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

Université des Sciences et de la Technologie Houari BOUMEDIENE
(U.S.T.H.B.)

Faculté d'électronique et d'informatique



Mémoire

Présenté pour l'obtention du Diplôme de Magister
En ELECTRONIQUE

Spécialité : Systèmes Radio Fréquence et Micro Ondes

Par : Mr. AMRANI FAYCAL

SUJET

Etude et conception des amplificateurs distribués associés à des Diviseurs/Combineurs de puissance

Soutenu le 07/10/2007, devant le jury composé de :

Mr. B. HADDAD,	**Professeur, USTHB**	**Président**
Mr. M. TRABELSI	**Maître de conférence, E.N.P**	**Directeur de mémoire**
Mr. R. AKSAS	**Professeur, E.N.P**	**Examinateur**
Mr. R. OUSSAID	**Maître de conférence, USTHB**	**Examinateur**
Mr. B. BENAAMAN	**Chargé de cour, USTHB**	**Invité**

Remerciement

Au terme de ce travail, je tiens à exprimer mes plus sincères remerciement à mon promoteur monsieur TRABELSI Mohamed, pour m'avoir offert la possibilité d'explorer ce domaine, pour ses précieux conseils et son aide sans réserve tout au long de ce travail.

J'exprime ma plus sincère gratitude au Pr R. AKSAS, responsable du laboratoire de télécommunication à l'ENP qui a rendu possible et soutenu l'entreprise de ce travail.

Ma reconnaissance va également à Madame R. Touhami, responsable du laboratoire micro électronique à l'USTHB, pour sa disponibilité, son aide et ses conseils éclairés.

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

Sommaire

Introduction générale 1

I. Théorie des quadripôles passifs 4

I.1-Introduction 4

I.2-Théorie des quadripôles 4

I.2.1 Impédances images 4

I.2.2-Fonction de transfert 5

a) Fonction de transfert en tension 5

b) Caractéristique de transfert en puissance 6

I.3. Paramètres image et de transfert de certaines structures 6

I.3.1 Cellule en L 6

I.3.2 Section en T symétrique 8

I.3.3 Section en Π symétrique 9

I.4. Circuits « m dérivé » 10

II. Amplificateurs distribués 15

II.1 Introduction 15

II.2 Principe de base 15

II.3 Analyse du montage 18

II.3.1 Ligne de grille 18

II.3.2 Ligne de drain 20

II.4 Gain en puissance 21

II.5 Etude de la stabilité des amplificateurs 22

II.6 Facteur de bruit d'un amplificateur micro-onde 24

II.6.1 Quadripôles en cascade 25

II.6.2 Etude du bruit dans un amplificateur distribué 25

III. Diviseurs/Combineurs de puissance 27

III.1 Introduction 27

III.2 Diviseur de puissance en Té (WILKINSON) 27

III.3 Coupleur bidirectionnel 31

III.3.1 Fonctionnement 31
III.3.2 Coupleur à branches 31
III.3.3 Coupleur de Lange 33
III.4 Etude comparative 33

IV. Diviseurs de Wilkinson hybrides à large bande 37
IV.1 Introduction 37
IV.2 Caractéristiques des diviseurs de Wilkinson 37
IV.2.1 Diviseur de puissance Wilkinson (réseau A) 37
IV.2.2 Diviseur de Wilkinson large bande 1 (réseaux B) 38
IV.2.3 Diviseur de Wilkinson large bande 2 (réseaux C) 38
IV.2.4 Diviseur de Wilkinson large bande 3 (réseau D) 39
IV.3 Performances des diviseurs de puissance 39
IV.3.1 Comparaison des coefficients de réflexion S_{11} 40
IV.3.2 Comparaison des coefficients de transmission S_{21} et S_{31} 41
IV.3.3 Comparaison des coefficients de réflexion en sortie S_{22} et S_{33} 42
IV.3.4 Comparaison des coefficients d'isolation S_{23} 42

V. Contribution à l'amélioration de la bande passant d'un amplificateur distribué à un seul étage 44
V.I Introduction 44
V.2 Formulation du problème 45
V.3 Résultat- Conclusion 47

VI. Circuits de polarisation 50
VI.1 Introduction 50
VI.2 Circuits de polarisation à constantes réparties 50
VI.3 Etude des circuits de polarisation à constantes réparties 51
VI.3.1Circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde 51
VI.2.2 Circuit de polarisation à stub radial 53

VII. Conceptions d'amplificateurs distribués 55

VII.1 Introduction **55**
VII.2 Transistor et substrat choisis **55**
VII.3 Conception de l'amplificateur ADC **55**
VII.4 Conception de l'amplificateur ADNA **57**
VII.5 Conception de l'amplificateur ADNAC **59**
VII.6 Comparaison **59**
VII.7 Conception des amplificateurs distribués associés aux diviseurs/ combineurs de puissance **60**
VII.7.1 Coupleur de lange **60**
VII.7.2 Coupleur à branches **63**
VII.7.3 Diviseur de Wilkinson **63**
VII.8 Comparaison des performances des diviseurs **63**
VII.9 Conception des amplificateurs distribués associés aux Diviseurs/combineurs **67**
VII.9.1 Conception avec les diviseurs/combineurs conventionnels **67**
VII.9.2 Conception avec le diviseur/combineur à large bande **69**
VII.10 Contribution à l'amélioration des performances des amplificateurs avec diviseurs/combineurs **70**
VII.11 Conception avec un transistor réel **72**

Conclusion générale **74**

Annexe A **76**
Annexe B **81**
Annexe C **92**
Annexe D **100**

Liste des symboles

[A] : matrice de transfert directe

Q : Quadripôle

v_i : tension a l'accès i

i_i : courant à l'accès i

Z_{i1} : impédance image d'entrée

Z_{i2} : impédance image de sortie

Z_c : impédance caractéristique

γ : exposant de transfert sur image

α : l'atténuation

β : constante de phase

P_i : puissance à l'accès i

ω : pulsation

ω_c : pulsation de coupure

γ_L : exposant de transfert sur image pour une cellule en L

γ_T : exposant de transfert sur image pour une section en T

γ_π : exposant de transfert sur image pour une section en $\prod$

γ_m : exposant de transfert sur image pour une cellule m dérivée

R_L : charge à la sortie

Z_0 : impédance caractéristique des lignes de grille et de drain pour $\omega = 0$

MESFET : transistor à effet de champ

ADC : Amplificateur distribué conventionnel

L_g : inductance de la ligne de grille

L_d : inductance de la ligne de drain

C_{gs} : capacité grille source

C_{ds} : capacité drain source

V_{gs} : tension entre la grille et la source

V_{ds} : tension entre le drain et la source

R_{gs} : résistance grille source

R_{ds} : résistance drain source

Z_{Lg} : impédance de charge de la ligne de grille

Z_{Ld} : impédance de charge de la ligne de drain

g_m : transconductance

M : produit gain bande passante

A_v : gain

B : bande passante

C : capacité shunt additive à la ligne de drain

G_p : gain en puissance

G_T : gain de transfert ou gain transducique

Z_0^g : impédance caractéristique de la ligne de grille pour $\omega = 0$

Z_0^d : impédance caractéristique de la ligne de drain pour $\omega = 0$

S_{ij} : coefficients de la matrice de répartition

Ω_i : centre du cercle i

R_i : rayon du cercle i

F : facteur de bruit

S_e : puissance du signal utile à l'entrée du quadripôle

B_e : puissance du bruit à l'entrée du quadripôle

S_s : puissance du signal utile à la sortie du quadripôle

B_s : puissance du bruit à la sortie du quadripôle

k : la constante de Botzmann ($1.374x10^{-23}$ *joule / °K*)

T_0 : la température de bruit de la source standard (*290°K*)

F_{min} : le facteur de bruit minimum du transistor obtenu quand $Y_g = Y_{opt}$

Y_g : l'admittance de source (ou du générateur)

Y_{opt} : l'admittance à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit Minimum

λ : longueur d'onde

Z_{0i} : impédance caractéristique de la ligne i

f_0 : fréquence centrale

f_c : fréquence de coupure

[T] : matrice des coefficients de tension

Γ : coefficient de réflexion

W : épaisseur des lignes microrubon

S : séparation entre les lignes du coupleur de Lange

L : longueur des lignes

h : hauteur du diélectrique

t : épaisseur du métal

ε_r : permittivité relative du diélectrique

ε_{eff} : permittivité efficace de la ligne microrubon

ADNA : amplificateur distribué non adapté

ADNAC : amplificateur distribué à un seul étage conventionnel

ADC4 : amplificateur distribué conventionnel à quatre étage

ADW1 : amplificateur distribué avec Wilkinson 1

ADW2 : amplificateur distribué avec Wilkinson 2

ADWConventionnel : amplificateur distribué avec Wilkinson conventionnel

E_g : f.e.m du générateur

ε : taux d'ondulations

Z_{0e} : impédance paire

Z_{0o} : impédance impaire

C_p : facteur de couplage

Introduction générale

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 larges. L'amplificateur distribué (AD) répond au mieux à cette exigence, car sa réponse fréquentielle s'étend du continu jusqu'à quelques dizaines de GHz.

En réalité, le concept de l'amplification distribuée est connu depuis 1936, mais son développement n'a vu le jour que ces vingt dernières années**.**

L'amplificateur distribué conventionnel peut être assimilé à deux lignes artificielles (ligne de grille et ligne de drain) constituées d'un certain nombre de quadripôles identiques et couplées mutuellement au moyen de la transconductance des transistors à effet de champ utilisés.

Des recherches ont été menées, à travers le monde, pour améliorer les performances de ce dispositif. Pour y arriver, certains chercheurs ont apporté quelques modifications en termes de grandeurs à certains éléments constitutifs de l'AD conventionnel alors que d'autres chercheurs ont proposé des changements notables au niveau de sa topologie.

Ces modifications ont permis de donner naissance à de nouvelles structures, caractérisées essentiellement par un gain sensiblement élevé comparativement à celui obtenu par l'AD conventionnel ; même si les nouvelles structures qui en découlent sont différentes, elles gardent malgré tout cet aspect de deux lignes couplées l'une à l'autre par la transconductance.

L'étude des caractéristiques de l'AD et des nouvelles structures se fait donc en utilisant la théorie des quadripôles. Cette étude se rapporte en particulier à celle des impédances caractéristiques des lignes, du gain en puissance et de la bande passante de chacun de ces dispositifs.

Aucune attention n'a été accordée à l'amélioration de la bande passante d'une structure résultant de l'AD conventionnel, ce qui nous a amenés à prendre en charge cet aspect. L'idée principale qui nous a guidés à contribuer à cette amélioration est que cette structure se voit affranchie de la contrainte qui veut que les lignes couplées soient adaptées. Cet état de fait nous procure donc deux degrés de liberté à savoir l'impédance caractéristique de la ligne de grille et celle de la ligne de drain. L'approximation par le polynôme de Tchebychev de la réponse fréquentielle de cette structure est jugée la plus appropriée car comme les lignes sont ouvertes à l'une de leurs extrémités, les ondes qui s'y propagent sont stationnaires.

Pour cela, nous avons développé et mis en œuvre une méthode basée sur l'approximation de la réponse fréquentielle d'un amplificateur distribué à un seul étage par ce polynôme. De cette méthode, nous avons établi une technique de conception concernant ce type d'amplificateurs.

Comme résultat, nous avons obtenu une bande passante environ deux fois plus grande que celle d'un amplificateur conventionnel de même configuration, et jusqu'à 40% comparativement à celle de l'AD et ce quel que soit le type de transistor. Ce résultat a été confirmé par le logiciel de simulation micro onde, en l'occurrence « Microwave Office ».

Notre objectif consistait également à étudier et à concevoir l'AD conventionnel et les nouvelles structures qui en découlaient. Ces dernières comportent des diviseurs/combineurs. Parmi ces diviseurs/combineurs, le diviseur/combineur de Wilkinson, le coupleur à branche et le coupleur de Lange ont suscité notre intérêt.

Compte tenu du fait que la bande passante des nouvelles structures soit considérée comme une caractéristique importante et fortement dépendante des comportements de ces diviseurs/ combineurs, nous avons donc été poussés à étudier les performances de ces derniers dans le domaine fréquentiel à l'aide de la matrice de répartition. Du fait que chacun de ces circuits présente un plan de symétrie, leur caractérisation est rendue plus facile par la technique dite quadripolaire (modes paire et impaire). Cette caractérisation nous a permis de déduire que le diviseur/combineur de Wilkinson possède une meilleure bande passante. Pour agrandir encore davantage cette bande passante, nous avons modifié sa structure en insérant des lignes ayant des caractéristiques particulières.

Il faut aussi ajouter l'étude que nous avons menée en ce qui concerne les circuits de polarisation à constantes réparties et ce en raison de leur influence sur le gain et la bande passante des dispositifs.

Notre travail est divisé en sept chapitres:

Le premier chapitre fait appel à toutes les notions fondamentales des quadripôles sur lesquelles est basée l'analyse des amplificateurs distribués.

Le chapitre II est consacré à une étude détaillée de l'AD conventionnel.

Le chapitre III a pour objet l'étude des diviseurs/combineurs, ponctuée par une comparaison de leurs performances.

Dans le chapitre IV, nous proposons différentes structures modifiées du diviseur de Wilkinson à large bande avec une évaluation de leurs performances.

Dans le chapitre V, nous présentons notre propre contribution relative à l'élargissement de la bande passante.

Le chapitre VI est consacré à l'étude des différents circuits de polarisations à constantes réparties des transistors microondes.

Le chapitre VII englobe toutes les conceptions que nous avons effectuées et les simulations de leurs paramètres caractéristiques à l'aide du logiciel « Microwave Office ».

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

Théorie des quadripôles passifs

I.1-Introduction

Même si l'amplificateur distribué est constitué d'un certain nombre de transistors à effet de champ, sa topologie permet de le subdiviser en deux circuits passifs couplés unilatéralement par les transconductances des transistors. Chacun des deux circuits comprend des quadripôles passifs identiques du type « k constant » [1], connectés en cascade. Cette manière de représenter l'amplificateur distribué a surtout pour but de faciliter son étude en utilisant évidemment la théorie des quadripôles.

I.2-Théorie des quadripôles

La théorie des quadripôles repose sur les lois de l'électricité et elle a pour objectif la caractérisation de ce type de circuits. Comme ces quadripôles sont connectés en cascade, il est évidemment plus commode d'employer leur matrice de transfert directe qui s'écrit :

$$[T]=\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

Cette matrice met en relation les grandeurs électriques en entrée et en sortie d'un quadripôle Q (fig. I.1) comme suit :

$$\begin{cases} v_1 = Av_2 - Bi_2 \\ i_1 = Cv_2 - Di_2 \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

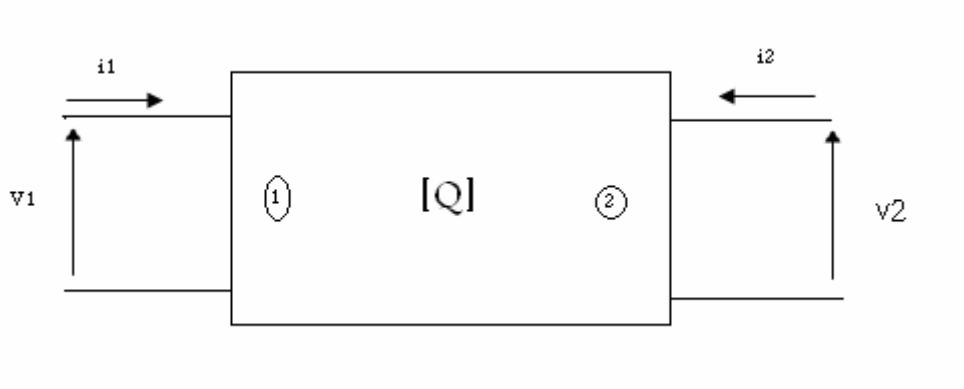


Fig. I.1 : Quadripôle

I.2.2 Impédances images

Parmi les paramètres caractéristiques d'un quadripôle, il y a les deux impédances images d'entrée Z_{i1} et de sortie Z_{i2} dont l'utilisation conduit à un calcul relativement simple

de la fonction de transfert, et plus particulièrement lorsqu'il s'agit d'un circuit résultant d'une succession de quadripôles identiques. L'impédance Z_{i1} est vue à l'accès (1) de Q lorsque l'accès (2) est fermé sur Z_{i2} et vice versa (fig.I.2.).

De la matrice de transfert directe, on peut exprimer ces impédances comme suit [1]:

$$Z_{i1} = \sqrt{\frac{AB}{CD}} \tag{I.2}$$

$$Z_{i2} = \sqrt{\frac{BD}{AC}} \tag{I.3}$$

Dans le cas d'un quadripôle symétrique, on définit une seule impédance en l'occurrence l'impédance caractéristique Z_c telle que $Z_c = Z_{i1} = Z_{i2}$.

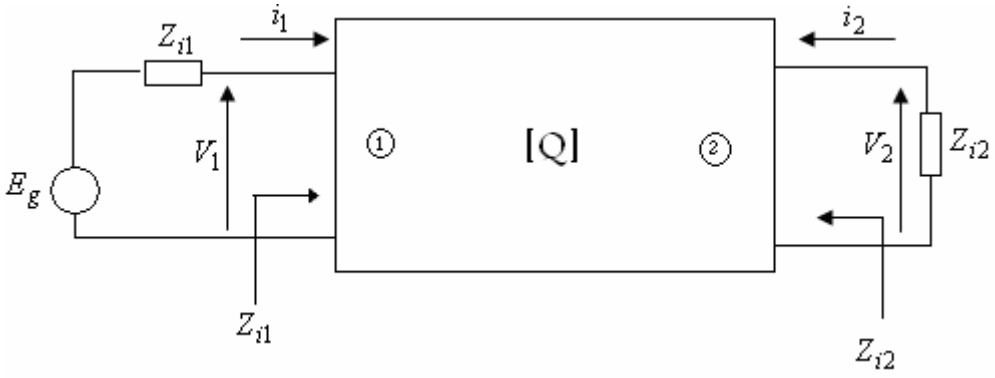


Fig. I.2 : Quadripôle fermé sur ces impédances image

I.2.3-Fonction de transfert

Plusieurs fonctions de transfert caractérisent un quadripôle chargé à l'accès 2. On s'intéressera d'abord à la fonction de transfert en tension, ensuite à la fonction de transfert en puissance. Ces fonctions de transfert sont calculées en chargeant le quadripôle par son impédance image Z_{i2}.

a) Fonction de transfert en tension

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

$$\frac{V_2}{V_1} = \sqrt{\frac{D}{A}}\frac{1}{\sqrt{AD}+\sqrt{BC}} = \sqrt{\frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}}e^{-\gamma} \tag{I.4}$$

En considérant les relations (1.2) et (1.3), on trouve :

$$e^{-\gamma} = \frac{1}{\sqrt{AD}+\sqrt{BC}} \tag{I.5}$$

Si le quadripôle est passif, le déterminant de la matrice de transfert vaut l'unité et l'expression (I.5) devient alors :

$$e^{-\gamma} = \sqrt{AD} - \sqrt{BC} \tag{I.6}$$

Avec $\gamma = \alpha + j\beta$, l'exposant de transfert sur image, où α le cœfficient d'atténuation et β la constante de phase.

b) Caractéristique de transfert en puissance

La fonction de transfert en puissance, définie comme étant le rapport de la puissance P_2 à l'accès (2) à la puissance P_1 à l'accès (1), est :

$$\frac{P_2}{P_1} = -\left(\frac{i_2}{i_1}\right)^*\left(\frac{v_2}{v_1}\right) \tag{I.7}$$

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

$$\frac{P_2}{P_1} = \sqrt{\frac{Z_{i2}Z_{i1}^*}{Z_{i1}Z_{i2}^*}}\, exp(-(\gamma + \gamma^*)) \tag{I.8}$$

Où encore :

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha}\left[arg(Z_{i2}) - arg(Z_{i1})\right] \tag{I.9}$$

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

Si $\alpha \neq 0$ et Z_{i1}, Z_{i2} réelles on obtient :

$$\frac{P_2}{P_1} = e^{-2\alpha} \tag{I.10}$$

I.3. Paramètres image et de transfert de certaines structures

I.3.1 Cellule en L

Le calcul des éléments de la matrice de transfert d'une cellule en L (fig. I.3) donne :

$$A = 1 + \frac{Z_a}{Z_b} \qquad B = Z_a \qquad C = \frac{1}{Z_b} \qquad D = 1 .$$

Dans ces conditions, les impédances Z_{i1}, Z_{i2} et l'exposant γ s'écrivent:

$$Z_{i1} = \sqrt{Z_a Z_b}\left(1 + \frac{Z_a}{Z_b}\right)^{\frac{1}{2}} \tag{I.11}$$

$$Z_{i2} = \sqrt{Z_a Z_b}\left(1 + \frac{Z_a}{Z_b}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{I.12}$$

$$\gamma_L = \alpha + j\beta = \cosh^{-1}\left(\sqrt{1+\frac{Z_a}{Z_b}}\right) \tag{1.13}$$

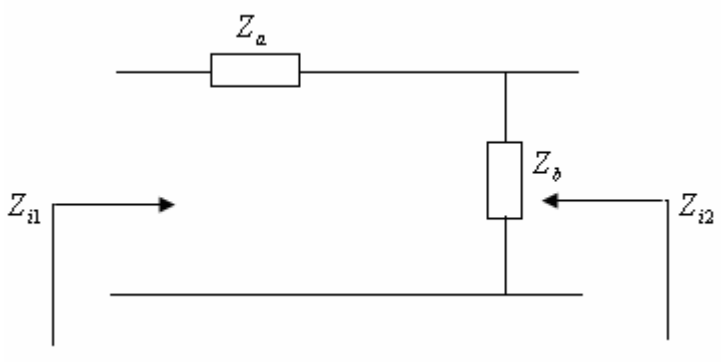


Fig. I.3 : Cellule en L

L'un des exemples de la cellule en L est le circuit de la figure (I.4), appelé « circuit k constant », où $Z_a = j\frac{L}{2}\omega$ et $Z_b = \frac{2}{jC\omega}$. Cette dénomination vient du fait que le produit $Z_a Z_b$ soit invariable avec la fréquence. Les relations (I.11), (I.12) et (I.13) donnent:

$$Z_{i1} = Z_0\left(1 - X_c^2\right)^{1/2} \tag{I.14}$$

$$Z_{i2} = Z_0\left(1 - X_c^2\right)^{-1/2} \tag{I.15}$$

$$\gamma_L = \alpha + j\beta = \cosh^{-1}\sqrt{1 - X_c^2} \tag{I.16}$$

Où $X_c = \frac{\omega}{\omega_c}, \omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}, Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}, \omega$ la pulsation et ω_c la pulsation de coupure.

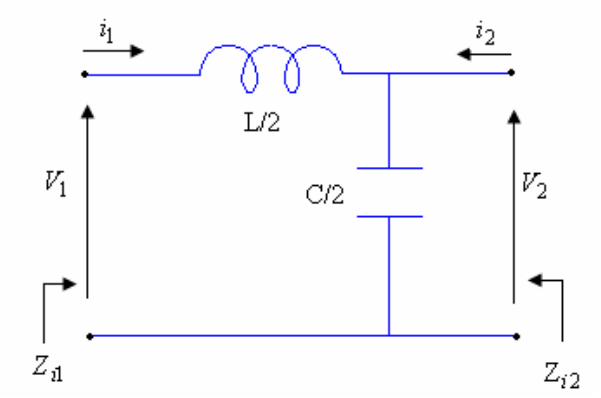


Fig. I.4 : Cellule en L « k constant »

I.3.2 Section en T symétrique

Pour la section en T symétrique (fig. I.5), l'impédance caractéristique est donnée par (I.11) et son exposant de transfert sur image est :

$$\gamma_T = 2\gamma_L \tag{I.17}$$

où γ_L est donné par (1.13)

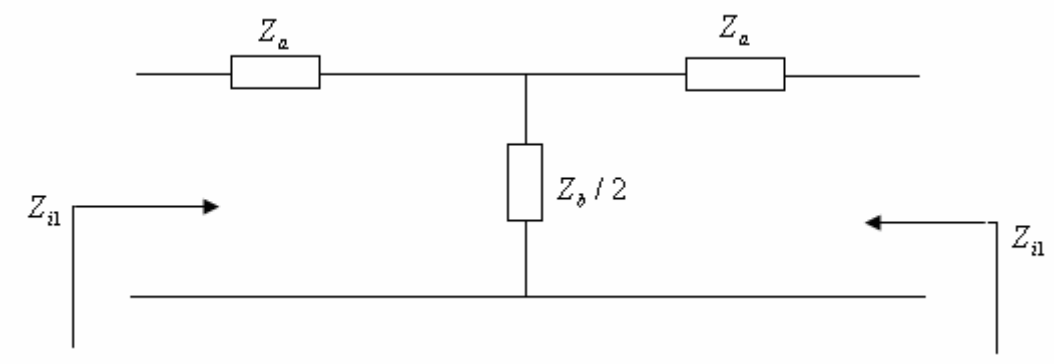


Fig. I.5 : Section en T symétrique

La section en T symétrique peut être obtenue par la mise en cascade de deux cellules en L comme l'indique la figure (I.6).

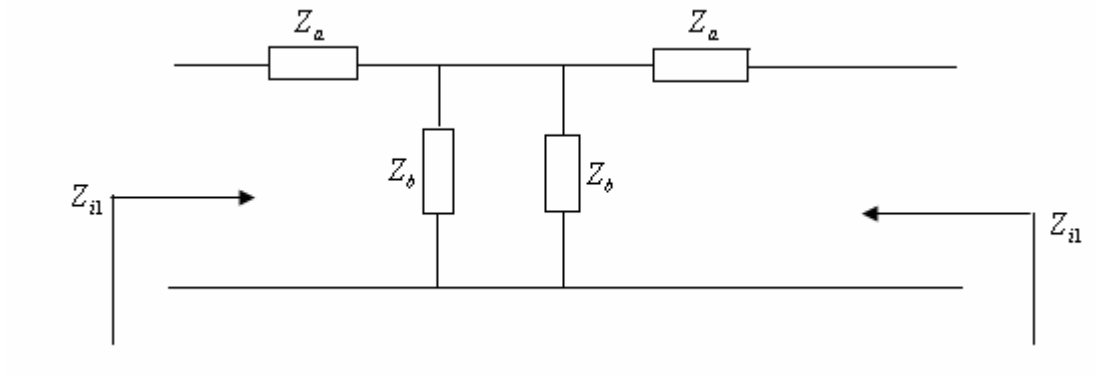


Fig. I.6: Section en T à partir de deux cellules en L

Le circuit de la figure (I.7) en est un exemple et présente un intérêt pour les amplificateurs distribués car il en est l'un des éléments constitutifs. Son impédance caractéristique est donnée par (I.14) et son exposant de transfert par :

$$\gamma_T = 2\gamma_L = 2\cosh^{-1}\sqrt{1 - X_c^2} \tag{I.18}$$

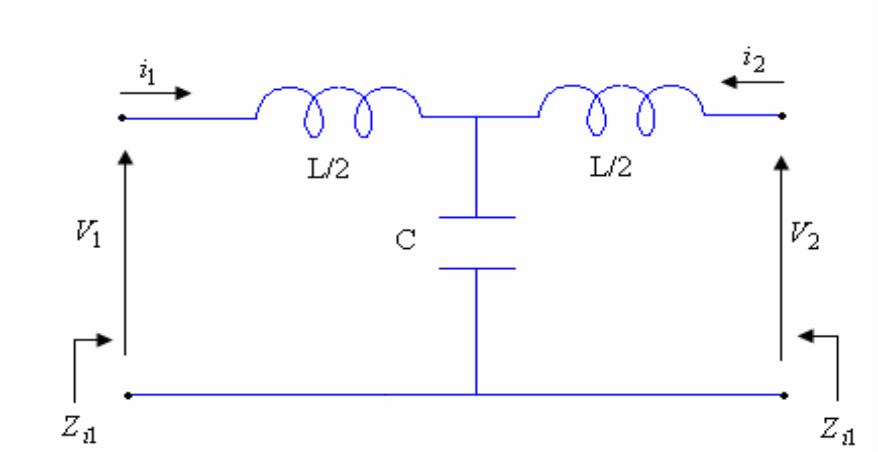


Fig.I.7 : Section en T symétrique « k constant »

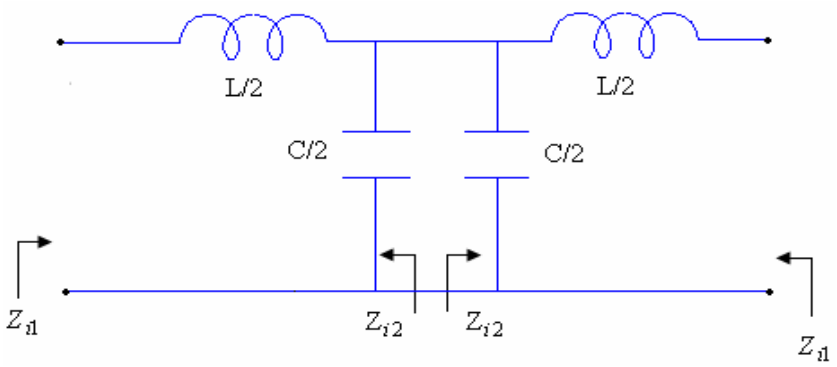


Fig. I.8 : Section en T à partir de deux cellules en L

I.3.3 Section en Π symétrique

Sa topologie a la forme de Π (fig. I.9) ; son impédance caractéristique est donnée par (I.12) et son exposant de transfert sur image par (I.17).

Le circuit « k constant » ayant la même forme (fig. I.10) peut résulter aussi d'une mise en cascade particulière de deux cellules en L (fig. I.11). Ce circuit a une impédance caractéristique dont l'expression est donnée par (I.15) et un exposant de transfert sur image exprimé par (I.18).

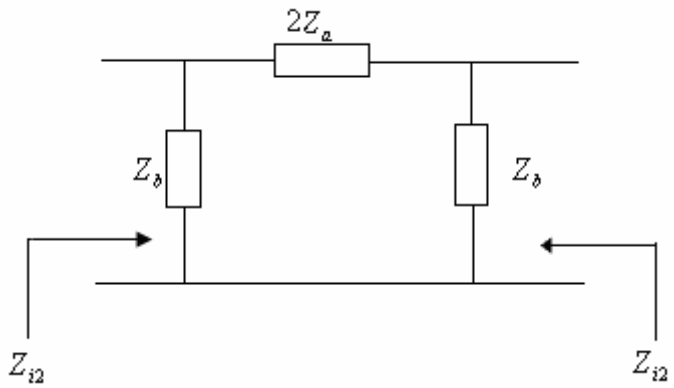


Fig. I.9: Section en Π

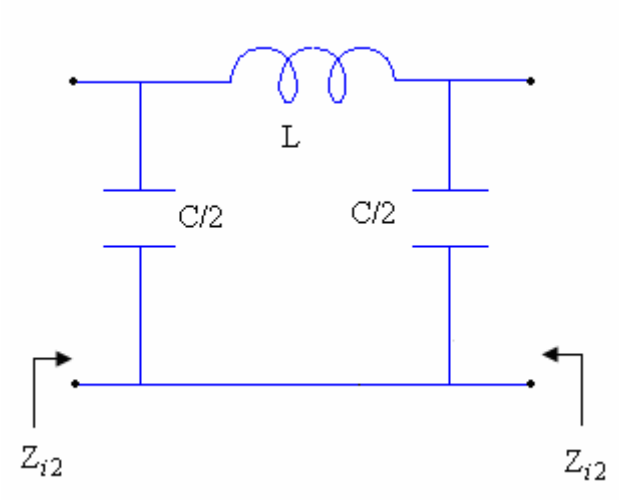


Fig. I.10 : Section en Π « k constant »

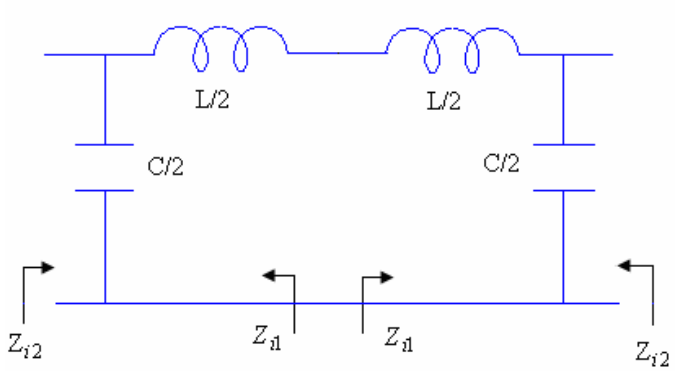


Figure. I.11 : Section en Π à partir de deux cellules en L

I.4. Circuits « m dérivé »

Les impédances caractéristiques des sections en T et en Π sont toutes les deux fonctions de la fréquence. Un problème de désadaptation se posera alors à la sortie de tels quadripôles si la charge R_L est une résistance de valeur constante. Pour pallier à ce problème, on intercale un quadripôle $[Q_1]$ appelé circuit « m dérivé » entre l'une des deux sections et R_L ($R_L = Z_0$), afin d'assurer l'adaptation (fig.I.11). Il est évident que $[Q_1]$ n'est pas un quadripôle symétrique.

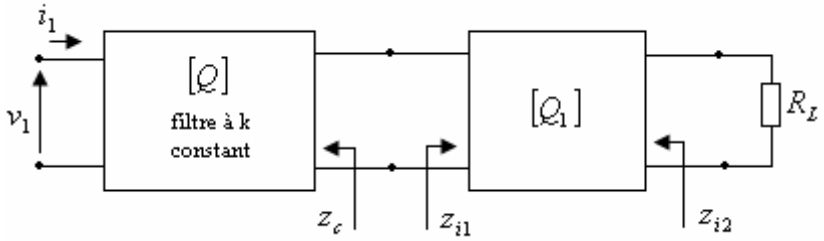


Fig. I.11: adaptation à l'aide d'un quadripôle $[Q_1]$

Le quadripôle « m dérivé » $[Q_1]$ peut avoir deux topologies selon qu'il soit associé à une cellule en "L" (fig.I.12) ou à une cellule en "Π" (fig.I.13).

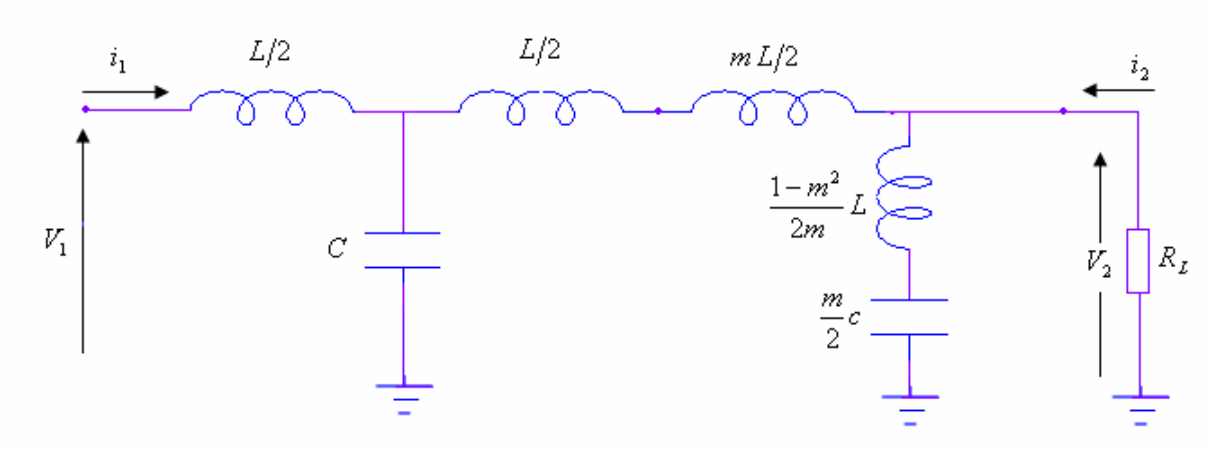


Fig. I.12 : Adaptation avec un quadripôle m dérivé associé à une cellule en "L".

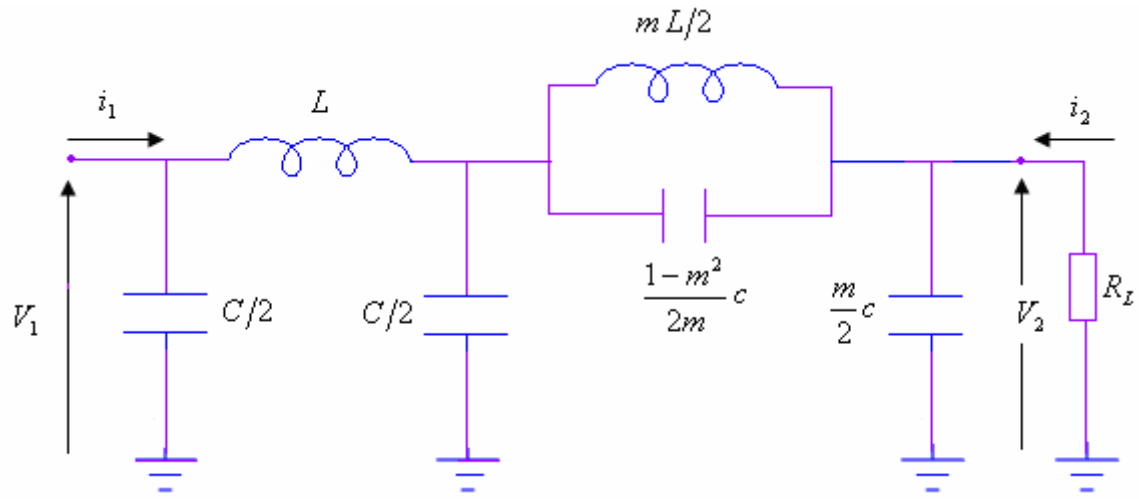


Fig. I.13 : Adaptation avec un quadripôle m dérivé associé à une cellule en "Π".

