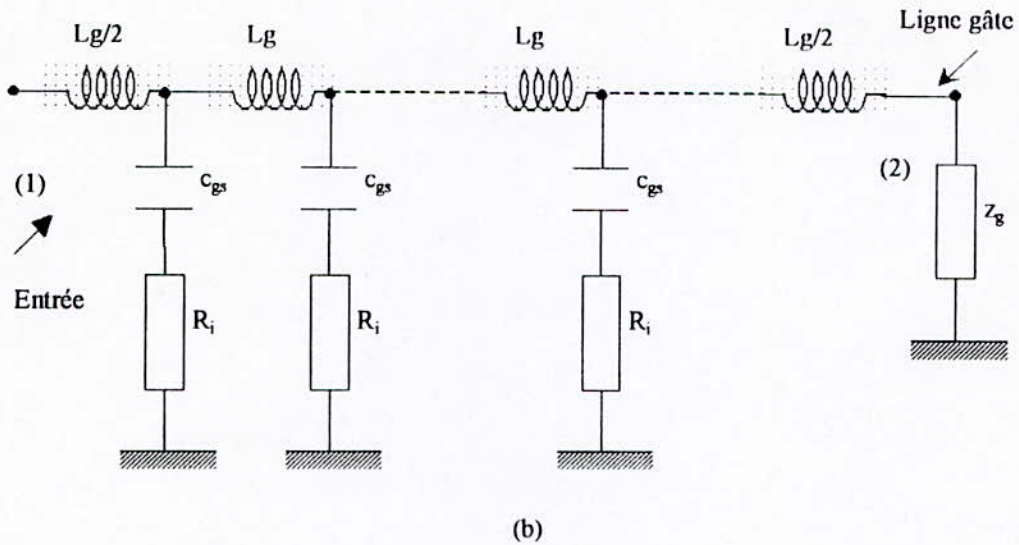


Fig. 2 : Schéma d'un A.D conventionnel basé sur un modèle unilatéral du FET.
(a) ligne gate ; (b) ligne drain

II-3- ANALYSE DU MONTAGE

II-3-1-Ligne Gate

Soit une section élémentaire de la ligne gate (figure 3), l'exposant de transfert sur image d'après la relation (I.20) est :

$$\gamma_g = \cosh^{-1} \left[1 + \frac{zy}{2} \right] \quad (\text{II.2})$$

où :

$$\frac{z}{2} = j \frac{L_g \omega}{2} \quad \text{et} \quad y = \frac{j \omega c_{gs}}{1 + j \omega R_i c_{gs}}$$

en posant :

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g c_{gs}}} ; \quad \omega_g = \frac{1}{R_i c_{gs}} ; \quad \left(X_c = \frac{\omega}{\omega_c} \right)$$

on trouve :

$$\cosh(\gamma_g) = 1 - \frac{2 X_c^2}{1 + j X_g} \quad (\text{II.3})$$

Etant donné que : $\gamma_g = \alpha_g + j \beta_g$ et en admettant que les pertes sont faibles ($\cosh \gamma_g \cong 1$); on trouve [2] :

$$\cosh(\beta_g) \cong 1 - \frac{2X_C^2}{1 + X_g^2} \quad (II.4)$$

et :

$$\sinh(\alpha_g) \cong \alpha_g \cong \frac{(\omega_c/\omega_g)X_C^2}{\sqrt{1 - (1 - (\omega_c/\omega_g)^2)X_C^2}} \quad (II.5)$$

A partir de l'expression (II.5) on trouve :

$$\alpha_g \cong \frac{a X_C^2}{\sqrt{1 - (1 - a^2)X_C^2}} \quad (II.6)$$

où : $a = \frac{\omega_c}{\omega_g}$.

La présence des pertes R_i va affecter les impédances images de la demi section en "L" (figure 4) on aura :

$$z_{i2}^{(g)} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \frac{1 + jX_g}{\sqrt{1 - X_C^2 + jX_g}} \quad (II.7)$$

$$z_{i1}^{(g)} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \sqrt{1 - X_C^2 + jX_g} \quad (II.8)$$

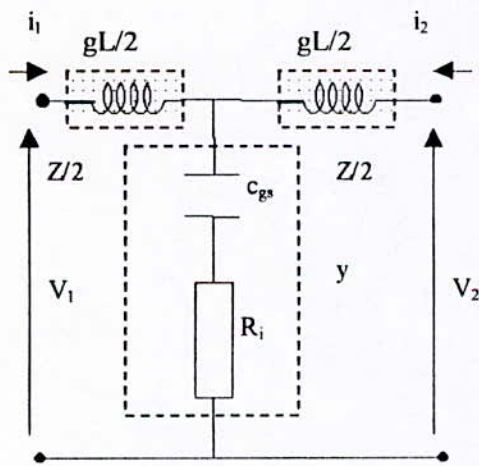


Fig. 3 : Cellule élémentaire en T de la ligne gate avec perte.

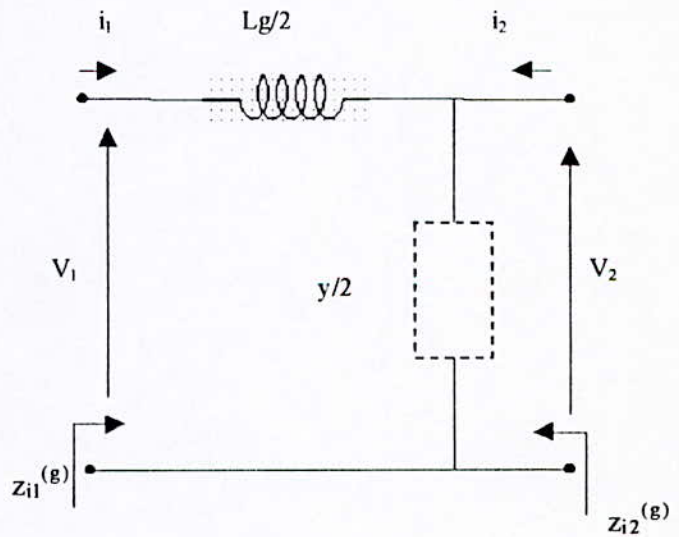


Fig. 4 : Section en "L" de la ligne gate avec perte.

Les rapports des deux impédances images sera :

$$\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}} = \frac{1 + jX_g}{1 - X_C^2 + jX_g} \quad (II.9)$$

Puisque les pertes sont très faibles ($a \ll 1$); on aura :

$$\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} \cong \frac{1}{1 - X_C^2} \quad (\text{II.10})$$

II-3-2- Ligne drain

De la même manière, en analysant la section élémentaire de la ligne drain (figure 5) on obtient [2] :

$$\cosh \gamma_d = (1 - 2 X_C^2) + j 2 X_C \left(\frac{\omega_d}{\omega_c} \right)$$

en posant :

$$b = \frac{\omega_d}{\omega_c} \quad \text{où} \quad \omega_d = \frac{1}{R_{ds} C_d}$$

Et en reprenant les mêmes hypothèses (pertes drain faibles $\Leftrightarrow \text{ch } \alpha_d = 1$) on aura :

$$\cos \beta_d \approx 1 - 2 X_C^2 \quad (\text{II.11})$$

$$\alpha_d \approx \frac{b}{\sqrt{1 - X_C^2}} \quad (\text{II.12})$$

Les impédances images d'une section en "L" de la ligne drain (figure 6) vont être :

$$z_{i1}^{(d)} = z_{0d} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{j}{X_d}}} \sqrt{1 - X_C^2 + j b X_C} \quad (\text{II.13})$$

$$z_{i2}^{(d)} = z_{0d} \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{j}{X_d}} \sqrt{1 - X_C^2 + j b X_C}} \quad (\text{II.14})$$

avec :

$$z_{0d} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \quad \text{et} \quad X_d = \frac{\omega}{\omega_d}$$

Pour que les signaux soient constructifs dans la ligne drain, il faut que les vitesses de phase $V_{\phi g}$ et $V_{\phi d}$ dans les deux lignes soient égales, ($V_{\phi g} = V_{\phi d}$).

Comme :

$$V_{\phi g} = \frac{\omega}{\beta_g} \quad \text{et} \quad V_{\phi d} = \frac{\omega}{\beta_d} \quad (\text{II.15})$$

où : β_g et β_d sont respectivement les constantes de phase gate et drain.

L'égalité des vitesses de phase entraîne que:

$$\frac{z_{0d} C_d}{z_{0d} C_g} = 1 \quad (\text{II.16})$$

En supposant que $z_{0d} = z_{0g} = 50 \Omega$ et sachant que c_{gs} est plus grand que c_{ds} alors la relation (II.16) devient :

$$C_d \cong C_g \cong C_{gs} \quad (II.17)$$

Il faut donc ajouter une capacité "shunt" au niveau de la ligne drain telle que :

$$C \cong C_{gs} \cdot C_{ds} \quad (II.18)$$

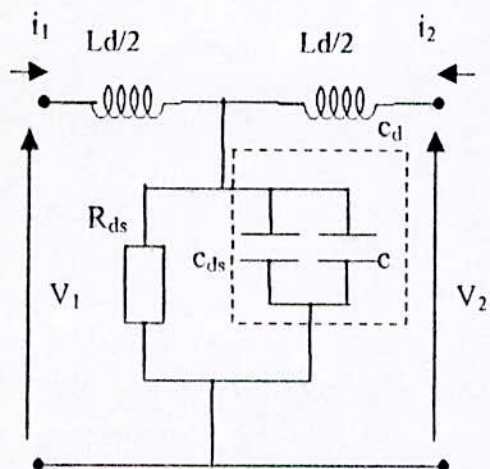


Fig. 5 : Section en "T" élémentaire de la ligne drains.

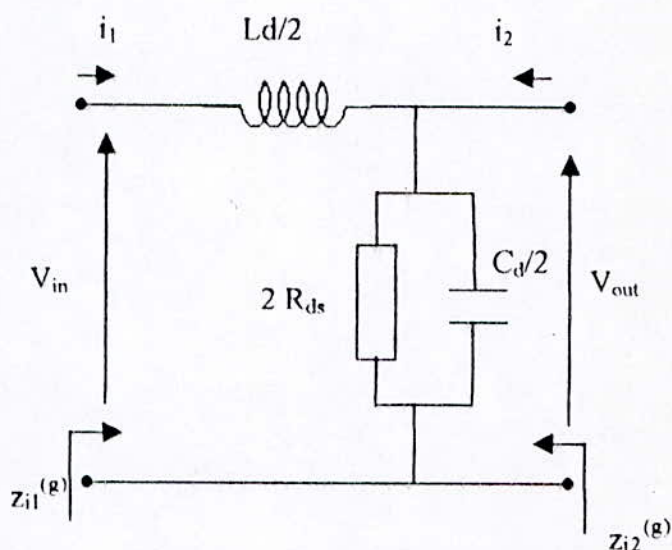


Fig. 6 : Section en "L" de la ligne drains.

II-3-3- Gain en puissance

En adaptant les accès (2) et (4) (figure 2) le gain en puissance (Annexe A) pour $X_C < 1$ s'écrit :

$$G_p \cong \frac{g_m^2 z_0^d z_0^g}{4(1 - X_C^2)(1 + X_g^2)} \exp(-N(\alpha_g + \alpha_d)) \frac{\sinh^2[N(\alpha_d - \alpha_g)/2]}{\sinh^2[(\alpha_d - \alpha_g)/2]} \quad (II.19)$$

où :

N : est le nombre de sections,

α_g et α_d sont donnés par les relations (II.6) et (II.12).

Il est à noter que la relation (II.19) est obtenue pour :

$$Z_{i1}^{(g)} = Z_0^{(g)} \sqrt{1 - X_C^2} \quad (II.20)$$

$$Z_{i2}^{(g)} = Z_0^{(d)} \frac{1}{\sqrt{1 - X_C^2}} \quad (II.21)$$

Afin de se rapprocher des conditions du filtre à "k" constant.

En basse fréquence (G_p) s'écarte notablement de la relation (II.19) car $z_{i2}^{(d)}$ est mieux

approximée par :
$$z_{i2}^{(d)} \cong \frac{z_{0d}^{(d)}}{\sqrt{1 - \frac{j}{X_d}}}$$

Elle est donc différente de la valeur correspondante de $z_{i2}^{(d)}$ pour une cellule à "k constant" et à une composante réactive; ce qui aura pour effet de réduire la puissance transmise à la charge aux basses fréquences. On peut contourner cette difficulté en minimisant ω_d devant ω_C .

• **Nombre maximum de transistors**

En prenant $\left. \frac{\partial G_p}{\partial N} \right|_{\omega=C \cdot \tau} = 0$ on trouve que le nombre de sections donnant le maximum

de gain en puissance pour une fréquence donnée (généralement le milieu de la bande passante de fréquence) est :

$$N = \frac{\ln \left(\frac{\alpha_d}{\alpha_g} \right)}{\alpha_d - \alpha_g} \tag{II.22}$$

La figure 7 [2] exprime la variation en dB de $(G_p/G(0))$ en fonction de a et b pour un nombre de sections ($N = 4$).

Où : $G(0)$ est le gain en puissance au continu.

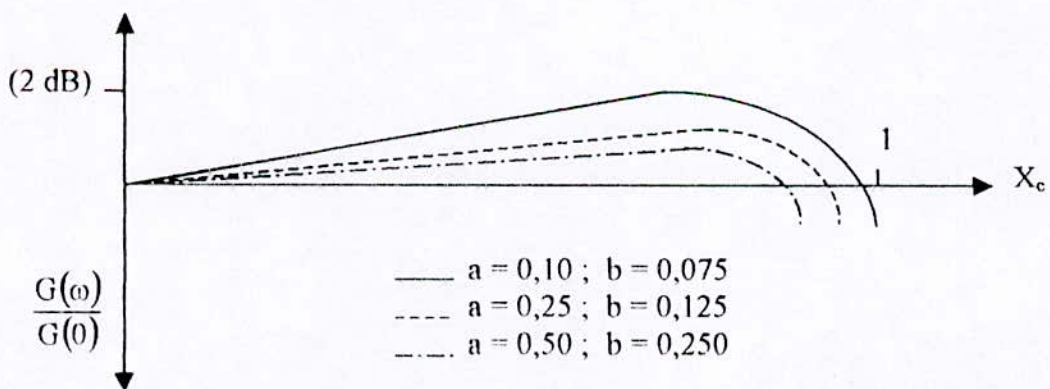


Fig. 7 : Gains en puissance normalisés en fonction de a et b

On constate de la figure 7 que la réponse en fréquence optimale est obtenue pour a et b très faibles.

II-3-4- Gain en tension et produit gain-bande passante

L'adaptation à la sortie permet d'écrire le gain en tension à partir du gain en puissance G_p comme suit :

$$|A_v| = \sqrt{G_p} = \frac{g_m \sqrt{z_0^{(g)} z_0^{(d)}}}{2\sqrt{(1-X_C^2)(1+X_g^2)}} \exp(-N(\alpha_g + \alpha_d)/2) \frac{\sinh[N(\alpha_d - \alpha_g)/2]}{\sinh[(\alpha_d - \alpha_g)/2]} \quad (II.23)$$

Le gain en tension A_0 en continu sera :

$$A_0 = \lim_{\omega \rightarrow 0} |A_v| = \frac{g_m \sqrt{z_0^g z_0^d} \cdot \sinh[N/2 \cdot b]}{2 \cdot \sinh[b/2]} \quad (II.24)$$

Comme la réponse en fréquence est globalement plate jusqu'à la fréquence de coupure (f_c); le produit gains-bande passante de l'A.D sera :

$$M = A_0 f_c \quad (II.25)$$

Il est souvent intéressant de comparer "M" avec la fréquence dite "**index**" d'un élément amplificateur [2] donnée par :

$$f_{\max} = \frac{g_m}{4\pi C_{gs}} \sqrt{\frac{R_{ds}}{R_{gs}}} \quad (II.26)$$

La fréquence "**index**" est la fréquence à la quelle le maximum du gains en puissance d'un élément amplificateur (figure 1) devient l'unité.

La comparaison entre les expressions (II.25) et (II.26) nous donnera :

$$\frac{A_0 f_c}{f_{\max}} \cong \frac{N}{2} \sqrt{a \cdot b} \exp(-Nb/2) \quad (II.27)$$

Il a été démontré [4] que le produit, $M' = A_0 f_{1dB}$ où f_{1dB} est la fréquence à la quelle l'amplitude du gains est $|A_v| = (A_0 - 1dB)$ ne peut dépasser f_{\max} :

$$M' = M_0 f_{1dB} \cong 0,8 f_{\max} \quad (II.28)$$

En d'autre terme; nous pouvons conclure, qu'à cause des dissipations le produit gain-bande passante d'un A.D utilisant des FETS à (A_s, G_a) ne peut dépasser "la fréquence indexe" d'un élément actif pris tout seul.

II-3-5- Considération de puissance

On démontre [2] que la tension V_{dk} aux bornes du $k^{i\text{ème}}$ élément shunt de la ligne drain sans pertes (figure 8) s'écrit :

$$V_{dk} = -\frac{g_m}{2} V_{in} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} z_{i2}^{(d)} e^{\gamma_s/2} \left[\sum_{q=1}^N e^{-\gamma_s q} \exp(-\gamma_d(k-q)) \right] \quad (II.29)$$

où : V_{in} est la tension à l'entrée de l'A.D.

En considérant la condition de synchronisation de phase entre les lignes d'entrée et de sortie (formules (II.15), (II.17)) on aura :

$$\left| \frac{V_{dk}}{V_{in}} \right| = \frac{g_m}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} z_{i2}^{(d)} \left\{ k^2 + \frac{2k \cos[(N-k+1)\beta] \sin(N-k)\beta}{\sin \beta} + \frac{\sin^2(N-k)\beta}{\sin^2 \beta} \right\} \quad (II.30)$$

où : $\beta = \beta_g = \beta_d$.

- Nous remarquons que la tension de sortie V_{dk} ; (pour $k = 1, \dots, N-1$) varie beaucoup avec la fréquence. La figure 9 représente cette variation pour un (A.D) conventionnel à 04 sections.
- La puissance à la sortie du $k^{\text{ème}}$ élément amplificateur est :

$$P_k = \frac{|V_{in}|^2 g_m^2}{2} \frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}} z_{i2}^{(d)} \left\{ k + \frac{\cos[(N-k+1)\beta] \cdot \sin[(N-k)\beta]}{\sin \beta} \right\} \quad (II.31)$$

- Comme il est montré en (figure 10) la puissance de sortie des différents éléments amplificateurs (mis à part le dernier) varie beaucoup en fonction de la fréquence; et peut parfois devenir négative dans certaines partie de la bande globale.
- La bande de fréquence globale est donc partagée entre les différents éléments amplificateurs.
- Pour un A.D à quatre sections on peut démontrer que la contribution des FETs (1) et (2) à la puissance de sortie est importante pour $X_C > 0,5$; et que pour des valeurs de $X_C \rightarrow 0$. Les quatre éléments contribuent approximativement de la même manière ([5]).

