

11/99

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



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDE

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème

**ANALYSE DE L'AMPLIFICATEUR DISTRIBUE
PAR LA METHODE MATRICIELLE**

Proposé par :
Mr. M. TRABELSI
Mr. M. KHANFOUCI

Etudié par :
MAMMERI Tarek
SI MOUSSA Mehdi

Promotion : JUIN 1999

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

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'ETUDE

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique

Thème

**Analyse de l'amplificateur distribué
par la méthode matricielle**

Proposé par :
Mr. M. TRABELSI
Mr. M. KHANFOUCI

Etudié par :
MAMMERI Tarek
SI MOUSSA Mehdi

Promotion : JUIN 1999

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

ملخص : لقد قمنا بدراسة المكبر الموزع باستخدام طريقتين ، الأولى عن طريقة نظرية رباعيات الاقطاب و الثانية بواسطة نظرية الأمواج الموزعة .
كما قمنا بتطوير إمكانيات هذا المكبر بإضافة طابق تعويض ، هذا ما سمح لنا بزيادة الشريط النافذ بحوالي خمسة جيجا هرتز . زيادة على هذا ، درسنا المكبر النافذ العصاة و قمنا بتحسين كمية تضخيمه بوضع طابق تعويض ذي مقاومة سلبية .

Résumé : Ce travail présente deux méthodes matricielles d'analyse de l'amplificateur distribué (A.D), la première basée sur la théorie des quadripôles et la seconde sur les ondes de répartitions. Cette dernière nous a permis d'évaluer les signaux se propageant dans l'A.D. Dans le but d'améliorer les performances de cet amplificateur, une étude du montage "cascode inversé" a été entreprise. Enfin, nous nous sommes intéressées à l'amplificateur distribué passe-bande (A.D.P.B). Afin d'améliorer le gain de l'A.D.P.B, nous avons inséré un étage de compensation à résistance négative passe-bande, ce qui a permis de réduire les atténuations.

Abstract : This work presents two matrix methods for the analysis of the distributed amplifier (D.A), the first is based on the two ports theory and the second on the repartition waves (normalised transmission matrix formalism). The latest one allows us to evaluate the signals propagating through the lines of D.A . In order to improve the performances of this amplifier, a study of "inverse cascode network" was carried out.

Finally, we perform an analytical study of band-pass distributed amplifier (B.P.D.A) . To ameliorate the gain of the B.P.D.A, we propose the insertion of a band pass negative resistance compensation stage and we check analytically the reduction of drain and gate losses.

Mots clés:

Amplificateur distribué (A.D) – matrice chaîne – matrice de transmission – Gain en puissance – bande passante – A.D passe-bande – compensation – résistance négative – fréquence.

AVANT PROPOS

Ce travail a été effectué au sein du laboratoire de télécommunication du département d'électronique de l'Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction de messieurs M. TRABELSI (chargé de cours à l' E.N.P) et M. KHANFOUCI (étudiant en 1^{ère} année P.G).

Nous tenons à leur exprimer nos plus sincères remerciements pour nous avoir offert la possibilité d'explorer de ce domaine, pour leurs précieux conseils et leurs aide sans réserve tout au long de ce travail.

Nous exprimons notre plus sincère gratitude au Dr R. AKSAS, responsable du laboratoire de télécommunication qui a rendu possible et soutenu l'entreprise de ce travail.

Notre reconnaissance va également à Monsieur S. AOUADA, étudiant en 1^{ère} année P.G pour sa disponibilité, son aide amicale et ses conseils éclairés.

Nous tenons à exprimer toute notre sympathie à l'équipe du laboratoire (9) pour toute l'aide et leur soutien tout au long de l'élaboration de ce projet, et particulièrement Mr M. BEDJAOUI .

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

DEDICACES

A mes très chers parents qui m'ont soutenu et encouragé durant toutes ces années d'études
A mes frères, et particulièrement l'aîné qui m'a beaucoup aidé et conseillé
A mes chers sœurs et tous mes proches

**Je dédie ce mémoire
TAREK**

A mes parents pour m'avoir guidé et conseillé durant toutes ces années
A mon frère et tous mes proches
A mes amis qui se reconnaîtront

**Je dédie ce mémoire
MEHDI**

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : Analyse d'un amplificateur distribué par la matrice de transfert direct	1
I.1. Introduction	2
I.2. Analyse théorique	2
I.3. Etude de l'évolution du gain en fonction de la fréquence	8
<input type="checkbox"/> Cas unilatéral	
<input type="checkbox"/> Cas bilatéral	
 CHAPITRE II : Analyse d'un amplificateur distribué par la matrice de transmission	 11
II.1. Introduction	12
II.2. Principe de la méthode	12
<input type="checkbox"/> Cas d'un amplificateur unilatéral	
II.3. Analyse du montage	16
II.3.1. Ligne grille	
II.3.2. Ligne drain	
II.4. Calcul du gain en puissance	16
<input type="checkbox"/> Cas d'un amplificateur distribué bilatéral	
<input type="checkbox"/> Calcul des tensions aux bornes des FETs	
 CHAPITRE III : Amplificateur distribué cascode inversé	 24
III.1. Introduction	25
III.2. L'élément amplificateur cascode inversé	25
III.2.1. Première approche	
III.2.2. Deuxième approche	

CHAPITRE IV : Amplificateur distribué passe bande	34
IV.1. Théorie des filtres pa e- bande	35
IV.2. Amplificateur distribué passe-bande (A.D.P.B.)	36
IV.3. Analyse de l'amplificateur distribué passe-bande	37
IV.4. Conception d'un A.D.P.B.	40
CHAPITRE V : Amplificateur distribué passe bande avec compensation en ligne d'entrée	42
V.1. Introduction	43
V.2. Méthode de compensation en ligne d'entrée	43
V.3. Circuit de compensation à résistance négative	44
V.4. Analyse d'un amplificateur distribué passe-bande avec compensation	45
CONCLUSION	49
BIBLIOGRAPHIE	
ANNEXE A	
ANNEXE B	
ANNEXE C	
ANNEXE D	

INTRODUCTION GENERALE

Le principe de l'amplificateur distribué (A.D) fut proposé en premier par *W.S.Percival* en 1935. Cependant, l'invention de *Percival* n'a pas été très répandue avant que *E.L.Ginzton* et al n'ait publié en 1948 leurs analyses sur l'amplificateur distribué.

Les premiers résultats expérimentaux vérifiant les prédictions théoriques furent aussitôt publiés et d'une théorie mathématique plus détaillée utilisant l'algèbre matricielle s'ensuivit en 1953.

Le nouveau concept est basé sur l'idée qui consiste à considérer les capacités inter-électrodes des composants actifs (tubes à électrons) comme éléments constitutifs des lignes de transmission artificielles, utilisées dans l'amplificateur distribué. Il en résulte une amplification dont la bande passante est beaucoup plus large que celle obtenue avec des systèmes à amplificateurs conventionnels. Depuis, d'énormes travaux ont été effectués avec pour but l'amélioration des méthodes d'analyse d'une part et les performances d'autre part.

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 distribué répond au mieux à cette exigence, car son domaine fréquentiel s'étend du continu à quelques dizaines de GHz.

Dans ce travail, nous nous sommes fixés comme objectif l'analyse d'un amplificateur distribué conventionnel en utilisant la théorie des quadripôles et l'analyse matricielle, ainsi que l'amélioration du produit gain-bande passante par compensation des pertes.

Le chapitre I a pour objet l'étude et l'analyse d'un A.D en utilisant la matrice de transfert direct. Le chapitre II est consacré à l'étude détaillée de l'A.D en utilisant la matrice de transmission. Nous avons développé dans le chapitre III un circuit actif particulier, en l'occurrence le montage "cascode inversé".

Le chapitre IV présente la théorie des filtres passe-bande sur laquelle repose l'analyse d'un A.D passe-bande.

Nous nous intéressons dans le chapitre V à un circuit de compensation susceptible d'être associé à l'A.D passe-bande et ce dans le but d'améliorer ses performances.

CHAPITRE I

ANALYSE D'UN AMPLIFICATEUR
DISTRIBUE PAR LA MATRICE CHAINE

I-1- INTRODUCTION :

Nous allons présenter dans ce chapitre une méthode d'analyse de l'amplificateur distribué (en abrégé A.D).

I-2- ANALYSE THEORIQUE :

Le circuit élémentaire de l'A.D à éléments localisés (fig.I.1) comporte, en plus du transistor MESFET, des dipôles représentés par les impédances Z_G et Z_D constituant respectivement les lignes grille et drain, et par l'admittance Y_D assurant l'égalité des phases sur les deux lignes.

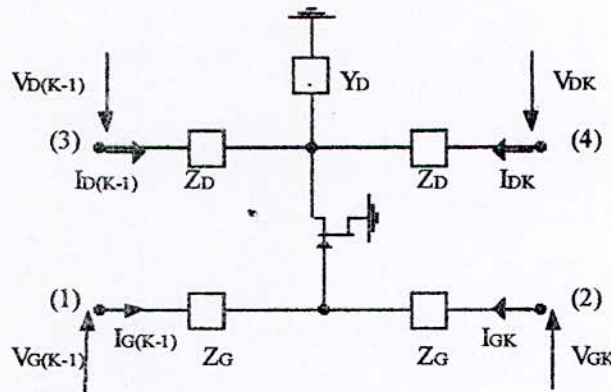


Fig.I.1 : Topologie de la cellule élémentaire de l'A.D à éléments localisés.

Le modèle simplifié du transistor MESFET (fig.I.1) peut, en utilisant sa matrice caractéristique [Y], être remplacé par celui illustré par la figure (I.2).

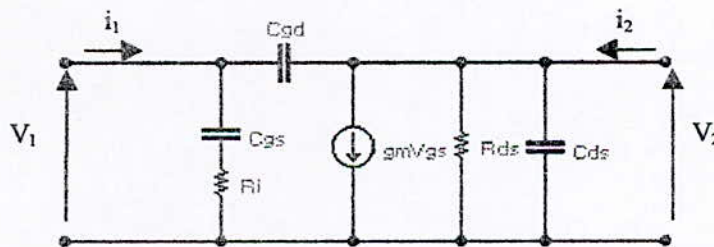


Fig.I.2 : Modèle du transistor MESFET.

En effet :

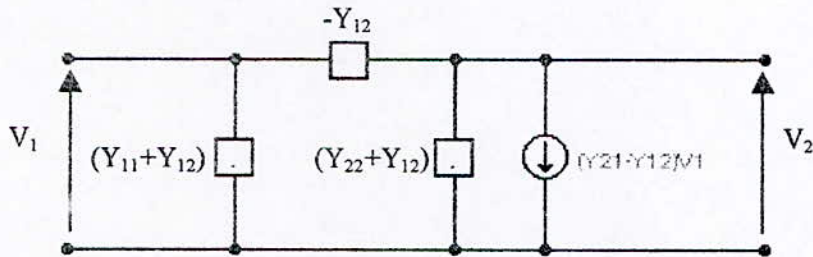
$$\begin{cases} i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ i_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{cases}$$

système qui peut s'écrire :

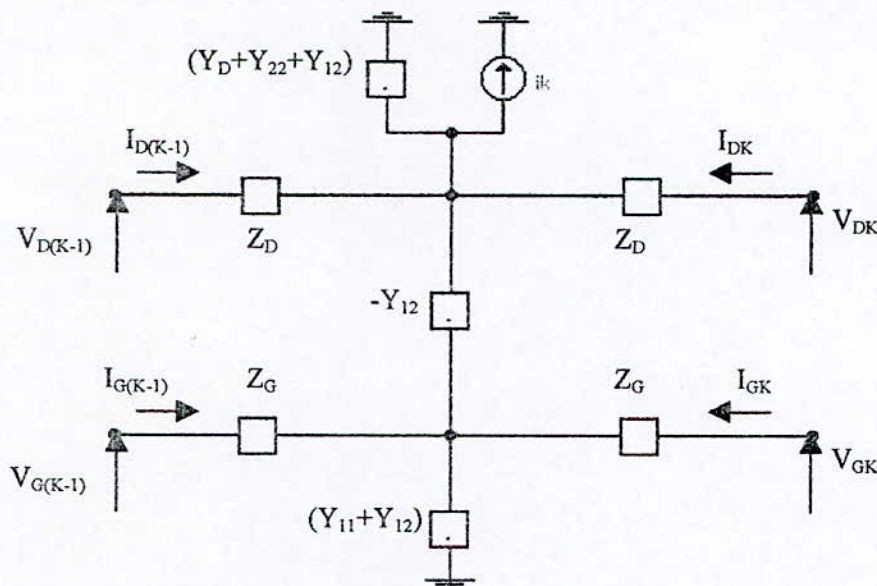
$$\begin{cases} i_1 = Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 + Y_{12}V_1 - Y_{12}V_1 \\ i_2 = Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 + Y_{12}V_1 - Y_{12}V_1 + Y_{12}V_2 - Y_{12}V_2 \end{cases}$$

En réarrangeant cette nouvelle formulation, on obtient :

$$\begin{cases} i_1 = (y_{11} + y_{12})v_1 - y_{12}(v_1 - v_2) \\ i_2 = (y_{21} - y_{12})v_1 + (y_{22} + y_{12})v_2 + y_{12}(v_1 - v_2) \end{cases} \quad (I.1)$$



(a)



(b)

Fig.I.3 : (a) Modèle en π du transistor MESFET ;
(b) Cellule élémentaire d'un A.D.

Finalement, en aboutissant au circuit électrique (Fig.I.3) d'une cellule élémentaire, où $i_k = (y_{21} - y_{12}) V_{GKM}$, on peut maintenant procéder à son étude.

Etant donné que l'A.D résulte de la mise en cascade d'un certain nombre de ces cellules élémentaires qui sont identiques, il est plus commode d'utiliser leur matrice chaîne [A] qui est donné par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{D(K-1)} \\ I_{D(K-1)} \\ V_{G(K-1)} \\ I_{G(K-1)} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} V_{DK} \\ -I_{DK} \\ V_{GK} \\ -I_{GK} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

La matrice [A] s'exprime comme suit (Annexe A) :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 + Z_D(y_D + y_{22}) & Z_D[2 + Z_D(y_D + y_{22})] & y_{21}Z_D & y_{21}Z_GZ_D \\ y_D + y_{22} & 1 + Z_D(y_D + y_{22}) & y_{21} & y_{21}Z_G \\ y_{12}Z_G & y_{12}Z_GZ_D & 1 + y_{11}Z_G & Z_G(2 + y_{11}Z_G) \\ y_{12} & y_{12}Z_D & y_{11} & 1 + y_{11}Z_G \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

La matrice [A] peut aussi être écrite sous la forme :

$$[A] = [A_1][A_2][A_1] \quad (I.4)$$

Cette nouvelle formulation est plus avantageuse dans le cas où on déciderait de remplacer les éléments localisés Z_G et Z_D par des tronçons de lignes de transmission d'impédances caractéristiques Z_G et Z_D et de longueurs électriques $(\theta_G/2)$, $(\theta_D/2)$ respectivement.

Selon qu'on utilise des éléments localisés (fig.I.4 (a)) ou des éléments distribués (fig.I.4 (b)), le calcul donne :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} 1 & Z_D & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & Z_G \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.5.(a))$$

si les éléments sont localisés et :

$$[A_1] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_D/2) & jZ_D \sin(\theta_D/2) & 0 & 0 \\ j \sin(\theta_D/2)/Z_D & \cos(\theta_D/2) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \cos(\theta_G/2) & jZ_G \sin(\theta_G/2) \\ 0 & 0 & j \sin(\theta_G/2)/Z_G & \cos(\theta_G/2) \end{bmatrix} \quad (I.5.(b))$$

Si les éléments sont distribués.

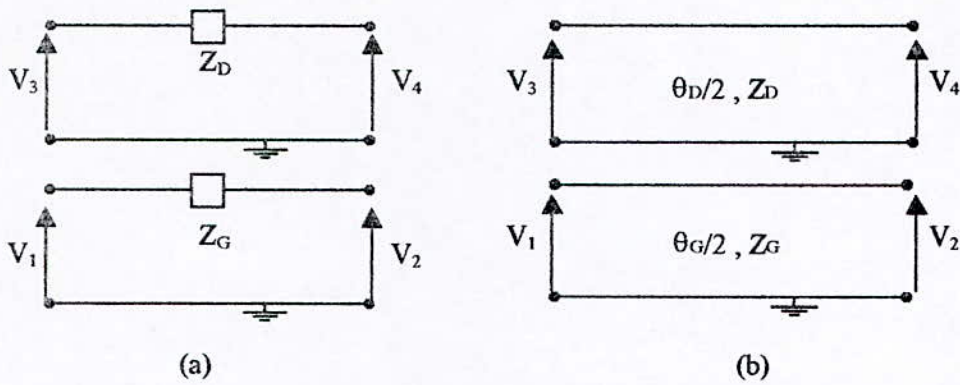


Fig.I.4 : Circuits élémentaires : (a) à élément localisés ; (b) à éléments distribués.

Pour ce qui est de la matrice $[A_2]$, de l'élément amplificateur (Fig.I.5), on écrira :

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ y_D + y_{22} & 1 & y_{21} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ y_{12} & 0 & y_{11} & 1 \end{bmatrix} \tag{I.6}$$

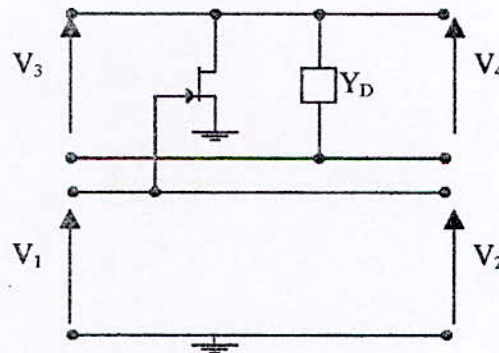


Fig.I.5 : Circuit représentant l'élément actif de l'A.D.

Dans le cas général où les cellules constituant l'A.D ne sont ni identiques ni symétriques (fig.I.6), l'équation matricielle (I.2) prend la forme :

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

où : K indice correspondant la $K^{ème}$ section.

N est le nombre de sections constituant l'A.D

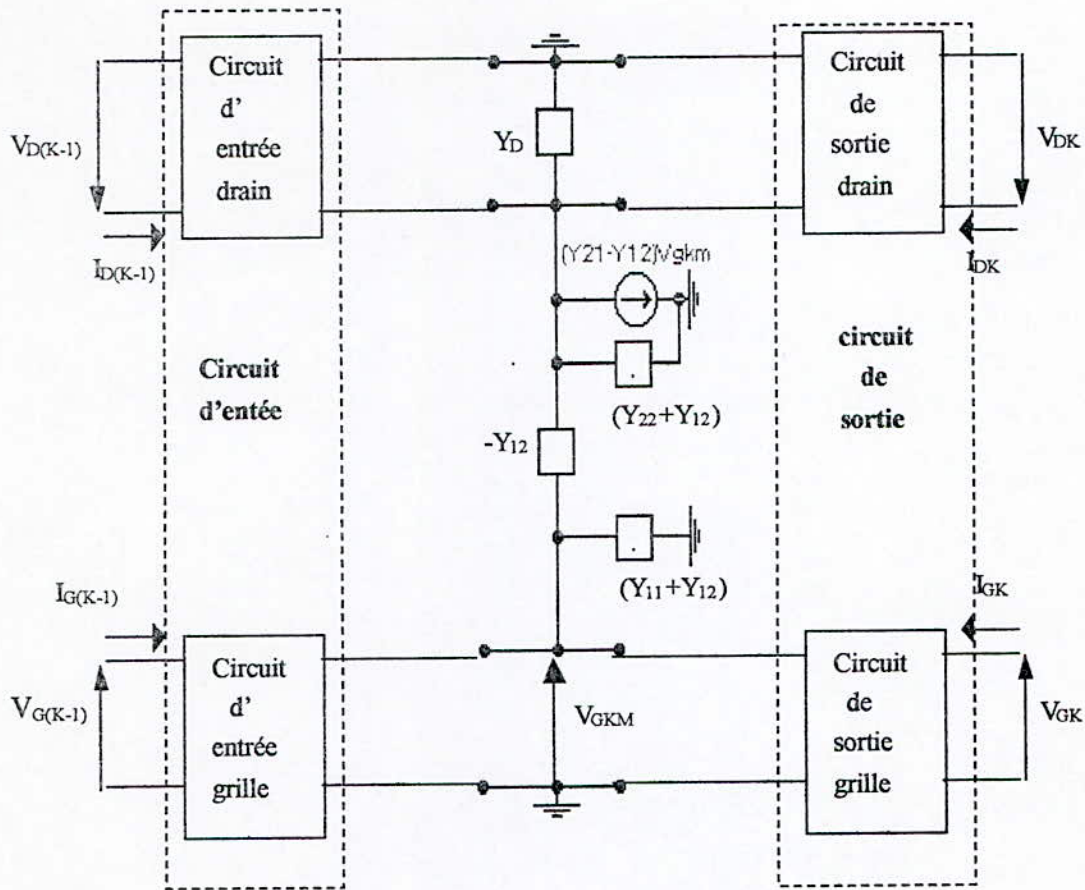


Fig.I.6 : Représentation de la cellule élémentaire de l'A.D dans sa forme générale.