Pour la topologie associée à une cellule en "L" (fig. I.14), il faut :

$$Z_{i1} = Z_c = Z_0\left(1 - X_c{}^2\right)^{1/2} \qquad \text{(I.19a)}$$

$$Z_{i2} \cong R_L \cong C^{te} \qquad \text{(I.19b)}$$

A partir de ces deux conditions et en appliquant la relations (I.12) à cette topologie, on obtient après simplification l'expression (I.19a) et :

$$Z_{i2} = Z_0 \frac{1 - X_c^2\left(1 - m^2\right)}{\sqrt{1 - X_c^2}} \qquad \text{(I.20)}$$

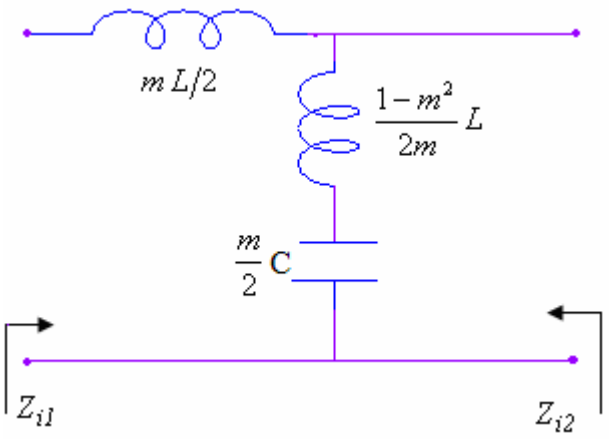


Fig.I.14: Quadripôle $[Q_1]$ m dérivé associé à une cellule en "L"

Pour la topologie associée à une cellule en "Π" (I.15), il faut vérifier la relation (I.19b) et :

$$Z_{i1} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - X_c^2}} \tag{I.21}$$

En appliquant la relation (I.12), on aboutit à :

$$Z_{i2} = \frac{Z_0 \sqrt{1 - X_c^{\,2}}}{\left(1 - \left(1 - m^2\right) X_c^2\right)} \tag{I.22}$$

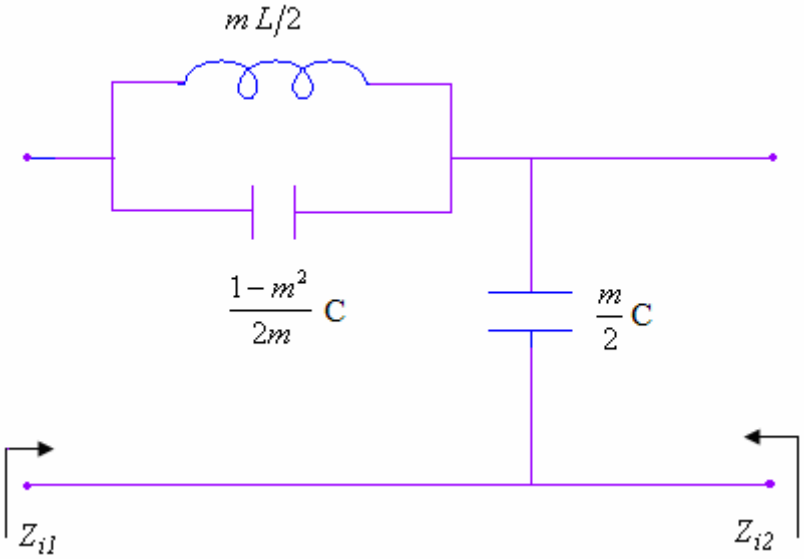


Fig.I.15: Quadripôle $[Q_1]$ m dérivé associé à une cellule en "Π".

La figure I.16 représente les variations de $\left(\frac{Z_{i1}}{Z_0}\right)$ et $\left(\frac{Z_{i2}}{z_0}\right)$ en fonction de la fréquence normalisée pour m = 0,6 [2] correspondant à la topologie associée à une cellule en "L" . On constate que $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ est à peu prés constant jusqu'à $X_c = 0{,}7$ alors que $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$ est variable sur toute la gamme de fréquence. Le même résultat est obtenu pour la topologie associée à une cellule en "Π" avec m = 0.6.

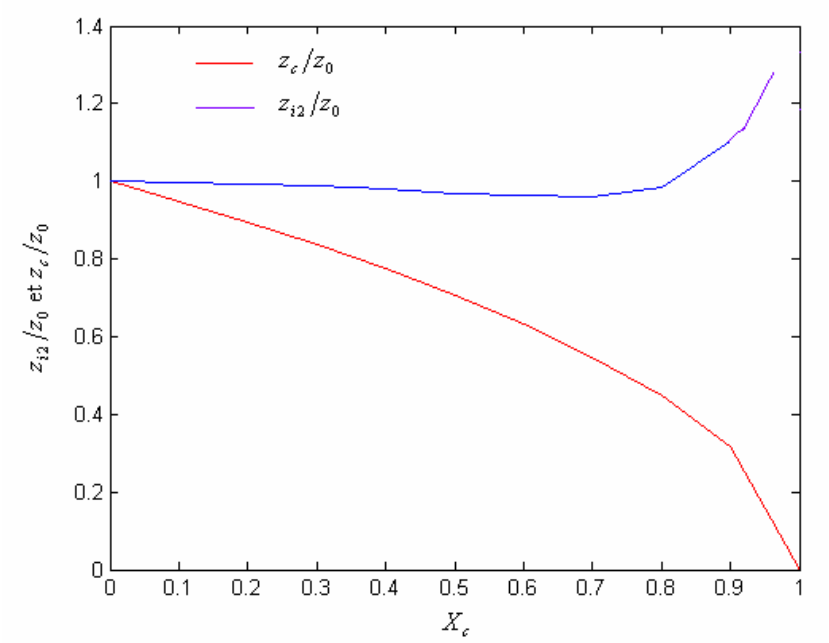


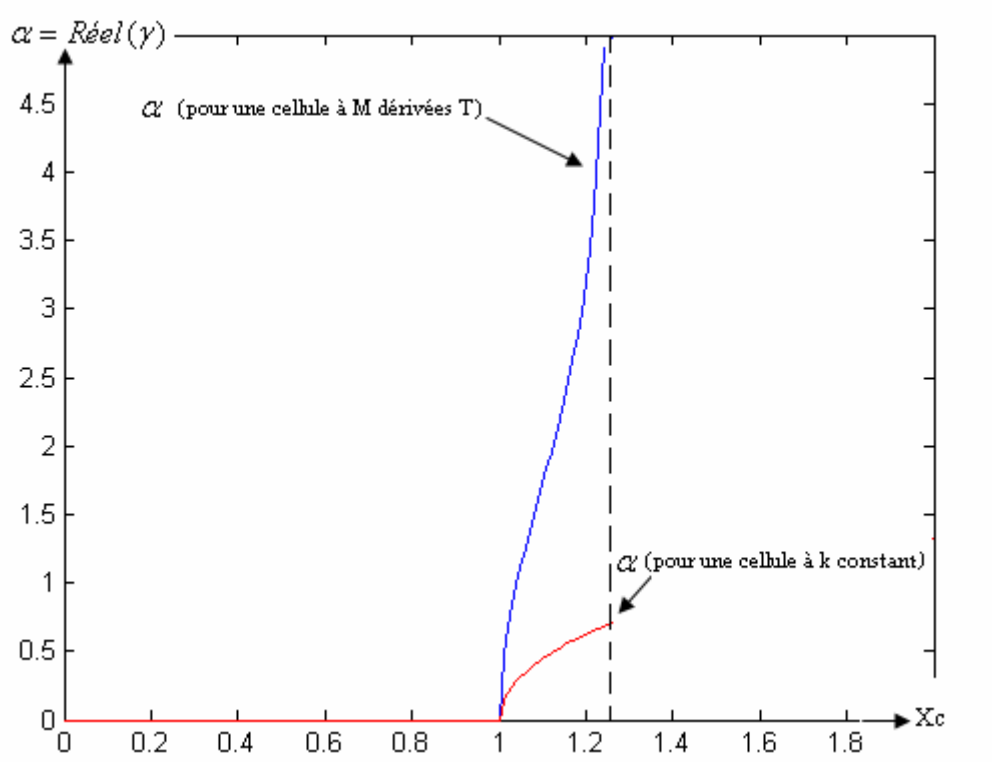
Fig.I.16: Courbes donnant $\left(\frac{Z_{i2}}{Z_0}\right)$ et $\left(\frac{Z_c}{Z_0}\right)$ en fonction de Xc pour la cellule en "L"

En appliquant la relation (I.13), l'exposant de transfert sur image d'un quadripôle m dérivé s'écrit :

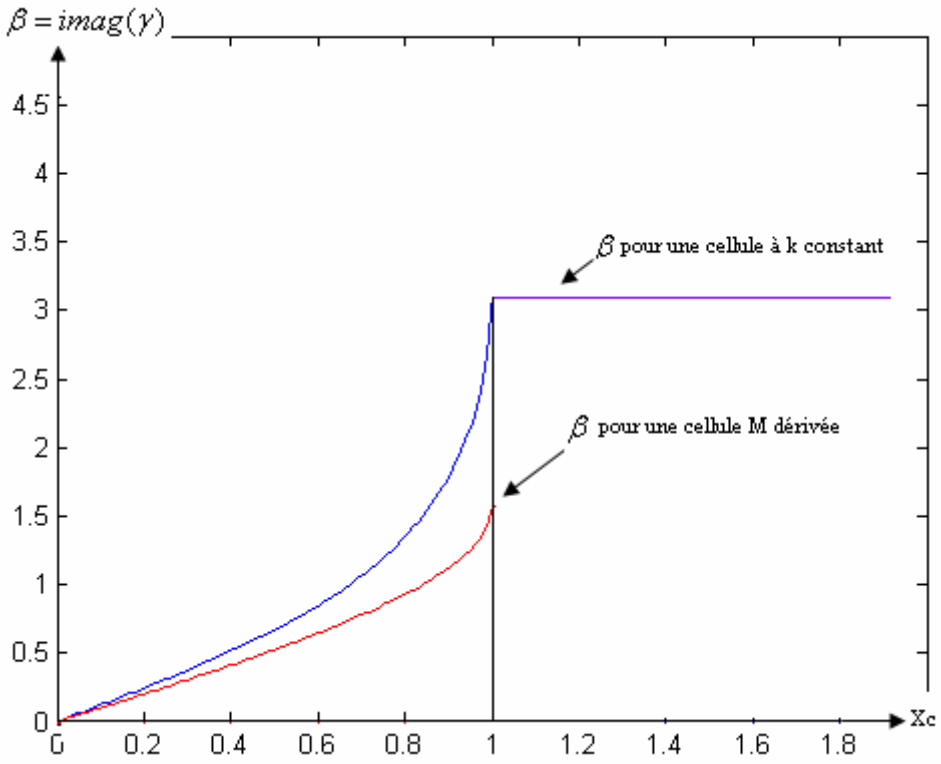
$$\gamma_m = \alpha + j\beta = cosh^{-1}\left[1 + \frac{2m\left(X_c^{\,2}\right)}{\left(1-m^2\right)\left(X_c^{\,2}\right)-1}\right] \qquad \text{(I.23)}$$

et celui d'une cellule « k constant » est donné par la relation (I.16).

On constate d'après les courbes (fig.I.17) que les atténuations des circuits « k constant » et des quadripôles m dérivés sont égales dans l'intervalle [0,1] alors que leurs constantes de phase varient différemment.



(a)



(b)

Fig.I.17: Courbes donnant la variation de α et β en fonction de Xc

Amplificateurs distribués

II.1 Introduction

Comme l'amplificateur distribué peut être assimilé à deux lignes artificielles constituées d'un certain nombre de quadripôles et couplées d'une manière unidirectionnelle par les transconductances des transistors MESFET , l'étude de ses performances,l'objet du présent chapitre, se fait donc en utilisant les relations établies au chapitre I.

L'étude des performances de l'amplificateur distribué se ramène en particulier à celle des impédances caractéristiques des lignes, du gain en puissance et de la bande passante.

II.2 Principe de base :

L'amplificateur distribué conventionnel (ADC) est constitué de N transistors identiques à effet de champ reliant deux lignes de transmission artificielles [1], appelées ligne de grille et ligne de drain. Les capacités de grille (drain) des transistors sont les éléments constitutifs de la ligne de grille (drain). Ces deux lignes, constituées également des inductances séries grille L_g et drain L_d, sont adaptées à leurs extrémités. L'ensemble forme un octopôle dont l'accès d'entrée, soumis à la tension V_E, est l'une des extrémités de la ligne de grille, et l'accès de sortie, fournissant la tension V_S, est l'extrémité opposée de la ligne de drain (fig.II.1) .

Les inductances L_g et L_d forment respectivement et à première approximation avec les capacités shunt C_{gs} (capacité grille-source) et C_{ds} (capacité drain-source) du modèle électrique simplifié du transistor MESFET (fig.II.2), des circuits du type « k constant » connectés en cascade (fig. II.3). Ces circuits peuvent être considérés soit comme des sections en T (fig. I.7) ou des sections en Π symétriques (fig. I.10) dont les impédances caractéristiques, comme on le sait, varient avec la fréquence (I.14) et (I.15). L'adaptation des lignes nécessite donc des impédances de fermeture aux différents accès variant avec la fréquence selon les relations (I.14) et (I.15) ; Le problème est lié au fait que pratiquement les charges sont des résistances de valeur constante égale à *50* Ω. Pour y remédier, on doit alors intercaler des circuits dits « m dérivés » (figs.I.12-13)

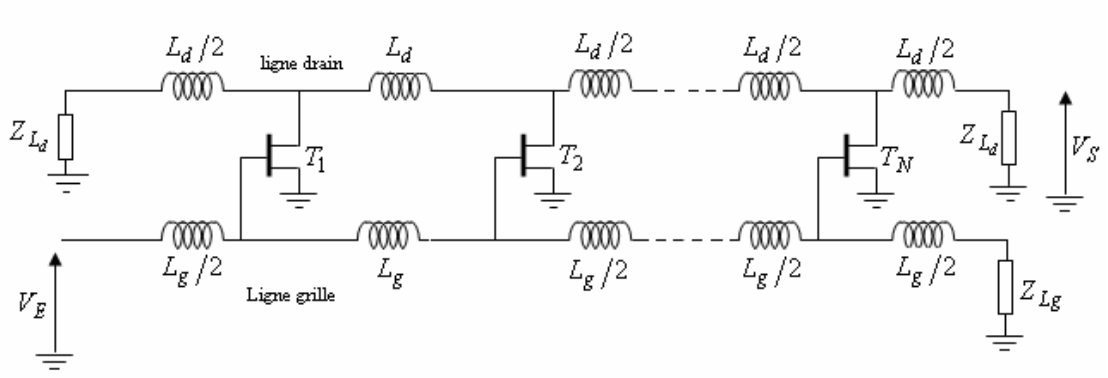


Fig. II.1: Schéma d'un amplificateur distribué conventionnel

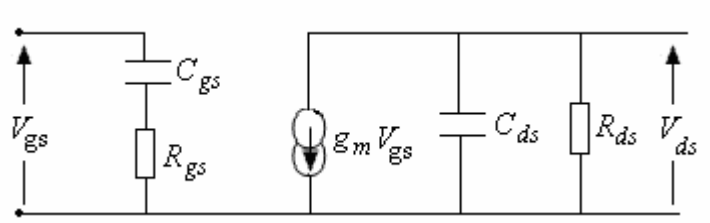
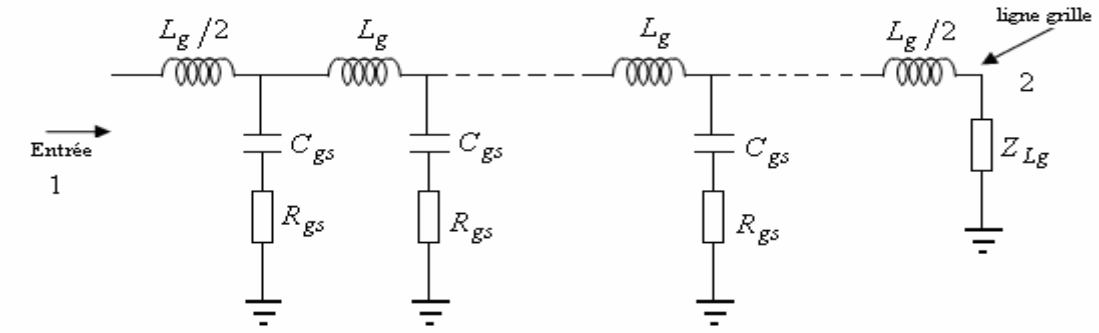
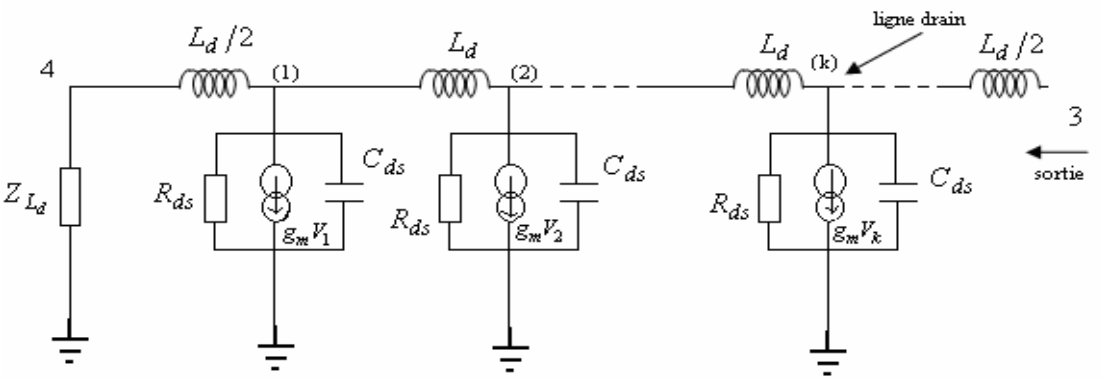


Fig. II.2: Modèle électrique simplifié du transistor MESFET



(a)



(b)

Figure.II.3 : Schéma électrique d'un A.D.C

(a) ligne de grille; (b) ligne de drain.

En se propageant le long de la ligne de grille, le signal injecté à l'entrée de cette ligne va exciter les différents transistors qui vont générer, à leur tour, des courants sur la ligne de drain au moyen de leurs transconductances g_m. En basse fréquence, ces courants sont déterminés, à la fois, par les impédances de fermeture *50* Ω aux deux extrémités de la ligne de drain et par la résistance drain-source R_{ds} du transistor. A haute fréquence, l'amplitude du signal de la ligne de grille diminue au fur et à mesure qu'il s'approche de l'autre extrémité de la ligne et ce, à cause des pertes induites par la résistance grille-source R_{gs} du transistor. Autrement dit, les pertes augmentent avec le nombre de transistors.

En prenant donc $\left.\frac{\partial G_p}{\partial N}\right|_{\omega=C^{te}} = 0$, on trouve le nombre maximal de transistors égal à :

$$N_{opt} = \frac{ln\left(\alpha_d / \alpha_g\right)}{\alpha_d - \alpha_g} \qquad \text{(II.1)}$$

La moitié des courants de la ligne de drain qui se dirige vers la charge va s'ajouter d'une manière constructive, et l'autre moitié, celle qui emprunte la direction opposée va , par contre, se détruire plus ou moins en hautes fréquences. L'obtention d'ondes constructives n'est assurée que si les constantes de phase des lignes de grille et de drain sont égales. Cette condition, associée à l'adaptation des lignes par des impédances de fermeture égales à leurs impédances caractéristiques, impliquera naturellement l'égalité de ces impédances caractéristiques.

Cette adaptation est indispensable si on veut avoir un gain en puissance aussi constant que possible dans la bande passante de l'amplificateur. La courbe de ce gain va, du point de vue forme, s'apparenter à la courbe produite par la fonction de transfert des circuits « k constant » qui est du type passe bas.

Le produit gain bande passante d'un amplificateur a été démontré, en théorie des amplificateurs [3] et il est donné par:

$$M = A_v B = \frac{g_m}{2\pi\sqrt{C_{gs} C_{ds}}} \qquad \text{(II.2)}$$

où g_m est la transconductance du transistor MESFET.

L'équation (II.2) montre que la simple mise en parallèle de N transistors ne permet donc pas une amélioration du produit (gain-bande passante); car s'il en résultera

effectivement une augmentation de N fois g_m, il y aura, en revanche, une compensation par l'accroissement de N fois C_{gs} et de N fois C_{ds}. Le produit gain bande passante restera, malgré tout, constant ce que l'on sait déjà.

Dans l'ADC, par contre, les capacités C_{gs} et C_{ds} ne peuvent pas s'ajouter ou augmenter chacune de N fois leur valeur puisqu'elles sont absorbées par les lignes artificielles. Donc, l'ADC procure un produit gain bande passante qui s'accroît, jusqu'à une certaine limite, avec le nombre N de transistors et sa fréquence maximale est la fréquence de coupure des lignes artificielles.

II.3 Analyse du montage

II.3.1 Ligne de grille

La section élémentaire de la ligne de grille (fig. II.4) se compose de deux cellules en L (fig. II.5). L'exposant de transfert sur image γ_g de la cellule en L est, compte tenu de (1.13), tel que :

$$\cosh\gamma_g = 1 + \frac{ZY}{2} = 1 - \frac{\omega^2 L_g C_{gs}}{2\left(1 + j\omega R_{gs} C_{gs}\right)} \tag{II.3}$$

En posant $\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_g C_{gs}}}; \omega_g = \frac{1}{R_{gs} C_{gs}}; X_c = \frac{\omega}{\omega_c}; X_g = \frac{\omega}{\omega_g}$

L'expression (II.3) devient alors :

$$\cosh(\gamma_g) = 1 - \frac{2X_c^2}{1 + jX_g} \tag{II.4}$$

En développant la fonction complexe $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ en partie réelle et en partie imaginaire, on trouve : $\cosh\alpha_g \cos\beta_g + j\sinh\alpha_g \sin\beta_g = 1 - \frac{2X_c^2}{1+X_g^2} + j\frac{2X_c^2 X_g}{1+X_g^2}$

En admettant que les pertes sont faibles $\left(\cosh\alpha_g \approx 1\right)$, on peut alors obtenir des expressions approchées pour β_g et α_g sous la forme:

$$\cosh(\beta_g) \cong 1 - \frac{2X_c^2}{1+X_g} \tag{II.5}$$

$$\sinh(\alpha_g) \cong \alpha_g \cong \frac{aX_c^2}{\sqrt{1-(1-a^2)X_c^2}} \tag{II.6}$$

où $a = \dfrac{\omega_c}{\omega_g}$.

La présence des pertes, causées par R_{gs} , va affecter les impédance images de la demi section en L (fig. II.5). Ainsi et compte tenu des relations (I.11) et (I.12), on aura donc:

$$Z_{i1}^{(g)} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}}\sqrt{1 - X_c^2 + jX_g} \tag{II.7}$$

$$Z_{i2}^{(g)} = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}}\frac{1 + jX_g}{\sqrt{1 - X_c^2 + jX_g}} \tag{II.8}$$

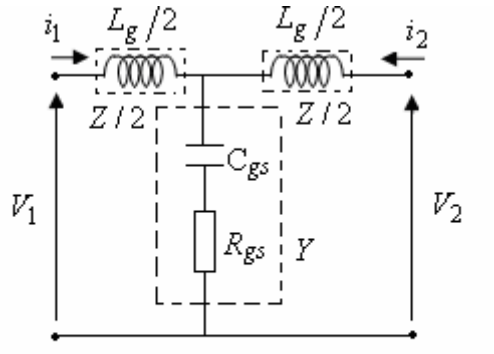


Fig.II.4:Section élémentaire en T de la ligne de grille avec pertes

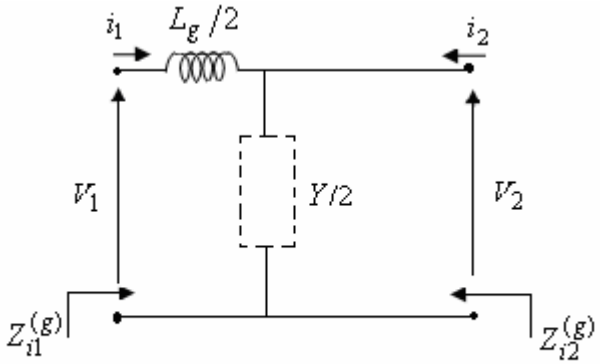


Fig. II.5: Cellule en L de la ligne de grille avec pertes

Le rapport des deux impédances images sera par conséquent:

$$\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} = \frac{1 + jX_g}{1 - X_c^2 + jX_g} \tag{II.9}$$

Puisque les pertes sont très faibles (a <<1), ce rapport devient:

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

Ce résultat, conforme aux propriétés des circuits « k constant », sera utilisé lors de la détermination du gain de l'amplificateur en présence de dissipation interne.

II.3.2 Ligne de drain

Pour un transistor MESFET quelconque, C_{gs} est toujours supérieure à C_{ds}. Alors si on utilise la même inductance L pour les deux lignes de drain et de grille, on doit donc ajouter une capacité en parallèle avec C_{ds} (fig.II.6) pour la synchronisation des phases telle que:

$$C = C_{gs} - C_{ds} \tag{II.11}$$

De la même manière, en analysant la section élémentaire de la ligne drain (fig.II.7) , l'exposant de transfert sur image γ_d , d'après la relation (I.13), est tel que :

$$\cosh\gamma_d = 1 + \frac{ZY}{2} = \left(1 - 2X_c^2\right) + j2X_c\left(\frac{\omega_d}{\omega_c}\right) \tag{II.12}$$

ou bien $\cosh\gamma_d = \cosh\alpha_d \ \cos\beta_d + j\sinh\alpha_d \ \sin\beta_d = \left(1 - 2X_c^2\right) + j2X_c\left(\frac{\omega_d}{\omega_c}\right)$ car

$\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d$

avec $Y = \frac{1}{2R_{ds}} + j\frac{C_d\omega}{2}$; ; $C_d = C_{ds} + C$; $\omega_d = \frac{1}{R_{ds}C_d}$ et $\omega_c = \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}}$

En reprenant les mêmes hypothèses (pertes faibles $\Leftrightarrow \cosh\alpha_d \approx 1$) on aura:

$$\cos\beta_d \approx 1 - 2X_c^2 \tag{II.13}$$

$$\alpha_d \approx \frac{b}{\sqrt{1 - X_c^2}} \tag{II.14}$$

avec $b = \frac{\omega_d}{\omega_c}$.

Compte tenu des relations (I.11) et (I.12), les impédances image d'une cellule en L de la ligne de drain (fig.II.7) vont être:

$$Z_{i1}^{d} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \frac{1}{\sqrt{1-\frac{j}{X_d}}} \sqrt{1-X_c^2+jbX_c} \qquad \text{(II.15)}$$

$$Z_{i2}^{d} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}} \frac{1}{\sqrt{1-\frac{j}{X_d}}\sqrt{1-X_c^2+jbX_c}} \qquad \text{(II.16)}$$

avec $X_d = \frac{\omega}{\omega_d}$.

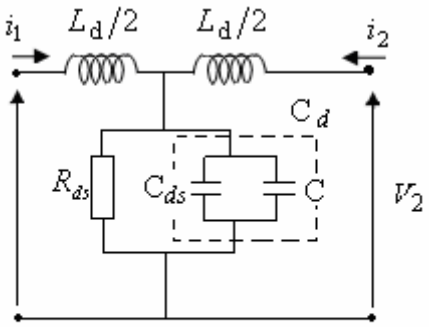


Fig.II.6 : Section en T de la ligne drain

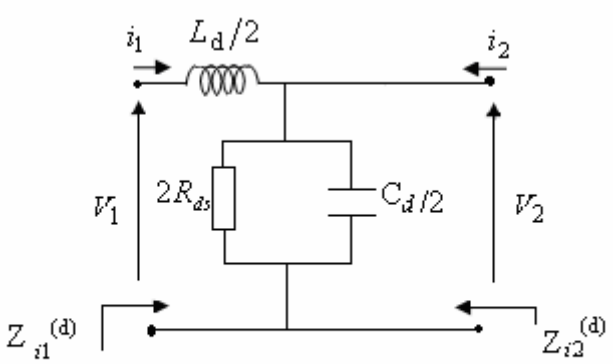


Fig .II.7 : Section en L de la ligne drain

II.4 Gain en puissance

En adaptant les accès 2 et 4 (fig. II.3), le gain en puissance pour $X_c < 1$ s'écrit (Annexe A):

$$G_p \cong \frac{g_m^2 Z_0^d Z_0^g}{4\left(1-X_c^2\right)\left(1+X_g^2\right)} \exp\left(-N\left(\alpha_g+\alpha_d\right)\right) \frac{\sinh^2[N(\alpha_d-\alpha_g)/2]}{\sinh^2[(\alpha_d-\alpha_g)/2]} \qquad \text{(II.17)}$$

où N est le nombre de transistors, α_g et α_d les atténuations des lignes données respectivement par les relations (II.5) et (II.13), $Z_0^g = \sqrt{\frac{L_g}{C_{gs}}}$ et $Z_0^d = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}}$ leurs impédances caractéristiques en basses fréquences.

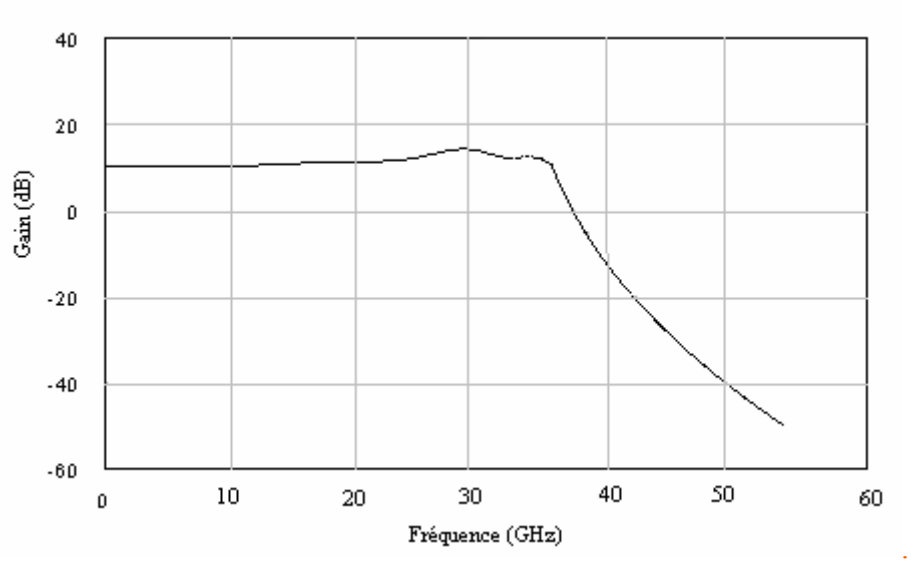


Fig.II.8: Gain en puissance d'un ADC [2]

II.5 Etude de la stabilité des amplificateurs

Certains éléments parasites au sein du transistor micro-onde interconnectant l'entrée et la sortie peuvent constituer des circuits de réaction, auquel cas le transistor entrera en oscillation [4]. Il est, par conséquent, indispensable d'étudier la stabilité d'un amplificateur. On distingue alors deux types de stabilité :

- Stabilité inconditionnelle pour laquelle la condition nécessaire et suffisante suivante est vérifiée:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \qquad \text{(II.18)}$$

et

$$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1 \qquad \text{(II.19)}$$

S_{ij} $(i=1,2, j=1,2)$ sont les paramètres de répartition du transistor ;

- Stabilité conditionnelle auquel cas l'étude consiste à chercher le lieu des valeurs de Γ_g (respectivement Γ_L) donnant la valeur critique $|\Gamma_s| = 1$ (respectivement $|\Gamma_e| = 1$) où :

- Γ_g et Γ_L sont respectivement les coefficients de réflexion du générateur et de la charge ;

- Γ_e et Γ_s sont respectivement les coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du transistor.

On démontre que le lieu de Γ_g est un cercle appelé cercle de stabilité de source, et celui de Γ_L est également un cercle appelé cercle de stabilité de charge. Ces deux cercles forment, sur l'abaque de Smith, les frontières entre les zones de stabilité et les zones d'instabilité.

Ces deux cercles vont être représentés par un seul cercle de centre Ω_2 ($\Omega_2 = C_g$ ou $\Omega_2 = C_L$) et de rayon R_2 ($R_2 = r_g$ ou $R_2 = r_L$), Γ_e et Γ_s par Γ_1 .

En envisageant trois cas différents avec $|S_{ii}| < 1$ ($i=1,2$) :

- Si le cercle (Ω_2, R_2) ne coupe pas l'abaque de Smith (FigII.9), la stabilité est inconditionnelle vérifiant la condition $|\Omega_2| - R_2 > 1$;
- Si le cercle (Ω_2, R_2) ne contient pas le centre de l'abaque de Smith (Fig.II.10), le domaine intérieur délimité avec ce dernier correspond à des valeurs de Γ_e et Γ_s engendrant l'instabilité. On a donc une stabilité conditionnelle et dans ce cas n'importe quelle charge passive ne peut être choisie ;
- Si le cercle (Ω_2, R_2) contient le centre de l'abaque de Smith (Fig.II.11), le domaine extérieur délimité avec ce dernier est une zone d'instabilité, c'est donc un cas de stabilité conditionnelle.

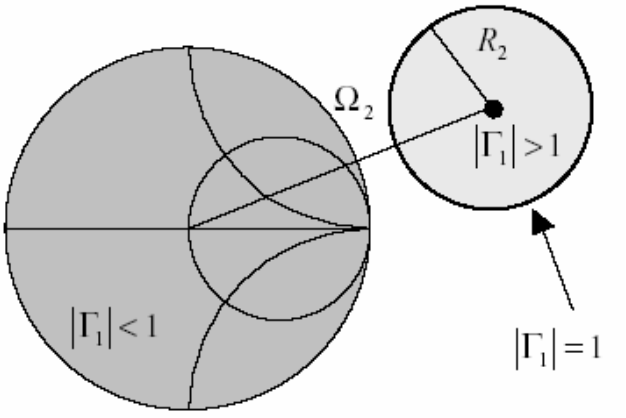


Fig.II.9: Cercle de stabilité – cas stabilité inconditionnelle $|S_{ii}| < 1$ ($i=1,2$)

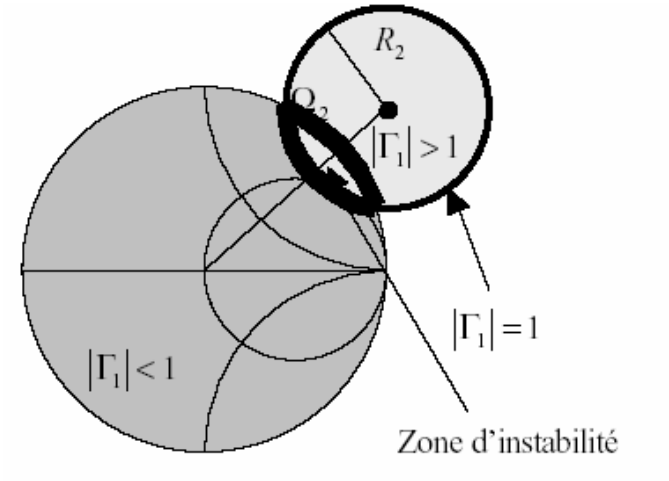


Fig.II.10 : Cercle de stabilité – cas stabilité conditionnelle $|S_{ii}|<1$ ($i=1,2$)

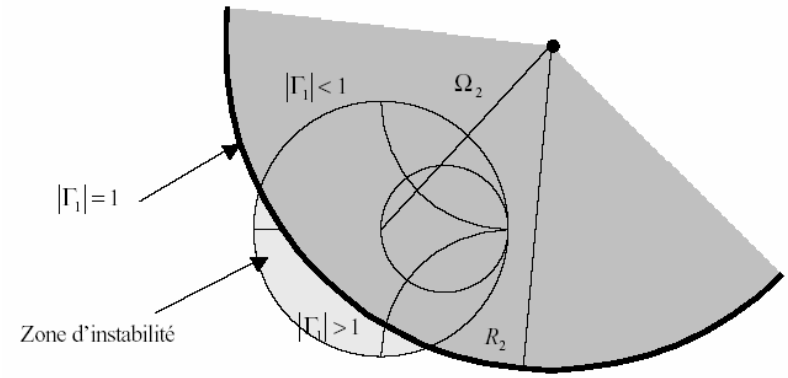


Fig.II.11: Cercle de stabilité – cas stabilité conditionnelle $|S_{ii}|<1$ ($i=1,2$)

Dans le cas où $|S_{ii}|>1$, la zone d'instabilité devient la zone de stabilité et vice versa.

II.6 Facteur de bruit d'un amplificateur micro-onde

La sensibilité d'un quadripôle en général est traduite par un facteur, noté *F,* appelé facteur de bruit. Il est défini de deux manières différentes [4] :

$$F = \frac{S_e/B_e}{S_s/B_s} \tag{II.20}$$

$$F = \frac{B_s}{G_T B_e} = \frac{B_s}{G_T k T_0 B} \tag{II.21}$$

où :

- S_e et B_e sont respectivement les puissances du signal utile et du bruit à l'entrée du quadripôle ;
- S_s et B_s sont respectivement les puissances du signal utile et du bruit à la sortie du quadripôle ;

- G est le gain transducique en puissance du quadripôle ;
- k est la constante de Botzmann ($1.374x10^{-23}$ *joule* / °*K*) ;
- T_0 est la température de bruit de la source standard (*290°K*) ;
- B est la bande passante du quadripôle.

On peut représenter la sensibilité par la température équivalente de bruit T_e qui s'écrit [4]

$$T_e = T_0(F-1) \tag{II.22}$$

T_e peut être considérée comme la température d'une source de bruit connectée à un quadripôle non bruyant et donnant la même puissance B_s.

Le facteur de bruit dépend à la fois de la structure du quadripôle et de l'impédance interne de la source. Il peut s'exprimer [4]

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_g}\left|Y_g - Y_{opt}\right|^2 \tag{II.23}$$

où:

- F_{min} est le facteur de bruit minimum du transistor obtenu quand $Y_g = Y_{opt}$;
- R_n est la résistance équivalente du bruit ;
- $Y_g = G_g + jB_g$ est l'admittance de source (ou du générateur) ;
- $Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ est l'admittance à présenter à l'entrée du transistor pour obtenir le facteur de bruit minimum.

II.6.1 Quadripôles en cascade :

La mise en cascade de n quadripôles, caractérisés par leurs gains disponible G_{Ai} ($i=1,2..n$) et leurs facteurs de bruit F_i, donne un facteur de bruit global F [4] qui s'écrit (Formule de Friis) :

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_{A1}} + \frac{F_3 - 1}{G_{A1}G_{A2}} + \ldots + \frac{F_n - 1}{G_{A1}G_{A2}\ldots G_{A(n-1)}} \tag{II.24}$$

D'après cette relation, on a intérêt à placer en début d'une chaîne de réception un amplificateur ayant un faible facteur de bruit et un gain aussi élevé que possible. Ainsi, cet amplificateur a pour effet de masquer presque entièrement les bruits générés par les étages qui s'ensuivent.

II.6.2 Etude du bruit dans un amplificateur distribué:

L'analyse montre que le facteur de bruit global simplifié de l'A.D est donné par [5]:

$$F = 1 + \frac{\sin n\phi}{n \sin \phi} + \frac{1}{n}\frac{R_{eq}}{Z_{01}} + n\frac{Z_{01}}{R_a}\frac{\alpha}{4} \tag{II.25}$$

où:

- Z_{01} est l'impédance caractéristique de la ligne de sortie (drain) ;
- R_{eq} est la résistance équivalente du bruit à l'entrée de l'élément actif ;
- R_a est la résistance du bruit dans la ligne grille ;
- n est le nombre de sections ;
- ϕ est le déphasage par section ;
- α est un facteur numérique égal à 5, qui tient en compte les valeurs expérimentales du bruit associé à R_a.

