

50376  
1993  
67

50376  
1993  
67

N° d'ordre : 1040

Présentée à  
**L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE**

pour obtenir le titre de  
**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**  
spécialité : électronique

Par

**ALAIN LORTHIOIR**  
ingénieur EUDIL

**METHODE DE SIMULATION DE CIRCUITS  
HAUTES FREQUENCES ET MICROONDES  
A PARTIR D'UNE PILE "LIFO"  
APPLICATION A L'ETUDE  
DE FILTRES PASSIFS**



Soutenu le 9 février 1993 devant la Commission d'Examen :

<b>Membres du jury : MM</b>	<b>Y. CROSNIER</b>	<b>Président</b>
	<b>P.A. ROLLAND</b>	<b>Directeur de Thèse</b>
	<b>S. TOUTAIN</b>	<b>Rapporteur</b>
	<b>R. TORGUET</b>	<b>Rapporteur</b>

à mes parents

à Armelle, ma chère épouse

à Marie-Joséphine et Paul-Emile, mes chers enfants

## REMERCIEMENTS

Je remercie tout d'abord M. le Professeur ROLLAND de m'avoir accueilli au sein de son équipe de recherche tout au long de ces quatre années, et d'avoir accepté de diriger mon travail. Je le remercie également pour sa patience et sa disponibilité, en effet, travaillant à l'extérieur de l'Université, il fut souvent nécessaire de faire les points d'avancement le soir. Je lui en suis vivement reconnaissant.

Je remercie M. le Professeur CROSNIER de me faire l'honneur de présider le jury.

Je remercie MM. les professeurs TORGUET et TOUTAIN d'avoir accepté de juger mon travail.

Je remercie l'ensemble des personnels de l'Université de LILLE I, mes anciens collègues, qui ont pu contribuer, sous quelque forme que ce soit, à la construction de la présente thèse.

-----

## AVANT-PROPOS

L'objectif initial du travail présenté consistait à réaliser un outil de calcul simple pour la conception de circuits en gamme VHF-UHF. Dans sa forme finale, il présente l'organisation d'une structure de calcul orientée vers la conception de filtres radio-fréquences et hyper-fréquences.

Cette structure basée sur une pile LIFO fait appel à des opérations arithmétiques simples et peu nombreuses par rapport aux structures matricielles classiques.

Cette structure est intégrée dans un logiciel qui contient également des modèles de composants et un langage interprété pour décrire les circuits électriques. Les possibilités pratiques de ce logiciel sont évaluées par l'expérience et par comparaison à d'autres logiciels de simulation.

Quelques exemples de simulations sont commentés.

## SOMMAIRE

INTRODUCTION.....	p 5
-----	
PARTIE I: ETUDE DE LA STRUCTURE DE CALCUL.....	p 10
-----	
I - 1 - Méthodes classiques de modélisation du circuit.....	p 11
I - 1 - a - Méthode des courants de mailles.....	p 11
I - 1 - b - Méthode des matrices d'ondes.	p 13
I - 1 - c - Autres méthodes.....	p 15
I - 2 - Traitement d'assemblages de dipôles par une pile de calcul.....	p 16
I - 2 - a - principe de la pile.....	p 16
I - 2 - b - assemblages série et parallèle.....	p 19
I - 2 - c - combinaisons d'assemblages...	p 23
I - 3 - Conclusion sur les dipôles, limites...	p 26
I - 4 - Assemblages de quadripôles et combinaisons.....	p 28
I - 4 - a - traitement des quadripôles..	p 28
I - 4 - b - traitement du stub simple...	p 30
I - 5 - Conclusion sur les règles d'assemblages.....	p 34
I - 6 - Etude de la structure du logiciel.....	p 35
I - 6 - a - interpréteur simple.....	p 35
I - 6 - b - exemple de circuit.....	p 36
I - 6 - c - interpréteur accéléré.....	p 37
I - 7 - Choix d'une méthode d'optimisation....	p 40
I - 8 - Conclusion de la première partie.....	p 44

PARTIE II: MODELES DE COMPOSANTS ET SYNTHESSES DE FILTRES

-----  
.....p 45

II - 1 - Modèles de composants.....p 46

II - 1 - a - Modèle de dipôles.....p 46

II - 1 - b - Modèles de quadripôles .....p 48

II - 1 - c - Modèles de discontinuités.....p 49

i - approche des problèmes.....p 50

ii - approximation QUASI-TEM.....p 51

iii - modèle de ligne géométrique...p 54

iv - traitement d. discontinuités..p 56

II - 1 - d - Conclusion sur les modèles de  
composants.....p 62

II - 2 - Synthèses de filtres  
à composants localisés.....p 63

II - 2 - a - Filtre passe-bas équivalent.p 64

II - 2 - b - Filtres polynomiaux.....p 69

i - définition.....p 69

ii - familles de polynômes.....p 70

II - 2 - c - Filtres elliptiques.....p 72

II - 2 - d - Conclusion  
sur les synthèses de filtres.....p 74

PARTIE III: REALISATION DU LOGICIEL ET APPLICATIONS

---

III - 1 - réalisation.....	p 75
III - 1 - a - aspect général.....	p 75
III - 1 - b - le simulateur et optimiseur..	p 76
III - 1 - c - synthèse de f. polynomiaux...	p 78
III - 1 - d - synthèse de f. élliptiques...	p 79
III - 1 - e - synthèse de f. couplés.....	p 81
III - 2 - évaluation de la vitesse de calcul..	p 82
III - 2 - a - présentation.....	p 82
III - 2 - b - résultats.....	p 84
III - 2 - c - conclusion.....	p 86
III - 3 - conclusion sur la réalisation.....	p 86
III - 4 - Applications.....	p 87
III - 4 - a - Etude d'un filtre élliptique passe-bas (5 MHz) et réalisation....	p 88
III - 4 - b - Etude d'un filtrage VHF (200 MHz).....	p 97
III - 4 - c - Etude de filtres hyperfréquences.....	p 108

CONCLUSION

-----

.....p 114

BIBLIOGRAPHIE

-----

.....p 116

ANNEXES

-----

.....p 123

A1 (16 pages)

exemples de calculs sur diverses topologies

.....p 124

A2 (22 pages)

modèles hyperfréquences utilisés

.....p 140

A3 (18 pages)

topologies de filtres synthétisées

.....p 162

# INTRODUCTION

## INTRODUCTION

Le but initial de ce travail était de réaliser un outil de calcul économique pour des études de circuits en gamme VHF et UHF. Cet outil devait notamment faciliter la mise au point des adaptations d'entrée, de sortie, et inter-étages d'amplificateurs de puissance. Il devait pouvoir être supporté par des moyens informatiques simples (genre PC). L'évolution des outils disponibles sur le marché, d'une part, et les résultats intermédiaires obtenus dans ce travail, d'autre part, ont conduit à donner une nouvelle orientation vers une application spécifique: le calcul de filtres passifs.

Intérêt économique et scientifique:

---

Actuellement, un concepteur de circuits et de systèmes radio-fréquences ou hyperfréquences peut s'aider de logiciels de simulation et de CAO qui sont très performants, mais qui, en même temps, conduisent à une utilisation assez lourde. Ces programmes sont souvent basés sur des méthodes nodales et nécessitent des calculateurs rapides pour être commodément utilisables.

Ainsi, le coût total d'une station de CAO hyperfréquences reste encore généralement élevé. Ce coût inclut :

- l'achat d'une "station de travail"
- l'achat et la maintenance d'un logiciel
- l'apprentissage
- un ingénieur "système" à temps partiel ou complet

Sans prétendre à atteindre la qualité de ces logiciels très performants, un outil plus modeste et limité aux cas linéaires en régime établi peut rendre de nombreux services: calculs d'impédances, adaptation, filtrage, gain... Un tel logiciel utilisable avec des moyens de calculs limités (genre PC) aura un coût d'utilisation intéressant et pourra être complémentaire à d'autres logiciels plus volumineux.

L'orientation spécifique du logiciel ( cas linéaires en régime établi ) peut aussi le rendre plus rapide dans son domaine d'utilisation, ce qui lui confèrera un avantage en optimisation.

Originalité de la méthode:

---

Les méthodes de simulation classiques sont bâties suivant une démarche logique:

- partir d'une méthode générale permettant de traiter tous les cas d'une façon la plus systématique et naturelle possible

- puis simplifier pour rendre plus rapide ou plus facile à programmer.

La méthode élaborée au cours de ce travail est issue de la même démarche, après inversion:

- partir d'un calcul le plus simple possible, donc plus facile à programmer, et plus rapide.

- puis systématiser pour traiter le plus grand nombre de cas.

La plupart des méthodes classiques font appel aux lois de KIRCHHOFF (noeuds et mailles) et permettent de prendre en compte des assemblages quelconques de dipôles. La résolution passe par l'inversion d'une matrice carrée dont l'ordre est égal au nombre de mailles, ce qui nécessite naturellement un grand nombre de calculs élémentaires. Les techniques de matrices creuses permettent de réduire ce nombre de calcul et donc de simplifier.

La méthode imaginée ici part de la loi la plus simple: la loi d'ohm (non matricielle). Lorsque des dipôles sont en série, les impédances s'additionnent et le courant est commun, lorsque les dipôles sont en parallèle, les admittances s'additionnent et la tension est commune (Norton et Thevenin). Les assemblages séries et parallèles de dipôles demandent effectivement des calculs très simples: l'addition suffit. Trouver un moyen de pouvoir se rapporter à un cas série ou parallèle le plus souvent possible permettrait ensuite de systématiser. Ce moyen consistera en l'utilisation d'une structure de type "PILE LIFO" (dernière donnée entrée, première sortie).

Tout ce travail a été programmé en langage "C" sous système DOS. Le choix du langage a été déterminé par la possibilité de portabilité vers d'autres systèmes d'exploitation informatiques (notamment UNIX dont le langage naturel est le C).

Le simulateur a été réalisé sous la forme d'un interpréteur capable de lire et d'interpréter un fichier ASCII décrivant un circuit suivant des règles syntaxiques logiques et surtout systématiques (avec une sorte de logique répétitive).

Orientation vers une application spécifique:

---

Partant d'un objectif initial limité aux applications VHF-UHF, il était ensuite intéressant d'essayer d'étendre les possibilités de la méthode de simulation, en particulier vers les hyperfréquences. Ces différentes extensions sont envisagées dans les sections suivantes.

La prise en compte de schémas équivalents de transistors est techniquement possible, mais pose des problèmes quant à l'aspect systématique de la méthode. L'extension aux cas non linéaires n'a pas été envisagée.

Pour tirer pleinement parti de ce travail, il fallait donc partir de ses qualités propres. Un des avantages de la méthode est la vitesse de calcul de simulation des structures de type filtres (gain en temps jusqu'à un rapport 10).

D'autre part, examinant les besoins des concepteurs de filtres, il faut constater qu'il existe beaucoup de méthodes de synthèses de filtres par approche analytique. Mais les filtres ainsi synthétisés n'offrent presque jamais les caractéristiques réellement souhaitées. Ces insuffisances s'expliquent par la non prise en compte de composants physiques (donc imparfaits), et par le compromis gain-adaptation-phase figé par la synthèse. Après une synthèse, il faut souvent avoir recours à une approche simulation-optimisation pour affiner les calculs: simulation pour prendre en compte des éléments physiques, et optimisation pour obtenir le meilleur compromis entre les différentes caractéristiques du filtre.

Hors, les méthodes d'optimisation sont toujours de

grandes consommatrices de temps de calcul. En effet, celle-ci consistent en une suite d'un grand nombre de simulations dont les variables d'entrée évoluent de façon à ce que les résultats de simulation s'approchent d'aussi près que possible d'un "objectif".

Dans ces conditions, Le gain en temps de calcul possible avec la méthode étudiée dans ce travail sera utile. C'est donc vers l'application spécifique du calcul de filtres qu'il a été choisi d'orienter l'essentiel de ce travail.

# PARTIE I

## I - ETUDE DE LA STRUCTURE DE CALCUL

La conception d'un simulateur de circuits électriques nécessite une approche à trois niveaux:

- 1) la modélisation des composants élémentaires
- 2) la modélisation de la topologie, c'est à dire du circuit créé par les liens existant entre ces composants élémentaires.
- 3) la gestion automatique des modèles de composants et de topologies, sous la forme de procédures numériques.

Le présent travail n'a pas pour objet d'étudier de nouveaux modèles de composants (niveau un). Des modèles sont cependant nécessaires pour valider les deux autres niveaux, des modèles de composants ont donc été adaptés d'après des travaux antérieurs (ref [8] à [34]). Ces modèles sont détaillés dans le chapitre II ainsi qu'en annexe 2.

L'approche des niveaux deux et trois est l'objet de ce chapitre.

## I - 1 - METHODES CLASSIQUES DE MODELISATION DU CIRCUIT

Dans un premier temps, il s'agit de modéliser les connexions pouvant exister entre des dipôles passifs. Dans un second temps, les liens avec des quadripôles pourront être pris en compte.

### I - 1 - a - METHODE DES COURANTS DE MAILLES

Pour calculer les tensions et les courants dans toutes les branches d'un assemblage quelconque de dipôles, il est possible d'utiliser la méthode des courants de mailles (dite aussi méthode de Maxwell). Les principales étapes de cette méthode sont rappelées ici:

a) La loi des noeuds est appliquée systématiquement sur tout le circuit. Pour cela, le circuit est divisé en  $N$  mailles indépendantes numérotées de 1 à  $N$ . Chacune d'entre elle est parcourue par une intensité (fictive) de maille  $i_1, \dots, i_N$ , la même pour toute la maille.

b) L'application de la loi des mailles permet d'obtenir les différences de potentiel aux bornes de chaque dipôle du circuit. Il suffit pour cela d'additionner algébriquement tous les courants de mailles traversant chaque dipôle, puis d'appliquer la loi d'ohm.

Ces écritures peuvent être présentées sous une forme matricielle:

$$z(1,1) I(1) + z(1,2) I(2) + \dots + z(1,N) I(N) = E(1)$$

$$z(2,1) I(1) + z(2,2) I(2) + \dots + z(2,N) I(N) = E(2)$$

. . . . .  
. . . . .

$$z(N,1) I(1) + z(N,2) I(2) + \dots + z(N,N) I(N) = E(N)$$

où:

$z(i,j)$  est la somme des impédances des branches communes aux mailles  $i$  et  $j$ .

$I(j)$  est le courant de la maille  $j$ .

$E(j)$  est la somme des  $fem$  et  $fcem$  de la maille  $j$ .

Une telle matrice possède des propriétés intéressantes:

- elle est symétrique et peut toujours s'inverser.
- La résolution du système permet de calculer les tensions et courants en tous points d'un circuit composé de dipôles.

Les inconvénients majeurs sont les suivants:

- Pour obtenir cette matrice, il est nécessaire de déterminer automatiquement les mailles indépendantes.
- Le nombre de calculs est important et croît comme le carré de la dimension du circuit.

Dans la matrice qui vient d'être décrite, de nombreux termes sont nuls. En effet, les termes  $z(i,j)$  sont

majoritairement nuls, la plupart des mailles d'un circuit possédant seulement quelques mailles "mitoyennes" parmi l'ensemble des mailles.

La technique dite de matrice creuse permet de n'effectuer que les calculs à termes non nuls.

### I - 1 - b - METHODE DES MATRICES D'ONDES

Cette méthode convient mieux au traitement de problèmes radio-fréquences et micro-ondes parcequ'elle permet de prendre en compte des composants possédant un nombre quelconque d'accès, alors que la matrice précédente ne permettait de traiter que les dipôles.

Un circuit micro-ondes peut comprendre des composants  $C_1, C_2, \dots, C_M$  et des sources  $S_1, \dots, S_N$ .

Le circuit est décrit par deux types de relations (A) et (B) :

- A - des relations utilisant les matrices "S", qui décrivent le comportement des composants:

$$\begin{bmatrix} b_i \\ b_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ a_j \end{bmatrix}$$

où  $b$  et  $a$  désignent respectivement les ondes rentrantes et sortantes, et les indices correspondent aux accès  $i$  et  $j$  pour un quadripôle par exemple. Pour une source, la relation précédente devient:

$$\begin{bmatrix} b_i \\ b_j \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} \\ s_{21} & s_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ a_j \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} c_i \\ c_j \end{bmatrix}$$

L'ensemble des relations du type "A" peut s'écrire sous la forme d'une seule matrice:

$$\begin{bmatrix} \text{bg} \\ \text{---} \\ \text{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Sg} & | & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & 0 \\ \text{---} & | & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} \\ 0 & | & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{---} & \text{S} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{ag} \\ \text{---} \\ \text{a} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{cg} \\ \text{---} \\ 0 \end{bmatrix}$$

où l'indice "g" se rapporte aux termes sources. La matrice "S" totale est diagonale par blocs. Cette relation peut s'écrire sous une forme abrégée:

$$(b) = [S] (a) + (c)$$

- B - des relations exprimant les liaisons entre composants, en écrivant l'égalité entre une onde sortant d'un accès de composant et celle entrant dans un accès de composant voisin (et réciproquement):

$$a_i = b_k \quad \text{et} \quad b_i = a_k$$

L'ensemble de ces relations peut s'écrire sous une forme matricielle:

$$(b) = [\Gamma] (a)$$

où la matrice  $[\Gamma]$  ne comprends que des 1 ou des 0 .

En posant:  $[W] = [\Gamma] - [S]$ , les relations précédentes deviennent:

$$\begin{aligned} (b) &= [\Gamma] (a) \\ (a) &= [W] (c) \end{aligned}$$

Ces deux dernières relations permettent de calculer

les ondes en tous points d'un circuit en fonction des termes sources.

L'inconvénient majeur de cette méthode est le nombre élevé de calculs. Elle nécessite une description du circuit sous une forme nodale, puis un traitement automatique pour en tirer une description sous la forme d'une matrice d'onde pour pouvoir utiliser les relations matricielles décrites précédemment. Comme dans la méthode des courants de mailles, il est possible d'utiliser des techniques de matrices creuses pour diminuer le nombre de calculs.

#### I - 1 - c - AUTRES METHODES

Il n'est pas facile d'obtenir des informations précises sur les méthodes utilisées dans les logiciels commercialisés, ce qui est tout à fait compréhensible. Il est raisonnable de penser que la plupart des méthodes actuelles sont basées sur les méthodes matricielles exposées en I-1, chaque éditeur de logiciel apportant un environnement logiciel propre, et des améliorations calculatoires originales et non publiées.

Peu d'autres méthodes sont utilisables en pratique. Citons par exemple:

- la méthode des matrices de quadripôles (ordre 2), nécessitant une "gymnastique" compliquée pour décrire un circuit en blocs et sous-blocs représentables par une matrice (chaîne, ou Z, ou Y, ou autre...).

- des modélisation à topologies figées, faciles à programmer, mais peu souples à utiliser.

I - 2 - TRAITEMENT D'ASSEMBLAGES DE DIPOLES  
PAR UNE PILE DE CALCUL

La méthode de modélisation présentée ici a pour but de faire appel à des calculs les plus simples possibles, tout en restant ouverte au plus grand nombre possible de topologies de circuits.

I - 2 - a - PRINCIPE DE LA PILE

La pile de calcul de type "LIFO" (Last In First Out) est une structure d'informations dans laquelle l'ordre d'accès est inversé par rapport à l'ordre de rangement [5], c'est à dire que seule la dernière information entrée est accessible. C'est une telle structure qui est utilisée dans la méthode de simulation étudiée ici. ( la pile comptera 20 niveaux ) :

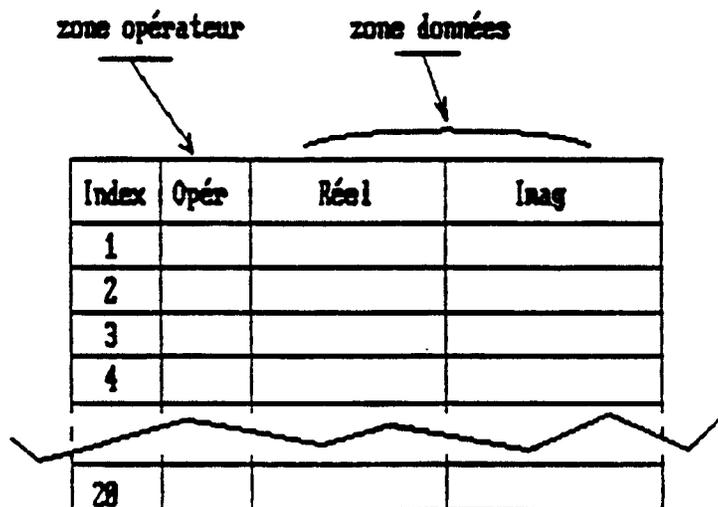


fig I - 1

Les différents niveaux de la pile seront occupés durant la lecture séquentielle d'un tableau de description représentant le circuit simulé. Cette lecture séquentielle s'effectue de la sortie du circuit vers son entrée (il peut y avoir plusieurs sorties, mais une seule source d'entrée). Suivant leur fonction, les opérateurs incrémentent ou décrémentent l'indice de pile. Le premier niveau de la pile (pointeur, ou indice 1) est occupé après la rencontre du premier opérateur qui est obligatoirement "s+".