Si $[A_{1K}]$ et $[A_{2K}]$ sont les matrices chaînes respectives des circuits d'entrée et de sortie et $[A_{FK}]$ celle du MESFET de la $K^{ème}$ cellule (figI.6), alors A_K s'écrira :

$$[A_K] = [A_{1K}][A_{FK}][A_{2K}] \tag{I.7}$$

En tenant compte des conditions de fermeture aux accès (2) et (3) de notre amplificateur (fig.I.7), on écrira :

$$\begin{aligned} V_{D0} + R_d I_{D0} &= 0 \\ V_{GN} + R_g I_{GN} &= 0 \end{aligned} \tag{I.8}$$

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

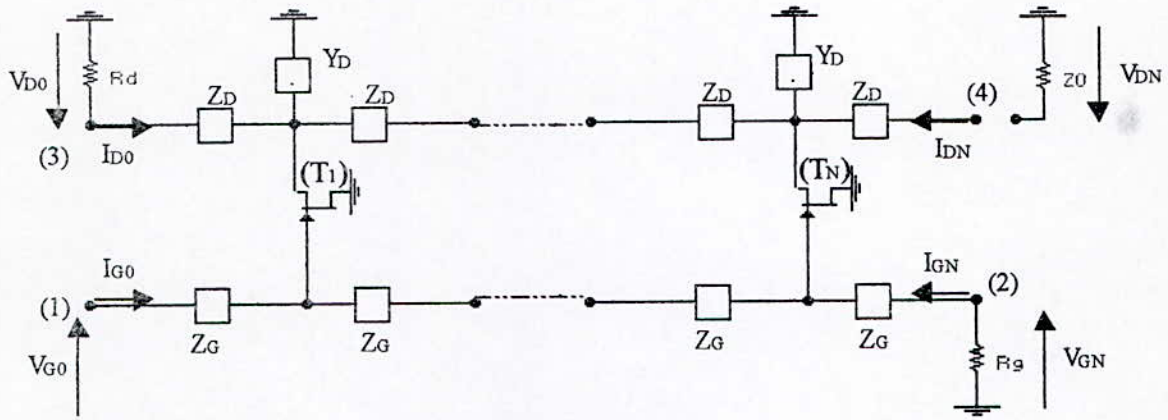


Fig.I.7 : Schéma de l'A.D employant des éléments localisés.

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

$$\begin{bmatrix} V_{D0} \\ -R_d^{-1}V_{D0} \\ V_{G0} \\ I_{G0} \end{bmatrix} = D \begin{bmatrix} V_{DN} \\ -I_{DN} \\ V_{GN} \\ R_g^{-1}V_{GN} \end{bmatrix} \tag{I.9}$$

où : $D = \prod_{K=1}^N A_K$

Si les cellules élémentaires sont identiques, alors la matrice chaîne total s'exprimera :

$$D = A^N$$

où A est donné par la relation (I.3).

Le gain en puissance est donné par la relation suivante[1] :

$$G = \left| \frac{2Y_0 C_2}{C} \right|^2 \tag{I.10}$$

Avec :

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} ; Z_0 = 50 \Omega$$

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

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

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

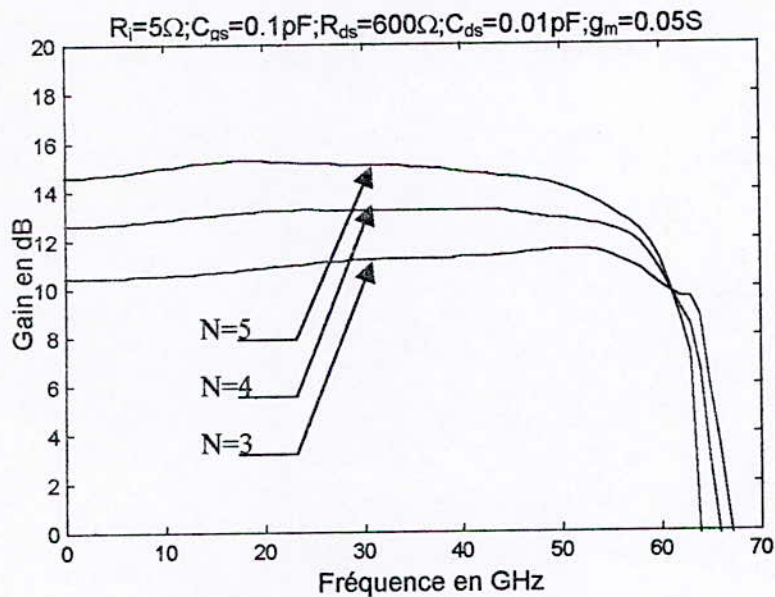
L'équation (I.10) représente la l'expression exacte du gain de l'A.D dans le cas général.

I-3- ETUDE DE L'EVOLUTION DU GAIN EN FONCTION DE LA FREQUENCE :

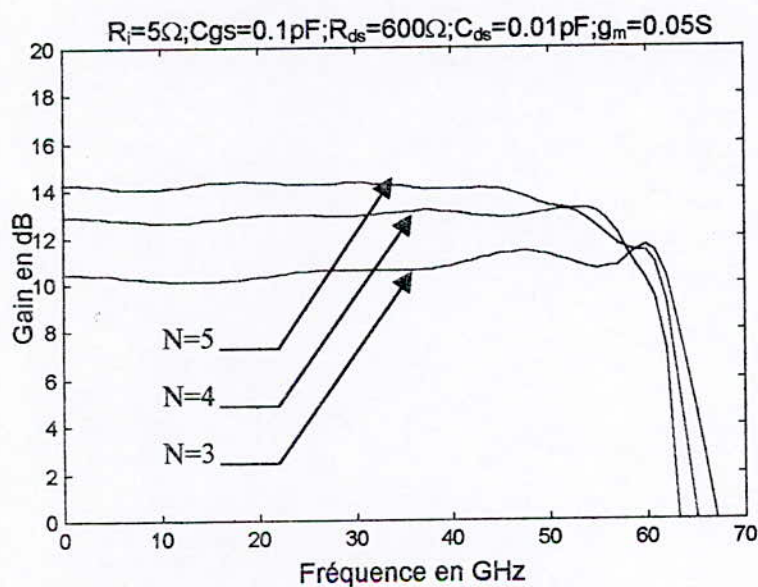
□ Cas Unilatéral :

Si on néglige pour chaque élément amplificateur T_j ($j=1, \dots, N$) la réaction de la sortie sur l'entrée, en prenant $C_{gd}=0$ (Fig.I.2), on aboutit à une forme plus simple de l'A.D, de même que pour les expressions des Y_{ij} .

La figure I.8(a) représente l'évolution, en fonction de la fréquence, du gain en puissance d'un A.D employant des éléments localisés et la figure I.8(b) celui d'un A.D employant des tronçons de ligne de transmission. Ces courbes sont obtenus grâce aux programmes (Annexes D.1 et D.2)



(a)



(b)

Fig.I.8 : Gain en puissance d'un A.D ; (a) employant des éléments localisés ; (b) employant des tronçons de lignes ($\theta_G=\theta_D=32.7^\circ$ à 45GHz)

On constate des différentes courbes de la figure.I.8 que le gain augmente avec le nombre de sections élémentaires N . En comparant les courbes des figures.I.8(a) à celles de la figure.I.8(b) on remarque que l'A.D employant des éléments localisés offre un gain plus plat que celui d'un A.D utilisant des tronçons de ligne du fait que les composants localisés présentent des caractéristiques variant très peu avec la fréquence, ce qui n'est pas le cas pour les éléments semi-localisés. Pour les deux modèles la fréquence de coupure est de 63.66GHz.

□ Cas bilatéral :

La figure (I.9) donne la variation du gain en fonction de C_{gd} , grâce au programme (voir annexe D.3).

Nous constatons que l'A.D bilatéral présente un gain avec beaucoup plus d'ondulations que le gain unilatéral, ceci est dû au fait que la capacité C_{gd} ramène une partie des signaux de la ligne drain sur la ligne grille et dégrade donc la synchronisation de phase entre les deux lignes. Cette remarque va être confirmé par la suite.

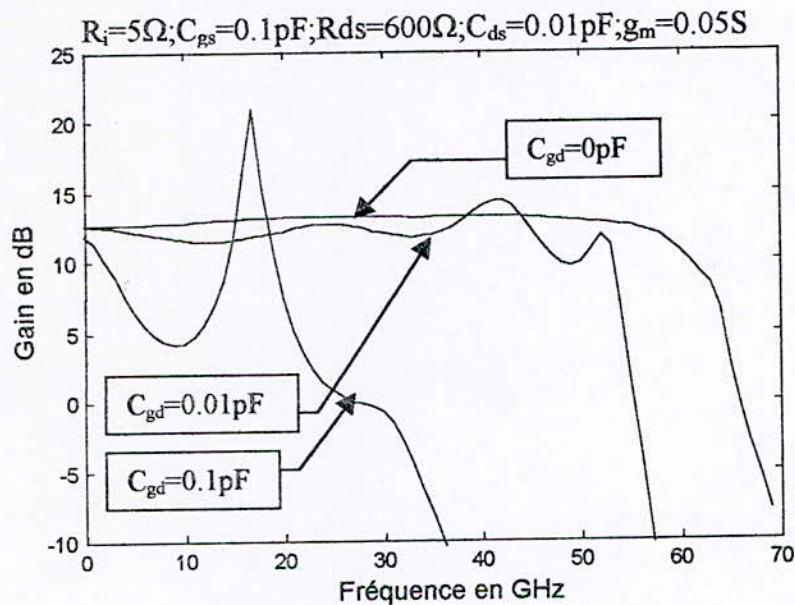


Fig.I.9 : Evolution du gain en fonction de C_{gd} ($N=4$)

CHAPITRE II

ANALYSE D'UN A.D PAR LA MATRICE
DE TRANSMISSION

II.1- Introduction :

Dans ce qui suit, l'amplificateur distribué (A.D) est analysé en utilisant l'approche de la matrice de transmission normalisée. Cette analyse conduit à une expression du gain de l'A.D avec une ligne drain en M dérivées.[2]

Cette approche a l'avantage de présenter clairement la nature de l'onde progressive de l'A.D en ce sens qu'on pourra avoir une idée précise sur les réflexions et le couplage.

En normalisant les signaux sur les lignes grille et drain par rapport à leurs impédances caractéristiques respectives, et en écrivant la matrice de transmission de l'octopôle associé à notre montage, il est possible d'aboutir à une expression fermée du gain de l'A.D

II.2- Principe de la méthode :

□ **Cas d'un AD unilatéral :**

Considérons le cas d'une source de courant contrôlée en tension connectée en parallèle à une ligne de transmission (drain) d'une impédance caractéristique Z_{od} . La source de tension est connectée à la ligne grille, comme le montre la figure (II.1)

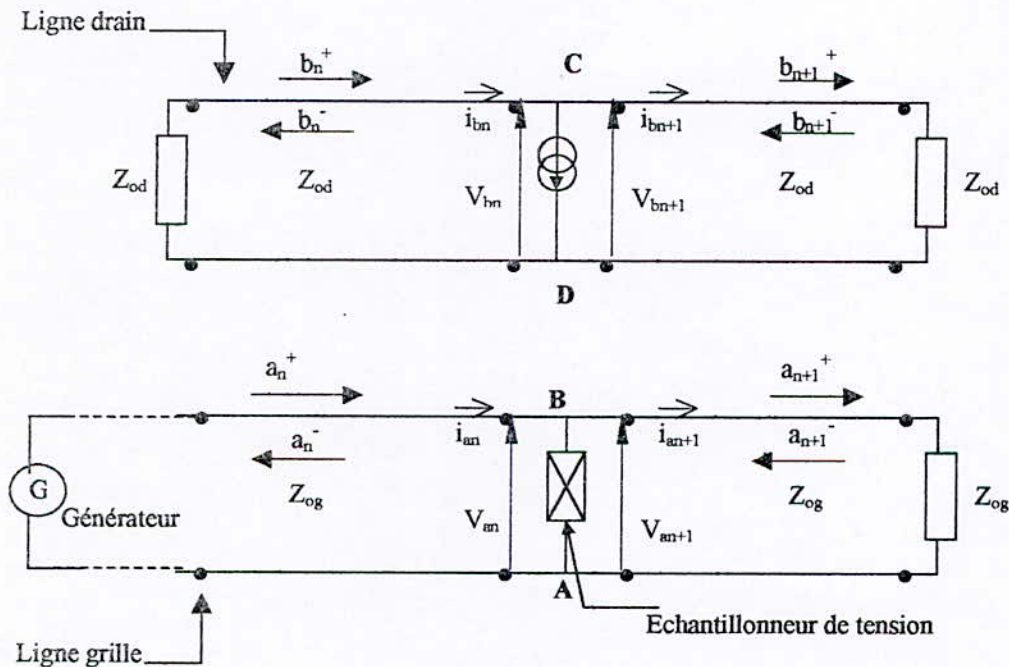


Fig.II.1 : Couplage unilatéral de deux lignes de transmission par une source de courant contrôlée en tension.

Comme le montre la figure (II.1), les quantités d'onde s'écrivent :

$$b_n^\pm = \frac{V_{bn}}{\sqrt{Z_{od}}} \pm i_{bn} \sqrt{Z_{od}} \tag{II.1a}$$

$$a_n^\pm = \frac{V_{an}}{\sqrt{Z_{og}}} \pm i_{an} \sqrt{Z_{og}} \tag{II.1b}$$

Où :

- $V_{an}, i_{an}, V_{bn}, i_{bn}$, sont les tensions et les courants à la section (n), respectivement sur les lignes grille et drain.
- a_n : l'onde sur la ligne grille
- b_n : l'onde sur la ligne drain.
- \pm : '+' : onde incidente ; '-' : onde réfléchie
- Z_{og}, Z_{od} : impédances caractéristiques des lignes grille et drain respectivement.

La cellule élémentaire de la ligne grille (fig.II.2) est composée de l'impédance d'entrée du transistor MESFET auquel on connecte deux inductances.

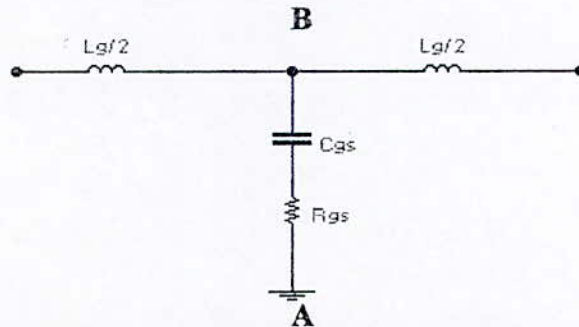


Fig.II.2 : Cellule élémentaire de la ligne grille avec pertes

Outre les deux inductances $L_d/2$, la cellule élémentaire de la ligne drain (fig.II.3) comprend également l'impédance de sortie du MESFET tenant compte des effets du boîtier, représentés par la capacité C_{pd} , et de l'inductance ajustable αL_d .

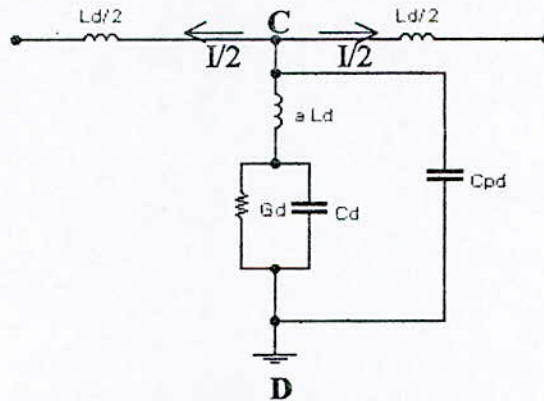


Fig.II.3 : Cellule élémentaire de la ligne drain

Puisque le courant va se diviser équitablement suivant les deux directions, on aura :

$$\begin{aligned}
 b_n^- &= b_{n+1}^+ = -i\sqrt{Z_{od}} \\
 i &= g_m V_{an} D(\omega)
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

Où : ω est la pulsation

$$D(\omega) = D_g(\omega). D_d(\omega)$$

tel que :

$$\begin{cases} D_g(\omega) = \frac{1}{1 + j(X_g)} \\ D_d(\omega) = \frac{1}{1 + \alpha \left(j \frac{\omega}{\omega_{Ld}} - \frac{4\omega^2}{\omega_{cd}^2} \right)} \end{cases}$$

avec :

- $D_g(\omega)$ est le terme de division de la tension au niveau de la ligne grille.
- $D_d(\omega)$ est le terme de division du courant au niveau de la ligne drain
- $X_g = \omega / \omega_g$; $\omega_g = 1 / R_{gs} C_{gs}$
- α : paramètre positif
- $\omega_{ld} = R_{ds} / L_{ds}$
- $\omega_{cd} = 2 / (L_d C_{pd})^{1/2}$

En remplaçant dans les équations (II.1a) et (II.1b) l'expression de V_{an} on trouve :

$$b_{n+1}^+ = \frac{1}{2} g_m D_g(\omega) D_d(\omega) \sqrt{Z_{og} Z_{od}} (a_n^+ + a_n^-) \quad (\text{II.3})$$

Puisque les signaux ne sont pas affectés, on aura :

$$a_n^\pm = a_{n+1}^\pm$$

Donc, les signaux drain vont se superposer aux signaux générés par la source contrôlée, tel que :

$$b_{n+1}^+ = H(a_n^+ + a_{n+1}^+) + b_n^+$$

$$b_n^- = H(a_n^+ + a_{n+1}^+) + b_{n+1}^-$$

Avec

$$H = -\frac{1}{2} g_m D(\omega) \sqrt{Z_{og} Z_{od}}$$

Dans ce cas on obtient :

$$W'_{n+1} = [H] W_n \quad (\text{II.4.a})$$

Où :

$$\begin{aligned} W'_{n+1} &= [a_{n+1}^+ \ b_{n+1}^+ \ a_{n+1}^- \ b_{n+1}^-]^t \\ W'_n &= [a_n^+ \ b_n^+ \ a_n^- \ b_n^-]^t \end{aligned}$$

En tenant compte des demi-cellules fermant chaque accès (figure II.4), on aboutit à l'expression suivante :

$$W_{out} = [G_{1/2}] [T]^N [G_{1/2}] W_{in} \quad (\text{II.4.b})$$

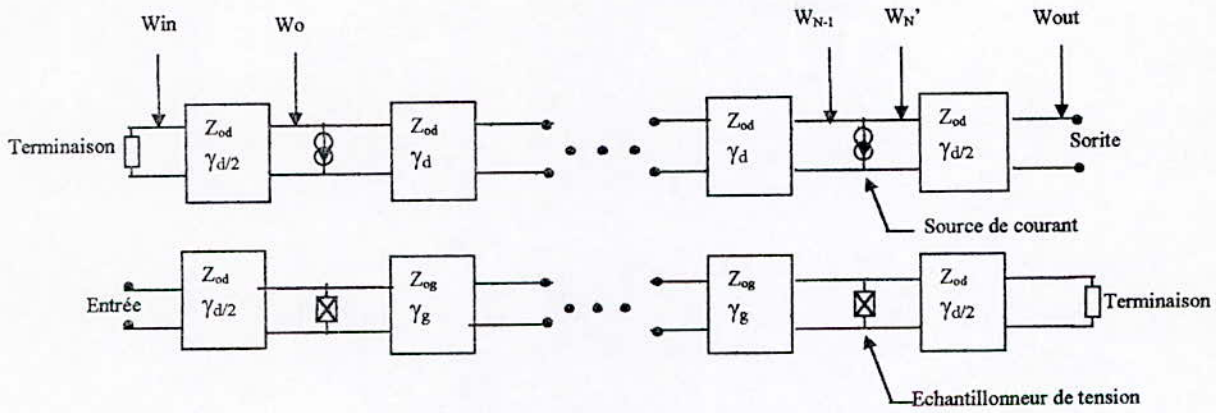


Fig.II.4 : Schéma de l'A.D. montrant les différentes sections

Tel que : $[T] = [G][H]$

Où :

$$G = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\gamma_d} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\gamma_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{\gamma_d} \end{bmatrix}; G_{1/2} = \begin{bmatrix} e^{\frac{\gamma_g}{2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-\frac{\gamma_d}{2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{\frac{\gamma_g}{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \end{bmatrix}; H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ H & 1 & H & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ -H & 0 & -H & 1 \end{bmatrix}$$

- $G_{-1/2} = G_{1/2}^{-1}$
- γ_g : exposant de propagation de la ligne grille.
- γ_d : exposant de propagation la ligne drain.
- N : nombre de sections.

II.3 - Analyse du montage :

II.3.1 – Ligne grille :

L'exposant de transfert [3] de la ligne grille (figure II.2) s'écrit :

$$\gamma_g = 2 \cosh^{-1} \left[1 + \frac{ZY}{2} \right] \tag{II.5}$$

où :

$$Z = j \frac{L_g \omega}{2} \text{ et } Y = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}$$

Y et Z sont respectivement les éléments shunt et série de la cellule élémentaire.