Des études plus récentes [6] montrent, en considérant un modèle de bruit comprenant un courant de bruit grille $\sqrt{i_g^2}$ et un courant de bruit drain $\sqrt{i_d^2}$, que le facteur de bruit peut se mettre sous la forme:

$$F = 1 + \frac{Z_{i2}^{(g)} N \omega^2 C_{gs} R}{3 g_m} + \frac{4p}{N g_m Z_{i2}^{(g)}} \tag{II.26}$$

p et R sont des paramètres de courant de bruit drain et grille.
Le facteur de bruit minimal correspondant est:

$$F_{\min} = 1 + \frac{2\omega C_{gs}}{g_m}\frac{\sqrt{4R\ p}}{3} \tag{II.27}$$

Diviseurs/Combineurs de puissance

III.1 Introduction

Les diviseurs et combineurs de puissance sont des dispositifs ayant au minimum trois accès. Lorsqu'ils sont utilisés en diviseurs, il y a un accès d'entrée et deux ou plusieurs accès de sortie. Les accès de sortie peuvent être isolés ou non. Lorsqu'ils sont utilisés en combineurs, il y a deux ou plusieurs accès d'entrée et un accès de sortie [7].

Les diviseurs et combineurs de puissance, avec ou sans isolation entre les accès de sortie, sont utilisés dans différentes applications, dont la plus importante est l'amplification de puissance où selon le type de dispositif les sorties peuvent être en phase ou déphasées. Dans cette application particulière, les diviseurs et combineurs les plus utilisés sont le diviseur de Wilkinson [8] et les coupleurs à branches et de Lange [9].

Ils sont également utilisés dans l'amplification distribuée et ce depuis la fin des années 80 du siècle passé [10]. En les y associant, on arrive à améliorer certaines caractéristiques liées à l'amplification de puissance. En effet, comme ils servent d'interfaces entre la source et la ligne de grille d'une part, et entre la charge et la ligne de drain d'autre part, ils nous permettent donc d'accroître le gain en puissance en augmentant les impédances caractéristiques de ces lignes.

Aussi avec le diviseur de Wilkinson hybride, obtient-on deux ondes progressives égales mais se propageant dans deux directions différentes le long des lignes de grille et de drain. Leur interférence engendre, à des endroits particuliers, des signaux d'amplitudes maximales permettant ainsi d'avoir un gain élevé.

Pour notre part, nous allons étudier le comportement fréquentiel de ces diviseurs/combineurs car la bande passante de l'amplificateur distribué lorsqu'il est associé à ce type de circuits, en dépend fortement.

III.2 Diviseur de puissance en Té (WILKINSON)

Une version en ligne ruban du diviseur de puissance [11] est présentée à la figure (III.1). C'est un triporte dont les accès 2 et 3 sont reliés entre eux par une résistance dite « résistance d'isolation ». D'une manière générale, la répartition de la puissance, envoyée par l'accès 1 aux accès 2 et 3, est définie par le rapport [11] :

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2} \qquad \text{(III.1)}$$

où P_i est la puissance à l'accès i (i = 2, 3).

Comme l'indique la figure (III.2), ce dispositif comprend :

- à l'accès 1, une ligne de longueur quelconque et d'impédance caractéristique Z_0 ($Z_0 = 50\,\Omega$) ;
- entre les accès 1 et 4, deux lignes en cascade de même longueur $\lambda/4$ et d'impédances caractéristiques différentes $Z_{02} = Z_0\sqrt{K\left(1+K^2\right)}$ et $Z_{04} = Z_0\sqrt{K}$ (Annexe B) ;
- entre les accès 1 et 5, deux lignes en cascade de même longueur $\lambda/4$ et d'impédances caractéristiques différentes $Z_{03} = Z_0\sqrt{\frac{\left(1+K^2\right)}{K^3}}$ et $Z_{04} = \frac{Z_0}{\sqrt{K}}$ (Annexe B) ;
- une résistance R, entre les accès 2 et 3, donnée par la relation $R = Z_0\frac{1+K^2}{K}$ (Annexe B).

Ces impédances caractéristiques sont calculées en choisissant respectivement les charges vues par les accès 2 et 3 $R_2 = KZ_0$ et $R_3 = \frac{Z_0}{K}$, et les longueurs des lignes à la fréquence centrale f_0.

La résistance R a une double fonction : adapter, à la fréquence centrale, l'accès 2 à R_2 et l'accès 3 à R_3 d'une part et isoler les accès 2 et 3 d'autre part.

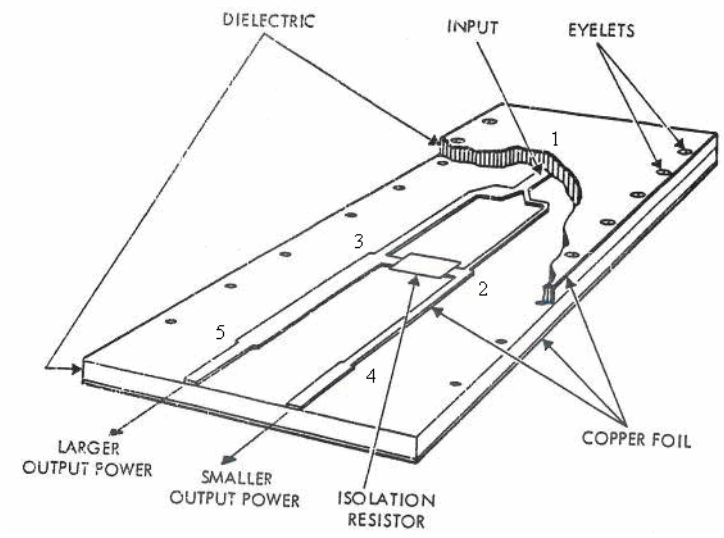


Fig. III.1: Diviseur de puissance en ligne ruban [11]

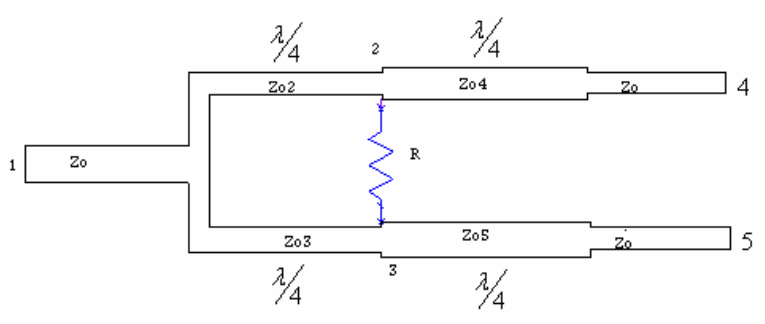


Fig. III.2 : Diviseur de Wilkinson

Les caractéristiques d'un multipôle sont le plus souvent mieux décrites par des matrices. La matrice de répartition qui de préférence doit être normalisée par rapport à des impédances de référence connectées aux accès, est la plus appropriée pour décrire un multipôle micro onde. Cependant, quand ces impédances sont différentes comme c'est le cas du diviseur de Wilkinson où à l'accès 1 l'impédance est Z_0, en 2 l'impédance est KZ_0 et en 3 l'impédance est $\frac{Z_0}{K}$, la matrice de répartition est difficile à déterminer. En revanche, la matrice reliant des ondes de tension non normalisées [11] est plus facile à établir et elle s'écrit :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.2)}$$

où $d_j (j = 1,2,3)$ est l'onde émergeante du j iéme accès et $c_k (k = 1,2,3)$ l'onde incidente provenant du k iéme accès (Fig.III.3).

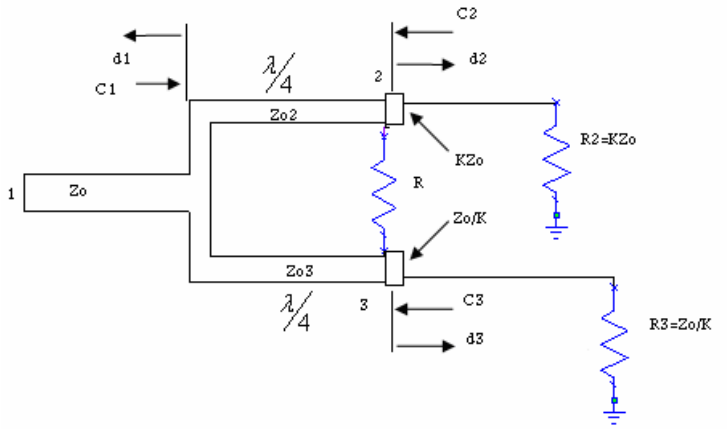


Fig. III.3 : Ondes de tension aux différents accès du diviseur/combineur de Wilkinson

Le calcul (Annexe B) donne les résultats suivants :

$$T_{11} = \Gamma_1 \left[1 + \frac{(1-\Gamma_1^{\,2})e^{-j2\theta}}{1+\Gamma_1^{2}e^{-j2\theta}} \right] \tag{III.3}$$

$$T_{21} = T_{31} = \frac{(1+\Gamma_1)^2 e^{-j\theta}}{1+\Gamma_1^{\,2}e^{-2j\theta}} \tag{III.4}$$

où:

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{K} - \sqrt{1+K^2}}{\sqrt{K} + \sqrt{1+K^2}} \tag{III.5}$$

$$\theta = \frac{\pi f}{2 f_0} \tag{III.6}$$

$$T_{12} = \frac{T_{21}}{K} \tag{III.7}$$

$$T_{13} = K T_{31} \tag{III.8}$$

$$T_{33} = \frac{2K^2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}} + \frac{1}{K^2(1+KY_{02}Z_0)} \right] - 1 \tag{III.9}$$

$$T_{23} = \frac{2K^2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}} - \frac{1}{1+KY_{02}Z_0} \right] \tag{III.10}$$

$$T_{22} = \frac{2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}} + \frac{K^2}{1+KY_{02}Z_0} \right] - 1 \tag{III.11}$$

$$T_{32} = \frac{T_{23}}{K^2} \tag{III.12}$$

Avec

$$Z_{2e} = Z_{02}\frac{Z_0(1+K^2) + jZ_{02}\tan\theta}{Z_{02} + jZ_0(1+K^2)\tan\theta}$$

Les paramètres de répartition du diviseur/combineur de Wilkinson s'expriment (Annexe B) en fonction des T_{ij} comme suit:

$$S_{11} = T_{11} \tag{III.13}$$

$$S_{12} = T_{12}\sqrt{K} \tag{III.14}$$

$$S_{13} = \frac{T_{13}}{\sqrt{K}} \tag{III.15}$$

$$S_{21} = \frac{T_{21}}{\sqrt{K}} \tag{III.16}$$

$$S_{22} = T_{22} \tag{III.17}$$

$$S_{23} = \frac{T_{23}}{K} \tag{III.18}$$

$$S_{31} = T_{31}\sqrt{K} \tag{III.19}$$

$$S_{32} = KT_{32} \tag{III.20}$$

$$S_{33} = T_{33} \tag{III.21}$$

Pour avoir une division équitable de puissance entre les ports 2 et 3 on prend, dans notre cas, K=1.

III.3 Coupleur bidirectionnel

III.3.1 Fonctionnement

Les coupleurs bidirectionnels sont des dispositifs à 4 accès (fig.III.4) permettant de prélever une fraction calibrée de la puissance incidente et réfléchie. La matrice S d'un tel coupleur, que l'on suppose réciproque et adapté s'écrit, à la fréquence centrale, de façon générale [7]:

$$S = \begin{bmatrix} 0 & S_{41} & S_{43} & S_{42} \\ S_{41} & 0 & S_{13} & S_{12} \\ S_{43} & S_{13} & 0 & S_{32} \\ S_{42} & S_{12} & S_{32} & 0 \end{bmatrix} \tag{III.22}$$



Fig.III.4 : Schéma simplifié d'un coupleur bidirectionnel.

Pour un coupleur bidirectionnel sans pertes, on a les égalités suivantes :

$$\begin{cases} |S_{42}| = |S_{13}| \\ |S_{43}| = |S_{12}| \\ |S_{41}| = |S_{32}| \end{cases} \tag{III.23}$$

III.3.2 Coupleur à branches

Ce type de coupleur est formé de quatre tronçons de ligne quart d'onde (fig.III.5). Il a la particularité de diviser en deux parties égales (coupleur hybride) un signal incident, ces deux fractions de signal se retrouvant en opposition de phase ou en quadrature suivant le cas.
Sa matrice S (Annexe C) s'écrit :

$$S_{11}=\frac{1}{2}\left[\begin{array}{c}\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta-j\sqrt{2}\sin\theta+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}\\ +\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}-j\sqrt{2}\sin\theta-\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(III.24)}$$

$$S_{41}=\frac{1}{2}\left[\begin{array}{c}\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta-j\sqrt{2}\sin\theta+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}\\ -\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}-j\sqrt{2}\sin\theta-\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(III.25)}$$

$$S_{21}=\left[\begin{array}{c}\dfrac{1}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}\\ +\dfrac{1}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(III.26)}$$

$$S_{31}=\left[\begin{array}{c}\dfrac{1}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}\\ -\dfrac{1}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(III.27)}$$

A la fréquence centrale, cette matrice devient :

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{43} & S_{42} \\ 0 & 0 & S_{13} & S_{12} \\ S_{43} & S_{13} & 0 & 0 \\ S_{42} & S_{12} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \text{(III.28)}$$

Avec $$|S_{43}| = |S_{42}| = |S_{13}| = |S_{12}| = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \text{(III.29)}$$

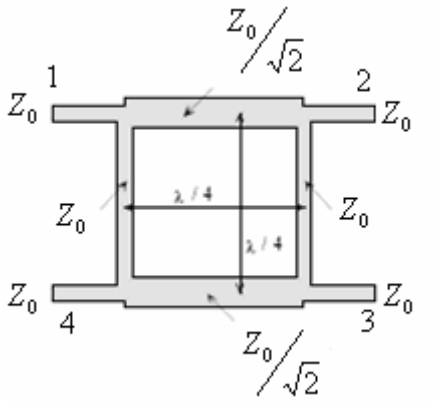


Fig.III.5: Coupleur à Branches

III.3.3 Coupleur de Lange

Le coupleur de Lange est constitué d'un certain nombre de lignes couplées mutuellement en technologie microruban (fig.III.6). Ses lignes, de longueur $\lambda/4$, sont très fines et frangées des deux cotés pour contribuer au couplage.. Le coupleur résultant aura une large bande d'au moins un octave [12].

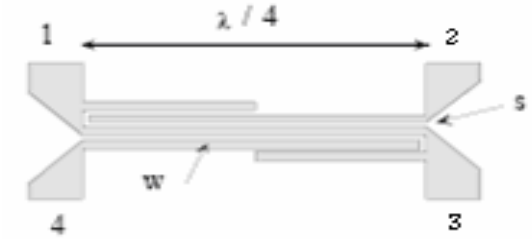


Figure.III.6: Coupleur de Lange

III.4 Etude comparative

Nous avons mené une étude ayant pour objectif le calcul des coefficients S_{11}, S_{22}, S_{21}, et S_{31} du diviseur de Wilkinson et du coupleur à branches hybrides, qui sera ensuite suivie d'une comparaison pour savoir lequel des deux diviseurs présentera la plus grande bande passante. Les coefficients S_{ij} peuvent être évalués indépendamment de la valeur de la

fréquence et de la technologie comme le montrent les relations (III.13) à (III.21). Cette propriété confère donc aux résultats qui en découlent un caractère universel. Par contre en ce qui concerne le coupleur de Lange, la connaissance et de la fréquence et de la technologie est une condition préalable à son étude. Pour le moment, ces deux éléments ne sont pas connus, c'est ce qui ne nous permet pas donc de faire l'étude du coupleur de Lange.

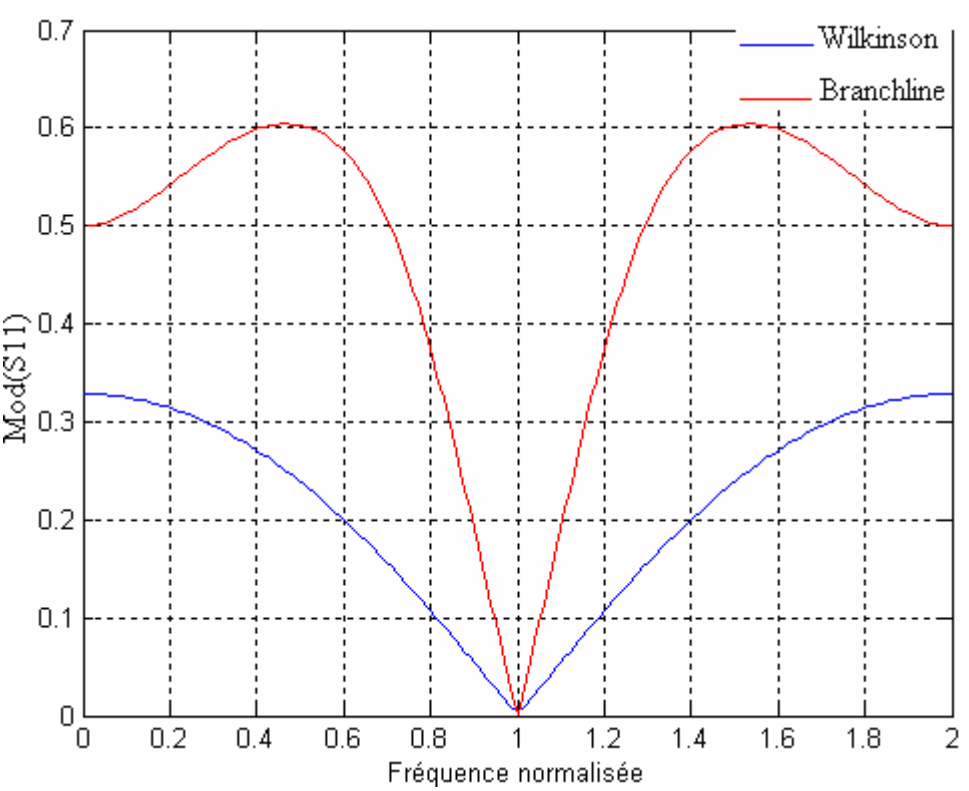
Pour cela, nous avons développé sous Matlab un programme d'évaluation des coefficients S_{11}, S_{22}, S_{21}, et S_{31} en fonction de la fréquence normalisée f/f_0.

Les variations de $|S_{11}|$ du diviseur de Wilkinson, en fonction de la fréquence normalisée, sont moins importantes que celles du coupleur à branches (fig.III.7a). Ceci s'explique par le fait que le nombre de lignes du diviseur de Wilkinson est plus petit comparativement à celui du coupleur à branches et aussi par le fait que les longueurs des lignes du premier circuit sont moins grandes que celles du second circuit.

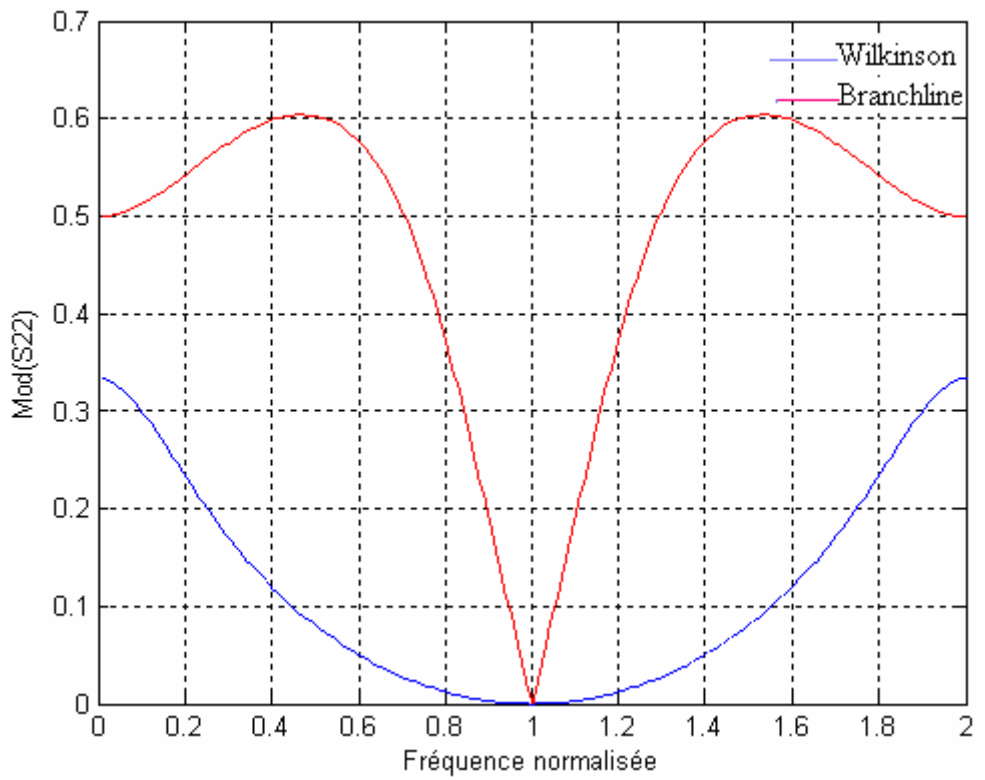
Les résultats de cette simulation (fig.III.7c-d) nous montre que la transmission de (1) vers (2) ou vers (3) du diviseur de Wilkinson est beaucoup moins sélective que celle du coupleur à branches. L'explication que nous pouvons donner est basée sur le fait que plus la longueur parcourue par l'onde est grande plus la variation aussi bien du coefficient de réflexion que celui de transmission est importante. Aussi devons nous ajouter à cela la sensibilité de ces coefficients lorsque la transmission résulte de l'interférence de deux ondes ou plus. C'est ce qui explique les résultats car dans le cas du diviseur de Wilkinson, l'onde alimente l'accès (2) ou (3) à travers une seule ligne de longueur λ/4, alors que pour ce qui est du coupleur à branches, l'alimentation de la voie (2) s'effectue respectivement à travers deux lignes de longueurs λ/4 et 3λ/4, et celle de la voie (3) par deux lignes également mais de même longueur λ/2.

Pour le coupleur à branches, la réponse fréquentielle de $|S_{31}|$ est plus étendue que celle de $|S_{21}|$. Nous pouvons expliquer cette différence par le fait que le signal en (3) résulte de la combinaison de deux ondes provenant de l'accès (1) et empruntant chacune une voie semblable à l'entrée. Par contre, le signal à l'accès (2) provient de deux ondes se propageant suivant des chemins différentes.

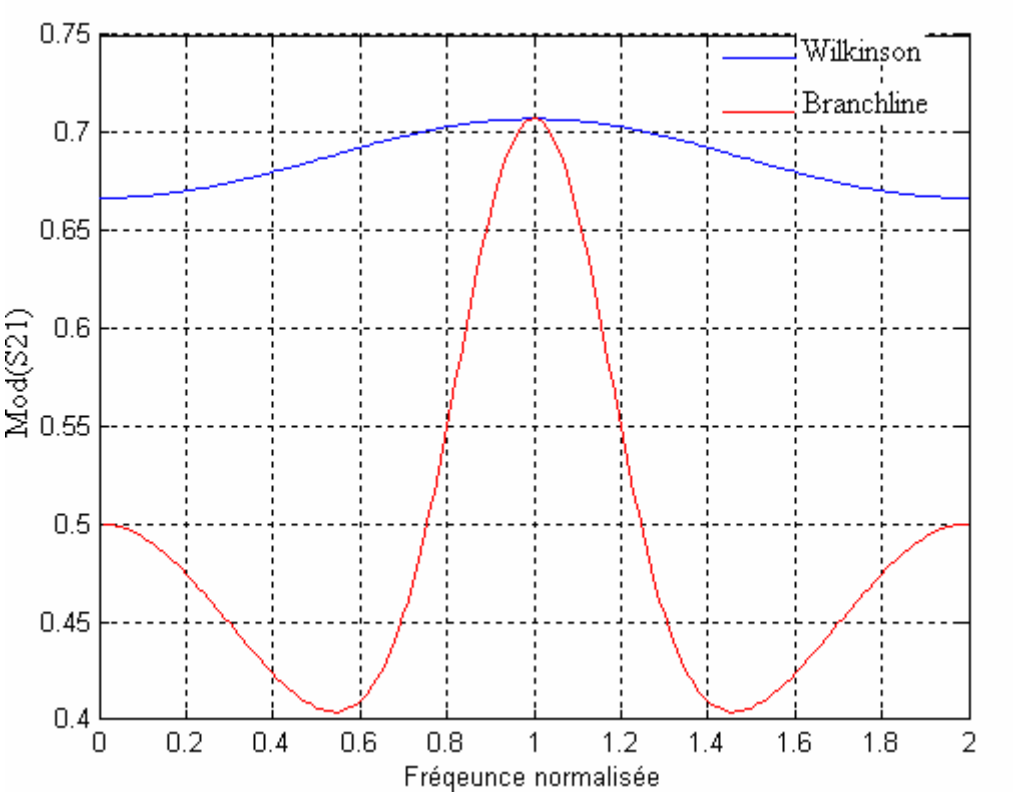
Les résultats obtenus montrent que le diviseur de Wilkinson possède des caractéristiques moins sensibles à la variation de la fréquence que celle du coupleur à branches. Il est donc, du point de vue de la bande passante, le mieux indiqué pour des applications à large bande. C'est ce qui nous a motivés à choisir le diviseur de Wilkinson.



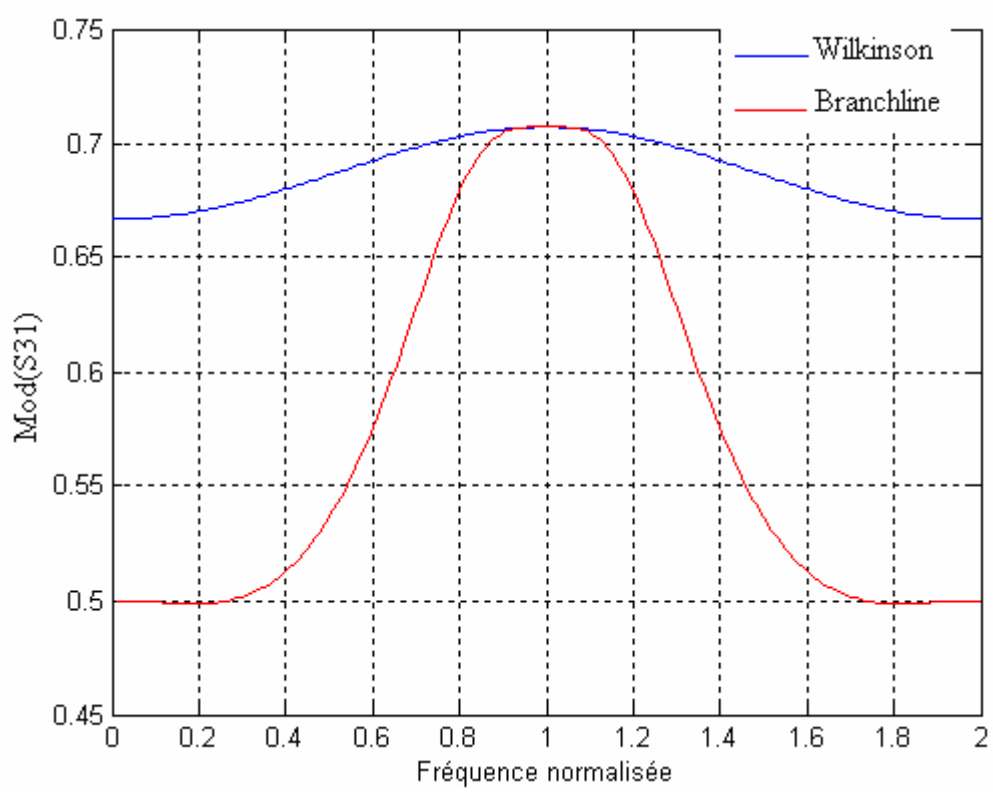
(a) : Mod(S11) en fonction de la fréquence normalisée



(b) : Mod(S22) en fonction de la fréquence normalisée



(c): Mod(S21) en fonction de la fréquence normalisée



(d) : Mod(S31) en fonction de la fréquence normalisée

Figure.III.7 : Performances du diviseur de Wilkinson et du coupleur à branches.

Diviseurs de Wilkinson hybrides à large bande

IV.1 Introduction

Nous avons vu dans le chapitre III que le diviseur de Wilkinson hybride possédait des caractéristiques relativement moins sensibles à la variation de la fréquence comparativement à celles du coupleur à branches.

En modifiant la structure du diviseur de Wilkinson standard par l'ajout d'un certain nombre de transformateurs quart d'onde et de résistances d'isolation, on peut élargir plus la bande passante du circuit [13]. Mais l'inconvénient est que généralement on parvient à des structures énormes de par leur encombrement. Pour y remédier, nous avons étudié des structures assez peu encombrantes proposées par [14]. Ces structures, au nombre de trois, doivent être caractérisées par une adaptation aux trois accès sur une bande passante aussi large que possible. Elles sont conçues sur la base des critères suivants :

- la réponse du signal transmis, en fonction de la fréquence, doit être une fonction polynomiale de Butterworth ;
- utiliser au plus deux sections quart d'onde en cascade ;
- utiliser une seule résistance d'isolation.

Les deux derniers critères imposent des structures moins encombrantes que celles habituellement utilisées [13].

Ces trois topologies sont l'objet de ce chapitre dont l'étude détaillée est présentée en [14].

IV.2 Caractéristiques des diviseurs de Wilkinson

Ces diviseurs sont hybrides et sont tous conçus en ligne micro ruban.

IV.2.1 Diviseur de puissance Wilkinson (réseau A)

La figure IV.1 représente le diviseur de puissance de Wilkinson standard [15] caractérisé par

$$Z_{01} = Z_{02} = \sqrt{2}\, Z_0 \qquad \text{(IV.1)}$$

$$R = 2Z_0 \qquad \text{(IV.2)}$$

Ces expressions sont obtenues en remplaçant dans les relations du Chapitre III K par l'unité.

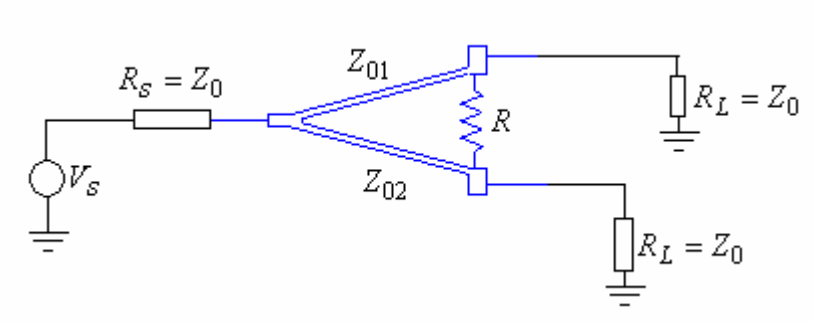


Fig.IV.1 : Diviseur de puissance de Wilkinson standard.

IV.2.2 Diviseur de Wilkinson large bande 1 (réseaux B)

Ce type de diviseur, comparativement au diviseur de puissance de Wilkinson standard, comporte en plus un transformateur quart d'onde d'impédance caractéristique Z_{01} (fig. IV.2). selon [14] nous avons

$$Z_{01} = 2^{-\frac{1}{4}} Z_0 = 0.841 Z_0 \qquad \text{(IV.3)}$$

$$Z_{02} = Z_{03} = 2^{\frac{1}{4}} Z_0 = 1.189 Z_0 \qquad \text{(IV.4)}$$

R est donnée par la relation (IV.2).

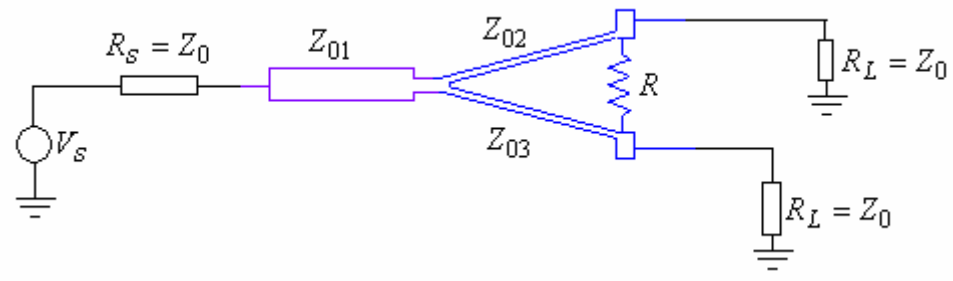


Fig.IV.2 : Diviseur de puissance large bande 1.

IV.2.3 Diviseur de Wilkinson large bande 2 (réseaux C)

Ce diviseur de puissance (fig.IV.3) diffère du diviseur de puissance de Wilkinson standard par la connexion aux ports 2 et 3 de deux stubs court-circuités à leurs extrémités. Ces stubs ont la même longueur égale à $\lambda/4$. Les impédances des tronçons de ligne [14] sont telles que :

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_{03} = Z_{04} = \sqrt{2} Z_0 \qquad \text{(IV.5)}$$

R est donnée par la relation (IV.2).

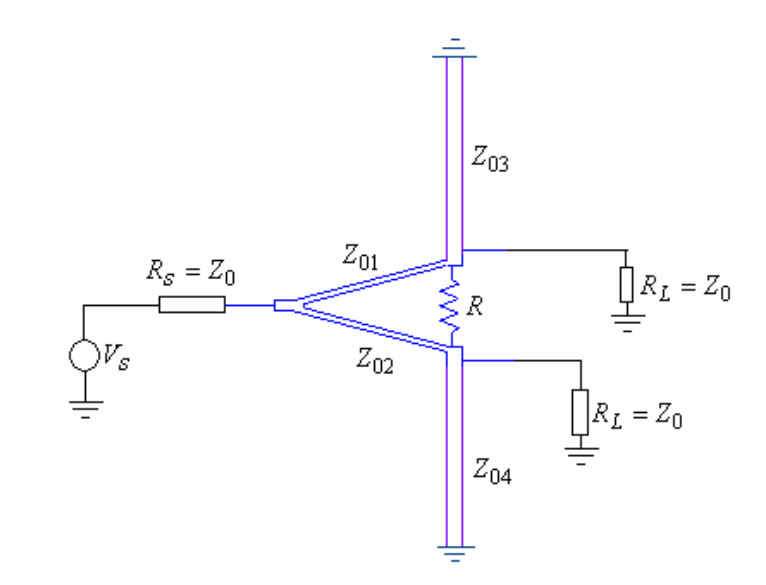


Fig.IV.3 : Diviseur de puissance large bande 2.

IV.2.4 Diviseur de Wilkinson large bande 3 (réseau D)

Ce troisième type de diviseur se distingue par rapport au diviseur de puissance de Wilkinson standard par l'ajout d'un transformateur quart d'onde à chacun des ports de sortie 2 et 3 (fig. IV.4). d'après [14] on a

$$Z_{01} = Z_{02} = 2^{\frac{3}{4}} Z_0 = 1.682 Z_0 \qquad \text{(IV.11)}$$

$$Z_{03} = Z_{04} = 2^{\frac{1}{4}} Z_0 = 1.189 Z_0 \qquad \text{(IV.12)}$$

$$R = 2\sqrt{2} Z_0 = 141.42\Omega \qquad \text{(IV.13)}$$

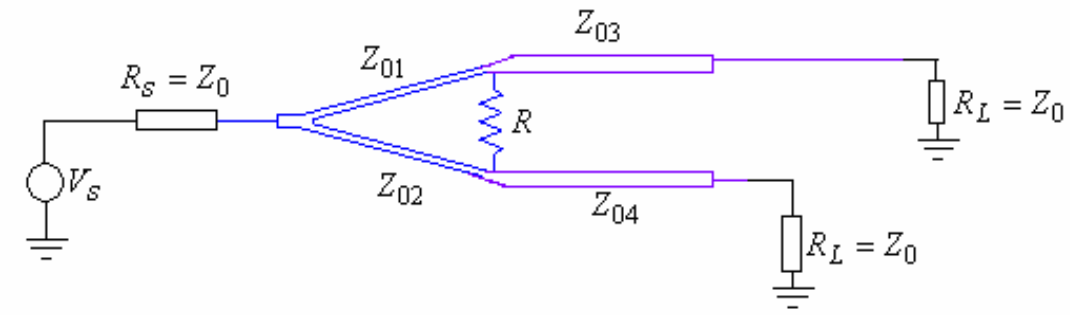


Fig.IV.4 : Diviseur de puissance large bande 3.

IV.3 Performances des diviseurs de puissance

Les performances des quatre diviseurs/combineurs de puissance sont simulées à l'aide du logiciel « Microwave Office ». Pour ce faire, nous avons fixé la fréquence centrale à *18.7 GHz*, déterminée dans le chapitre VII, et l'impédance aux différents accès $Z_0 = 50\Omega$, utilisé

un substrat d'épaisseur $h=0.25\ mm$, et de permittivité relative $\varepsilon_r = 10.2$. L'épaisseur du métal est $t=17\ \mu m$.

Pour des raisons beaucoup plus pratiques, les limites de la bande passante sont définies à $-20dB$ pour les coefficients de réflexion [14]

Ainsi, les performances de chaque diviseur de puissance seront comparées en terme de bande passante.

Comme ces structures sont symétriques ils présentent donc les caractéristiques suivantes:

$$\begin{cases} S_{22} = S_{33} \\ S_{21} = S_{31} \\ S_{12} = S_{13} \\ S_{23} = S_{32} \end{cases}$$

IV.3.1 Comparaison des coefficients de réflexion S_{11}

A partir de la figure IV.5 illustrant les courbes des coefficients de réflexion $|S_{11}|$ en fonction de la fréquence, nous tirons les remarques suivantes :

- le diviseur de Wilkinson standard a une bande passante, à $-20dB$, de 6.05 GHz ;
- le diviseur de Wilkinson large bande 1 a une bande passante de 10.47GHz **;**
- le diviseur de Wilkinson large bande 3 a une bande passante de 12.26GHz.