Les opérateurs disponibles sont: (définitions)

- s+ : ouverture d'une branche reliant la masse au point courant du déroulement de la description séquentielle du circuit. Sauf si l'opérateur courant était p+, auquel cas s+ signifie simplement un assemblage série. Dans tous les cas, tant que l'opérateur s+ est courant, les dipôles rencontrés dans la description sont en série.

- s- : connexion de la branche ouverte par s+ au point du circuit où la description séquentielle avait été interrompue par s+.

- p+ : la suite est un assemblage parallèle.

- p- : fin de l'assemblage parallèle.

Les définitions de ces opérateurs entraînent diverses conséquences:

Si l'opérateur courant (le dernier rencontré) est "s+" (connexions séries), la zone donnée contient alors une impédance. Le courant traversant est choisi

arbitrairement égal à  $(1 + j 0)$ .

Si l'opérateur courant est "p+" (connexions parallèles), la zone donnée contient alors une admittance. La tension aux bornes est choisie arbitrairement égale à  $(1 + j 0)$ .

Le changement de niveau de pile (vers le haut ou vers le bas) n'a lieu que si un nouvel opérateur est rencontré au cours de la lecture séquentielle du tableau de description.

Lorsque l'indice de pile décrémente, un calcul de mise à jour (tenant compte du dernier et du nouvel opérateur courant) affecte le contenu de la zone données de la pile.

Ces empilements d'opérateurs et de données permettent de calculer (par étapes) l'impédance d'entrée du circuit et le rapport entre la tension aux bornes d'un dipôle du circuit et la tension d'entrée du circuit. Quelques exemples sont donnés dans la suite ainsi qu'en annexe.

Remarque: Les exemples qui vont suivre anticipent sur la construction du logiciel et du langage qui permet de décrire le circuit. Dans ces exemples, seul le modèle de résistance parfaite est utilisée pour simplifier.

I - 2 - b - ASSEMBLAGE SERIE ET PARALLELE

Le circuit suivant représente un assemblage série:

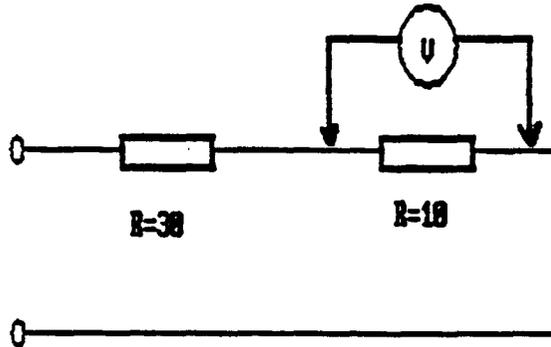


fig I - 2

Le circuit est décrit par:  $s+$ ;  $R,10$ ; ? ;  $R,30$ ;  $s-$ ;

Remarque: le "?" signifie un marquage pour le calcul de la tension et du courant affectés à la résistance de  $10\Omega$ .

La pile prend les états suivants:(page suivante)

- Lecture de  $s+$  étape (a) / Lecture de  $R,10$  étape (b)
- Lecture de ? étape (c) / Lecture de  $R,30$  étape (d)
- Lecture de  $s-$  étape (e)

Le calcul de tension est effectuée en choisissant arbitrairement une tension de  $(1+j0)$  volts aux bornes du dipôle marqué. Puis, à mesure que le circuit se déroule (une entrée courante du circuit remonte vers la vraie entrée), la tension d'entrée "vraie" du circuit qui provoquerait  $(1+j 0)$  aux borne du dipôle marqué est calculée. Lorsque le circuit est totalement parcouru, le gain (en grandeur complexe) est l' inverse de la tension d' entrée ainsi obtenue. La page suivante illustre l'évolution de la pile de calcul au cours de la description. Seul le niveau 1 est utilisé dans cet exemple. En général, peu de niveaux de pile sont réèlement utilisés.

Etape : a

Index	Opér	Réel	Imag
1	S+	0	0
2			
3			
4			

S+ , donc travail en impédance dans la zone "données"

Etape : b

Index	Opér	Réel	Imag
1	S+	10	0
2			
3			
4			

addition de l'impédance  $10 + j0$  au niveau courant

Etape : c

Index	Opér	Réel	Imag
1	S+	10	0
2			
3			
4			

initialisation de la mesure : (?)  
 $I_{entrée} = 1A$  (arbitrairement)  
 donc,  $V_{entrée} = 10V$

Etape : d

Index	Opér	Réel	Imag
1	S+	40	0
2			
3			
4			

après addition de l'impédance  $30 + j0$  au niveau courant  
 mise à jour de la mesure :  
 $I_{entrée} = 1A$   
 $V_{entrée} = 40V$

Etape : e

Index	Opér	Réel	Imag
1	-	-	-
2			
3			
4			

S- annule S+ sortie de la pile avec:  
 $Z_{in} = 40 + j0$   
 $V_{in} = 40V$  pour  $1A$  dans le dipôle marqué

fig I-3

Le circuit suivant représente un assemblage parallèle:

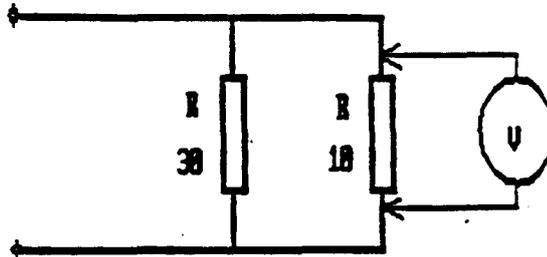


fig I-4

Le circuit est décrit par: p+ ; R,10; ? ; R, 30 ; p - ;

La pile prend les états successifs suivants:

- Lecture de p+ ; étape (a)
- Lecture de R,10 ; étape (b)
- Lecture de ? ; étape (c)
- Lecture de R,30 ; étape (d)
- Lecture de p- ; étape (e)

La page suivante illustre l'évolution de la pile de calcul au cours de la description. A nouveau, Seul le niveau 1 est utilisé.

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	P+, donc travail. en admittance dans la zone "données"
	1	P+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance correspondant à $R = 10 \Omega$
	1	P+	0.1	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la mesure : (?) Ventrée = 1V (arbitrairement) donc Ientrée = 0.1 A
	1	P+	0.1	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	après addition de l'admittance de $R = 30 \Omega$ mise à jour de la mesure: Ventrée = 1V Ientrée = 0.133 A
	1	P+	0.1333	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	P- annule P+. Sortie de la pile avec : $Y_{in} = 0,133 + j0$ Ientrée = 0,133A pour 1V aux bornes du dipôle marqué
	1	-			
	2				
	3				
	4				

fig I-5

## I - 2 - c - COMBINAISON DES ASSEMBLAGES

Plusieurs exemples progressifs d'assemblages combinant des mises en série et parallèle sont donnés en annexe, et les états de piles y sont complètement décrits. Ce paragraphe sera limité à l'étude d'une structure ressemblant à une section de filtre coupe-bande:

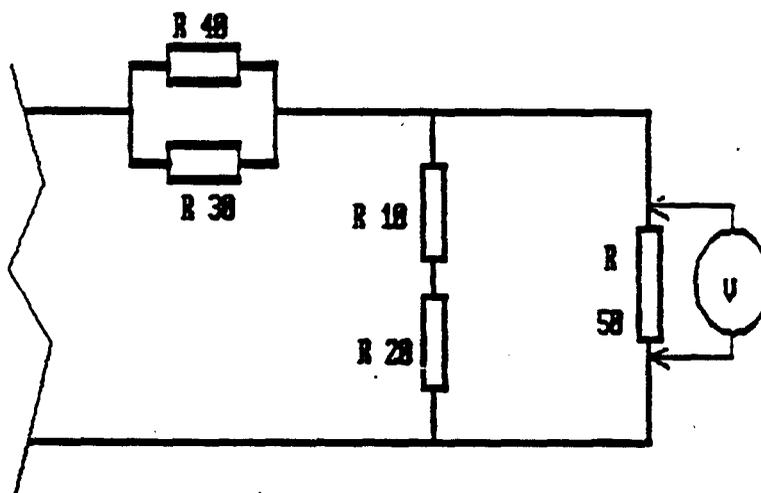


fig I-6

description du circuit et étapes successives :

étape	ASCCII
a	s+;
b et c	r,50; ?;
d	s+;
e	r,20;
f	r,10;
g	s-;
h	p+;
i	r,40;
j	r,30;
k	p-;
l	s-;

La pile est décrite page suivante (2 niveaux utilisés)

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture du circuit
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'impédance $R \rightarrow Z = 50 + j0$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la source sur le dipôle $R = 50$ $V_i = 1V$ $I_i = 0,02A$
	1	S+	50	0	
	2				
	3			1	
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	création d'une nouvelle branche série connectée à la masse
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 20\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	20	0	
	3				
	4				
Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 10\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	30	0	
	3				
	4				

fig I-7

Etape : g	Index	Opér	Réel	Imag	reconnexion au point quitté à l'étape d, et mise à jour mesure : $V_{ii} = 1V$ $I_{ii} = 0,053A$
	1	S+	18,75	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : h	Index	Opér	Réel	Imag	prise en compte d'un assemblage parallèle
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0	0	
	3				
	4				
Etape : i	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de $R = 40\Omega$
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0,025	0	
	3				
	4				
Etape : j	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de $R = 30\Omega$
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0,058	0	
	3				
	4				
Etape : k	Index	Opér	Réel	Imag	fin des calculs parallèles - mise à jour mesure : $V_{ii} = 1,9V$ $I_{ii} = 0,053A$
	1	S+	35,9	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : l	Index	Opér	Réel	Imag	fin du calcul
	1	-	-	-	
	2				
	3				
	4				

fig I-8

I - 3 - CONCLUSION SUR LES ASSEMBLAGES DE DIPOLES ET LIMITES

la méthode exposée en II-2 II-3 permet de calculer une tension ou un courant en tout point d'un circuit constitué de dipôles. Pour un circuit linéaire, il est donc possible de calculer facilement :

l'impédance d'entrée du circuit

le gain

la tension et le courant en tout point de circuit (pour une excitation donnée à l'entrée )

la phase et le temps de groupe

Cependant, pour pouvoir être simulé, le circuit doit avoir une topologie descriptible par la pile, c'est à dire :

- Avoir des assemblages séries connectés à la masse d'une part, en tout autre point du circuit d'autre part (sauf à l'intérieur d'un assemblage série contenu dans un assemblage parallèle).

- Avoir des assemblages parallèles dont on peut calculer des dipôles équivalents pouvant s'insérer dans des assemblages série. Les assemblages parallèles pouvant eux-mêmes contenir des assemblages série etc....

Il y a une liste limitative des suites possibles d'opérateurs pour décrire une topologie:

après S+, on peut trouver: S+ S- P+

après P+, on peut trouver: P- S+

toute description de circuit commence par: S+

Ainsi, certaines topologies ne peuvent être décrites directement par la méthode, par exemple:

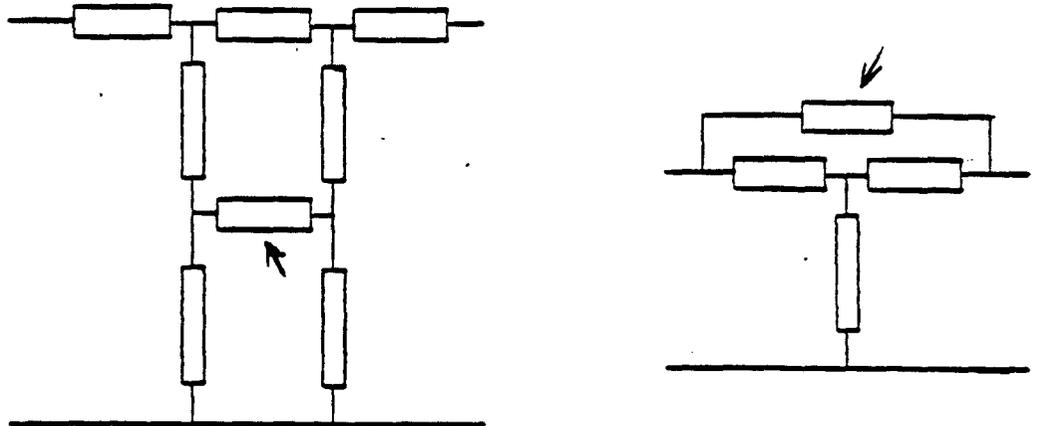


fig I-9

Ces simulations seraient possibles au prix d'une extension de la méthode. Par exemple, des méthodes basées sur des assemblages de quadripôles permettraient d'y parvenir. Cependant, Il faut noter ces améliorations seraient obtenues au détriment de l'aspect systématique du processus étudié.

Il est par ailleurs difficile de prendre en compte plusieurs sources de tension ou de courant commandées ou non. C'est pourquoi l'étude du bruit et des phénomènes non linéaires ne sera pas abordée.

Malgré ces limitations, les assemblages de dipôles les plus classiques sont simulables directement: filtres, réseaux d'adaptation ou de déphasage, etc...

I - 4 - ASSEMBLAGES DE QUADRIPOLES

La méthode ne saurait être complète si elle n'incluait pas le traitement des quadripôles linéaires: lignes et transistors petits signaux essentiellement.

I - 4 - a - TRAITEMENT DES QUADRIPOLES

La matrice chaîne (ou abcd) permet de convertir le couple tension courant de sortie en un couple tension-courant d'entrée. C'est donc cette matrice qu'il faut utiliser pour prolonger la méthode de calcul précédente au traitement des quadripôles. Il sera possible d'utiliser les paramètres S, Z ou Y à condition de prévoir un conversion vers la matrice chaîne.

Exemple:

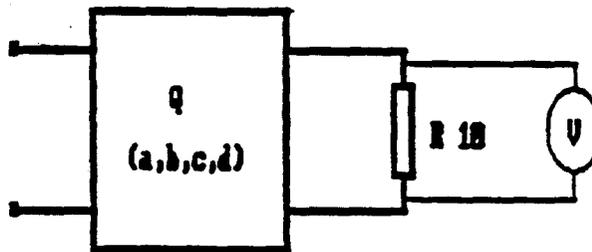


fig I - 10

le circuit est décrit par

$s^+ ; r, 10 ; ? ; \text{Quadripôle, } a, b, c, d; s^- ;$

( Détail calcul p suivante avec pile décomposée )

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	0	0	ouverture du circuit. par S+ travail en impédance
	2				
	3				
	4				

Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	10	0	addition de l'impédance de $R = 10$ au niveau de pile courant
	2				
	3				
	4				

Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	10	0	! initialisation de la mesure $I_{in} = 1A$ (arbitraire) $V_{in} = 10$ volts
	2				
	3				
	4				

Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	X	Y	impédance ramenée à l'entrée du quadripôle et mesures mises à jour
	2				
	3				
	4				

Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	-	-	-	S- annule S+ fin du calcul
	2				
	3				
	4				

fig I-11

I - 4 - b - TRAITEMENT DU STUB SIMPLE (NON GEOMETRIQUE)

A partir des règles de connexion, il est possible de simuler un assemblage de stubs si l'approximation du noeud de KIRCHHOFF suffit à décrire la jonction des lignes.

exemple:

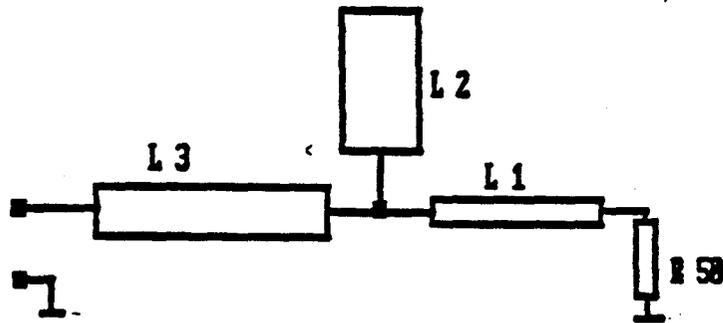


fig I - 12

le schéma équivalent est le suivant:

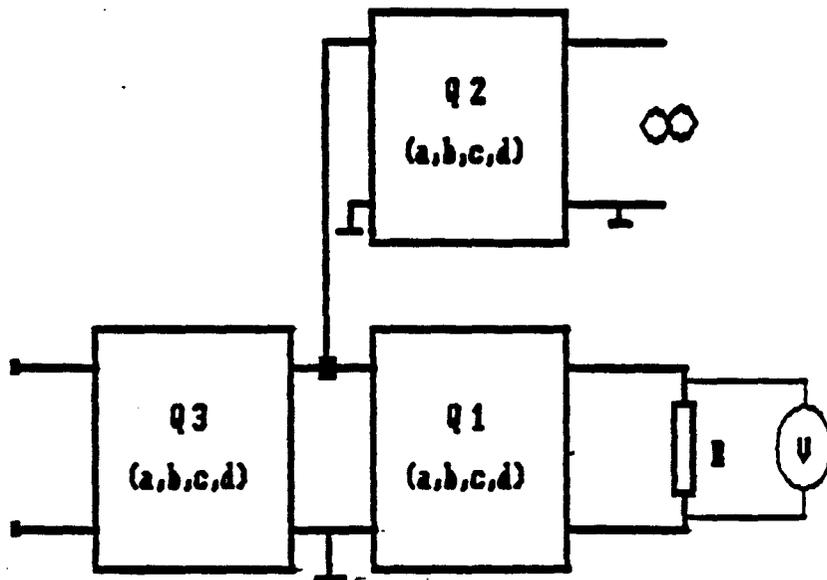


fig I - 13

description du circuit et états de la pile :

étape	ASCCII
a	s+;
b et c	r,50; ?;
d	QLigne,paramètres;
e	s+;
f	r,1e99;
g	QLigne,paramètres;
h	s-;
i	QLigne,paramètres;
j	s-;

Remarques:

- Dans cet exemple simple, le circuit ouvert est simulé par une résistance de valeur très grande devant les autres éléments du circuit; l'effet de bord capacitif n'y est pas simulé.

- pour la ligne, il est possible d'utiliser le modèle 'M' (ligne parfaite). Trois paramètres (longueur, impédance caractéristique, célérité) permettent de calculer les éléments de la matrice chaîne pour utilisation dans la méthode.

- un modèle de quadripôle doit être utilisé avec (S+) comme opérateur courant.

Les différents états de la pile LIFO sont décrits page suivante.

Étape : a	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture du circuit par S+
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'impédance $R = 50 \text{ ohms}$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la mesure
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : d	Index	Opér	Réel	Imag	impédance et mesure ramenées à l'entrée du quadripôle.
	1	S+	X	Y	
	2				
	3				
	4				
Étape : e	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture d'une branche pour traiter le stub. L'index de pile est incrémenté
	1	S+	X	Y	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				

fig I-14

Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	X	Y	prise en compte du circuit ouvert en extrémité de stub.
	2	S+	$1 - e^{2\gamma l}$	0	
	3				
	4				

Etape : g	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	X	Y	circuit ouvert ramené à la racine du stub.
	2	S+	$W \approx 0$	$\approx$	
	3				
	4				

Etape : h	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	X'	Y'	S- annule le niveau de pile courant. Mise à niveau de l'impédance au niveau 1 de la pile, et mise à jour de la mesure.
	2				
	3				
	4				

Etape : i	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	S+	X''	Y''	l'impédance précédente est ramenée à l'entrée du tronçon L3 et mise à jour de la mesure.
	2				
	3				
	4				

Etape : j	Index	Opér	Réel	Imag	
	1	-	-	-	fin des calculs
	2				
	3				
	4				

fig I-15

I - 5 - CONCLUSION SUR LES REGLES D'ASSEMBLAGE

Les principes de calculs exposés permettent de prendre en compte des assemblages de dipôles et de quadripôles, dans certaines limites topologiques qui ne seront pas rappellées ici.

Il faut encore montrer que ces dipôles et ces quadripôles peuvent représenter des éléments réels et physiques pour que la méthode soit utilisable en pratique, c'est l'objet de la deuxième partie.

Enfin, l'étude a été limitée aux dipôles et aux quadripôles. L'extension à des hexapôles est nécessaire pour pouvoir traiter certaines discontinuités géométriques entre tronçons de lignes (cas de la jonction en "T" pour les stubs).

## I - 6 - ETUDE DE LA STRUCTURE DU LOGICIEL

Il a été choisi d'organiser le logiciel d'essai de la méthode suivant une structure d'interpréteur. A la notion d'interpréteur, il faut ajouter la notion de langage de description. Ces différentes notions sont explicitées dans ce chapitre.

Le choix de la structure d'interpréteur est justifiée par l'objectif de souplesse et d'ouverture de la méthode de calcul.

### I - 6 - a - INTERPRETEUR SIMPLE

Un interpréteur simple est un programme informatique capable de lire séquentiellement une suite d'objets dans un fichier ASCII, puis à l'intérieur de chaque objet, de reconnaître des "sous-objets" puis de décider une action.

Par exemple, un interpréteur BASIC pourra reconnaître une instruction par ligne (l'objet), chaque instruction comprenant une commande et des paramètres (les sous-objets).

Dans le cas du simulateur étudié ici les objets pourront être soit des opérateurs de connexion, soit des modèles dont les paramètres seront les sous-objets.

exemple tiré du logiciel réalisé:

s+; opérateur connectant un ensemble de dipôles  
assemblés en série à un point de masse.