La relation (II.5) devient alors :

$$\gamma_g = 2 \cosh^{-1} \left[1 - \frac{X_c^2}{1 + jX_g} \right] \tag{II.6}$$

II.3.2 - Ligne drain :

De même, en analysant la section élémentaire de la ligne drain (figure II.3), on obtient

$$\gamma_d = 2 \cosh^{-1} \left[1 + \frac{ZY}{2} \right] \quad (\text{II.7})$$

tel que :

$$Z = j \frac{L_d \omega}{2} \quad \text{et} \quad Y = j C_{pd} \omega \frac{G_d + j C_{ds} \omega}{1 + j \omega \alpha L_d (G_d + j C_{ds} \omega)}$$

On aura donc :

$$\gamma_d = 2 \cosh^{-1} \left[1 + \frac{j L_d \omega (1 + j Y^{-1} C_{pd} \omega)}{4 Y^{-1}} \right] \quad (\text{II.8})$$

La capacité en parallèle C_{pd} assure la synchronisation entre les lignes gate et drain de telle sorte à avoir des signaux constructifs au niveau de la ligne drain.

II.4- Calcul du gain en puissance :

La méthode développée par McKay et Al.[2] nous a permis d'aboutir à une expression fermée du gain de notre montage .

Le coefficient de transmission S_{21} va s'exprimer comme étant le rapport entre l'onde incidente de la dernière section de la ligne drain sur l'onde incidente de la première section de la ligne grille.

En ajoutant une demi-section à l'entrée et à la sortie du circuit (voir figure (II.4)), on obtient l'expression de S_{21} qui s'écrit :

$$S_{21} = \frac{-H \operatorname{sh}(N\theta)}{\operatorname{sh}(\theta)} e^{-N\theta_0} \quad (\text{II.9})$$

où :

$$\theta = \frac{\gamma_g - \gamma_d}{2}; \theta_0 = \frac{\gamma_g + \gamma_d}{2}$$

La figure (II.5) indique le gain en puissance obtenu en utilisant un MESFET comme élément amplificateur d'un A.D à 04 sections (voir annexe D.4)

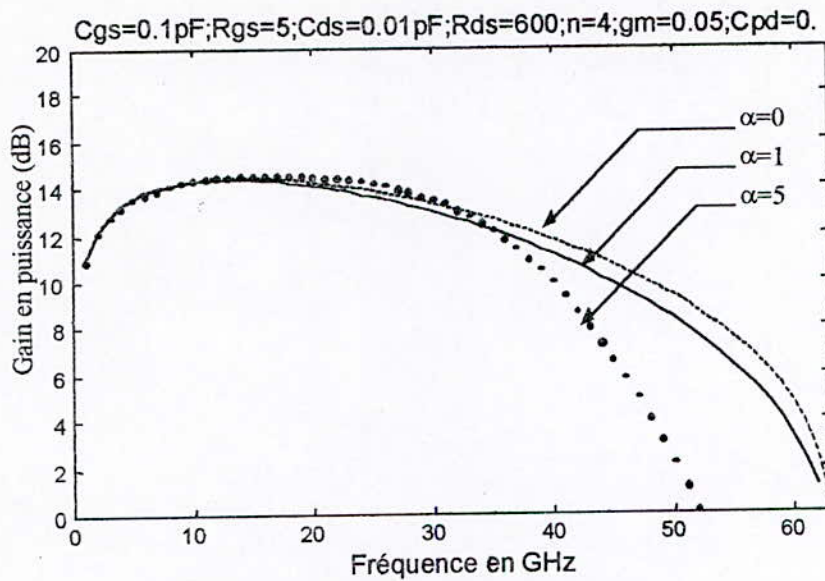


Fig.II.5 :Gain en puissance d'un A.D pour différentes valeurs de α

On remarque d'après les courbes de gain obtenues ci-dessus que le paramètre α agit sur la bande passante et la valeur du gain en puissance.

Pour le choix du paramètre α , les courbes qui suivent (fig.II.6 (a) et (b)) nous donnent la valeur du gain en fonction de α et permettent d'évaluer la bande passante pour ce même paramètre .

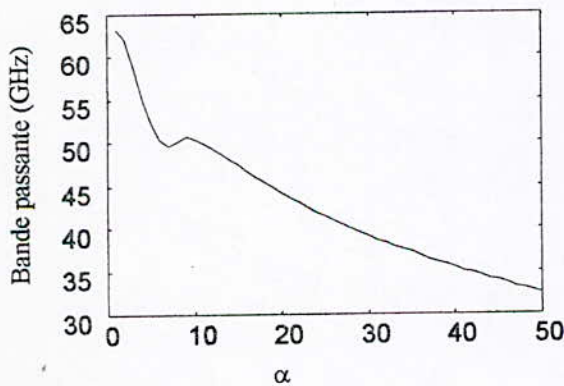


Fig.II.6.a :Evolution de la bande passante en fonction de α .

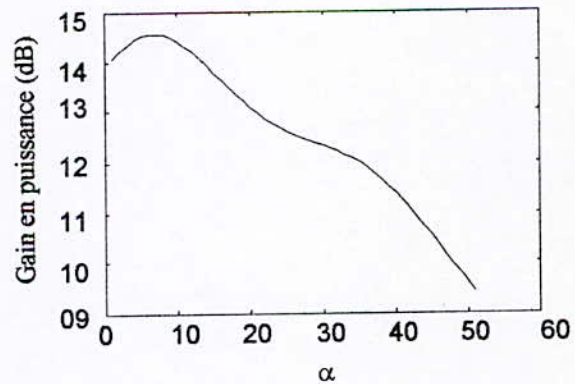


Fig.II.6.b :Evolution du gain en fonction de α pour $f = 20$ GHz

□ Cas d'un AD bilatéral :

Après avoir présenté la méthode de la matrice de transmission pour l'analyse de l'A.D unilatéral, nous avons étendu son utilisation à l'analyse de l'A.D bilatéral.

L'A.D bilatéral (A.D.B) se caractérise par la présence d'une contre réaction entre les lignes drain et grille . Celle-ci est représentée par une capacité C_{gd} comme le montre la figure (II.7) .

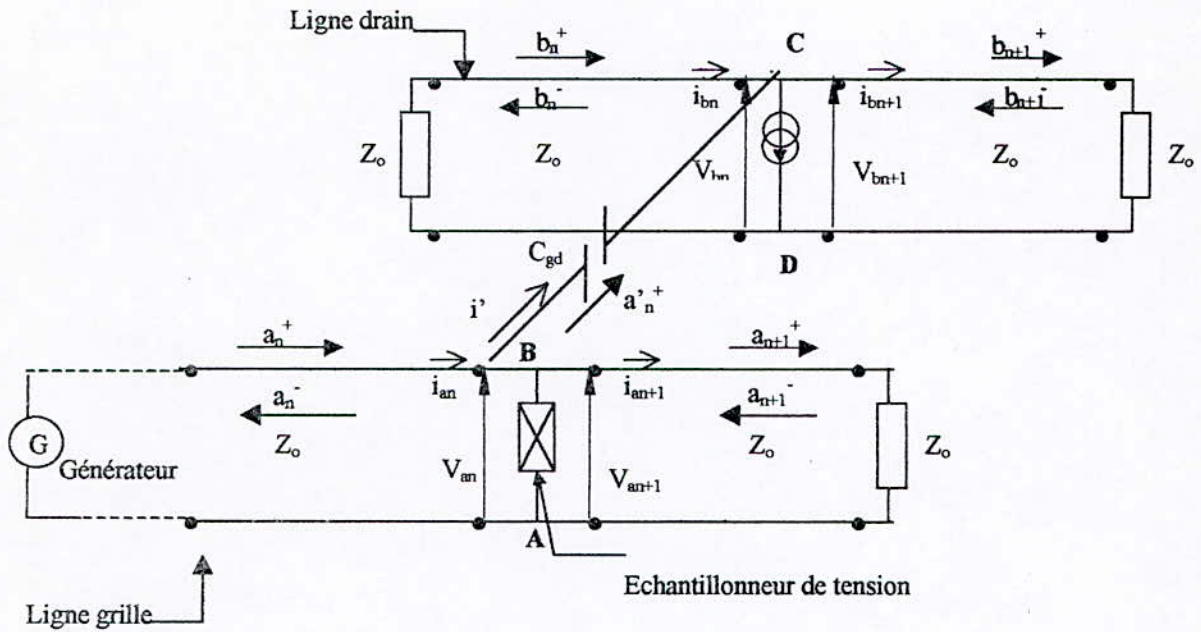


Fig.II.7 : Couplage bilatéral de deux lignes de transmission par une source de courant contrôlée en tension .

En appliquant les équations (II.1.a) et (II.1.b) au niveau de l'échantillonneur de tension, (figure (II.9)), l'expression de a_n' s'écrira :

$$a_n'^+ = (a_n^- + a_{n+1}^+) - \frac{a_n^+ + a_n^-}{2} \tag{II.10}$$

Puisque $V_{an+1} = V_{an}$, on aura :

$$a_n'^+ = \frac{1}{\sqrt{Z_{og}}} V_{an} + \sqrt{Z_{og}} (i_{an+1} + i_{an})$$

Le courant (i') qui traverse la capacité C_{gd} s'exprime en fonction des courants $i_{an+1}, i_{an}, i_{bn+1}, i_{bn}$ et i comme suit :

$$i' = i_{an+1} - i_{an} = i_{bn+1} - i_{bn} + i$$

et en fonction des tensions comme suit :

$$i' = (V_{an} - V_{bn}) (jC_{gd} \omega)$$

En utilisant les équations ci-dessus en combinant les équations (II.1.a) et (II.1.b) ,on pourra exprimer W_{n+1}' en fonction de W_n (voir figure (II.4)) comme suit :

$$W_{n+1}' = [H'] W_n$$

c.à.d :

$$\begin{bmatrix} a_{n+1}^+ \\ b_{n+1}^+ \\ a_{n+1}^- \\ b_{n+1}^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1+jZ_{cg}C_{gd}\omega & -\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & \frac{1}{2}jZ_{cg}C_{gd}\omega & -\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} \\ H+\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & 1-\frac{1}{2}jZ_{od}C_{gd}\omega & -H-\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & -\frac{1}{2}jZ_{od}C_{gd}\omega \\ -\frac{1}{2}jZ_{cg}C_{gd}\omega & \frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & 1-jZ_{cg}C_{gd}\omega & \frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} \\ -H-\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & \frac{1}{2}jZ_{od}C_{gd}\omega & -H-\frac{1}{2}jC_{gd}\omega\sqrt{Z_{cg}Z_{od}} & 1+\frac{1}{2}jZ_{od}C_{gd}\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_n^+ \\ b_n^+ \\ a_n^- \\ b_n^- \end{bmatrix}$$

où

$$H = -\frac{1}{2}g_m D(\omega)\sqrt{Z_{cg}Z_{od}}$$

En tenant compte des demi-cellules de part et d'autre de chaque section et des demi-cellules fermant chaque accès, on aboutit à l'expression suivante :

$$W_{out} = [G_{-1/2}] [T']^N [G_{1/2}] W_{in} \tag{II.11}$$

Où : $[T'] = [G][H']$

N : nombre de sections.

La figure (II.8) nous donne les courbes de gain de l'A.D.B à 04 sections avec les mêmes paramètres que précédemment mais pour différentes valeurs de C_{gd} . (voir annexe D.5)

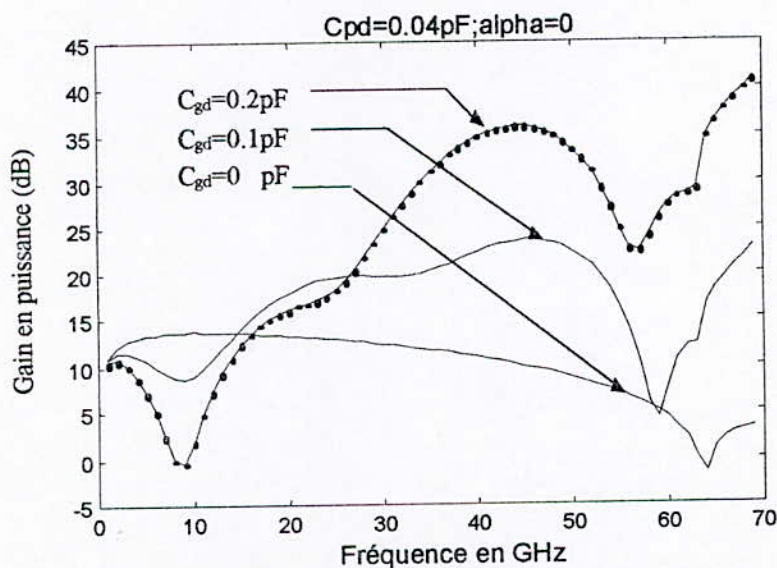


Fig.II.8 :Gain en puissance pour différentes valeurs de C_{gd}

On constate que contrairement à l'A.D conventionnel où $C_{gd}=0$, le gain en puissance de l'A.D.B présente beaucoup plus d'ondulations qui s'accroissent au fur et à mesure que la valeur de C_{gd} augmente, ainsi qu'une nette diminution de la bande passante. Ceci est dû au fait qu'en plus du

couplage actif entre les deux lignes grille et drain (causé par g_m), il y a un couplage capacitif qui fera qu'une partie des signaux de la ligne drain revienne vers la ligne grille, ce qui par conséquent va dégrader la synchronisation de la phase entre les signaux des deux lignes et donc entraîner des oscillations de la courbe de gain.

□ **Calcul des tensions aux bornes des FETs :**

Dans ce qui suit, nous allons calculer les tensions grille et drain aux bornes des FETs de l'A.D. Ceci nous permet de voir l'évolution des signaux le long des lignes grille et drain.

En respectant les conditions aux limites (adaptation aux quatre accès), l'analyse de l'A.D.(voir figure II.4) par la méthode de la matrice de transmission nous donne selon l'équation (II.4.b)

$$W_{out} = [G_{1/2}] [T]^N [G_{1/2}] W_{in} \tag{II.12}$$

Où :

$$W_{out} = [a_{out}^+ \ 0 \ a_{out}^- \ 0]^t$$

$$W_{in} = [a_{in}^+ \ 0 \ 0 \ b_{in}^-]^t$$

La figure (II.9) indique la dernière section de l'A.D. avec les plans de référence utilisés dans l'analyse par la matrice de transmission.

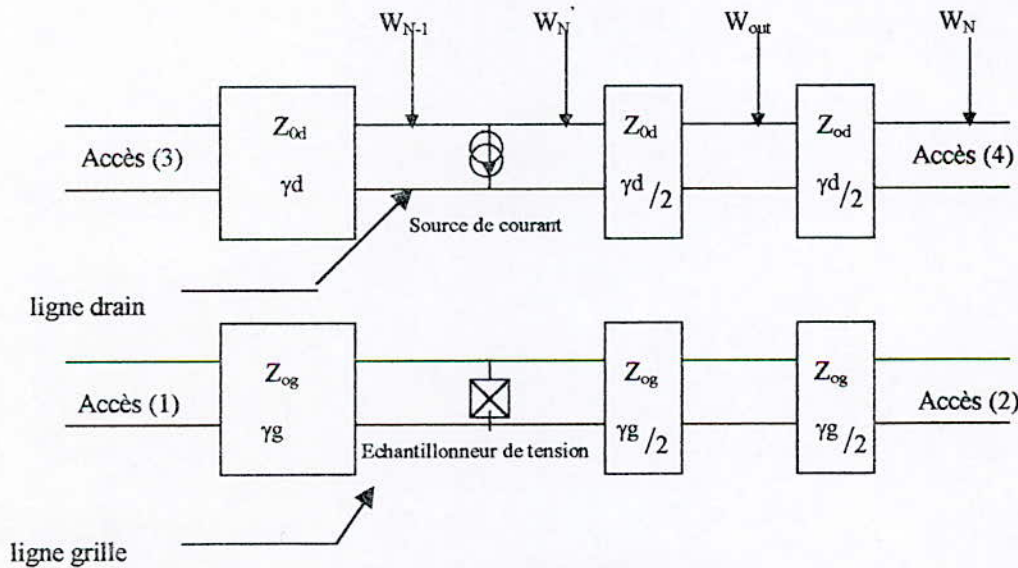


Fig.II.9 : N^{ème} cellule de l'A.D.

- Les signaux de part et d'autre de la demi-section (figure II.9) sont reliés comme suit :

$$W'_N = [G_{1/2}] W_{out} \tag{II.13.a}$$

$$W_{N-1} = [H]^{-1} W'_N \tag{II.13.b}$$

$$W_{N-i} = [[T]^{-1}]^{i-1} W_{N-1} ; \quad 2 \leq i \leq N \tag{II.13.c}$$

En remplaçant les équations (II.13.a) et (II.13.b) dans l'équation (II. .c) ,on trouve :

$$W_{N-i} = [[T]^{-1}]^{i-1} [H]^{-1} [G_{-1/2}] W_{out} \tag{II.14}$$

Où W_{out} est donné par l'équation (II.12)

L'équation (II.1.a) nous permet de retrouver la tension grille aux bornes du $i^{ème}$ transistor .Celle-ci s'exprime comme suit :

$$V_{g_{N-i}} = \frac{a_{N-i}^+ + a_{N-i}^-}{2} \sqrt{Z_{og}} \tag{II.15}$$

La tension à l'entrée de la ligne grille du montage, qui est celle délivré par le générateur, sera donc :

$$V_{in} = \frac{a_{in}^+}{2} \sqrt{Z_{og}} \tag{II.16}$$

Dans ce cas ,la tension relative aux bornes de chaque transistor, qui est le rapport de la tension grille à la tension délivrée par le générateur sera décrite par l'équation suivante :

$$V_{r_i} = \frac{a_{N-i}^+ + a_{N-i}^-}{a_{in}^+} \tag{II.17}$$

L'évolution de la tension relative le long de la ligne grille de notre montage est donnée par la figure suivante (N = 04 sections) (voir annexe D.6) :

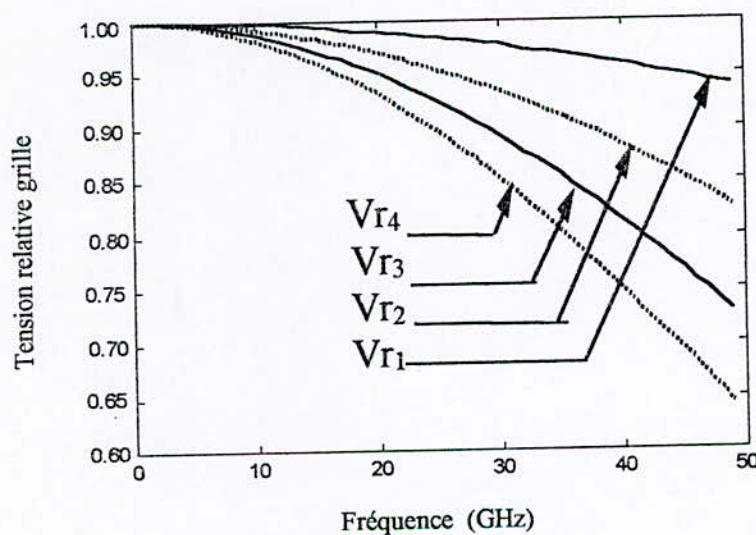


Fig.II.10 : Distribution des tensions le long de la ligne grille

Nous remarquons que l'onde se propageant le long de la ligne grille, s'atténue lorsque la fréquence et le nombre de transistors augmentent. Ce résultat est en accord avec la théorie (voir équation II.6) qui montre que les pertes dues à R_{gs} augmentent avec la fréquence. Il est alors clair qu'à partir d'un certain nombre de cellules amplificatrices, il n'y a aucune amélioration du gain.