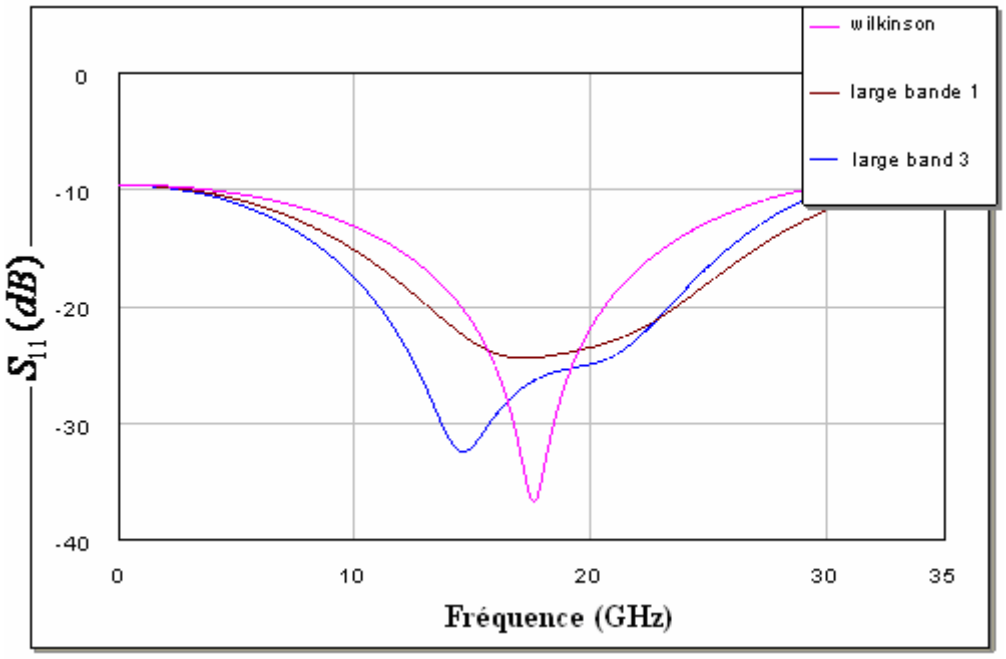


Fig.IV.5 Coefficient de réflexion a l'entrée $|S_{11}|$ des différents diviseurs

Le diviseur de Wilkinson large bande 2 n'a pas pu être analysé à cause de la valeur trop grande de l'impédance des stubs pour pouvoir la synthétiser. Cependant et d'après Gowri S. Makeneni et Wiliam T. Joines [14], ce circuit présente des caractéristiques moins bonne du point de vue de la bande passante par rapport aux diviseurs de Wilkinson large bande 1 et large bande 3.

Il y a donc effectivement une augmentation de la bande passante lorsqu'on modifie la structure standard de Wilkinson.

IV.3.2 Comparaison des coefficients de transmission S_{21} et S_{31}

Nous définissons les limites de la bande passante comme étant les fréquences pour lesquelles $|S_{21}|$ et $|S_{31}|$ varie de 0.1dB (de -3 à -3.1 dB) [14] Ceci correspond à une variation de 50 % de la puissance transmise. La figure.IV.6 nous permet de tirer les conclusions suivantes :

- le diviseur de Wilkinson a une bande passante de 9.53GHz ;
- le diviseur large bande 1 a une bande passante de 14.37GHz ;
- le diviseur large bande 3 a une bande passante de 15.79GHz.

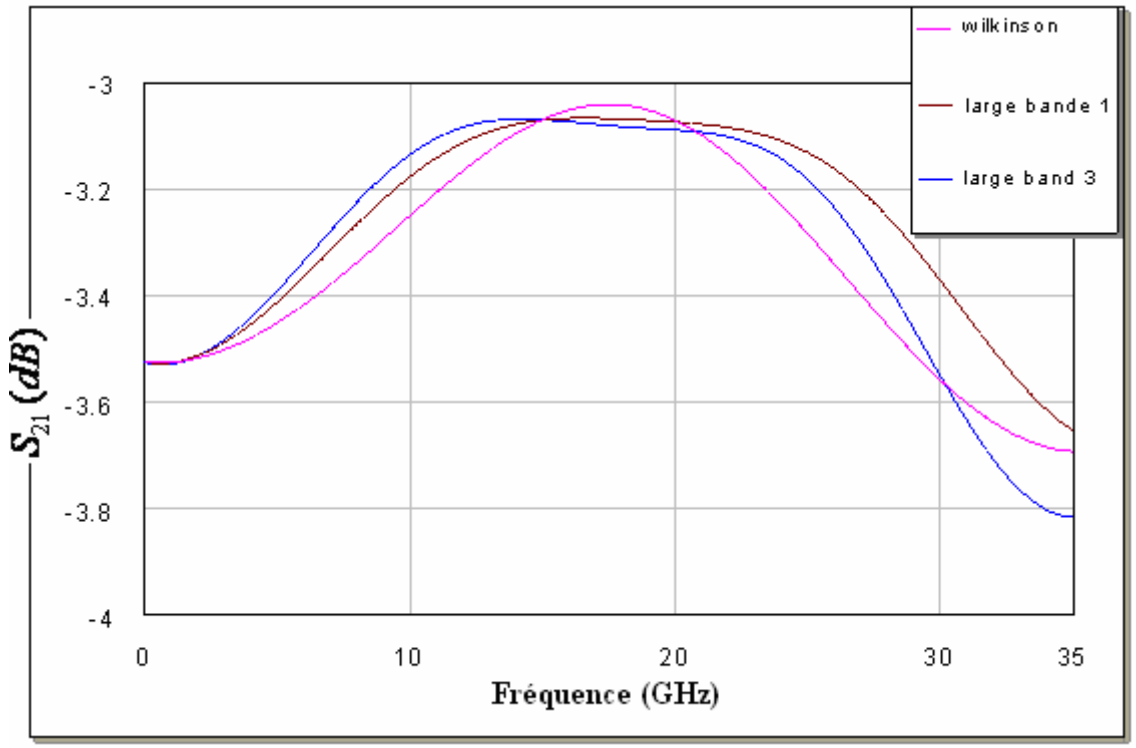


Fig.IV.6: Coefficients de transmission $|S_{21}|$ et $|S_{31}|$.

Ce résultat est en corrélation avec celui obtenu pour les coefficients de réflexion car les puissances réfléchie et transmise sont liées et leur somme est constante et égale à celle fournie par le générateur. Ceci peut paraître paradoxale à cause des pertes que pourrait engendrer la résistance d'isolation et dont on devrait tenir compte dans le bilan des puissances, mais il n'en est rien car cette dernière, soumise à une différence de potentiel nul, n'est donc traversée par aucun courant.

IV.3.3 Comparaison des coefficients de réflexion en sortie S_{22} et S_{33} :

En prenant les limites de la bande passante à $-20dB$, nous obtenons (fig. .IV.7) :

- le diviseur de Wilkinson à une bande passante de 19.957GHz ;
- le diviseur large bande 1 a une bande passante de 13.74GHz ;
- le diviseur large bande 3 à une bande passante de 8.14GHz.

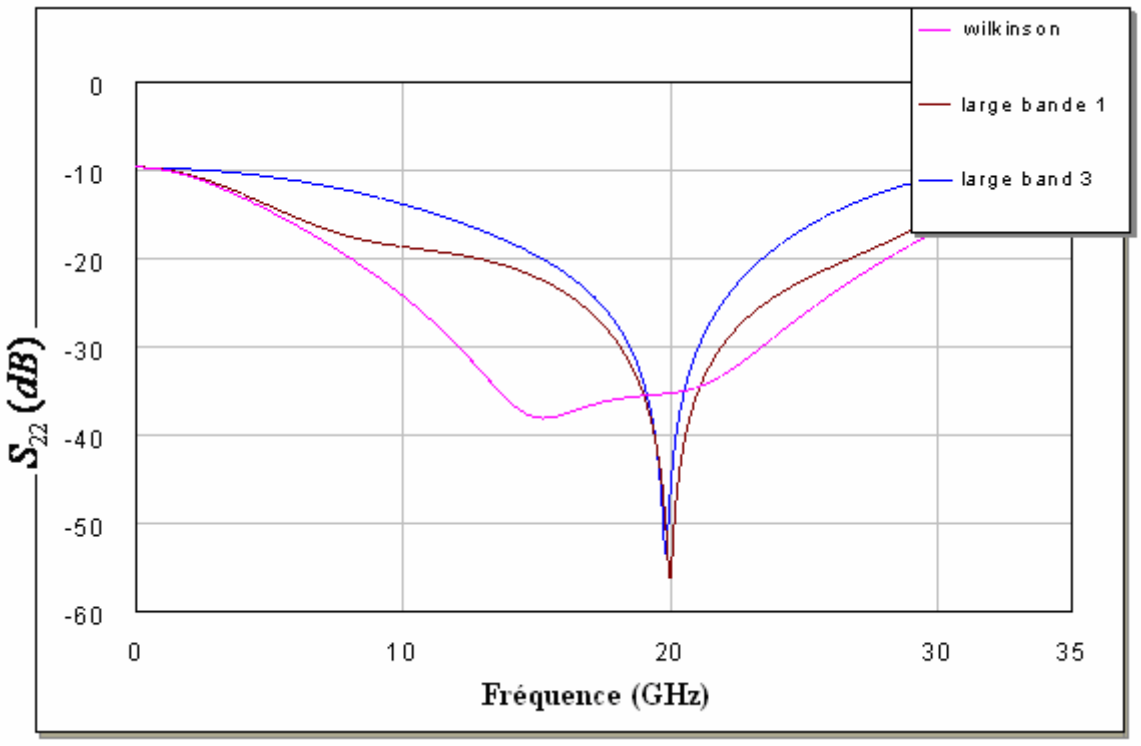


Fig.IV.7 : Coefficients de réflexion en sortie $|S_{22}|$ et $|S_{33}|$.

IV.3.4 Comparaison des coefficients d'isolation S_{23} :

En réalité, le coefficient d'isolation en tant que tel, dans le cas des amplificateurs distribués, a très peu d'importance étant donné que la liaison entre les accès de sortie est plutôt désirée. La figure.IV.8 en donne le résultat suivant :

- le diviseur de Wilkinson a une bande passante de 6.19GHz ;
- le diviseur large bande 1 a une bande passante de 7.68GHz ;
- le diviseur large bande 3 à une bande passante de 7.23GHz ;

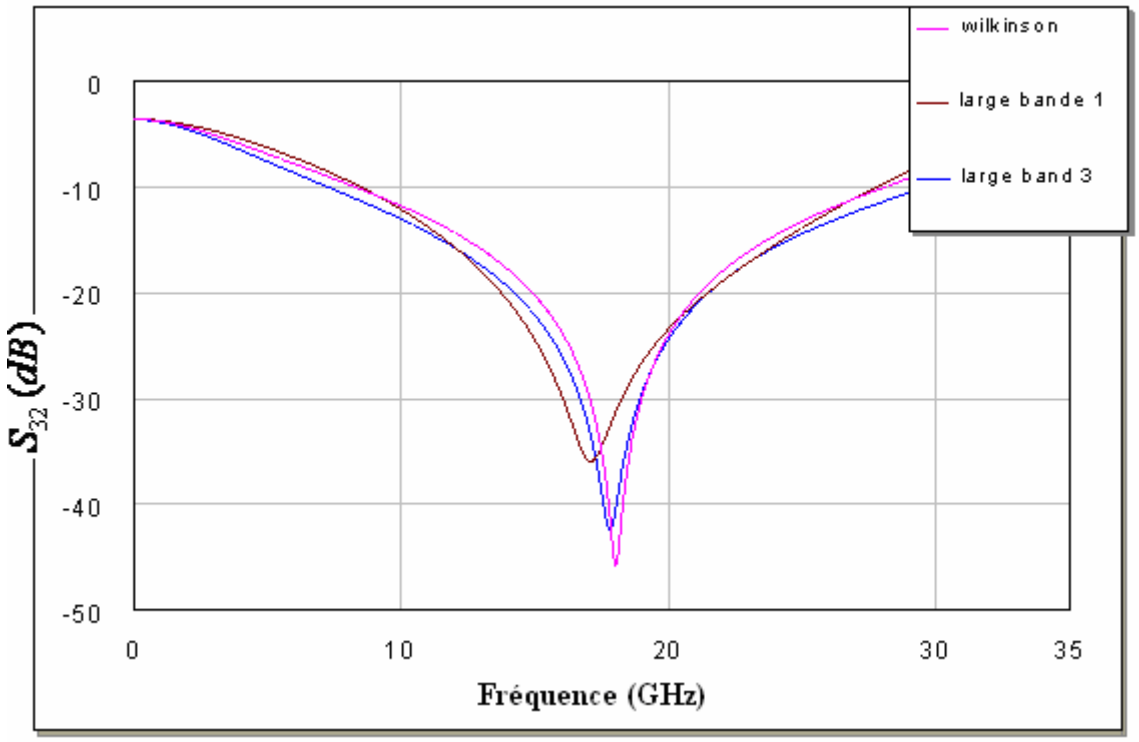


Fig.IV.8: Coefficients d'isolation entre les ports de sortie S_{23}

Finalement, la conclusion générale à tirer, du point de vue de la bande passante, est que le diviseur de puissance large bande 3 possède la meilleure adaptation à l'entrée, la meilleure transmission de l'accès 1 vers l'accès 2.

Par conséquent, il est le mieux indiqué pour des applications à large bande.

Contribution à l'amélioration de la bande passante d'un amplificateur distribué à un seul étage

V.I Introduction

Dans ce chapitre nous allons développée une technique permettant de concevoir un amplificateur distribué micro-onde à un seul étage avec une nette amélioration de la bande passante. Cette technique consiste à approximer le gain transducique de l'amplificateur distribué à un seul étage par le polynôme de Chebychev et en imposant une fréquence de coupure (maximale) théorique égale à celle de l'amplificateur distribué conventionnelle (ADC) [16]. Cet amplificateur est nommé ADNA (Amplificateur distribué non adapté).

L'amplificateur distribué micro-onde à un seul étage conventionnel (ADNAC) [17-18] comporte un seul transistor MESFET et des lignes de grille et de drain ouvertes (fig. V.1). Cette structure découle de celle présentée par [10] et a l'avantage d'améliorer le gain transducique de 12 dB grâce à l'obtention d'une tension double le long de la ligne de grille d'une part, et à la récupération des puissances qui seraient absorbées par les charges aux accès 2 et 3 dans la structure de l'amplificateur distribué conventionnel (ADC) d'autre part.

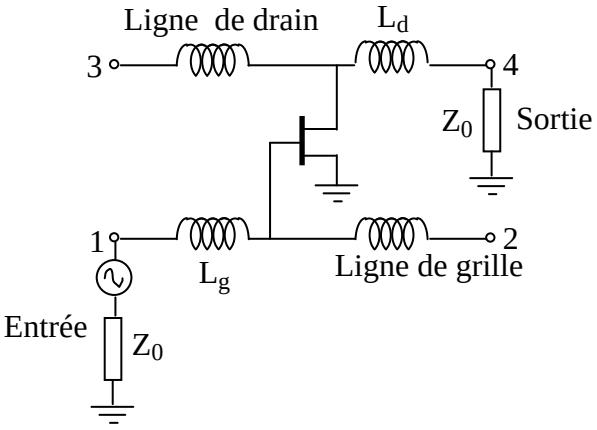


Fig.V.1 **:** Amplificateur distribué à un seul étage

Si pour l' ADC, le critère d'adaptation des lignes de grille et de drain à l'impédance Z_0 est imposé, nous trouvons, par contre, qu'il n'a plus de raison d'être en ce qui concerne l'ADNAC. En n'ayant plus cette contrainte, nous pouvons en effet avoir plus de liberté sur le choix ou la détermination des impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain selon, évidemment, l'objectif recherché. Ces impédances caractéristiques influent fortement

sur la bande passante du circuit et le but que nous nous sommes fixés est justement l'amélioration de cette bande passante. Ces impédances caractéristiques vont par conséquent constituer des paramètres de conception.

V.2 Formulation du problème

Le gain transducique G_T du montage (fig.V.2), dans lequel C_g et C_d sont respectivement les capacités au niveau de la grille et du drain du transistor à effet de champ en source commune, est :

$$G_T = \frac{\frac{1}{2} Réel\left(v_2 i_2^*\right)}{\frac{\left|E_g\right|^2}{8Z_0}}$$

où v_2 et i_2 sont respectivement la tension et le courant de sortie, et E_g la f.e.m du générateur.

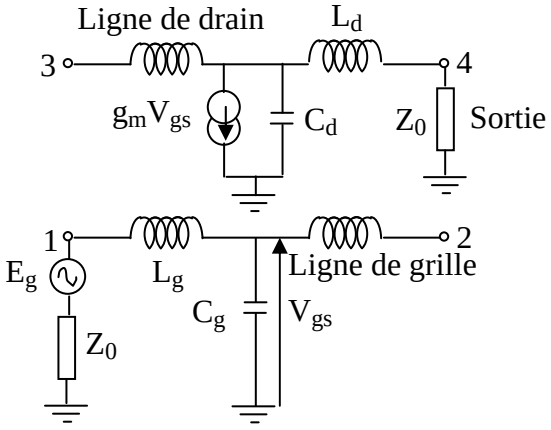


Fig. V.2 **:** Schéma équivalent de l'amplificateur distribué à un seul étage

Le calcul (Annexe D) donne le résultat suivant :

$$G_T = \frac{4Z_0^2 g_m^2}{\left[\left(1-4x^2\right)^2 + \alpha_1^2 x^2\right]\left[\left(1-4a^2x^2\right)^2 + \alpha_2^2 a^2 x^2\right]} \qquad (V.1)$$

où $x = \frac{\omega}{\omega_{C1}}$ est la fréquence normalisée par rapport à la pulsation (fréquence) de coupure de la ligne de grille $\omega_{C1} = \frac{2}{\sqrt{L_g C_g}}$, $\alpha_1 = 2\frac{Z_0}{Z_{C1}}$, $\alpha_2 = 2\frac{Z_0}{Z_{C2}}$ et $a = \frac{\omega_{C1}}{\omega_{C2}}$

$Z_{C1} = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}}$ et $Z_{C2} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}}$ sont respectivement les impédances caractéristiques, à des fréquences relativement basses, des circuits k-constants constituant les lignes de grille et de drain, et $\omega_{C2} = \frac{2}{\sqrt{L_d C_d}}$.

Le gain transducique (V.1), en continu $x = 0$, est $G_T = 4Z_0^2 g_m^2$ et le gain en puissance d'un amplificateur distribué conventionnel à *N* transistors (modèle sans les résistances grille-source et drain-source), à la fréquence nulle, est $G_p = 0.25 Z_0^2 g_m^2 N^2$ [16]. Le gain G_p de l'amplificateur distribué conventionnel est égal à son gain transducique puisqu'il y a adaptation à l'entrée. La comparaison entre G_T et G_p est donc valable et montre que l'amplificateur ADNA a un gain égal à celui de l'amplificateur ADC à 4 transistors (ADC4).

Le choix de ω_{C1} comme pulsation de normalisation n'est pas tout à fait fortuit mais découle du fait que, comparativement à ω_{C2} , elle est de valeur plus faible .

En normalisant le gain G_T par rapport à la quantité $4Z_0^2 g_m^2$, nous obtenons l'expression suivante :

$$g_T = \frac{G_T}{4Z_0^2 g_m^2} = \frac{1}{\left[\left(1-4x^2\right)^2 + \alpha_1^2 x^2\right]\left[\left(1-4a^2x^2\right)^2 + \alpha_2^2 a^2 x^2\right]} \qquad \text{(V.2)}$$

Cette expression contient des grandeurs sans dimensions ; elle peut donc s'appliquer à n'importe quel transistor et à n'importe quelle ligne, ce qui constitue en fait un grand avantage. En développant le dénominateur, nous aboutissons au résultat suivant :

$$g_T = \frac{1}{1 + A_2 x^2 + A_4 x^4 + A_6 x^6 + A_8 x^8} \qquad \text{(V.3)}$$

où (Annexe D):

$$A_2 = a^2\left(\alpha_2^2 - 8\right) + \left(\alpha_1^2 - 8\right)$$
$$A_4 = 16a^4 + a^2\left(\alpha_2^2 - 8\right)\left(\alpha_1^2 - 8\right) + 16$$
$$A_6 = 16a^4\left(\alpha_2^2 - 8\right) + 16a^2\left(\alpha_1^2 - 8\right)$$
$$A_8 = 16^2 a^4$$

L'approximation du dénominateur de (V.3) par un polynôme de degré 8 est donc la plus appropriée. Nous avons porté notre choix sur le polynôme de Chebychev [19] car ce dernier s'applique généralement à des circuits ayant des réponses fréquentielles fluctuantes dans la

bande de fréquence, ce qui correspond à notre cas. Cette approximation nous impose d'écrire d'abord le dénominateur de g_T sous la forme $D = 1 + Q_n(x)$ ou bien :

$$D = \left(1 - \varepsilon_1^2\right)\left[1 + \varepsilon^2\left(1 + \frac{Q_n(x)}{\varepsilon_1^2}\right)\right] \qquad \text{(V.4)}$$

où $\varepsilon^2 = \dfrac{\varepsilon_1^2}{1-\varepsilon_1^2}$ représente le taux d'ondulation.

et procéder ensuite à l'approximation par le polynôme de Chebychev $T_n^2(x)$ d'une partie du dénominateur *D* à savoir :

$$1 + \varepsilon^2\left(1 + \frac{Q_n(x)}{\varepsilon_1^2}\right) = 1 + \varepsilon^2 T_n^2(x) \qquad \text{(V.5)}$$

d'où

$$T_n^2(x) = 1 + \frac{Q_n(x)}{\varepsilon_1^2} \qquad \text{(V.6)}$$

Les expressions (V.4) et (V.5) montre que g_T peut être supérieur à l'unité pour certaines fréquences contenues dans la bande de fréquences du circuit.

Comme $Q_n(x)$ est de degré 8, $T_n(x)$ doit donc être de degré 4 et $T_n^2(x)$ de degré 8 [4] :

$$T_n^2(x) = 64x^8 - 128x^6 + 80x^4 - 16x^2 + 1 \qquad \text{(V.6)}$$

Après identification, les expressions (V.3) et (V.6) impliquent le système non linéaire suivant :

$$\begin{cases} A_8 = 64\varepsilon_1^2 \\ A_6 = -128\varepsilon_1^2 \\ A_4 = 80\varepsilon_1^2 \\ A_2 = -16\varepsilon_1^2 \end{cases} \qquad \text{(V.7)}$$

Donc, pour concevoir l'amplificateur ADNA nous devons d'abord résoudre le système d'équation (V.7) dont les racines sont α_1, α_2, a et ε_1 (ou ε). Les valeurs de ces racines sont les mêmes quelques soient les caractéristiques du transistor à effet de champ utiliseé.

V.3 Résultat- Conclusion

La résolution du système (7) donne le résultat suivant :

$$\alpha_1 = 2.38; \alpha_2 = 0.556; a = 0.509; \varepsilon^2 = 0.37 \qquad \text{(V.8)}$$

Ces valeurs sont valables seulement pour l'amplificateur ADNA ; pour l'amplificateur (ADNAC) on aura :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 2 \quad \text{et} \quad a = 1 \tag{V.9}$$

En remplaçant ces paramètres par leurs valeurs dans la relation (V.2) et en utilisant l'expression du gain en puissance de l'ADC [16], nous avons tracé les courbes des gains normalisés en fonction de la fréquence normalisée des trois amplificateurs ADNA, (ADNAC) et ADC4 (fig.V.3). La caractéristique principale est que ces courbes sont universelles. Nous remarquons que l'amplificateur ADNA, dont le gain normalisé est approximé par le polynôme de Chebychev , offre une bande passante deux fois plus grande que celle de l'amplificateur ADNAC et pratiquement égale à celle de l'amplificateur ADC4. Le taux d'ondulation maximal dans la bande de fréquence de *0.37* est confirmé par la courbe de la figure (V.3).

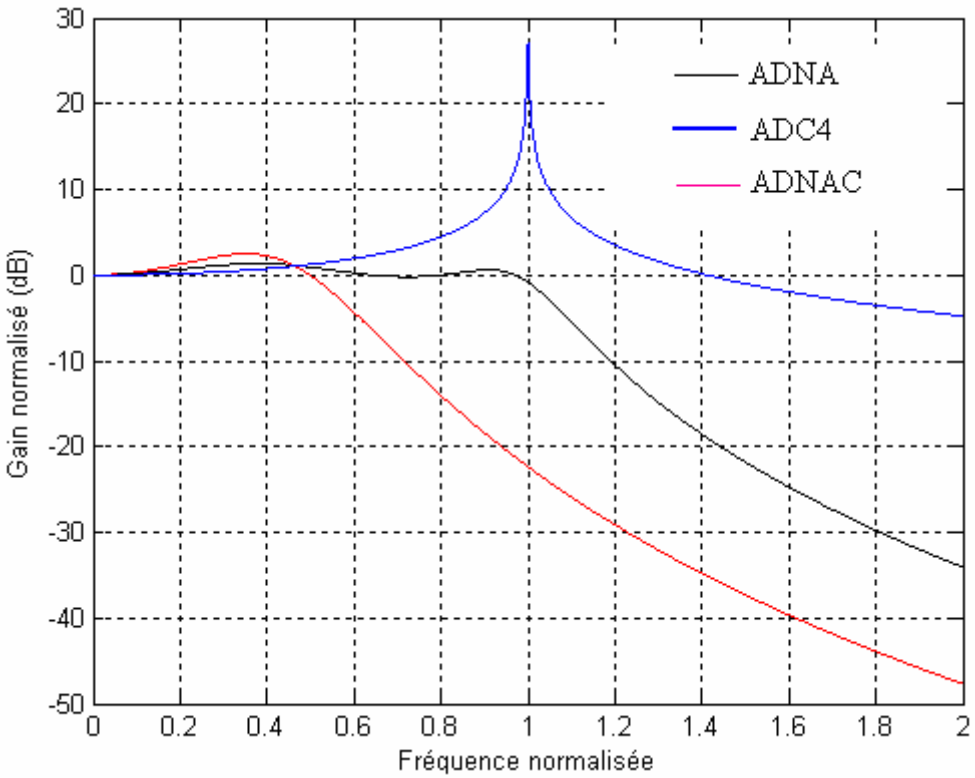


Fig. V.3 : Gains normalisés en fonction de la fréquence normalisée

De la relation (V.8) et en prenant $Z_0 = 50\,\Omega$ nous déduisons celles des paramètres de conception en fonction de la capacité de grille C_g (Annexe D) :

$$C_d = 0.119\,C_g\,;\; L_g = 1765\,C_g\,;\; L_d = 3846\,C_g \tag{V.9}$$

Il suffit donc de connaître seulement la valeur de C_g pour pouvoir ensuite procéder à la conception de l'amplificateur.

Toutes ces valeurs sont valables quel que soit le transistor utilisé et permettent de tirer les conclusions suivantes :

- Le rapport des capacités C_g et C_d (*0.119*) est conforme à celui fourni par la plupart des transistors à effet de champ et qui est de l'ordre de 10%. Mais en cas de besoin, on peut toujours ajouter au drain une capacité shunt.
- La valeur de Z_{C1} ($Z_{C1} = 42\,\Omega$) est toujours inférieure à celle de Z_0 ($Z_0 = 50\,\Omega$) qui est celle des lignes de grille et de drain d'un amplificateur ADC. Ceci implique une amélioration de la bande passante de l'ADNA plus de 19% par rapport à celle de l'amplificateur ADC.

Nous pourrons également conclure que l'objectif recherché, en l'occurrence l'amélioration de la bande, est atteint sans pour autant altérer le gain de l'amplificateur ce qui se produit dans le cas des amplificateurs traditionnels.

Circuits de polarisation

VI.1 Introduction

Les circuits de polarisation RF des transistors doivent être parcourus uniquement par le courant continu, ce qui veut dire que l'impédance présentée au reste de l'amplificateur doit être de valeur infinie. Si ceci est difficile, voire impossible, à réaliser avec des dispositifs à constantes localisées, il est par contre plus facile de l'obtenir avec des dispositifs à constantes réparties mais sur une bande de fréquence plus ou moins étroite.

De ce fait et vu que les amplificateurs distribués sont à très large bande, nous nous sommes alors fixés comme objectif la détermination des paramètres caractéristiques de ces circuits de polarisation à constantes réparties conduisant à l'élargissement de leurs bandes passantes.

VI.2 Circuits de polarisation à constantes réparties

On peut utiliser soit le circuit de polarisation composé de deux lignes quart d'ondes (à la fréquence centrale) d'impédances caractéristiques Z_1 et Z_2 (fig.VI.1) soit le stub radial [20]. Ces deux circuits sont tous les deux ouverts à l'une de leur extrémité et l'autre extrémité est connectée à l'entrée ou à la sortie du transistor.

Le stub radial permet de solutionner le problème de la discontinuité due à la jonction entre les deux lignes de l'autre circuit.

L'étude de leurs bandes passantes s'effectue après avoir évalué les pertes d'insertions introduites dans l'amplificateur par ces circuits de polarisation. Pour ce faire, nous devons déterminer l'impédance d'entrée Z_e de chaque circuit.

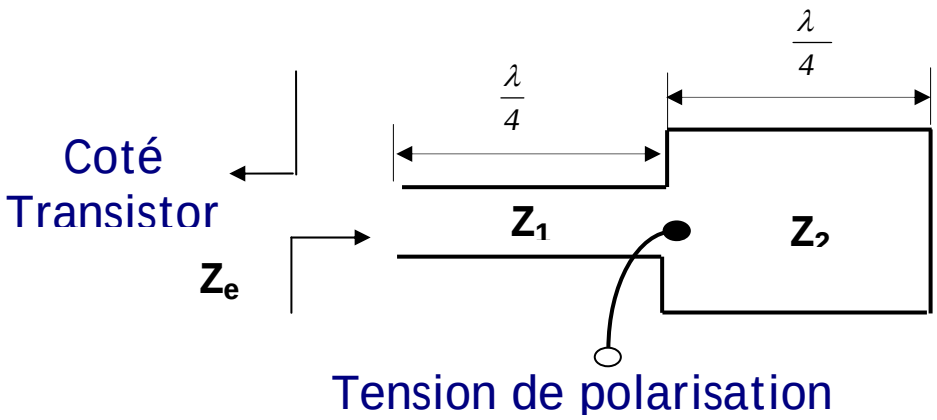


Fig.VI.1 : Circuit de polarisation avec deux lignes quart d'ondes

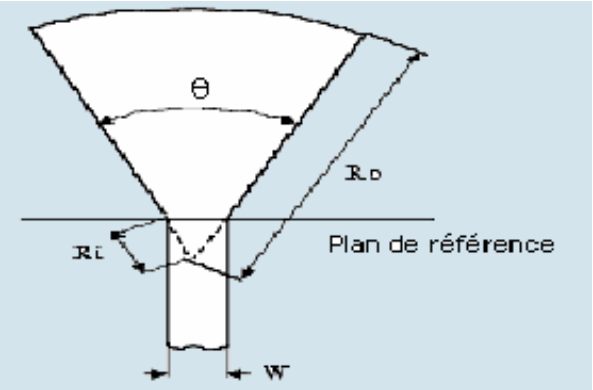


Fig.VI.2 : Circuit de polarisation stub radial.

VI.3 Etude des circuits de polarisation à constantes réparties

VI.3.1Circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde

Etant donné que ce circuit se compose de deux lignes en cascade, il est donc naturel d'utiliser la matrice chaîne pour déterminer l'impédance d'entrée. La matrice chaîne d'une des deux lignes quart d'onde est :

$$[T_i] = \begin{bmatrix} \cos\theta & jZ_i \cdot \sin\theta \\ j\dfrac{\sin\theta}{Z_i} & \cos\theta \end{bmatrix}_{(i=1,2)} \qquad \text{(VI.1)}$$

où : $\theta = \dfrac{\pi}{2}\dfrac{f}{f_0}$ avec f la fréquence et f_0 la fréquence centrale ;

Z_i est l'impédance caractéristique de la ième ligne.

La matrice chaîne globale est :

$$[T] = [T_1][T_2] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \qquad \text{(VI.2)}$$

Comme l'extrémité de la deuxième ligne est ouverte, le courant y est donc nul et l'impédance d'entrée du circuit de polarisation s'écrira alors :

$$Z_e = \frac{A}{C} \qquad \text{(VI.3)}$$

Le calcul des pertes d'insertion, traduites par le coefficient de transmission S_{21} , s'effectue en étudiant le schéma de la figure (VI.3) où Z_0 est l'impédance de normalisation

commune aux accès 1 et 2. Ce schéma indique que le circuit de polarisation, au niveau de l'entrée, est représenté par un quadripôle constitué de l'impédance d'entrée Z_e shunt.

Les impédances de normalisation étant les mêmes, on peut alors écrire

$$S_{21} = \frac{V_2 - Z_0 I_2}{V_1 + Z_0 I_1} \tag{VI.4}$$

où V_i et I_i *(i=1,2)* sont respectivement la tension et le courant à l'accès *i*.

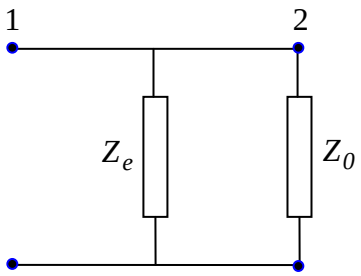


Fig.VI.3 : Schéma équivalent pour le calcul de S_{21}

En analysant le circuit, nous aboutissons à :

$$S_{21} = \frac{2Z_e}{(Z_0 + 2Z_e)} \tag{VI.4}$$

Comme Z_e est une réactance, le quadripôle est donc sans pertes et le taux d'onde stationnaire (TOS) s'écrit alors :

$$TOS = \frac{1 + \sqrt{1 - |S_{21}|^2}}{1 - \sqrt{1 - |S_{21}|^2}} \tag{VI.5}$$

La figure VI.4 représente le TOS en fonction de la fréquence normalisée f / f_0 .

Ce résultat indique que la bande passante est d'autant plus grande que l'écart entre les valeurs de Z_1 et Z_2 est plus important.

Donc pour des applications à large bande comme c'est le cas de l'amplification distribuée, il faut utiliser un circuit de polarisation comprenant une ligne à faible impédance caractéristique (Z_2) et une ligne à haute impédance caractéristique (Z_1). Mais l'inconvénient est que l'effet de la discontinuité s'accroît car l'écart entre les largeurs des rubans devient très important.

La solution se trouve dans le stub radial qui a l'avantage de posséder une jonction non abrupte entre les lignes.

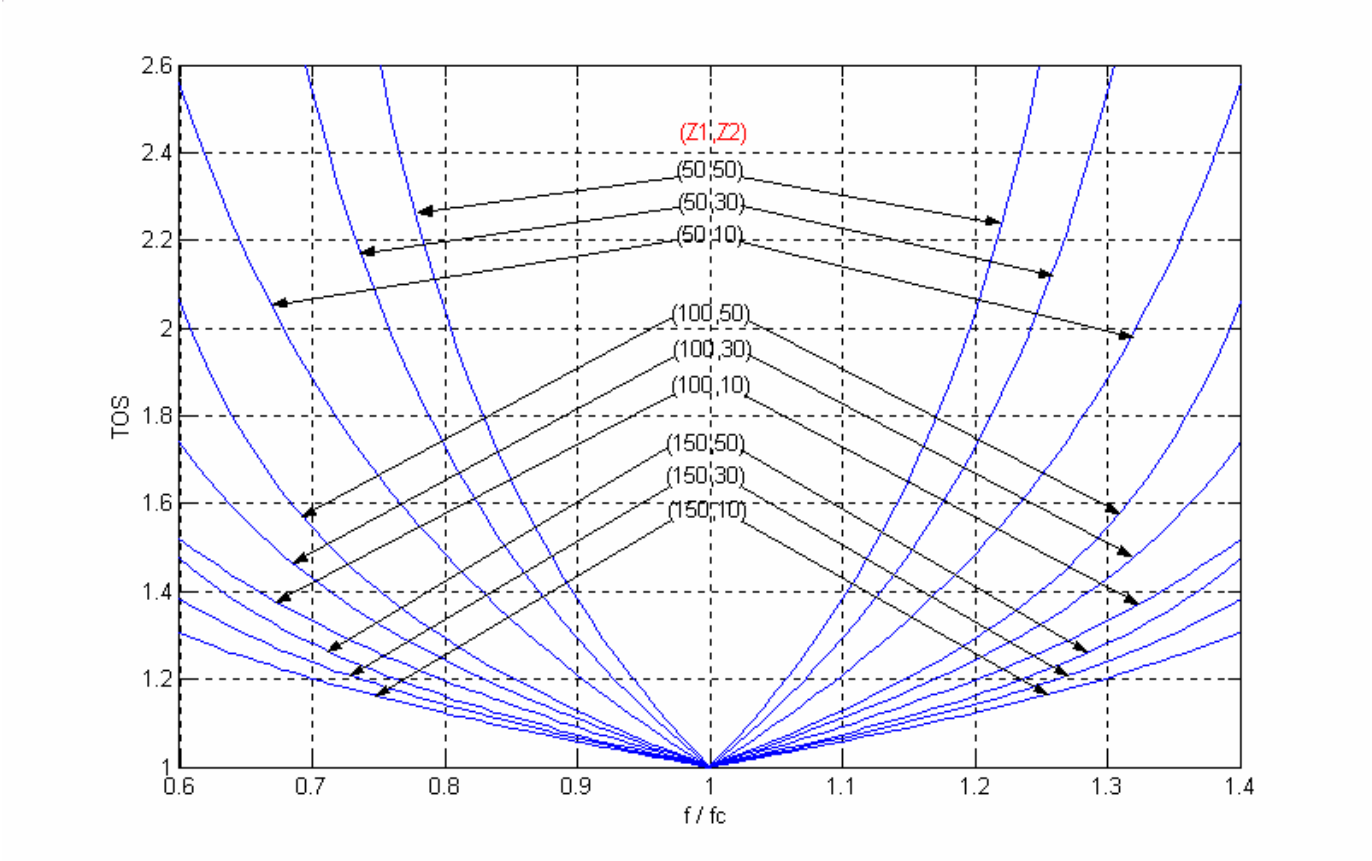


Fig.VI.4 :TOS en fonction de la fréquence normalisée

VI.3.2 Circuit de polarisation à stub radial

Cette étude vient d'être entamée [21], et elle se base toujours sur le calcul de l'impédance d'entrée Z_e et du TOS. Pour y parvenir, l'approche adoptée est celle qui consiste à fractionner la portion en V en N lignes élémentaires de longueur l et de largeur moyenne w_i (fig.VI.5) et en tirer la matrice chaîne globale à partir des matrices chaînes des lignes élémentaires.

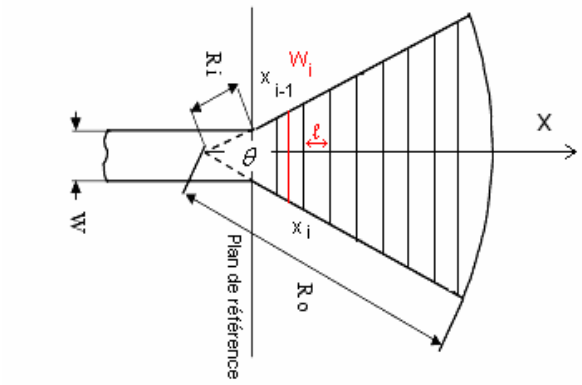


Fig.VI.5 : Stub radial découpé en N lignes élémentaires

Le résultat [21], illustré par la figure (VI.6), est obtenu pour :

- le nombre de découpage N=100.
- $w = 200\,\mu m \quad h = 381\,\mu m \quad \varepsilon_r = 2.2 \quad f = 10\ GHz \quad \text{et}\ R_0 = 1.273\ cm$.
- différentes impédances Z1 et pour $\theta = 60°$.