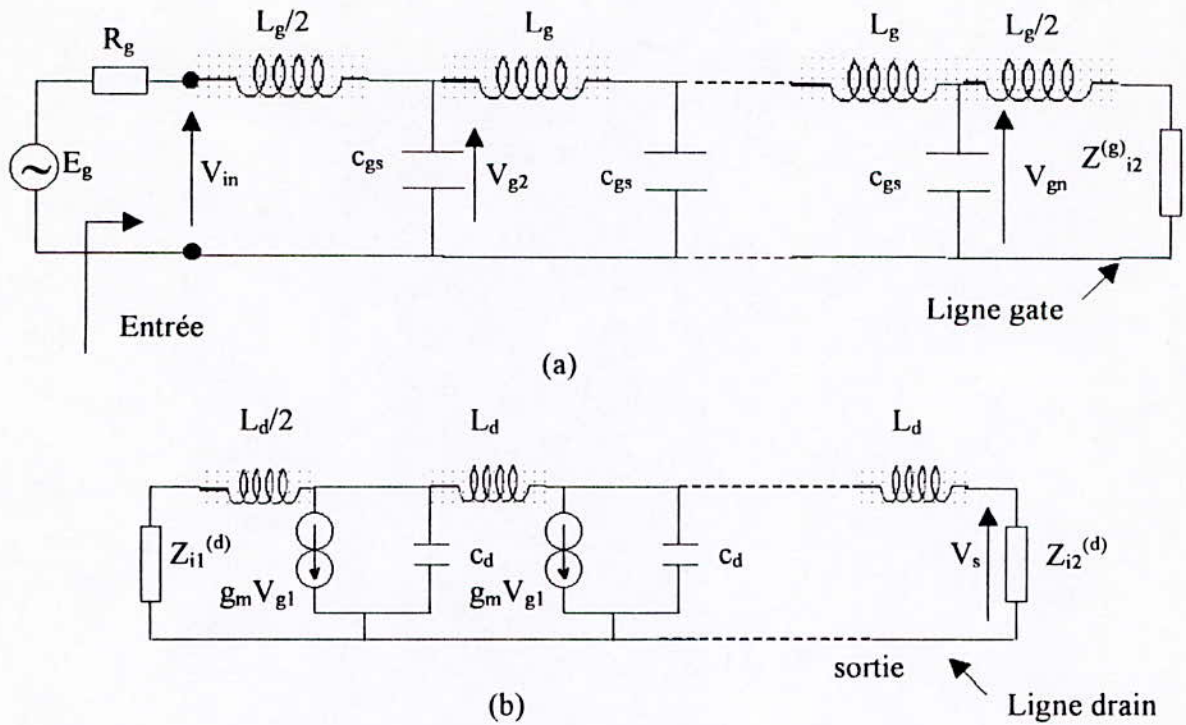


Fig. 8 : Schéma d'un A.D idéal.

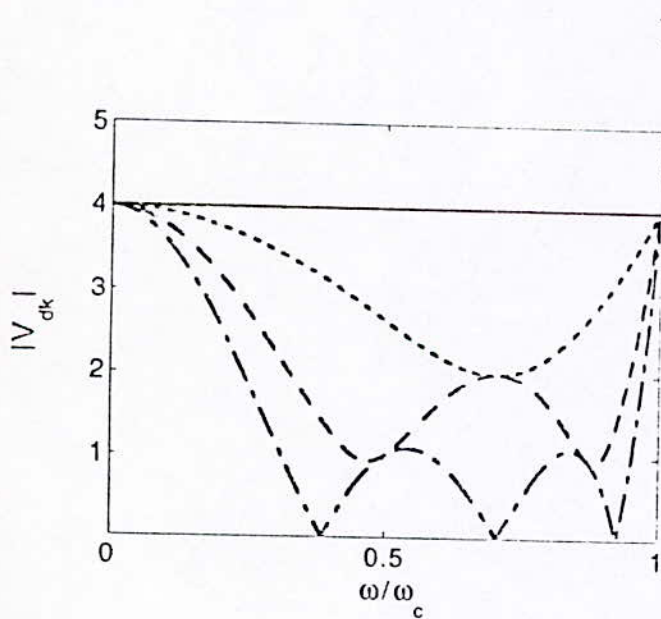


Fig. 9 tension à la sortie

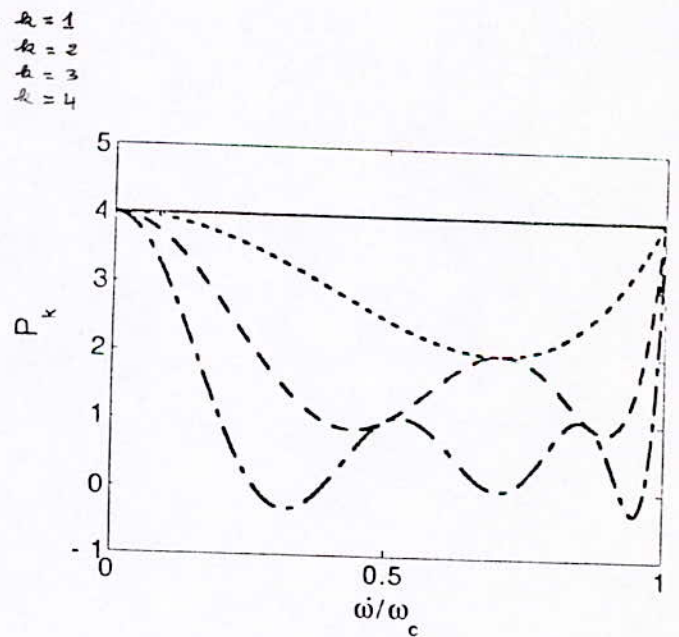


Fig.10 puissance à la sortie

II-4- ETUDE DU BRUIT DANS UN AMPLIFICATEUR DISTRIBUE

L'analyse montre que le facteur de bruit global simplifié de l'A.D à tubes est donné par [6] :

$$F = 1 + \left(\frac{\sin n\phi}{n \sin \phi} \right) + \frac{1}{n} \frac{R_{eq}}{z_{01}} + n \frac{z_{01}}{R_a} \frac{\alpha}{4} \quad (II.32)$$

où :

z_{01} : est l'impédance caractéristique de la ligne de sortie (drain),

R_{eq} : résistance équivalente du bruit à l'entrée de l'élément actif (tube à vide),

R_a : résistance du bruit dans la ligne gâte,

n : nombre de sections,

ϕ : déphasage par section,

α : facteur numérique égal à 5, qui tient en compte les valeurs expérimentales du bruit associé à R_a .

Des études plus récentes [7] montrent, en considérant un modèle de bruit comprenant un courant de bruit gate $\sqrt{i_g^2}$ et un courant de bruit drain $\sqrt{i_d^2}$, que le facteur de bruit peut se mettre sous la forme :

$$F = 1 + \frac{z_{i2}^{(g)} N \omega^2 C_{gs} R}{3g_m} + \frac{4p}{Ng_m z_{i2}^{(g)}} \quad (II.33)$$

On appelle 'U' le produit de l'impédance image par le nombre de section N:

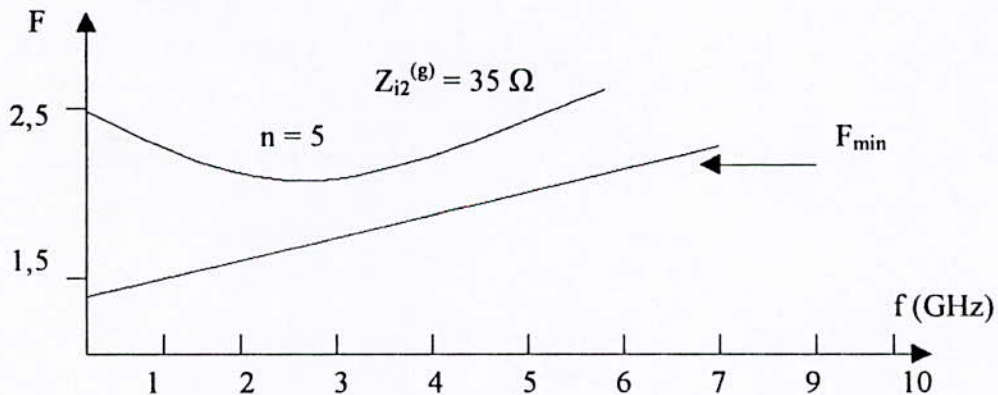


Fig. 11 : Facteur de bruit d'un A.D à cinq sections (avec MESFET comme élément amplificateur)

$$u_{opt} = \frac{2}{\omega C_{gs}} \sqrt{\frac{3p}{R}} \quad (II.34)$$

où : $u = z_{i2}^{(g)} N$; p et R sont des paramètres de courant de bruit drain et gate.

Et le facteur de bruit minimal correspondant est :

$$F_{\min} = 1 + \frac{2\omega c_{gs}}{g_m} \frac{\sqrt{4Rp}}{3} \quad (\text{II.35})$$

La figure 11 montre le facteur de bruit d'un A.D de cinq (5) sections ainsi que F_{\min} (étudié par Aitchinson [7]).

II-5- METHODES POUR L'OPTIMISATION DES PERFORMANCES

II-5-1-Méthode de la capacité série

Cette méthode [4] consiste au couplage de l'élément actif à la ligne d'entrée (ligne gate) à travers une capacité série ($c' = q c_{gs}$) (figure 12). La capacité branchée en parallèle sur la ligne gate deviendra :

$$c'_g = \left(\frac{q}{1+q} \right) c_{gs} \quad (\text{II.36})$$

et la fréquence de coupure de la ligne gate sera :

$$\omega'_c = \left(\frac{1+q}{q} \right) \omega_c = \left(1 + \frac{1}{q} \right) \omega_c \quad (\text{II.37})$$

On voit bien qu'on peut considérablement augmenter la bande passante du montage pour q très faible. Etant donné que le produit gain-bande passante reste inchangé par l'addition de cette capacité série, ceci se traduit par une diminution du gain.

Le branchement de $c' = q c_{gs}$ à l'entrée de l'élément actif va augmenter la puissance d'entrée de la ligne gate; et augmentera le produit (puissance-bande passante) par un facteur de $(1+1/q)$.

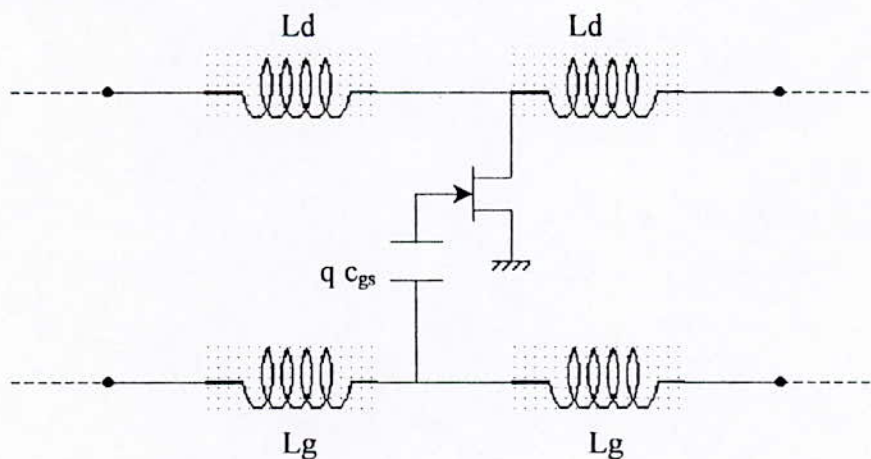


Fig. 12 : Illustration de la méthode de la capacité série.

II-5-2- Méthode de la variation de l'impédance caractéristique de la ligne drain (traped drain line [13]).

Le but de cette méthode (décrite pour la première fois en [6]) est de forcer les courants de retour de chaque élément actif à zéro; de telle façon à ce que tous les courants de sortie des FETS puissent se propager dans la direction de la charge (figure 13). Cette méthode permet donc d'augmenter l'efficacité et la puissance de sortie de notre montage.

Par exemple si le courant de sortie du premier FET (figure 13) est I_0 ; en mettant l'impédance caractéristique de la ligne drain à partir de la deuxième section à $z_0/2$ on obtient un courant de retour nul et un courant directe de $2 I_0$.

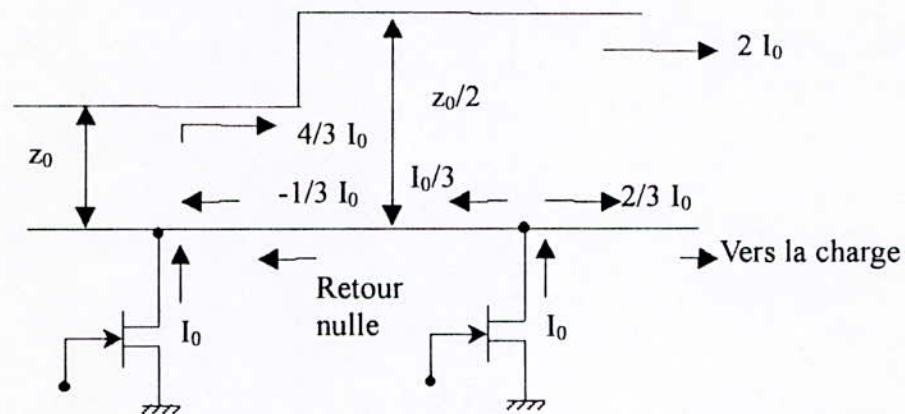


Fig.13 : Distribution du courant dans une ligne drains à l'impédance caractéristique variable.

D'une manière générale l'impédance caractéristique de la ligne drains doit être z_0/k à la $k^{\text{ème}}$ section de notre montage.

Il faut noter néanmoins que cette méthode offre plusieurs inconvénients en pratique du fait que :

- 1- Elle suppose que les courants de sortie des MESFETS sont identiques alors que les tensions d'excitation; aux nœuds de la ligne gate ne le sont pas.
- 2- Les lignes gate et drain étant dispersives, la variation de z_0 ; ne peut être atteinte correctement que pour une seule fréquence.
- 3- Si on utilise des lignes microrubans pour la réalisation de notre montage, seul un nombre limité de valeurs de l'impédance z_0 est disponible (de 30 à 95 Ω) ce qui rendra difficile l'obtention de certaines impédances z_0/k .

II-5-3- Compensation des pertes par résistance négative

- Cette méthode est basée sur le fait d'intercaler entre deux sections (d'un A.D) avec lignes de transmission artificielle, un circuit de compensation des pertes (FET en gate commun) sur la ligne d'entrée, et un stub offrant une impédance capacitive sur la ligne de sortie pour équilibrer le montage.
- Elle fut développée par (**Beyer et al** [8]) et offre de nombreux avantages qu'on détaillera plus dans les chapitres suivants.

CHAPITRE III

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE AVEC COMPENSATION EN LIGNE D'ENTREE

L'analyse du chapitre précédent, montre que la réponse en fréquence d'un A.D est déterminée par les deux facteurs d'atténuation gate et drain (α_g , α_d), donnés par les relations (II-6 et II-12).

Dans ce chapitre on va étudier certains circuits de compensation qui réduisent α_g , α_d .

III-1- METHODE DE LA COMPENSATION EN LIGNE D'ENTREE

Le principe de cette méthode [8], est de changer périodiquement chaque section élémentaire de la ligne gate d'un A.D conventionnel, avec un circuit de compensation, qui présente une impédance "active" (à partie réelle négative et une réactance dépendant de la fréquence) (figure. -1- et -2-).

L'effet de cette compensation se traduit de deux façons :

- 1- En réduisant le facteur d'atténuation α_g , elle permet d'ajouter plus de sections qu'un A.D conventionnel, ce qui va entraîner une augmentation de la puissance maximale de sortie [8].
- 2- Elle permet d'augmenter le produit gain-bande passante d'un montage en produisant une compensation à très large bande.

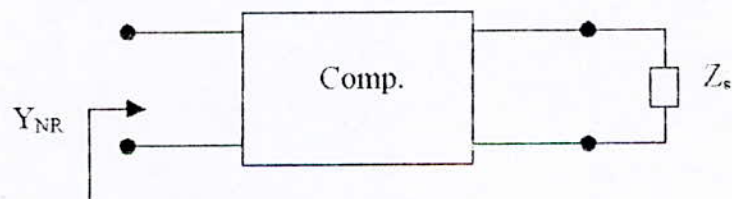


Fig. 1 : Etage de compensation

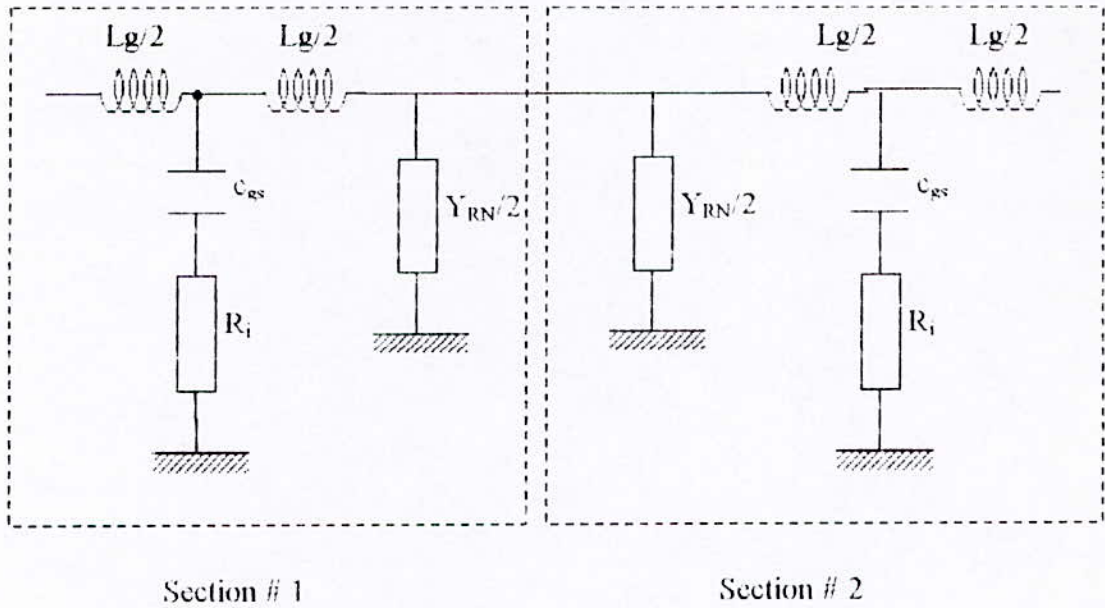


Fig. 2 : Deux sections élémentaires de la ligne gate chargé par l'admittance de compensation Y_{NR} .

III-2- CIRCUIT DE COMPENSATION A RESISTANCE NEGATIVE (CCRN)

- La figure 3 montre le (CCRN) choisi par [8].
- Convenablement chargé, le CCRN (qui est un FET en gate commun), produit une résistance négative R_N et une réactance dépendant de la fréquence X , sur une très large bande de fréquence avec un minimum de dispersion.