De même, l'équation (II.1.b) nous permet de trouver la tension relative drain aux bornes du $i^{\text{ème}}$ transistor. Elle s'exprimera comme suit :

$$V_{d_{N-i}} = \frac{b_{N-i}^+ + b_{N-i}^-}{2} \sqrt{Z_{od}} \quad (\text{II.18})$$

Donc, la tension relative drain s'écrira (en supposant $Z_{og}=Z_{od}$) :

$$V_{r_i} = \frac{b_{N-i}^+ + b_{N-i}^-}{b_{in}^+} \quad (\text{II.19})$$

La figure suivante décrit l'évolution de la tension relative drain pour le même A.D que précédemment.(voir annexe D.6)

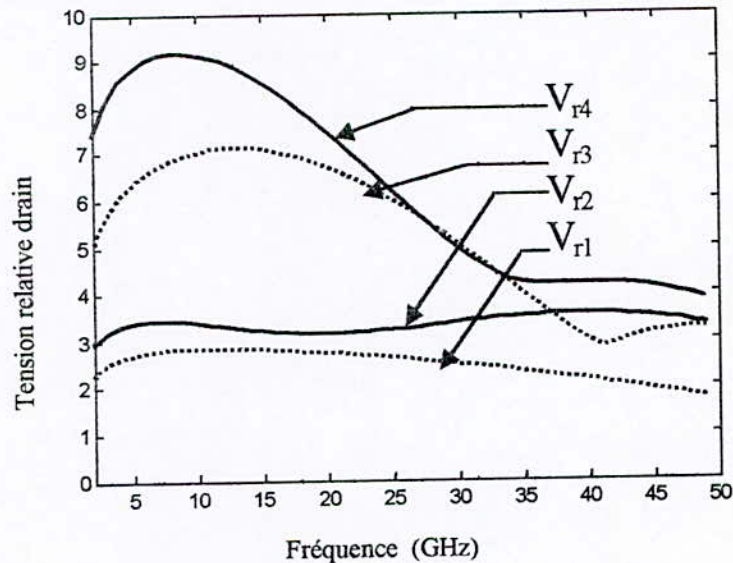


Fig.II.11 : Distribution des tensions le long de la ligne drain

Cette tension relative varie d'un élément amplificateur à l'autre et sa distribution n'est pas uniforme sur la bande de fréquence considérée. Ceci résulte de la combinaison des signaux se déplaçant dans deux directions opposées et qui n'arrivent pas en phase au niveau du MESFET.

L'augmentation du nombre de cellules (transistors) ne permet pas une amélioration uniforme du gain de l'A.D (Figure II.12). Ceci confirme le fait que les pertes soient d'autant plus grandes que la fréquence et le nombre de transistors sont élevés. Par conséquent, l'augmentation du gain n'est pas significative, plus particulièrement en hautes fréquences.

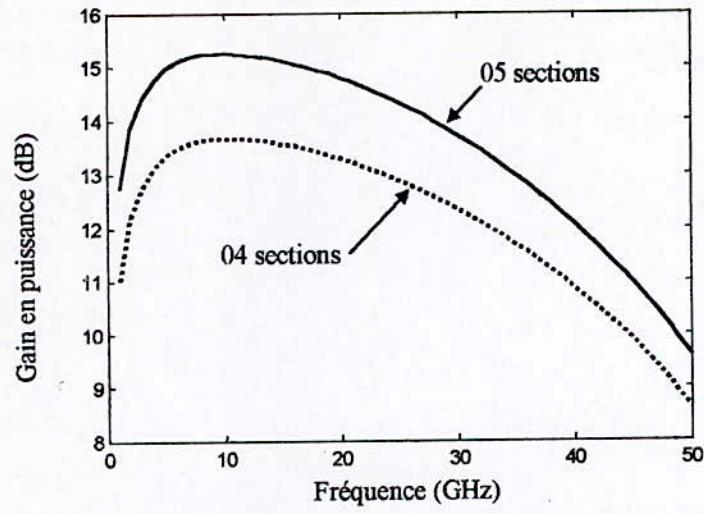


Fig.II.12 : Gain en fonction de la fréquence

CHAPITRE III

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE
CASCODE INVERSE

III-1- INTRODUCTION :

L'objet du présent chapitre est d'étudier l'amélioration obtenue en utilisant un circuit appelé « cascode inversé ».

Nous allons présenter deux approches pour l'analyse du montage indiqué dans la figure.III.1.

III-2- L'ELEMENT AMPLIFICATEUR CASCODE INVERSE :

L'élément amplificateur cascode inversé est obtenu en connectant l'entrée (grille) d'un FET en source commune (SC) à la sortie (source) d'un FET en grille commune par le biais d'une self « L » (Fig.III.1).

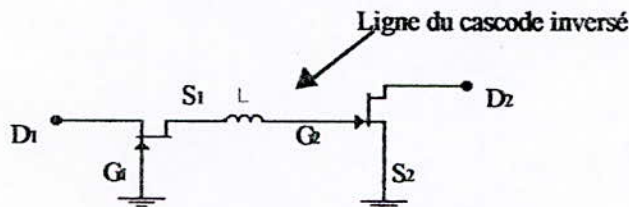


Fig.III.1 : Élément amplificateur cascode inversé.

III-2-1- PREMIERE APPROCHE :

En prenant un modèle unilatéral des FETs ($S_{12}=0$), nous obtenons le schéma équivalent illustré ci-dessous.

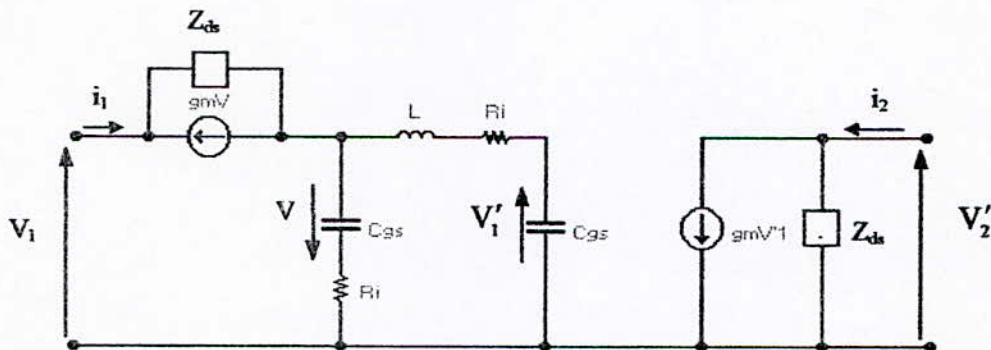


Fig.III.2 : Schéma équivalent simplifié du cascode inversé.

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

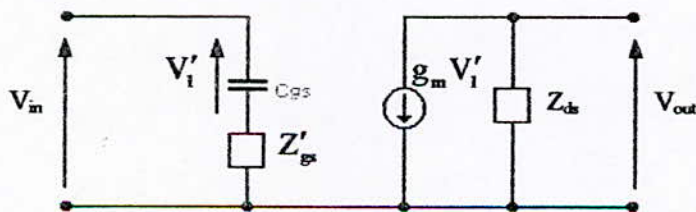


Fig.III.3 : Modèle équivalent du cascode inversé .

On a :

$$Z_{gs} = \frac{1 + jX_g}{jC_{gs} \omega} ; Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + jX_d} ; Z = R_i + jL \omega$$

$$X_g = \omega R_i C_{gs} ; X_d = \omega R_{ds} C_{ds}$$

Le calcul montre (Annexe C) que :

$$Z'_{gs} = Z(1 + \alpha) + Z_{ds} \tag{III.1}$$

telle que

$$\begin{cases} Z'_{gs} = Z + \frac{Z_{ds}}{1 + \alpha} \\ \alpha = \frac{Z_{ds}}{Z_{gs}} - \frac{g_m Z_{ds}}{1 + jX_g} \end{cases} \tag{III.2}$$

En remplaçant les impédances Z , Z_{gs} et Z_{ds} par leurs valeurs on obtient :

$$Z'_{gs} = R_i + \left[\frac{1 + jX_g}{(1 + jX_g)(1 + jX_d) + j\left(\frac{C_{gs}}{C_{ds}}\right)X_d - g_m R_{ds}} \right] \tag{III.3}$$

Il s'agit donc d'étudier la nouvelle impédance Z'_{gs} et de la comparer à l'impédance grille-source Z_{gs} d'un FET en source commune.

▪ **Etude de α :**

Les figures ci-dessous montrent l'évolution de α sur une bande de fréquence de 25GHz.

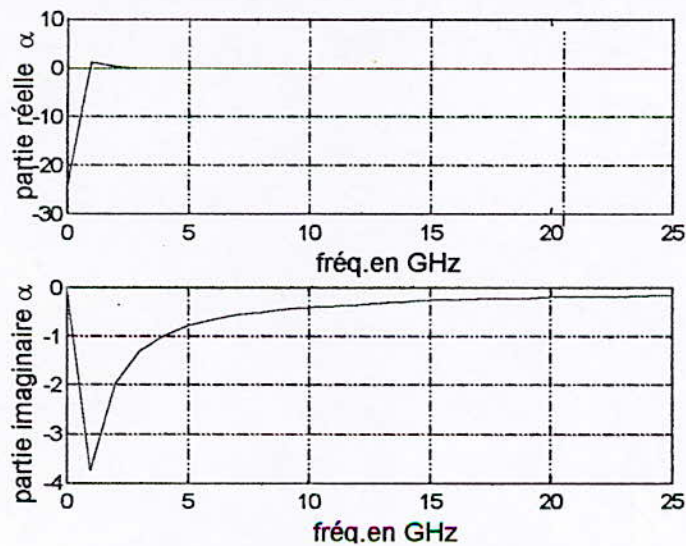


Fig.III.4 : Parties réelle et imaginaire de α

On constate que la partie réelle de α est négative pour les fréquences inférieures à 1GHz et nulle pour les fréquences supérieures.

Pour la partie imaginaire de α , on remarque qu'elle suit une loi en $(-1/\omega)$ en fonction de la fréquence.

Sachant que :

$$|Z_{gs}| = \frac{\sqrt{1 + X_g^2}}{C_{gs} \omega} \quad (\text{III.4})$$

$|Z_{gs}|$ est de l'ordre de R_i en basse fréquence, et tend vers 0 en hautes fréquences.

▪ **Etude du comportement de (Z/Z_{gs}) :**

On a :

$$\frac{Z}{Z_{gs}} = \frac{jX_g \left[1 + j \left(\frac{L\omega}{R_i} \right) \right]}{1 + jX_g} \quad (\text{III.5})$$

La figure (III.5) décrit la variation des parties réelle et imaginaire de (Z/Z_{gs}) : leurs valeurs sont très faibles sur une bande passante de 25 GHz.

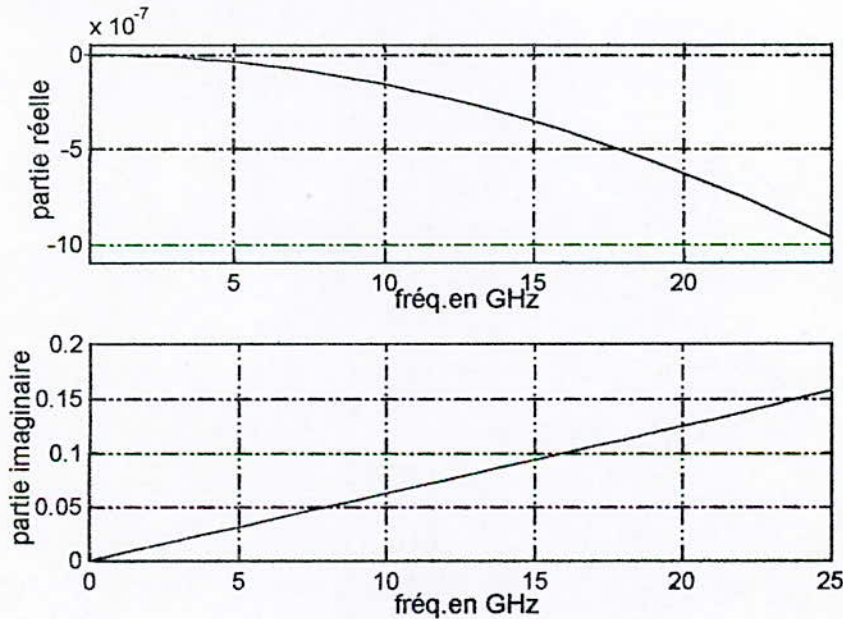


Fig.III.5 : Variation des parties réelle et imaginaire de (Z/Z_{gs}) .

L'effet de la self « L » (en nH) est donc négligeable.

Donc, en choisissant les paramètres de telle façon à avoir $\alpha=0$ (ce qui est confirmé par la Fig.III.4), Z'_{gs} devient comme suit :

$$Z'_{gs} \approx R_i + \frac{R_{ds}}{1 + jX_d} \quad (\text{III.6})$$

- La partie réelle de Z'_{gs} est représentée par la figure.III.6(a). Celle-ci nous indique qu'elle tend vers 0 à partir de 0.5 GHz.
- La partie imaginaire de Z'_{gs} représentée par la figre.III.6(b) nous indique que Z'_{gs} se comporte comme une capacité.

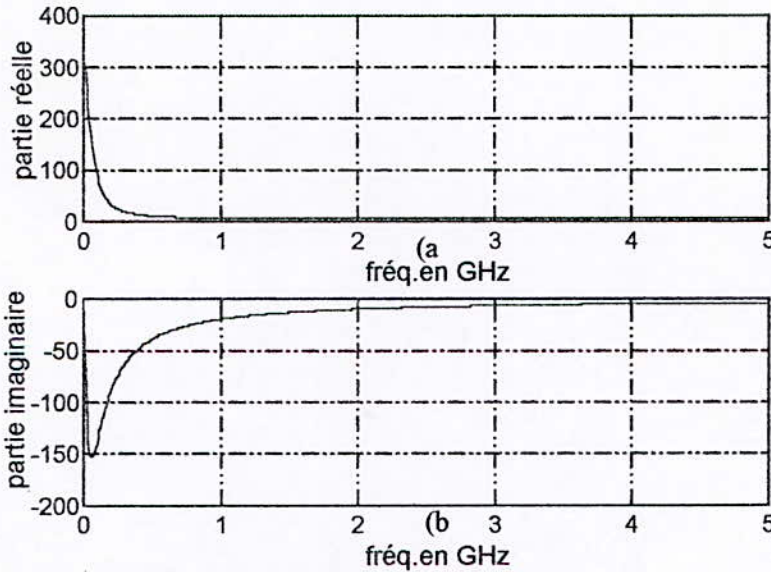


Fig.III.6 : (a) Variation de la partie réelle de Z'_{gs} ;
(b) Variation de la partie imaginaire de Z'_{gs} en fonction de la fréquence .

- La valeur de cette capacité équivalente est de l'ordre de 8 pF(figureIII.8). Elle est calculée comme suit :

$$Z = R_i + \frac{R_{ds}}{1 + jX_g} \quad (\text{III.7})$$

donc :

$$C = \frac{-1}{\omega \text{Im}(Z)} \quad (\text{III.8})$$

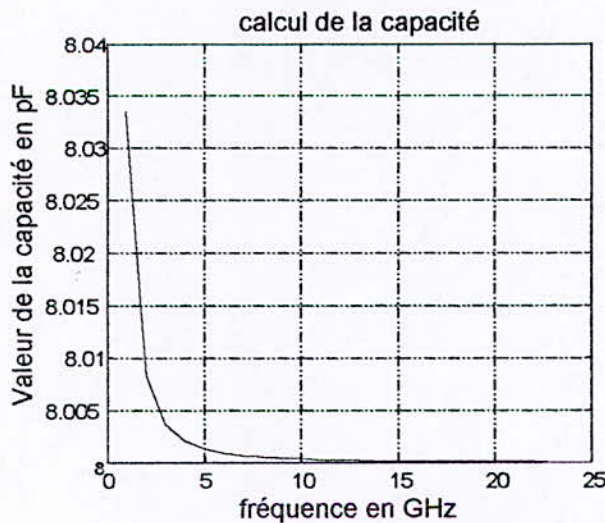


Fig.III.7 : Valeur de la capacité équivalente.

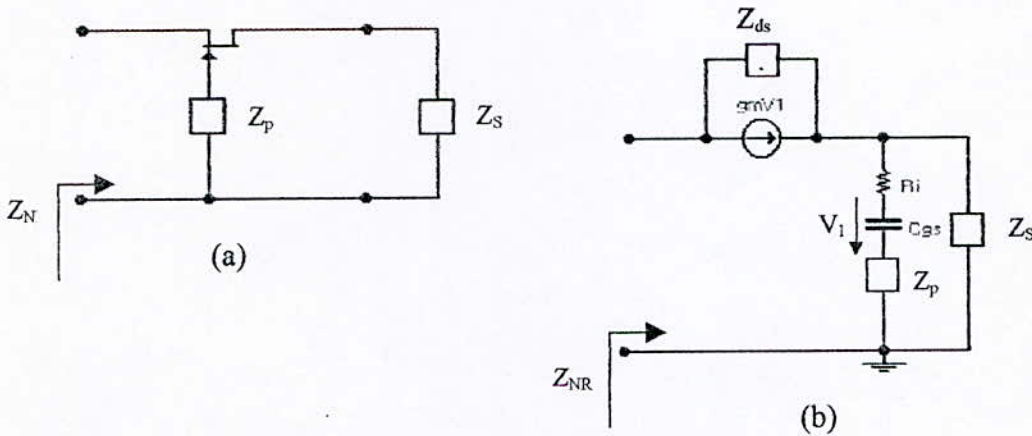
III-1-2- DEUXIEME APPROCHE :

- La figure.III.8 montre le circuit d'amélioration de la bande passante choisi par [3].
- Convenablement chargé, ce circuit qui est un FET en grille commune, produit une résistance R_N et une réactance X dépendant de la fréquence, sur une très large bande.

Z_{NR} est tel que : $Z_{NR} = R_{NR} + jX$ et Z_p est l'impédance de polarisation du FET en grille commune. Une formule plus explicite de Z_{NR} en fonction des paramètres du montage est donnée par l'expression ci-dessous[3] :

$$Z_{NR} = Z_{ds} \left[1 + \frac{g_m Z_s}{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_s + Z_p)} \right] + Z_s \left[\frac{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_p)}{1 + j\omega C_{gs} (R_i + Z_s + Z_p)} \right] \quad (III.9)$$

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



FigIII.8 : (a) FET en grille commune chargé par Z_s
(b) Modèle équivalent simplifié

Le cas limite est obtenu en mettant C_s à zéro. L'expression (III.9) deviendra alors :

$$Z_{NR} = Z_{ds} \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} \right) + Z_p + R_i + \frac{1}{jC_{gs} \omega} \quad (III.10)$$

Posons :

$$Z = Z_{ds} \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} \right) + Z_p \quad (III.11)$$

Nous allons étudier le comportement de Z sous certaines conditions en utilisant les paramètres suivants :

$R_i=1.35$; $R_{ds}=308\Omega$; $C_{ds}=8\text{pF}$; $C_{gs}=188\text{pF}$; $g_m=g_{m0}e^{-\omega\tau}$ tel que :
 $g_{m0}=0.08$; $\tau=1.17\text{ps}$.

En prenant $Z_p = 0$

On aura :

$$Z_{NR} = Z_{ds} \left(1 + \frac{g_m}{j\omega C_{gs}} \right) \quad (\text{III.12})$$

La capacité équivalente de l'impédance vue à la sortie de l'étage en grille commun calculée pour $Z_p=0$ est donnée par :

$$C_{\text{éq}} = \frac{-1}{\omega [\text{Im}(Z_{NR})]} \quad (\text{III.13})$$

Cette capacité est de l'ordre de 8pF (Fig.III.9).

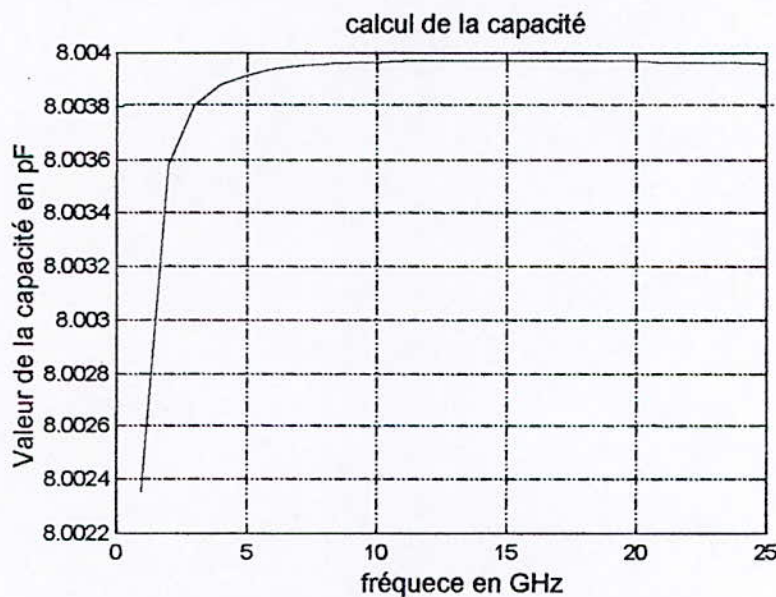


Fig.III.9 : Valeur de la capacité équivalente.

Nous constatons une concordance avec les résultats de la première approche (Fig.III.7). En conclusion, l'impédance Z'_{gs} est équivalente à une capacité ($C_{\text{éq}} \approx C_{ds}$ en série avec une résistance de l'ordre de R_i).

Nous avons donc une capacité en série avec C_{gs} au niveau de la ligne grille.

En appelant $q = \frac{C_{gs}}{C_{\text{éq}}}$, on améliore la bande passante [4] d'un facteur de $\sqrt{1+q}$.