R,50; modèle de résistance parfaite de valeur 50  
ohms

la reconnaissance des objets passe par la  
détection de leurs limites (terminator est le terme  
généralement utilisé).

Dans l' exemple:

";" marque la fin d'un objet

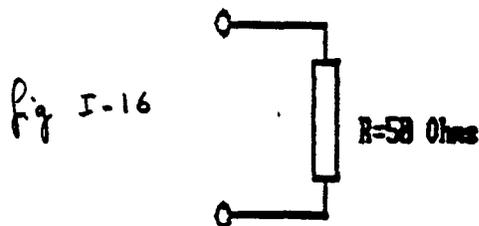
"," marque la fin d'un sous objet

le début est marqué par premier caractère utile et  
les caractères inutiles sont ignorés

Remarque: avec cet exemple, la notion de langage apparait  
également. C'est le langage de description du circuit.

#### I - 6 - b - EXEMPLE DE CIRCUIT

Le circuit (simple) suivant:



est décrit par la syntaxe suivante

s+; r,50; s-;

pour pouvoir être simulé

"s+;" signifie que les dipôles qui vont suivre sont en série "R,50;" est une résistance parfaite de 50 ohms

"s-;" ferme l' assemblage série ( et termine le circuit)

Les caractères ASCII "blanc"(ou ESPACE), "CR"(carriage return ou retour chariot), "LF"(line feed ou aller à la ligne suivante), "TAB" (tabulation), etc... étant ignorés, la description peut aussi bien s'écrire:

s+;R,50;s-;

la résistance est d' abord lue sous forme d' objet :

R, 50

Puis les sous-objets sont séparés

R

50

#### I - 6 - c - INTERPRETEUR ACCELERE

Pour être simulé, le circuit précédent nécessitait la lecture de 15 caractères :

s + ; cr lf tab r , 5 0 ; cr lf s - ;

alors qu'il n'y a que 4 informations:

s+ R 50 s-

Dans un balayage en fréquence, ou dans une optimisation, le même circuit doit être simulé, et donc relu de nombreuses fois. C'est pourquoi il est intéressant de trouver un moyen d'accélérer cette lecture.

Pour cela, la description ASCii est lue une seule fois par le programme informatique qui la transforme en une description plus compacte de "deuxième niveau" dont le format autorise une vitesse de lecture considérablement améliorée, comme schématiquement illustré ci-dessous.

Fichier ASCii ( langage "clair" )

```

|
|   lecture, première interprétation
|   et transformation
V

```

Tableau de deuxième niveau (plus compact)

```

|
|   lecture, deuxième interprétation
|   et calcul
V

```

Résultat

Pour l' exemple précédent le tableau de deuxième niveau contient:

indice	contenu	signification
1	1001	S+
2	1010	R
3	50	50
4	1002	S-

l'indice est l'ordre de lecture (séquentielle).

La lecture d'un tel tableau permet par ailleurs une utilisation optimale de l'instruction d'aiguillage rapide " switch" /case" du langage C

Ce tableau peut indifféremment contenir des opérateurs des modèles et des paramètres sans qu'il soit nécessaire d'intercaler des opérateurs ou des marqueurs de fin. En effet, à chaque modèle correspond un nombre prédéterminé de paramètres.

Exemple :

R, 50;

la résistance a pour seul paramètre sa valeur en ohms

traduction:

1010 modèle de résistance

donc attente d'un (seul) paramètre ensuite

puis: 50 paramètre (valeur de la résistance)

puis: suite du tableau

Remarque: tous les paramètres du modèle doivent être renseignés.

## I - 7 - CHOIX D'UNE METHODE D'OPTIMISATION

Une modélisation de circuit permet la prédiction de ses caractéristiques. Lorsque des caractéristiques spécifiques sont souhaitées par le concepteur, celui-ci a la possibilité de modifier les variables du modèle pour effectuer de nouvelles analyses jusqu'à ce que la simulation soit satisfaisante.

En pratique, le nombre de variables à ajuster peut être grand, et il peut être alors difficile d'appréhender le "réglage" du circuit. Il est alors inévitable d'automatiser l'ajustement des variables et la succession des simulations: c'est l'optimisation.

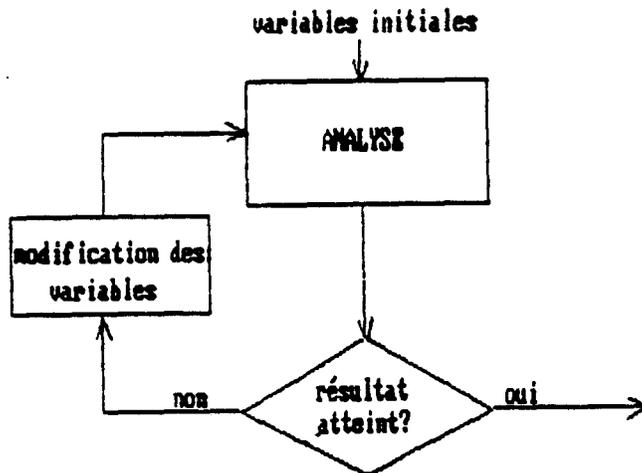


fig I-17

Pour construire une méthode d'optimisation, il faut choisir:

1 \* une mesure d'écart entre l'objectif à atteindre et la résultat courant. C'est souvent une distance au sens géométrique (racine des somme des carrés des différences) qui est choisie. En pratique, toute distance au sens mathématique (vérification de l'inégalité de CAUCHY-SCHWARZ) convient. La distance choisie sera une somme de valeurs absolues; cela nécessite moins de temps de calcul qu'une distance géométrique obtenue par une racine de somme de carrés.

2 \* une loi de variation des variables libres (ou degrés de liberté) en utilisant soit une méthode de gradient, soit une méthode de recherche directe, ref [7]. La loi de variation choisie sera une combinaison des deux types, cette loi sera décrite ci-après.

Les méthodes de gradients sont des méthodes dérivatives permettant de déterminer une direction d'amélioration à partir du point courant dans l'hyper-espace des degrés de liberté.

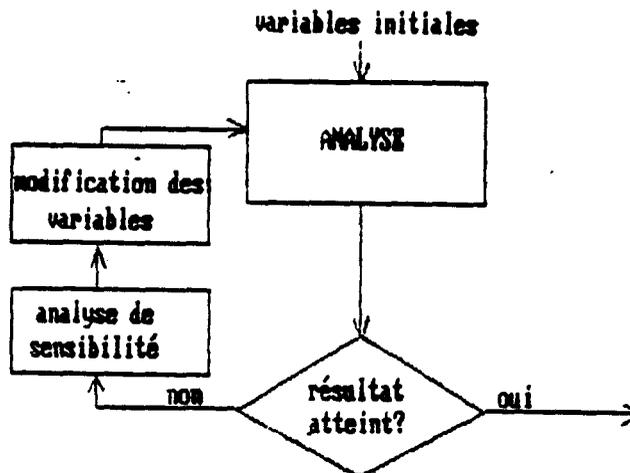


fig I - 18

Les méthodes de gradient sont réputées rapides, mais elles sont piégeables dans des minimums locaux (puits et vallées):

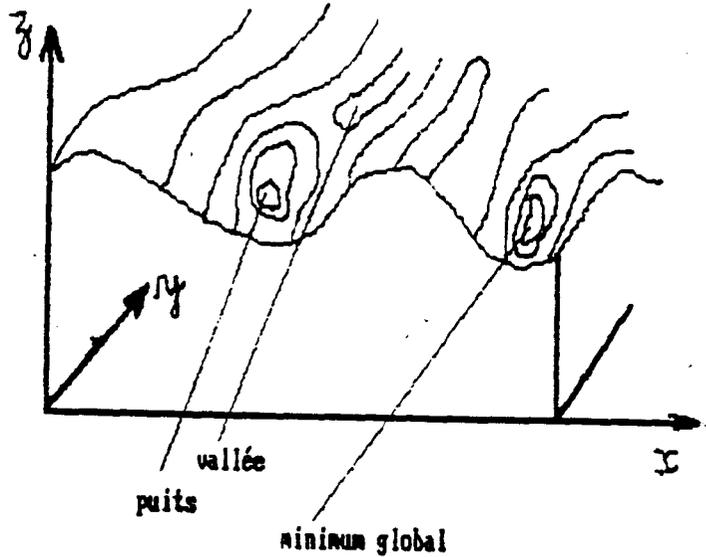


fig I - 19

Les méthodes de recherche directe consistent à essayer des jeux de valeurs, soit au hasard, soit d'une façon calculée; le meilleur jeu est mémorisé. Ces méthodes sont insensibles aux minimums locaux, mais l'approche du résultat optimum peut durer longtemps.

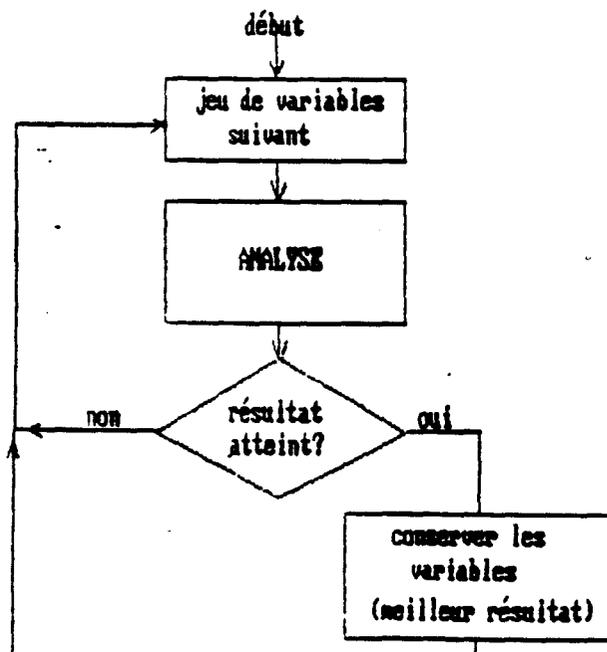


fig I - 20

La méthode effectivement utilisée dans ce travail combine les deux approches précédentes pour essayer de cumuler les avantages de rapidité et de "non-piégeabilité". Elle consiste en une suite de tirages aléatoires immédiatement suivis d'une recherche de minimum local par gradient.

La méthode peut être comparée à ce qui pourrait être constaté en observant un mauvais joueur de pétanque jouant sur un terrain sec, accidenté et parsemé de nids de poules. Chaque tir est évidemment aléatoire. Les boules tirées finissent toutes leur course dans un minimum local. Au bout d'un temps raisonnable, il est probable que tous les minimums locaux aient été visités. Le meilleur minimum local connu est alors qualifié de solution optimale.

Le dessin suivant illustre la méthode:

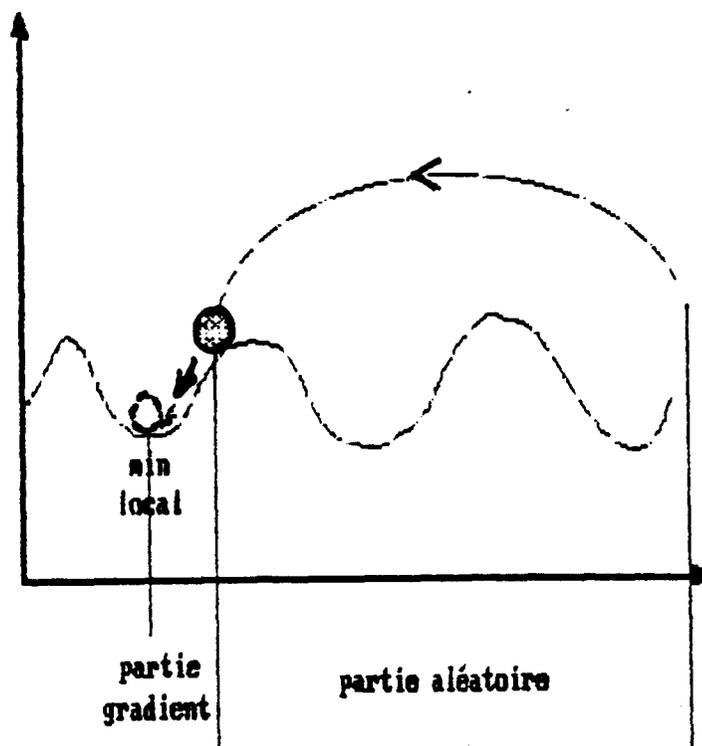


fig I - 21

I - 8 - CONCLUSION DE LA PREMIERE PARTIE

Dans cette partie, les principes d'une structure de calcul basée sur une pile LIFO, et les principes d'une structure logicielle basée sur un interpréteur, ont été posés.

Il a été montré que ces principes de calculs ne permettront pas de simuler toutes les combinaisons d'assemblages possibles, mais la plupart des circuits classiques pourront être simulés simplement et rapidement.

A ces principes purement calculatoires, il faut maintenant relier les réalités expérimentales de la physique (c'est l'objet de la deuxième partie qui traite de modèles de composants) pour obtenir un outil utilisable.

# PARTIE II

## II MODELES DE COMPOSANTS ET SYNTHESSES DE FILTRES

Cette partie présente les modèles de composants qui seront utilisés pour éprouver la méthode, ainsi que des calculs de synthèses de filtres qui permettront d'étendre les possibilités du logiciel.

En ce qui concerne les modèles de composants, il s'agit essentiellement d'un travail de recherche bibliographique notamment pour les modèles de discontinuités dans les lignes microruban. Les modèles présentés ont déjà été validés par d'autres auteurs, ces validations ne seront pas remises en question dans ce travail. Les modèles utilisés sont détaillés en annexe. Il s'agit surtout de montrer que la méthode développée est apte à intégrer de nombreux modèles.

Pour la partie synthèse de filtres, les méthodes de synthèse et les propriétés des principales familles de filtres sont rappelées. Ce travail a permis de générer des exemples d'applications pour la dernière partie de ce mémoire.

II - 1 - MODELES DE COMPOSANTS

II - 1 - a - MODELES DE DIPOLES

L'élaboration des modèles de dipôles provient de documentations techniques [8][9] et de quelques vérifications expérimentales .

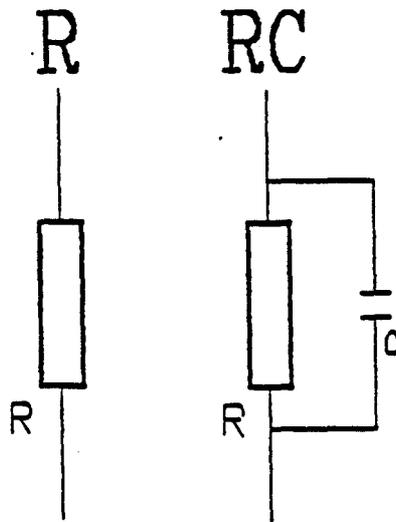
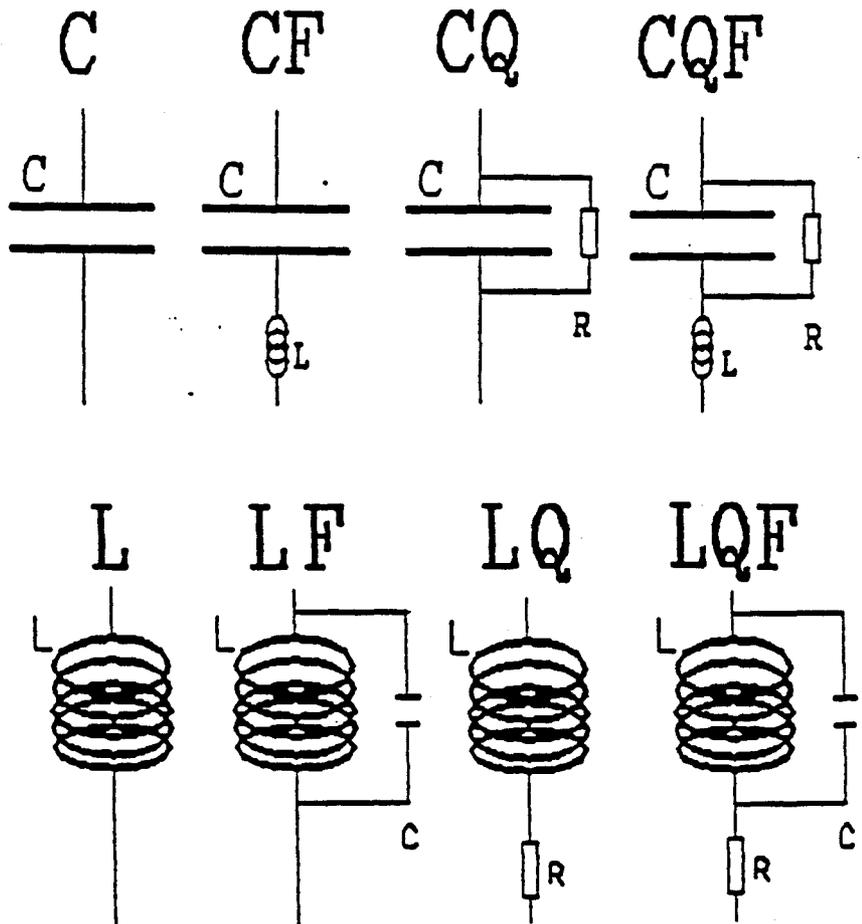


fig II - 1



Lorsque l'interpréteur rencontre l'expression d'un dipôle dans une description de circuit, celui-ci calcule l'impédance et l'admittance complexes correspondantes, puis affecte la pile LIFO suivant les principes exposés antérieurement.

Les différents modèles de dipôles disponibles (syntaxes et calculs détaillés en annexe) sont:

RESISTANCES:

RESISTANCE PARFAITE  
RESISTANCE CAPACITIVE

CAPACITES:

CAPACITE PARFAITE  
CAPACITE RESONNANTE  
CAPACITE à PERTES  
CAPACITE à PERTES et RESONNANTE

SELF-INDUCTANCES:

INDUCTANCE PARFAITE  
INDUCTANCE RESONNANTE  
INDUCTANCE à PERTES  
INDUCTANCE à PERTES et RESONNANTE

AUTRES EXPRESSIONS DE DIPOLES:

Les modèles suivant sont d'autres expressions de l'impédance complexe d'un dipôle:

IMPEDANCE COMPLEXE  
ADMITTANCE COMPLEXE  
COEF DE REFLEXION CARTESIEN  
COEF DE REFLEXION POLAIRE

## II - 1 - b - MODELES DE QUADRIPOLES

Lorsque l'interpréteur rencontre l'expression d'un quadripôle dans une description de circuit, celui-ci calcule la matrice chaîne correspondante, puis affecte la pile LIFO suivant les principes exposés antérieurement.

Les différents modèles disponibles (syntaxes et calculs détaillés en annexe) sont les suivants:

### LIGNES:

LIGNE SANS PERTES

LIGNE A PERTES

### TRANSFORMATEURS:

TRANSFORMATEUR PARFAIT

### Autres expressions de quadripôles:

Les quadripôles peuvent être représentés par plusieurs types de matrices (paramètres Z, Y, S, Chaîne...). Pour le traitement dans la structure de calcul, il est nécessaire de procéder à une transformation en paramètres chaîne. Pour des paramètres variant avec la fréquence, il faut utiliser des fichiers de valeurs.

PARAMETRES Chaîne

PARAMETRES S CARTESIENS / POLAIRES

PARAMETRES Z

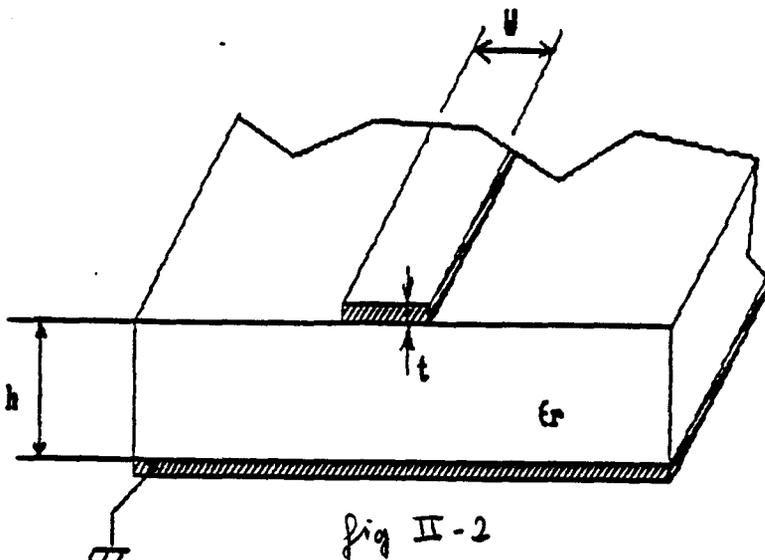
PARAMETRES Y

II - 1 - c -MODELES DE DISCONTINUITES GEOMETRIQUES

Le chapitre II-3 expose le travail effectué pour introduire dans la méthode, les modèles géométriques permettant de traiter des problèmes de micro-ondes classiques.

les notations adoptées sont les suivantes:

- f** fréquence de fonctionnement
- h** épaisseur du substrat (multiples de 127  $\mu\text{m}$ )
- t** épaisseur de métallisation (souvent 10 $\mu\text{m}$  ou 17.5 $\mu\text{m}$ )
- W<sub>i</sub>** largeur du ruban métallique de la ligne n° i
- $\epsilon_{\text{eff}i}$**  constante diélectrique effective (quasi TEM) ligne i
- Z<sub>0i</sub>** impédance caractéristique de la ligne i
- Y<sub>0i</sub>** admittance caractéristique de la ligne i
- $\lambda_{g i}$**  longueur d'onde ligne i
- h<sub>b</sub>** hauteur du couvercle de boîtier (éventuel)  
par rapport à la surface du ruban métallique
- c** vitesse de la lumière (3.e8 m/s)
- $\mu_0$**  perméabilité magnétique du vide
- $\epsilon_0$**  permittivité du vide
- $\mu_r, \epsilon_r$**  : grandeurs relatives associées
- $\eta, Z_0$**  : impédance caractéristique du vide  
( $Z_0 = 120 * \pi = 377 \Omega$ )



## II - 1 - c - i - APPROCHE DES PROBLEMES

La recherche bibliographique a permis de lister des modèles pour la plupart des discontinuités classiques. Les modèles faisant intervenir un schéma équivalent en assemblage de dipôles RLC peuvent être exploités plus facilement, même si les dipôles sont fonction de la fréquence.