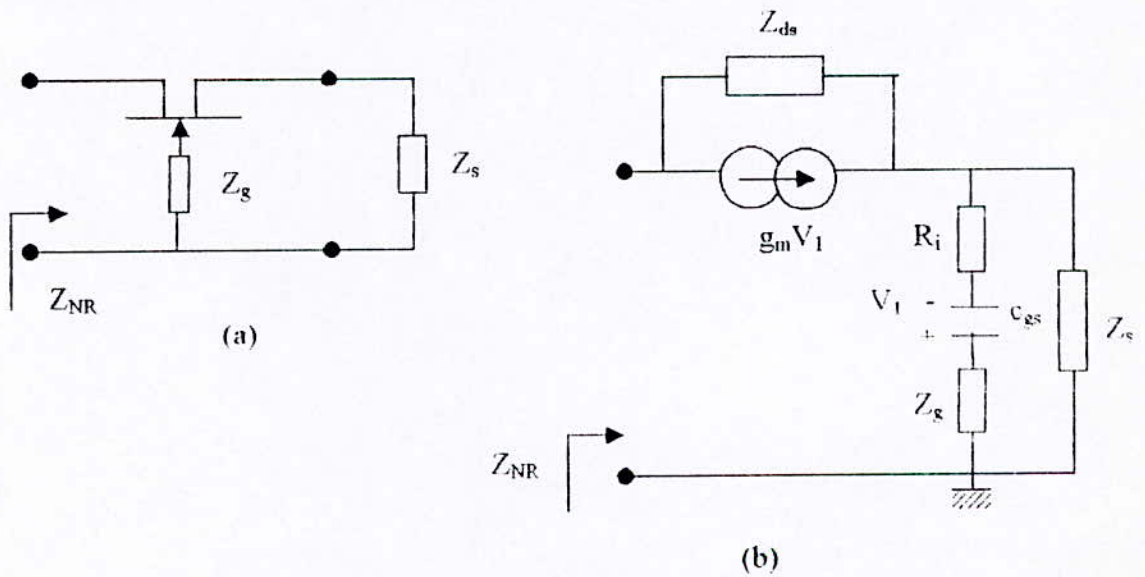


Fig. 3 : (a) FET en gate commun chargé par Z_s .
(b) Modèle équivalent simplifié.

Z_{NR} est tel que : $Z_{NR} = R_N + j X$ et z_g est l'impédance de polarisation du FET en gate commun.

Une formule plus explicite de Z_{NR} en fonction des paramètres du montage est donnée par l'expression ci-dessous :

$$Z_{NR} = Z_{ds} \left[1 + \frac{g_m Z_s}{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_s + Z_g)} \right] + Z_s \left[\frac{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_g)}{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_s + Z_g)} \right] \quad (III.1)$$

Z_{ds} est l'impédance drain - source : $Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega C_{ds} R_{ds}}$.

La figure -4- montre R_N et X pour différentes valeurs de la charge capacitive z_g .

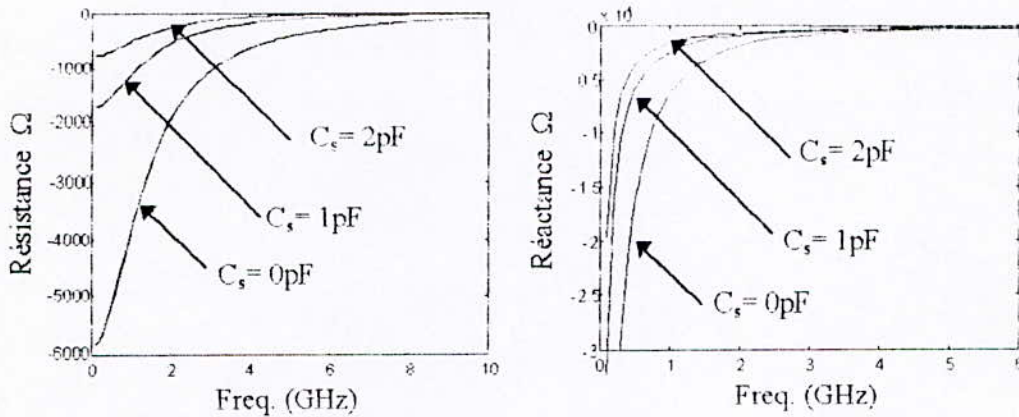


Fig. 4 évolution de Z_{NR} en fonction de C_s

Etant donné la complexité des expressions analytiques exactes de R_N et X , il est plus commode d'étudier la nature de Z_{NR} sous certaines conditions particulières.

a) Excitation en basses fréquences :

A très basses fréquences, le circuit de compensation ne produit pas une compensation des pertes suffisante, comme le montre la relation suivante :

$$Z_{NR} (f \rightarrow 0\text{Hz}) = R_{ds} (1 + g_m z_s) + z_s \quad (III.2)$$

étant donné que :

$$g_m = g_0 (\cos \omega \tau - j \sin \omega \tau) \quad (III.3)$$

τ : le temps de transit du FET.

La partie réelle de z_{nr} va s'exprimer comme suit :

$$R_N = \text{Ré}(Z_{NR}) = R_{ds} \left(1 - \frac{g_0}{c_s \omega} \sin \omega \tau \right) \text{ pour } z_s = \frac{1}{j c_s \omega}$$

on obtient donc une résistance négative en basse fréquence pour :

$$c_s \ll \frac{1}{g_0 \tau} \quad (III.4)$$

Le FET en gate commun produit donc une compensation suffisante des pertes en basse fréquence uniquement pour des charges Z_s capacitives et très réactives (c_s faible).

b) Z_s infinie :

Le cas limite de (a) est obtenu en mettant c_s à zéro

L'expression (III.1) deviendra alors :

$$Z_{NR} = Z_{ds} + \frac{1}{j\omega c_{gs}} + R_i + Z_g + \frac{g_m R_{ds}}{j\omega c_{ds} [1 + j\omega c_{ds} R_{ds}]} \quad (III.5)$$

les quatre premiers termes de la relation (III.5) sont de nature passive, ils représentent les pertes du MESFET.

Le dernier terme dépendant de g_m produit la résistance négative nécessaire à la compensation. L'expression de celle-ci est donnée par la relation suivante :

$$\text{Re} \left[\frac{g_m R_{ds}}{j\omega c_{gs} (1 + jX_d)} \right] = \frac{-g_m R_{ds} / \omega d c_{gs}}{1 + X_d^2} \quad (III.6)$$

$$X_d = \omega R_{ds} c_{ds}$$

- pour $\omega \geq 2\omega_d$, la résistance négative décrite par (III.4) diminue approximativement en $\frac{1}{\omega^2}$ (voir chapitre V); il existe donc une fréquence supérieure à partir de laquelle, elle ne sera plus produite.

- Des études montrent [8] que cette fréquence est pour un MODFET 0.25 ~ 100 μm de Honey-Well, de 70 GHz environ .

- Etant donné l'expression (III.6), les FETs à faible gain ne permettent pas une bonne compensation des pertes.

- Le chapitre V étudie en détail l'effet de g_m et c_{gs} sur la résistance négative produite par un FET en gate commun pour ($|Z_s| \rightarrow \infty$).

III-3- ANALYSE D'UN AD AVEC COMPENSATION

Afin de simplifier l'analyse de l'A.D.C, nous avons introduit de chaque coté de l'étage de compensation (Y_{NR}) une self $L/2$.

On obtient alors la cellule élémentaire (figure.-5-).

L'impédance caractéristique d'un A.D conventionnel avec pertes négligeable étant :

$$z_0 \cong \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} (1 - X_c^2)^{1/2} \quad (III.7)$$

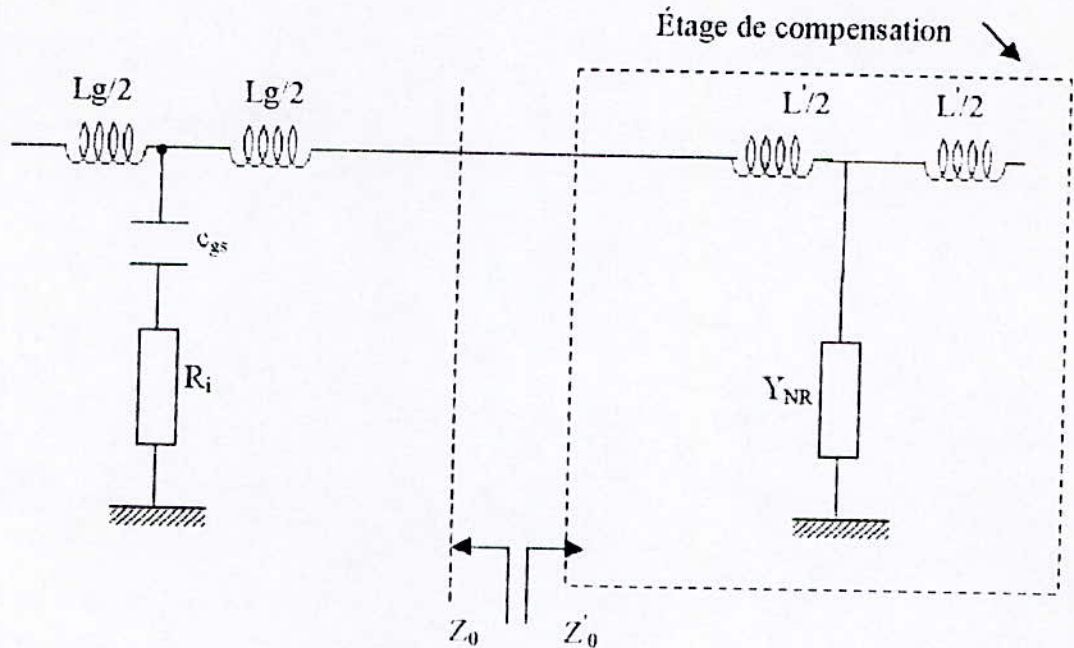


Fig. 5 : Section élémentaire de la ligne gate d'un A.D compensé

- La seif L' est calculée de telle façon que l'impédance caractéristique de l'étage de compensation z'_0 soit égale à z_0 . Sachant que :

$$z'_0 \cong \sqrt{\frac{L'\omega}{B}} \left(1 - \frac{L'B\omega}{4}\right) \quad (III.8)$$

où: $B = \text{im}(Y_{NR})$

- En prenant : $B \approx \frac{C_{gs}\omega}{(1 + g_m R_{ds})}$ (chapitre V)

On trouve :

$$L' \approx \frac{L_g}{(1 + g_m R_{ds})} \quad (III.9)$$

- Pour équilibrer le montage on introduit au niveau de la ligne drain un stub ouvert présentant la même réactance que B (figure 6).

On a :

$$C_s \approx \frac{B}{\omega} = \frac{C_{gs}}{(1 + g_m R_{ds})}$$

Par une démarche analogue à celle entreprise dans la ligne gate, on intercale de chaque coté du stub c_s les deux selfs $L'' = \frac{0.5 \cdot L_d}{(1 + g_m R_{ds})}$.

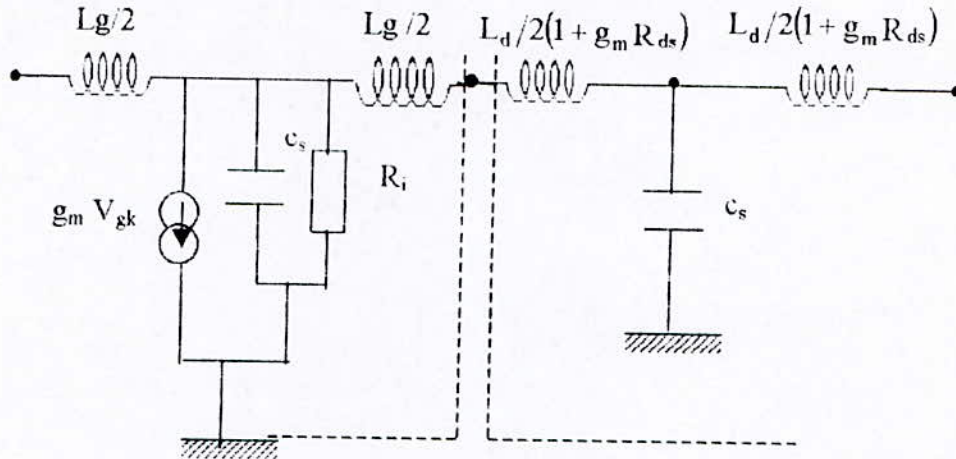


Fig. 6 : Section élémentaire de la ligne drain.

En suivant les mêmes étapes de développement que pour un AD conventionnel (annexe C) on obtient, le gain en puissance G_p comme suit :

$$G_p \cong \frac{g_m^2 Z_0^{(g)} Z_0^{(d)}}{4(1 - X_c^2)(1 + X_g^2)} \exp(-N(\alpha_g + \alpha_d) - N \cdot \alpha_c) \cdot \frac{\sinh^2\left(\frac{N}{2}(\alpha_c + \alpha_g + \alpha_d)\right)}{\sinh^2\left(\frac{1}{2}(\alpha_c + \alpha_g + \alpha_d)\right)} \quad (\text{III.10})$$

où : α_c est le facteur d'amplification introduit par l'étage de compensation (figure 5).

$$\alpha_c \cong \frac{-X_c^2}{\sqrt{1 + \mu \omega^2 - \theta \omega^4}} \quad (\text{chapitre V})$$

La figure 7 montre l'amélioration obtenue par rapport au gain d'un A.D conventionnel.

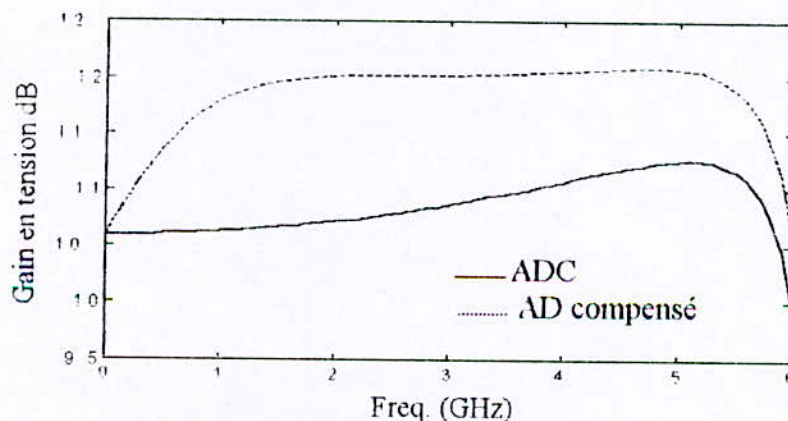
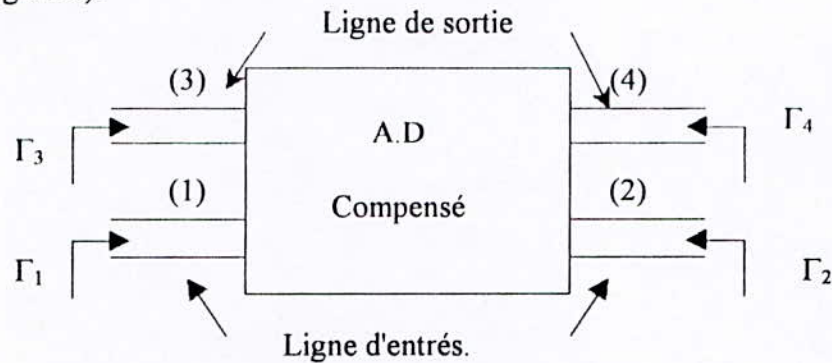


Fig. 7 Gain en tension en fonction de la fréquence

III-4- ETUDE DE LA STABILITE

- Etant donné le caractère unilatéral, des éléments actifs d'un A.D conventionnel, le problème de la stabilité ne se pose pas.
- Dans notre cas par contre, on aura plus de chance d'instabilité, ce qui impose une étude ne serai ce qu'approximée de cette dernière.
- Une étude de la stabilité revient à déterminer, les conditions pour les quelles, les coefficients de réflexion aux quatre accès du montage soient en module inférieurs à l'unité (figure 8).



$$\text{A.D compensé stable} \Rightarrow \Gamma_j < 1 \quad j = 1, 2, 3, 4.$$

Fig. 8 : A.D compensé vue comme un octopole.

- Il s'agit en général de déterminer quatre séries de conditions, chacune d'entre elles est une combinaison des 16 paramètres S du montage S_{ij} ($i = 1, \dots, 4 ; j = 1, \dots, 4$), avec les terminaisons supposées connues des trois accès autres que l'accès qu'on étudie.
- Par exemple; si on veut étudier la stabilité à l'accès (1) il faut déterminer la fonction Φ_1 , tel que :

$\Gamma_1 = \Phi_1(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)$; $\Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$ sont supposés connus, et voir pour quelles valeurs de ces derniers.

$$|\Gamma_1| = |\Phi_1(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)| < 1 \quad (\text{III.11})$$

L'étude globale de la stabilité se traduit donc par quatre conditions du type de (III.11) :

$$\begin{cases} |\Phi_1(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)| < 1 \\ |\Phi_2(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)| < 1 \\ |\Phi_3(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)| < 1 \\ |\Phi_4(S_{ij}, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4)| < 1 \end{cases}$$

Une telle étude est très complexe à entreprendre, et est d'un intérêt pratique limité, vue l'extrême variation des paramètres S_{ij} de l'A.D, sur la bande de travail, particulièrement les variations de phase.

Une étude simplifiée entreprise par (Diebel et al. [8]), montre que pour assurer la stabilité, il faut que le module du coefficient de réflexion à l'accès j de l'A.D, vérifie la condition suivante :

$$|\Gamma_j| < \Gamma_{\max} \text{ où :} \quad \Gamma_{\max} = \min \left[\left(1 - \max(|S_{jj}|) \right) / \left(\sum_{\substack{m=1 \\ m \neq j}}^4 |S_{mj} \cdot S_{jm}| \right) \right] \quad (\text{III.12})$$

L'expression (III.12) indique que la stabilité est améliorée en diminuant $|S_{jj}|$ et $\{S_{jm}\} \cdot |S_{mj}|$ conjointement.

III-5- CONSIDERATIONS DE PUISSANCE

L'augmentation du gain en tension due à la compensation par (C.C.R.N) ne permet pas toujours, une augmentation de la puissance P_{\max} à la sortie à cause des mécanismes de saturation de l'élément actif, de la tension de claquage (drain-gate) de chaque FET, ainsi que de l'impédance vue à l'entrée de chaque FET de la structure [9].

Néanmoins on peut conclure que globalement la compensation par (C.C.R.N) permet d'obtenir une amélioration de P_{\max} , comme le montre le tableau suivant [8].

f(GHz)	P_{\max} (A.D compensé)/ P_{\max} (A.D conventionnel)
25.	4,2
35.	2,4
45.	2,6

Tableau 1- Comparaison entre performances d'un A.D compensé (8 sections) avec celles d'un A.D conventionnel (4 sections) (tiré de [8]).

Il est important d'examiner les mécanismes limiteurs de puissance dans les (A.D) compensés, avant d'entreprendre une étude de ces derniers afin d'optimiser la puissance P_{\max} à la sortie.

CHAPITRE IV

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE AVEC COMPENSATION EN LIGNE DE SORTIE (MONTAGE CASCODE)

L'analyse entreprise au chapitre II, a montré que la bande passante d'un A.D conventionnel est limitée par :

La capacité c_{gs} du FET, et son gain par les pertes (R_i, R_{ds}).

L'objet du présent chapitre est d'étudier l'amélioration obtenue en introduisant une compensation par une résistance négative au niveau de la ligne drain d'un A.D conventionnel par le biais de l'élément amplificateur cascode.

IV-1- L'ELEMENT AMPLIFICATEUR CASCODE

Il est obtenu en connectant la sortie (drain) d'un FET en source commune (SC) à l'entrée d'un étage de compensation à résistance négative par le biais d'une self "L" (fig.1).

En prenant un modèle simplifié du FET en source commune ($S_{12} = 0$); nous pouvons obtenir le schéma équivalent de la figure 2.