Cette amélioration est illustrée par la courbe suivante (voir annexe D.7)

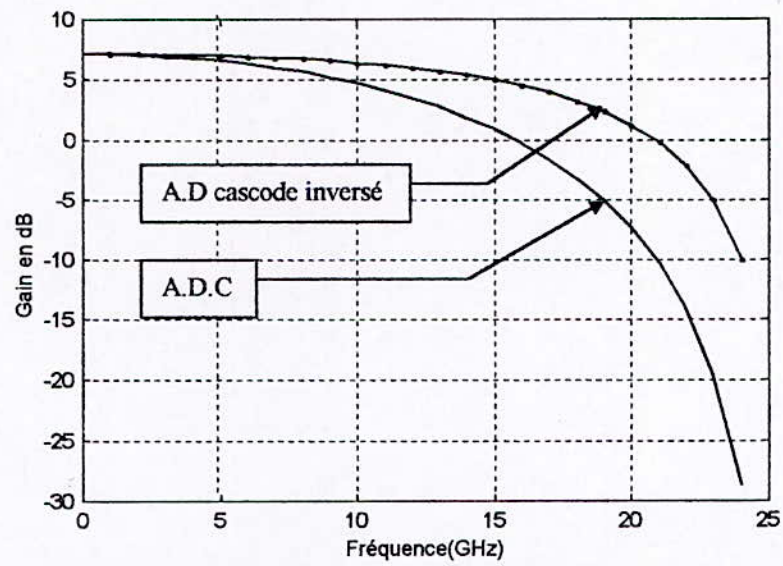


Fig.III.10 : Gain en puissance de l'élément cascode inversé.

Pour les paramètres du MESFET suivantes : ($R_{gs}=5\Omega$; $C_{gs}=0.25\text{pF}$; $R_{ds}=600\Omega$; $C_{ds}=0.01\text{pF}$), on a une amélioration de 20%.

CHAPITRE IV

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE
PASSE BANDE

IV.1- Théorie des filtres passe – bande :

Un filtre passe-bande est un quadripôle dont la bande passante est fixée entre deux fréquences f_b et f_h , appelées respectivement fréquence de coupure basse et fréquence de coupure haute du filtre [6]

La réalisation d'un tel filtre se fait par la juxtaposition d'un filtre passe-bas et d'un filtre passe-haut avec la condition que la fréquence de coupure du passe-bas soit supérieure à celle du passe-haut.

L'effet passe-bande peut être obtenu en utilisant le circuit indiqué à la figure (IV.1.a), on obtient alors un filtre passe-bande à k constant où tout signal dont la fréquence est située en dehors de l'intervalle $[f_b, f_h]$ sera atténué et passera si sa fréquence appartient à cet intervalle. (figure (IV.1.b)).

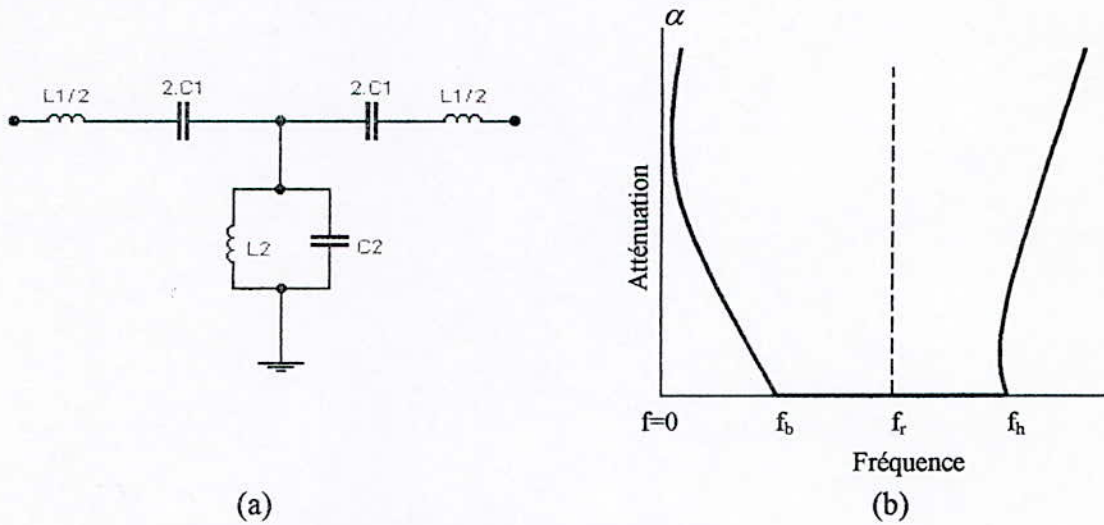


Figure IV.1 : (a) Filtre passe-bande en T
(b) Atténuation dans un filtre passe-bande

La condition de filtrage (condition de transmission du signal sans atténuation) étant donnée par :

$$-1 \leq \frac{Z_1}{4Z_2} \leq 0$$

où

$$Z_1 = j\omega L_1 - \frac{j}{\omega C_1} ; Z_2 = \frac{-j\omega L_2 j}{j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C_2}}$$

les fréquences de coupure vont s'écrire [6] comme suit :

$$\begin{cases} f_b = \frac{1}{2\pi} \left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2}} - \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}} \right) \\ f_h = \frac{1}{2\pi} \left(\sqrt{\frac{1}{L_1 C_1} + \frac{1}{L_1 C_2}} + \frac{1}{\sqrt{L_1 C_2}} \right) \end{cases} \quad (IV.1)$$

et la fréquence centrale est donnée par :

$$f_r = \sqrt{f_b f_h} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}}$$

IV.2- Amplificateur distribué passe-bande :

L'amplificateur distribué passe-bande (A.D.P.B) [7] est obtenu par la mise en cascade de cellules élémentaires passe-bande couplées entre elles par des FETs en source commune, comme le montre la figure (IV.2) :

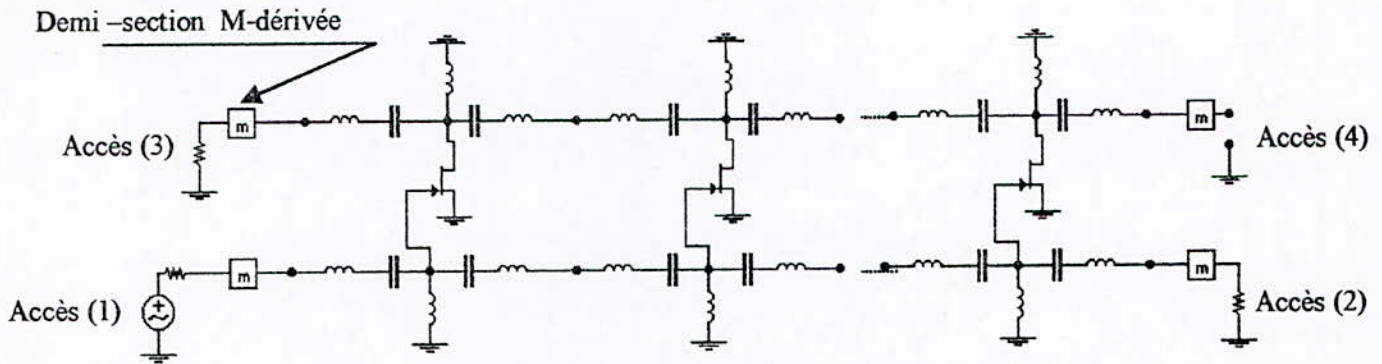


Figure IV.2 : Schéma d'un A.D.P.B

Afin d'assurer l'adaptation, les quatre accès sont fermés sur des demi-sections M-dérivées passe-bande [8]. Ces demi-sections sont schématisées par la figure (IV.3) .

- $L_{1m} = (m/2) L_{1k}$
- $C_{1m} = (2/m) C_{1k}$
- $L_{2m} = (2/m) L_{2k}$
- $C_{2m} = (m/2) C_{2k}$
- $L'_{2m} = (1-m^2 / 2m) L_{1k}$
- $C'_{2m} = (2.m / 1-m^2) C_{1k}$

Tel que $0 \leq m \leq 1$

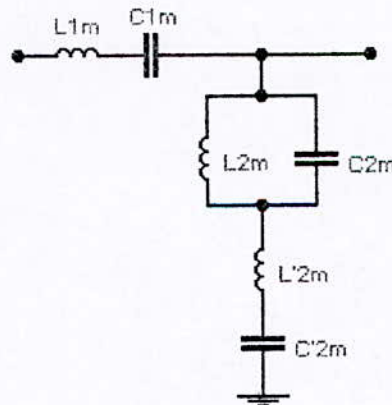


Fig.IV.3 : Demi-cellule M-dérivées passe-bande

Les cellules élémentaires de la ligne grille et drain sont alors données par les figures suivantes :

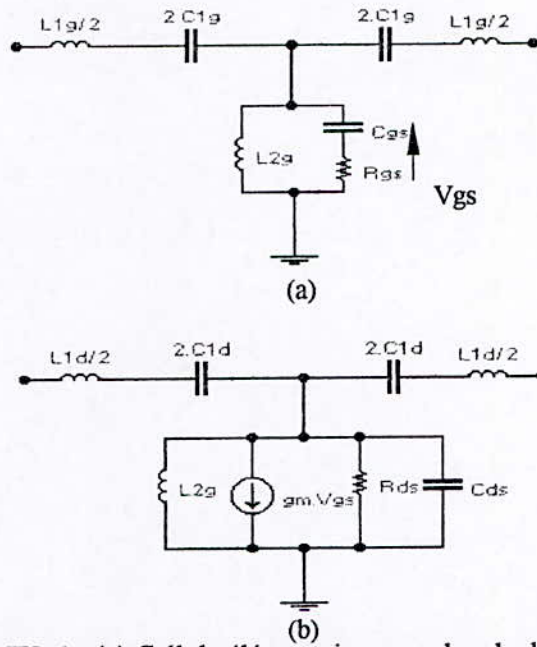


Figure IV. 4 : (a) Cellule élémentaire passe-bande de la ligne grille avec pertes
 (b) Cellule élémentaire passe-bande de la ligne drain avec pertes

IV.3- Analyse de l'A.D.P.B :

▪ Calcul du déphasage :

Afin d'avoir des signaux constructifs vers la charge, il faut s'arranger de telle sorte à avoir :

$$\beta_g = \beta_d$$

Cette condition est satisfaite en ayant : $\delta = \delta_g = \delta_d$

Ceci revient à dire : $\left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right)_{\text{drain}} = \left(\frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} \right)_{\text{grille}}$

(les cellules élémentaires grille et drain sont centrées à la même fréquence f_0)

La constante de phase des lignes grille et drain est donnée par [8] :

$$\beta \cong \arccos \left(1 - \frac{2 \cdot (1 - x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2} \right) \tag{IV.2}$$

$$\text{Tel que : } \left\{ \begin{array}{l} \bullet x_k = \frac{\omega}{\omega_0} ; \omega_0 = 2\pi \cdot f_0 ; \quad f_0 : \text{fréquence de résonance} \\ \bullet \delta = \frac{\omega_h - \omega_b}{\omega_0} : \text{bande passante normalisée} \\ \bullet \omega_b \text{ et } \omega_h : \text{fréquences de coupure basse et haute respectivement.} \end{array} \right.$$

Le gain en tension $|S_{21}|$ de l'A.D.P.B (annexe B) est donné par :

$$|S_{21}| \cong \frac{g_m \sqrt{R_{01} R_{02}} \operatorname{sh} \left[\frac{n}{2} (\alpha_g - \alpha_d) \right] e^{-n(\alpha_g - \alpha_d)/2}}{2 \left[1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2} \right]^{1/2} \operatorname{sh} \left[\frac{1}{2} (\alpha_g - \alpha_d) \right]} \quad (\text{IV.3})$$

Où :

- R_{01} ; R_{02} : Impédance image des lignes grille et drain respectivement

On prend généralement $R_{01} = R_{02} = 50 \Omega$

▪ **Atténuation au niveau de la ligne grille :**

L'atténuation au niveau de la ligne grille due à R_{gs} est donnée par la formule suivante :

$$\alpha_g \cong \frac{x_k^2 / \chi_g \delta}{\sqrt{\left[1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \delta^2} \right]}} \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Tel que : } \chi_g = \frac{\omega_g}{\omega_0} ; \omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}}$$

La figure (IV.6) indique l'évolution de l'atténuation α_g en fonction de la fréquence normalisée x_k (voir annexe D.8)

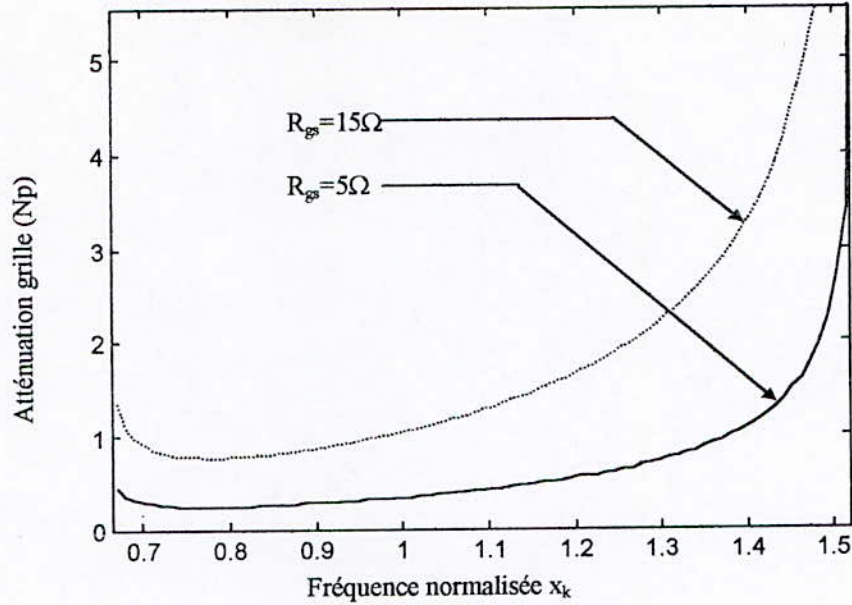


Fig.IV.5 :L'atténuation par section de la ligne grille en fonction de la fréquence normalisée

On constate d'après les courbes obtenues que le facteur d'atténuation α_g est supérieur à zéro sur toute la bande passante, ce qui correspond à une atténuation du gain de l'A.D.P.B. proportionnelle à R_{gs} .

▪ **L'atténuation au niveau de ligne drain :**

L'atténuation du signal à travers une section élémentaire de la ligne drain est donnée par :

$$\alpha_d = \frac{\chi_d / \delta}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{x_k^2 \cdot \delta^2}}} \quad (\text{IV.5})$$

où : $\chi_d = \frac{\omega_d}{\omega_0}$; $\omega_g = \frac{1}{R_{ds} C_{ds}}$

La figure suivante montre l'évolution de α_d en fonction de la fréquence normalisée. (voir annexe D.8)

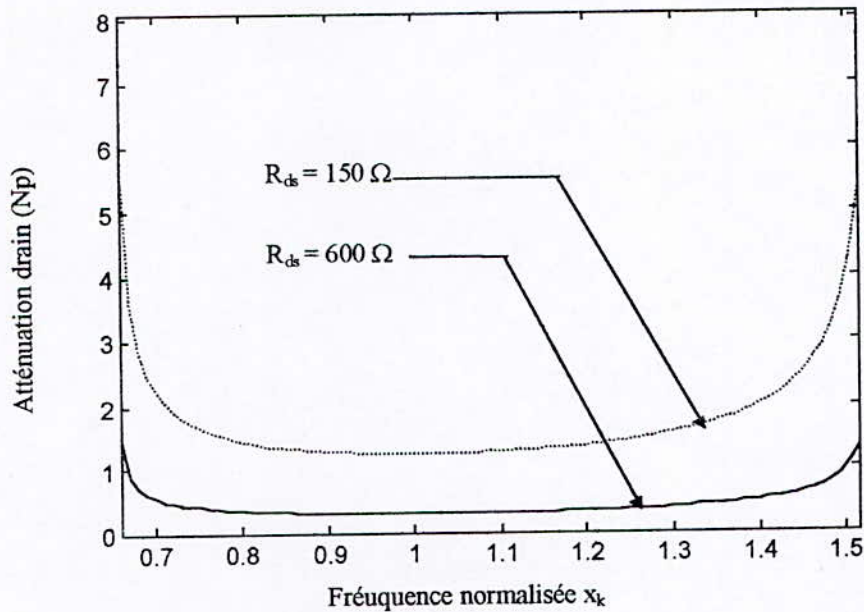


Fig.IV.6 :Atténuation par section de la ligne drain en fonction de la fréquence normalisée

On remarque d'après les courbes obtenues ci-dessus que les pertes drain varient peu à l'intérieur de la bande passante considérée d'une part, et qu'elles sont inversement proportionnelles à la valeur de R_{ds} .

IV.4- Conception d'un A.D.P.B :

Le choix des éléments composant les lignes grille et drain se fait suivant les équations suivantes [8] :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{1g}(\text{ou } L_{1d}) = \frac{R_0}{\pi(f_h - f_b)} \\ C_{1g}(\text{ou } C_{1d}) = \frac{f_h - f_b}{4\pi R_0 f_h f_b} \\ L_{2g}(\text{ou } L_{2d}) = \frac{R_0(f_h - f_b)}{4\pi(f_h f_b)} \\ C_{2g}(\text{ou } C_{2d}) = \frac{1}{\pi R_0(f_h - f_b)} \\ R_0 = \sqrt{\frac{L_{1g}(\text{ou } L_{1d})}{C_{2g}(\text{ou } C_{2d})}} = \sqrt{\frac{L_{2g}(\text{ou } L_{2d})}{C_{1g}(\text{ou } C_{1d})}} \end{array} \right. \quad (\text{IV.6})$$

Où :

- R_0 : impédance image au centre de la bande passante
- f_b ; f_h : fréquences de coupure basse et haute respectivement
- f_0 : fréquence centrale tel que $f_0^2 = f_b \cdot f_h$

La figure (IV.7) donne la courbe de gain en tension pour un A.D.P.B de 04 sections (voir annexe D.8) ($R_{gs}=5\Omega$; $C_{gs}=0.1\text{pF}$; $R_{ds}=600\Omega$; $C_{ds}=0.01\text{pF}$; $g_m=50\text{ mS}$; $L_{1g} = L_{1d} = 0.192\text{nH}$; $L_{2g} = L_{2d} = 0.037\text{nH}$; $C_{1g} = C_{1d} = 0.014\text{pF}$).

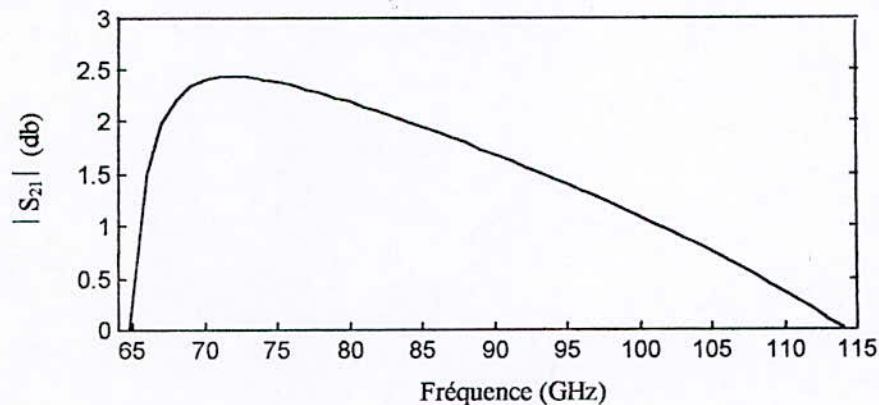


Fig.IV.7 :Gain en tension en fonction de la fréquence pour un A.D.P.B de 04 sections

On remarque d'après la courbe ci-dessus que le gain d'un A.D.P.B est faible (autour de 2dB) dans la bande de fréquence considérée (de 65 à 114 GHz), comparativement au gain d'un A.D passe-bas conventionnel pour le même nombre de sections. Cette atténuation du gain est due essentiellement aux pertes grille qui sont causées par R_{gs} .

Ceci peut être contourné en utilisant la compensation par résistance négative ou la méthode de la capacité série .[2]

La réduction de l'atténuation permet l'augmentation du nombre de FETs , ce qui implique une amélioration du gain.

CHAPITRE V

AMPLIFICATEUR DISTRIBUE PASSE
BANDE AVEC COMPENSATION EN
LIGNE D'ENTREE

V-1- INTRODUCTION :

L'analyse du chapitre précédent montre que la réponse en fréquence d'un A.D passe bande (A.D.P.B) est déterminée par les deux facteurs d'atténuation grille et drain (α_g, α_d), donnés par les relations (IV.4 et IV.5).

Dans ce chapitre on va étudier un circuit de compensation qui réduit les pertes grilles.

V-2- METHODE DE COMPENSATION EN LIGNE D'ENTREE :

Le principe de cette méthode[9] est de charger périodiquement chaque section élémentaire de la ligne grille d'un A.D conventionnel, avec un circuit de compensation passe bande, qui présente une impédance « active » (à partie réelle négative et une réactance dépendant de la fréquence) (figure (V.1) et (V.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.
- 2- Elle permet d'augmenter le produit gain-bande passante d'un montage en produisant une compensation à très large bande.