Le processus de traitement informatique du modèle est le suivant:

- \* lecture d'un modèle de discontinuité par l'interpréteur de premier niveau.

- \* réservation de la place nécessaire dans le tableau de deuxième niveau pour écrire le modèle, suivi de la description du circuit RLC équivalent, le tout en langage de deuxième niveau.

- \* lors de la simulation, la rencontre du modèle de discontinuité permet d'effectuer un recalcul des éléments RLC suivants si ceux-ci sont dépendants de la fréquence.

La réalisation de ce principe ne pose pas de problème pour décrire une discontinuité de type quadripôle (changement de largeur, gap, encoche...), car le circuit équivalent à incorporer dans le tableau de deuxième niveau (cf I-6) nécessite un nombre fixe d'indices de tableau.

Il n'en n'est pas de même pour une discontinuité de type hexapôle (jonction en T) ou plus généralement pour les multipôles d'ordre supérieur car les branches dérivées rapportent peut-être des circuits non prédéterminés par le modèle, donc avec un besoin non fixé d'avance en indices de tableau de deuxième niveau. Le cas de la jonction en "T" est exposé dans la suite.

Avant de présenter les différentes discontinuités, il convient de rappeler les principales caractéristiques d'une ligne microruban (microstrip), sans perturbation géométrique, et de définir un niveau de finesse de modélisation des lignes avant d'en étudier les discontinuités.

## II - 1 - c - ii - APPROCHE QUASI-TEM

Le mode de propagation le long d'une ligne microruban est hybride et possède (cas général) six composantes non nulles de champs électromagnétiques. La résolution du problème électromagnétique correspondant à ces structures n'admet pas de solutions analytiques simples pour la distribution des champs et les caractéristiques de propagation.

Les formules qui vont être employées utilisent l'approximation quasi-TEM, c'est à dire que les composantes longitudinales (dans la direction de propagation) sont négligées devant les composantes transverses des champs électrique et magnétique. ref [10] [11] [12]

Pour les besoins du calcul, la structure inhomogène de la ligne microruban est remplacée par une structure homogène équivalente dont la permittivité relative effective  $\epsilon_{eff}$  et l'impédance caractéristique  $Z_c$  sont déterminées par une étude électrostatique de la structure.

Pour une ligne situées dans le vide, l'impédance

caractéristique  $Z_{co}$  et la vitesse de propagation  $V_0$  sont égales à :

$$Z_{co} = \sqrt{L/Co} \quad V_0 = 1/\sqrt{L*Co}$$

où  $L$  et  $Co$  sont les constantes linéiques selfique et capacitive dans le vide.

Pour une même ligne située dans un milieu diélectrique de permittivité relative  $\epsilon_r$  :

$$Z_c = \sqrt{L/C} = \sqrt{L/(Co*\epsilon_{eff})} = Z_{co} / \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

$$V = 1/\sqrt{L*C} = 1/\sqrt{L*C*\epsilon_{eff}} = V_0 / \sqrt{\epsilon_{eff}}$$

L'impédance caractéristique de la ligne ( $Z_c$ ), la vitesse de propagation ( $V$ ), et la constante diélectrique effective ( $\epsilon_{eff}$ ) dépendent de la permittivité du diélectrique et de la géométrie de la ligne.

Différentes théories permettent de calculer  $Z_c$  et  $\epsilon_{eff}$ . les principales sont :

- l'approche quasi-statique
  - les modèles dispersifs
  - l'analyse multimodale
- etc...

L'objet de ce chapitre n'est pas d'en refaire les démonstrations, seuls les résultats les plus simples à programmer seront utilisés.

Les formules retenues pour la programmation sont celles établies par Schneider [15] et Hammerstad [16] à partir des formules de Wheeler [13][14] valables pour une épaisseur de métallisation nulle (ce qui est faux en pratique).

Les formules sont les suivantes:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} * f(W/h)$$

avec:

$$*f(W/h) = \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}} + .04 * (1 - W/h)^2 \quad \text{si } W/h \leq 1$$

$$*f(W/h) = \frac{1}{\sqrt{1 + 12 h/W}} \quad \text{si } W/h > 1$$

l'erreur relative sur  $\epsilon_{\text{eff}}$  est inférieure à 1% pour:

$$.05 \leq W/h \leq 20 \quad \text{et} \quad \epsilon_r \leq 16$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{2 * \pi * \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} * \log (8 * h/W + .25 * W/h) \quad \text{si } W/h \leq 1$$

$$Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} / [W/h + 1.4 + 0.67 * \log(W/h + 1.44)] \quad \text{si } W/h \leq 1$$

Des facteurs modifient  $Z_c$  et  $\epsilon_{eff}$ :

- épaisseur de métallisation ( $t$ ) ref [17].
- le rayonnement qui est proportionnel à  $(h \cdot f)^2 / \sqrt{\epsilon_r}$
- l'effet de boîtier, qui est plutôt un effet de couvercle.
- l'influence de la fréquence; des formules plus complètes peuvent en tenir compte (ref [18][19][20]), cependant, il n'en a pas été trouvée qui intègrent tous ces phénomènes simultanément.

II - 1 - c - iii - MODELE DE LIGNE GEOMETRIQUE

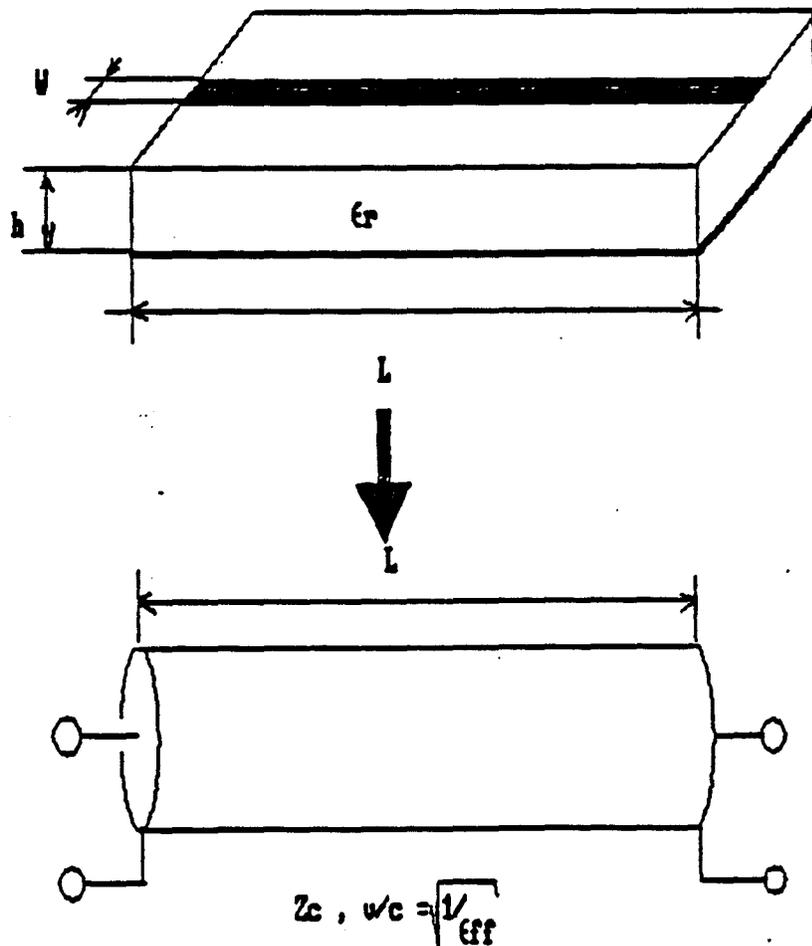


fig II - 3

SYNTAXE DU MODELE LIGNE MICRORUBAN :

nom : MSTRIP

syntaxe : MSTRIP,x1,x2,x3,x4;

x1 est la largeur de la ligne (W)

x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)

x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
du substrat

x4 est la longueur de la ligne

PROGRAMMATION:

Ces paramètres permettent de calculer l'impédance caractéristique de la ligne et la célérité (égale à  $1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ ). Les formules déjà utilisées par le modèle de ligne "M" sont alors directement utilisables, et la suite du processus est le même.

II - 1 - c - iv - TRAITEMENT DES DISCONTINUITES

Ce paragraphe décrit la méthode utilisée pour traiter les discontinuités en faisant appel à la logique décrite dans la première partie.

Pour cela, deux exemples seront utilisés:

- l'extrémité ouverte
- le saut d'impédance

Le principe utilisé est toujours le même: remplacer la discontinuité par un circuit RLC équivalent, écrire la description de ce circuit équivalent dans celle du circuit total, puis calculer les valeurs du circuit en fonction de la fréquence.

L'ensemble des circuits équivalents et les discontinuités qui ont été traités dans ce travail sont présentés en annexe.

EXTREMITE OUVERTE (open-end)

L'extrémité ouverte est le cas le plus simple à incorporer dans le simulateur, car un dipôle capacitif suffit à décrire la discontinuité. ref [21][22][23]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

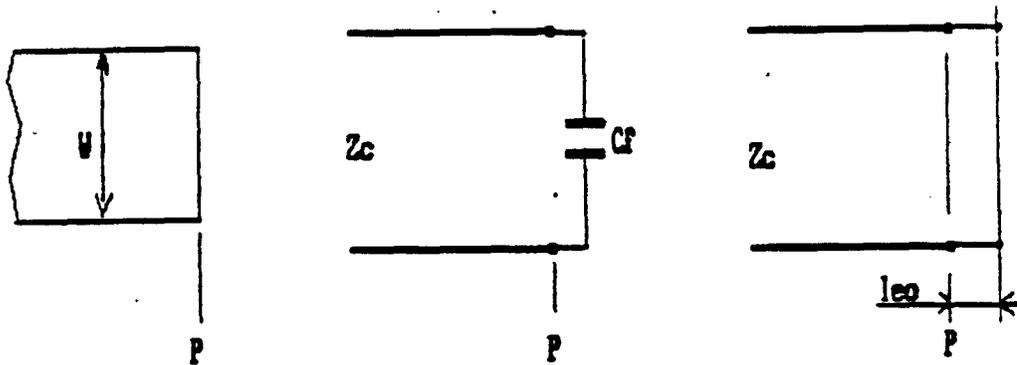


fig II-4

Les expressions utilisées pour calculer la valeur de  $C_f$  sont rappelées en annexe.

SYNTAXE DU MODELE EXTREMITE OUVERTE (OPEN-END):

nom : MSTRIPOE  
 syntaxe : MSTRIPOE, x1, x2, x3;  
 x1 est la largeur de la ligne (W)  
 x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
 x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
 du substrat

TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (ASCII) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent. Les valeurs des composants du circuit équivalent sont recalculés à chaque balayage du tableau de deuxième niveau.

ainsi:

MSTRIPOE,x1,x2,x3;

se transforme en:

contenu du tableau   signification

3000                    modèle MSTRIPOE en langage niveau 2

x1                      x1 )        servent à calculer C

x2                      x2 )        c a d le contenu du tableau

x3                      x3 )        deux indices plus loin

C                        modèle C: capacité parfaite.

valeur de C            valeur recalculée à chaque balayage

SAUT D'IMPEDANCE (impedance step)

La variation en largeur est un quadripôle dont les caractéristiques peuvent être représentées par un assemblage LC. ref [24][25][26]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

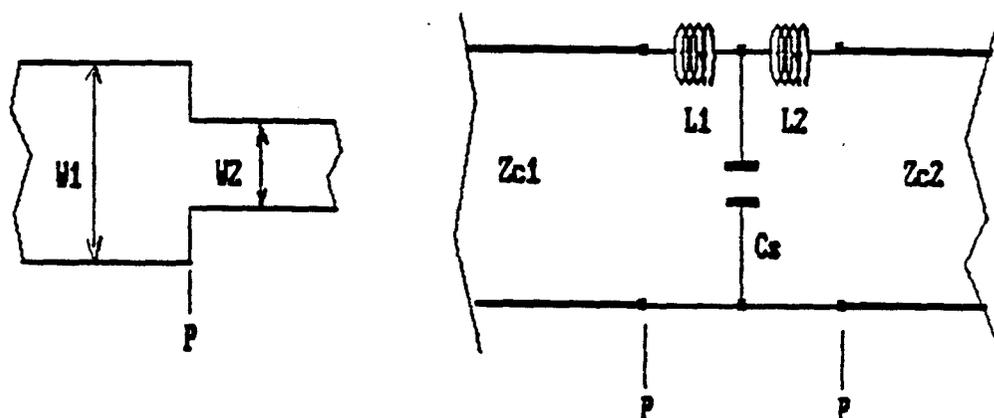


fig II - 5

Les expressions utilisées pour calculer la valeur de C, L1, L2, sont rappelées en annexe.

SYNTAXE DU MODELE SAUT D'IMPEDANCE (IMPEDANCE STEP):

nom : MSTRIPSTEP  
 syntaxe : MSTRIPSTEP, x1, x2, x3, x4;  
 x1 est la largeur de la ligne 1 (W1)  
 x2 est la largeur de la ligne 2 (W2)  
 x3 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
 x4 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  du substrat

## TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (AScii) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent.

ainsi:

```
MSTRIPSTEP,x1,x2,x3,x4;
```

se transforme en:

contenu du tableau	signification
3000	modèle
x1	x1 )
x2	x2 ) servent à calculer L1,L2,C
x3	x3 )
L	
valeur de L	
S+	
C	
valeur de C	
S-	
L	
valeur de L	

CAS DE LA JONCTION EN "T"

ref [32][33][34] Les formules retenues sont essentiellement celles de GUPTA. Elles font encore une fois appel à un assemblage équivalent de dipôles:

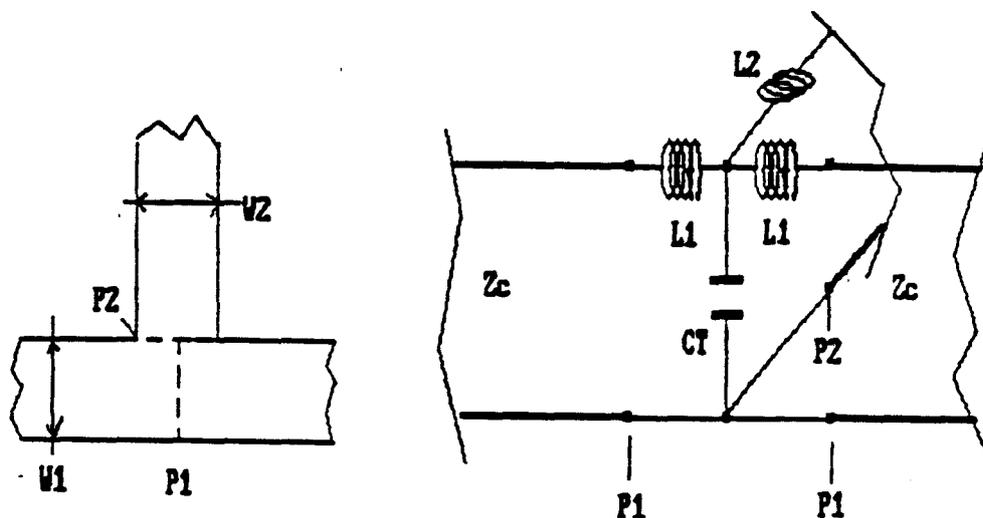


fig II-6

Le traitement informatique de ce modèle par la méthode de la pile LIFO peut se faire d'une façon similaire au traitement du modèle de saut d'impédance. Il se pose un problème de réservation de places dans le tableau interprété de deuxième niveau (tableau compact), en effet, la taille de description du circuit connecté à la branche secondaire du "T" n'est pas connue d'avance. Ce modèle pourrait servir de base à la constitution de modèles évolués, tels que cette partie de filtre passe-bas elliptique (la taille du circuit secondaire est fixée):

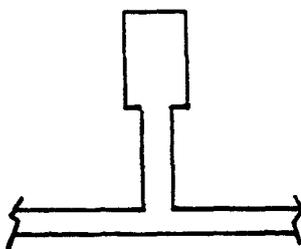


fig II-7

II - 1 - d - CONCLUSION SUR LES MODELES DE COMPOSANTS

Beaucoup de composants passifs discrets ou répartis peuvent être modélisés simplement. La littérature fournit des circuits équivalents en assemblages L-C pour les discontinuités géométriques dont certaines ont été programmées à titre d'exemple.

De tels circuits équivalents existent pour les guides, les lignes coaxiales et les striplines. Ainsi, à la liste des modèles programmés, de nombreux autres composants (et leurs discontinuités géométriques) peuvent être additionnés à la liste déjà établie.

## II - 2 - SYNTHESE DE FILTRES A COMPOSANTS LOCALISES

principe: Un réseau de transmission idéal permet de transmettre sans déformation tout signal qui lui est appliqué à l'entrée:

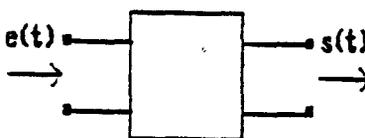


fig II - 8

Un filtre idéal permet de transmettre sans déformation la seule partie utile d'un signal qui lui est appliqué à l'entrée. Sa fonction de transfert  $s(t)/e(t)$  possède les propriétés suivantes:

(a) son module est égal à 1 pour les composantes de fréquences à passer

(b) son module est égal à 0 pour les composantes de fréquences à stopper

(c) son argument est une fonction linéaire de la fréquence,  $d\phi/dw = \text{cste}$

Dans la pratique, les propriétés (a)(b)(c) ne sont jamais pleinement satisfaites simultanément, le concepteur est amené à chercher le compromis le moins mauvais pour son application. Il existe des méthodes de synthèse de filtres capables de calculer les éléments L et C pour qu'un circuit possède des caractéristiques aussi proches que possible du filtre idéal. Les méthodes les plus connues sont les paramètres image initiée par ZOBEL vers 1920 et la méthode polynomiale initiée par NORTON et BENET [36]. Les principaux résultats des méthodes polynomiales seront rappelés ici.

## II - 2 - a - FILTRES PASSE-BAS EQUIVALENTS

Pour simplifier les calculs, il est pratiqué une transformation des gabarits de filtres à synthétiser de façon à avoir à calculer un filtre passe-bas équivalent dont la pulsation de coupure  $\Omega_0$  est égal à 1 (rad/sec) et l'impédance caractéristique est égale à  $1\Omega$ . La procédure de synthèse est:

choix de l'ordre du passe-bas  
normalisé  $1\Omega - 1\text{rad/s}$   
|  
|  
V  
valeurs des éléments localisés  
Lk et Ck  
|  
|  
dénormalisation des éléments  
|  
|  
V  
filtre

Les valeurs des composants Lk et Ck peuvent être calculés, ou bien lues sur des tables. Zverev [36] fournit des tables de filtres normalisés: polynomiaux (impédance constante et adaptatifs) et elliptiques. Les formules de dénormalisation applicables sont rappelées dans les pages suivantes.

Les formules de dénormalisation applicables sont rappellées:

Passe-bas:

$$\begin{aligned}
 l \rightarrow L \quad L_k &= G_k * (Z_0/\Omega_c) \\
 c \rightarrow C \quad C_k &= G_k / (Z_0*\Omega_c) \quad k=1, \dots, N
 \end{aligned}$$

où :

(  $\Omega_c$  est la pulsation de coupure du filtre à réaliser

(  $Z_0$  est l'impédance caractéristique (d'entrée)

( pour un filtre polynomial,  $G_k$  est le kième coefficient du polynôme ( $k=1, \dots, \text{ordre } N$ )

( pour un filtre elliptique,  $G_k$  correspond au kième élément localisé du filtre passe bas normalisé.