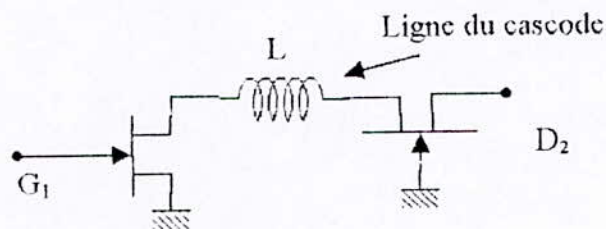


Fig. 1 : Elément amplificateur cascode

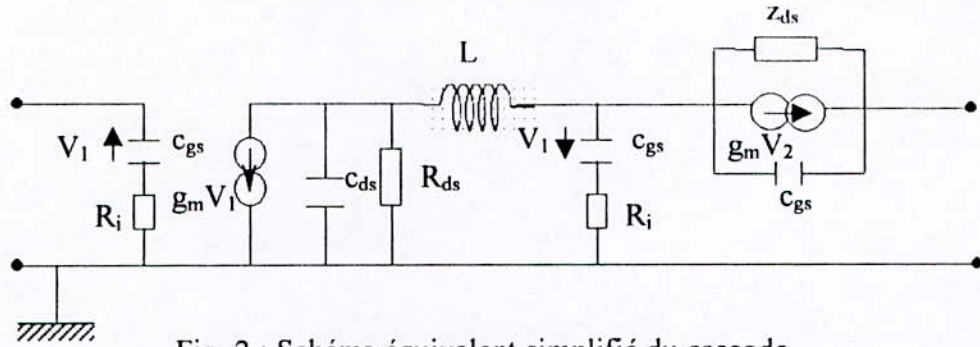


Fig. 2 : Schéma équivalent simplifié du cascode

L'idée qui nous est venue à l'esprit pour simplifier l'analyse du montage "A.D cascode" est de transformer le modèle (figure 2) en un modèle comparable à celui du FET en source commune détaillé ci-dessous.

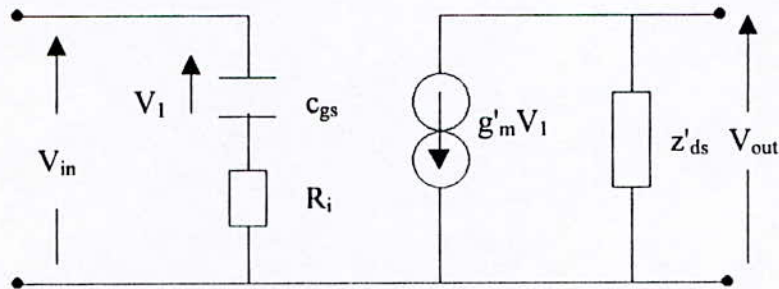


Fig. 3 : Modèle équivalent du cascode.

Le calcul montre que :

$$z_{ds} = z_{ds} \left[1 + \frac{(1 + g_m z_{ds}) + j(X_g + g_m L\omega)}{(1 - X^2) + j(X_g + z_{ds} c_{gs} \omega)} \right] + jL\omega \left[\frac{1 + jX_g}{(1 - X^2) + j(X_g + z_{ds} c_{gs} \omega)} \right] \quad (IV.1)$$

$$g_m = g_m \left[\frac{z_{ds} (1 + jX_g + g_m z_{ds})}{[z_{ds} (2 - X^2 + g_m z_{ds}) - L\omega X_g] + j[z_{ds} (2X_g + z_{ds} c_{gs} \omega) + L\omega (1 + g_m z_{ds})]} \right] \quad (IV.2)$$

$$\text{où : } X = \sqrt{Lc_{gs}} \omega \quad ; \quad X_g = R_i c_{gs} \omega \quad ; \quad z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} c_{ds}}$$

L'élément amplificateur cascode présente par rapport à l'élément amplificateur conventionnel (FET en source commune) plusieurs avantages, pouvant être résumés par :

1. Une diminution des pertes drain due au fait que la partie réelle de z'_{ds} est plus faible que R_{ds} .
2. Il présente un gain presque identique au FET en S.C, mais une impédance de sortie plus grande.

Pour confirmer ces avantages, nous avons développé un programme évaluant les paramètres S des modèles S.C et cascode (figure 4).

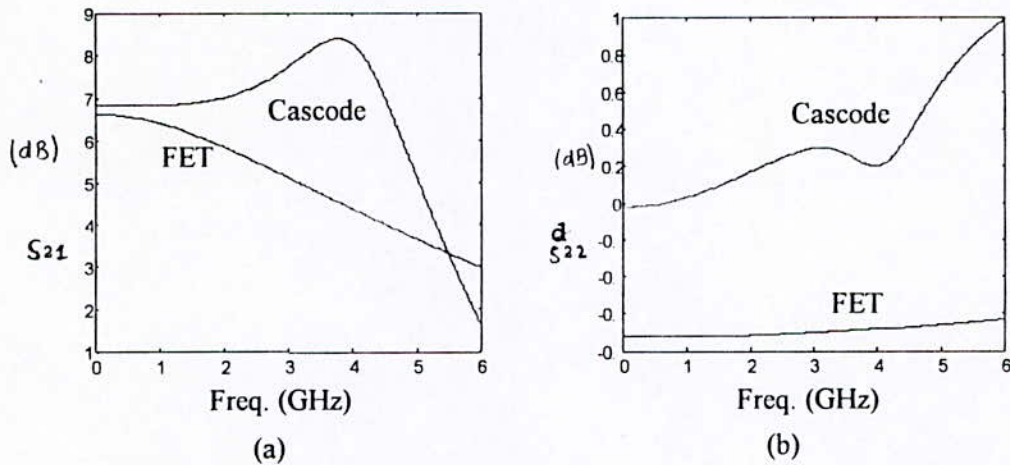


Fig. 4 : Compensation entre $|S_{21}|$; $|S_{22}|$ pour un FET en S.C et un cascode.

IV-2- ANALYSE SIMPLIFIEE D'UN A.D AVEC COMPENSATION EN LIGNE DE SORTIE

Considérant un A.D ayant le cascode comme élément amplificateur dont la section élémentaire est donnée par (ANNEXE B fig 4)

L'étude d'un tel A.D revient à étudier un A.D conventionnel en remplaçant l'impédance drain-source z_{ds} par z'_{ds} (donnée par (IV.1)) et g_m par g'_m donnée par (IV.2).

Le courant total, dans la ligne drain, est donné par (figure 5) :

$$I_{TOT} = -\frac{1}{2} \sqrt{\frac{Z_{i1}^{(c)}}{Z_{i2}^{(c)}}} \sum_{k=1}^N I_k e^{-\left(n-k+\frac{1}{2}\right)\gamma_d} \quad (IV.3)$$

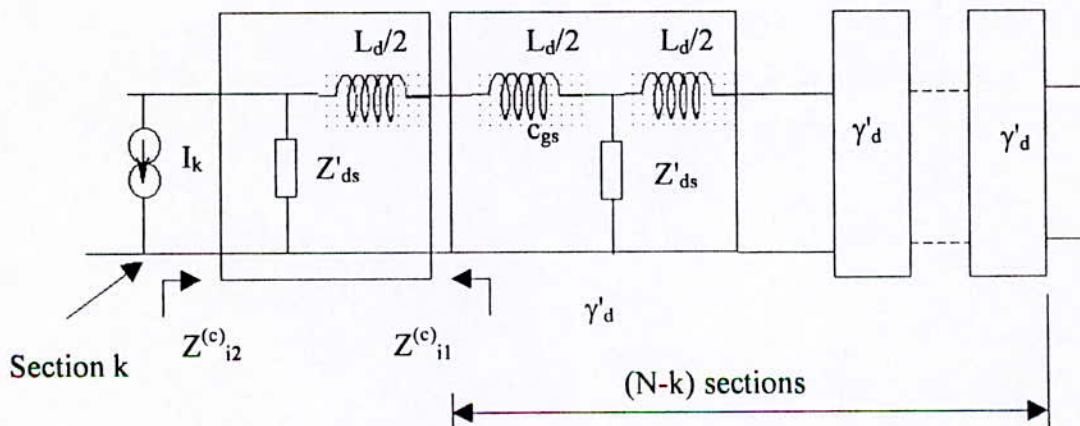


Fig. 5 : Ligne drain en considérant la contribution en courant de la $k^{ème}$ section

$z_{i1}^{(c)}$ et $z_{i2}^{(c)}$ sont les impédances images d'une demi section de la ligne drain en modifiant z_{ds} par z_{ds}' .

En notant $z(\omega) = z_{ds}' - z_{ds}$, ces impédances images s'expriment comme suit:(annexe B)

$$z_{i1}^{(c)} = z_{i1}^{(d)} \sqrt{1 + \frac{4.z(\omega)}{4.Z_{ds} + j.Ld.\omega}} \quad (IV.4)$$

$$z_{i2}^{(c)} = z_{i2}^{(d)} \frac{1 + \frac{z(\omega)}{Z_{ds}}}{\sqrt{1 + \frac{4.z(\omega)}{4.Z_{ds} + j.Ld.\omega}}} \quad (IV.5)$$

où : $z_{i1}^{(d)}$, $z_{i2}^{(d)}$ sont les impédances images de la ligne drain dans le cas de l'A.D conventionnel .

γ_d' est l'exposant de transfert sur image de la ligne drain modifiée par z_{ds}' ; nous avons démontré (ANNEXE B) qu'il s'exprime en fonction de γ_d comme suit :

$$\gamma_d' \cong \gamma_d - 2.\sqrt{2}.\left(\sqrt{\frac{Z_{ds}'}{Z_{ds}}} - 1\right)^{1/2} \quad (IV.6)$$

Etant donné que l'entrée de chaque élément amplificateur n'est pas modifiée par rapport à l'A.D conventionnel, V_{gk} s'écrit :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{(1 + X_g^2)(1 - X_c^2)}} e^{-\left(k - \frac{1}{2}\right)\gamma_d'} e^{-j \arctg X_g} \quad (IV.7)$$

En considérant les relation (IV.4) et (IV.5), le rapport des impédances $z_{i1}^{(c)}$ et $z_{i2}^{(c)}$ est

$$\frac{z_{i1}^{(c)}}{z_{i2}^{(c)}} = \left(\frac{z_{i1}^{(d)}}{z_{i2}^{(d)}}\right) \frac{z_{ds}'.(4.Z_{ds} + j.Ld.\omega)}{z_{ds}.(4.Z_{ds}' + j.Ld.\omega)} \quad (IV.8)$$

En reprenant à ce niveau, les mêmes développements que pour le conventionnel (annexe A), on trouve le gain en puissance est comme suit :

$$G_P \cong \frac{\left(\frac{g_m}{c_{gs}}\right)^2 \sqrt{\frac{L_g.L_d}{c_d}}}{4(1 - X_c^2)(1 + X_g^2)} \left| \frac{z_{ds}'.(4.Z_{ds} + j.Ld.\omega)}{z_{ds}.(4.Z_{ds}' + j.Ld.\omega)} \right| e^{-N(\alpha_g + \alpha_d')} \frac{\sinh^2\left(\frac{N}{2}(\alpha_g - \alpha_d')\right)}{\sinh^2\left(\frac{1}{2}(\alpha_g - \alpha_d')\right)} \quad (IV.9)$$

Le gain en tension du montage est (en supposant qu'il y'a adaptation à ces accès) :

$$|A_v| = \sqrt{G_P} = \frac{g_m \left(\frac{L_g L_d}{c_{gs} c_d} \right)^{1/4}}{\sqrt{4(1 - X_c^2)(1 + X_g^2)}} \cdot \sqrt{\left| \frac{z_{ds}'(4.z_{ds} + jL_d \omega)}{z_{ds}(4.z_{ds}' + jL_d \omega)} \right|} e^{-\frac{N}{2}(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh \frac{N}{2}(\alpha_g - \alpha_d)}{\sinh \frac{1}{2}(\alpha_g - \alpha_d)} \quad (IV.10)$$

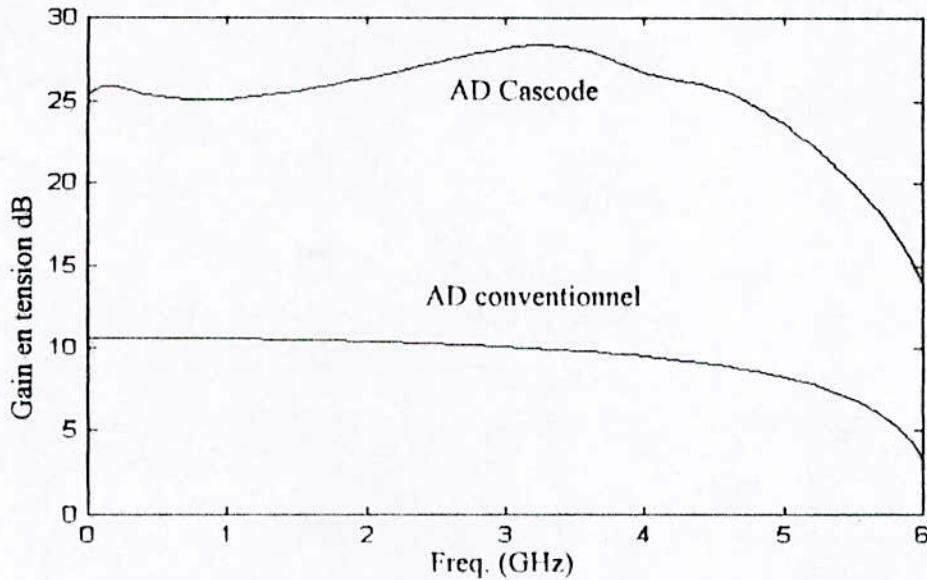


Fig. 6 : gain en tension d'un A.D cascode 4 sections comparé à celui d'un ADC

IV-3- CONSIDERATIONS DE STABILITE

Étant donné la difficulté de faire une étude complète de la stabilité du montage cascode nous allons présenter un exemple déjà traité [8] utilisant la relation (III.12).

En se basant sur l'excellent "modeling" du FET fait par Larue et Al. [10]; les auteurs prévoient les caractéristiques suivantes en milieu de bande :

$$S_{41}(\text{dB}) = S_{22}(\text{dB}) = 10 \quad S_{11}(\text{dB}) = S_{22}(\text{dB}) < -15$$

$$S_{14}(\text{dB}) = S_{23}(\text{dB}) < -25 \quad S_{44}(\text{dB}) = S_{33}(\text{dB}) < -15$$

$$|S_{21}| = |S_{12}| = 0.7 \quad ; \quad |S_{43}| = |S_{34}| = 1.2$$

$$S_{31}(\text{dB}) = S_{42}(\text{dB}) < 7 \text{ et } S_{13}(\text{dB}) = S_{24}(\text{dB}) < -30.$$

La valeur du coefficient de réflexion maximal au niveau des quatre ports de l'A.D est :

$$K_{1,\text{max}} = 0,487.$$

La stabilité en milieu de bande est assurée pour :

$$|\Gamma_j| < K_{L,max} \quad j = 1, \dots, 4.$$

IV-4- GAIN ET BANDE PASSANTE

Diebel et al. [8] rapportent une amélioration de 18 % et 19 % du produit gain-bande passante et gain-fréquence maximale de travail (f_{max}), respectivement; pour des A.D utilisant des FETs ($0.25 \times 100 \mu\text{m}$) de Honey Well.

Le tableau ci-dessous présente les résultats obtenus par [8] :

Type d'A.D	Gain (dB)	B.P (GHz)	Isolation (dB)
Conventionnel (4 sections)	5.25 ± 0.5	$0 \rightarrow 45$	> 14.9
Compensé en ligne d'entrée (8 sections)	7.15 ± 0.5	$10 \rightarrow 62$	> 8.5
Compensé en ligne de sortie (cascode) 8 sections.	10.71 ± 0.5	$35 \rightarrow 60$	> 13.7

Tableau 1. Comparaison entre un A.D conventionnel, compensé et un cascode du point de vue gain en tension, B.P et isolation.

IV-5- CONSIDERATIONS DE PUISSANCE

Dans le cas d'un A.D avec élément amplificateur cascode les mécanismes limiteurs de puissance sont de plus en plus difficile à éviter, du fait que le voltage alternatif (A.C voltage) des FETs dans le cas du cascode dépend beaucoup de la valeur de "L". Il est à noter aussi que les contraintes du voltage (A.C) du FET en gate commun dans le cascode, peut limiter la variation de la tension à l'entrée du premier FET (en S.C) en deçà des limites de saturation de ce dernier [9].

Ceci explique pourquoi les A.D avec cascode n'augmentent pas beaucoup le niveau de puissance à la sortie, malgré l'amélioration qu'ils apportent pour le gain. Le tableau

suivant résume quelques caractéristiques en puissance d'un A.D avec cascode en les comparant avec un montage A.D avec compensation en ligne d'entrée [8].

f (GHz)	$(P_{\max} \text{ d'un cascode 8 sections}) / (P_{\max} \text{ compensé 8 sections})$
25	0.77
35	0.77
45	1.1
55	1.9

Tableau 2. Puissance maximale à la sortie pour un AD compensé en ligne d'entrée et cascode.

Nous constatons globalement qu'un A.D cascode n'offre pas une grande amélioration du point de vue puissance par rapport à un AD compensé.

CHAPITRE V

RESULTATS ET INTERPRETATIONS

V-1- INTRODUCTION

Nous allons présenter dans ce chapitre quelques résultats et développements personnels, qui nous ont permis d'étudier dans les chapitres précédents (III et IV), la compensation des pertes dans l'A.D conventionnel.

V-2- ETUDE DE L'ETAGE DE COMPENSATION

Soit le FET en gate commun chargé par z_s (fig.1).

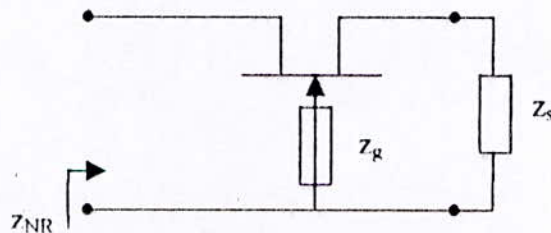


Fig. 1 : Etage de compensation

Il a été montré au chapitre III, qu'un tel montage présente à sa sortie une impédance à partie réelle négative et une réactance dépendant de la fréquence $z_{NR} = R_n + jX$ ($R_n < 0$).