Nous remarquons que la bande passante est d'autant plus grande que Z_1 , l'impédance de la ligne microruban, est importante.

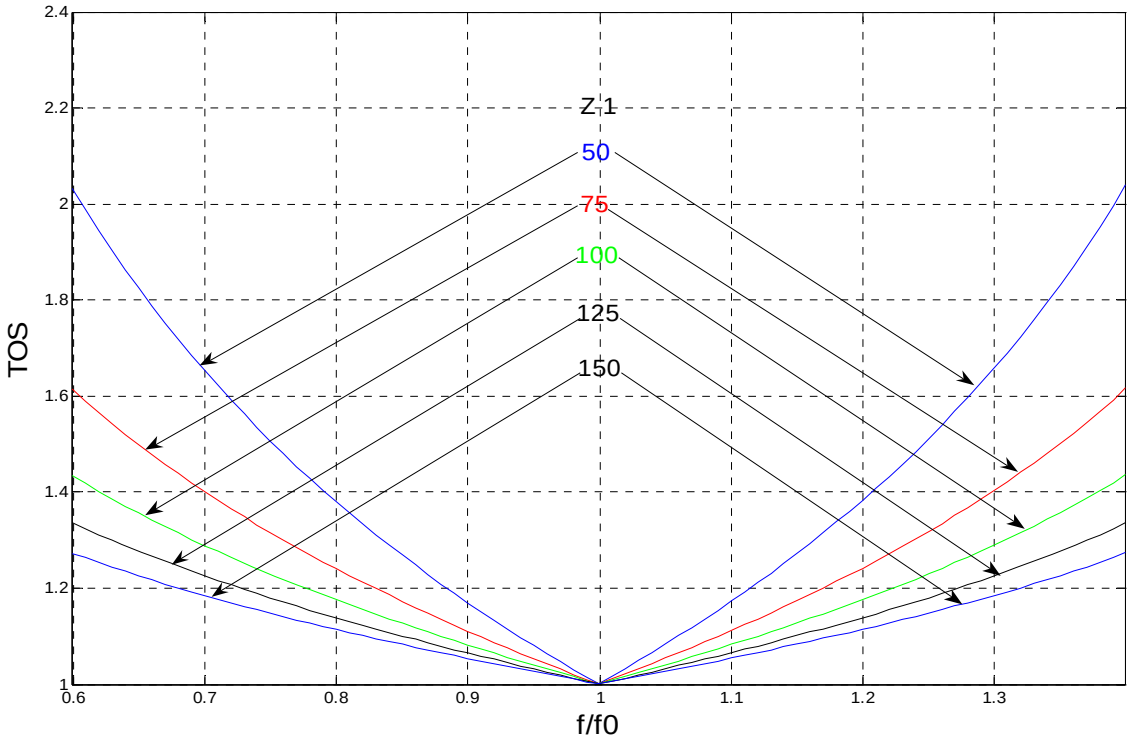


Fig. VI.6 : TOS en fonction de la fréquence normalisée du stub radial.

Conceptions d'amplificateurs distribués

VII.1 Introduction

Nous allons présenter dans ce chapitre les différents types de conceptions des amplificateurs distribués sans et avec les diviseurs/combineurs de puissance. Ce sont l'ADC, l'ADC avec diviseur de Wilkinson standard et à large bande, l'ADNAC et l'ADNA. Pour les circuits passifs associés à l'élément actif qui n'est autre que le transistor MESFET, nous avons combiné les circuits à constantes localisées avec les circuits à constantes réparties. Pour ces derniers, nous avons choisi la ligne microruban et ce en raison de sa compatibilité avec les dispositifs actifs à l'état solide.

Les performances de ces amplificateurs ont été simulées à l'aide du logiciel « Microwave Office ».

VII.2 Transistor et substrat choisis:

Pour pouvoir effectuer une comparaison des performances de l'ADC, l'ADNAC et l'ADNA, on doit choisir le même transistor. Ce transistor, comme il a été démontré au chapitre V, doit avoir un rapport des capacités drain et grille tel que $\frac{C_{ds}}{C_{gs}} \leq 0{,}119$.

Le transistor MESFET EFA018A d'EXELICS, choisi, répond à ce critère. En effet, ses capacités ont pour valeurs $C_{gs} = 0.17\,pF$ et $C_{ds} = 0.06\,pF$.

Le substrat est l'alumina , caractérisé par sa permittivité relative $\varepsilon_r = 10.2$, la hauteur de son diélectrique $h=0.25\ mm$ et l'épaisseur de son conducteur $t=17\ \mu m$.

VII.3 Conception de l'amplificateur ADC

Il faut en premier lieu calculer la valeur de la capacité shunt à connecter à la sortie de chaque transistor ainsi que les valeurs des inductances des lignes de grille et de drain à partir de $C_{gs} = 0.17\,pF$, $C_{ds} = 0.06\,pF$ et $Z_0 = 50\ \Omega$. Pour avoir les mêmes constantes de phase et les mêmes impédances, cette capacité C à ajouter doit être telle que $C = C_{gs} - C_{ds} = 0.164\,pF$. Quant aux valeurs des inductances, nous avons utilisé la relation $Z_0 = \sqrt{L_g / C_{gs}} = \sqrt{L_d / C_d} = 50\Omega$ qui nous a donné $L_g = L_d = 425\,pH$.

La fréquence de coupure est $f_c = \frac{2}{2\pi\sqrt{L_g C_{gs}}} = 37.4GHz$

Ensuite nous avons réalisé le montage d'un ADC4 (à 4 transistors) sans les circuits m dérivé (fig ; VII.1) et celui d'ADC4 avec les circuits m dérivé (fig.VII.2).

La simulation du gain de transfert G_T en fonction de la fréquence à l'aide du logiciel « Microwave Office » fut effectuée en représentant le transistor MESFET EFA018A d'EXELICS par son schéma simplifié (fig. VII.3), dont la transconductance est $g_m = 32\ mS$.

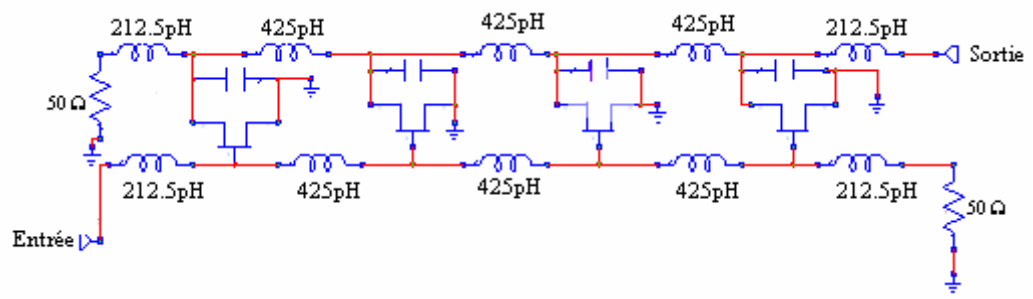


Fig.VII.1: Amplificateur ADC4 sans les circuits m dérivé.

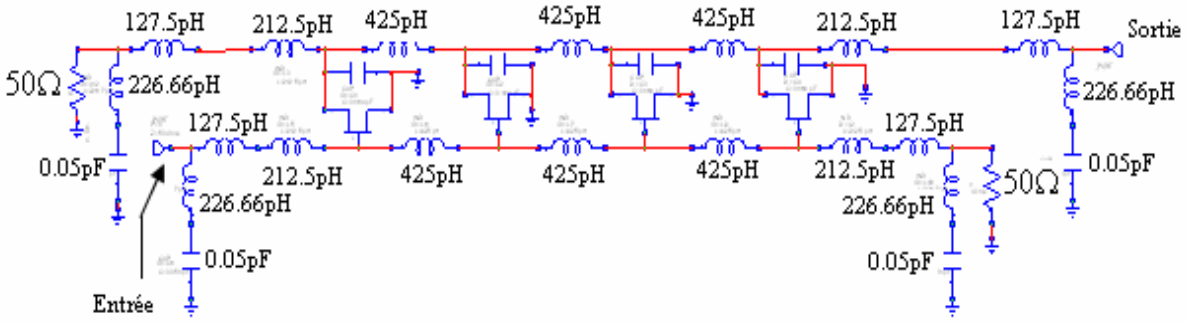


Fig.VII.2: Amplificateur ADC4 avec les circuits m dérivé.

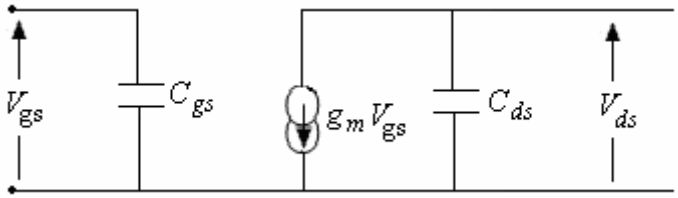


Fig.VII.3: Schéma simplifié du MESFET

Les courbes (Fig.VII.4) montrent que les gains sont quasi constants (10 dB) jusqu'à la fréquence 10.5 GHz. A partir de cette fréquence, les gains varient avec des ondulations relativement plus importantes pour l'ADC4 sans les circuits m dérivé. Ceci s'explique par le fait qu'à ces fréquences la désadaptation s'accroît, en raison de la variation des impédances

caractéristiques des lignes, et elle est plus prononcée dans le cas où les circuits m dérivé ne sont utilisés.

La fréquence de coupure est $f_c = 38.16GHz$ est très proche de la valeur théorique (37.4 GHz).

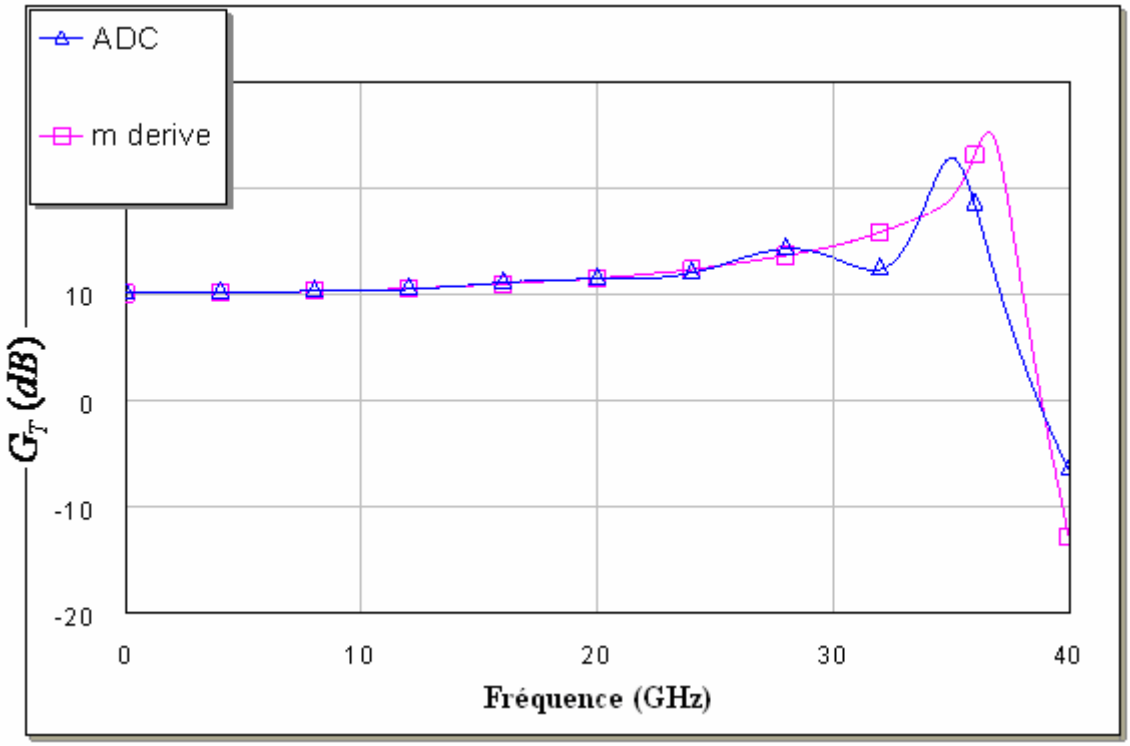


Fig.VII.4: Gains de transfert des amplificateurs
ADC4 avec et sans circuits m dérivé.

VII.4 Conception de l'amplificateur ADNA

A partir de (V.9) et compte tenu de la valeur $C_{gs} = 0.17\,pF$ ($C_g = C_{gs}$), nous avons trouvé : $C_d = 0.02\,pF$, $L_g = 300\,pH$ et $L_d = 653.2\,pH$.

La capacité shunt à ajouter au drain est donc $C = C_d - C_{ds} = 0.014\,pF$.

Le schéma de l'ADNA et son gain transducique sont respectivement représentés par les figures (VII.5) et (VII.6), obtenues par le logiciel « Microwave Office ».La figure (VII.7) représente une superposition de la courbe de la figure (VII.6) avec celle de l'ADNA (théorique) obtenue au chapitre V (fig.V.3). On constate que les deux courbes sont parfaitement superposables, ce qui confirme réellement la justesse de notre approche.

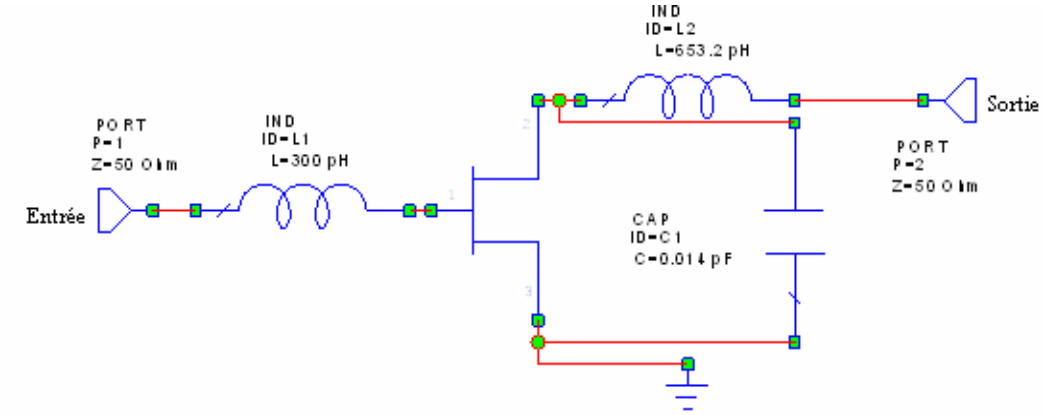


Fig.VII.5 : Schéma de l'ADNA

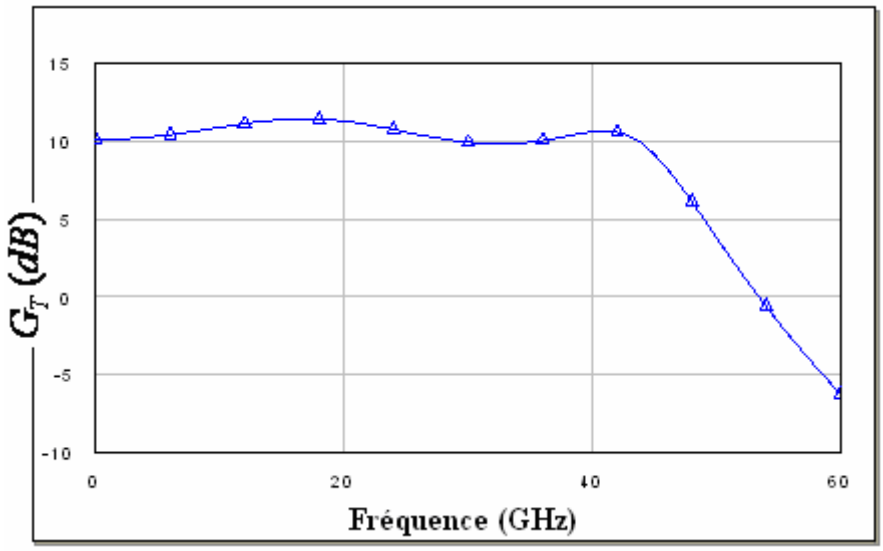


Figure.VII.6 : Gain transducique de l'ADNA

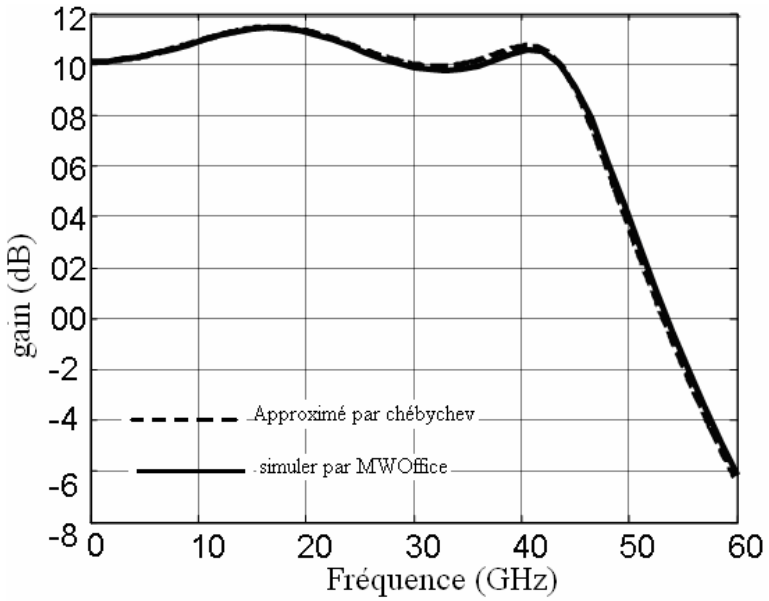


Fig.VII .7 : Gains transducriques de l'amplificateur ADNA simulé par « Microwave Office » et approximé par le polynôme de Chébychev.

VII.5 Conception de l'amplificateur ADNAC

Les impédances des lignes de grille et de drain ont la même valeur qui est 50Ω. Donc, les valeurs des inductances et de la capacité additive seront égales à celles de l'ADC4 (fig.VII.8).

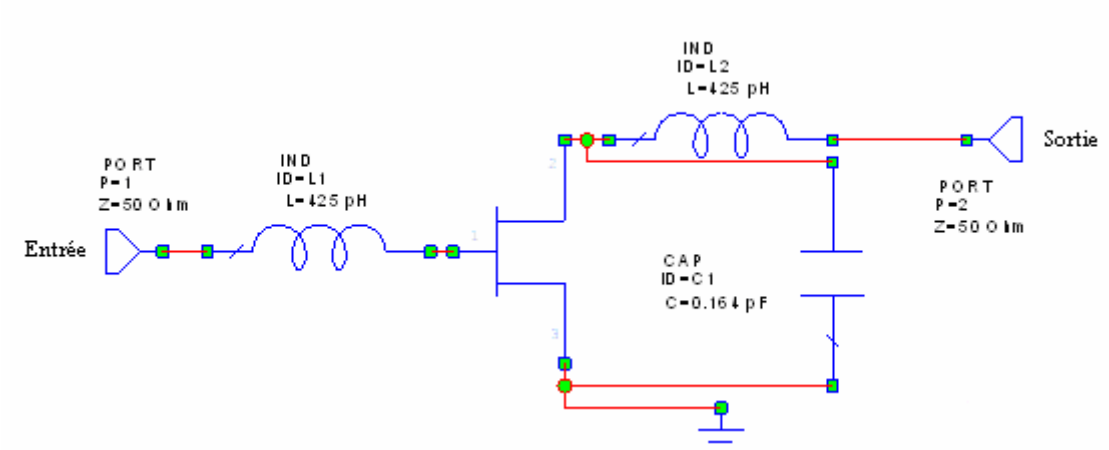


Fig.VII.8 : Schéma de l'ADNAC

VII.6 Comparaison

Les courbes des gains de transfert des amplificateurs ADC4, ADNA et ADNAC à l'aide du logiciel « Microwave Office » sont illustrés à la fig.VII.9. Nous remarquons clairement sur cette figure que la bande passante de l'ADNA :

- est plus grande que celle de l'ADC4 de 14,6GHz si la bande passante est définie du continu à la fréquence de coupure. Ce qui correspond à une augmentation de 39%, donc supérieure à 19% déjà annoncé dans le chapitre V ;
- est plus grande que celle de l'ADC4 de 7 GHz si la bande passante est définie du continu à la fréquence pour laquelle le gain diminue de 1 dB. Ce qui correspond à une augmentation de 19% ;
- est supérieure à celle de l'ADNAC de 26.5 GHz si la bande passante est définie du continu à la fréquence de coupure. Ce qui correspond à une augmentation de 98.5% ;
- est plus importante que celle de l'ADNAC de 25.2 GHz si la bande passante est définie du continu à la fréquence pour laquelle le gain diminue de 1 dB, en pourcentage 127%.

Cette comparaison met effectivement en relief l'amélioration importante de la bande passante de l'ADNA comparativement à celles de l'ADC4 et l'ADNAC.

Ces trois amplificateurs ont le même gain dans la bande passante, qui est de 10.1 dB.

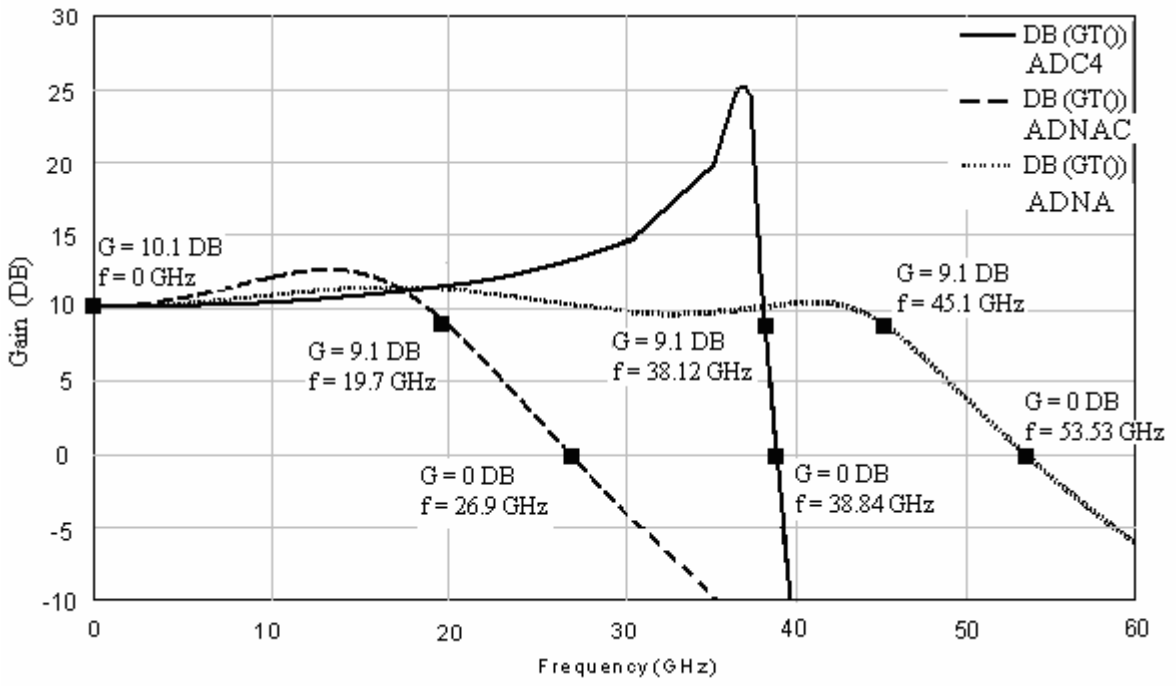


Figure.VII.9: Gains transduciques de l'ADC4, l'ADNAC et de l'ADNA.

VII.7 Conception des amplificateurs distribués associés aux diviseurs/ combineurs de puissance

Nous avons conçu les coupleurs de Lange et à branches, ainsi que le diviseur de Wilkinson à la fréquence centrale 18.7 GHz en utilisant le substrat cité précédemment. Ces diviseurs ont été choisis comme étant des circuits hybrides.

VII.7.1 Coupleur de lange:

Le coupleur de lange est conçu avec des lignes quart d'onde très fines couplées en parallèle. Ces lignes sont conçues en technologie microruban, leur largeur est *W* et la distance les séparant est *S* (fig.III.6) ; Pour augmenter le couplage, il est nécessaire d'utiliser des brèches très fines. Le coupleur résultant aura une large bande d'au moins un octave [12].

La première étape de la conception consiste à calculer l'impédance paire Z_{0e} et l'impédance impaire Z_{0o} des lignes et ce après avoir fixé le nombre de ligne *N* et le facteur de couplage C_p. Ce calcul s'effectue en utilisant les deux relations suivantes [12]:

$$Z_{0o}/Z_{0e} = R = \frac{C_p}{(C_p+1)(N-1)}\left(-1+\sqrt{1+\left(1/C_p{}^2-1\right)(N-1)^2}\right) \qquad \text{(VII.1)}$$

$$\sqrt{Z_{0o}.Z_{0e}} = \frac{Z_{on}\sqrt{[N-1+R][(N-1)R+1]}}{(1+R)} \qquad \text{(VII.2)}$$

où $Z_{on} = 50\Omega$.

Si le facteur de couplage est exprimé en décibel, soit X dB, il sera alors remplacé dans les expressions précédentes par $C_p = 10^{XdB/20}$.

En fixant *N=4* et C_p*=-3 dB*, la résolution du système, composé des équations (VII.1) et (VII.2), aboutit au résultat suivant :

$$Z_{0e} = 176.4\Omega \text{ et } Z_{0o} = 52.5\Omega$$

La deuxième étape a pour but la détermination de *W* et *S* en utilisant une méthode graphique [12] qui nécessite la connaissance préalable de Z_{0e} et de Z_{0o}.En utilisant les valeurs, calculées précédemment, de Z_{0o} et Z_{0e} , le graphe (fig.VII.10) nous donne le résultat suivant :

$$S/h = 0.1 \text{ et } W/h = 0.07$$

où *h=0.25mm* étant l'épaisseur du substrat utilisé, ce qui donne finalement :

$$S = 0.1 \times 0.25 = 0.025mm \text{ et } W = 0.07 \times 0.25 = 0.0175mm$$

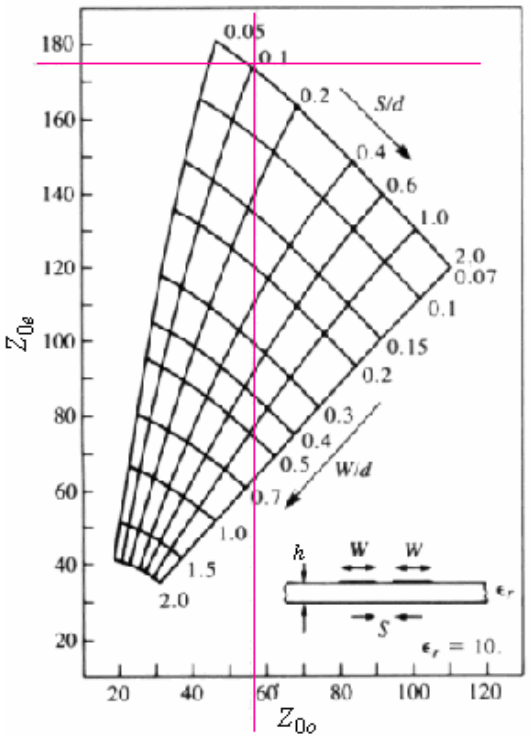


Fig.VII.10: L'impédance paire Z_{0e} en fonction de l'impédance Impaire Z_{0o} [12]

La troisième étape consiste à déterminer la longueur des lignes couplées à l'aide de la relation [12] :

$$L = \lambda/4 = \frac{c}{4f\sqrt{\varepsilon_{eff}}}$$

où c est la vitesse de la lumière, f la fréquence de travail et $\varepsilon_{eff} \cong 6.9$ [12] la permittivité effective de la ligne microruban.

Nous trouvons $L = 1.523mm$. Ainsi, le coupleur de Lange est celui de la figure (VII.11).

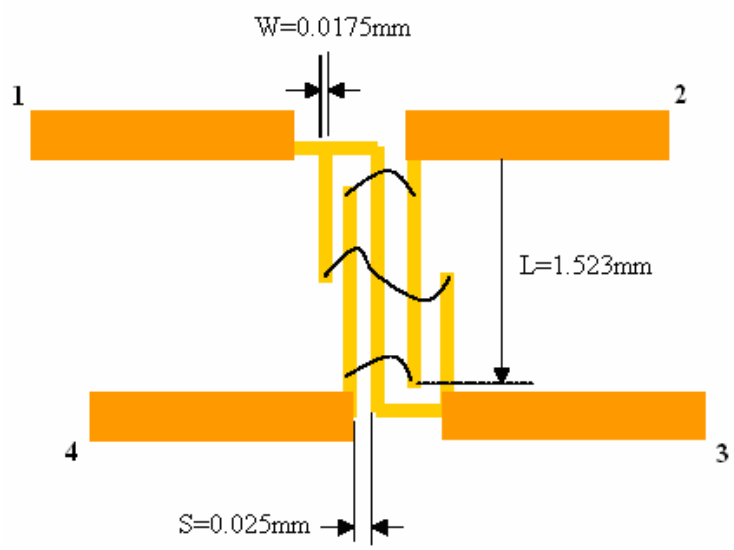


Figure.VII.11 : Coupleur de Lange

Les coefficients de transmission S_{21} et S_{31} ont été simulés (fig. VII.12) par le logiciel « Microwave Office »,

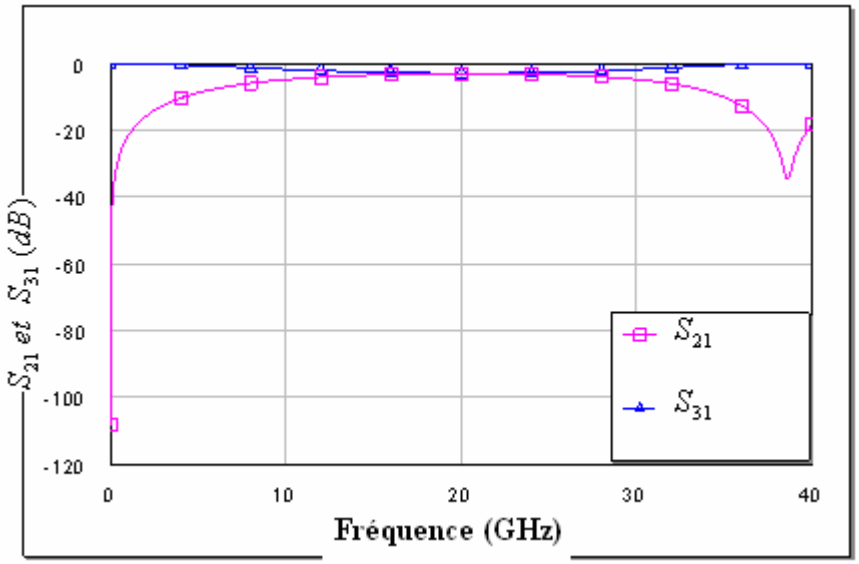


Fig.VII.12: Coefficients de transmission S_{21} et S_{31}

On remarque qu'à la fréquence centrale, la puissance est équitablement partagée entre les deux ports de sortie.

VII.7.2 Coupleur à branches

Ce type de coupleur est composé de deux paires de lignes quart d'ondes dont les impédances caractéristiques sont respectivement $Z_0 = 50\Omega$ et $Z_{01} = 35.46\Omega$. Le but est de le dimensionner. Pour ce faire, nous avons utilisé le programme de synthèse TXLINE du logiciel « Microwave Office » qui nécessite en entrée les données physiques et électriques du substrat, la fréquence de travail et la longueur électrique. En sortie, nous obtenons la largeur du ruban, sa longueur et la permittivité effective de la ligne microruban.

Le résultat de la synthèse est :

- $W = 231.27\mu m$ et $L = 1509\mu m$ pour les lignes d'impédance $Z_0 = 50\Omega$;
- $W = 455.53\mu m$ et $L = 1448.3\mu m$ pour les lignes d'impédance $Z_{01} = 35.46\Omega$.

VII.7.3 Diviseur de Wilkinson

Le résultat de la synthèse est :

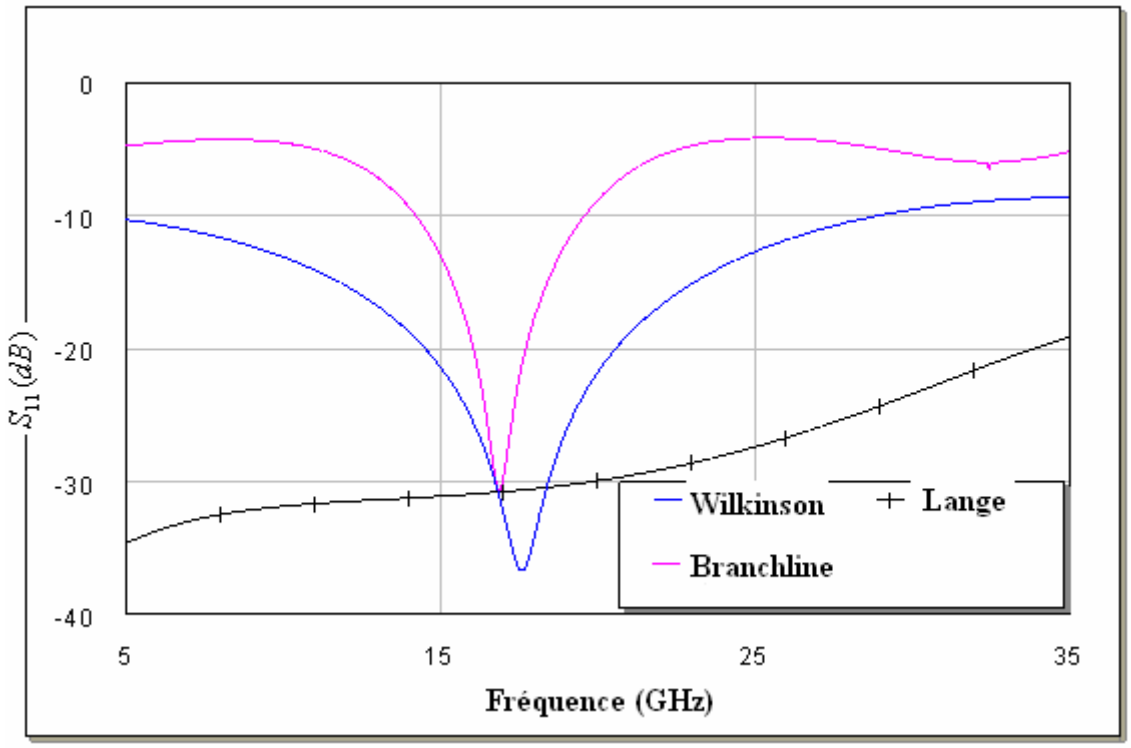
- $W = 88.05\mu m$ et $L = 1581\mu m$ pour les lignes d'impédance $Z_0 = 70.71\Omega$.

Comme la résistance d'isolation est un dipôle miniaturisé du type localisé, les accès (2) et (3) doivent être très proches, autrement dit les lignes doivent avoir une certaine courbure.

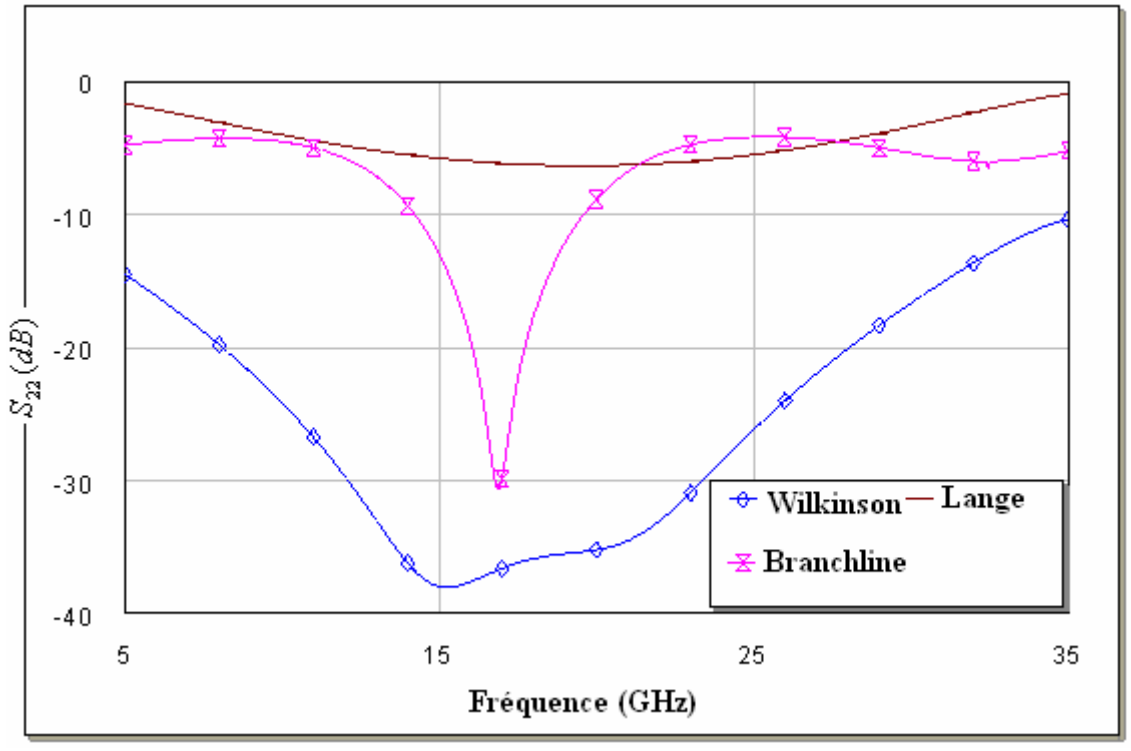
VII.8 Comparaison des performances des diviseurs

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés particulièrement à la bande passante de chaque type de diviseur. Nous avons donc à définir les limites des performances des diviseurs, qui correspondent aux fréquences inférieure et supérieure de la bande passante. Pour un but plus pratique, $-20dB$ est pris comme étant la limite pour un coefficient de réflexion, et *-3.1* dB pour un coefficient de transmission [14].