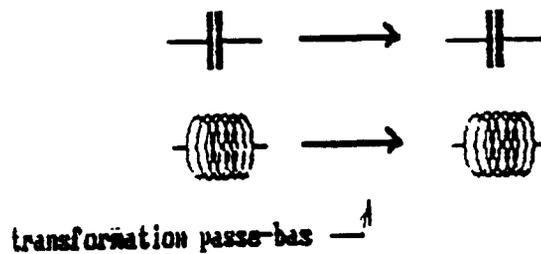


fig II - 9

Passe-Haut:

$$l \rightarrow C \quad C_k = 1 / (G_k * Z_0 * \Omega_c)$$

$$c \rightarrow L \quad L_k = Z_0 / (G_k * \Omega_c) \quad k=1, \dots, N$$

où :

(  $\Omega_c$  est la pulsation de coupure du filtre à réaliser

(  $Z_0$  est l'impédance caractéristique (d'entrée)

( pour un filtre polynomial,  $G_k$  est le  $k$ ème coefficient  
( du polynôme ( $k=1, \dots, \text{ordre } N$ ))

( pour un filtre elliptique,  $G_k$  correspond au  $k$ ème  
( élément localisé du filtre passe bas normalisé.

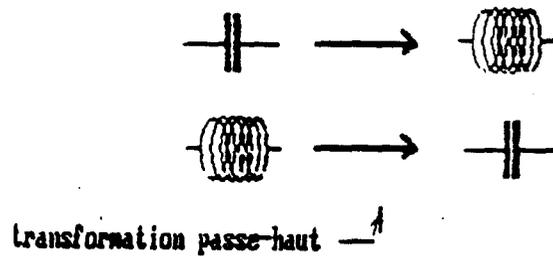


fig II - 10

Passé-Bande:

$$l \rightarrow L--C \quad L_k = (Z_0 * G_k) / (\Omega_{c2} - \Omega_{c1})$$

$$C_k = 1 / (L_k * \Omega_0^2)$$

$$c \rightarrow L//C \quad C_k = G_k / (Z_0 * (\Omega_{c2} - \Omega_{c1}))$$

$$L_k = 1 / (C_k * \Omega_0^2) \quad k=1, \dots, N$$

où:

(  $\Omega_{c1}$   $\Omega_{c2}$  sont les pulsations de coupure du filtre

(  $\Omega_0^2 = \Omega_{c1} * \Omega_{c2}$  (moyenne géométrique)

( la pulsation normalisée:  $W = [\Omega_0 / (\Omega_{c2} - \Omega_{c1})] * [\Omega / \Omega_0 - \Omega_0 / \Omega]$

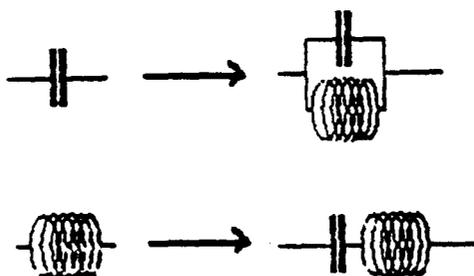
(  $Z_0$  est l'impédance caractéristique (d'entrée)

( pour un filtre polynomial,  $G_k$  est le kième coefficient

( du polynôme ( $k=1, \dots, \text{ordre } N$ )

( pour un filtre elliptique,  $G_k$  correspond au kième

( élément localisé du filtre passe bas normalisé.



transformation passe-bande ↗

fig II - 11

Coupe-bande:

$$l \rightarrow L//C \quad C_k = 1 / (Z_0 * G_k * (\Omega_{c2} - \Omega_{c1}))$$

$$L_k = 1 / (C_k * \Omega_0^2)$$

$$c \rightarrow L--C \quad L_k = Z_0 / (G_k * (\Omega_{c2} - \Omega_{c1}))$$

$$C_k = 1 / (L_k * \Omega_0^2) \quad k=1, \dots, N$$

où :

(  $\Omega_{c1}$   $\Omega_{c2}$  sont les pulsations de coupure du filtre

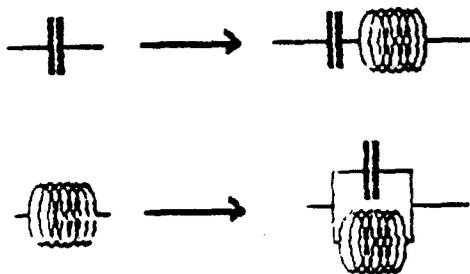
(  $\Omega_0^2 = \Omega_{c1} * \Omega_{c2}$  (moyenne géométrique)

( la pulsation norm.:  $W=1/\{[\Omega_0/(\Omega_{c2}-\Omega_{c1})]*[\Omega/\Omega_0-\Omega_0/\Omega]\}$

(  $Z_0$  est l'impédance caractéristique (d'entrée)

( pour un filtre polynomial,  $G_k$  est le kième coefficient  
( du polynôme ( $k=1, \dots, \text{ordre } N$ )

( pour un filtre elliptique,  $G_k$  correspond au kième  
( élément localisé du filtre passe bas normalisé.



transformation coupe-bande <sup>1</sup>

fig II - 12

II - 2 - b - FILTRES POLYNOMIAUX

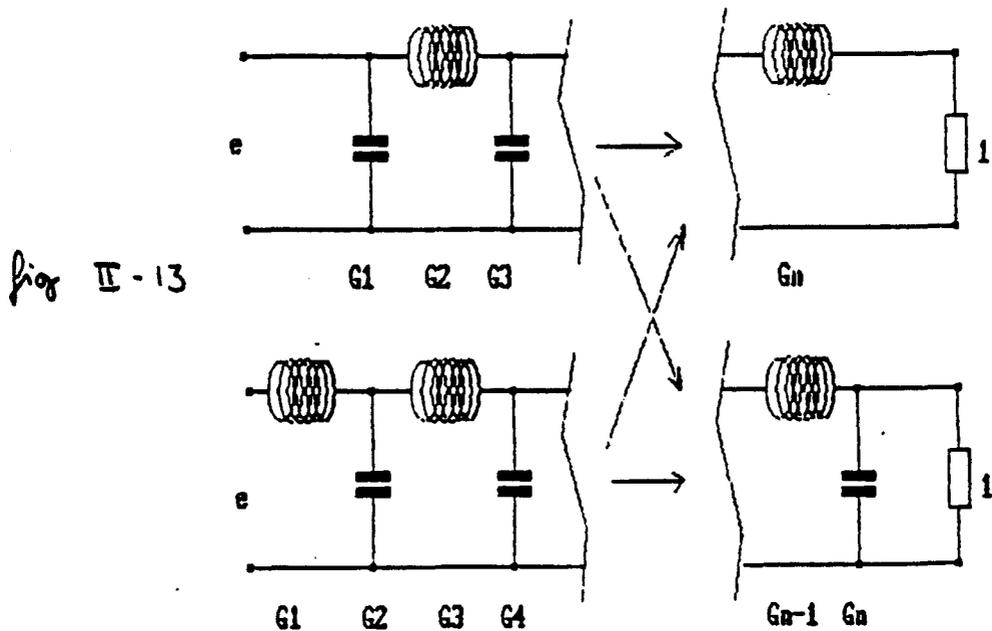
II - 2 - b - i - DEFINITION

Un filtre polynomial possède une fonction de transfert  $s(t)/e(t)$  dont l'inverse (fonction de transmission) dégénère en un polynôme en  $s$  ( $s=j\Omega$ ,  $\Omega$  étant la pulsation normalisée).

Les coefficients ( $G_k$   $k=1,N$ ) de ce polynôme donnent directement les valeurs des éléments localisés du filtre passe-bas normalisé, sur lequel il suffira de pratiquer une dénormalisation. Ces coefficients peuvent être calculés, ou lus sur des tables [36].

Il existe plusieurs topologies possibles pour le passe-bas normalisé :

les différentes formes du filtre passe-bas de référence :



Les 16 topologies possibles en filtres polynomiaux dénormalisés sont répertoriées en Annexe.

## II - 2 - b - ii - FAMILLES DE POLYNOMES

Les différentes formes polynômiales et leurs propriétés sont rappelées, avec les notations suivantes:

(  $x = \Omega/\Omega_c$

(  $W$  est la fonction de transfert

(  $N$  est l'ordre du filtre

## \* BUTTERWORTH:

$$W = 1 / ( 1 + x^{2N} )$$

cette fonction est définie pour une coupure à 3 dB, cette synthèse permet d'obtenir un bon compromis entre la sélectivité et la distortion de phase.

## \* TCHEBYSCHEFF

$$W = 1 / \sqrt{ ( 1 + d^2 T_n^2(x) ) }$$

avec :  $0 \leq d \leq 1$

$T_n$  est un polynôme de Tchebyscheff:

$$T_n(x) = \cos( N * \arccos(x) ) \quad \text{pour } |x| \leq 1$$

$$T_n(x) = \text{ch} ( N * \text{argch}(x) ) \quad \text{pour } |x| \geq 1$$

$d$  est un facteur de compromis entre la sélectivité (grande si  $d$  proche de 1) et l'ondulation dans la bande (faible si  $d$  proche de 0 ). Cette synthèse permet d'obtenir les filtres polynômiaux les plus sélectifs. La distortion en phase reste cependant importante.

L'ondulation dans la bande est donnée par:

$$(\text{linéaire}) \quad 1/\sqrt{ ( 1 + d^2 ) }$$

\* GAUSS

$$|W| = \exp(-\Omega^2)$$

la synthèse d'un tel filtre à l'ordre N utilise les N+1 premiers termes du développement limité du carré de la fonction de transmission W. (Un filtre de gauss parfait nécessitant un nombre infini d'éléments). Ce type de filtre est utilisé pour des signaux impulsionnels en raison des caractéristiques temporelles (qui ne seront pas évoquées dans ce travail).

\* BESSEL

(ou filtre de Thomson, ou "maximally flat delay").

$$W = \exp(-s * t_0)$$

où  $t_0$  est un temps de groupe fixé

les caractéristiques sont proches de celles obtenues avec la synthèse de Gauss. Le développement est du même type.

II - 2 - c - FILTRES ELLIPTIQUES

Un filtre élliptique possède une fonction de transmission qui ressemble à celle d'un filtre de TCHEBYSCHEFF, mais qui ne dégénère pas en un polynome:

$$|W|^2 = 1 / ( 1 + d^2 * Cn^2(\Omega) )$$

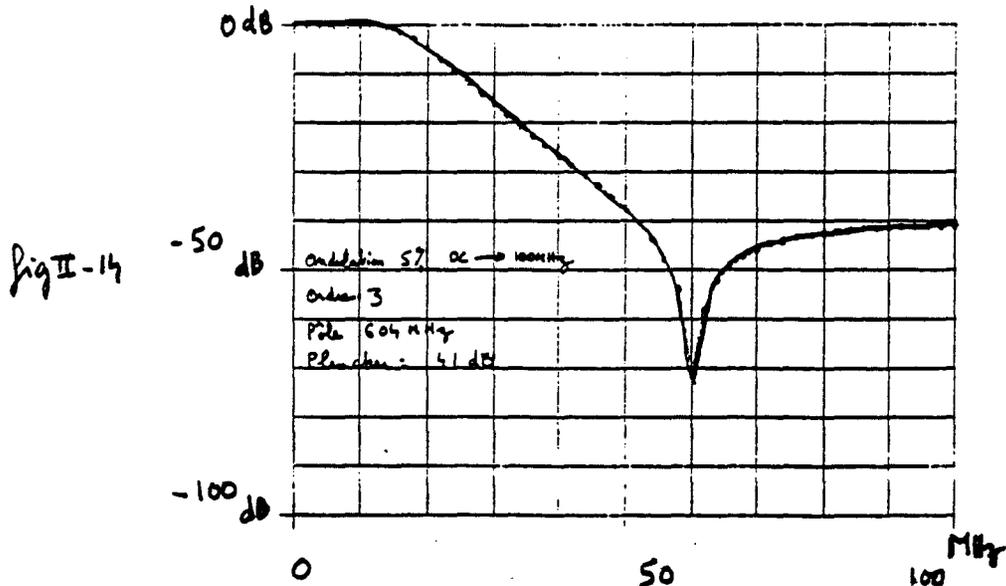
avec, suivant l'ordre pair ou impair:

$$C_{2n}(\Omega) = \frac{A * (\Omega^2 - \Omega_1^2) * (\Omega^2 - \Omega_3^2) \dots (\Omega^2 - \Omega_{2n-1}^2)}{(\Omega^2 - \Omega_2^2) * (\Omega^2 - \Omega_4^2) \dots (\Omega^2 - \Omega_{2n}^2)}$$

$$C_{2n+1}(\Omega) = \frac{B * (\Omega^2 - \Omega_1^2) * (\Omega^2 - \Omega_3^2) \dots (\Omega^2 - \Omega_{2n-1}^2)}{(\Omega^2 - \Omega_2^2) * (\Omega^2 - \Omega_4^2) \dots (\Omega^2 - \Omega_{2n}^2)}$$

Le dénominateur de ces fonctions donne des pôles de réjection (infini) dans la bande coupée. Le numérateur donne des zéros d'atténuation dans la bande passante.

La réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas élliptique type:



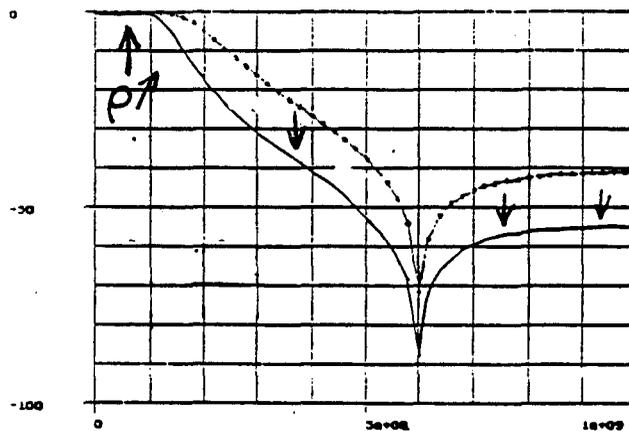
Les propriétés d'un tel filtre peuvent être résumées ainsi:

- possibilité d'obtenir une sélectivité très élevée, mais "remontées" dans la bande coupée
- ondulation dans la bande passante
- mauvaise performance en temps de groupe

Lors de la synthèse d'un tel filtre, des compromis seront cherchés:

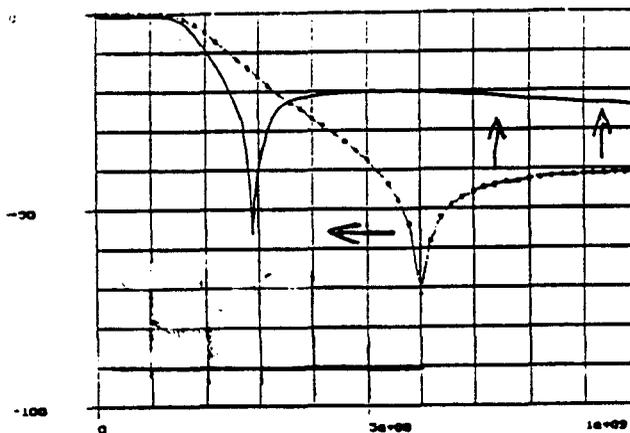
- la sélectivité peut être augmentée en acceptant une ondulation dans la bande plus élevée:

fig II-15



- la sélectivité peut être augmentée en acceptant un plancher de remontées plus haut dans la bande coupée:

fig II-16



Les valeurs des composants localisés d'un filtre elliptique normalisé peuvent également être calculées ou lues sur des tables [36].

## II - 2 - d - CONCLUSION SUR LES SYNTHÈSES DE FILTRES

Les méthodes de synthèses exposées permettent d'esquisser rapidement des solutions de filtrage. Le transfert des éléments calculés vers une réalisation pose les problèmes suivants:

- \* La plupart des synthèses ne prennent en compte que des éléments purement réactifs parfaits (sans perte et sans phénomène de résonance).

- \* Certains éléments calculés peuvent être irréalisables (Inductance ou Capacité de valeurs élevées compte tenu des fréquences de fonctionnement).

- \* Le compromis entre les caractéristiques Gain/Atténuation/Impédance du filtre n'est pas toujours satisfaisant pour l'application.

C'est pourquoi ces différentes méthodes de synthèses sont avantageusement complétées par un processus d'optimisation.

Enfin, l'ensemble constitué par le simulateur, les modèles de composants et les synthèses de filtres constitue un excellent outil de calcul et de simulation de filtres dont il reste à montrer les possibilités dans la dernière partie.

# PARTIE III

### III - REALISATION DU LOGICIEL ET APPLICATIONS

Cette partie a pour but de présenter la réalisation effective du simulateur dans un environnement logiciel intégrant d'autres fonctions, et d'évaluer les performances de cet ensemble à l'aide de quelques applications.

#### III - 1 - REALISATION

##### III - 1 - a - ASPECT GENERAL

Les logiciels ont été écrits en langage C, sous système DOS, avec un compilateur BORLAND Turbo C 2.0 . Ils se présentent sous la forme d'un ENVIRONNEMENT INTEGRE comprenant plusieurs programmes exécutables dont les principaux sont le simulateur et des synthèses de filtres.

L'ensemble est organisé pour offrir le maximum de convivialité et d'ergonomie à l'utilisateur et inclut les fonctionnalités des logiciels du commerce. cet ensemble de logiciels peut être utilisé sur du matériel informatique faible coût (pc-xt).

Les fonctions seront décrites dans la suite. Les principales sont:

- le simulateur et l'optimiseur
- la synthèse de filtres polynomiaux
- la synthèse de filtres élliptiques
- la synthèse de filtres à résonateurs couplés

NOTA: quelques autres fonctions améliorent l'ergonomie de l'ensemble: utilitaires de calculs divers, éditeur de texte pleine page intégrable aux autres fonctions (très utile en simulation).

### III - 1 - b - LE SIMULATEUR ET L'OPTIMISEUR

Le simulateur se présente sous la forme d'un programme exécutable dont les principales fonctions accessibles par menus sont:

- le chargement d'un fichier ASCII (avec recherche dans l'arborescence des répertoires du disque) contenant la description du circuit à simuler.
- un éditeur intégré pour effectuer facilement des modifications sur le contenu du fichier.
- une entrée de paramètres de simulation:
  - \* points de fréquence (répartition linéaire)
  - \* impédance caractéristique du générateur d'entrée.

- le calcul de simulation lui-même, dont la structure a été décrite en section II.

- une interface de sortie graphique (avec copie d'écran graphique). Les échelles peuvent être automatiques ou imposées. Les résultats accessibles sous cette forme sont:

\* ABAQUES DE SMITH:

- impédance d'entrée

\* DIAGRAMMES RECTANGULAIRES:

- gain
- temps de groupe
- phase (relativement à la phase d'entrée)
- TOS en dB
- tension au point de mesure
- courant au point de mesure
- impédance d'entrée, partie réelle
- impédance d'entrée, partie imaginaire
- TOS en valeur absolue
- coefficient de réflexion

L'optimiseur est intégré dans le même programme exécutable. Ses principales fonctions accessibles par menus sont:

- une définition des degrés de liberté:
  - \* nombre de degrés de liberté (maximum 10 )
  - \* intervalle
  - \* précision (intervalle découpé en tranches )
- une définition des objectifs:
  - \* nombre d'objectifs à atteindre
  - \* résultats à atteindre pour chaque objectif en fonction de la fréquence
  - \* poids relatif de chaque objectif

- un calcul d'optimisation (dont les principes sont exposés en I):

- une présentation des résultats en mode texte. Une visualisation graphique de l'évolution des caractéristiques du circuit en cours d'optimisation serait intéressante, mais aurait pour conséquence un ralentissement important du déroulement des calculs. Cette option n'a donc pas été retenue à ce stade d'évolution du programme.

### III - 1 - c - SYNTHESE DE FILTRES POLYNOMIAUX

La synthèse de filtres polynomiiaux (filtres à structure LC classique) est construite sur une méthode de dénormalisation [35] [36] [37] et se présente sous la forme d'un programme exécutable dont les principales fonctions accessibles par le menu sont:

- choix d'un gabarit à réaliser avec entrée du type de gabarit (passe-bas/haut/ ou passe/coupe-bande) et entrée de la bande passante utile et des fréquences et valeurs de réjection hors-bande. A l'issue de cette définition, le programme calcule (à titre indicatif) l'ordre du filtre de Tchebyscheff qui réaliserait le gabarit.

- choix d'une famille de filtres parmi celles de:

- \* Butterworth
- \* Tchebyscheff
- \* Bessel (maximally flat delay)
- \* Legendre
- \* Gauss

- une entrée d'autres données:

- \* impédances et ordre du filtre

- le choix d'une topologie en "PI" ou en "T" et le calcul des inductances et capacités parfaites correspondant au filtre parfait demandé. Ces éléments étant calculés, il est possible de générer un fichier ASCII décrivant ce filtre pour une simulation ultérieure.

Le principe de ce programme repose sur une suite d'opérations simples:

- normalisation du gabarit réel.

- recherche du filtre normalisé le plus proche, parmi de nombreuses tables de filtres normalisés ( $1 \Omega$ ,  $1 r/s$ ), et rangés dans des fichiers classés.

- dénormalisation.

Remarque: il s'agit d'une synthèse de filtre à éléments parfaits. A partir du fichier ASCII de description, il est possible de changer les modèles parfaits pour des modèles dégradés.

Remarque: l'ensemble des topologies de filtres LC polynomiaux classiques est présenté en annexe.