En admettant que :

$$|z_s| \gg |R_i + z_g| \quad (V.1)$$

$$\left| \frac{z_s}{R_i} \right| \gg \frac{1}{R_i c_{gs}(\omega)} \quad (V.2)$$

On trouve (en appliquant (VI.1) et (VI.2) à la formule de z_{NR} du chapitre III) :

$$z_{NR} = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} c_{ds}} + \frac{1}{j c_{gs}(\omega)} + \frac{g_m R_{ds}}{j\omega c_{gs} [1 + j\omega R_{ds} c_{ds}]} \quad (V.3)$$

Posons (afin de simplifier la représentation) :

$$a = g_m R_{ds} \text{ (} g_m \text{ est réel)}$$

$$\tau_1 = R_{ds} C_{ds}$$

$$\tau_2 = R_{ds} C_{gs}$$

En mettant (VI.3) au même dénominateur :

$$Z_{NR} = \frac{j\omega\tau_2 + [1 + j\omega\tau_1] + a}{j\omega C_{gs} [1 + j\omega\tau_1]} = \frac{(1+a) + j\omega(\tau_1 + \tau_2)}{j\omega C_{gs} [1 + j\omega\tau_1]} \quad (\text{VI.4})$$

de (VI.4) on aura :

$$R_n = \frac{\tau_2 - a\tau_1}{C_{gs} [1 + \omega^2\tau_1^2]} = -R_{ds} \frac{a \left(\frac{C_{ds}}{C_{gs}} \right) - 1}{1 + \omega^2\tau_1^2} \quad (\text{VI.5})$$

$$X = -\frac{1}{C_{gs}\omega} \left(\frac{(1+a) + \omega^2(\tau_1 + \tau_2)\tau_1}{1 + \omega^2\tau_1^2} \right) \quad (\text{VI.6})$$

En appelant $k = R_{ds} \left(a \left(\frac{C_{ds}}{C_{gs}} \right) - 1 \right)$ et $\tau^2 = \frac{\tau_1(\tau_1 + \tau_2)}{(1+a)}$, (VI.5) et (VI.6) se mettent

sous la forme :

$$R_n = \frac{-k}{1 + \omega^2\tau_1^2} \quad (\text{VI.7})$$

$$X = -\frac{(1+a)}{C_{gs}} \left(\frac{1 + \omega^2\tau^2}{1 + \omega^2\tau_1^2} \right) \quad (\text{VI.8})$$

appelons : $y_{NR} = 1/Z_{NR} = G + jB$

$$G = \frac{R_n}{R_n^2 + X^2} \quad \text{et} \quad B = \frac{-X}{R_n^2 + X^2}$$

On trouve :

$$G = \frac{-k \left(\frac{C_{gs}}{(1+a)} \right)^2 \omega^2 (1 + \omega^2\tau_1^2)}{\left(\frac{C_{gs}}{(1+a)} \right)^2 \omega^2 k^2 + (1 + \omega^2\tau^2)} \quad (\text{VI.9})$$

$$B = \frac{C_{gs}}{(1+a)} \omega \left[\frac{(1 + \omega^2\tau_1^2)(1 + \omega^2\tau^2)}{\left(\frac{C_{gs}}{(1+a)} \right)^2 \omega^2 k^2 + (1 + \omega^2\tau^2)^2} \right] \quad (\text{VI.10})$$

La figure 1- montre les courbes de R_n et X si on choisit d'approximer ces dernières par: $R_n = -k$ et $X = -1/(c_{gs}\omega)$, en comparant entre les courbes exactes ((VI.8) et (VI.8)) et les courbes approximées.

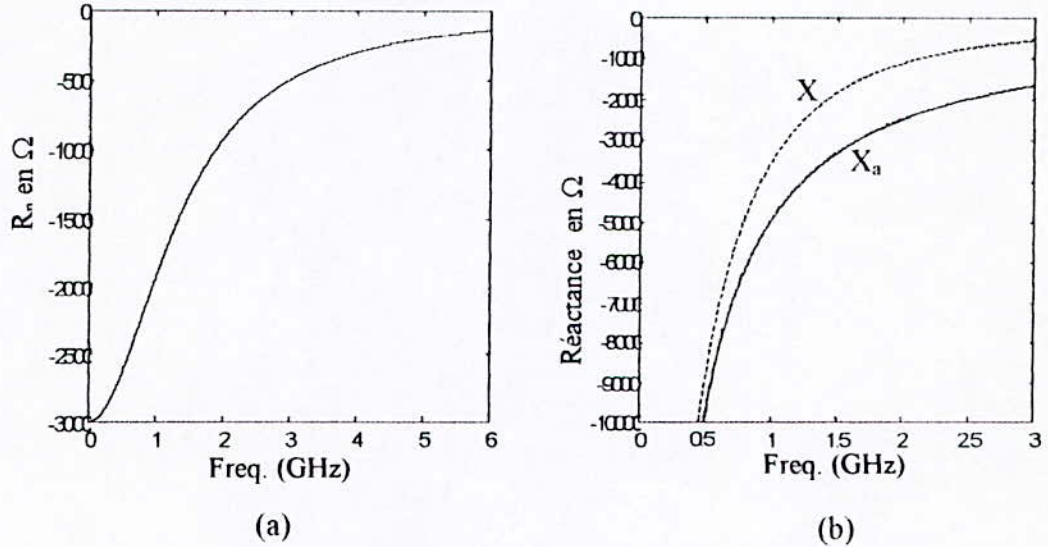


Fig.1- Courbes exactes et approximées de R_n et X .

La figure 2 montre les courbes de G et B si on choisit d'adopter la même approximation en comparant les courbes données par (VI.11) et (VI.12) à $1/k$ et $\frac{c_{gs}\omega}{(1+a)}$ pour G et B respectivement :

$$G = -\frac{1}{k} \left[\frac{1}{1+\lambda^2} \right], \quad \lambda = \frac{(1+a)}{k c_{gs} \omega} \tag{VI.11}$$

$$B = \frac{c_{gs} \omega}{(1+a)} \left[\frac{\lambda^2}{\lambda^2+1} \right] \tag{VI.12}$$

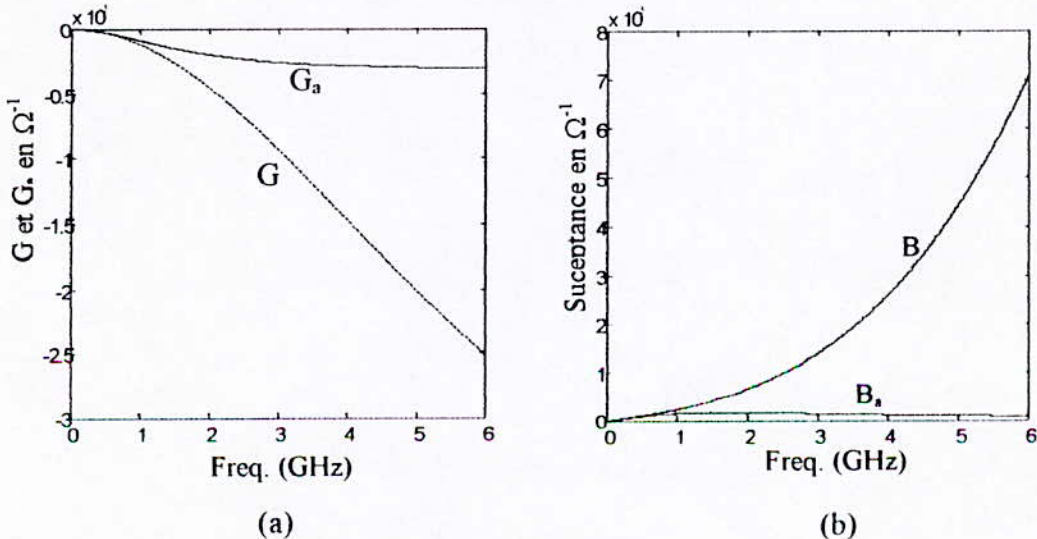


fig.2- Courbes exactes et approximées de G et B .

Les figures 3 et 4 nous donnent les différentes courbes de G et B (exprimés par (VI.9) et (VI.10)) pour différentes valeurs de $a = g_m R_{ds}$ et $\mu = \frac{c_{gs}}{c_{ds}}$.

Elles confirment les effets antagonistes de g_m et c_{gs} sur la compensation introduite par le montage fig.-1-.

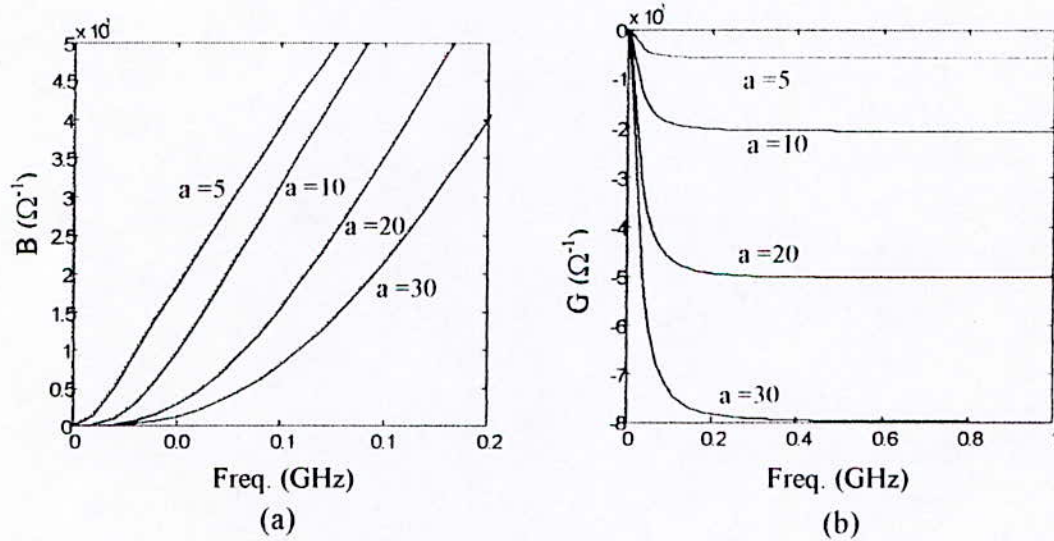


Fig.-3- B et G exactes en fonction de a pour $\mu = 3$.

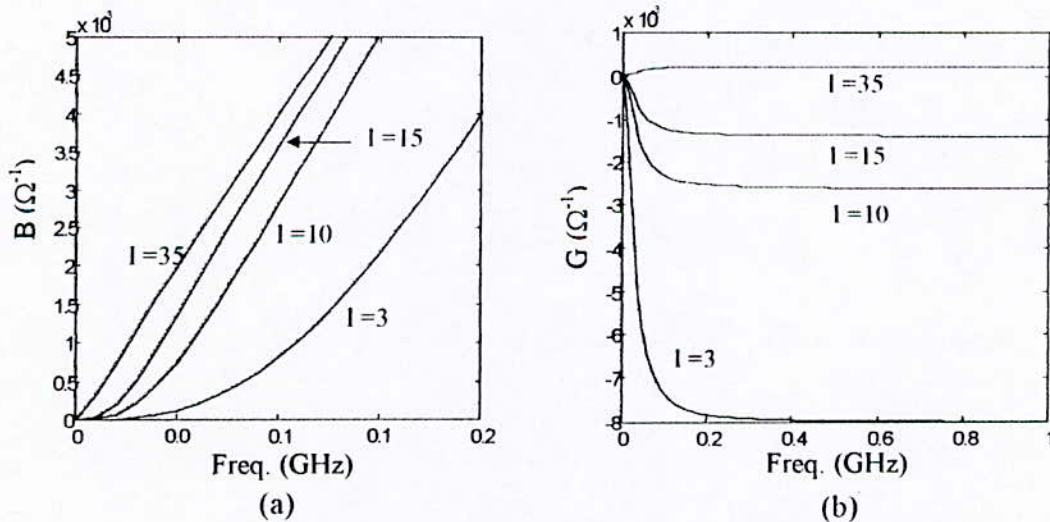


fig.-4- B et G exactes en fonction de μ pour $a = 30$.

VI.3- LIGNE ACTIVE

Considérant la section élémentaire en "T" d'une ligne active donnée par la figure -5- :

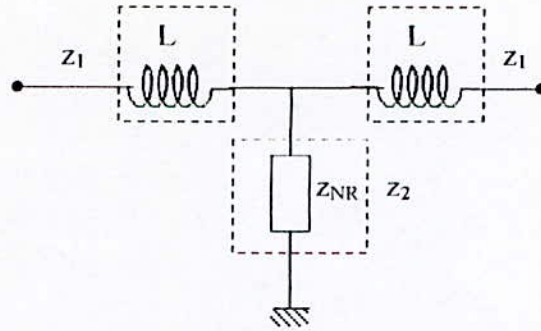


Fig.-5- Section élémentaire d'une ligne active

L'exposant de propagation de cette cellule est donné par [] :

$$\operatorname{ch} \frac{\gamma_c}{2} = 1 + \frac{z_1}{2z_2} \quad (\text{VI.13})$$

appelons : $k = \frac{\gamma_c}{2}$. Comme : $z_1 = jL\omega$ et $\frac{1}{z_2} = y_{NR}$; (VI.13) va donner :

$$\operatorname{ch} k = 1 + j \frac{L}{2} \omega (G + jB) = \left(1 - \frac{LB\omega}{2} \right) + j \frac{LG\omega}{2} \quad (\text{VI.14})$$

D'autre part, en prenant; $k = \alpha + j\beta$.

$$\operatorname{ch} k = \cos \beta \operatorname{ch} \alpha + j \sin \beta \sinh \alpha \quad (\text{VI.15})$$

$$\text{en posant : } X = \left(1 - \frac{LB\omega}{2} \right) ; \quad Y = + \frac{LG\omega}{2} \quad (\text{VI.16})$$

de (VI.14) et (VI.15) on trouve que :

$$\begin{cases} X = \cos \beta \operatorname{ch} \alpha \\ Y = \sin \beta \sinh \alpha \end{cases} \quad (\text{VI.17})$$

En prenant $\alpha \ll \Rightarrow (\operatorname{ch} \alpha \cong 1; \sinh \alpha \cong \alpha)$ on trouve :

$$\alpha = \frac{y}{\sqrt{1 - X^2}} = \frac{G \frac{L\omega}{2}}{\sqrt{1 - \left(1 - \frac{LB\omega}{2} \right)^2}} \quad (\text{VI.18})$$

Le coefficient d'atténuation d'une section élémentaire de la ligne active serai donc :

$$\alpha_c = \frac{GL\omega}{\sqrt{1 - \left(1 - \frac{LB\omega}{2} \right)^2}} \quad (\text{VI.19})$$

En prenant les formules (VI.9) et (VI.10); en considérant (VI.19) on trouve :

$$\alpha_c = \frac{-X_c \sqrt{8} \left(\frac{1}{1+a} \left(\frac{c_{ds}}{c_{gs}} \right) \right) \tau_2 \omega \sqrt{\frac{1+\omega^2 \tau_1^2}{1+\omega^2 \tau^2}}}{\sqrt{\left((1+\omega^2 \tau^2)^2 \left(1 - \frac{2}{(1+a)^2} X_c^2 \left(\frac{1+\omega^2 \tau_1^2}{1+\omega^2 \tau^2} \right) \right) + \left(\frac{1-a \left(\frac{c_{ds}}{c_{gs}} \right)}{1+a} \right)^2 \tau_2^2 \omega^2}} \right)} \quad (VI.20)$$

où : $X_c = \frac{\omega}{2} \sqrt{L_g c_{gs}}$

Les formules approximées de G et B ((VI.11) et (VI.12)) vont nous donner :

$$\alpha_c = \frac{-2L_g \omega}{(1+a)k \sqrt{\frac{16}{(1+a)^2} X_c^2 \lambda^2 (\lambda^2 + 1) + \frac{16}{(1+a)^4} X_c^4 \lambda^4}} \quad (VI.21)$$

où :

$$\alpha_c = \frac{-L_g \omega}{2k \sqrt{X_c^2 \lambda^2 (\lambda^2 + 1) - \frac{\lambda^4 X_c^4}{(1+a)^2}}} \quad (VI.22)$$

La figure -6- montre la variation de α_c approximée en fonction de a, et $\mu = c_{gs}/c_{ds}$.

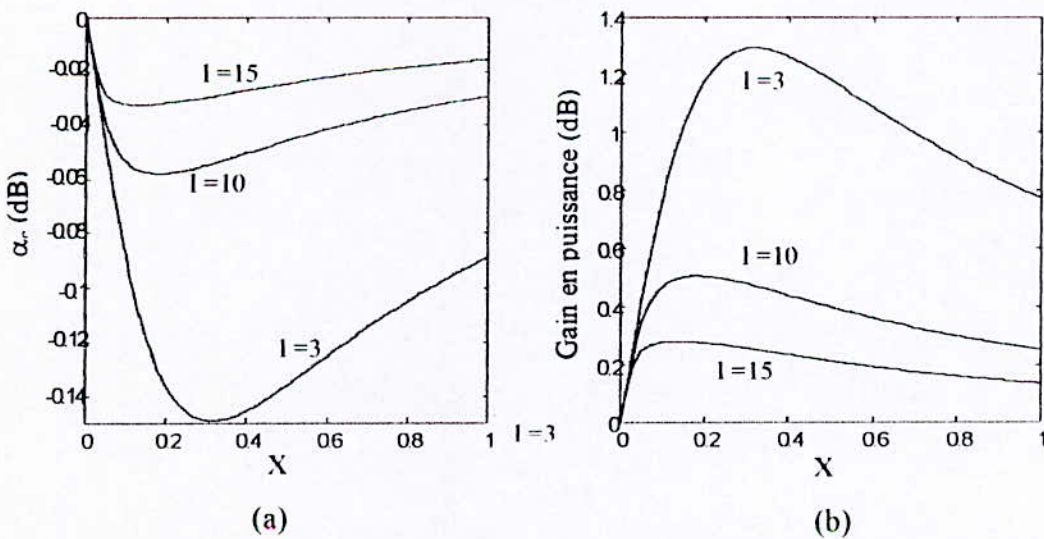


Fig.-6a α_c approximée et le gain en puissance en fonction de a et l

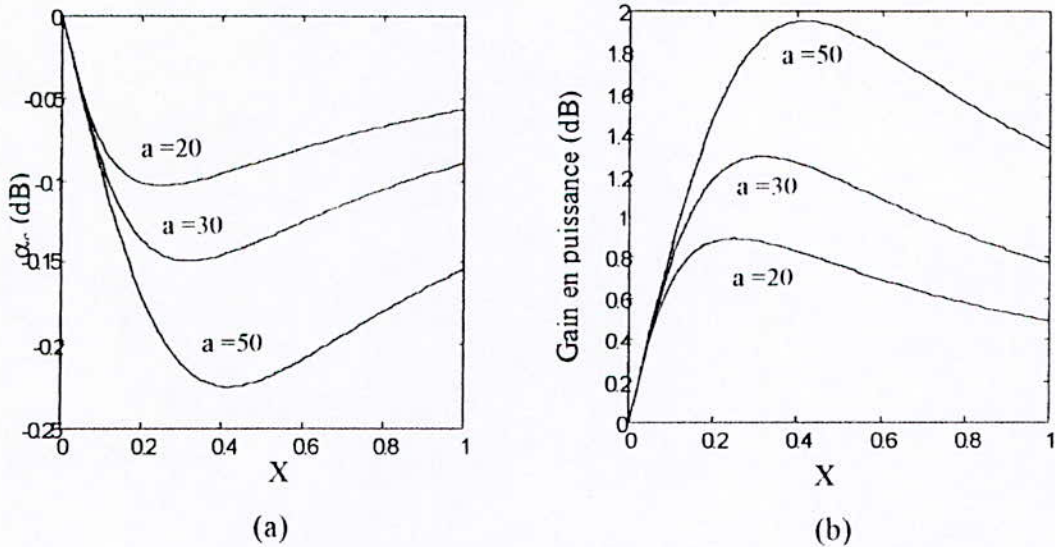


Fig.-6b- α_c approximée et le gain en puissance en fonction de a et $l=3$

VI.4- INTRODUCTION A LA METHODE EXACTE DE L'ANALYSE D'A.D [5]

La méthode matricielle développée par (Nicolas et Al. [5]); nous a permis d'aboutir au gain en tension exact d'un A.D conventionnel.