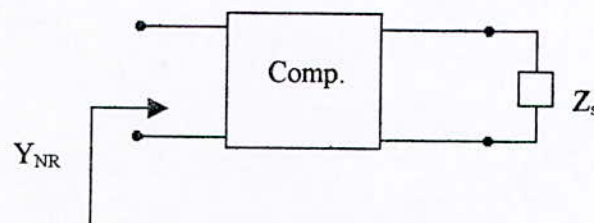


Fig.V.1 : Etage de compensation

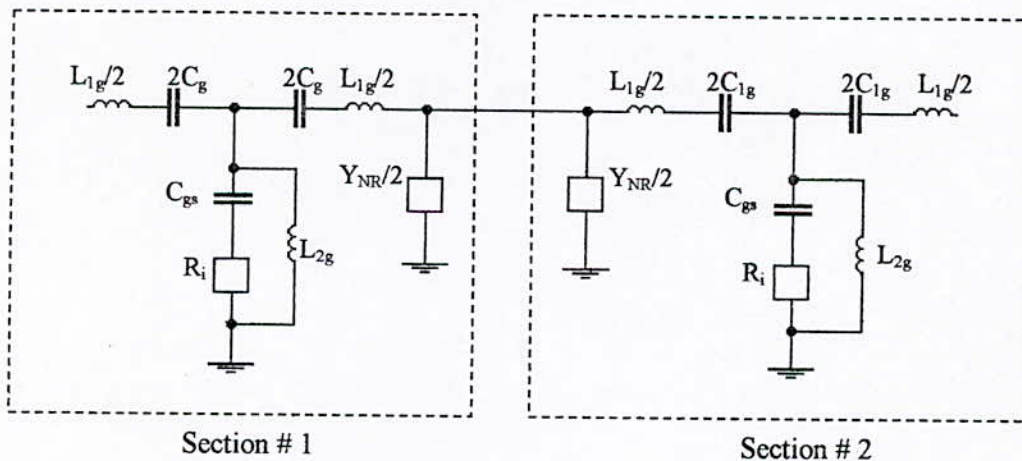


Fig.V.2 : Deux sections élémentaires de la ligne grille chargée par l'admittance de compensation Y_{NR} .

V-3- CIRCUIT DE COMPENSATION A RESISTANCE NEGATIVE (CCRN) :

- La figure(V.3) montre le (CCRN) choisi par [9].
- Le CCRN est un FET en grille commune qui produit une résistance négative R_N , sur une très large bande, et une réactance dépendant de la fréquence X .

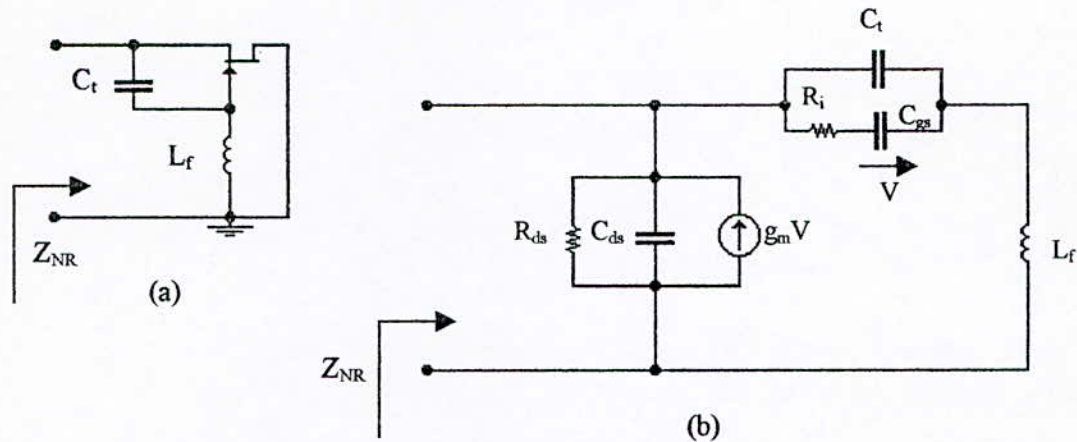


Fig.V.3 : (a) FET en grille commun.
(b) Modèle équivalent simplifié.

Z_{NR} est tel que : $Z_{NR} = R_N + jX$.

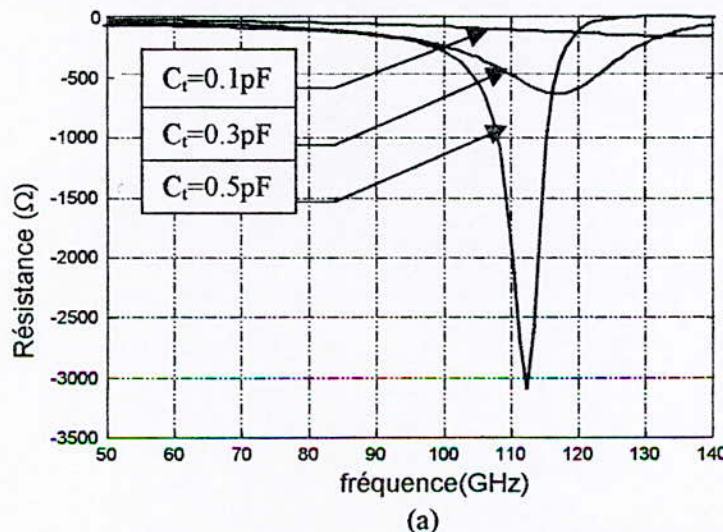
Une formule plus explicite de Z_{NR} en fonction des paramètres du montage est donnée par l'expression ci-dessous :

$$Z_{NR} = \frac{1 - \omega^2 L_f (C_t + C_{gs}) + jR_i C_{gs} \omega (1 - \omega^2 L_f C_t)}{g_m + A/R_{ds} - R_i C_{gs} C_t \omega^2 + j[\omega (C_t + C_{gs} + g_m R_i C_{gs}) + B/R_{ds}]} \quad (V.1)$$

tel que :

$$\begin{cases} A = 1 - \omega^2 L_f (C_t + C_{gs}) - \omega^2 R_i R_{ds} C_{gs} C_{ds} (1 - \omega^2 L_f C_t) \\ B = R_i C_{gs} \omega (1 - \omega^2 L_f C_t) + R_{ds} C_{ds} \omega (1 - \omega^2 L_f (C_t + C_{gs})) \end{cases}$$

La figure(V.4) illustre R_N et X pour différentes valeurs de la capacité C_t . (voir annexe D.9)



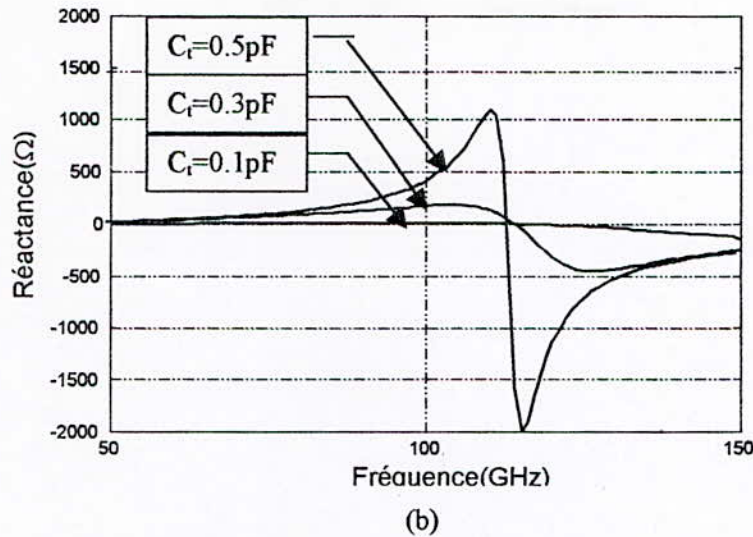


Fig.V.4 : Evolution de Z_{NR} pour différentes valeurs de C_t .

On constate d'après la figure(V.4) que le FET en grille commune produit une compensation suffisante des pertes uniquement pour des valeurs très faibles de la capacité C_t ($C_t \ll C_{gs}$).

Etant donné la complexité des expressions analytique de R_N et X , il est plus commode d'étudier la nature de Z_{NR} sous certaines conditions réalistes, qui permettront de fournir des expressions approximées de l'impédance de compensation Z_{NR} .

Ces conditions sont les suivantes:

- $\omega R_i C_{gs} \gg 1$
- $\omega^2 L_f C_t \gg 1$
- $C_t \ll C_{gs}$

L'expression (V.1) deviendra alors:

$$Y_{NR} = \frac{g_m}{1 - \omega^2 L_f C_t} + \frac{1}{R_{ds}} + j \left(\frac{\omega C_t}{1 - \omega^2 L_f C_t} + \omega C_{ds} \right) \quad (V.2)$$

La partie réelle de Y_{NR} n'est négative que si ($\omega L_f C_t \gg 1$).

Le terme indépendant de g_m dans la partie réelle de Y_{NR} (relation (V.2)) est de nature passive, il représente les pertes du MESFET.

Le terme dépendant de g_m produit la résistance négative nécessaire pour la compensation qui est proportionnelle à g_m et varie avec ($1/\omega^2$).

L'examen de la partie imaginaire va être entrepris plus loin.

V-4- ANALYSE D'UN A.D.P.B AVEC COMPENSATION:

Afin de simplifier l'analyse de l'A.D, nous avons introduit de chaque coté de l'étage de compensation (Y_{NR}) une self ($L/2$) et une capacité ($2C$).On obtient alors la cellule élémentaire (figure 5).

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

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}} \left(1 - \frac{(1 - X_K^2)^2}{\delta^2 X_K^2} \right)^{1/2} \quad (V.3)$$

où :

$X_K = \frac{f}{f_0}$ est la fréquence normalisée et f_0 est la fréquence centrale de la bande passante tel que :

$f_0 = \sqrt{f_b f_h}$ et f_b, f_h sont respectivement la fréquence de coupure basse et la fréquence de coupure haute (équation (IV.1)).

$\delta = \frac{f_h - f_b}{f_0}$ est la bande passante normalisée.

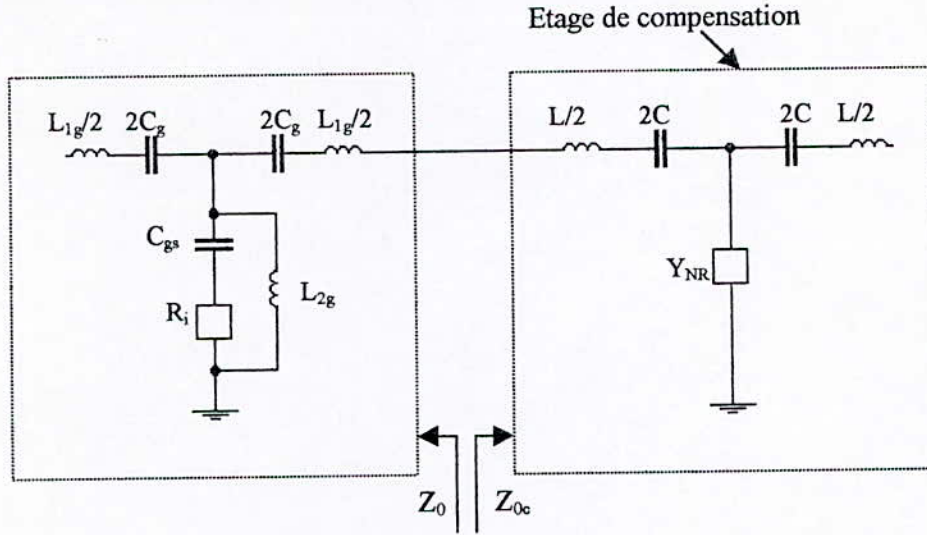


Fig.V.5 : Section élémentaire de la ligne grille d'un A.D passe-bande compensé

- La self « L » et la capacité « C » sont calculées de telle façon que l'impédance caractéristique de l'étage de compensation Z_{cc} soit égale à Z_c . Sachant que :

$$\text{Im}(Y_{NR}) \approx \frac{\omega^2 L_f C_{ds} - 1}{L_f \omega} \quad (L_f \text{ en parallèle avec } C_{ds}) \quad (V.4)$$

on a d'une part :

$$Z_{cc} = Z_{0c} \left(1 - \frac{(1 - X_K^2)^2}{\delta^2 X_K^2} \right)^{1/2} \quad (V.5)$$

tel que :

$$Z_{0c} = \sqrt{\frac{L}{C_{ds}}}$$

d'où :

$$L \approx \left(\frac{C_{ds}}{C_{gs}} \right) L_g \quad (V.6)$$

d'autre part on a :

$$Z_{0c} = \sqrt{\frac{L_f}{C}} \quad (V.7)$$

d'où :

$$C = \left(\frac{L_f}{L_g} \right) C_{gs} \quad (V.8)$$

En suivant les mêmes étapes de développement données dans [3], on obtient le facteur de compensation α_c introduit par l'étage de compensation (figure(V.5)) et qui est donné par la relation suivante :

$$\alpha_c = \frac{\delta\mu}{\sqrt{\delta\theta (2-\delta\theta)}} \quad (V.9)$$

sachant que :

$$\begin{aligned} \delta &= \frac{\omega^2 LC - 1}{2C\omega} \\ \mu &= \frac{g_m}{1 - \omega^2 L_f C_t} + \frac{1}{R_{ds}} \\ \theta &= \frac{\omega C_t}{1 - \omega^2 L_f C_t} + \omega C_{ds} \end{aligned} \quad (V.10)$$

où : R_{ds} , C_{ds} , g_m sont les paramètres du transistor FET de l'étage de compensation.

La figure(V.6) illustre l'évolution du facteur de compensation α_c en fonction de la fréquence (voir annexe D.10).

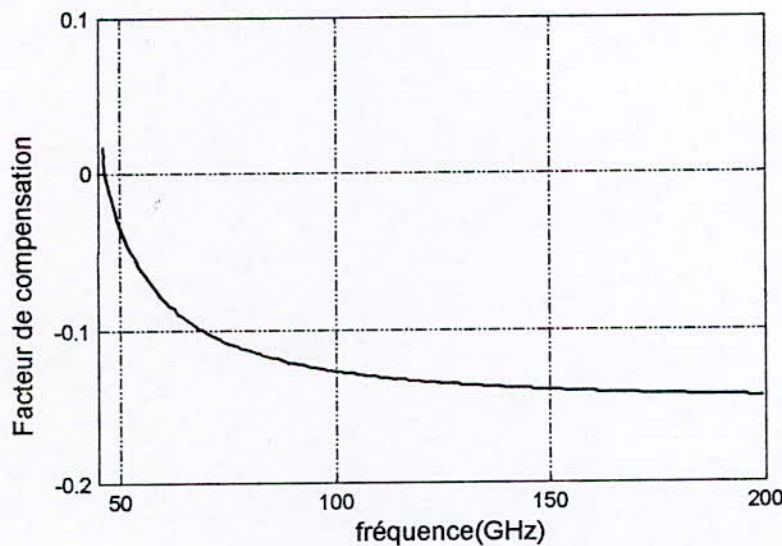


Fig.V.6 : Evolution du facteur de compensation.

Le gain en tension de l'A.D.P.B avec compensation est donné par la relation suivante [7] :

$$G_v = \frac{g_m \sqrt{Z_0^{(g)} Z_0^{(d)}} \sinh \left[\frac{n}{2} (\alpha_g - \alpha_d + \alpha_c) \right] \exp \left[-n (\alpha_g + \alpha_d + \alpha_c) / 2 \right]}{2 \left[1 - \frac{(1 - X_k^2)^2}{X_k^2 \delta^2} \right]^{1/2} \sinh \left[\frac{1}{2} (\alpha_g - \alpha_d + \alpha_c) \right]} \quad (V.12)$$

La figure (V.7) montre l'amélioration obtenue par rapport au gain d'un A.D conventionnel passe bande.(voir annexe D.10)

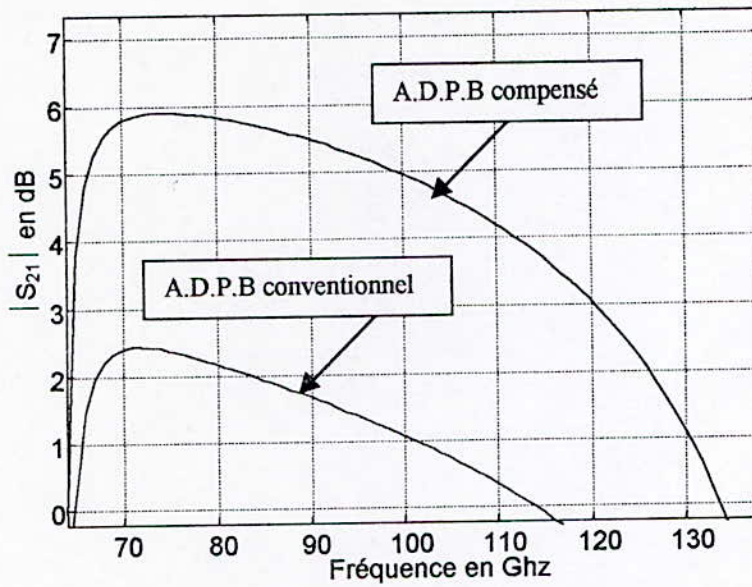


Fig.V.7 : Gain en tension en fonction de la fréquence

Les résultats obtenus(Fig.V.7) montrent, qu'avec le même transistor, le modèle compensé offre une nette amélioration du produit gain-bande passante par rapport au modèle conventionnel.

Conclusion

Nous avons abordé l'étude de l'amplificateur distribué (A.D) par la méthode des quadripôles qui utilise comme grandeurs des tensions et des courants, et la méthode de la matrice de transmission qui utilise les ondes de répartitions.

Cette dernière nous a permis d'illustrer l'évolution des signaux le long des lignes grille et drain , car contrairement à la méthode des quadripôles qui nécessitent des calculs laborieux, cette méthode évalue et quantifie , d'une manière plus simple et plus rapide, les grandeurs électriques au niveau de chaque transistor.

Nous avons adapté cette méthode afin d'étudier l'A.D bilatéral qui se caractérise par la présence d'une contre-réaction qui se manifeste par une capacité . L'analyse effectuée a permis de mettre l'accent sur l'effet de cette contre-réaction sur le gain et la bande passante de l'A.D.

Dans le but d'améliorer les performances de l'A.D, nous avons eu l'idée d'étudier le montage cascode inversé et nous sommes arrivés à augmenter la bande passante d'environ 5 GHz .

Nous nous sommes intéressé à l'amplificateur distribué passe-bande (A.D.P.B) à cause des perspectives qu'il offre dans le sens ou il y aurait la possibilité d'élargir la bande passante de l'A.D à technologie monolithique du continu jusqu'à environ 120 GHz et ceci en connectant un A.D passe bas à un A.D.P.B .

Le gain de l'A.D.P.B étant faible comparativement à celui de l'A.D passe-bas, nous avons intercaler un étage de compensation à résistance négative à l'entrée afin de réduire les atténuations. Ce modèle n'a jamais été étudié auparavant et constitue donc une originalité qui fera l'objet d'une communication ultérieure.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **K. B. Niclas, W. T. Wilser, T. R. Kritzer, R. R. Pereira** : "*On Theory and Performance of Solid State Microwave Distributed Amplifiers*". IEEE Transactions on MTT. Vol.31 pp. 447-456. June 1983.
- [2] **T. Mckay, J. Eisenberg, R. E. Williams** : "*A High-Performance 2 – 18.5 GHz Distributed Amplifier – Theory and Experiment*". IEEE Transactions on MTT. Vol.34 pp. 1559-1567. December 1986.
- [3] **S. Benaliouche, M. Khanfouci** : "*Amélioration des performances d'un amplificateur distribué conventionnel par compensation*". P.F.E pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en électronique E.N.P Juin 1998.
- [4] **S. N. Prasad, J. B. Beyer, I. S. Chang** : "*Power – Bandwidth Considerations in the Design of MESFET Distributed Amplifiers*". IEEE Transactions on MTT. Vol.36 pp. 1117-1123. July 1988.
- [5] **S. Diebelle, J. B. Beyer** : "*Attenuation Compensation in Distributed Amplifier Design*". IEEE Transactions on MTT. Vol.37 pp. 1425-1432. September 1989.
- [6] **H. Reed, L. Ware** : "*Communications circuits*". John wiley & sons Inc. 1962.
- [7] **S. N. Prasad, J. B. Beyer** : "*Band Pass Distributed Amplifier*". Microwave and Optical Wave Technologie Letters. Vol.2 pp. 349-354. October 1989
- [8] **W. C. Johnson** : "*Transmission Lines and networks*". McGraw-Hill. 1950.
- [9] **Y. H Cho, S. C. Hong, Y. S. Kwon** : "*A Low-power Monolithic GaAs FET bandpass Filter based on negative resistance techniques*". IEEE Transactions on Microwave and Guided Waves Letters. Vol.8 pp. 161-163. April 1998

ANNEXE

ANNEXE A :

CALCUL DE LA MATRICE CHAÎNE D'UNE CELLULE ELEMENTAIRE D'UN A.D

Soit la cellule élémentaire d'un A.D (figure.1) :

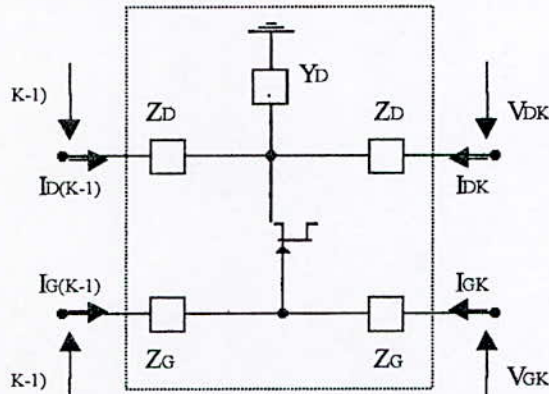


Fig.1 : Cellule élémentaire d'un A.D.