## I - 1 - d - SYNTHESE DE FILTRES ELLIPTIQUES

La synthèse de filtres élliptiques (filtres à structure LC classique) est construite sur une méthode de dénormalisation [36] et se présente sous la forme d'un programme exécutable dont les principales fonctions accessibles par le menu sont:

- choix d'un gabarit à réaliser avec entrée du type de gabarit (passe-bas/haut/ ou passe/coupe-bande) et entrée

des fréquences de coupure (uniquement).

- choix de l'impédance caractéristique.

- fonction de compromis: la bande passante utile, les fréquences et valeurs de réjection hors-bande (remontées et pôles du filtre), la pente ainsi que l'ondulation dans la bande sont reliés implicitement. Le choix d'un compromis entre ces caractéristiques est possible.

- le choix d'une topologie en "PI" ou en "T" et le calcul des inductances et capacités parfaites correspondant au filtre parfait demandé. Ces éléments étant calculés, il est possible de générer un fichier ASCII décrivant ce filtre pour une simulation ultérieure.

Le principe de ce programme repose sur une suite d'opérations simples:

- normalisation de la fréquence de coupure.

- choix d'un compromis - recherche du filtre normalisé correspondant dans des tables de filtres normalisés (1 ohm, 1 Hz), et rangés dans des fichiers classés par noms - affichage du compromis dénormalisé
- ces opérations sont immédiates et peuvent être répétées jusqu'à ce que le bon compromis soit trouvé.

- dénormalisation.

Remarque: il s'agit d'une synthèse de filtre à éléments parfaits. A partir du fichier ASCII de description, il est possible de changer les modèles parfaits pour des modèles dégradés.

## III - 1 - e - SYNTHÈSE DE FILTRES A RESONATEURS COUPLES

La synthèse de filtres à résonateurs couplés (filtres passe-bande à structure LC classique) est également construite sur une méthode de dénormalisation [36] et se présente sous la forme d'un programme exécutable. La méthode dite de prédistorsion a fourni l'analyse pour ce programme, les filtres sont de type polynomiaux. Par rapport à la forme canonique des filtres passe-bande polynomiaux, cette méthode présente l'avantage de proposer des valeurs localisées souvent plus aisément réalisables aux fréquences supérieures à 300 MHz.

### III - 2 - EVALUATION DE LA VITESSE DE CALCUL

#### III - 2 - a - PRESENTATION

Le but de cette évaluation est de situer le simulateur par rapport au simulateur TOUCHSTONE V2.0 (r) en terme de rapidité de calcul.

Pour cela:

- les essais sont effectués sur la même machine (un PC 286 équipé d'un co-processeur arithmétique, vitesse relative au PC XT original: 375 %)

- les circuits simulés ne contiennent que des résistances pour que la comparaison ait bien lieu au niveau de la méthode de simulation, et non au niveau des calculs propres aux modèles physiques.

Deux circuits élémentaires sont utilisés, il s'agit de cellules d'atténuation de -6dB:

CIRCUIT A:

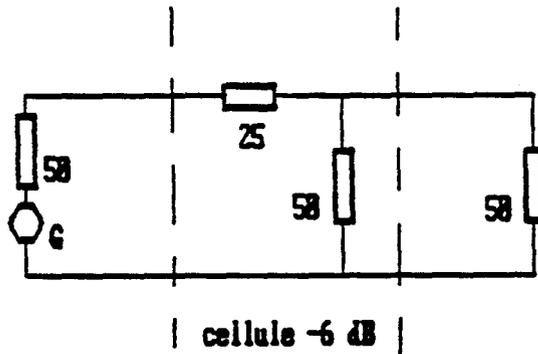


fig III - 1

CIRCUIT B:

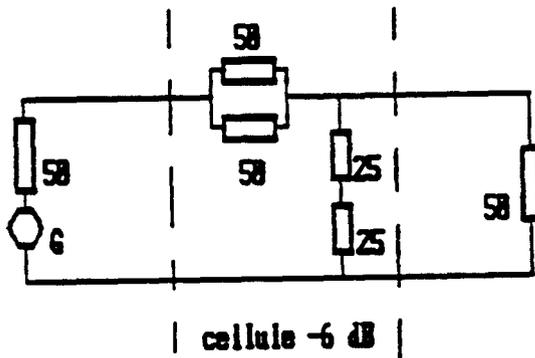


fig III - 2

Les paramètres de simulation sont les suivants:

- \* 101 points de fréquence
- \* calcul du gain
- \* simulations pour différents nombres de cellules

Le temps est mesuré à 0,5 sec près (montre en main), la précision est suffisante pour effectuer des comparaisons (tendances) de calculs qui durent plusieurs secondes. Il suffit en effet de cascader des cellules supplémentaires pour que la durée du calcul de simulation soit suffisante.

### III - 2 - b - RESULTATS

Les tableaux suivants rassemblent les temps mesurés:

#### CIRCUIT A:

taille du circuit		temps en secondes			
N Cell	N dipôles	TOUCHSTONE V 2.0			NOUVEAU
		prepar + calcul = total			SIMUL total
4	8	-	-	2,5	-
8	16	4	11	15	3,5
16	32	9	19	28	7
32	64	42	30	72	14

fig III - 3

## CIRCUIT B:

taille du circuit		temps en secondes			
		TOUCHSTONE V 2.0		NOUVEAU	
				SIMUL	
N Cell	N dipôles	prépar	+ calcul	= total	total
2	8	2,5	13,5	16	2
4	16	6	37	43	4

*fig III - 4*

remarque: avec un PC386SX 16 MHz et coprocesseur arithmétique, 32 cellules sont calculées en 7 secondes, toutes chose étant égales par ailleurs.

L'avantage en vitesse de la méthode de calcul par pile LIFO apparaît nettement avec le circuit B, le calcul par le nouveau simulateur peut être plus de 10 fois plus rapide!

Ces résultats appellent d'autres commentaires:

- Il semble y avoir deux étapes de calcul dans le logiciel TOUCHSTONE: une étape de préparation ("preparing") et une étape de calcul. Il faut noter que le temps de calcul croît plus que proportionnellement au nombre de dipôles dans le circuit.

- Pour le nouveau simulateur, le temps de calcul est proportionnel au nombre de dipôles du circuit.

### III - 2 - c - CONCLUSION SUR LA VITESSE DE CALCUL

En conclusion, il est difficile de prévoir le gain de temps exact avec la méthode à pile de calcul, cet avantage semble varier avec la topologie du circuit (rapport de 4 à 10 dans les exemples traités).

Néanmoins, le rapport des temps de calculs est suffisamment élevé pour que la méthode à pile LIFO soit avantagement choisie (dans le cadre spécifique d'étude en régime linéaire et établi ) pour effectuer des calculs répétitifs tels que des balayages sur de nombreux points de fréquence, ou tels que des calculs d'optimisation.

### III - 3 - CONCLUSION SUR LA REALISATION

L'ensemble de logiciels ainsi réalisé permet d'effectuer rapidement des calculs d'adaptation et de filtres. La synthèse de filtres à composants localisés est avantagement complétée par une optimisation rapide; l'ensemble ainsi configuré constitue une véritable boîte à outils de conception de filtres.

L'outil reste ouvert, il est possible d'y ajouter d'autres synthèses, d'autres modèles de composants, et d'autres calculs (autres algorithmes d'optimisation par exemple).

### III - 4 - APPLICATIONS

Ce paragraphe présente quelques études menées à l'aide des outils logiciels créés:

- exemple a : (III - 4 - a)

Filtre L-C élliptique passe-bas (5MHz ).Ce filtre a été étudié et réalisé par la société EXER (59 - VILLENEUVE D'ASCQ), spécialisée dans les systèmes de vidéocommunications.

- exemple b : (III - 4 - b)

Filtres VHF. Ces filtres ont été étudiés pour les besoins du Centre Hyperfréquences des Semi-conducteurs, (CHS-Université de LILLE I) pour être inséré dans la partie IF d'un système DOPPLER.

- exemple c : (III - 4 - c)

Filtres hyperfréquences. Ces filtres ont été calculés pour montrer que le logiciel est aussi utilisable en micro-ondes, et que le simulateur pourrait recevoir d'autres modèles hyperfréquences avec profit.

III - 4 - a - ETUDE D'UN FILTRE ELLIPTIQUE  
PASSE-BAS (5MHz) ET REALISATION

le but est de réaliser un filtre passe-bas ( $f_c=5\text{MHz}$ , grande sélectivité) pour des applications en vidéo-communications. Le filtre doit être très faible coût (facile à réaliser, utilisation de composants discrets standards).

à l'aide de la partie synthèse du logiciel, un filtre elliptique passe-bas d'ordre 5 est synthétisé:

1) un gabarit est sélectionné dans la table de filtres normalisés, l'affichage des caractéristiques prédites s'effectue en valeurs dénormalisées:

action des touches de fonctions :  
 F1/F2 :diminuer/augmenter l'ordre  
 F3/F4 :diminuer/augmenter le coefficient de reflection  
 F5/F6 :diminuer/augmenter la rejection minimum  
 F8 :rejection minimum la plus grande (pour l'ordre et la ref)

Ordre (3à7) et Reflection (%):            5 / 5 %  
 Fréquence(s) de coupure            :        5e+06 Hz  
 Rejection minimum                    :        49.220 dB  
     à            :        1e+07 Hz  
 Pôles de réjection à                    :  
     1.63e+07 Hz  
     1.04e+07 Hz

2) les valeurs des éléments localisés correspondant à ce gabarit sont calculés pour réaliser le filtre en topologie "T" ( cf annexe: A3 )

Ordre: 5                                    Schéma en T

	L1 = 1.13e-06 H
C2 = 7.80e-10 F	L2 = 1.23e-07 H
	L3 = 2.28e-06 H
C4 = 6.61e-10 F	L4 = 3.51e-07 H
	L5 = 9.36e-07 H

3) le filtre est écrit en langage de simulation dans un fichier ascii:

```

debut >
S+;-
R,50;?-
L,9.36e-07;-
S+;-
L,3.51e-07;-
C,6.61e-10;-
S-;-
L,2.28e-06;-
S+;-
L,1.23e-07;-
C,7.8e-10;-
S-;-
L,1.13e-06;-
S-;-

> fin
    
```

la partie synthèse est terminée, les étapes 1,2 et 3 ont nécessité moins d'une minute de travail.

la partie simulation qui suit va permettre de visualiser la réponse du filtre synthétisé (parfait), puis de remplacer les éléments théoriques par des éléments réels: valeurs normalisées (composants faible coût du marché) et éléments imparfaits (Q et résonances).

4) réponse CC à 20 MHz

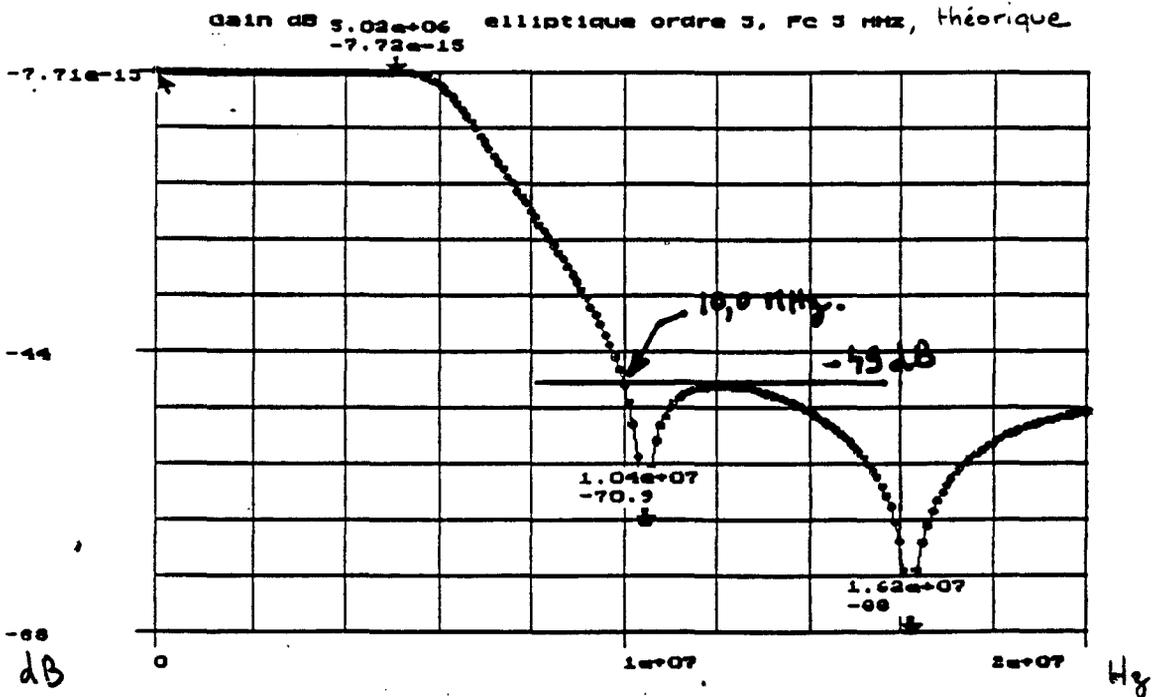


fig III - 5

5) réponse CC à 300 MHz

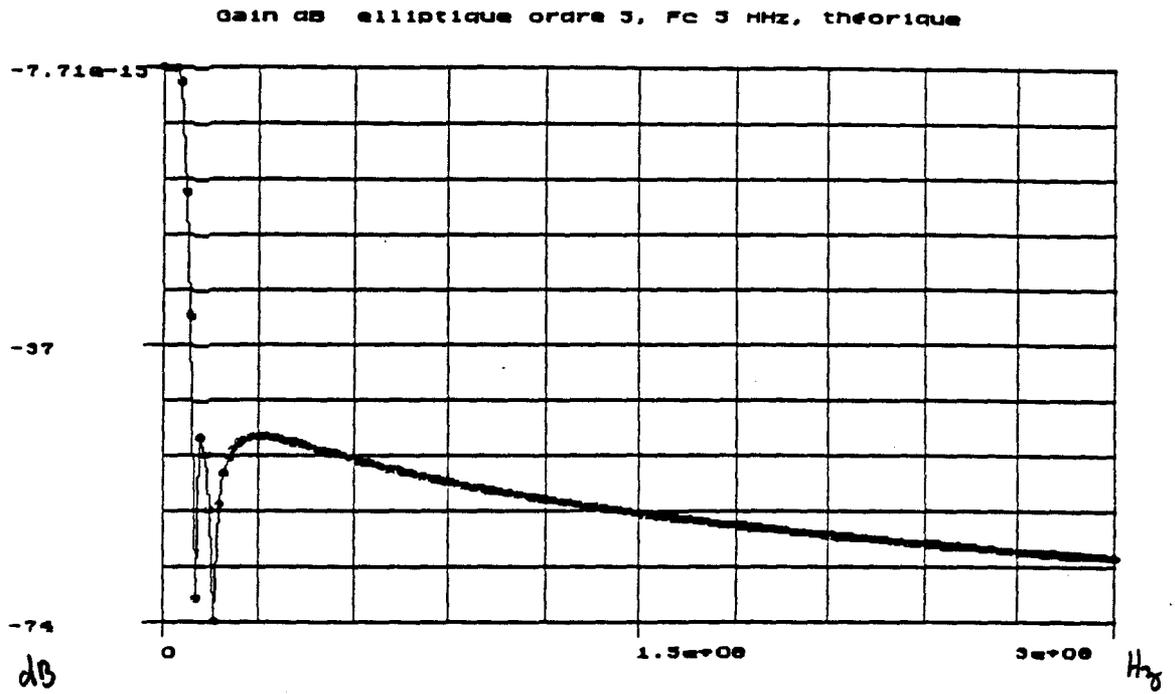


fig III - 6

6) réponse CC à 5,5 MHz

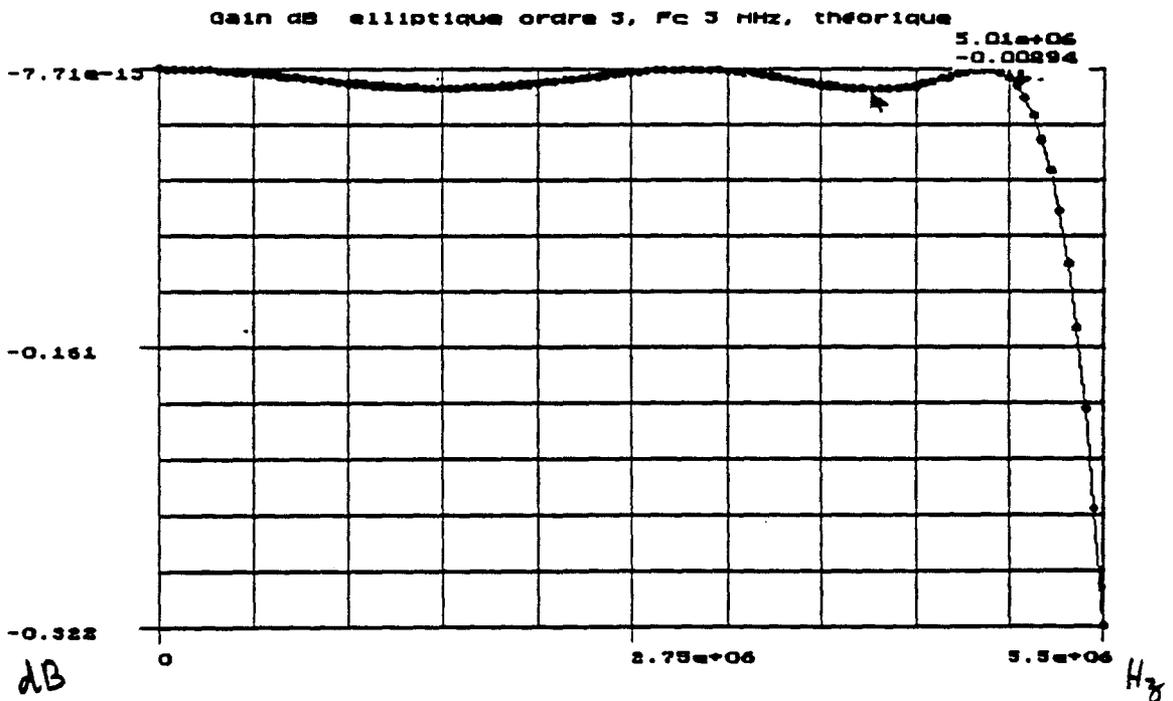


fig III - 7

7) remplacement des valeurs calculées par des valeurs "commerciales". Prise en compte dans le fichier ascii de simulation:

```

S+;
R, 50;?;
L, 1e-06;
      S+;
      L, 0.33e-06;
      P+;
      C, 220e-12;
      C, 220e-12;
      C, 220e-12;
      P-;
      S-;
      L, 2.2e-06;
      S+;
      L, 0.12e-06;
      P+;
      C, 270e-12;
      C, 270e-12;
      C, 220e-12;
      C, 22e-12;
      P-;
      S-;
      L, 1.2e-06;
      S-;
    
```