La figure -8- montre le gain le gain en tension qu'on a obtenus en utilisant MESFET ($R_i = 2 \Omega$; $R_{ds} = 600 \Omega$; $g_m = 50 \text{ ms}$; $c_{gs} = 1 \text{ pF}$; $c_{ds} = 0,1 \text{ pF}$), comme élément amplificateur d'un AD à 04 sections.

Elle compare ce gain avec le gain obtenus par la méthode analytique (chapitre II formules).

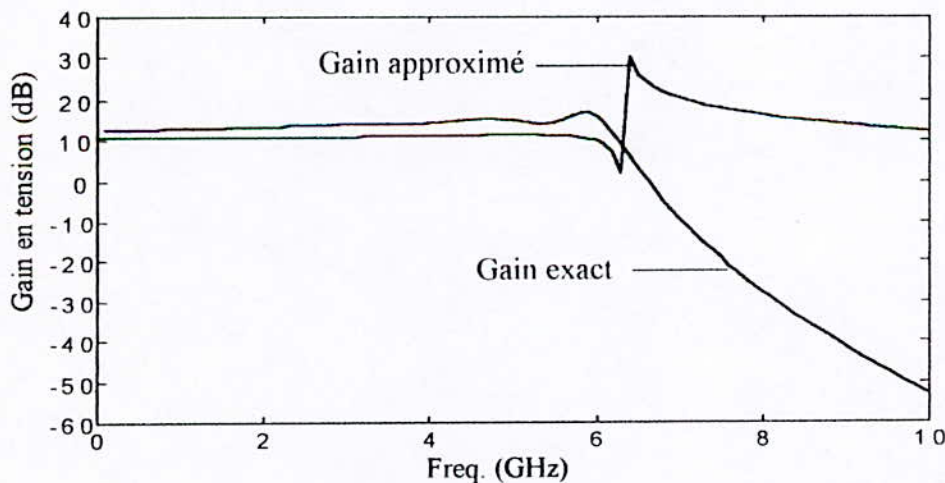


Fig. 7 Gain en tension exact et approximé d'un AD conventionnel

La différence que nous constatons entre les deux courbes de la fig.-8- est due au faite que la méthode analytique impose que les pertes soient faibles (ne fait pas intervenir les expressions exactes des impédances images).

Le gain en tension obtenus par la méthode analytique présente moins d'ondulations que celui obtenus par la méthode exacte et le gain tendra pour ces deux méthodes vers "0" quand $\omega \rightarrow \infty$.

La figure -9- présente la gain en tension exact d'un montage AD avec élément amplificateur cascode en le comparant à celui d'un AD conventionnel.

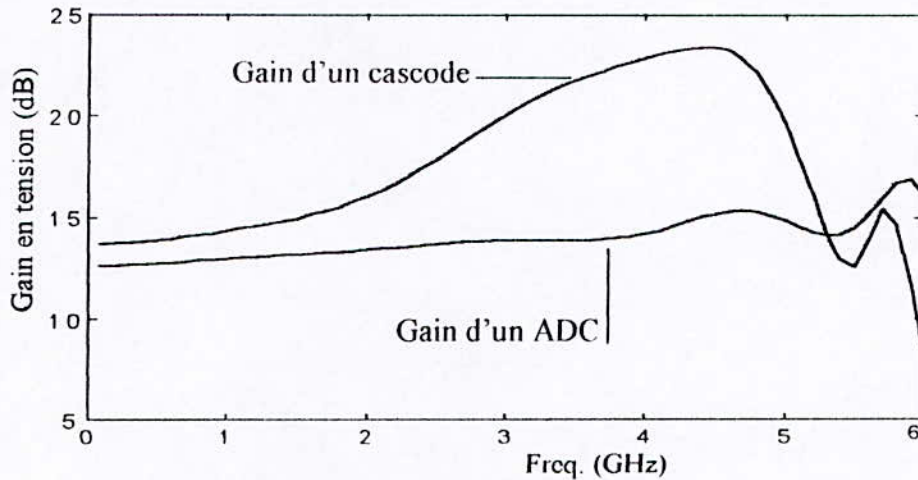


Fig.-8 Gain en tension d'un AD à élément amplificateur cascode comparé au gain d'un AD conventionnel.

Nous constatons que l'utilisation du cascode nous a permis, une amélioration du gain en tension, sur une bande de fréquence allant de 0 à 6 GHz, cette amélioration n'est obtenus qu'avec une dégradation de sa forme; il s'agit donc de faire un compromis entre un gain élevé, et sa pente.

CHAPITRE VI

METHODE DE CONCEPTION D'UN A.D.C

VI-1- INTRODUCTION

Cette méthode diffère des autres méthodes par le fait qu'à partir d'un cahier de charge, elle détermine les paramètres électriques du transistor (MESFET) les plus appropriés d'une part et la topologie de l'amplificateur distribué conventionnel (A.D.C) d'autre part. C'est donc une méthode qui intéresse la fabrication.

VI-2- LE CAHIER DE CHARGE

L'utilisateur devra fournir les paramètres suivants :

- La bande de fréquence [f_{\min} , f_{\max}] en (GHz).
- Le gain en (dB).
- Le courant de polarisation en (mA).
- La permittivité ϵ et la hauteur du substrat h .

VI-3- L'ASPECT GENERAL DE LA METHODE

En premier lieu on a trois types de données à spécifier :

- données du cahier de charge (cellule élémentaire).
- données physiques et électriques du substrat.
- données constantes à savoir la vitesse de la lumière (C) et l'impédance caractéristique (Z_0).

Dans la deuxième étape, les calculs et l'estimation des composants de la cellule sont effectués ainsi que le nombre d'étages d'amplification.

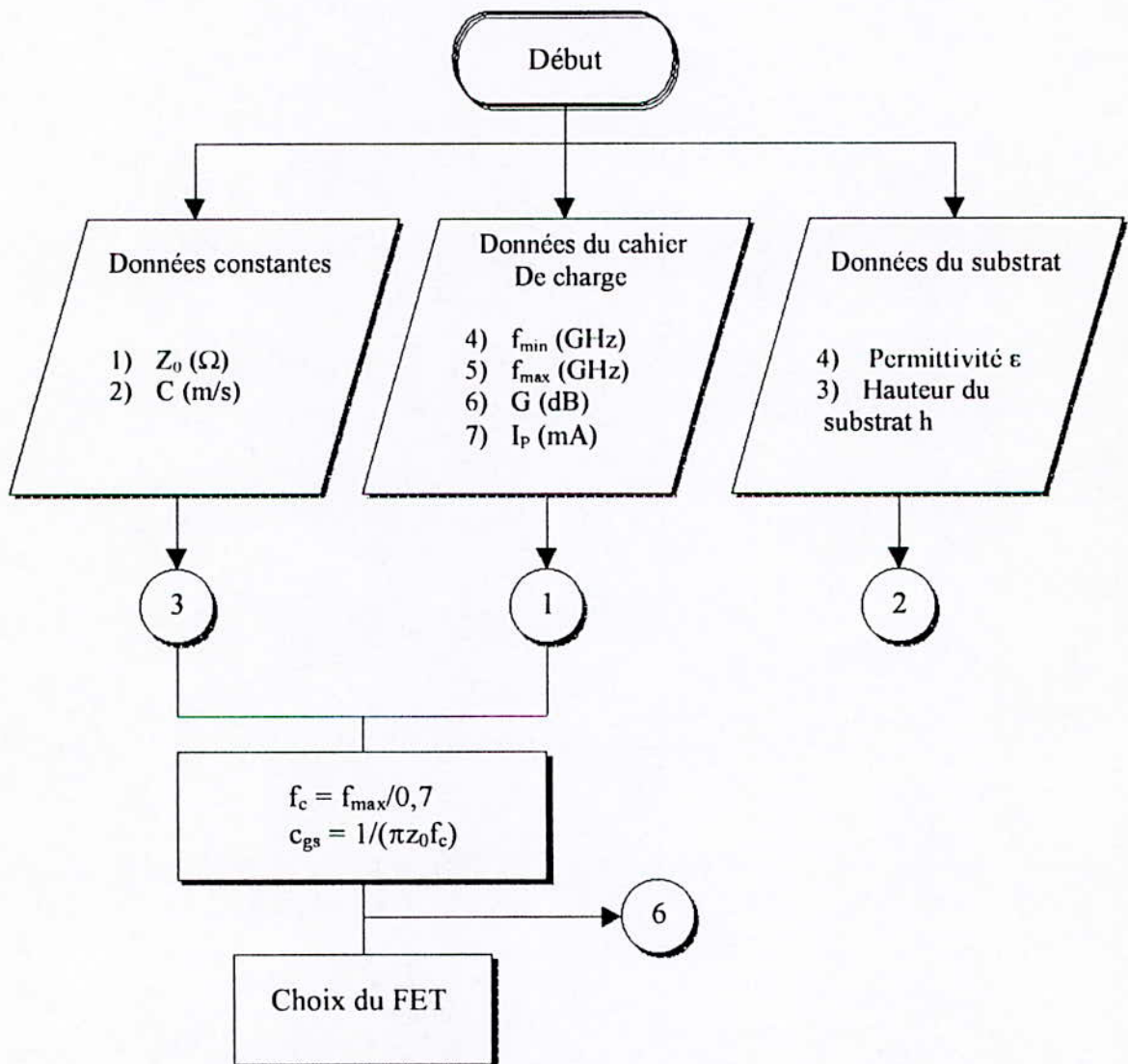
Troisième et dernière étape, le test du circuit résultant sera effectué en donnant une topologie finale.

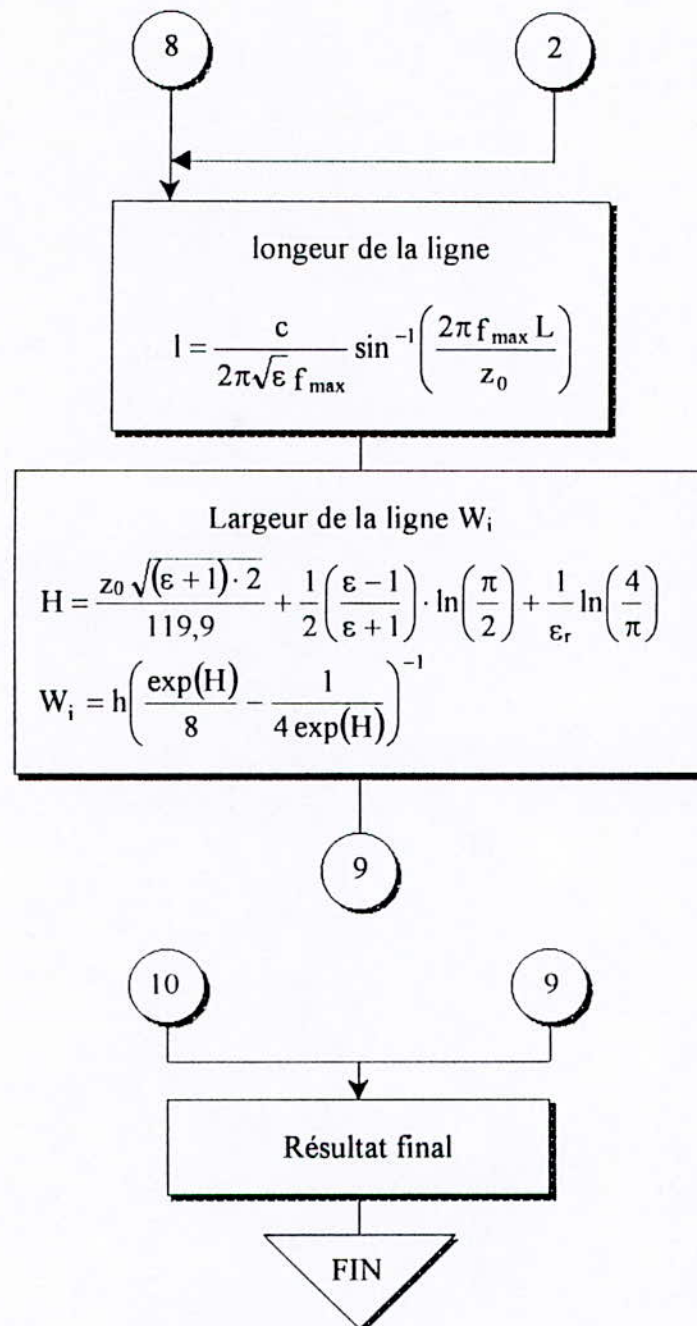
On note qu'on peut utiliser le "TOUCHSTONE" (logiciel de conception des circuits micro-onde) pour l'optimisation et la fabrication des composants calculés.

VI-4- LE LANGUAGE UTILISE

Nous avons utilisé le **BORLAND C++** version 3.11, dont l'avantage est la possibilité de travailler simultanément en mode graphique (topologie) et mathématique.

VI-5- ALGORITHME DE LA METHODE





VI-6- EXEMPLE

Dans cet exemple nous allons faire une conception d'un A.D en technologie MMIC suivant la procédure de la méthode. L'A.D est généralement fabriqué sur une puce de Ga-As approximativement $0,100 \times 0,100$ (inch), il doit offrir un gain constant sur une bande de fréquence d'une décade au moins avec une bonne adaptation à son entrée et à sa sortie.

De telles spécifications sont difficiles à obtenir si on veut en plus minimiser le bruit et avoir une puissance appréciable à la sortie. Voilà pourquoi on utilise généralement l'A.D en tant que block de gain ("gain block").

Rappels : cas sans pertes [12] les relations développées précédemment deviennent :

$$c_{gs} = \frac{1}{\pi z_0 f_c} \quad (a)$$

$$G = 20 \text{Log}_{10} \left(\frac{nz_0 g_m}{2} \right) \quad (b)$$

$$L = L_g = L_d = z_0^2 c_{gs} \quad (c)$$

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L_1}{z_0} \right) \quad (d)$$

$$c_l = c_{gs} - c_{ds} \quad (e)$$

$$P_{\text{out,max}} = \frac{I_M (V_{BGD} - V_P - V_S)}{8} \quad (f)$$

Etape 1 : Les spécifications

- Bande de fréquence = 2 à 20 GHz
- Gain = $7,0 \pm 0,5$ dB
- Courant et tension de polarisation = + 5 V à 150 mA maximale, - 5 V à 10 mA maximale.

Etape 2 : Le choix de la topologie

Calculant la capacité c_{gs} du FET :

Admettant que $f_{\text{max}} \leq 70 \% f_c$. on prend le cas limite :

$$f_c = \frac{f_{\text{max}}}{0,7} = \frac{20}{0,7} = 28,5 \text{ (GHz)}.$$

- La relation (a) nous donne : $c_{gs} = \frac{1}{\pi z_0 f_c} = \frac{1}{\pi \times 20 \times 28,5 \cdot 10^9} = 0,22 \text{ (pF)}$

Pour des raisons technologiques on est obligé de normaliser les paramètres intrinsèques du FET.

W : paramètre de normalisation.

On prend $c_{gs} = 1 \text{ pF/mm}$; (valeur standard en unité de longueur)

$$0,22 \text{ pF} = \left(\frac{W}{1000} \right) (1,0 \text{ pF / mm}) = 0,22 \text{ mm ou } 220 \mu\text{m}.$$

▪ Calculant le nombre de sections à partir du gain spécifié (relation (b)); on prend $g'_m = 120 \text{ ms/mm}$ comme valeur standard:

$$g_m = 120 \text{ (ms / mm)} \left(\frac{220}{1000} \right) = 26,4 \text{ ms}$$

$$G = 7,0 \text{ dB} = 20 \text{ Log}_{10} \left(\frac{n z_0 g_m}{2} \right)$$

$$n = 3,39, \text{ Round}(n) = 4.$$

C'est-à-dire que l'A.D résultant est composé de 4 sections élémentaires.

- Lignes gate et drain;

La relation (c) donne $L = L_g = L_d = (z_0)^2 c_{gs}$

$$L = (50)^2 (0,22 \cdot 10^{-12})$$

$$L = 0,55 \text{ (nH)}$$

$$L_1 = \frac{L}{2} = 0,27 \text{ (nH)}$$

La relation (d) donne la longueur des lignes de transmission :

$$l = \frac{\lambda_g}{2\pi} \sin^{-1} \left(\frac{\omega L_1}{z_0} \right) \text{ tel que } \lambda_g = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f}$$

$$l = \frac{3 \cdot 10^{10} / (\sqrt{8,5} \cdot 20 \cdot 10^9)}{2\pi} \sin^{-1} \left[\frac{2\pi (20 \cdot 10^9) (0,27 \cdot 10^9)}{50} \right] = 0,062 \text{ cm ou mils}$$

La relation (e) donne la capacité drain c_1 à ajouter : $c_1 = c_{gs} - c_{ds}$.

On donne $c'_{ds} = 0,30 \text{ pF/mm}$ valeur standard.

$$c_{ds} = 0,30 (220/1000) = 0,066 \text{ pF}$$

d'ou :

$$c_1 = 0,22 - 0,066 = 0,15 \text{ pF.}$$

- La topologie de l'A.D est représenté sur la figure (1)

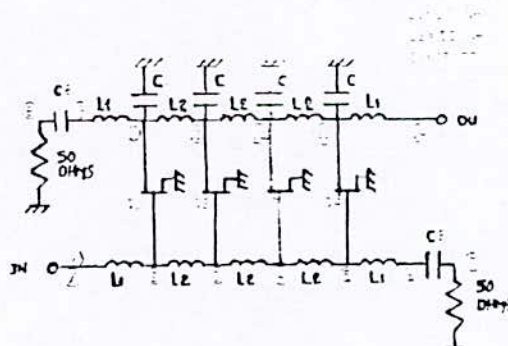


Fig. 1 : A.D de 2 à 20 GHz en technologie MMIC.

Etape 3 : Choix du circuit actif

Le choix du FET se fait en comparant son courant de sortie total par rapport au courant de polarisation spécifié (étape 1) sous ($W = 220 \mu\text{m}$ FET).

Admettant que le courant de polarisation par FET est $0,5 I_{DSS}$ et que $I_{DSS} = 300 \text{ mA/mm}$ (valeur standard).

Le courant total sera :

$$I_{TOTAL} = 4 (0,5)(300 \text{ mA/mm})(220/1000) = 132 \text{ mA}$$

On remarque que $I_{TOTAL} < I_P = 150 \text{ mA}$ (étape 1).

Conclusion : le FET choisi est bon.

Pour la fabrication en MMIC, on choisi 4 pattes du FET chacune a une largeur :

$$W = 220/4 = 55 \mu\text{m}.$$

Les valeurs calculées de AD résultant (figure 1) seront :

$$c_{gs} = \left(\frac{220}{1000} \right) 1,0 \text{ pF} = 0,22 \text{ pF}$$

$$c_{dg} = \left(\frac{220}{1000} \right) 0,2 \text{ pF} = 0,044 \text{ pF}$$

$$g_m = \left(\frac{220}{1000} \right) 120 \text{ pF} = 26,4 \text{ pF}$$

$$c_{ds} = \left(\frac{220}{1000} \right) 0,30 \text{ pF} = 0,066 \text{ pF}$$

$$R_i = \left(\frac{1000}{220} \right) 5,0 \Omega \cdot \text{mm} = 22,7 \Omega$$

$$R_{ds} = \left(\frac{1000}{220} \right) 100 \Omega \cdot \text{mm} = 454 \Omega$$

Les valeurs de ces éléments peuvent êtres insérées directement au logiciel "TOUCHSTONE"; qui les optimise en donnant une topologie finale du circuit.