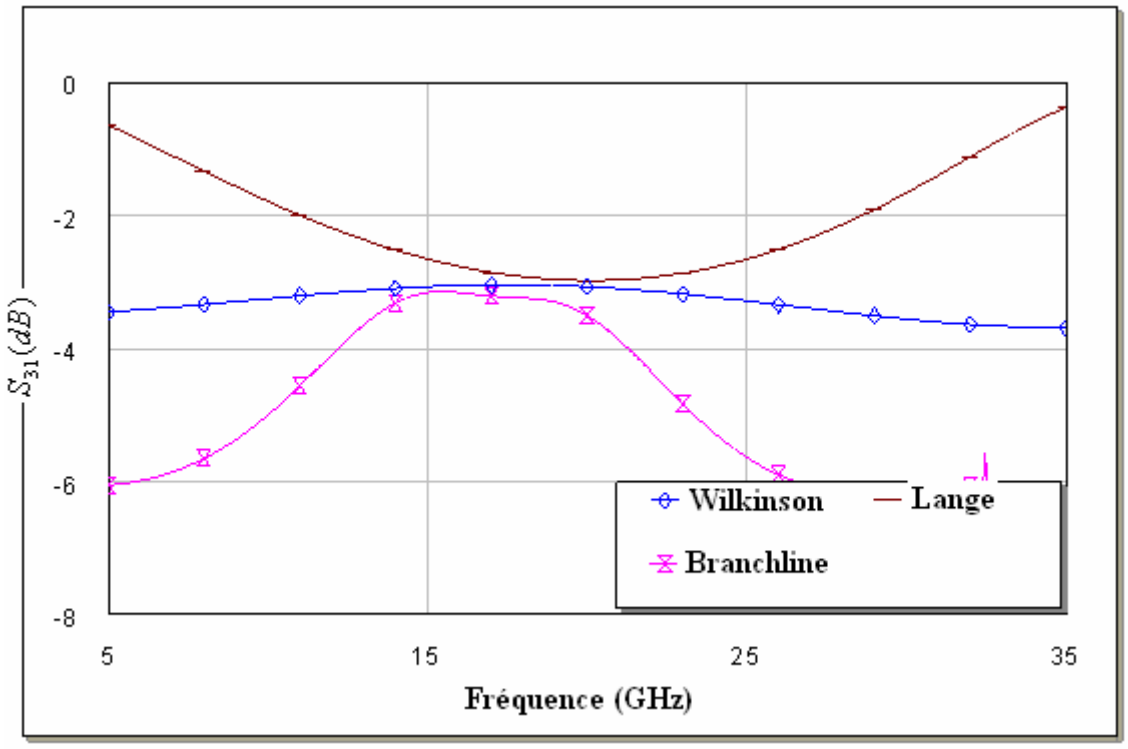
Les figures (VII.13) représentent certains coefficients de réflexion et de transmission des différents diviseurs en fonction de la fréquence. Nous remarquons que globalement, le diviseur de Wilkinson est le meilleur du point de vue de la bande passante. Ceci peut s'expliquer par le fait qu'il est constitué de moins de circuits ayant un caractère sélectif (ligne) par rapport aux coupleurs de Lange et à branches, donc il est moins sensible à la variation de la fréquence.



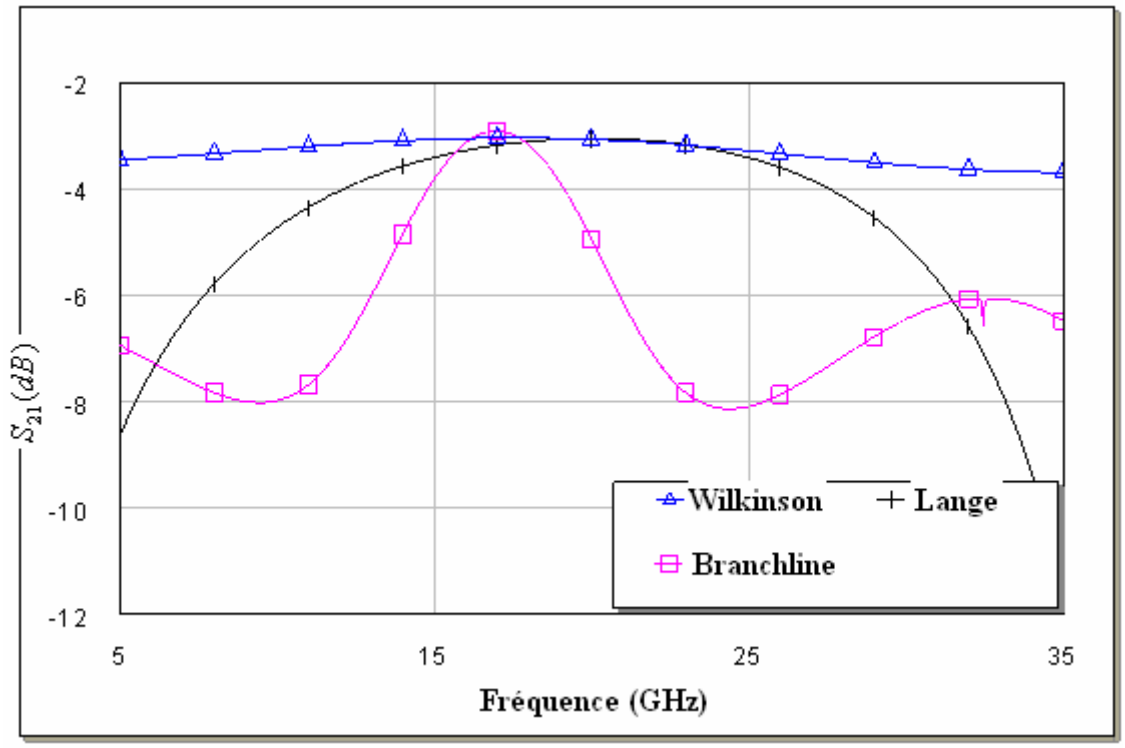
(a) : S11 en fonction de la fréquence



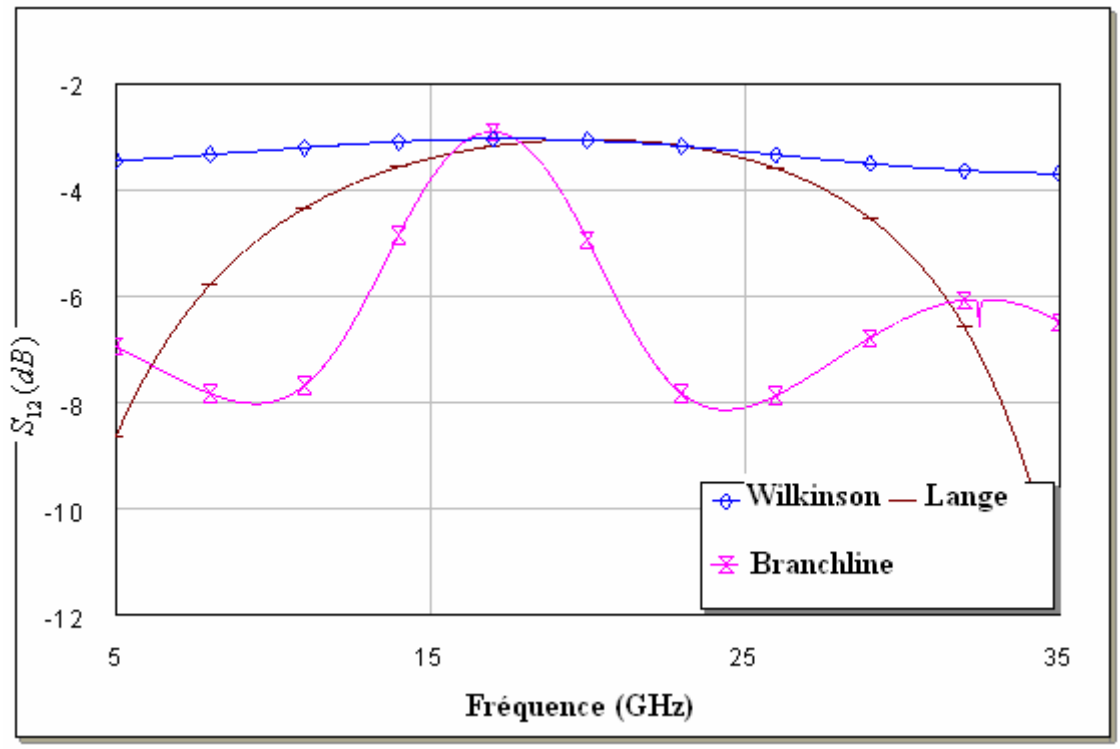
(b) : S22 en fonction de la fréquence



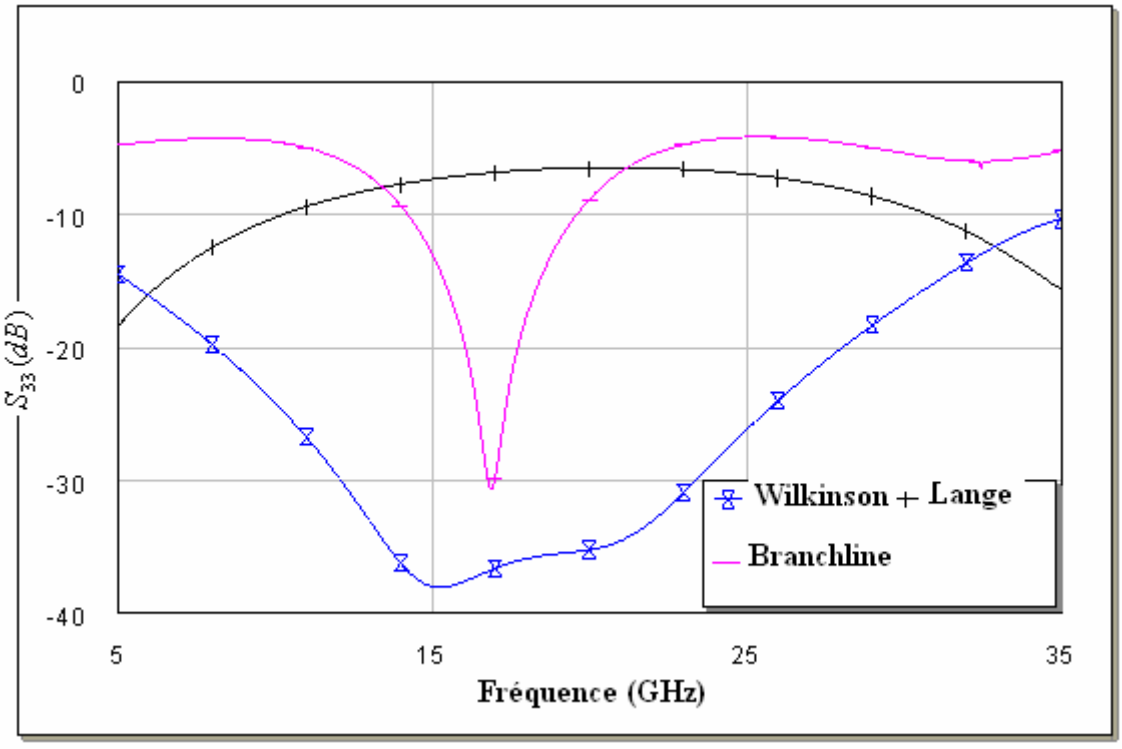
(c) : S31 en fonction de la fréquence



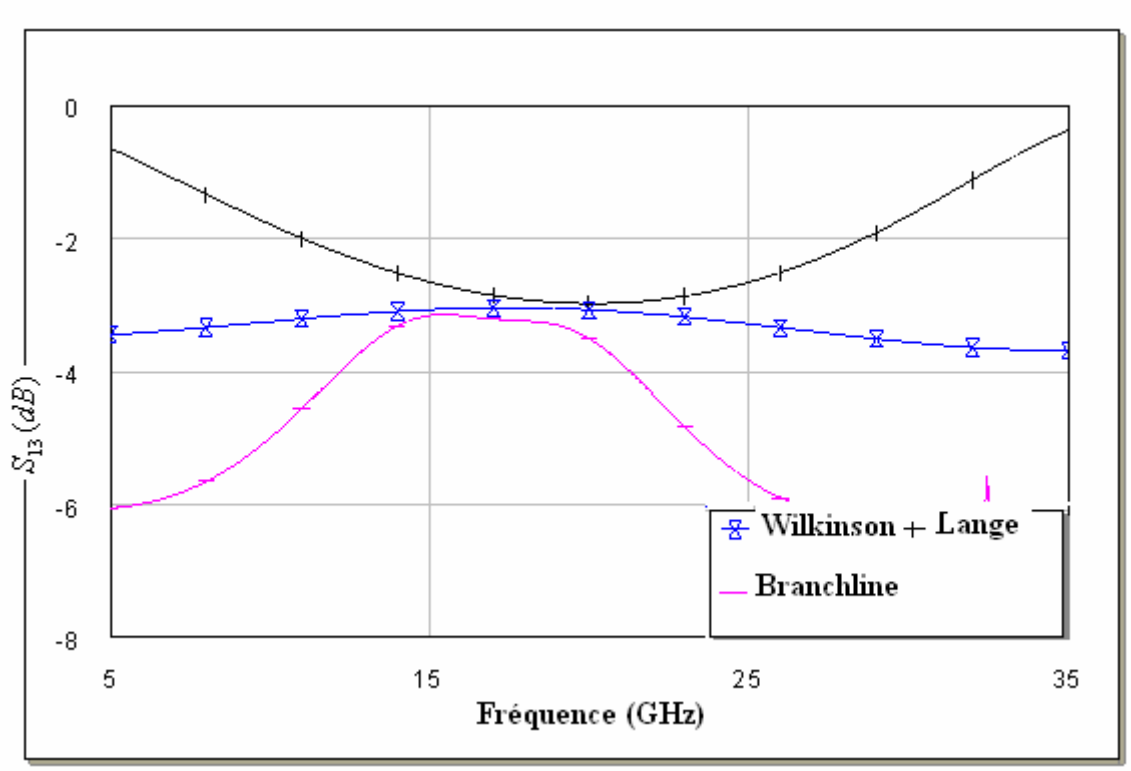
(d) : S31 en fonction de la fréquence



(e) : S12 en fonction de la fréquence



(f) : S33 en fonction de la fréquence



(g) : S13 en fonction de la fréquence

Figure.VII.13 : Performances des diviseurs/combineurs

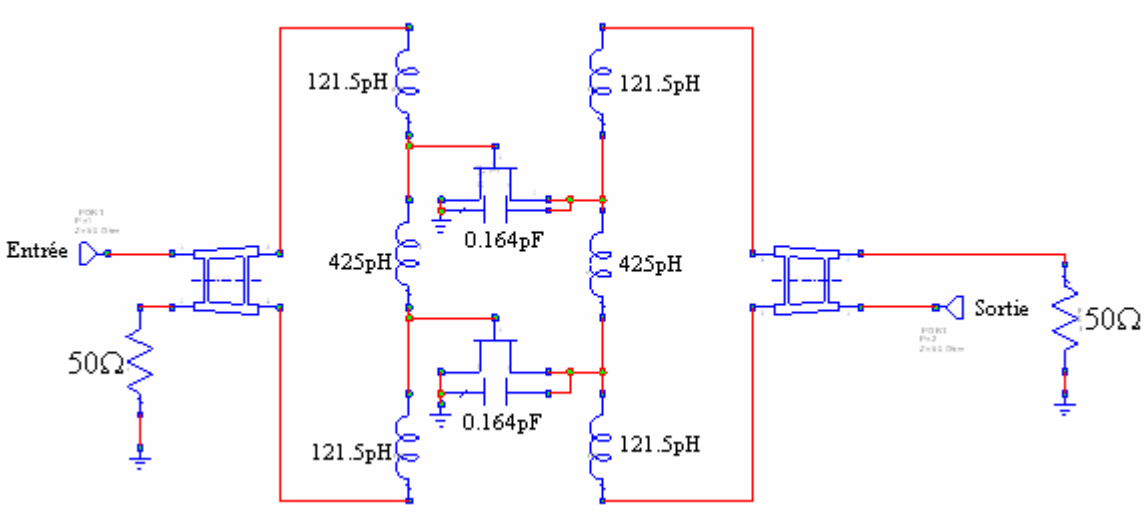
VII.9 Conception des amplificateurs distribués associés aux diviseurs combineurs

VII.9.1 Conception avec les diviseurs/combineurs conventionnels

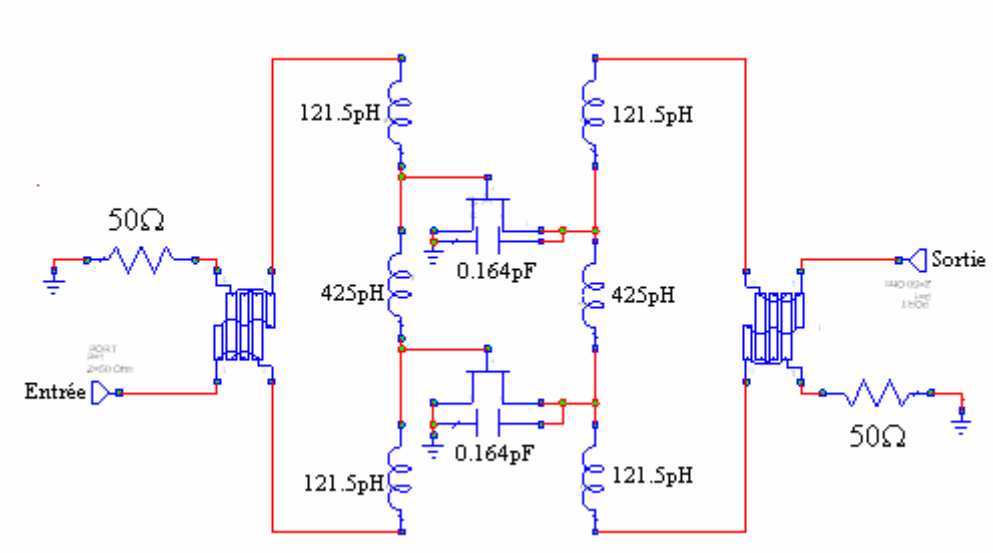
Les valeurs des inductances des lignes de grille et de drain, et de la capacité additionnelle à la sortie de chaque transistor sont celles déjà obtenues dans le cas de l'ADC4. Le dimensionnement des lignes composant les diviseurs reste inchangé. Les différents montages sont illustrés par les figures (VII.14).

Les courbes (Fig.VII.15) nous montrent que les gains de transfert ne gardent pas une valeur constante sur toute la gamme de fréquence et ce à cause du circuit ouvert électrique existant dans le plan de symétrie du dispositif. Le gain en basse fréquence de l'amplificateur avec diviseur/combineur de Wilkinson est plus important car contrairement aux autres coupleurs, ce circuit est chargé par une impédance infinie.

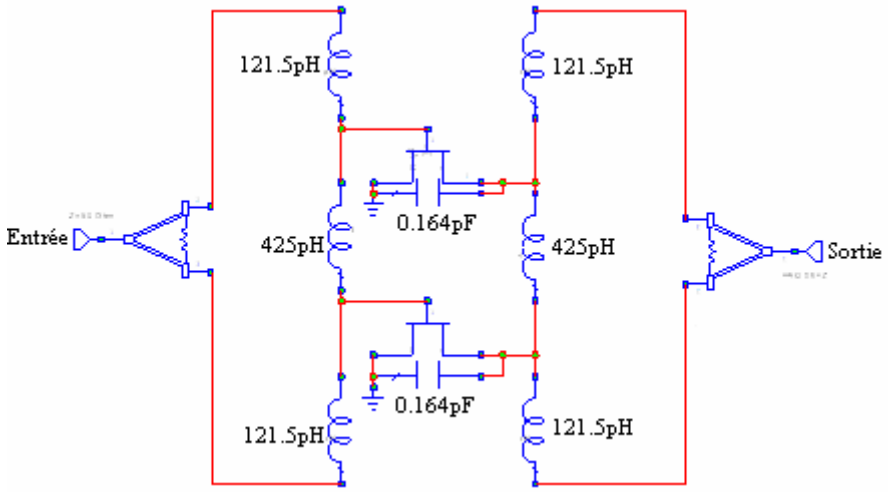
Du point de vue de la bande passante, l'amplificateur avec diviseur de Wilkinson est relativement meilleur. Ceci confirme un peu les conclusions tirées auparavant. Il est nettement meilleur du point de vue gain puisqu'il nous permet d'obtenir une amélioration de *6 dB*.



(a)



(b)



(c)

Figure.VII.14 : Amplificateurs distribués avec diviseurs/combineurs
a) à branches; b) Lange; c) Wilkinson

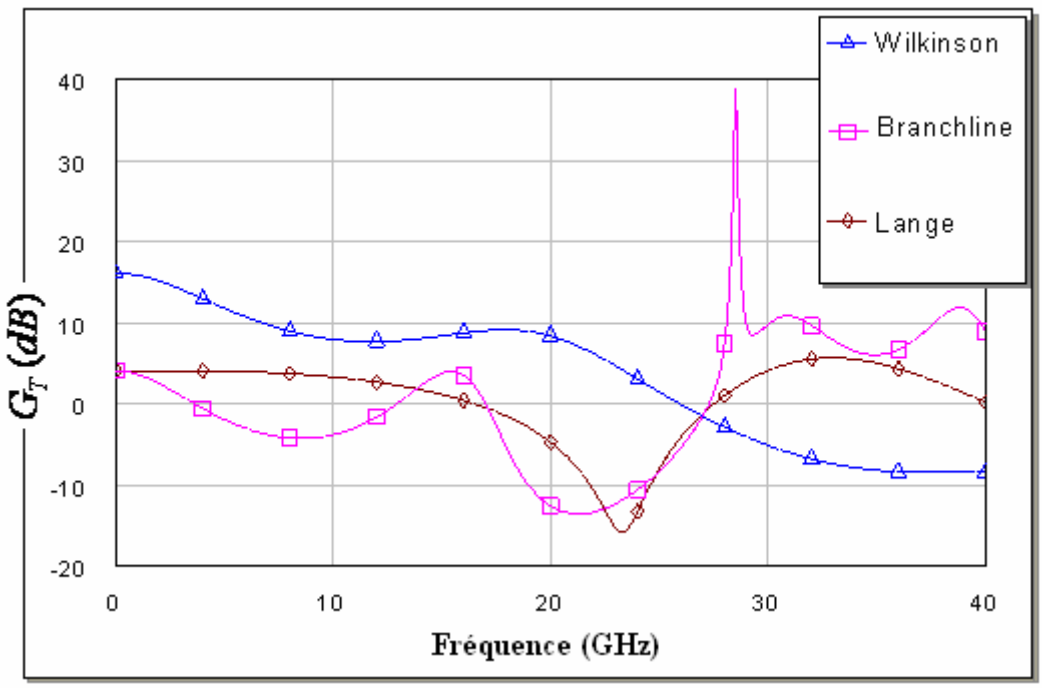


Figure.VII.15 : Gains de transfert des amplificateurs avec diviseurs/combineurs

VII.9.2 Conception avec le diviseur/combineur à large bande

Dans cette conception, nous avons associé le diviseur large bande 3 (chapitre III) à un amplificateur distribué à deux transistors (Fig.VII.16). La simulation (fig.VII.17) nous indique une légère amélioration de la bande passante.

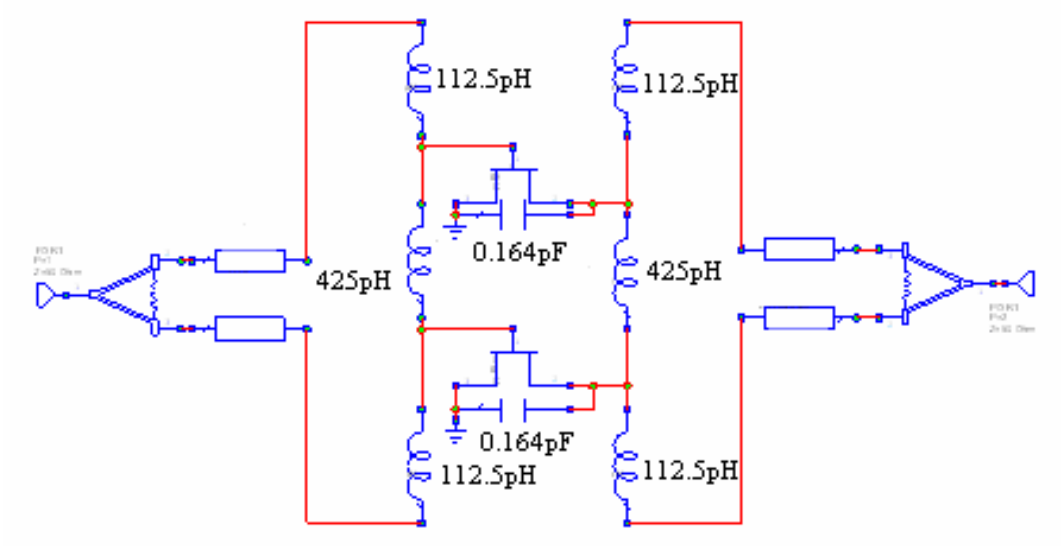


Fig.VII.16**:** Diviseur large bande 3 associé à un amplificateur distribué

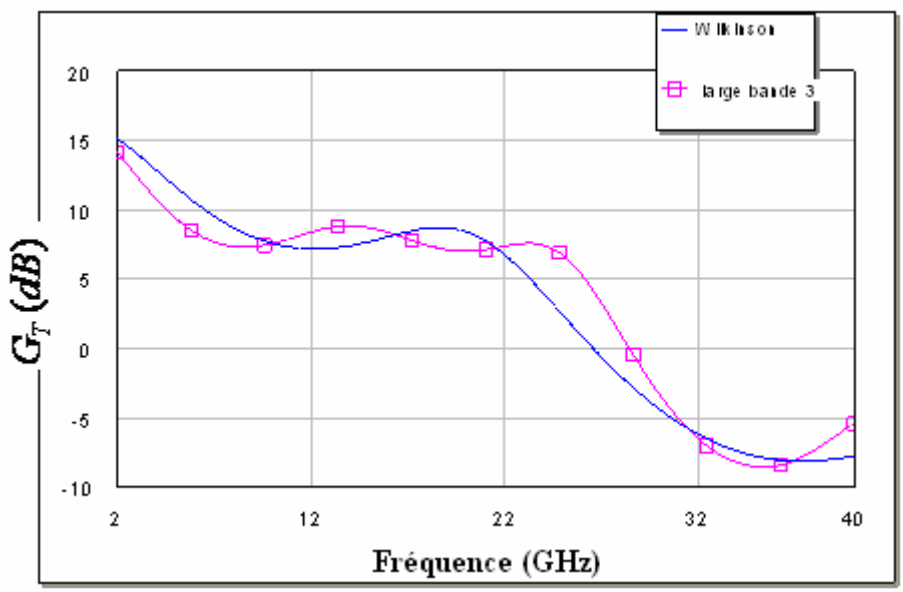


Fig.VII.17: Gain de transfère associé au diviseur de Wilkinson et au Large bande 3

VII.10 Contribution à l'amélioration des performances des amplificateurs avec diviseurs/combineurs:

L'étude faite précédemment nous a montré que les courbes des gains de transfert ne sont pas plates dans la bande de fréquence considérée, ce qui constitue alors un inconvénient majeur. Cet état de fait nous a amenés à proposer deux solutions concernant le diviseur/combineur de Wilkinson :

- les impédances caractéristiques des lignes quart d'onde du diviseur de Wilkinson et celles des lignes de grille et de drain sont égales à 100Ω (première solution). Cette solution va rendre la courbe du gain beaucoup plus plate mais sur une bande passante plus restreinte. L'explication est que la fréquence de coupure diminue lorsque l'impédance est élevée.
- les impédances caractéristiques des lignes quart d'onde du diviseur de Wilkinson sont égales à 100Ω et celles des lignes de grille et de drain sont déterminées par l'approximation polynômiale de Chebychev (deuxième solution).

Pour la première solution, le circuit est appelé (ADW1) et les dimensions de ses lignes sont: W=14.09 μm , L=3393 μm .

Pour la deuxième solution, le circuit est appelé (ADW2) et les valeurs de ses éléments passifs sont $L_g = 2400.96 pH$, $L_d = 5235.32 pH$, $C_d = 0.02 pF$.

La simulation des gains de l'amplificateur avec diviseur de Wilkinson (ADWConventionnel), de l'ADW1 et de l'ADW2 nous montre (fig.VII.18) que si la première solution apporte une amélioration de la courbe de réponse seulement sur une bande de

fréquence s'étendant de 0 Hz à environ 10 GHz(bande passante relativement petite), la deuxième solution, par contre, donne de meilleur résultat puisque la bande de fréquence s'étale du continu jusqu'à 22 GHz avec la même valeur du gain.

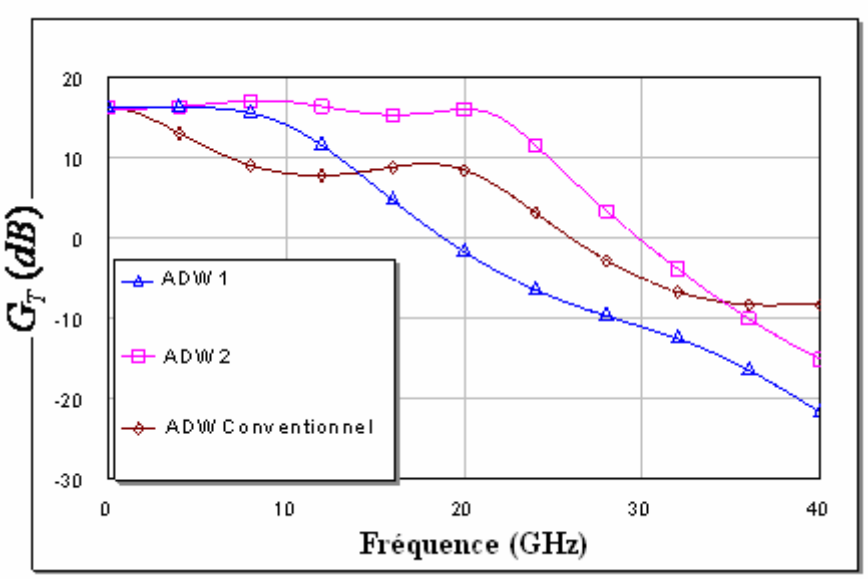


Fig.VII.18 : Gains des amplificateurs ADWConventionnel, ADW1 et ADW2.

La figure (VII.19) représente une comparaison entre les différents résultats obtenue (ADC, ADNA, ADW2). Nous pouvons en conclure que par rapport à l'amplificateur distribué conventionnel l'ADW2 permet d'avoir un gain plus élevé de 6 dB avec seulement deux transistors mais une bande passante plus petite.

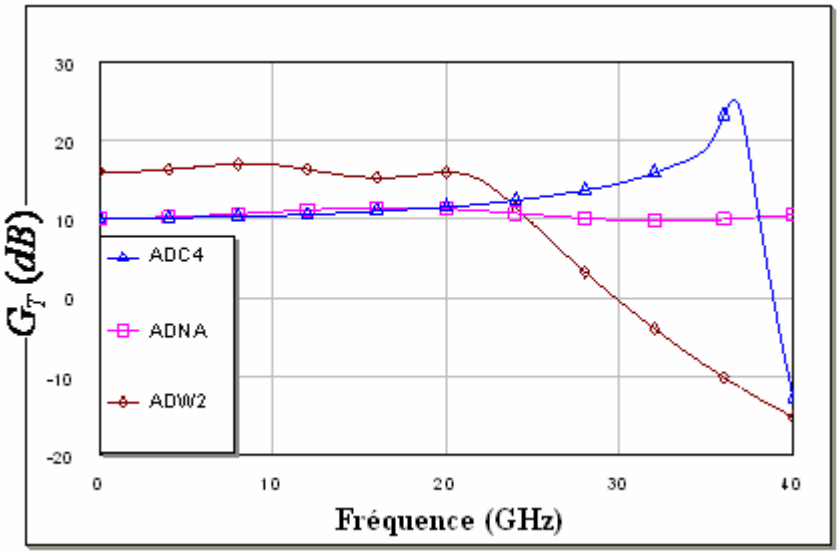


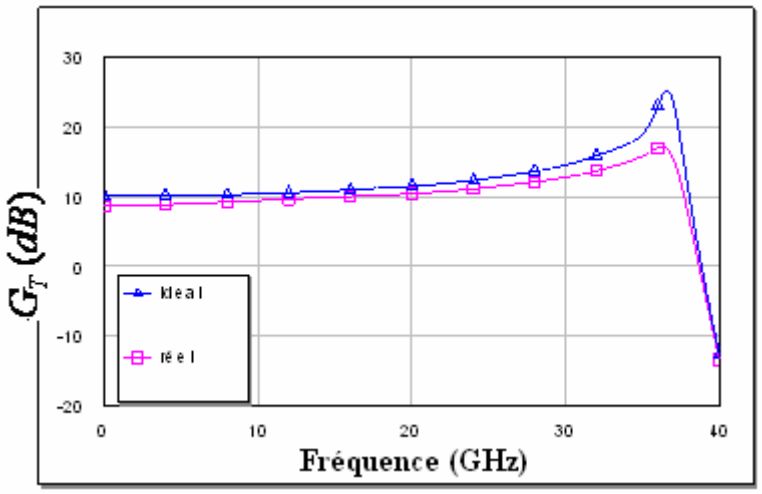
Fig.VII.19 : Gains de l'ADC4, l'ADNA et l'ADW2

VII.11 Conception avec un transistor réel :

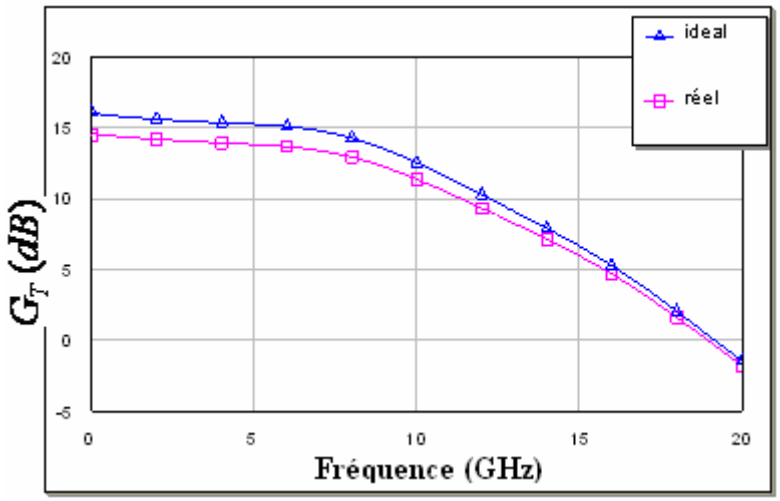
L'étude précédente a été faite avec un transistor idéal $\left(R_{gs} = 0 \text{ et } R_{ds} = \infty\right)$, mais dans ce qui suit nous allons simuler les gains de transfert des différents amplificateurs avec un transistor réel, c'est-à-dire avec $R_{gs} = 0.53\Omega$ et $R_{ds} = 560\Omega$.

La conception a concerné l'ADC4, l'ADW1, l'ADNA et l'ADW2

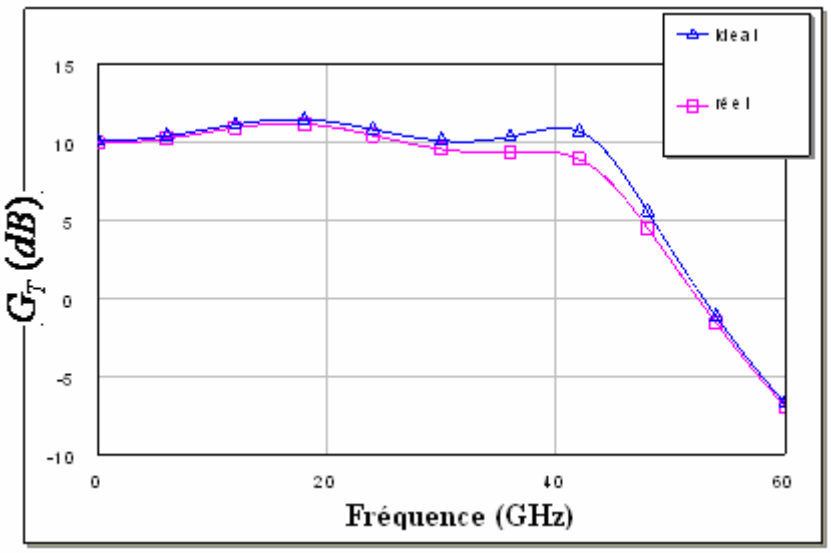
Toutes les courbes (fig.VII.20) montrent que la différence, que ça soit du point de vue bande passante ou du point de vue gain entre le cas idéal et le cas réel, est faible . En ce qui concerne le gain, dans le cas réel, il est légèrement plus faible. Nous expliquons ceci par le fait que la présence de R_{ds} entraîne la chute de la tension de sortie.



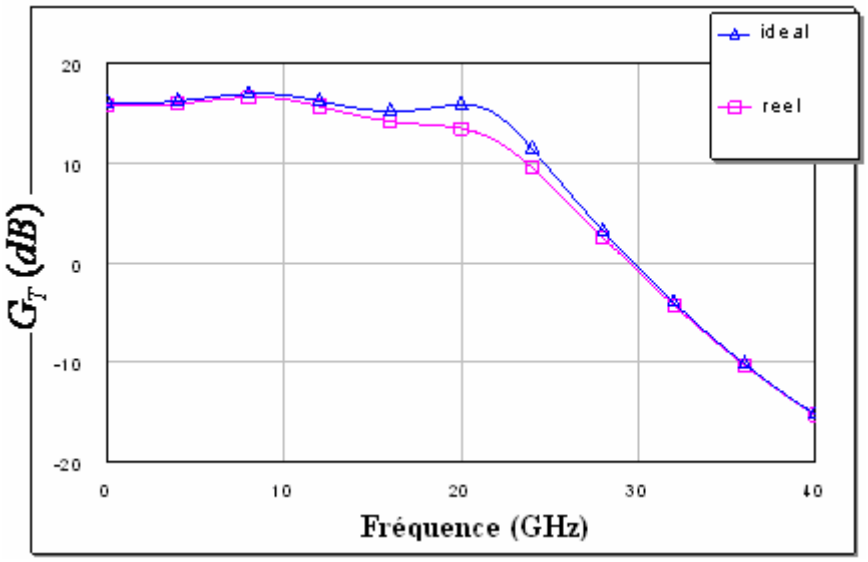
(a)



(b)



(c)



(d)

Figure.VII.20 : Gain pour des conception avec transistor réel et idéal

(a) ADC4, (b) ADW1, (c) ADNA, (d) ADW2

Conclusion générale

Le présent travail nous a permis de connaître, d'une manière assez détaillée, les différents types d'amplificateurs distribués en commençant par l'amplificateur distribué conventionnel jusqu' aux amplificateurs distribués avec des diviseurs/combineurs en passant évidemment par l'amplificateur distribué à un seul étage dont les lignes ne sont pas adaptées.

Notre objectif consistait à étudier les réponses fréquentielles de tous ces amplificateurs surtout en termes de bande passante.