8) réponse CC à 20 MHz

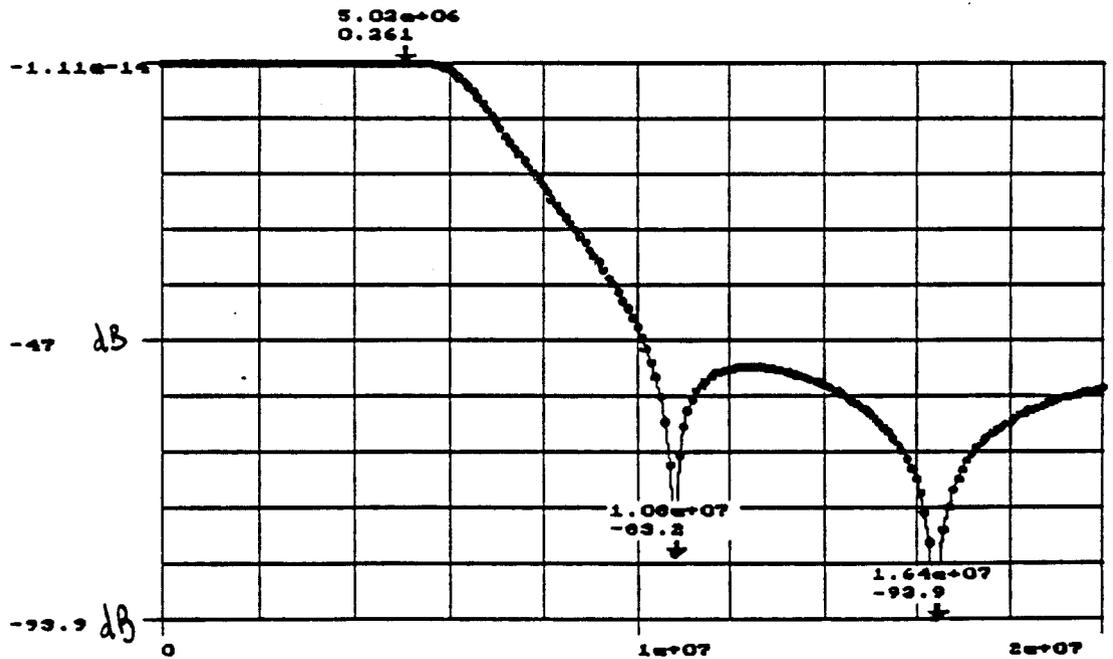


fig III - 8

9) réponse CC à 300 MHz

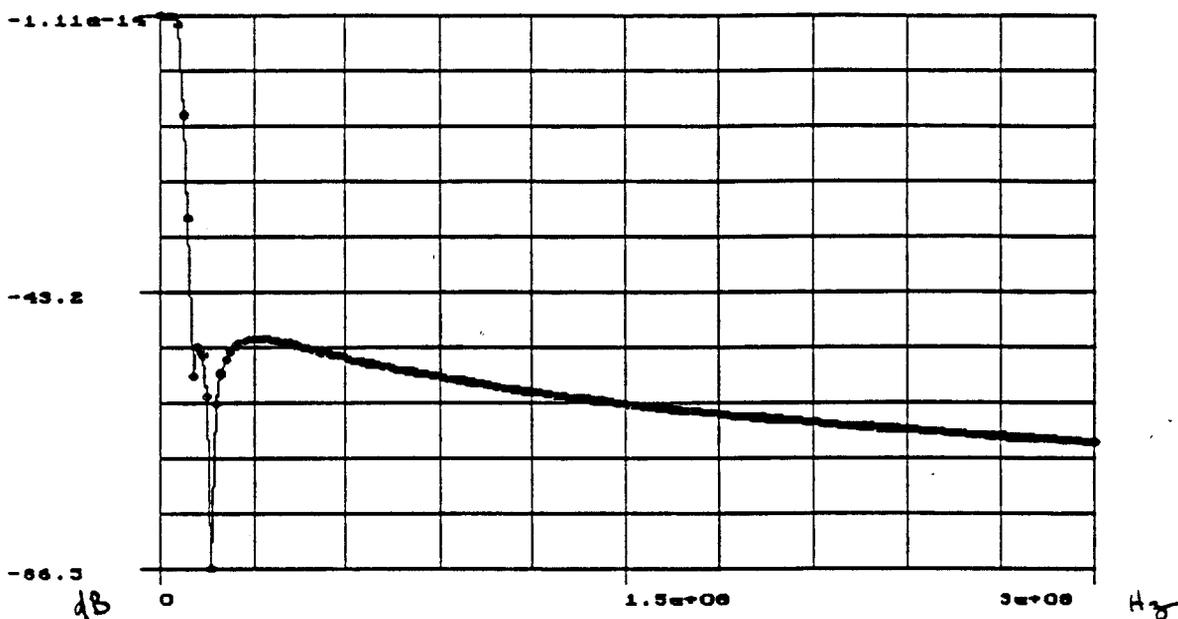


Fig III - 9

10) réponse CC à 5,5 MHz

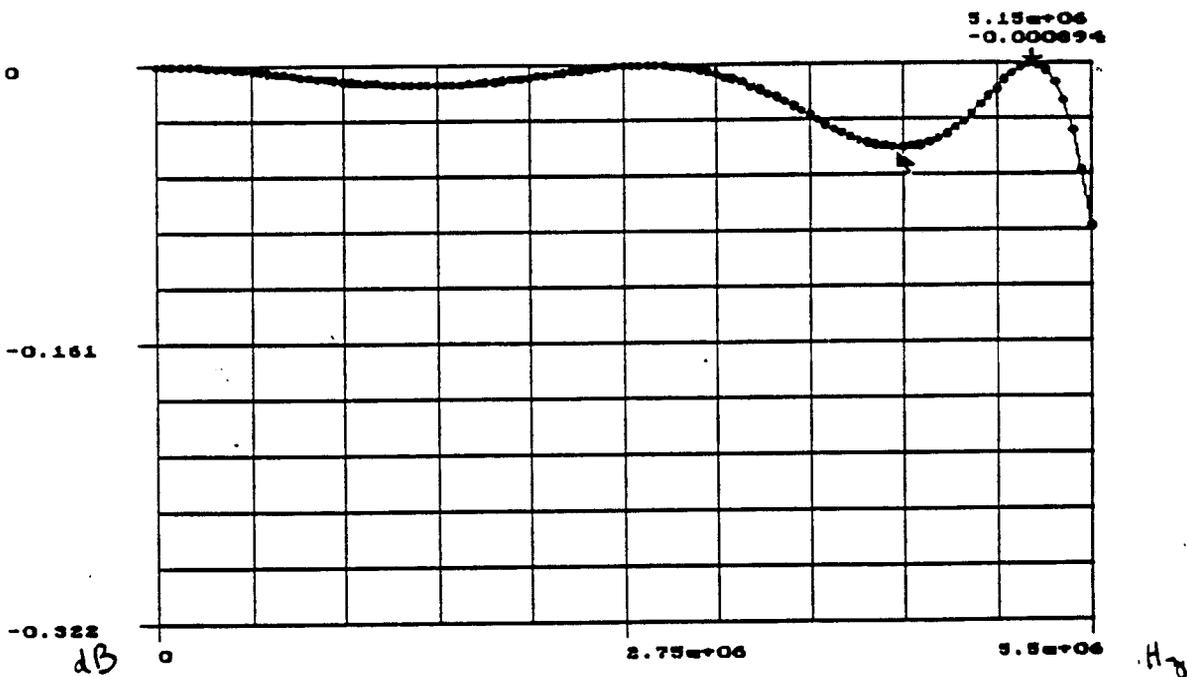


Fig III - 10

11) remplacement des valeurs précédentes par des éléments physiquement imparfaits. Prise en compte des coefficients de qualité des inductances ( catalogue DELEVAN) et des capacités chips (RTC), et de la résonance des inductances uniquement. Ecriture dans le fichier ascii de simulation:

```

S+;
R,50;?;
LQF,1e-06,25,230e6;
S+;
LQF,0.33e-06,30,410e6;
P+;
CQ,220e-12,100;
CQ,220e-12,100;
CQ,220e-12,100;
P-;
S-;
LQF,2.2e-06,30,115e6;
S+;
LQF,0.12e-06,40,640e6;
P+;
CQ,270e-12,100;
CQ,270e-12,100;
CQ,220e-12,100;
CQ,22e-12,100;
P-;
S-;
LQF,1.2e-06,25,150e6;
S-;
    
```

12) réponse CC à 20 MHz

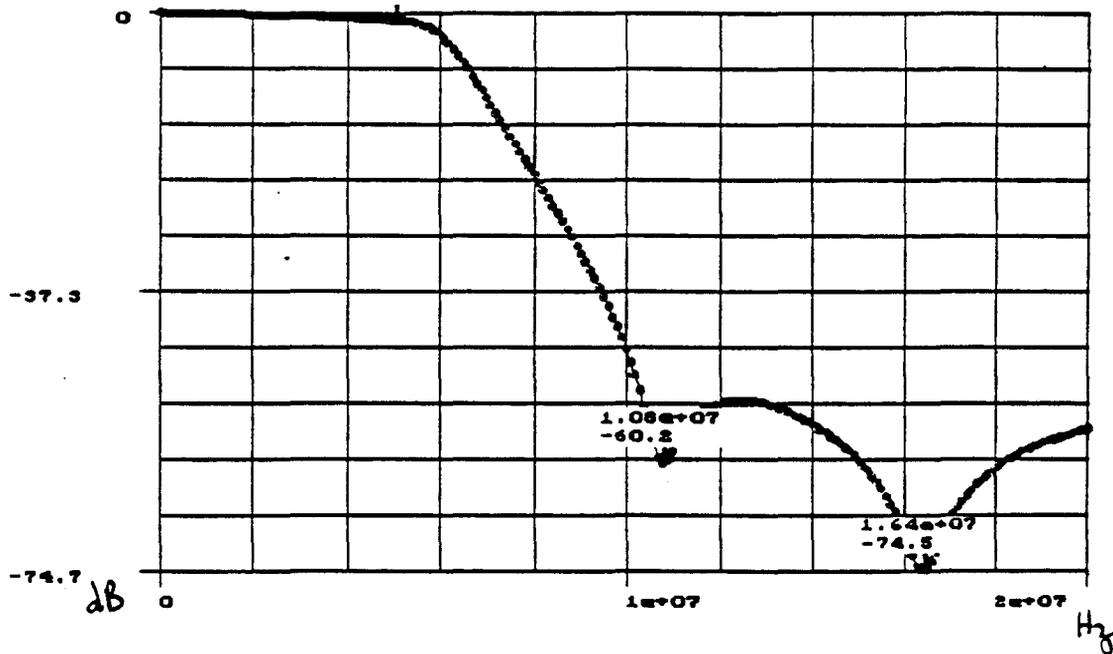


fig III - 11

13) réponse CC à 300 MHz

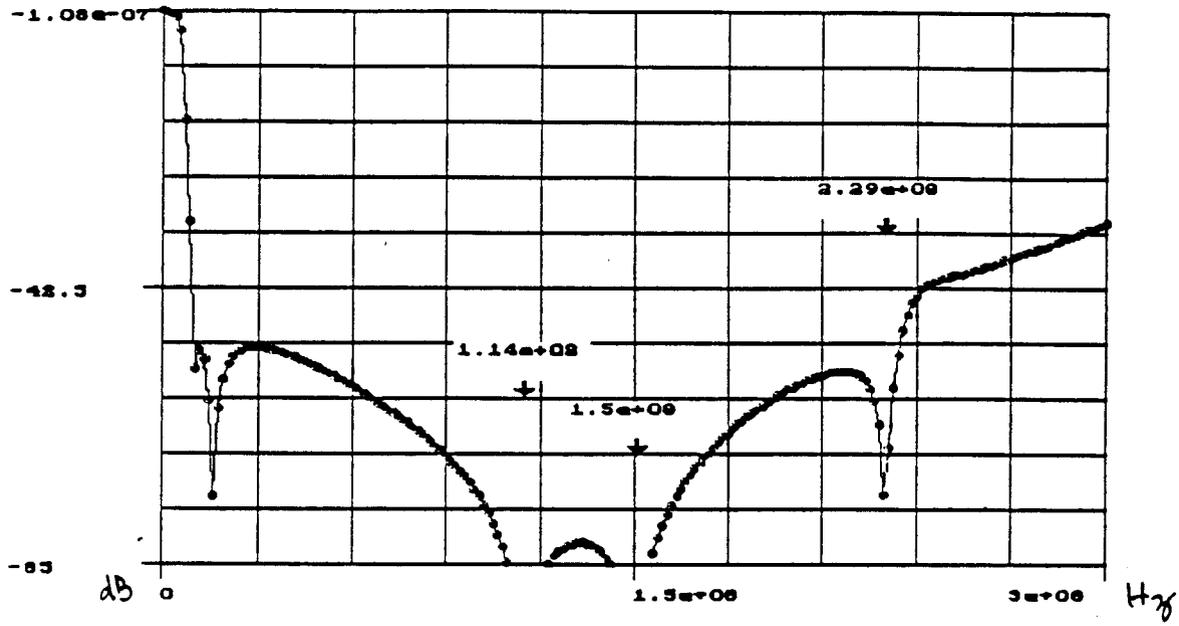


fig III - 12

14) réponse CC à 5,5 MHz

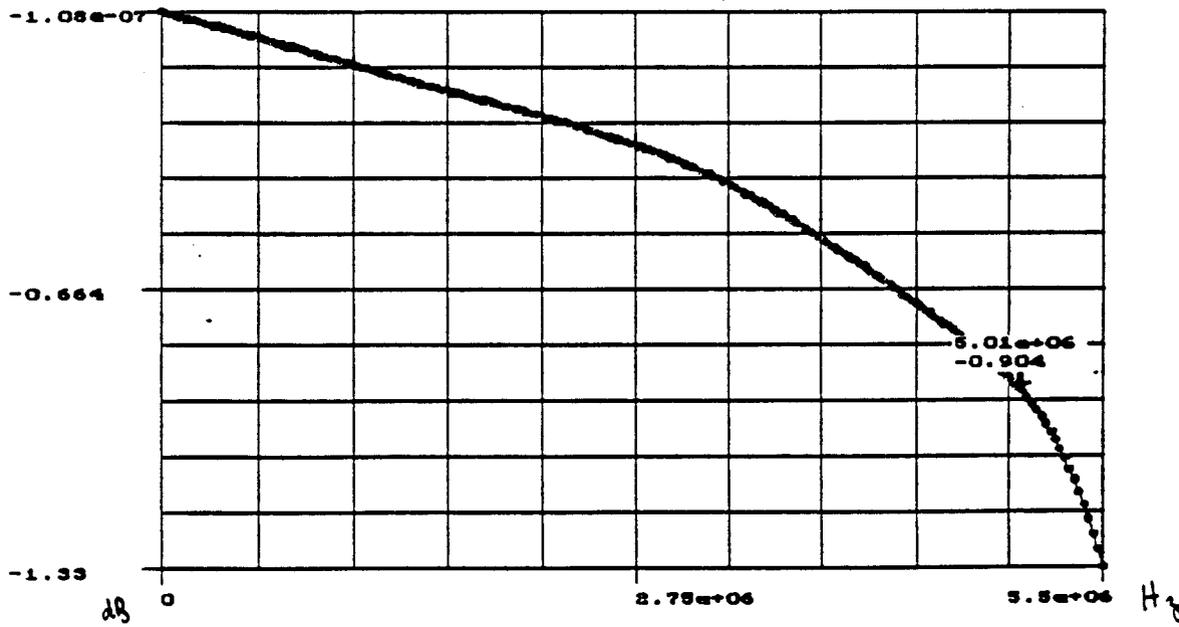


fig IV - 13

15) filtre réalisé et mesuré:

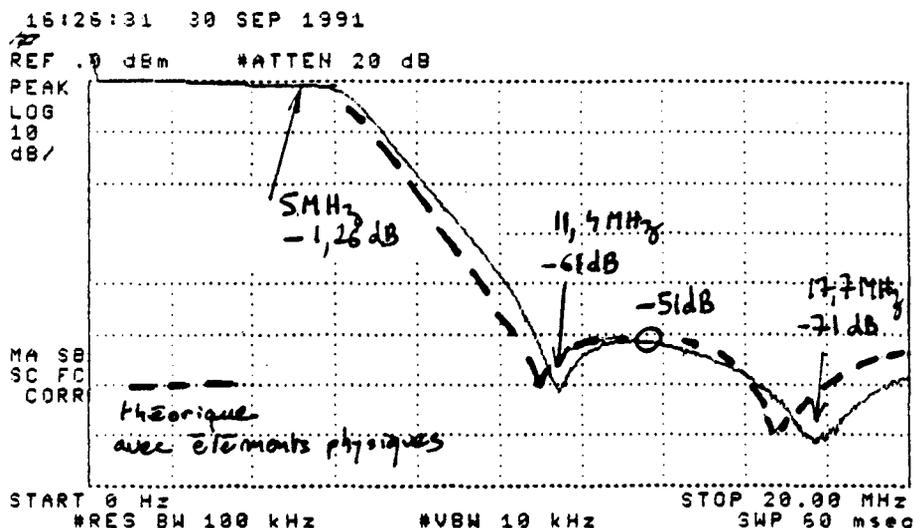


fig III - 14

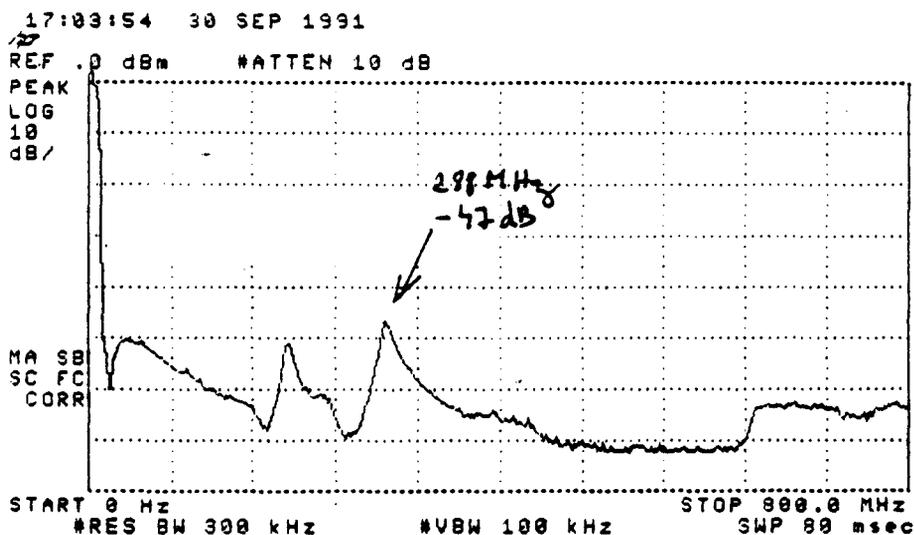


fig III - 15

\* Courbe CC à 20 MHz :

les valeurs remarquables de la courbe sont presque respectées. L'atténuation dans la bande passante est plus importante que prévue (0.35 dB en plus) et les fréquences des pôles sont légèrement différentes, mais quand même déplacées vers la droite par rapport au filtre théorique. Les fabricants des composants utilisées indiquent une précision de 20% sur leurs valeurs, c'est

une explication possible des écarts. Un traçage de courbes calculées sur des tirages aléatoires de valeurs de composants permettrait d'encadrer les courbes de réponses d'une série de tels filtres en fabrication. Cette fonction est facile à ajouter dans le logiciel.

\* Courbe CC à 800 MHz :

La réponse hors-bande du filtre coïncide avec la réponse du dernier filtre simulé, jusqu'à environ 100 MHz, soit jusqu'aux environs de la fréquence de résonance la plus basse des composants utilisés. Une comparaison au delà de cette fréquence ne présente pas d'intérêt, les comportements des composants deviendraient complexes et non reproductibles.

CONCLUSION:

-----

Ce logiciel a permis un gain de temps appréciable dans l'étude de ce filtre passe-bas. Il permet de calculer les valeurs des composants, et d'apprécier les dégradations de caractéristiques d'un filtre à éléments physiques.

III - 4 - c - ETUDE D'UN FILTRAGE VHF

le but est de réaliser un jeu de filtres passe-bas et passe-haut avec les caractéristiques suivantes:

passe-bas:

Insertion inférieure à 3 dB : 200 MHz à 220 MHz

(partie CC -> 200 MHz sans importance)

Réjection de 40 dB à 240 MHz

passe-haut:

Insertion inférieure à 3 dB : 240 MHz à 260 MHz

(partie 260 MHz à  $\alpha$  sans importance)

Réjection de 40 dB à 220 MHz

Les selectivités souhaitées sont élevées, la synthèse de filtres polynomiaux classiques pose les problèmes suivants:

- un filtre de Butterworth d'ordre 53 répondrait à la question ( au moins 26 inductances !)
- un filtre de Tchebyscheff d'ordre 13 répondrait aussi à la question (au moins 6 inductances dans une topologie en PI). Mais, les tolérances sur les valeurs des composants, les effets de température, et la nécessité d'utiliser des valeurs normalisées (commerciales), au moins pour les capacités nécessitent de s'orienter plutôt vers une solution à 7 ou 8 inductances.

Les pertes d'insertion par effet Joule vont augmenter avec le nombre d'inductances puisqu'elles participent majoritairement à la dégradation du coefficient de qualité global.

Ces filtres ont finalement été étudiés par une méthode d'approches successives pour minimiser le nombre d'inductances.