Etape 4 : La puissance maximale

- La relation (f) donne $P_{out_{max}} = \frac{I_M (V_{BGD} - V_P - V_S)}{8}$

Admettant que $I_M = 1.20 I_{DSS}$ [12]

$$\left| \begin{array}{l} V_{BGD} = +15 \text{ V} \\ V_P = 3 \text{ V} \\ V_S = 1 \text{ V} \end{array} \right.$$

ainsi que $I_{DSS} = 300 \text{ mA/mm}$ (valeur standard).

Le courant drain de saturation qui correspond au 4 (220 μm FET) est :

$$I_{DSS} = 4 \cdot 300 \cdot \frac{220}{1000} = 264 \text{ mA.}$$

$$\text{d'où : } P_{out_{max}} = \frac{1,20 \cdot 0,264 \cdot (15 - 3 - 1)}{8} = 0,435 \text{ Watt ou } 26,4 \text{ dBm.}$$

Cette puissance n'est jamais atteinte par l'AD pour des raisons pratique [12].

Pour le calcul exacte de P_{out} en utilise la relation (II.31).

▪ Vérification :

Cas particulier : $P_{out} = 10 \% P_{DC}$

$$P_{DC} = (+ 8 \text{ V}) (132\text{mA}) = 1056 \text{ mW}$$

$$P_{out} = (0,10) (1056) = 105,6 \text{ mW ou } 20,2 \text{ dBm qui est inférieur à } P_{out_{max}}.$$

Etape 5 : Choix du circuit de polarisation

Le circuit de polarisation (fig.2) est composé des éléments suivants :

L_c : self de choc (choke inductor).

R_s : résistance source de polarisation.

On ajoute une capacité de blocage (C_B) sur les deux lignes gate et drain.

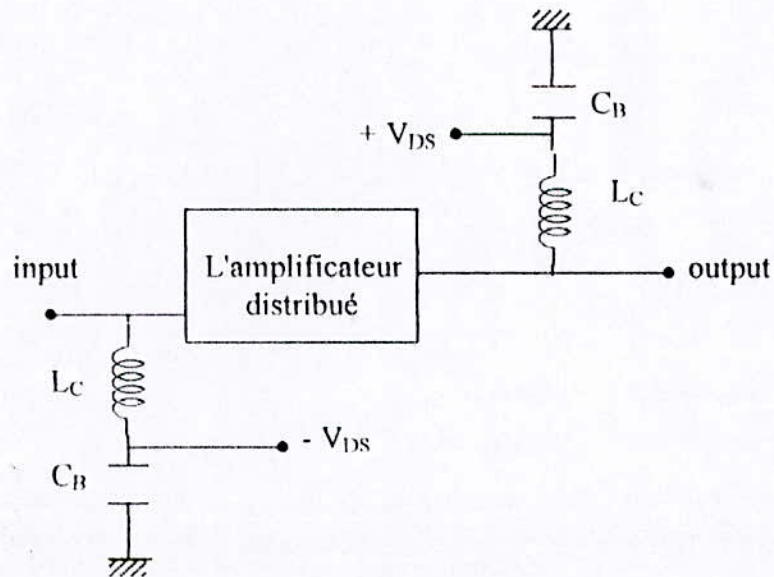


Fig. 2 : Circuit de polarisation de AD en MMIC.

Pour $z_0 = 100 \Omega$ et $f_{\min} = 2 \text{ GHz}$

$$L_c = \frac{z_0}{2\pi f_{\min}} = \frac{100}{2\pi \cdot 2 \cdot 10^9} = 7,95 \text{ nH}$$

On note que la valeur de cette self est maximale dans la bande de fréquence 2GHz – 20GHz [12].

Le choix de R_s est calculé à partir de :

$$R_s = \frac{V_{\text{gate}}}{I_{\text{DSS}}/2}$$

V_{gate} = la tension entre gate et source du FET à $(I_{\text{DSS}})/2$.

Etape 6 : Optimisation du circuit et simulation

- La topologie basique du circuit (figure 1) peut être analysé et optimisée en utilisant le logiciel "TOUCHSTONE".
- Les capacités de blocage doivent être de l'ordre de (10 pF) qui est la valeur pratique maximale obtenue dans la plupart des processus de fabrication.
- Le circuit de polarisation est conçu comme deux inducteurs (hors puce) de 16 nH (figure 2).

CONCLUSION

En développant des modèles simplifiés pour les deux montages, l'Amplificateur distribué (AD) compensé et l'Amplificateur distribué à élément cascode (ADCAS); nous avons pu constater les avantages et les inconvénients qu'ils offrent par rapport à l'AD conventionnel.

Nous avons pu mettre en œuvre deux méthodes de calcul de leurs caractéristiques à savoir; la méthode matricielle (exacte) basée sur leur représentation en octopole et la méthode analytique (approximée) reposant sur les expressions que nous avons pu obtenir pour leur gain en tension.

En dernier lieu; nous avons mis au point une procédure de dimensionnement des paramètres d'un MESFET à partir d'un cahier de charges donné (gain, bande passante, courant de polarisation...) pour un amplificateur distribué conventionnel sans pertes.

Afin d'améliorer ce travail, certains points doivent être mieux développés ultérieurement à savoir:

- Une étude de l'AD avec un modèle plus réaliste du FET (non unilatérale en incluant les éléments extrinsèques).
- Une étude détaillée de la stabilité, basée sur le modèle du FET décrit précédemment.
- Une combinaison des deux méthodes de compensation décrite dans notre travail (le cascode compensée), ainsi que l'étude de la puissance transmise à travers un tel montage.
- Développement et étude d'une troisième méthode de compensation basée sur le concept de la méthode de la capacité série (chapitre III); ainsi qu'une investigation des possibilités d'amélioration des performances offertes par d'autres types de cellules élémentaires (cellules élémentaires à M dérivée, filtre passe bande, filtre passe tout...).

ANNEXES

ANNEXE A

CALCUL DU GAIN EN PUISSANCE D'UN A.D.C

Considérons la ligne gate (figure1).

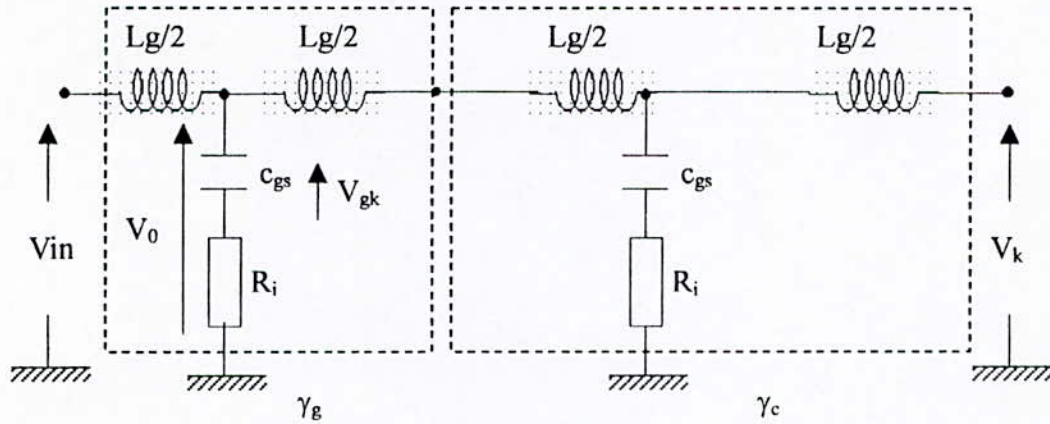
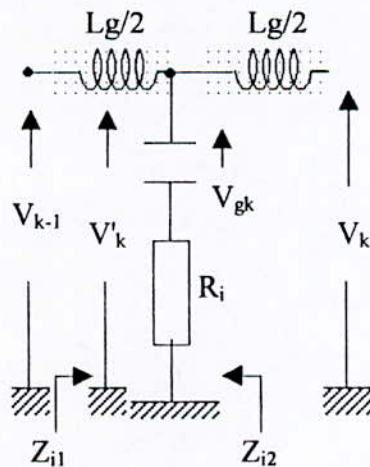


Fig. 1 : Cellule élémentaire de la ligne gate d'un AD compensé.

- La première étape de notre démonstration est d'exprimer la tension V_{gk} ($k=1, \dots, n$) en fonction de la tension d'entrée V_{in} et des paramètres du circuit.
- Pour ce faire soit la $k^{ème}$ section de la ligne gate (figure 2) :



Nous savons que :

Fig. 2

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

A.D.C

$z_{i2}^{(g)}$; $z_{i1}^{(g)}$ sont les impédances images de la demi section en L de la cellule élémentaire et γ_g est son exposant de transfert .Le théorème du diviseur de tension :

$$V_{gk} = \frac{1/j\omega C_{gs}}{R_i + 1/j\omega C_{gs}} \cdot V'_k = \frac{V'_k}{1 + jX_g} \left(X_g = \frac{\omega}{\omega_g} \text{ et } \omega_g = \frac{1}{R_i C_{gs}} \right) \quad (2)$$

de (1) et (2) il vient que :

$$V_{kg} = \frac{V_{k-1}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} e^{\frac{\gamma_g}{2}} \quad (3)$$

et on a :

$$V_{k-1} = V_{in} e^{\frac{\gamma_g(k-1)}{1}} \quad (4)$$

ou bien :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} e^{-\gamma_g(k-1)} e^{-\gamma_g/2} \text{ ou bien :}$$

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} \exp\left(-k\gamma_g + \gamma_g - \frac{\gamma_g}{2}\right) \text{ donc :}$$

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} \exp\left(-k\gamma_g + \gamma_g - \frac{\gamma_g}{2}\right) \quad (5)$$

d'autre part :

$$\frac{1}{1 + jX_g} = \frac{1}{\sqrt{1 + jX_g^2}} e^{-j\Phi} \text{ où } \Phi = \arctg(X_g).$$

on tire :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + X_g^2}} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(g)}}{z_{i1}^{(g)}}} \exp\left(-k\gamma_g + j\Phi\gamma_g + \frac{\gamma_g}{2}\right) \quad (6)$$

d'autre part étant donné que :

$$z_{i1}^{(g)} = z_0^{(g)} \sqrt{1 - X_c^2 + jX_g} \quad (7)$$

$$z_{i2}^{(g)} = z_0^{(g)} \frac{1 + jX_g}{\sqrt{1 - X_c^2 + jX_g}} \quad (8)$$

on aura :

A.D.C

$$\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} = \frac{1 + jX_g}{1 - X_c^2 + jX_g} \quad \text{en prenant } \omega_g \gg \omega_c \quad (9)$$

on trouve que (9) s'écrit :

$$\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} = \frac{1}{1 - X_c^2} \quad (10)$$

et donc (6) se mettra sous la forme finale de :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{(1 + X_g \cdot X_g) \cdot (1 - X_c \cdot X_c)}} \exp\left(-k \gamma_g + j \cdot \gamma_g \cdot \Phi + \frac{\gamma_g}{2}\right) \quad (11)$$

$$z_{ds} = (R_{ds} // C_{ds}) = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} C_{ds}}$$

- Il s'agit maintenant de déterminer le courant total arrivant à la charge I_t .
- Nous savons par le théorème de superposition que :

$$I_t = \sum_{k=1}^N I_{0k}$$

où : I_{0k} est le courant à la sortie (à la charge) pour tout les sources de courant enlevés sauf la $k^{\text{ème}}$.

considérons ce cas de figure :

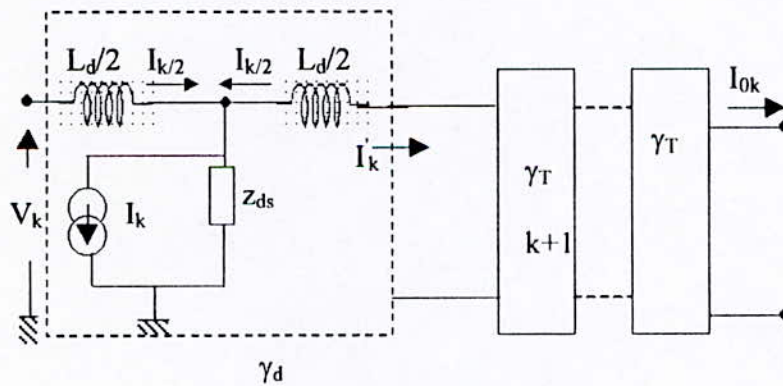


Fig. 3

Étant donné que l'impédance vue des 2 cotés du nœud (N) est sensiblement la même, le courant vers la charge à partir de ce nœud (N) serait $-I_k/2$.

- Le courant à l'entrée de la $(k+1)^{\text{ème}}$ section en T de la ligne drain serai I'_k .

On a :

$$I_{0k} = I'_k e^{-(N-k)\gamma_d} \quad (12)$$

A.D.C

d'autre part (et comme le montre la figure 4) on a :

$$I'_k = \left(\frac{-I_k}{2} \right) \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \quad (13)$$

$$I_{ok} = \frac{-I_k}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} e^{-\gamma_d \left(N-k+\frac{1}{2} \right)} \quad (14)$$

Étant donné :

$$I_t = \sum_{k=1}^N I_{ok} = \frac{-1}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} \sum_{k=1}^N I_k e^{-\gamma_d \left(N-k+\frac{1}{2} \right)} \quad (15)$$

comme : $I_k = g_m V_{gk}$ on tire :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} \sum_{k=1}^N V_{gk} e^{-\gamma_d \left(N-k+\frac{1}{2} \right)} \quad (16)$$

en remplaçant V_{gk} par sa valeur donnée en (11) et en développant ($\gamma_d = \alpha_d + j \beta_d$), ($\gamma_g = \alpha_g + j \beta_g$) on trouvera :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2\sqrt{(1-X_c X_c).(1+X_g X_g)}} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} e^{-0.5N(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh \left[\frac{N(\alpha_g - \alpha_d)}{2} \right]}{\sinh \left[\frac{(\alpha_d - \alpha_g)}{2} \right]} \quad (17)$$

$$\text{le gain en puissance serai : } G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|I_t|^2 \text{Ré}(z_L^d)}{\left| \frac{V_{in}}{z_{i1}^{(g)}} \right|^2 \text{Ré}(z_{i1}^{(g)})} \quad (18)$$

z_L^d étant la charge à la sortie de notre montage (figure 3), $z_{i1}^{(g)}$ est l'impédance vue à l'entrée de la ligne gate.

En admettant qu'on a adaptation à la sortie.

$(z_{Ld}) = z_{i2}^{(d)}$, et qu'on se place dans le cas ou on a des expressions comparables au filtre à "k" constant (c'est-à-dire $\omega_g \gg \omega_c$; $\omega_d \ll \omega_c$).

$$z_{i1}^{(g)} \cong z_0^{(g)} \sqrt{1 - X_c^2}$$

$$z_{i2}^{(d)} \cong z_0^{(d)} \sqrt{1 - X_c^2}$$

$$\text{on tire : } G_P = \frac{g_m^2 z_0^d z_0^g}{4(1-X_c^2)(1+X_g^2)} e^{-N(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh^2 \left[\frac{N(\alpha_g - \alpha_d)}{2} \right]}{\sinh^2 \left[\frac{(\alpha_d - \alpha_g)}{2} \right]}$$

ANNEXE B

ELEMENT AMPLIFICATEUR CASCODE

Nous allons développer dans cette annexe un modèle simplifié de l'élément amplificateur cascode.

Le schéma équivalent ; ainsi que le modèle que l'on veut obtenir sont représentés par la figure 1.

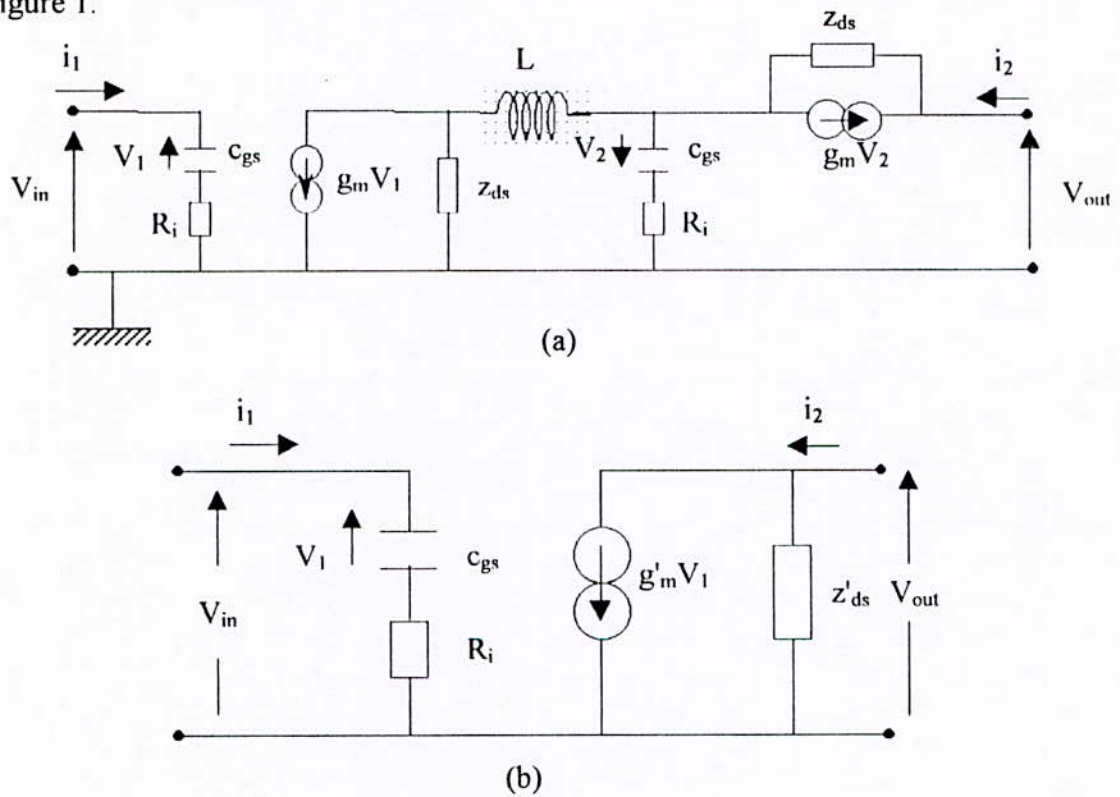


Fig. 1 : (a) Schéma équivalent simplifié du cascode
(b) Modèle du cascode.