Cette étude nous a fait remarquer que la bande passante de l'amplificateur distribué conventionnel et de l'amplificateur à un seul étage dépend, entre autre, de l'impédance caractéristique des lignes de grille et de drain. La valeur de cette impédance caractéristique est imposée afin d'avoir un gain en puissance le plus constant possible dans la bande de fréquence. Si pour l'amplificateur distribué conventionnel la bande passante est assez importante, elle est, par contre, au moins deux fois plus faible pour l'amplificateur à un seul étage non adapté. La topologie de l'amplificateur distribué à un seul étage nous a fait conclure que l'imposition de la valeur de l'impédance caractéristique n'avait pas sa raison d'être. Ce fut cet état des choses qui nous a poussés à proposer une nouvelle approche conduisant à l'amélioration de la bande passante. Grâce à cette nouvelle approche, nous avons obtenu une bande passante plus large de 40% comparativement à celle de l'amplificateur distribué conventionnel et de 100% environ que celle de l'amplificateur distribué à un seul étage sans altérer pour autant la valeur du gain.

Cette étude nous a fait également remarquer que le diviseur de Wilkinson avait globalement de meilleures réponses fréquentielles, en terme de bande passante, que celles des coupleurs de Lange et à branche. Aussi devrions-nous ajouter le constat de la supériorité, toujours en terme de bande passante, du stub radial sur le circuit de polarisation à deux lignes quart d'onde.

En plus, nous avons aussi apporté une certaine contribution en améliorant la réponse fréquentielle de l'amplificateur distribué associé au diviseur/combineur de Wilkinson. Pour cela, nous avons choisi une impédance caractéristique des lignes du diviseur/combineur de Wilkinson égale à 100Ω au lieu de 50Ω. Cette amélioration est estimée à une augmentation de la bande passante d'environ 100% par rapport à celle de l'amplificateur distribué associé au diviseur/combineur de Wilkinson avec lignes de 50Ω.

Cette dernière contribution prévoit, en perspective, des travaux qui devraient être dirigés dans le sens de l'amélioration, encore plus importante, des réponses fréquentielles de l'amplificateur distribué associé au diviseur/combineur de Wilkinson.

Annexe A :
Calcul du gain d'un amplificateur distribué

L'annexe A présente le développement du calcul nécessaire pour aboutir à l'expression du gain en puissance de l'amplificateur distribué conventionnel (ADC). Pour cela, on a utilisé la théorie des quadripôles [1]. On a supposé que le modèle du transistor MESFET comprend seulement:

- en entrée (entre la grille et la source), la capacité C_{gs} en série avec la résistance R_{gs} ;
- en sortie (entre le drain et la source), la source de courant contrôlée $g_m V_g$ en parallèle avec la capacité C_{ds} et la résistance R_{ds} .

I. Etude de la ligne de grille

La ligne de grille est alors constituée de N cellules élémentaires comprenant chacune deux inductances séries séparées par une impédance shunt fournie par l' entrée de chaque transistor MESFET (fig.A1).

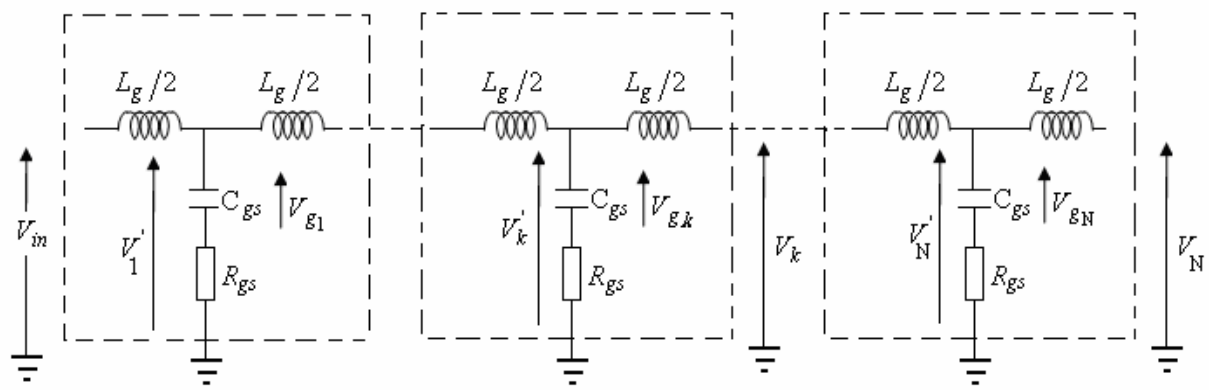


Fig.A1: Cellule élémentaire de la ligne grille d'un ADC.

La première étape consiste à exprimer la tension V_{gk} (k=1,….,N) en fonction de la tension d'entrée V_{in} et des paramètres du circuit. Pour ce faire, soit la $k^{iéme}$ section de la ligne grille (fig.A2) pour laquelle on peut, d'après la théorie des quadripôles (relation I.4), écrire :

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

$Z_{i1}^{(g)}; Z_{i2}^{(g)}$ sont les impédances images de la demi cellule en L de la cellule élémentaire et γ_g son exposant de transfert sur image.

Le diviseur de tension nous donne:

$$V_{gk} = \frac{1/j\omega C_{gs}}{R_i + 1/j\omega C_{gs}} . V_k' = \frac{V_k'}{1 + jX_g} \qquad \text{(A2)}$$

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

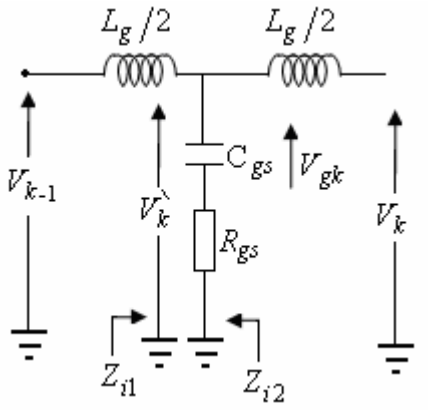


Fig.A2 : $k^{iéme}$ cellule de la ligne de grille

En combinant (A1) et (A2), on obtient:

$$V_{gk} = \frac{V_{k-1}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}}\, e^{-\frac{\gamma_g}{2}} \qquad \text{(A3)}$$

Comme les cellules sont identiques et symétriques, on a alors:

$$V_{k-1} = V_{in}\, e^{-\gamma_g (k-1)} \qquad (k \geq 2) \qquad \text{(A4)}$$

Les expressions (A3) et (A4) donnent :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{1 + jX_g} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}} \exp\left(-k\gamma_g + \frac{\gamma_g}{2}\right) \qquad \text{(A5)}$$

D'autre part, on peut écrire :

$$\frac{1}{1 + jX_g} = \frac{1}{\sqrt{1 + X_g{}^2}}\, e^{-j\phi} \quad où \quad \phi = arctg\left(X_g\right).$$

Il en résulte donc:

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{1 + X_g^2}} \sqrt{\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}}}\, exp\left(-k\gamma_g - j\phi + \frac{\gamma_g}{2} \right) \tag{A6}$$

Comme la cellule élémentaire est constituée de deux circuits du type k constant, les relations (I.14) et (I.15) (chapitre I) nous permettent d'écrire, à condition de supposer $R_{gs} << 1/jC_{gs}\omega$:

$$\frac{Z_{i2}^{(g)}}{Z_{i1}^{(g)}} = \frac{1}{1 - X_c^2} \tag{A7}$$

Compte tenu de (A6) et (A7), on aboutit finalement :

$$V_{gk} = \frac{V_{in}}{\sqrt{\left(1 + X_g^2\right)\left(1 - X_c^2\right)}}\, exp\left(-k\gamma_g - j.\phi\ + \frac{\gamma_g}{2} \right) \tag{A8}$$

II. Etude de la ligne de drain

Dans cette étude, on s'intéresse particulièrement au calcul du courant total dans la charge I_t qui vaut :

$$I_t = \sum_{k=1}^{N} I_{0k} \tag{A9}$$

où I_{0k} est le courant parcourant la charge et provenant de la $k^{iéme}$ source contrôlée.

Etant donné que l'impédance vue des 2 cotés du drain du transistor est la même, le courant vers la charge est donc $\frac{-I_k}{2}$ (fig.A3).

Où :

$$Z_{ds} = \left(R_{ds} \,//\, C_{ds}\right) = \frac{R_{ds}}{1 + j\omega R_{ds} C_{ds}}$$

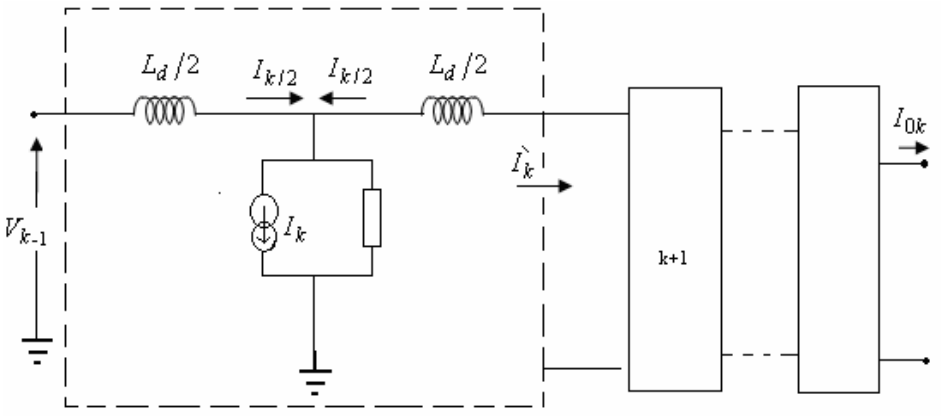


Fig.A3 : $k^{iéme}$ cellule de la ligne de drain

Si le courant à l'entrée de la $(k+1)^{iéme}$ cellule en T de la ligne de drain est $I_k^{'}$, alors on aura :

$$I_{0k} = I_k' e^{-(N-k)\gamma_d} \tag{A10}$$

D'autre part et comme le montre la figure (A3), on a:

$$I_k^{'} = \left(\frac{-I_k}{2}\right)\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}}\, e^{-\frac{\gamma_d}{2}} \tag{A11}$$

$Z_{i1}^{(d)}$ et $Z_{i2}^{(d)}$ sont les impédances images de la demi cellule en L de la cellule élémentaire et γ_d son exposant de transfert sur image.

La combinaison de (A9) avec (A10) donne :

$$I_{0k} = \frac{-I_k}{2}\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}}\, e^{-\gamma_d\left(N-k+\frac{1}{2}\right)} \tag{A12}$$

qui implique avec (A9), (A10) et (A11):

$$I_t = \sum_{k=1}^{N} I_{0k} = \frac{-1}{2}\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}}\sum_{k=1}^{N} I_k e^{-\gamma_d\left(N-k+\frac{1}{2}\right)} \tag{A12}$$

Comme $I_k = g_m V_{gk}$, par conséquent:

$$I_t = \frac{-g_m}{2}\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}}\sum_{k=1}^{N} V_{gk} e^{-\gamma_d\left(N-k+\frac{1}{2}\right)} \tag{A13}$$

En remplaçant V_{gk} par sa valeur donnée en (A8) et sachant que $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ et $\gamma_d = \alpha_d + j\beta_d$, $\gamma_g = \alpha_g + j\beta_g$ on trouvera :

$$I_t = \frac{-g_m . V_{in}}{2\sqrt{\left(1-X_c^2\right)\left(1+X_g^2\right)}}\sqrt{\frac{Z_{i2}^{(d)}}{Z_{i1}^{(d)}}}\, e^{-0,5N\left(\alpha_g+\alpha_d\right)}\frac{sinh\left[N\left(\alpha_g-\alpha_d\right)/2\right]}{sinh\left[\left(\alpha_g-\alpha_d\right)/2\right]} \tag{A14}$$

Le gain en puissance est par définition :

$$G_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{|I_t|^2 R_e\left(Z_{i2}^{(d)}\right)}{\left|\frac{V_{in}}{Z_{i1}^{(g)}}\right|^2 R_e\left(Z_{i1}^{(g)}\right)} \tag{A15}$$

où $Z_{i2}^{(d)}$ étant l'impédance de charge a la sortie du montage et $Z_{i1}^{(g)}$ l'impédance vue à l'entrée de la ligne grille.

En admettant qu'on a adaptation à la sortie. $Z_L^{(d)} = Z_{i1}^{(g)}$, et qu'on se place dans le cas ou on a des expressions comparables au filtre à "k" constant (c'est-à-dire $\omega_g >> \omega_c$; $\omega_d << \omega_c$) :

$$Z_{i1}^{(g)} \cong Z_0^{(g)} \sqrt{1 - X_c^2}$$

$$Z_{i2}^{(d)} \cong Z_0^{(d)} \sqrt{1 - X_c^2}$$

On trouve finalement :

$$G_p = \frac{{g_m}^2 . Z_0^{(d)} Z_0^{(g)}}{4\left(1 - X_c^2\right)\left(1 + X_g^2\right)} e^{-N\left(\alpha_g + \alpha_d\right)} \frac{sinh^2\left[N\left(\alpha_g - \alpha_d\right)/2\right]}{sinh^2\left[\left(\alpha_g - \alpha_d\right)/2\right]} \qquad \text{(A16)}$$

Annexe B :
Etude du diviseur de Wilkinson

Dans cette annexe, nous allons calculer les éléments de la matrice de transmission du diviseur de Wilkinson à répartition de puissance quelconque. Cette matrice met en relation les ondes de tension réfléchies et les ondes de tension incidentes [1].

I. Impédances caractéristiques des lignes Z_{02} et Z_{03}

Le diviseur de Wilkinson en technologie microruban (fig.B1) est un triporte comportant deux lignes quart d'onde d'impédances caractéristiques Z_{02} et Z_{03} et une résistance d'isolation R entre les accès (2) et (3).

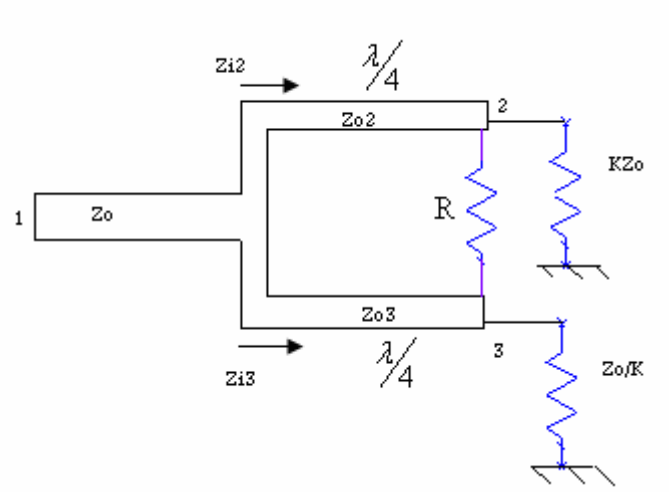


Fig.B1: Diviseur de Wilkinson en technologie microruban

Les impédances de charge KZ_0 et Z_0/K, Z_0 étant l'impédance à l'accès (1), sont choisies comme telles car lorsqu'on alimente seulement l'accès (1) les puissances fournies à l'accès (2) P_2 à travers la première ligne et à l'accès (3) P_3 via la deuxième ligne sont définies ainsi :

$$K^2 = \frac{P_3}{P_2} \qquad \text{(B1)}$$

Comme les deux lignes sont de même longueur, la différence de potentiel aux bornes de la résistance R est donc nulle, ce qui signifie que cette résistance n'intervient pas dans le calcul.

En raison de cela et du fait que les lignes soient sans pertes, la puissance P_2' à l'entrée de la première ligne et la puissance P_3' à l'entrée de la deuxième ligne sont également dans le même rapport $K^2 = P_3'/P_2'$. La tension à l'entrée de chacune de ces lignes étant la même, on aura donc :

$$K^2 = \frac{Z_{i2}}{Z_{i3}} \tag{B2}$$

où Z_{i2} et Z_{i3} sont respectivement les impédances à l'entrée de la première et de la deuxième ligne quart d'onde et s'écrivent donc :

$$Z_{i2} = \frac{Z_{02}^2}{KZ_0} \tag{B3}$$

$$Z_{i3} = \frac{KZ_{03}^2}{Z_0} \tag{B4}$$

A la fréquence centrale, le diviseur doit être adapté à l'accès (1) ce qui se traduit par :

$$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_{i2}} + \frac{1}{Z_{i3}} \tag{B5}$$

La résolution des équations (B2), (B3), (B4) et (B5) nous donne

$$Z_{02} = Z_0\sqrt{K\left(K^2+1\right)} \tag{B6}$$

$$Z_{03} = Z_0\sqrt{\frac{1+K^2}{K^3}} \tag{B7}$$

II. Calcul des paramètres de la matrice de transmission T du diviseur

Les caractéristiques d'un réseau micro onde sont souvent mieux décrites par des matrices. Cependant, quand le réseau a des impédances différentes au niveau des accès, cas du diviseur de Wilkinson, le calcul de la matrice de répartition est très difficile. Par contre, celui de la matrice de transmission est plus facile car ses éléments ne sont pas normalisés. Cette matrice est définie comme suit :

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_3 \end{bmatrix} \tag{B8}$$

où $d_j\,(j = 1,2,3)$ est l'onde de tension émergeante du jième port, et $c_k\,(k = 1,2,3)$ l'onde incidente du kième port (fig.B2).

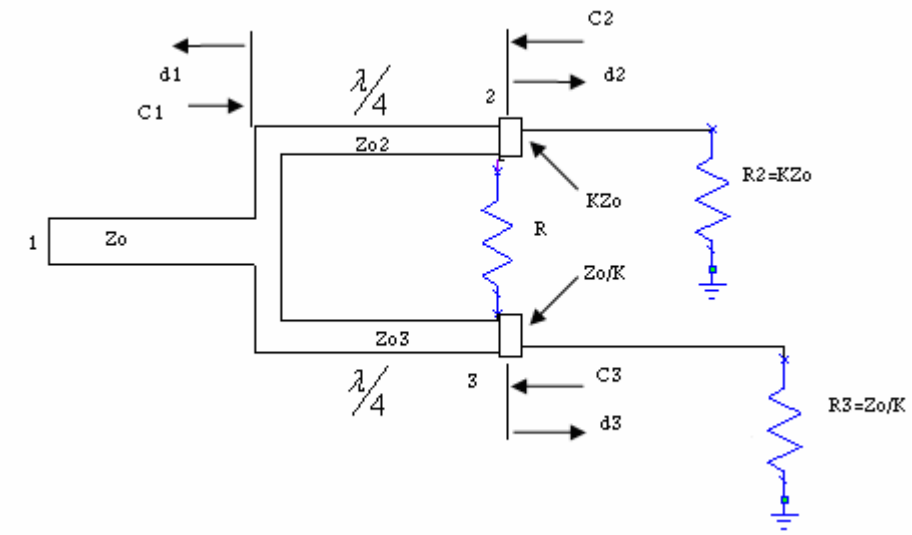


Fig.B2 : Les ondes de tension aux différents accès

1. Calcul des coefficients T_{11}, T_{21} et T_{31}

Ces cœfficients sont déterminés en insérant une source de tension à l'accès (1) $(c_1 = 1)$ et en adaptant les accès 2 et 3 $(c_2 = c_3 = 0)$. Dans ce cas, on a un court circuit électrique entre les accès (2) et (3) et le schéma est celui de la figure B3 où la ligne est équivalente aux deux lignes quart d'onde en parallèle. L'impédance caractéristique de cette ligne est :

$$Z_C = \frac{Z_{02} Z_{03}}{Z_{02} + Z_{03}} = Z_0 \sqrt{\frac{K}{1+K^2}} \tag{B9}$$

Les équations qui décrivent le réseau sont:

$$\begin{aligned} d_1 &= \Gamma_1 c_1 + (1-\Gamma_1) c_a \\ d_a &= (1+\Gamma_1) c_1 - \Gamma_1 c_a \\ c_a &= \Gamma_1 e^{-i2\theta} d_a \\ d_2 &= (1+\Gamma_1) e^{-j\theta} d_a \end{aligned} \tag{B10}$$

où:

$$\Gamma_1 = \frac{\sqrt{K} - \sqrt{1+K^2}}{\sqrt{K} + \sqrt{1+K^2}}$$

La résolution des équations (B10) nous donne:

$$\begin{aligned} T_{11} &= \left.\frac{d_1}{c_1}\right|_{c_2=c_3=0} = \Gamma_1 \left[1 + \frac{(1-\Gamma_1^2) e^{-j2\theta}}{1+\Gamma_1^2 e^{-j2\theta}}\right] \\ T_{21} = T_{31} &= \left.\frac{d_2}{c_1}\right|_{c_2=c_3=0} \frac{(1+\Gamma_1)^2 e^{-j\theta}}{1+\Gamma_1^2 e^{-2j\theta}} \end{aligned} \tag{B11}$$

Les valeurs de T_{12} et T_{13} peuvent être obtenues en utilisant la réciprocité :

$$T_{12} = \frac{T_{21}}{K} \qquad \text{et} \qquad T_{13} = KT_{31} \tag{B12}$$

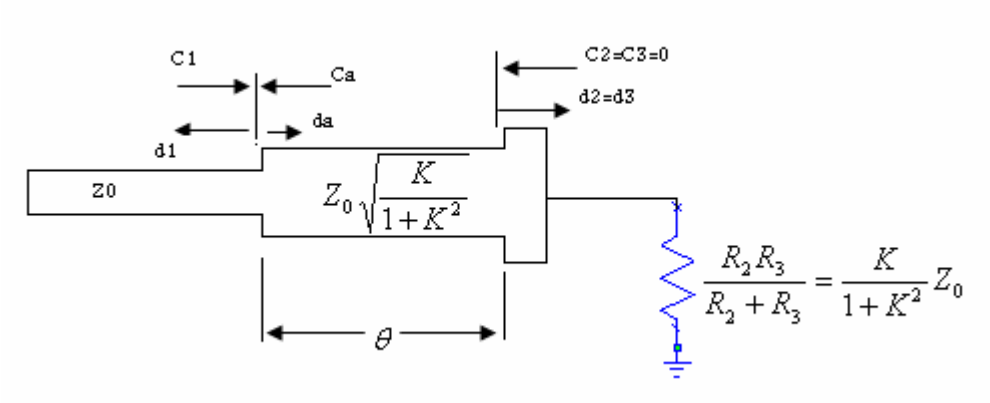


Fig.B3 : Schéma équivalent du diviseur de Wilkinson
Alimenté seulement en 1

2. Calcul des coefficients $T_{23}, T_{32}, T_{22} et T_{33}$

Ces coefficients sont déterminés d'abord en excitant en phase (mode pair), ensuite en opposition de phase (mode impair) simultanément les accès 2 et 3, comme illustré a la figure B4.

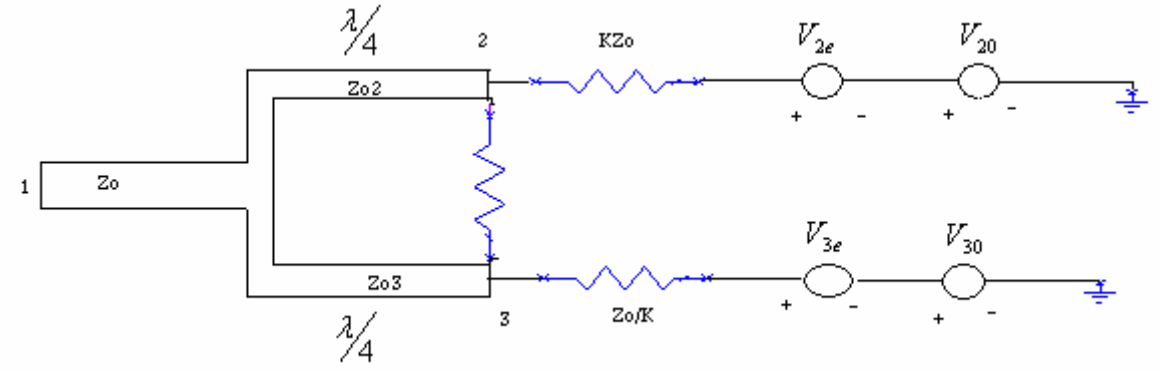


Fig.B4 : Excitation des accès 2 et 3 en modes pair et impair

a) Mode pair

Dans ce cas, on a $V_{2e} = V_{3e}$ et $V_{20} = V_{30} = 0$ (fig B5) et :

$$I_{2e} = \frac{V_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}}$$

$$E_{2e} = \frac{Z_{2e}V_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}}$$

$$Z_{2e} = Z_{02}\frac{Z_0(1+K^2) + jZ_{02}\tan\theta}{Z_{02} + jZ_0(1+K^2)\tan\theta}$$

$$I_{3e} = K^2 I_{2e} \qquad E_{3e} = E_{2e} \tag{B13}$$

Puisque l'impédance, en un point quelconque sur la branche 2, est K^2 fois l'impédance au point correspondant sur la branche 3, la distribution de la tension dans les deux réseaux est identique et le courant dans le réseau de la plus basse impédance est K^2 fois celui du réseau de la plus haute impédance parce que les tension au long des deus réseaux est identique, les deux réseaux dans la figure B5 peuvent être joignez ensemble pour former le réseau donner a la figure B4. Sans changer la distribution du courant ou de la tension. Par conséquent, pour l'excitation, les tension et courant sont donnés par (B13).

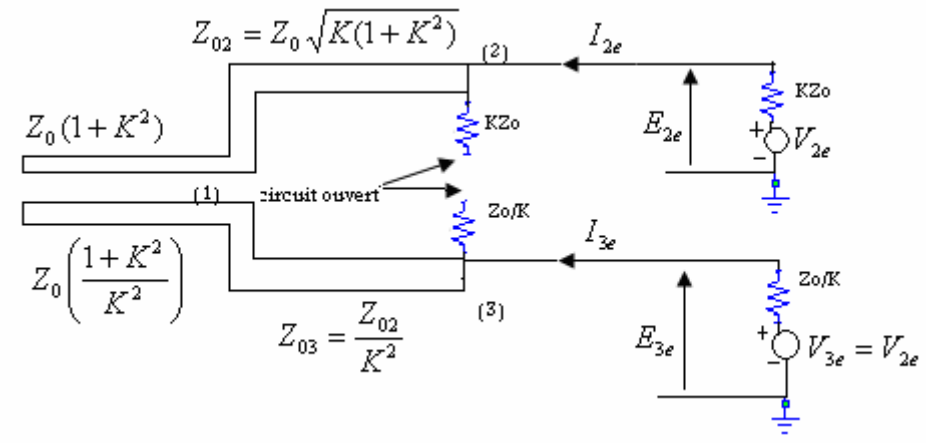


Fig.B5 : Excitation en mode pair.

b) Mode impair

Dans ce cas, les tensions des générateurs de la figure B4 son excité de tel façon à avoir a $V_{2e} = V_{3e} = 0$ et $V_{20} = -K^2 V_{30}$. Considérons les deux réseaux donnés dans la figure B6. Les deux réseaux sont alimenté par des sources de courants de même amplitude.

On aura donc:

$$E_{20} = \frac{V_{20}}{1+KY_{02}Z_0} \qquad I_{20} = \frac{V_{20}Y_{02}}{1+KY_{02}Z_0}$$

$$Y_{02} = \frac{1}{KZ_0} + \frac{1}{jZ_0\sqrt{K(1+K^2)}\tan\theta}$$

$$E_{30} = -\frac{E_{20}}{K^2} \qquad I_{30} = -I_{20} \tag{B14}$$

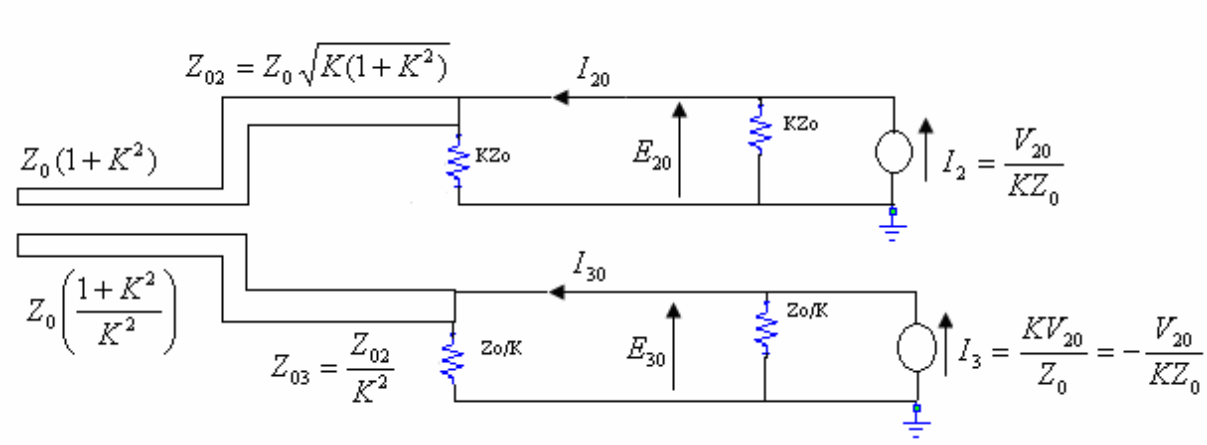


Fig.B6 : Excitation en mode impair.

Puisque l'admittance, en un point quelconque sur la branche 2, est $1/K^2$ fois l'impédance au point correspondant sur la branche 3, la distribution des courants dans les deux réseaux est identique. On aura donc la masse qui sera connecter à deux points, le premier au port 1, et le deuxième à la résistance d'isolation.

Les courants seront égaux en amplitude et de phase opposé.

Les deux réseaux dans la figure B6 peuvent être joignez ensemble pour former le réseau donner a la figure B4. Sans changer la distribution du courant.

En utilisons (B13) et (B14), le coefficient de transfert en tension peut être obtenu par la superposition des deus excitations pair et impair. Par exemple, si $V_{20} = -V_{2e}$, le port 2 n'est pas excité et le port 3 est excité avec la tension $V = V_{3e} + V_{30} = V_{2e} - V_{20}/K^2 = V_{2e}(1 + 1/K^2)$. Si une petite ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_0/K est insérée entre la résistance du générateur Z_0/K et le port 3 (voir figures B4, B5 et B6), l'onde de tension incidente va être $V_{2e}(1+K^2)/2K^2$. La tension totale à travers le port 3 sera donc :

$$V_{T3} = (1+T_{33})V_{inc} = (1+T_{33})\frac{V_{2e}(1+K^2)}{2K^2}$$

$$V_{T3} = E_{3e} + E_{30} = \frac{Z_{2e}V_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}} + \frac{V_{2e}}{K^2(1+KY_{02}Z_0)}$$

$$T_{33} = \frac{2K^2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0 + Z_{2e}} + \frac{1}{K^2(1+KY_{02}Z_0)}\right] - 1 \qquad \text{(B15)}$$

En utilisons les mêmes excitations on aura:

$$T_{23} = \frac{2K^2 V_{T2}}{(1+K^2)V_{2e}} = \frac{2K^2(E_{2e}+E_{20})}{(1+K^2)V_{2e}}$$

$$T_{23} = \frac{2K^2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} - \frac{1}{1+KY_{02}Z_0}\right] \qquad \text{(B16)}$$

Pour déterminer T_{22} et T_{32}, on pose $V_{30} = -V_{3e}$; ainsi l'accès 3 n'est pas excité et l' accès 2 est excité par la tension $V = V_{2e} + V_{20} = V_{2e} - K^2 V_{30} = V_{2e}(1+K^2)$. En insérons une petite ligne de transmission d'impédance caractéristique KZ_0 entre l'impédance KZ_0 du générateur et l' accès 2, l'onde de tension incidente sera $\frac{1}{2}V_{2e}(1+K^2)$.

La tension totale à l'accès 2 sera donc:

$$V_{T2} = (1+T_{22})V_{inc} = \tfrac{1}{2}(1+K^2)(1+T_{22})V_{2e}$$

$$V_{T2} = E_{2e} + E_{20} = \frac{Z_{2e}V_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} + \frac{V_{20}}{1+KY_{02}Z_0}$$

$$V_{T2} = \frac{Z_{2e}V_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} + \frac{K^2 V_{2e}}{1+KY_{02}Z_0}$$

$$T_{22} = \frac{2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} + \frac{K^2}{1+KY_{02}Z_0}\right] - 1 \qquad \text{(B17)}$$

Avec la même excitation, on a :

$$T_{32} = \frac{2V_{T3}}{(1+K^2)V_{2e}} = \frac{2(E_{3e}+E_{30})}{(1+K^2)V_{2e}}$$

$$T_{32} = \frac{2}{1+K^2}\left[\frac{Z_{2e}}{KZ_0+Z_{2e}} - \frac{1}{1+KY_{02}Z_0}\right] \qquad \text{(B18)}$$

L'isolation entre les accès (2) et (3) en décibels est :

$$Isolation = 10\log K^2 |T_{32}|^2 = 10\log \frac{|T_{23}|^2}{K^2} \qquad \text{(B19)}$$

Après avoir calculer les paramètres de transmissions T du diviseur de Wilkinson, nous allons dans ce qui suit passer au paramètres S, afin de pouvoir étudier ces performances en terme de puissance dans le domaine fréquentielle.

Les ondes de tension en fonction des ondes de puissance s'écrivent de la manière suivante:

$$c_i = \frac{a_i Z_i^*}{\sqrt{R_e Z_i}} \tag{B20}$$

$$d_i = \frac{b_i Z_i}{\sqrt{R_e Z_i}} \tag{B21}$$

Avec a_i l'onde de puissance incidente du $i^{iéme}$ port, et b_i l'onde de puissance réfléchie au $i^{iéme}$ port.

En connectant $Z_1 = Z_0, Z_2 = KZ_0$ et $Z_3 = Z_0/K$ respectivement aux accès 1,2 et 3 de la figure B1 on aura :

Calcul de S_{11}

$$T_{11} = \frac{d_1}{c_1} = \frac{b_1 Z_1}{\sqrt{R_e Z_1}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{a_1 Z_1^*} = \frac{b_1}{a_1} \times \frac{Z_1}{Z_1^*} = S_{11} \times \frac{Z_1}{Z_1^*}$$

Donc on aura :

$$S_{11} = T_{11} \frac{Z_1^*}{Z_1}$$

Si Z_1 est réel on aura alors :

$$S_{11} = T_{11} \tag{B22}$$

Calcul de S_{12}

$$T_{12} = \frac{d_1}{c_2} = \frac{b_1 Z_1}{\sqrt{R_e Z_1}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{a_1 Z_2^*} = \frac{b_1}{a_2} \times \frac{Z_1}{Z_2^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_1}} = S_{12} \times \frac{Z_1}{Z_2^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_1}}$$

Donc on aura :

$$S_{12} = T_{12} \frac{Z_2^*}{Z_1} \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_2}}$$

Si Z_1 et Z_2 sont réels on aura alors :

$$S_{12} = T_{12} \times \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} \tag{B23}$$

Calcul de S_{21}

$$T_{21} = \frac{d_2}{c_1} = \frac{b_2 Z_2}{\sqrt{R_e Z_2}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{a_1 Z_1^*} = \frac{b_2}{a_1} \times \frac{Z_2}{Z_1^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_2}} = S_{21} \times \frac{Z_2}{Z_1^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_2}}$$

Donc on aura :

$$S_{21} = T_{21}\frac{Z_1^*}{Z_2}\frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_1}}$$

Si Z_1 et Z_2 sont réels on aura alors :

$$S_{21} = T_{21} \times \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}} \tag{B24}$$

Calcul de S_{22}

$$T_{22} = \frac{d_2}{c_2} = \frac{b_2 Z_2}{\sqrt{R_e Z_2}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{a_2 Z_2^*} = \frac{b_2}{a_2} \times \frac{Z_2}{Z_2^*} = S_{22} \times \frac{Z_2}{Z_2^*}$$

Donc on aura :

$$S_{22} = T_{22}\frac{Z_2^*}{Z_2}$$

Si Z_2 est réel on aura alors :

$$S_{22} = T_{22} \tag{B25}$$

Calcul de S_{13}

$$T_{13} = \frac{d_1}{c_3} = \frac{b_1 Z_1}{\sqrt{R_e Z_1}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{a_3 Z_3^*} = \frac{b_1}{a_3} \times \frac{Z_1}{Z_3^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_1}} = S_{13} \times \frac{Z_1}{Z_3^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_1}}$$

Donc on aura :

$$S_{13} = T_{13}\frac{Z_3^*}{Z_1}\frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_3}}$$

Si Z_1 et Z_3 sont réels on aura alors :

$$S_{13} = T_{13} \times \sqrt{\frac{Z_3}{Z_1}} \tag{B26}$$

Calcul de S_{31}

$$T_{31} = \frac{d_3}{c_1} = \frac{b_3 Z_3}{\sqrt{R_e Z_3}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{a_1 Z_1^*} = \frac{b_3}{a_1} \times \frac{Z_3}{Z_1^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_3}} = S_{31} \times \frac{Z_3}{Z_1^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_1}}{\sqrt{R_e Z_3}}$$

Donc on aura :

$$S_{31} = T_{31}\frac{Z_1^*}{Z_3}\frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_1}}$$

Si Z_1 et Z_3 sont réels on aura alors :

$$S_{31} = T_{31} \times \sqrt{\frac{Z_1}{Z_3}} \tag{B27}$$

Calcul de S_{33}

$$T_{33} = \frac{d_3}{c_3} = \frac{b_3 Z_3}{\sqrt{R_e Z_3}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{a_2 Z_3^*} = \frac{b_3}{a_3} \times \frac{Z_3}{Z_3^*} = S_{33} \times \frac{Z_3}{Z_3^*}$$

Donc on aura :

$$S_{33} = T_{33}\frac{Z_3^*}{Z_3}$$

Si Z_3 est réel on aura alors :

$$S_{33} = T_{33} \tag{B28}$$

Calcul de S_{23}

$$T_{23} = \frac{d_2}{c_3} = \frac{b_2 Z_2}{\sqrt{R_e Z_2}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{a_2 Z_3^*} = \frac{b_2}{a_3} \times \frac{Z_2}{Z_3^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_2}} = S_{23} \times \frac{Z_2}{Z_3^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_2}}$$

Donc on aura :

$$S_{23} = T_{23}\frac{Z_3^*}{Z_2}\frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_3}}$$

Si Z_2 et Z_3 sont réels on aura alors :

$$S_{23} = T_{23} \times \sqrt{\frac{Z_3}{Z_2}} \tag{B29}$$

Calcul de S_{32}

$$T_{32} = \frac{d_3}{c_2} = \frac{b_1 Z_3}{\sqrt{R_e Z_3}} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{a_2 Z_2^*} = \frac{b_3}{a_2} \times \frac{Z_3}{Z_2^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_3}} = S_{32} \times \frac{Z_3}{Z_2^*} \times \frac{\sqrt{R_e Z_2}}{\sqrt{R_e Z_3}}$$

Donc on aura :

$$S_{32} = T_{32}\frac{Z_2^*}{Z_3}\frac{\sqrt{R_e Z_3}}{\sqrt{R_e Z_2}}$$

Si Z_2 et Z_3 sont réels on aura alors :

$$S_{32} = T_{32} \times \sqrt{\frac{Z_2}{Z_3}} \tag{B30}$$

En remplaçant Z_1, Z_2 et Z_3 par leurs valeurs on trouve:

$$S_{11} = T_{11} \tag{B31}$$

$$S_{21} = \sqrt{\frac{1}{K}} \times T_{21} \tag{B32}$$

$$S_{12} = \sqrt{K} \times T_{12} \tag{B33}$$

$$S_{22} = T_{22} \tag{B34}$$

$$S_{31} = \sqrt{K} \times T_{31} \tag{B35}$$

$$S_{13} = \sqrt{\frac{1}{K}} \times T_{13} \tag{B36}$$

$$S_{33} = T_{33} \tag{B37}$$

$$S_{23} = \frac{1}{K} \times T_{23} \tag{B38}$$

$$S_{32} = K \times T_{32} \tag{B39}$$

Annexe C :
Etude du coupleur à Branche

Dans cette annexe, nous allons calculer les éléments de la matrice de répartition du coupleur à branche en utilisant la méthode des modes pairs et impairs. Cette matrice met en relation les ondes de puissance réfléchies et les ondes de puissance incidentes.