La matrice chaîne [A] de ce circuit est calculée à partir de l'équation matricielle suivante :

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

En employant les lois de Kirchoff au circuit de la figure.1 on obtient :

$$\begin{aligned} V_{D(K-1)} &= [1 + Z_D (y_D + y_{22})] V_{DK} - Z_D [2 + Z_D (y_D + y_{22})] I_{DK} + y_{21} Z_D V_{GK} - y_{21} Z_G Z_D I_{GK} \\ I_{D(K-1)} &= (y_D + y_{22}) V_{DK} - [1 + Z_D (y_D + y_{22})] I_{DK} + y_{21} V_{GK} - y_{21} Z_G I_{GK} \\ V_{G(K-1)} &= y_{12} Z_G V_{DK} - y_{12} Z_G Z_D I_{DK} + (1 + y_{11} Z_G) V_{GK} - Z_G (2 + y_{11} Z_G) I_{GK} \\ I_{G(K-1)} &= y_{12} V_{DK} - y_{12} Z_D I_{DK} + y_{11} V_{GK} - [1 + y_{11} Z_G] I_{GK} \end{aligned}$$

d'où on déduit la matrice chaîne directe [A] :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 + Z_D (y_{11} + y_{22}) & Z_D [2 + Z_D (y_D + y_{22})] & y_{21} Z_D & y_{21} Z_G Z_D \\ y_D & 1 + Z_D (y_D + y_{22}) & y_{21} & y_{21} Z_G \\ y_{12} Z_G & y_{12} Z_G Z_D & 1 + y_{11} Z_G & Z_G (2 + y_{11} Z_G) \\ y_{12} & y_{12} Z_D & y_{11} & 1 + y_{11} Z_G \end{bmatrix}$$

ANNEXE B :

CALCUL DU GAIN EN TENSION D'UN A.D.P.B

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

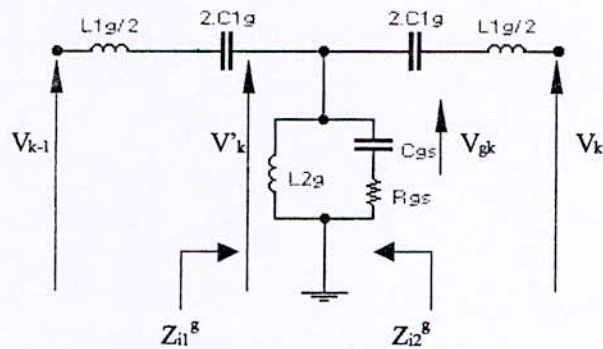


Fig.1 : $K^{\text{ème}}$ section de la ligne gate d'un AD.P.B

Nous savons que :

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

tel que :

$$\begin{cases} Z_{i1}^{(g)} = \sqrt{(L_2/C_1)(1 - ((1-x_k^2)^2/\delta^2 x_k^2))} \\ Z_{i2}^{(g)} = \sqrt{(L_2/C_1)/(1 - ((1-x_k^2)^2/\delta^2 x_k^2))} \end{cases}$$

$z_{i2}^{(g)}$; $z_{i1}^{(g)}$ 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 (figure (1)) nous donne :

$$V_{gk} = \frac{V'_k}{1 + jx_g} \quad \left(x_g = \frac{\omega}{\omega_g} ; \omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}} \right) \quad (2)$$

$$= \frac{1/j\omega C_{gs}}{R_i + 1/j\omega C_{gs}} \cdot V'_k = \frac{V'_k}{1 + jx_g}$$

En remplaçant (1) en (2) on trouve :

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

et puisque:

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

on aura

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

d'autre part :

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

où $\Phi = \arctg(x_g)$.

En remplaçant (5) dans (4), on aboutit à l'expression suivante :

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

mais $x_g \ll 1$ (puisque $\omega_g \gg \omega_c$), l'équation (5) s'écrira comme suit :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 - \frac{(1 - x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2}}} \exp\left(-k\gamma_g + \frac{\gamma_g}{2} + j\phi\right) \quad (6)$$

- Il s'agit maintenant de déterminer le courant total I_t arrivant à la charge.

Nous savons par le théorème de superposition que :

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

où : I_{0k} est le courant arrivant à la charge délivré par la $k^{\text{ème}}$ source seulement ,comme le montre la figure suivante :

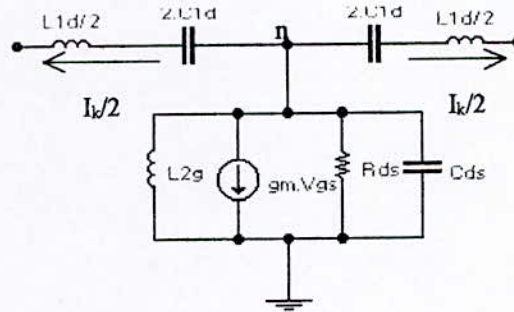


Fig.2 : $K^{\text{ème}}$ cellule de la ligne drain

Étant donné que l'impédance vue des deux cotés du nœud (N) est la même, le courant vers la charge à partir de ce nœud (n) serait $-I_k/2$. ($I_k = \frac{1}{2} g_m V_{gs}$)

- Le courant à l'entrée de la $(k+1)^{\text{ème}}$ section de la ligne drain serait I'_k , tel que :

$$I'_k = \left(\frac{-I_k}{2} \right) \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \quad (10)$$

on aura donc :

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

$Z_{i1}^{(d)}$ et $Z_{i2}^{(d)}$ sont les impédances images de la demi section en L de la cellule élémentaire drain

Dans ce cas, le courant total sera :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} \sum_{k=1}^N V_{gk} e^{-\gamma_d \left(N - k + \frac{1}{2} \right)} \quad (13)$$

En faisant le même calcul que pour les impédances images de la ligne grille on aura :

$$\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}} = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{(1-x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2} \right)}} \quad (14)$$

En remplaçant V_{gk} par sa valeur donnée en (6) et en développant ($\gamma_d = \alpha_d + j \beta_d$) et ($\gamma_g = \alpha_g + j \beta_g$) on trouve :

$$I_t = \frac{-g_m V_{in}}{2} e^{-0.5N(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh [N(\alpha_g - \alpha_d)/2]}{\sinh [(\alpha_d - \alpha_g)/2]} \quad (15)$$

le gain en puissance sera alors :
$$G_P = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|I_t|^2 \operatorname{Re}(Z_L^d)}{\left| \frac{V_{in}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} \right|^2 \operatorname{Re}(Z_{i1}^{(g)})} \quad (16)$$

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

En admettant qu'on ait adaptation à la sortie i.e. $z_{Ld} = z_{i2}^{(d)}$, sachant que :

$$\begin{cases} Z_{i1}^{(g)} = Z_{og} \left(\sqrt{1 - \frac{(1-x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2}} \right) \\ Z_L^d = Z_{od} / \left(\sqrt{1 - \frac{(1-x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2}} \right) \end{cases}$$

On aboutit à l'expression du gain en puissance de l'A.D.P.B :

$$G_P = \frac{g_m^2 Z_0^d Z_0^g}{4 \left(1 - \frac{(1-x_k^2)^2}{\delta^2 x_k^2} \right)} e^{-N(\alpha_g + \alpha_d)} \frac{\sinh^2 [N(\alpha_g - \alpha_d)/2]}{\sinh^2 [(\alpha_d - \alpha_g)/2]}$$

L'expression du gain en tension sera donc :

$$G_v = \sqrt{G_P}$$

ANNEXE C :

ELEMENT AMPLIFICATEUR CASCODE INVERSE

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

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

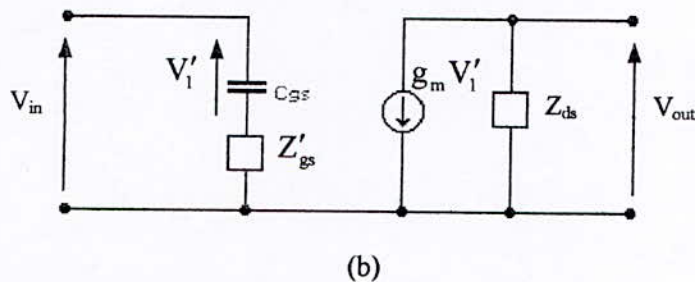
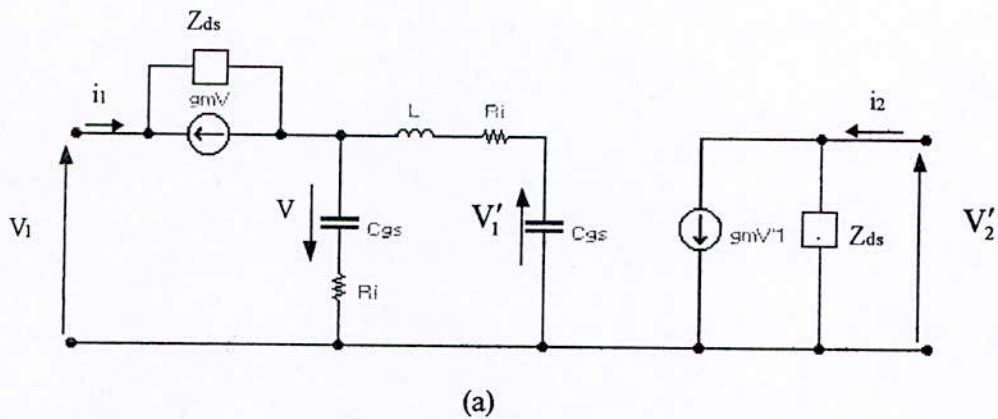


Fig. 1 : (a) Schéma équivalent simplifié du cascode inversé.

(b) Modèle du cascode inversé

L'impédance Z'_{gs} est donnée par le schéma suivant :

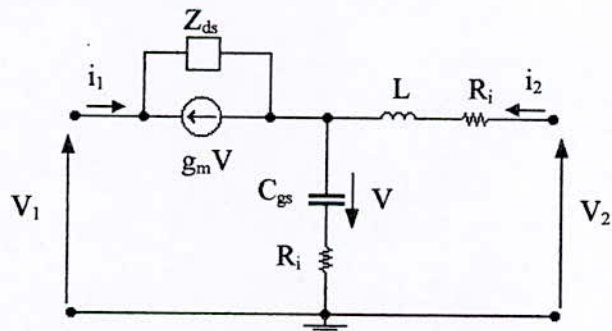


Fig.2 : Etage du montage représentant l'impédance Z'_{gs}

Le quadripôle représenté dans la figure 2 est équivalent à deux quadripôles en série Q_1 et Q_2 (figure 3) décrits par leurs matrices chaînes respectives A_1 et A_2 tel que :

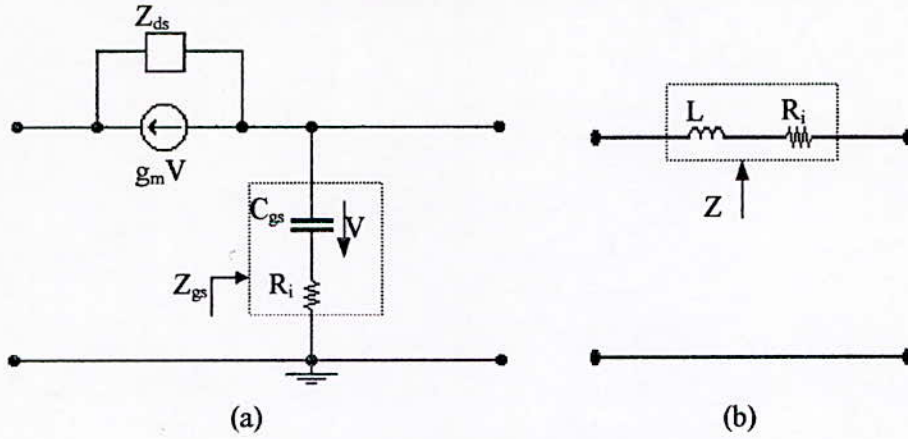


Fig. 3 : (a) Quadripôle Q_1 ; (b) Quadripôle Q_2

$$[A_1] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_{ds}}{Z_{gs}} - g_m \frac{Z_{ds}}{1 + jX_g} & Z_{ds} \\ \frac{1}{Z_{gs}} & 1 \end{bmatrix} \quad (C.1)$$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.2)$$

Où :

$$Z_{gs} = \frac{1 + jX_g}{jC_{gs}\omega} ; Z_{ds} = \frac{R_{ds}}{1 + jX_d} ; Z = R_i + \frac{1}{jC_{gs}\omega}$$

avec :

$$X_g = R_i C_{gs} \omega ; X_d = R_{ds} C_{ds} \omega$$

Le but est de calculer l'impédance Z'_{gs} afin que le circuit de la figure 2 soit équivalent au circuit suivant :

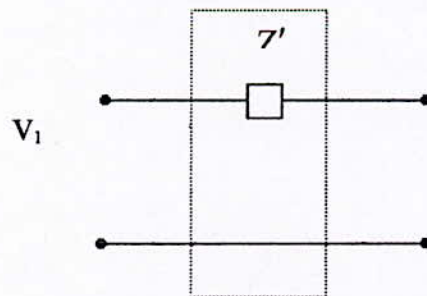


Fig. 4 : Circuit représentant l'impédance équivalente au circuit d'entrée du montage cascode inversé.

La matrice chaîne $[A]$ du quadripôle représenté dans la figure 4 est donnée comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & Z'_{gs} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.3)$$

D'autre part on a :

$$[A]=[A_1][A_2]$$

donc :

$$[A]=\begin{bmatrix} 1+\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}}-g_m\frac{Z_{ds}}{1+jX_g} & Z\left(1+\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}}-g_m\frac{Z_{ds}}{1+jX_g}\right)+Z_{ds} \\ \frac{1}{Z_{gs}} & 1+\frac{Z}{Z_{gs}} \end{bmatrix} \quad (C.4)$$

En posant : $\alpha=\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}}-g_m\frac{Z_{ds}}{1+jX_g}$, on aura :

$$[A]=\begin{bmatrix} 1+\alpha & Z(1+\alpha)+Z_{ds} \\ \frac{1}{Z_{gs}} & 1+\frac{Z}{Z_{gs}} \end{bmatrix}$$

En multipliant la 1^{ère} ligne par $\left(\frac{1}{1+\alpha}\right)$, et la 2^{ème} ligne par $\left(\frac{1}{Z_{gs}}\right)$ (Méthode de Gauss), on trouve :

$$[A]=\begin{bmatrix} 1 & Z+\frac{Z_{ds}}{1+\alpha} \\ 0 & 1-\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}(1+\alpha)} \end{bmatrix} \quad (C.5)$$

tel que : $\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}(1+\alpha)} = \frac{Z_{ds}}{Z_{gs}+Z_{ds}+g_m\frac{Z_{ds}}{jC_{gs}\omega}}$

En admettant que $C_{gs} \ll$, on aura donc :

$$\left|\frac{Z_{ds}}{Z_{gs}}\right| \ll \left|\frac{1}{1+\alpha}\right| \quad \text{et donc :} \quad \frac{Z_{ds}}{Z_{gs}(1+\alpha)} \cong 0$$

La matrice [A] devient :

$$[A]=\begin{bmatrix} 1 & Z+\frac{Z_{ds}}{1+\alpha} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (C.6)$$

En comparant les équations (C.3) et (C.6) on obtient :

$$Z'_{gs} = Z + \frac{Z_{ds}}{1+\alpha} \quad (C.7)$$

En remplaçant Z , Z_{ds} et α par leurs expressions on trouve :

$$Z'_{gs} = R_i + \frac{1 + jX_g}{(1 + jX_g)(1 + jX_d) + j\left(\frac{C_{gs}}{C_{ds}}\right)X_d - g_m R_{ds}} \quad (C.8)$$

ANNEXE D :

LISTE DES PROGRAMMES

Les courbes représentées dans cette étude ont été obtenues à l'aide des programmes que nous avons développés. Le langage utilisé est le MATLAB[®] version 5.2 1998.

D.1) Gain en puissance d'un A.D conventionnel en fonction du nombre de sections pour des éléments localisés

```
clear
Cg=1e-13;
rg=5;
Cds=1e-14;
rd=600;
Cgd=0;
gm=0.05;
L=0.25e-9;
Cd=0.9e-13;
n=input('donnez la valeur de n:');
wg=1/(rg*Cg);
wd=(1/(rd*Cds));
wc=(2/(50*Cg));
Z0=sqrt(L/Cg);

for f=1:70
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;

    Xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    Xc=w/wc;
    Yg=j*Cg*w;
    Ygd=j*Cgd*w;
    ZL=j*(L/2)*w;
    Yd=j*Cd*w;
    Dg=1/(1+j*Xg);
    Dd=1+j*Xd;
    Rd=50*(1-Xc^2);
    Rg=50*(1-Xc^2);
    %Les paramètres Yij du FET;
    Y11=Dg*Yg-Ygd;
    Y12=-Ygd;
```

```

Y21=gm*Dg+Ygd;
Y22=Dd/rd+Ygd;
%Les éléments de la matrice de transfert Ak de l'octopole élémentaire:
a11=1+ZL*(Y22+Yd);
a12=ZL+ZL*(1+ZL*(Y22+Yd));
a13=Y21*ZL;
a14=Y21*(ZL^2);
a21=Y22+Yd;
a22=1+ZL*(Y22+Yd);
a23=Y21;
a24=Y21*ZL;
a31=Y12*ZL;
a32=Y12*(ZL^2);
a33=1+Y11*ZL;
a34=ZL*(2+Y11*ZL);
a41=Y12;
a42=Y12*ZL;
a43=Y11;
a44=1+Y11*ZL;
A=[a11 a12 a13 a14;a21 a22 a23 a24;a31 a32 a33 a34;a41 a42 a43 a44];
D=A^n;
D11=D(1,1);D12=D(1,2);D13=D(1,3);D14=D(1,4);D21=D(2,1);D22=D(2,2);
D23=D(2,3);D24=D(2,4);D31=D(3,1);D32=D(3,2);D33=D(3,3);D34=D(3,4);
D41=D(4,1);D42=D(4,2);D43=D(4,3);D44=D(4,4);
C1=D43+(D44/Rg)+((D33+D34/Rg)/Z0);
C2=D23+(D24/Rg)+((D13+D14/Rg)/Rd);
C=C1*(D21+(D22/Z0))+((D11+D12/Z0)/Rd))-
C2*(D41+(D42/Z0))+((D31+D32/Z0)/Z0));
v(f)=(abs(2*C2/(Z0*C)))^2;
u(f)=10*log10(v(f));
end
plot(frequence,u,'b');
hold on;
grid;
title('Valeur du gain');
xlabel('Fréquence en GHZ');
ylabel('Gain en dB')

```

D.2) Gain en puissance d'un A.D conventionnel en fonction du nombre de sections pour des éléments distribués

```

clear
Cg=1e-13;
rg=5;
Cds=1e-14;
rd=600;
Cgd=0 ;
gm=0.05;
L=0.25e-9;
Cd=0.9e-13;
n=input('donnez la valeur de n:');
wg=1/(rg*Cg);
wd=(1/(rd*Cds));

```



```

wc=(2/(50*Cg));
Z0=sqrt(L/Cg);
Zg=125;
Zd=125;
Kg=2e-12;
Kd=2e-12;
for f=1:100
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;
    Og=Kg*w;
    Od=Kd*w;
    Xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    Xc=w/wc;
    Yg=j*Cg*w;
    Ygd=j*Cgd*w;
    ZL=j*(L/2)*w;
    Yd=j*Cd*w;
    Dg=1/(1+j*Xg);
    Dd=1+j*Xd;
    Rd=50*sqrt(1-Xc^2);
    Rg=50*sqrt(1-Xc^2);
    Les paramètres Yij du FET;
    %Y11=Dg*Yg-Ygd;
    %Y12=-Ygd;
    %Y21=gm*Dg+Ygd;
    %Y22=Dd/Rd+Ygd;
    a=cos(Od/2);
    b=j*ZL*sin(Od/2);
    c=j*sin(Od/2)/ZL;
    d=cos(Og/2);
    e=j*ZL*sin(Od/2);
    f=j*sin(Od/2)/ZL;
    %Les éléments de la matrice de transfert Ak de l'octopole élémentaire:
    a11=a*(a+b*Y22+b*Yd)+b*c;
    a12=b*(a+b*Y22+b*Yd)+b*a;
    a13=b*Y21*d;
    a14=b*Y21*e;
    a21=a*(c+a*Y22+a*Yd)+a*c;
    a22=b*(c+a*Y22+a*Yd)+a^2;
    a23=a*Y21*d;
    a24=a*Y21*e;
    a31=e*Y12*a;
    a32=e*Y12*b;
    a33=d*(d+e*Y11)+e*f;
    a34=e*(d+e*Y11)+e*d;
    a41=d*Y12*a;
    a42=d*Y12*b;
    a43=d*(f+d*Y11)+d*f;
    a44=e*(f+d*Y11)+d^2;
    A=[a11 a12 a13 a14;a21 a22 a23 a24;a31 a32 a33 a34;a41 a42 a43 a44];
    D=A^n;
    D11=D(1,1);D12=D(1,2);D13=D(1,3);D14=D(1,4);D21=D(2,1);D22=D(2,2);