L'impédance à la sortie du montage z'_{ds} est donnée par :

$$z'_{ds} = \frac{V_{out}}{i_2} \Big|_{V_{in}=0} \quad (1)$$

Le schéma équivalent du montage va être :

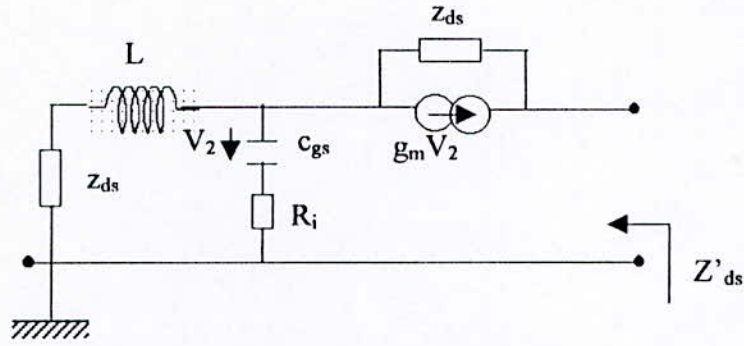


Fig. 2 : Impédance de sortie du montage cascode

On trouve :

$$Z'_{ds} = Z_{NR} (Z_s = Z_{ds} + jL\omega) \quad (2)$$

où Z_{NR} est donnée par () ; $Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} C_{ds}}$; L est la ligne du cascode.

$$Z'_{ds} = Z_{ds} \left[1 + \frac{(1 + g_m Z_{ds}) + j(X_g + g_m L\omega)}{(1 - X^2) + jX_g + j\omega C_{gs} Z_{ds}} \right] + jL\omega \left[\frac{1 + jX_g}{(1 - X^2) + jX_g + j\omega C_{gs} Z_{ds}} \right] \quad (3)$$

La transductance du cascode g'_m s'exprimera comme suit :

$$g'_m = \frac{i_2}{V_1} \Big|_{V_{out}=0} \quad (4)$$

le schéma équivalent du montage va être :

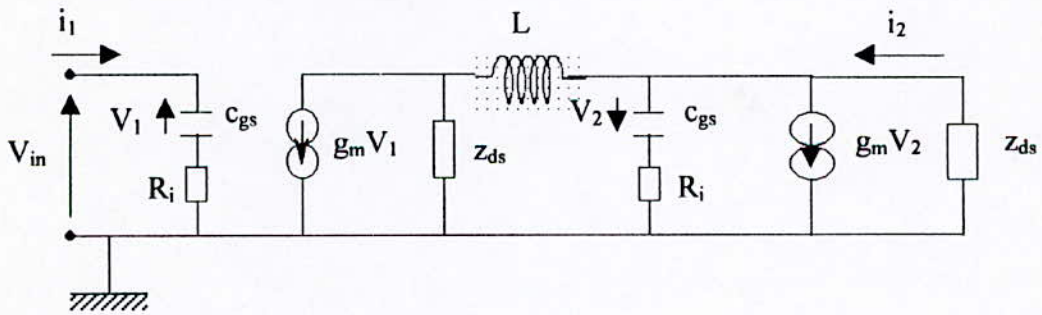


Fig. 3 : Schéma équivalent du cascode à sortie court-circuitée.

en développant les équations du schéma ci-dessus on trouve que la transductance du cascode s'exprimera comme suit :

$$g'_m = \frac{g_m Z_{ds} (1 + g_m Z_{ds} + jX_g)}{[Z_{ds} (2 - X^2 + g_m Z_{ds}) - L\omega X_g] + j[Z_{ds} (2 X_g + Z_{ds} C_{gs} \omega) + L\omega (1 + g_m Z_{ds})]} \quad (5)$$

$$\text{où : } X = \omega \sqrt{L c_{gs}} \quad ; \quad z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} c_{gs}}$$

Les formules (4) et (5) permettent de réduire la complexité du montage (figure 1.a) ; il s'agit maintenant d'examiner l'effet de l'élément cascode sur les paramètres images de la ligne drain.

Soit une section élémentaire de la ligne drain chargée par l'impédance de sortie du cascode z'_{ds} .

On a :

$$z'_{ds} = z_{ds} + z(\omega) \tag{6}$$

on trouve que les impédances images vont s'exprimer comme suit :

$$z_{i1}^{(c)} = z_{i1}^{(d)} \sqrt{1 + \frac{4z(\omega)}{4z_{ds} + jL\omega}} \tag{7}$$

$$z_{i2}^{(c)} = \frac{z_{i2}^{(d)} \left(\frac{z'_{ds}}{z_{ds}} \right)}{\sqrt{1 + \frac{4z(\omega)}{4z_{ds} + jL\omega}}} \tag{8}$$

$$\frac{z_{i2}^{(c)}}{z_{i1}^{(c)}} = \frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}} \left(\frac{z'_{ds}}{z_{ds}} \right) \tag{9}$$

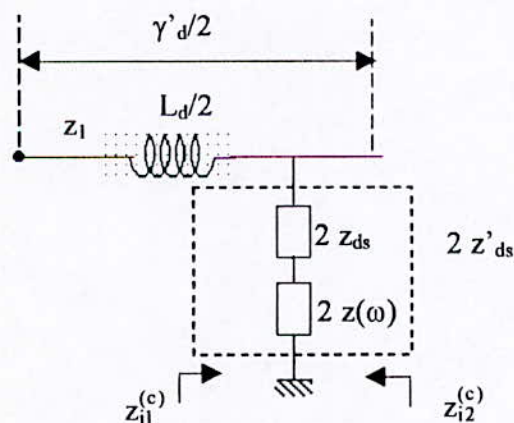


Fig. 4 : Section élémentaire d'une ligne drain chargée par l'impédance de sortie du cascode.

L'exposant de propagation de la figure ci-dessus est donné par :

$$\sinh \frac{\dot{\gamma}_d}{2} = \left(\frac{j \frac{L}{2} \omega}{2(z_{ds} + z(\omega))} \right)^{\frac{1}{2}} = \left(\frac{jL\omega}{4z_{ds}} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{z(\omega)}{z_{ds}}}} \quad (10)$$

Sachant que : $\sinh \frac{\gamma_d}{2} = \left(\frac{jL\omega}{4z_{ds}} \right)^{\frac{1}{2}}$

On obtient une équation de la forme :

$$\sinh \frac{\dot{\gamma}_d}{2} = k \cdot \sinh \frac{\gamma_d}{2} \quad (11)$$

où k est le nombre complexe donné par :

$$k = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{z(\omega)}{z_{ds}}}} = \sqrt{\frac{z_{ds}}{z_{ds} + z(\omega)}}$$

Rappel : pour traiter les équations du type :

$$\text{Sinh } X = k \sinh Y$$

On posera : $X = Y + \mu$ et $\mu \ll$ on aura :

$\text{Sinh } X = \sinh Y \text{ ch } \mu + \text{ch } Y \sinh \mu$ où bien :

$$\sinh X \cong \sinh Y \left(1 + \frac{\mu^2}{2} \right) \text{ car } \left(\text{ch } \mu \cong 1 + \frac{\mu^2}{2} ; \sinh \mu \cong 0 \right).$$

Donc ; $k = 1 + \frac{\mu^2}{2}$ et :

$$\mu = \pm \sqrt{2(k-1)} \quad (12)$$

$$x = y \pm \sqrt{2(k-1)}$$

En reprenant (11), on trouve que :

$$\dot{\gamma}_d = \gamma_d \pm 2 \left(2 \left(\sqrt{\frac{z_{ds}}{z_{ds} + z(\omega)}} - 1 \right) \right)^{0.5} \quad (13)$$

on prendra des deux solutions celle qui vérifie la compensation a savoir :

$$\dot{\gamma}_d = \gamma_d - 2 \left(2 \left(\sqrt{\frac{z_{ds}}{z_{ds} + z(\omega)}} - 1 \right) \right)^{0.5} \quad (14)$$

ANNEXE C

GAIN EN PUISSANCE D'UN A.D COMPENSE

Soit la cellule élémentaire de la ligne gate d'un A.D compensé (figure 1) :

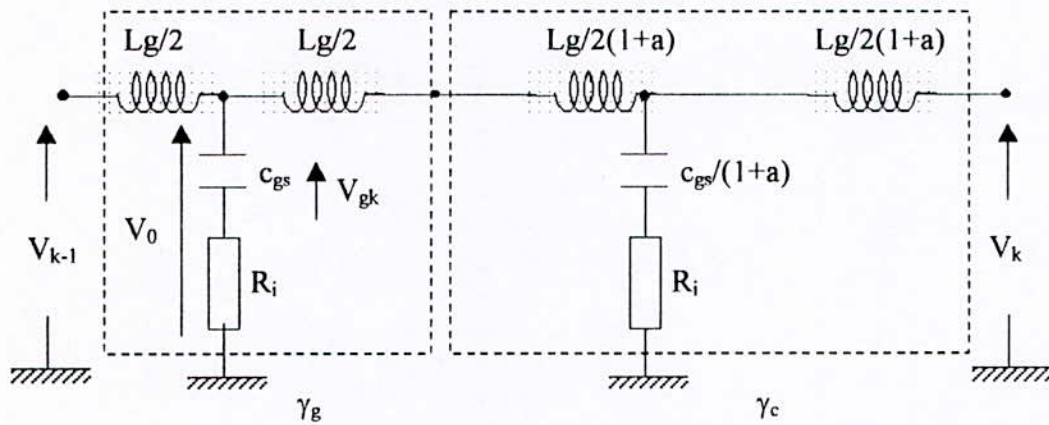


Fig. 1 : Cellule élémentaire de la ligne gate d'un AD compensé.

On a : (par le théorème du diviseur de tension)

$$V_{gk} = \frac{V_0}{1 + jX_g} \quad (1)$$

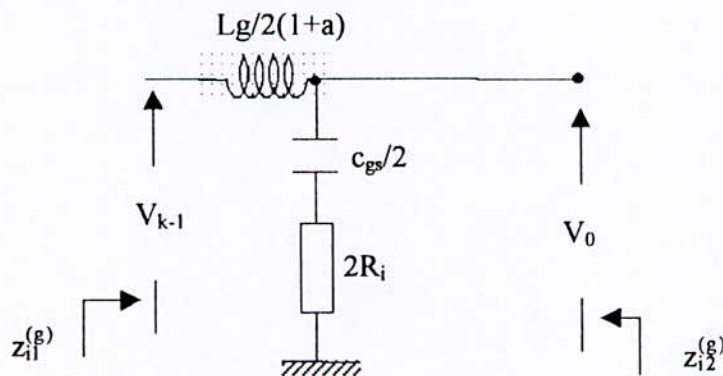


Fig. 2 : Demi section en "L".

$X_g = \omega R_i C_{gs}$, d'autre part :

$$\frac{V_0}{V_{k-1}} = \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\gamma_s/2} \quad (2)$$

où : $Z_{i1}^{(g)}$ et $Z_{i2}^{(g)}$ sont les impédances images d'une demi cellule en "L" (figure 2).

En combinant (1) et (2) il vient :

$$V_{gk} = V_{k-1} \frac{1}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-\gamma_s/2} \quad (3)$$

Etant donné que :

$$V_{k-1} = V_{in} e^{-(k-1)(\gamma_c + \gamma_s)} \quad (4)$$

où : V_{in} est la tension à l'entrée de la ligne gate, il vient que :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} e^{-(k-1)\gamma_c} e^{-\left(k-\frac{1}{2}\right)\gamma_s} \quad (5)$$

sachant que :

$$\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} \cong \frac{1}{1 - X_c^2} \quad (6)$$

(pour $\omega_g \gg \omega_c$).

Nous obtenons :

$$V_{kg} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + X_g^2} \sqrt{1 - X_c^2}} e^{-(k-1)\gamma_c} e^{-\left(k-\frac{1}{2}\right)\gamma_s} e^{-j\Phi} \quad (7)$$

tel que : $\Phi = \text{arctg } X_g$

Considérons maintenant une section élémentaire de la ligne drain (figure 3)

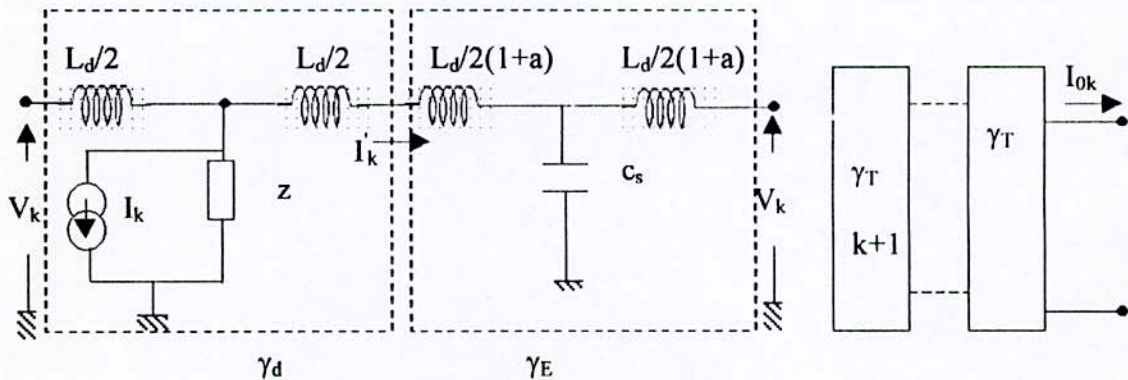


Fig. 3

On a :

$$I'_k = \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \left(-\frac{I_k}{2} \right) \quad (8)$$

$$I' = I'_k e^{-\gamma_E} \quad (9)$$

et :

$$I_{0k} = I' e^{-(N-k)(\gamma_E + \gamma_d)} \quad (10)$$

en combinons (8), (9) et (10) il vient que :

$$\begin{aligned} I_{0k} &= \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} \exp\left(-\frac{\gamma_d}{2} - \gamma_E - (N-k)(\gamma_E + \gamma_d)\right) \left(-\frac{I_k}{2}\right) \\ I_{0k} &= \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} \exp\left(-\left(N-k+\frac{1}{2}\right)\gamma_d - (N-k+1)\gamma_E\right) \left(-\frac{I_k}{2}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

Par le théorème de superposition, le courant total à la sortie est la somme des contributions de toutes les sections élémentaires de la ligne drain, il vient :

$$I = \sum_{k=1}^N I_{0k} = \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\left(N+\frac{1}{2}\right)\gamma_d} e^{-(N+1)\gamma_E} \sum_{k=1}^N e^{k(\gamma_d + \gamma_E)} \left(-\frac{I_k}{2}\right)$$

où :

$$I = \sum_{k=1}^N I_{0k} = \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\left(N+\frac{1}{2}\right)\gamma_d} e^{-(N+1)\gamma_E} \sum_{k=1}^N e^{k(\gamma_d + \gamma_E)} \left(-\frac{I_k}{2}\right) \quad (12)$$

d'autre part : $I_k = g_m V_{gk}$ et en considérant (7) il vient que :

$$I = -\frac{g_m V_{in}}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} \exp\left(-\left(N+\frac{1}{2}\right)\gamma_d + \frac{1}{2}\gamma_g + \gamma_c - (N+1)\gamma_E\right) e^{-j\Phi} \sum_{k=1}^N e^{k[(\gamma_d + \gamma_E) - (\gamma_g + \gamma_c)]}$$

Mettons $\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d$; $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$; $\gamma_c = \alpha_c + j\beta_c$; $\gamma_E = j\beta_e$.

En assurant la synchronisation de phase :

$$\beta_d = \beta_g = \beta_c = \beta_e = \beta.$$

On obtient :

$$I = -\frac{g_m}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} V_{in} \exp\left(-N\alpha_d + \frac{(\alpha_g - \alpha_d)}{2} + \alpha_c\right) e^{j\psi} \sum_{k=1}^N e^{-k\omega}$$

où : $\psi = -\Phi - 2N\beta$ et :

$$w = (\alpha_g - \alpha_c) - \alpha_d \quad (13)$$

Sachant que :

$$\sum_{k=1}^N e^{-kw} = e^{-\frac{(N+1)w}{2}} \frac{\sinh \frac{Nw}{2}}{\sinh \frac{w}{2}} \quad (14)$$

il vient que :

$$I = -\frac{g_m V_{in}}{2} \sqrt{\frac{z_{i2}^{(d)}}{z_{i1}^{(d)}}} \exp\left(-\frac{N}{2}((\alpha_g + \alpha_c) + \alpha_d)\right) e^{j\psi} \frac{\sinh \frac{N}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d)}{\sinh \frac{1}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d)} \quad (15)$$

le gain en puissance de l'A.D compensé serai alors :

$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|I|^2 \operatorname{Re}(z_L^d)}{\left|\frac{V_{in}}{z_{0T}^g}\right|^2 \operatorname{Re}(z_{0T}^g)} \quad (16)$$

- (z_L^d) est la charge à la sortie de la ligne drain et (z_{0T}^g) est l'impédance à l'entrée de la ligne gate.

- En supposant les pertes faibles ainsi que la compensation, il vient :

$$G_P = \frac{g_m^2 z_{0g} z_{0d}}{4(1-X_c^2)(1+X_g^2)} e^{-N((\alpha_g + \alpha_c) + \alpha_d)} \frac{\sinh^2 \left[\frac{N}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d) \right]}{\sinh^2 \left[\frac{1}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d) \right]} \quad (17)$$

en supposant que l'adaptation est assurée à l'entrée et à la sortie du montage on trouve le gain en tension de :

$$|A_v| = \frac{g_m \sqrt{z_{0g} z_{0d}} e^{-\frac{N}{2}((\alpha_g + \alpha_c) + \alpha_d)} \sinh \left[\frac{N}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d) \right]}{2\sqrt{(1-X_c^2)(1+X_g^2)} \sinh \left[\frac{1}{2}((\alpha_g + \alpha_c) - \alpha_d) \right]}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **Matthai Young** : ' Microwave Filters, Impédance Matching Networks And Couply Structures'. Artech House .1980.
- [2] **Thomas T. Y. Wong** : ' Fundamentals Of Distributed Amplication '. Artech House.Boston.London.1993.
- [3] **H. A. Wheeler** : 'Wide Band Amplifiers For Télévision'. Proceedings of the IRE. Vol 27,pp429-438, 1939
- [4] **J. B. Beyer, S. N. Parasad, R. C. Becker, J. E. Nordman and G. K. Hohenwarter** : 'MESFET Distributed Amplifiers Design Quidelies'.IEEE.transactions on Microwave Theory and Techniques,Vol.MTT-32.pp268-275. 1984.
- [5] **K.B.Niclas,R.R.Pereira and A.P.Chang** : ' On Power Distribution In Additive Amplifiers'.IEEE transactions on MTT,Vol-38.pp1692-1699. 1990.
- [6] **E. L. Ginzton, W. R. Hewlet, J. H. Jasberg Jerre, D. Noc**: Proceeding Of IRE, pp956-969.aug .1948.
- [7] **C. S. Aitchinson** : 'The Intrinsic Noise Figure Of The MESFET Distributed Amplifiers Design'.IEEE,MTT Vol-33 , pp460-466. 1985.
- [8] **Diebel Beyer** : ' Atténuation And Compensation In Distributed Amplifiers Design '. IEEE, MTT.Vol-37.n-9 septembre 1989.
- [9] **G. D. Vendelin Anthany, M. Pavo Ulrich, L. Rohde**: ' Microwave Circuit Design Using Linear And Nonlinear Techniques'. John Wiley et sons.1990.
- [10] **Ross A. Larne, Steve G. Baudy, George A. Zdasiuk** : 'A 12 dB High-Gain Monolithic Distributed Amplifiers '.IEEE.Transations On MTT .Vol 34 N-12.December 1986.
- [11] **K. B. Niclas, W. T. Wilser, T. R. Kritzer, R. R. Pereira**: ' On Theory And performance Of Solide State Microwave Distributed Amplifiers '.IEEE Transactions on MTT Vol 31 pp447-456. 1983.
- [12] **Alen Sweet**: 'MIC and MMIC Amplifiers and Oscillators Circuit Design' .1990.