I. Calcul des paramètres de la matrice de répartition S du coupleur

Le coupleur à branche est de la forme suivante :

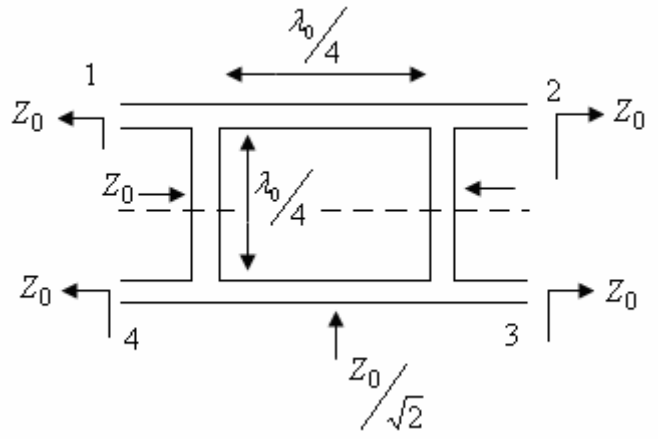


Fig.C1: Jonction Branchline

Avec la décomposition en modes pair et impair, il devient simple de calculer la matrice S de ce coupleur, et ce d'autant plus qu'il présente un axe de symétrie, ce qui conduira au calcul de 4 coefficients élémentaires.

Le mode pair consiste à alimenter les accès 1 et 4 de l'octopôle par deux ondes de tension de même amplitude et de même phase, en aura donc au niveau de l'axe de symétrie un mure magnétique $(Z = \infty)$; par contre en mode impair les accès 1 et 4 de l'octopôle serons alimenter par deux ondes de tension de même amplitude mais en opposition de phase, ce qui conduit à avoir un mure électrique au niveau de l'axe de symétrie $(Z = 0)$, comme illustré à la figure C.2.

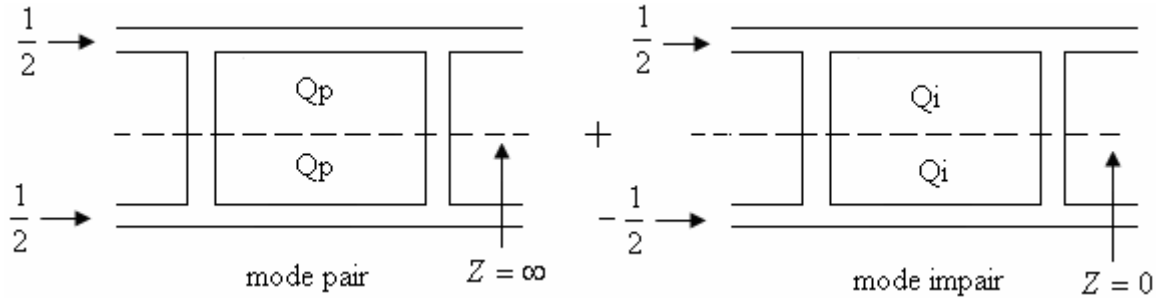


Fig.C.2 : Modes pair et impair

L'étude se ramène donc à celle d'un seul quadripôle Qp et d'un seul quadripôle Qi.

Pour le quadripôle Qp on a :

$$b_{1p} = \frac{\Gamma_p}{2};\ b_{2p} = \frac{t_p}{2};\ b_{4p} = \frac{\Gamma_p}{2} \text{ et } b_{3p} = \frac{t_p}{2}$$

Ou Γ_p : coefficient de réflexion.

t_p : coefficient de transmission

b_{ip} : ondes sortantes de l'octopôle.

Pour le quadripôle Qi on a :

$$b_{1i} = \frac{\Gamma_i}{2};\ b_{2i} = \frac{t_i}{2};\ b_{4i} = \frac{-\Gamma_i}{2} \text{ et } b_{3i} = \frac{-t_i}{2}$$

Ou Γ_i : coefficient de réflexion.

t_i : coefficient de transmission

b_{ji} : ondes sortantes de l'octopôle

La superposition des ondes sortantes de l'octopôle donnera les ondes sortantes de l'octopôle excité par une onde unité dans la voie 1 $(a_1 = 1)$

On aura donc

$$S_{11} = b_1 = \frac{\Gamma_p + \Gamma_i}{2} \qquad \text{(C.1)}$$

$$S_{21} = b_2 = \frac{t_p + t_i}{2} \qquad \text{(C.2)}$$

$$S_{31} = b_3 = \frac{t_p - t_i}{2} \qquad \text{(C.3)}$$

$$S_{41} = b_4 = \frac{\Gamma_p - \Gamma_i}{2} \qquad \text{(C.4)}$$

Comme le problème serait le même pour une excitation par l'une des autres voies 2,3 et 4, nous avons :

$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44}$ (symétrie)
$S_{21} = S_{12} = S_{43} = S_{34}$ (reciprocité : circuit passif + plan de symétrie)
$S_{41} = S_{14} = S_{23} = S_{32}$ (reciprocité : circuit passif + plan de symétrie)
$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42}$ (reciprocité : circuit passif + plan de symétrie)

Calcule des coefficients de réflexion et de transmission en mode pair et impair

La décomposition de l'octopôle à branche en quadripôle nous donne le quadripôle élémentaire suivant:

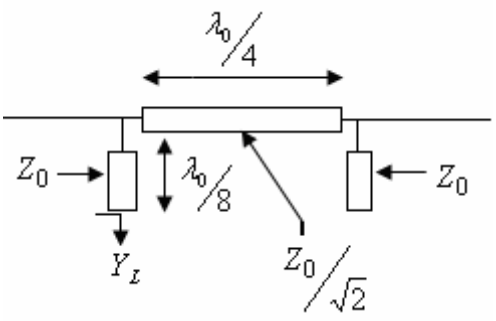


Fig.C.2: Quadripôle élémentaire

Pour calculer la matrice des coefficients de réflexion Γ et de transmission t de ce quadripôle on calcul d'abord sa matrice T.

Le schéma équivalent de ce quadripôle est le suivant:

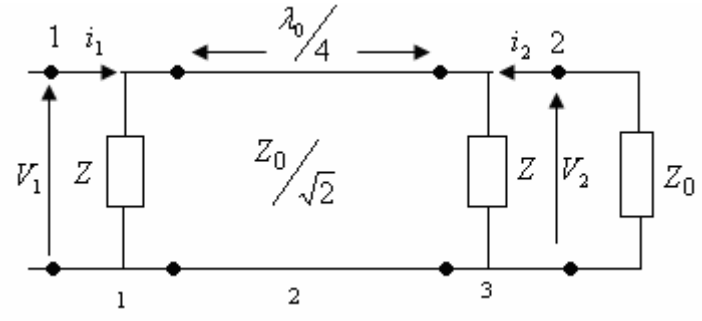


Fig.C.3: Schéma équivalent du quadripôle

L'entrée en fonction de la sortie s'exprime par sa matrice de transfert de la façon suivante:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(C.5)}$$

Calcul de la matrice de transfert T :

La première étape consiste à la décomposition du quadripôle de la figure C.3 en trois quadripôles élémentaires (Fig.C.4) :

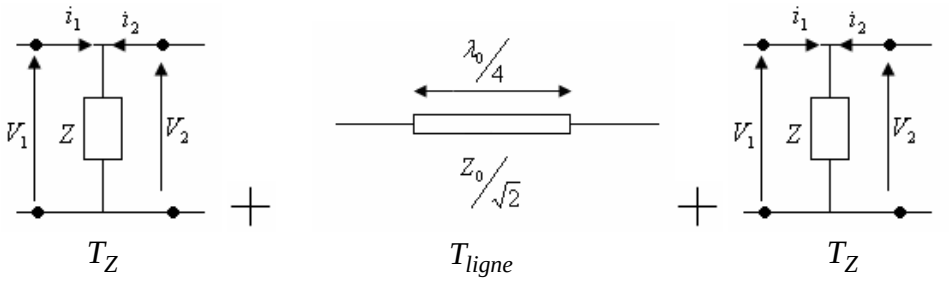


Fig.C.4: Décomposition du quadripôle en trois quadripôles élémentaires.

La deuxième étape est le calcule la matrice T de chaque quadripôle élémentaire:

*** Calcule de T_Z :**

$$V_1 = V_2 = \mathrm{Z} \times \mathrm{i}_1 \Rightarrow \mathrm{A_Z} = 1, \mathrm{B_Z} = 0, \mathrm{C_Z} = \frac{1}{\mathrm{Z}} \text{ et } \mathrm{D_Z} = 1$$

*** Calcule de T_{ligne} :**

$$\mathrm{A_{ligne}} = \cos\theta; \mathrm{B_{ligne}} = \mathrm{j}\frac{\mathrm{Z_0}}{\sqrt{2}}\sin\theta; \mathrm{C_{ligne}} = \mathrm{j}\sqrt{2}Y_0 \sin\theta \text{ et } \mathrm{D_{ligne}} = \cos\theta\,.$$

Donc la matrice T globale est la suivante:

$$\mathrm{T_{global}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \\ j\sqrt{2}Y_0 \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{Z} & 1 \end{bmatrix} \tag{C.6}$$

Après développement et simplification on trouve :

$$\mathrm{T_{global}} = \begin{bmatrix} \left(\mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}}\right) & \mathrm{B_{ligne}} \\ \left(\mathrm{Y}\left(\mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}}\right) + \left(\mathrm{C_{ligne}} + \mathrm{YA_{ligne}}\right)\right) & \mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}} \end{bmatrix} \tag{C.7}$$

$$\mathrm{T_{global}} = \begin{bmatrix} A_G & B_G \\ C_G & D_G \end{bmatrix} \tag{C.8}$$

Avec:

$Y = \frac{1}{Z}, A_G = \left(\mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}}\right), B_G = \mathrm{B_{ligne}}, C_G = \left(\mathrm{Y}\left(\mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}}\right) + \left(\mathrm{C_{ligne}} + \mathrm{YA_{ligne}}\right)\right)$

et $\mathrm{D_G} = \mathrm{A_{ligne}} + \mathrm{YB_{ligne}}$

Les paramètres d'entrée en fonction des paramètres de sortie s'exprime comme suit:

$$V_1 = \mathrm{A_G} V_2 - \mathrm{B_G} i_2 \tag{C.9}$$

$$i_1 = \mathrm{C_G} V_2 - \mathrm{D_G} i_2 \tag{C.10}$$

En remplaçant $V_2 = -Z_0 i_2$ dans (C.9) et (C.10) on aura:

$$V_1 = \mathrm{A_G} V_2 + \frac{\mathrm{B_G} V_2}{Z_0} \tag{C.11}$$

$$i_1 = \mathrm{C_G} V_2 + \frac{\mathrm{D_G} V_2}{Z_0} \tag{C.12}$$

En divisant (C.11) par (C.12) on trouve:

$$Z_e = \frac{V_1}{i_1} = \frac{\mathrm{A_G} Z_0 + \mathrm{B_G}}{C_G Z_0 + \mathrm{D}_G} \tag{C.13}$$

Calcule du cœfficient de réflexion Γ du quadripôle :

On sait que

$$\Gamma = \frac{b_1}{a_1} = \frac{\dfrac{V_1 - Z_0 i_1}{2\sqrt{R_e Z_0}}}{\dfrac{V_1 + Z_0 i_1}{2\sqrt{R_e Z_0}}} = \frac{V_1 - Z_0 i_1}{V_1 + Z_0 i_1} = \frac{\dfrac{V_1}{i_1} - Z_0}{\dfrac{V_1}{i_1} + Z_0} = \frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \tag{C.14}$$

En remplaçons Z_e par sa valeur dans (C.14) on trouve :

$$\Gamma = \frac{\mathrm{B_G}/\mathrm{Z_0} - C_G Z_0}{\mathrm{A_G} + \mathrm{B_G}/\mathrm{Z_0} + C_G Z_0 + \mathrm{D}_G} \tag{C.15}$$

Calcule du coefficient de transmission t du quadripôle:

On a:

$$t = \frac{b_2}{a_1} = \frac{\dfrac{V_2 - Z_0 i_2}{2\sqrt{R_e Z_0}}}{\dfrac{V_1 + Z_0 i_1}{2\sqrt{R_e Z_0}}} = \frac{V_2 - Z_0 i_2}{V_1 + Z_0 i_1} = \frac{2V_2}{V_1 + Z_0 i_1} = \frac{-2 Z_0 i_2}{V_1 + Z_0 i_1} \tag{C.16}$$

A partir de (C.9) et (C.10) en trouve :

$$V_1 = -i_2 \left[\mathrm{A_G} Z_0 + \mathrm{B_G}\right] \tag{C.17}$$

$$i_1 = -i_2 \left[\mathrm{C_G} Z_0 + \mathrm{D_G}\right] \tag{C.18}$$

A partir de (C.11) et (C.12) en trouve que :

$$V_1 + Z_0 i_1 = -i_2 \left[\mathrm{A_G} Z_0 + \mathrm{B_G} + Z_0 C_G + Z_0 \mathrm{D_G}\right] \tag{C.19}$$

Finalement en remplaçant (C.19) dans (C.16) on trouve :

$$t == \frac{2}{A_G + B_G / Z_0 + Z_0 C_G + D_G} \tag{C.20}$$

Avec :

$$A_G = \cos\theta + \left(j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \right) Y \tag{C.21}$$

$$B_G = j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \tag{C.22}$$

$$C_G = Y\left(\cos\theta + \left(j\frac{Y_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \right) Y \right) + \left(j\sqrt{2}Y_0 \sin\theta + Y\cos\theta \right) \tag{C.23}$$

$$D_G = \cos\theta + \left(j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \right) Y \tag{C.24}$$

Où

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda}.\frac{\lambda_0}{4} = \frac{\pi}{2}\frac{f}{f_0} \tag{C.25}$$

Et

$$Y = Y_0 \frac{Y_L + jY_0 tg\beta l}{Y_0 + jY_L tg\beta l} \tag{C.26}$$

Avec $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ et $l = \frac{\lambda_0}{8}$

En mode pair on a un mure magnétique c'est-à-dire $Y_L = 0$, en remplaçant donc Y_L, β et l par leurs valeurs dans (C.26) en trouve

$$Y == jY_0 tg\frac{\theta}{2} \tag{C.27}$$

en remplaçons (C.27) dans (C.21), (C.22), (C.23) et (C.24) on trouve:

$$A_G = \cos\theta - \frac{(\sin\theta)(tg\frac{\theta}{2})}{\sqrt{2}} \tag{C.28}$$

$$B_G = j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \tag{C.29}$$

$$D_G = \cos\theta - \frac{(\sin\theta)(tg\frac{\theta}{2})}{\sqrt{2}} \tag{C.30}$$

$$C_G == 2jy_0 tg\frac{\theta}{2}\cos\theta + j\sqrt{2}y_0 \sin\theta - \frac{jy_0(\sin\theta)}{\sqrt{2}}\left(tg\frac{\theta}{2} \right)^2 \tag{C.31}$$

En remplaçant (C.28), (C.29), (C.30) et (C.31) dans (C.15) et (C.20) on trouve :

$$\Gamma_p = \frac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta - 2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta - j\sqrt{2}\sin\theta + \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}{2\cos\theta - \sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2} + \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta + 2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta + j\sqrt{2}\sin\theta - \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \quad \text{(C.32)}$$

$$t_p = \frac{2}{2\cos\theta - \sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2} + \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta + 2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta + j\sqrt{2}\sin\theta - \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \quad \text{(C.33)}$$

En mode impair on a un mure électrique c'est-à-dire $Y_L = \infty$, en remplaçant donc Y_L, β et l par leurs valeurs dans (C.26) en trouve :

$$Y = \frac{Y_0}{jtg\frac{\theta}{2}} \quad \text{(C.34)}$$

Donc en remplaçons (C.34) dans (C.21), (C.22), (C.23) et (C.24) on trouve:

$$\mathrm{A_G} = \cos\theta + \frac{(\sin\theta)}{\sqrt{2}(tg\frac{\theta}{2})} \quad \text{(C.35)}$$

$$\mathrm{B_G} = j\frac{Z_0}{\sqrt{2}}\sin\theta \quad \text{(C.36)}$$

$$\mathrm{D_G} = \cos\theta + \frac{(\sin\theta)}{\sqrt{2}(tg\frac{\theta}{2})} \quad \text{(C.37)}$$

$$C_G == -j\frac{2Y_0\cos\theta}{tg\frac{\theta}{2}} + j\sqrt{2}Y_0\sin\theta - j\frac{Y_0(\sin\theta)}{\sqrt{2}\left(tg\frac{\theta}{2}\right)^2} \quad \text{(C.38)}$$

En remplaçant (C.35), (C.36), (C.37) et (C.38) dans (C.15) et (C.20) on trouve

$$\Gamma_i = \frac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta - \frac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}} - j\sqrt{2}\sin\theta - \frac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}}{2\cos\theta - \frac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}} + \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta + \frac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}} + \frac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}} + j\sqrt{2}\sin\theta} \quad \text{(C.39)}$$

$$t_i = \frac{2}{2\cos\theta - \frac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}} + \frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta + \frac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}} + \frac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}} + j\sqrt{2}\sin\theta} \quad \text{(C.40)}$$

En remplaçant (C.32), (C.33), (C.39) et (C.40) dans (C.1), (C.2), (C.3) et (C.4) on trouve:

$$S_{11}=\frac{1}{2}\left[\begin{array}{c}\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta-j\sqrt{2}\sin\theta+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \\ +\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}-j\sqrt{2}\sin\theta-\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{C.41)}$$

$$S_{21}=\left[\begin{array}{c}\dfrac{1}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \\ +\dfrac{1}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(C.42)}$$

$$S_{31}=\left[\begin{array}{c}\dfrac{1}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \\ -\dfrac{1}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(C.43)}$$

$$S_{41}=\frac{1}{2}\left[\begin{array}{c}\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta-j\sqrt{2}\sin\theta+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}}{2\cos\theta-\sqrt{2}\sin\theta\tan\frac{\theta}{2}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+2j\tan\frac{\theta}{2}\cos\theta+j\sqrt{2}\sin\theta-\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta\tan^2\frac{\theta}{2}} \\ -\dfrac{\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta-\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}-j\sqrt{2}\sin\theta-\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}}{2\cos\theta-\dfrac{\sqrt{2}\sin\theta}{\tan\frac{\theta}{2}}+\frac{j}{\sqrt{2}}\sin\theta+\dfrac{2\cos\theta}{j\tan\frac{\theta}{2}}+\dfrac{\sin\theta}{j\sqrt{2}\tan^2\frac{\theta}{2}}+j\sqrt{2}\sin\theta}\end{array}\right] \quad \text{(C.44)}$$

Annexe D:
Approximation polynomiale du gain de transfert en puissance de l'amplificateur distribué à un seul étage

Nous allons calculer le gain de transfert G_T de l'amplificateur distribué à un seul étage (nommé ADNA) (fig.C1), approximé par le polynôme de Chebychev. Cette approximation est rendue possible par le choix de valeurs adéquates des impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain. Alors que dans l'amplificateur distribué à un seul étage conventionnel (ADNAC) [18], les valeurs des impédances caractéristiques des lignes de grille et de drain sont fixées à $Z_0 = 50\Omega$. Le gain de transfert G_T sera par la suite comparé à celui de l'ADNAC et au gain en puissance de l'amplificateur distribué conventionnel (ADC).

I. Gain de transfert en puissance

Le montage de l'amplificateur ADNA est donné par la figure (C1) où le transistor est un transistor MESFET dont le modèle électrique est supposé simplifié (fig.C2).

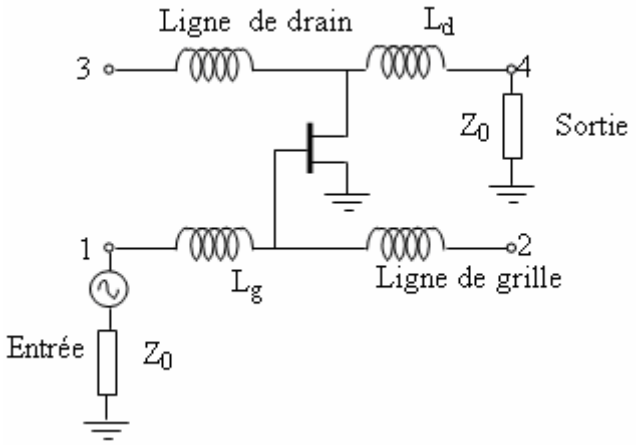


Fig.C1.: Amplificateur distribué non adapté (ADNA)

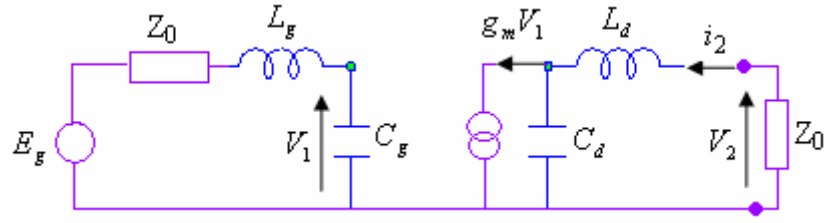


Fig.C2 : Schéma équivalent de l'ADNA

La tension à l'entrée du transistor est, après développement:

$$V_1 = \frac{E_g}{1 - L_g C_g \omega^2 + j C_g \omega Z_0} \tag{C1}$$

En remplaçant le générateur de courant $g_m V_1 // C_d$ par le générateur de tension équivalent :

$$E_g^{'} = \frac{g_m V_1}{j C_d \omega} \tag{C2}$$

on obtient le schéma (fig.C3).

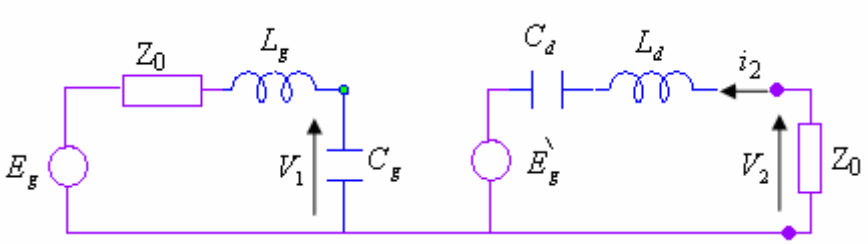


Fig.C3 : Schéma équivalent de l'ADNA

La tension et le courant de sortie valent par conséquent :

$$V_2 = \frac{E_g^{'} C_0}{Z_0 + j\left(L_d \omega - \frac{1}{C_d \omega}\right)} = i_2 Z_0 \tag{C3}$$

$$i_2 = \frac{E_g^{'}}{Z_0 + j\left(L_d \omega - \frac{1}{C_d \omega}\right)} \tag{C4}$$

D'où:

$$V_2 i_2^* = Z_0 \left|i_2\right|^2 = Z_0 \frac{\left|E_g^{'}\right|^2}{Z_0^2 + \left(L_d \omega - \frac{1}{C_d \omega}\right)^2} \tag{C5}$$

Ou bien :

$$V_2 i_2^* = \frac{Z_0 g_m^2 \left|V_1^*\right|^2}{(C_d \omega)^2 \left[Z_0^2 + \left(L_d \omega - \frac{1}{C_d \omega}\right)^2\right]} \tag{C6}$$

En combinant (C1) et (C6), on aboutit à :

$$V_2 i_2^* = Z_0 {g_m}^2 \frac{\left|E_g\right|^2}{\left[\left(1 - L_g C_g \omega^2\right)^2 + \left(C_g \omega Z_0\right)^2\right]} \cdot \frac{1}{(C_d \omega)^2 \left[Z_0^2 + \left(L_d \omega - \frac{1}{C_d \omega}\right)^2\right]} \tag{C7}$$

Le gain transducique est par définition:

$$G_T = \frac{-\frac{1}{2} R_e\left(V_2 i_2^*\right)}{\frac{\left|E_g\right|^2}{8Z_0}} \tag{C8}$$

En posant $\omega_{c1} = \frac{2}{\sqrt{L_g C_g}}$, nous obtenons :

$$L_g C_g = \frac{4}{{\omega_{c1}}^2} \tag{C9}$$

Les expressions (C7), (C8) et (C9) donnent:

$$G_T = \frac{4Z_0^2 {g_m}^2}{\left[\left(1-4\frac{\omega^2}{{\omega_{c1}}^2}\right)^2 + Z_0^2 C_g^2 \omega^2\right]\left[\left(1-L_d C_d \omega^2\right)^2 + Z_0^2 C_d^2 \omega^2\right]} \tag{C10}$$

En posant $\alpha_1 = 2\frac{Z_0}{Z_{c1}}$, $x = \frac{\omega}{\omega_{c1}}$, $\alpha_2 = 2\frac{Z_0}{Z_{c2}}$, $Z_{c1} = \sqrt{\frac{L_g}{C_g}}$ et $Z_{c2} = \sqrt{\frac{L_d}{C_d}}$, le gain devient:

$$G_T = \frac{4Z_0^2 {g_m}^2}{\left[\left(1-4x^2\right)^2 + \alpha_1^2 x^2\right]\left[\left(1-4a^2x^2\right)^2 + \alpha_2^2 a^2 x^2\right]} \tag{C11a}$$

Le gain normalisé est :

$$g_T = \frac{G_T}{4Z_0^2 {g_m}^2} = \frac{1}{\left[\left(1-4x^2\right)^2 + \alpha_1^2 x^2\right]\left[\left(1-4a^2x^2\right)^2 + \alpha_2^2 a^2 x^2\right]} \tag{C11b}$$

En développant le dénominateur, on trouve:

$D = \left[1+(\alpha_1^2-8)x^2+16x^4\right]\left[1+a^2\left(\alpha_2^2-8\right)x^2+16a^4x^4\right]$ avec $\alpha_1^2 \le 8$ et $\alpha_2^2 \le 8$

Le dénominateur est un polynôme de degré huit, donc g_T est de la forme suivante:

$$g_T = \frac{1}{\left(1+A_2x^2+A_4x^4+A_6x^6A_8x^8\right)} \tag{C12}$$

où :

$$A_2 = a^2\left(\alpha_2^2-8\right)+\left(\alpha_1^2-8\right)$$
$$A_4 = 16a^4 + a^2\left(\alpha_1^2-8\right)\left(\alpha_2^2-8\right)+16$$
$$A_6 = 16a^4\left(\alpha_1^2-8\right)+16a^2\left(\alpha_2^2-8\right)$$
$$A_8 = (16)^2 a^4$$

II. Approximation polynomiale de Chebychev

Nous allons, dans ce qui suit, approximer le dénominateur du gain g_T par le polynôme de Tchebychev afin de trouver les valeurs des éléments constitutifs de l'amplificateur (L_g , C_g , L_d et C_d). Pour cela, le gain g_T doit être de la forme suivante:

$$g_T = \frac{1}{1+\varepsilon^2 T_n^2(x)} \tag{C13}$$

Prenons $T_4(x) = 8x^4 - 8x^2 + 1$, $T_4(x)$ étant le polynôme de Chebychev d'ordre 4.

Donc $T_4^2(x) = \frac{16^2}{4}x^8 - 2.\frac{16^2}{4}x^6 + 80x^4 - 16x^2 + 1$

Ecrivons le dénominateur ainsi : $D = 1 + A_2x^2 + A_4x^4 + A_6x^6 + A_8x^8 = 1 + Q_n\left(x^2\right)$ (*n=4*)

Réarrangeons le dénominateur de la forme suivante:

$$D = 1 + \varepsilon'^2 - \varepsilon'^2 + Q_n(x^2) = \left(1-\varepsilon'^2\right)\left[1 + \frac{\varepsilon'^2}{1-\varepsilon'^2} + \frac{Q_n(x^2)}{1-\varepsilon'^2}\right]$$

Ou bien $$D = \left(1-\varepsilon'^2\right)\left[1 + \frac{\varepsilon'^2}{1-\varepsilon'^2}\left(1 + \frac{Q_n(x^2)}{\varepsilon'^2}\right)\right] \tag{C14}$$

L'approximation par le polynôme de Chebychev se fait de la manière suivante ::

$$1 + \frac{\varepsilon'^2}{1-\varepsilon'^2}\left(1 + \frac{Q_n\left(x^2\right)}{\varepsilon'^2}\right) = 1 + \varepsilon^2 T_n{}^2(x) \tag{C15}$$

Avec $\varepsilon^2 = \frac{\varepsilon'^2}{1-\varepsilon'^2}$ *et* $T_n{}^2(x) = 1 + \frac{Q_n(x^2)}{\varepsilon'^2}$

Or $T_n{}^2(x) = \frac{16^2}{4}x^8 - 2\frac{16^2}{4}x^6 + 80x^4 - 16x^2 + 1$ et $Q_n(x^2) = A_8x^8 + A_6x^6 + A_4x^3 + A_2x^2$

Donc par identification on trouve:

$$\begin{cases} \frac{16^2}{4} = \frac{A_8}{\varepsilon'^2} & (C16a) \quad \Rightarrow \frac{16^2}{4} = \frac{16^2a^4}{\varepsilon'^2} & (C16a') \\ -2\frac{16^2}{4} = \frac{A_6}{\varepsilon'^2} & (C16b) \quad \Rightarrow -2\frac{16^2}{4} = \frac{16a^4}{\varepsilon'^2}(X_1) + \frac{16a^2}{\varepsilon'^2}(X_2) & (C16b') \\ 80 = \frac{A_4}{\varepsilon'^2} & (C16c) \quad \Rightarrow 80 = \frac{16a^4}{\varepsilon'^2} + \frac{a^2}{\varepsilon'^2}X_1X_2 + \frac{16}{\varepsilon'^2} & (C16c') \\ -16 = \frac{A_2}{\varepsilon'^2} & (C16d) \quad \Rightarrow -16 = \frac{a^2}{\varepsilon'^2}X_2 + \frac{X_1}{\varepsilon'^2} & (C16d') \end{cases}$$

Avec $X_1 = \alpha_1^2 - 8$ et $X_2 = \alpha_2^2 - 8$

De (C16a'), on déduit :

$$a^4 = \frac{\varepsilon'^2}{4} \tag{C17}$$

En sommant (C16b') et (C17), on trouve:

$$\frac{X_1}{4} + \frac{X_2}{2\varepsilon'} = -8 \tag{C18}$$

En ajoutant (C16c') et (C17), on obtient:

$$80 = 4 + \frac{1}{2\varepsilon'^2} X_1 X_2 + \frac{16}{\varepsilon'^2} \tag{C19}$$

En sommant (C16d') et (C17), on trouve:

$$-16 = \frac{X_2}{2\varepsilon'} + \frac{X_1}{\varepsilon'^2} \tag{C20}$$

En multipliant (C18) par , on trouve:

$$\frac{X_1 X_2}{2\varepsilon'} = -\frac{X_1^2}{4} - 8X_1 \tag{C21}$$

En multipliant (23) par X_1 on trouve:

$$\frac{X_1 X_2}{2\varepsilon'} = 76 - \frac{16}{\varepsilon'^2} \tag{C22}$$

En multipliant (C20) par X_1 on trouve:

$$\frac{X_1 X_2}{2\varepsilon'} = -\frac{X_1^2}{\varepsilon'^2} - 16X_1 \tag{C23}$$

De (C18), on trouve:

$$\frac{X_2}{2\varepsilon'} = -8 - \frac{X_1}{4} \tag{C24}$$

En sommant (C22) et (C24), on trouve:

$$76 = -X_1\left(8 + \frac{X_1}{4}\right) + \frac{16}{\varepsilon'^2} \tag{C25}$$

En additionnant (C23) et (C24), on obtient :

$$-16 = -\left(8 + \frac{X_1}{4}\right) + \frac{X_2}{\varepsilon'^2} \tag{C26}$$

De (C25) et (C26), on aboutit respectivement à:

$$\frac{76}{16}+\frac{X_1}{16}\left(8+\frac{X_1}{4}\right)=\frac{1}{\varepsilon'^2} \tag{C27}$$

$$\frac{-16}{X_1}+\frac{1}{X_1}\left(8+\frac{X_1}{4}\right)=\frac{1}{\varepsilon'^2} \tag{C28}$$

En égalant (C27) et (C28) et après simplification, on obtient:

$$\frac{9X_1}{2}+\frac{X_1^2}{2}+\frac{X_1^3}{64}=-8 \tag{C29}$$

La résolution de (C29) nous donne:

$$-2{,}3 \le X_1 \le -2{,}4 \tag{C30}$$

Comme on a $X_1=\alpha_1^2-8$, alors :

$$5{,}6 \le \alpha_1^2 \le 5{,}7 \tag{C31}$$

$$2.36 \le \alpha_1 \le 2.38 \tag{C32}$$

En remplaçant $\alpha_1 = 2\frac{Z_0}{Z_{c1}}$ dans (C32) on trouve:

$$1{,}18 \ge \frac{Z_0}{Z_{C1}} \ge 1{,}17 \tag{C33}$$

(C33) indique qu'il y a effectivement amélioration de la bande passante.

En remplaçant X_1 par sa valeur donnée par (C30) dans (C27), on obtient:

$$\varepsilon'^2 \approx 0{,}27 \tag{C34}$$

Le taux d'ondulation est:

$$\varepsilon^2=\frac{\varepsilon'^2}{1-\varepsilon'^2}=0.37 \tag{C35}$$

En combinant (C17) avec (C35), on a:

$$a^4=\frac{\varepsilon'^2}{4}=0{,}0675$$

$$a \approx 0.509 \tag{C36}$$

En combinant (C24), (C30) et (C34), on obtient :

$$X_2=-7{,}62 \tag{C37}$$

Etant donné $X_2=\alpha_2^2-8$, par conséquent :

$$\alpha_2=0.556 \tag{C38}$$

Ce qui implique :

$$\frac{Z_0}{Z_{C2}} = 0{,}278 \tag{C39}$$

Pour établir les expressions donnant les paramètres de conception que sont les inductances des lignes de grille et de drain L_g et L_d, et la capacité au niveau du drain du transistor, on utilise le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} a \approx 0.509 \\ \dfrac{Z_0}{Z_{C1}} = 1.18 \\ \dfrac{Z_0}{Z_{C2}} = 0.278 \end{cases} \tag{C40}$$

et les relations $Z_{c1} = \sqrt{\dfrac{L_g}{C_g}}$; $Z_{c2} = \sqrt{\dfrac{L_d}{C_d}}$ et $a = \dfrac{\sqrt{L_d C_d}}{\sqrt{L_g C_g}}$

Finalement, on obtient :

$$\begin{aligned} C_d &= 0.119 C_g \\ L_g &= 1764 C_g \\ L_d &= 3813 C_g \end{aligned} \tag{C41}$$

Il suffit donc seulement de connaître la capacité de grille C_g du transistor pour procéder à la conception.

Bibliographies

[1] Mattahai young: "Microwave Filters, impedance Matching Network and coupling Structures". Artech House. 1980

[2] Thomas T. Y. Wong: "Fundamentals of Distributed Amplification". Artech House. Boston. London. 1993.

[3] H.A. Wheler: "Wide band amplifiers for television": Proceeding of the IRE. Vol 27, pp429-438, 1939.

[4] Tri. T. ha: "Solid-State Microwave Amplifier". John Wiley and Sons. 1981

[5] E. L. Gingzton, W. R. Hexlet, J. H. Jasberg Jerre, D. Noc: "Proceeding of the IRE", pp956-969. aug. 1948.

[6] C.S Aitchinson : "The Intrinsic Noise Figure of the MESFET Distributed Amplifiers Design". IEEE, MTT Vol-33 Proceeding of the IRE, pp460-466. 1985.

[7] Daniel Curivod :"Micro-ondes". SIGTEL-Groupe ESIEE Paris-2002.

[8] LI. Prad and R. L. Moynihan: "Split-Tee Power Divider". IEEE. Transactions on Microwave Theory and Techniques. January 1965.

[9] Stefano D'agostino and Claudio Paolini."Designe of Hight performance Power-Distributed Amplifier Using Lange Couplers". IEEE Transaction on Microwave theory and Techniques. Vol 42. No. 12 December 1994.

[10] C.S Aitchinson, N. Bukhari, C. Law, N. Nazo-Ruiz. "The Dual-Fed Distributed Amplifier", ERA Technologie Ltd., Leatherhead, Surrey KT22 77SA, England, UK. 1988 IEEE MTT-S Digest.

[11] L.I. Parad and R. L. Moynihan. " Split-Tee Power Divider" , IEEE Transaction on

Microwave theory and Techniques. January 1965.

[12] WWW.rfic.co.uk

[13] "Algorithms for computer-aided design of linear microwave circuits". Stanistaw Rosloniec, edition Artech House.

[14] Gowri S. Makeneni and Wiliam T. Joines: "Comparison of the Broadband Performance Of Two-Way Power dividers and Combiners" 1998 John Wiley and Sons, Inc. Microwave opt Technol Let 17: 29-37. 1998.

[15] E. J. Wilkinson: "An N-Way Hybrid Power Divider" IRE Trans. Microwave Theory Tech, Vol. MTT-8, Jan. 1960, pp. 116-118.

[16] J. B. Beyer, S. N. Prasad, P. C. Becker, J. E. Norman, and G. KK. Hohenwater "MESFET Distributed Amplifier Design Guidelines". IEEE Trans. Microwave Theory Tech., v32, pp. 268-275. March 1984.

[17] A. Worapishet, M. Chongcheawchamnan and S. Srisathit. " Broadband amplification in CMOS technology using cascaded single-stage distributed amplifier". Electron. Lett, 2002, 38, pp. 675-676.

[18] M.R. Moazzam and C.S. Aitchson "A high gain dual-fed single stage distributed amplifier". 1994 IEEE Trans. Microwave Theory Tech-S Digest., pp. 1409-1412

[19] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures Dedham MA : Artech House, 1980.

[20] R. Sorrentino Edwards and L. Roselli. "A New Simple and accurate Formula for Microstrip Radial Stub." IEEE Trans.Microwaveand guides wave letters, vol.2.No. 12 December 1992.

[21] "Conception et simulation des amplificateurs micro ondes à large bande". Projet de fin d'étude A.Mekentichi, R. Mohellebi et M. Trabelsi (ENP Juin 2007).