```

```

D23=D(2,3);D24=D(2,4);D31=D(3,1);D32=D(3,2);D33=D(3,3);D34=D(3,4);
D41=D(4,1);D42=D(4,2);D43=D(4,3);D44=D(4,4);
C1=D43+(D44/Rg)+((D33+D34/Rg)/Z0);
C2=D23+(D24/Rg)+((D13+D14/Rg)/Rd);
C=C1*(D21+(D22/Z0)+((D11+D12/Z0)/Rd))-
    C2*(D41+(D42/Z0)+((D31+D32/Z0)/Z0));
v(f)=(abs(2*C2/(Z0*C)))^2;
u(f)=10*log(v(f));
end
plot(frequence,u,'r');
hold on;
grid;
title('Ri=50hm;Cgs=0.1pF;Rds=600Ohm;Cds=0.01pF;gm=0.05S');
Xlabel('Fréquence en GHZ')
Ylabel('Gain en dB')

```

D.3) Evolution du gain en fonction de C_{gd} :

```

clear
Cg=1e-13;
rg=5;
Cds=1e-14;
rd=600;
Cgd=input('donnez la valeur de Cgd' );
gm=0.05;
L=0.25e-9;
Cd=0.9e-13;
n=4 ;
wg=1/(rg*Cg);
wd=(1/(rd*Cds));
wc=(2/(50*Cg));
Z0=sqrt(L/Cg);
for f=1:70
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;
    Xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    Xc=w/wc;
    Yg=j*Cg*w;
    Ygd=j*Cgd*w;
    ZL=j*(L/2)*w;
    Yd=j*Cd*w;
    Dg=1/(1+j*Xg);
    Dd=1+j*Xd;
    Rd=50*(1-Xc^2);
    Rg=50*(1-Xc^2);
    %Les paramètres Yij du FET;
    Y11=Dg*Yg-Ygd;
    Y12=-Ygd;
    Y21=gm*Dg+Ygd;
    Y22=Dd/rd+Ygd;
    %Les éléments de la matrice de transfert Ak de l'octopole élémentaire:
    a11=1+ZL*(Y22+Yd);

```

```

a12=ZL+ZL*(1+ZL*(Y22+Yd));
a13=Y21*ZL;
a14=Y21*(ZL^2);
a21=Y22+Yd;
a22=1+ZL*(Y22+Yd);
a23=Y21;
a24=Y21*ZL;
a31=Y12*ZL;
a32=Y12*(ZL^2);
a33=1+Y11*ZL;
a34=ZL*(2+Y11*ZL);
a41=Y12;
a42=Y12*ZL;
a43=Y11;
a44=1+Y11*ZL;
A=[a11 a12 a13 a14;a21 a22 a23 a24;a31 a32 a33 a34;a41 a42 a43 a44];
D=A^n;
D11=D(1,1);D12=D(1,2);D13=D(1,3);D14=D(1,4);D21=D(2,1);D22=D(2,2);
D23=D(2,3);D24=D(2,4);D31=D(3,1);D32=D(3,2);D33=D(3,3);D34=D(3,4);
D41=D(4,1);D42=D(4,2);D43=D(4,3);D44=D(4,4);
C1=D43+(D44/Rg)+((D33+D34/Rg)/Z0);
C2=D23+(D24/Rg)+((D13+D14/Rg)/Rd);
C=C1*(D21+(D22/Z0)+((D11+D12/Z0)/Rd))-
C2*(D41+(D42/Z0)+((D31+D32/Z0)/Z0));
v(f)=(abs(2*C2/(Z0*C)))^2;
u(f)=10*log10(v(f));
end
plot(frequence,u,'b');
hold on;
grid;
title('Ri=50hm;Cgs=0.1pF;Rds=600Ohm;Cds=0.01pF;gm=0.05S;N=4');
xlabel('Fréquence en GHZ')
ylabel('Gain en dB')

```

D.4) Gain en puissance d'un A.D pour différentes valeurs de α en utilisant la matrice de transmission (cas unilatéral)

```

clear
alpha= input('donnez la valeur de cg:');
cg=1e-13 ;
rg=5;
rd=600;
cd=1e-14;
ld=0.25e-9;
gd=1/rd;
gm=0.05;
cpd=4e-14;
n=4;
wg=(1/(rg*cg));
wc=(2/(50*cg));
wd=(1/(rd*cd));
wcd=(2/(sqrt(ld*cd)));

```



```

wld=(rd/ld);
for f=1:70
    frequence(f)=(f)*1e9;
    w=2*pi*(f)*1e9;
    q1=((1+(j*alpha*ld*w*(gd+j*(cd*w)))/(gd+(j*cd*w))));
    k=1/q1;
    p=j*ld*w*0.5;
    q=q1/(1+(j*q1*cpd*w));
    xc=w/wc;
    xg=w/wg;
    Dg=(1/(1+j*xg));
    Dd=(1/(1+(alpha*((j*w/wld)-((4*w*w)/(wcd*wcd))))));
    za=50*sqrt(1-(w/wc)^2);
    zb=sqrt(p*(p+(2*q)));
    ra=2*acosh(1-((xc^2)/(2*(1+(j*(xg))))));
    rb=2*acosh(1+(j*ld*w/(4*q)));
    ro=0.5*(ra+rb);
    rd=0.5*(ra-rb);
    h=-0.5*gm*Dg*Dd*sqrt(za*zb);
    s=(exp(-ro*n)*(-h*(sinh(n*rd))/(sinh(rd))));
    v(f)=abs(s^2);
    u(f)=10*log10(v(f));
end
plot(1e-9*frequence,u);
pause(1)
hold on
grid;
title('Cgs=0.1pF;Rgs=5;Cds=0.01pF;Rds=600;n=4;gm=0.05;Cpd=4e-14');
xlabel('Fréquence en Ghz');
ylabel('Gain en dB');

```

D.5) Gain en puissance d'un A.D pour différentes valeurs de C_{gd} en utilisant la matrice de transmission (Cas bilatéral)

```

clear
cg=1e-13;
rg=5;
rd=600;
cd=1e-14;
ld=0.25e-9;
gd=1/rd;
gm=0.05;
alpha=0;
cpd=4e-14;
cgd=input('donnez la valeur de cdg:');
n=4;
Xin=[1;0;0;1];
a0=Xin(1);
wg=(1/(rg*cg));
wc=(2/(50*cg));
wd=(1/(rd*cd));
wcd=(2/(sqrt(ld*cd)));
wld=(rd/ld);

```

```

for f=1:70
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;
    q1=((1+(j*alpha*ld*w*(gd+j*(cd*w))))/(gd+(j*cd*w)));
    q=q1/(1+(j*q1*cpd*w));
    p=j*ld*w*0.5;
    xc=w/wc;
    xg=w/wg;
    Dg=(1/(1+j*xg));
    Dd=(1/(1+(alpha*((j*w/wld)-((4*w*w)/(wcd*wcd))))));
    za=50*sqrt(1-(w/wc)^2);
    zb=sqrt(p*(p+(2*q)));
    k=(-0.5*j*cgd*w*sqrt(za*zg));
    ra=2*acosh(1-((xc^2)/(2*(1+(j*(xg))))));
    rb=2*acosh(1+(j*ld*w/(4*q)));
    h=-0.5*gm*Dg*Dd*sqrt(za*zg);
    H=[(1+(j*za*cgd*w)) k (0.5*za*cgd*w) k; (h-k) (1-(0.5*zg*cgd*w)) (h-k)
    (-0.5*j*zg*cgd*w); (-0.5*j*za*cgd*w) (-k) (1-(j*za*cgd*w)) (-k); (-h+k)
    (0.5*j*zg*cgd*w) (-h+k) (1+(j*0.5*zg*cgd*w))];
    G=[exp(-ra) 0 0 0; 0 exp(-rb) 0 0; 0 0 exp(ra) 0; 0 0 0 exp(rb)];
    Gin=[exp(0.5*ra) 0 0 0; 0 exp(rb/2) 0 0; 0 0 exp(-ra/2) 0; 0 0 0 exp(-
rb/2)];
    Gout=inv(Gin);
    T=G*H;
    Xout=Gin*(T^n)*Gout*Xin;
    bn=Xout(2);
    s=bn/a0;
    Gain(f)=(20*log10(abs(s)));
end
plot(1e-9*frequence, Gain);
hold on
grid;
title('Cgs=0.1pF;Rgs=5;Cds=0.01pF;Rds=600;n=3;gm=0.05;alpha=0');
xlabel('Fréquence en Ghz')
ylabel('Gain en dB')

```

D.6) Distribution des tensions le long des lignes grille et drain

```

clear
cg=1e-13;
rg=5;
rd=600;
cd=1e-14;
ld=0.25e-9;
gd=1/rd;
gm=0.05;
alpha=0;
cpd=4e-14;
cgd=0;
n=4;
Ain=[1;0];
wg=(1/(rg*cg));
wc=(2/(50*cg));

```

```

wd=(1/(rd*cd));
wcd=(2/(sqrt(ld*cd)));
wld=(rd/ld);
F=zeros(4,4);
u=zeros(4,4);
for i=1:1
    for f=1:70
        frequency(f)=(f-1)*1e9;
        w=2*pi*(f-1)*1e9;
        q1=((1+(j*alpha*ld*w*(gd+j*(cd*w))))/(gd+(j*cd*w)));
        q=q1/(1+(j*q1*cpd*w));
        p=j*ld*w*0.5;
        xc=w/wc;
        xg=w/wg;
        Dg=(1/(1+j*xg));
        Dd=(1/(1+(alpha*((j*w/wld)-((4*w*w)/(wcd*wcd))))));
        za=50*sqrt(1-(w/wc)^2);
        zb=sqrt(p*(p+(2*q)));
        k=(-0.5*j*cgd*w*sqrt(za*zb));
        ra=2*acosh(1-((xc^2)/(2*(1+(j*(xg))))));
        rb=2*acosh(1+(j*ld*w/(4*q)));
        h=-0.5*gm*Dg*Dd*sqrt(za*zb);
        H=[(1+(j*za*cgd*w)) k (0.5*za*cgd*w) k;(h-k) (1-(0.5*zb*cgd*w)) (h-k)
(-0.5*j*zb*cgd*w);(-0.5*j*za*cgd*w) (-k) (1-(j*za*cgd*w)) (-k);(-h+k)
(0.5*j*zb*cgd*w) (-h+k) (1+(j*0.5*zb*cgd*w))];
        G=[exp(-ra) 0 0 0;0 exp(-rb) 0 0;0 0 exp(ra) 0;0 0 0 exp(rb)];
        Gin=[exp(-0.5*ra) 0 0 0;0 exp(-rb/2) 0 0;0 0 exp(ra/2) 0;0 0 0
exp(rb/2)];
        Gout=inv(Gin);
        T=G*H;
        m=Gout*(T^n)*Gin;
        F(:,2)=m(:,3);
        F(2,:)=m(3,:);
        F(3,:)=m(2,:);
        F(:,3)=m(:,2);
        F(1,1)=m(1,1);
        F(1,4)=m(1,4);
        F(4,1)=m(4,1);
        F(4,4)=m(4,4);
        F11=[F(1,1) F(1,2) ; F(2,1) F(2,2)];
        F12=[F(1,3) F(1,4) ; F(2,3) F(2,4)];
        F21=[F(3,1) F(3,2) ; F(4,1) F(4,2)];
        F22=[F(3,3) F(3,4) ; F(4,3) F(4,4)];
        Aout=F11*Ain;
        o=((inv(T))^(i-1))*(inv(H))*Gout;
        u(:,2)=o(:,3);
        u(2,:)=o(3,:);
        u(3,:)=o(2,:);
        u(:,3)=o(:,2);
        u(1,1)=o(1,1);
        u(1,4)=o(1,4);
        u(4,1)=o(4,1);
        u(4,4)=o(4,4);
    end
end

```



```

U11=[u(1,1) u(1,2) ; u(2,1) u(2,2)];
U12=[u(1,3) u(1,4) ; u(2,3) u(2,4)];
U21=[u(3,1) u(3,2) ; u(4,1) u(4,2)];
U22=[u(3,3) u(3,4) ; u(4,3) u(4,4)];
A=U11*Aout;
Vr=(abs(A(1))+(abs(A(2)))));
x(i)=A(1)+A(2);
bin_=h*(1+sum(x));
Win=[1;0;0;(bin_)];
Wi=(T^i)*Win;
Vr(i,f)=(abs(Wi(2))+(abs(Wi(4)))));
end
plot(1e-9*frequence,Vr);
hold on
pause(1)
hold on
end
grid;
xlabel('Fréquence en GHz')
ylabel('tension relative ')

```

D.7) Calcul du gain en puissance de l'A.D en montage cascode inversé

```

clear
Cgs=0.25e-12;
Ri=5;
Cds=0.01e-12Rds=600;
gm=0.1;
n=4;
wg=1/(Ri*Cgs);
wd=(1/(Rds*Cds));
wc=(2/(50*Cgs));
L=2500*Cgs;
for f=1:25
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;
    Xc=w/wc;
    Xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    Z0=50*(1-Xc^2);
    ag=((wc/wg)*(Xc^2))/sqrt(1-(1-((wc/wg)^2))*(Xc^2));
    ad=(wd/wc)/sqrt(1-(Xc^2));
    G1(f)=abs(((gm^2)*(Z0^2)*exp(-n*(ag+ad))*((sinh(n*(ag-
ad)/2))^2))/(4*(1-(Xc^2))*(1+(Xg^2))*((sinh((ag-ad)/2))^2));
    A=1-Xg*Xd-gm*Rds;
    B=Xg+(1+(Cgs/Cds))*Xd;
    Q=(L*w)/2;
    W=A-Xg*(B+Rds*Cgs*w);
    X=B+Rds*Cgs*w+A*Xg;
    Y=-Cgs*B*w;
    Z=Cgs*A*w;
    P=acos(1+Q*((Y*X-Z*W)/((W^2)+(X^2))));
end

```

```

    agc=(Q*((Y*W+Z*X)/((W^2)+(X^2))))/sqrt(Q*((Z*W-Y*X)/((W^2)+(X^2)))*(2-
Q*((Z*W-Y*X)/((W^2)+(X^2))));
    G2(f)=abs(((gm^2)*(Z0^2)*exp(-n*(agc+ad))*((sinh(n*(agc-
ad)/2))^2))/(4*(1-(Xc^2))*(1+(Xg^2))*((sinh((agc-ad)/2))^2));
    u(f)=10*log10(G1(f));
    v(f)=10*log10(G2(f));
end
plot(1e-9*frequence,u,);
hold on;
plot(1e-9*frequence,v);
grid;
xlabel('fréquence(GHz)');
ylabel('Gain en dB');

```

D.8) Calcul des atténuations de l'A.D.P.B

```

clear
Cgs=0.1e-12;
Rgs=5;
Rds=600;
Cds=0.01e-12;
L1=0.192e-9;
L2=0.037e-9;
C1=0.014e-12;
C2=0.077e-12;
gm=0.05;
n=4;
wg=(1/(Rgs*Cgs));
wd=(1/(Rds*Cds));
fo=(1/2*pi)*((sqrt((1/(L1*C2))+1/(L1*C1))))+(1/sqrt(L1*C2));
wo=2*pi*fo;
d=2*sqrt(L2/L1);
for f=61:150
    frequence(f)=(f)*1e9;
    w=2*pi*(f)*1e9;
    Xg=w/wg;
    xg=w/wg;
    Xd=wd/wo;
    Xk=w/wo;
    R=50;
    k=((1-Xk^2)^2)/((d^2)*(Xk^2));
    ag=((Xk^2/(Xg*d))/(sqrt(1-k)));
    ad=((Xd/d)/sqrt(1-k));
    Av((((gm*R)*exp(-n*0.5*(ag+ad)))*(sinh(0.5*n*(ag-ad)))/((2*sqrt(1-
k))*(sinh(0.5*(ag-ad)))));
    v(f)=abs(Av);
    u(f)=10*log10(abs(Av));
end
plot(1e-9*frequence,u);
axis([64 115 0 5])
xlabel('Fréquence en Ghz');
ylabel(' S21 en dB');

```

D.9) Evolution de Z_{NR} pour différentes valeurs de C_t

```
clear
Cg=7.7e-14;
Ri=2.88;
Cd=1e-14;
Rd=600;
Ct=1e-13;
Lf=0.2e-9;
gm=0.1;
wg=1/(Ri*Cg);
wd=1/(Rd*Cd);

for f=1:200
    frequence(f)=(f-1)*1e9;
    w=2*pi*(f-1)*1e9;
    Xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    K1=1-(w^2)*Lf*(Ct+Cg)-Xg*Xd*(1-(w^2)*Lf*Ct);
    K2=Xg*(1-(w^2)*Lf*Ct)+Xd*(1-(w^2)*Lf*(Ct+Cg));
    A=1-(w^2)*Lf*(Ct+Cg);
    B=Xg*(1-(w^2)*Lf*Ct);
    C=gm+(K1/Rd)-w*Ct*Xg;
    D=w*(Ct+Cg)+gm*Xg+(K2/Rd);
    O=(gm/(1-(w^2)*Lf*Ct))+(1/Rd);
    Q=((w*Ct)/(1-(w^2)*Lf*Ct))+w*Cd;
    RZ(f)=O/((O^2)+(Q^2));
    IZ(f)=-Q/((O^2)+(Q^2));
end
plot(1e-9*frequence,RZ,'r');
plot(1e-9*frequence,IZ,'b');
hold on;
grid;
xlabel('fréquence (GHz)');
ylabel('Résistance (Ohm)');
ylabel('Réactance (Ohm)');
```

D.10) Calcul de la compensation et du gain en tension de l'A.D.P.B

```
clear
Cgs=0.1e-12;
Rgs=5;
Rds=600;
Cds=0.01e-12;
L1=0.192e-9;
L2=0.037e-9;
C1=0.014e-12;
C2=0.077e-12;
gm=0.05;
n=4;
Ct=5e-13;
```



```

Lf=1.5e-10;
wg=(1/(Rgs*Cgs));
wd=(1/(Rds*Cds));
f1=(1/2*pi)*((sqrt((1/(L1*C2))+1/(L1*C1))))-(1/sqrt(L1*C2));
f2=(1/2*pi)*((sqrt((1/(L1*C2))+1/(L1*C1))))+(1/sqrt(L1*C2));
fo=sqrt(f1*f2);
Cg=1e-14;
Ri=2;
Cd=0.5e-14;
Rd=50;
gmc=0.1;
wgc=1/(Ri*Cg);
wdc=1/(Rd*Cd);
wo=2*pi*fo;
d=sqrt(4*(L2/L1))
for f=1:300
    frequence(f)=(f)*1e9;
    w=2*pi*(f)*1e9;
    Xg=w/wg;
    xg=w/wg;
    Xd=w/wd;
    Xk=w/wo;
    R=50;
    Xgc=w/wgc;
    Xdc=w/wdc;
    A=(gmc/(1-(w^2)*Lf*Ct))+(1/Rd);
    B=((w*Ct)/(1-(w^2)*Lf*Ct))+w*Cd;
    L=2500*Cd;
    C=Lf/2500;
    Q=((w^2)*L*C-1)/(2*C*w);
    At=(Q*A)/sqrt((Q*B)*(2-(Q*B)));
    k=((1-Xk^2)^2)/((d^2)*(Xk^2));
    ag(f)=((Xk^2/(Xg*d))/(sqrt(1-k)));
    agc=ag+At;
    ad=((Xd/d)/sqrt(1-k));
    adc=ad+At;
    Av(f)=(((gm*R)*(sinh(0.5*n*(agc-ad)))*exp(-
n*0.5*(agc+ad)))/(((2*sqrt(1-k))*(sinh(0.5*(agc-ad))))));
    v(f)=abs(Av(f));
    u(f)=10*log10(v(f));
end
plot(1e-9*frequence,ag,'m');
hold on
grid;
axis([0.4 1.6 0 1.8]);
xlabel('Fréquence en Ghz');
ylabel(' S21 en dB');
title('Gain en tension d''un AD passe-bande');

```