1) FILTRE PASSE-BAS

1 a) partant d'une cellule passe-bas en "PI" d'ordre 3:

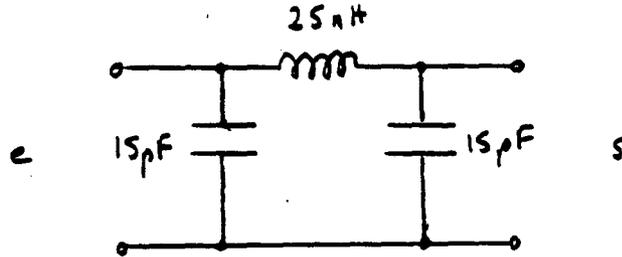


fig III - 16

1 b) une capacité en parallèle sur l'inductance vient augmenter l'inductance apparente (fonction croissante de la fréquence jusqu'à la résonance):

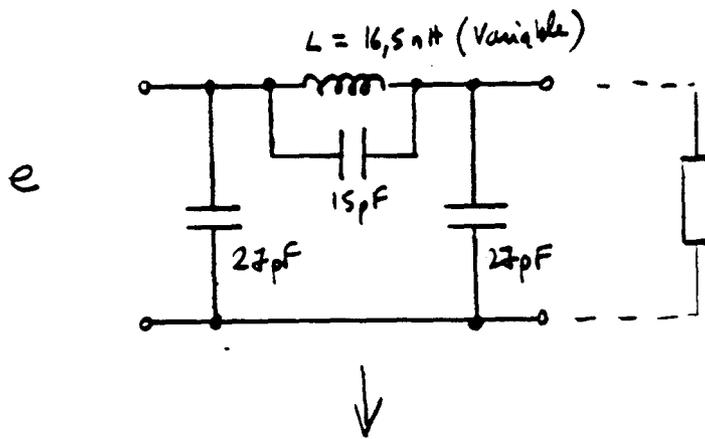


fig III - 17

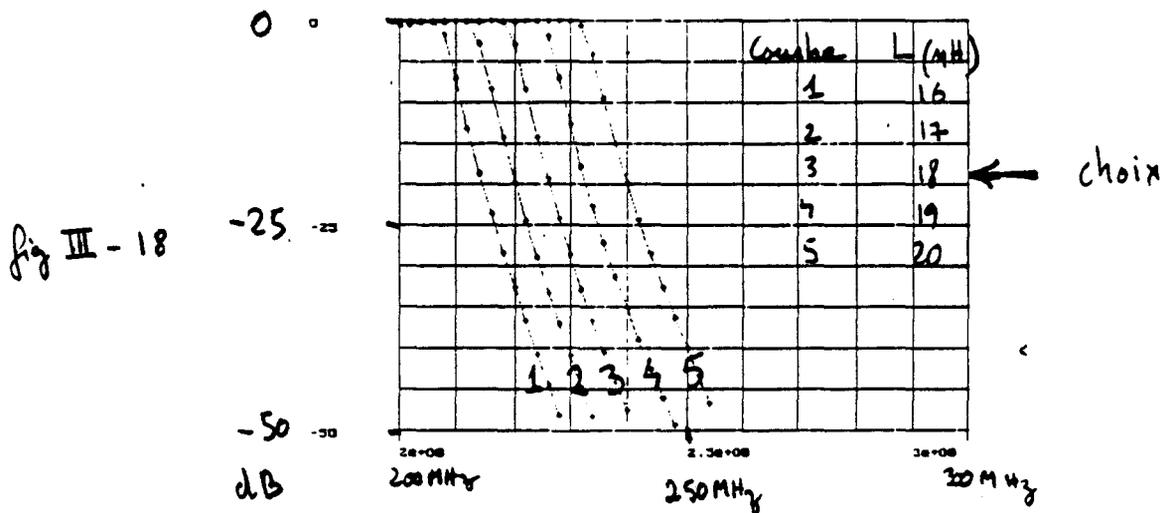
S+;  
R, 50; ?;

S+;	C, 2.7e-11;	S-;
p+; c, 15e-12;	lib1, 1, 1;	L, 1.65e-08; p-;
S+;	C, 2.7e-11;	S-;

S-;



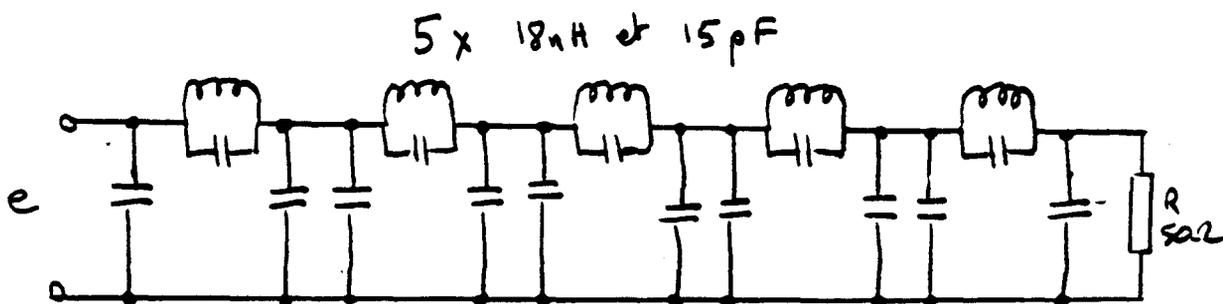
1 c) puis, 5 cellules semblables sont cascadiées. Les capacités étant fixées (valeurs commerciales normalisées), il suffit d'ajuster les valeurs des inductances pour obtenir une courbe de réponse satisfaisante.



1 d) Le circuit obtenu est le suivant:

```

S+;
R, 50; ?;
S+;
P+: c, 15e-12; L, 1.8e-08; p-; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
P+: c, 15e-12; L, 1.8e-08; p-; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
P+: c, 15e-12; L, 1.8e-08; p-; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
P+: c, 15e-12; L, 1.8e-08; p-; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
P+: c, 15e-12; L, 1.8e-08; p-; S-;
S+; C, 2.7e-11; S-;
S-;
    
```



10 x 27 pF

fin III - 19

1 e) Passage aux éléments physiques:

Des coefficients de qualité sont attribués: 100 aux inductances et 200 aux capacités. (dans les simulations, les coefficients des capacités sont pratiquement masqués par ceux des inductances). Les fréquences de résonances sont ignorées: les décalages de courbes produits aux alentours de la coupure seront corrigés par ajustement des inductances, et les éventuelles remontées hors bande peuvent être corrigées par une simple cellule passe-bas supplémentaire (non critique). La description du circuit devient:

S+;			
R, 50; ?;			
	S+;	CO, 2.7e-11, 200;	S-;
p+;	CO, 15e-12, 200;	LO, 1.85e-08, 100;	p-;
	S+;	CO, 4.7e-11, 200;	S-;
p+;	CO, 15e-12, 200;	LO, 1.85e-08, 100;	p-;
	S+;	CO, 4.7e-11, 200;	S-;
p+;	CO, 15e-12, 200;	LO, 1.85e-08, 100;	p-;
	S+;	CO, 4.7e-11, 200;	S-;
p+;	CO, 15e-12, 200;	LO, 1.85e-08, 100;	p-;
	S+;	CO, 4.7e-11, 200;	S-;
p+;	CO, 15e-12, 200;	LO, 1.85e-08, 100;	p-;
	S+;	CO, 2.7e-11, 200;	S-;

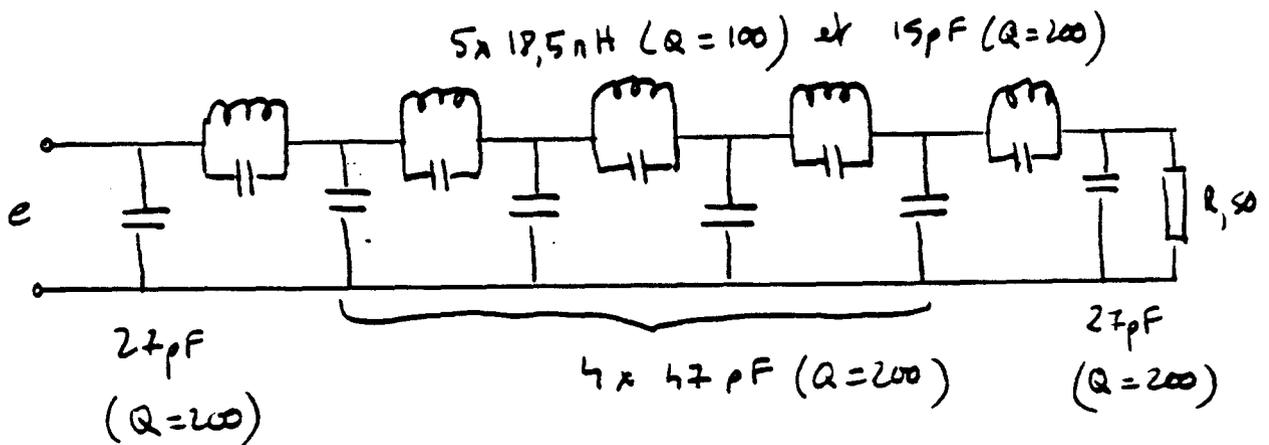


fig III - 20

et la courbe de réponse:

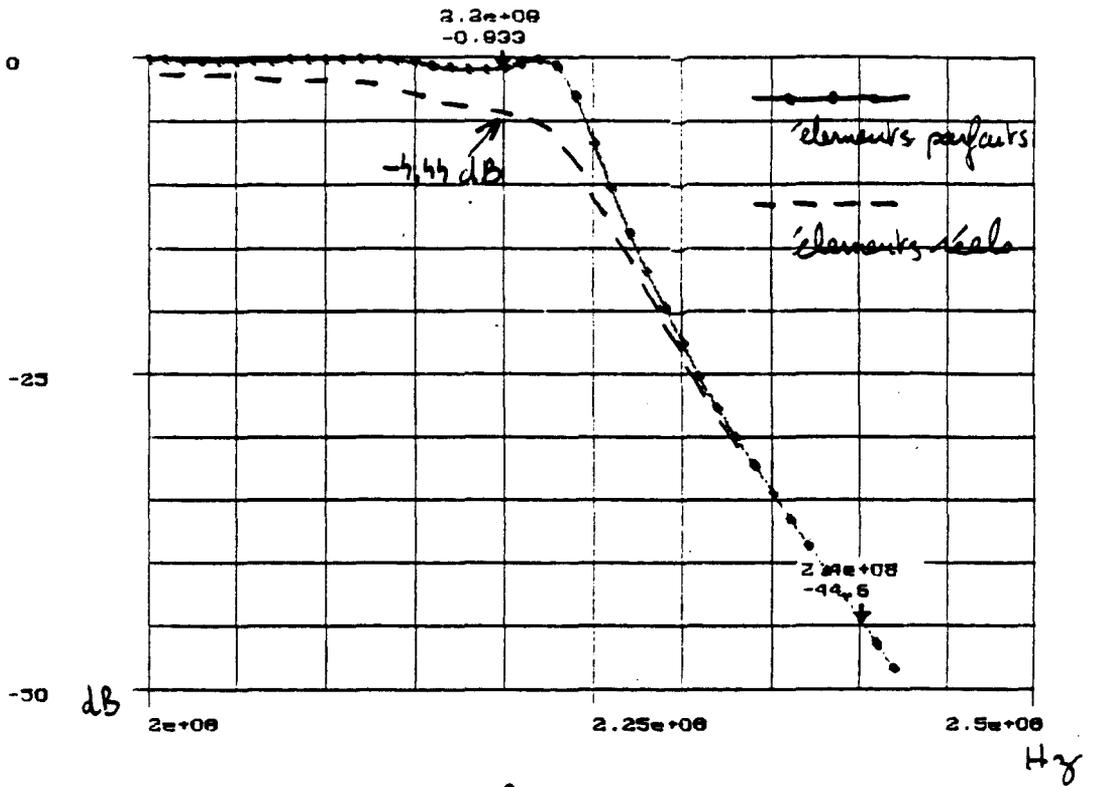


fig III - 21

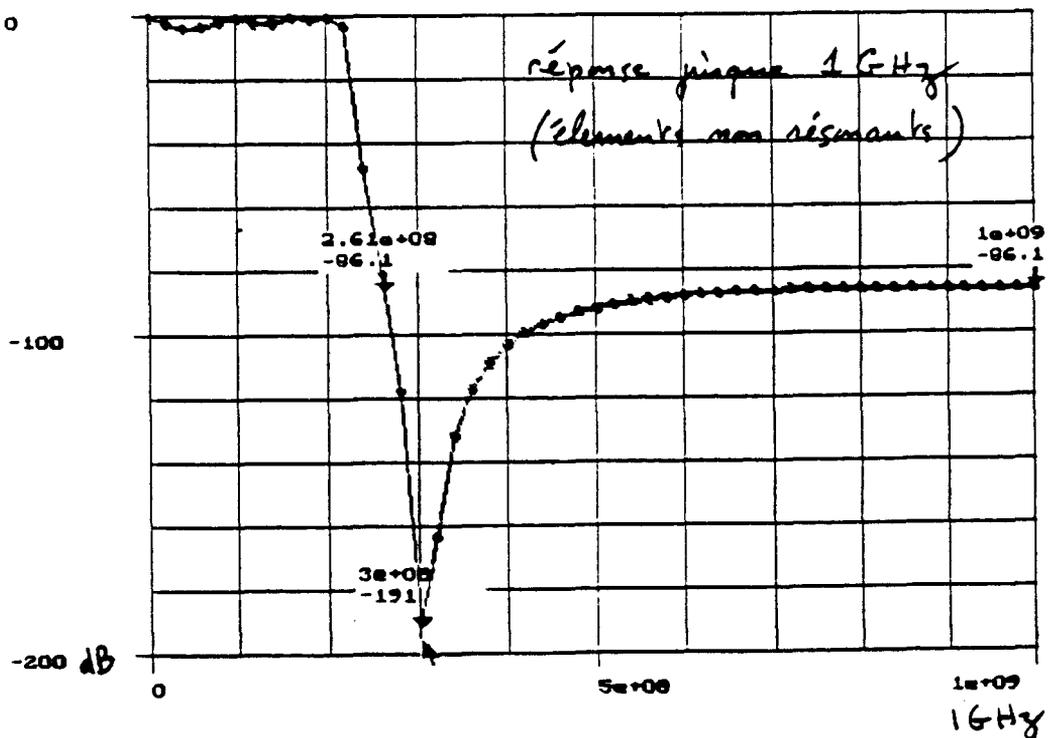
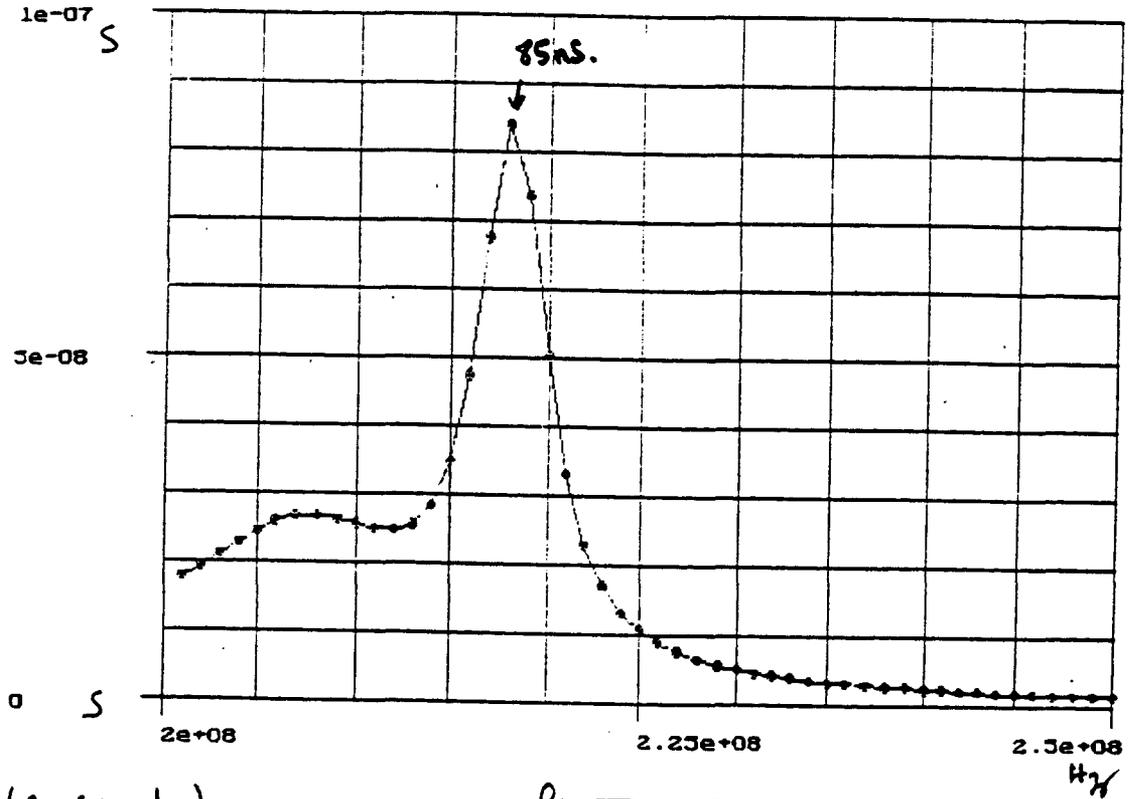


fig III - 22

le logiciel permet aussi de prédire d'autres caractéristiques telles que le temps de groupe et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de



(S = secondes)

Fig III - 23

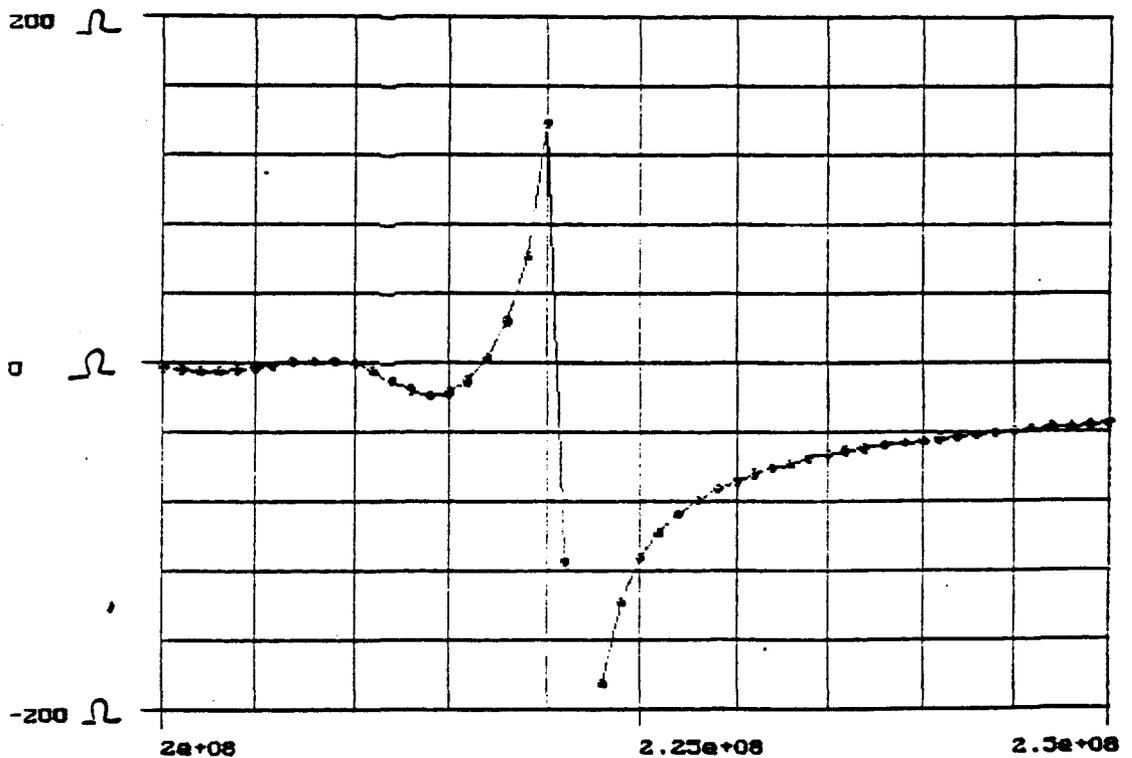


Fig III - 24

Hz

2 ) FILTRE PASSE-HAUT:

la démarche est similaire à celle utilisée pour concevoir le filtre passe-bas:

2 a) partant d'une cellule passe-haut en "T" d'ordre 3:

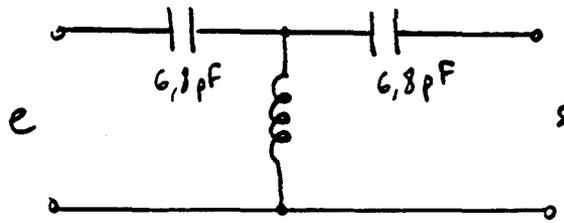


fig III - 25

2 b) une capacité en parallèle sur l'inductance vient augmenter l'inductance apparente:

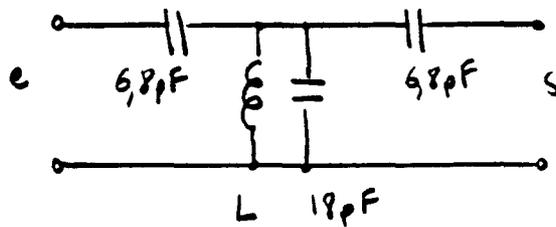


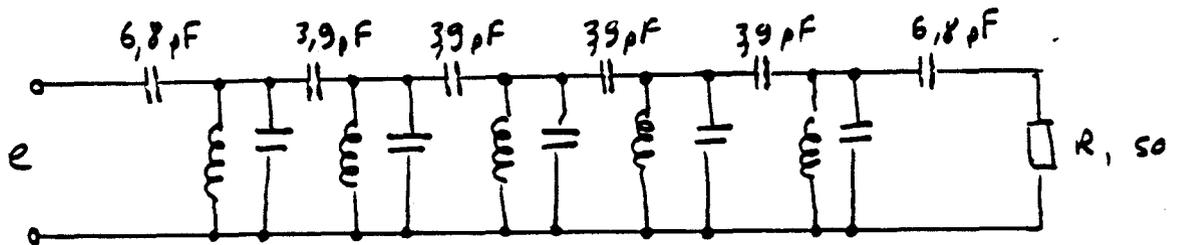
fig III - 26

2 c) en cascadeant 5 cellules, le circuit suivant présente les caractéristiques recherchées:

S+;  
R, 50 Ω;  
C, 6.8e-12;

S+; P+;	0,18e-12;	L, 1.38e-08;	P-; S-;
0,0.9e-12;			
S+; P+;	0,18e-12;	L, 1.38e-08;	P-; S-;
0,0.9e-12;			
S+; P+;	0,18e-12;	L, 1.38e-08;	P-; S-;
0,0.9e-12;			
S+; P+;	0,18e-12;	L, 1.38e-08;	P-; S-;
0,0.9e-12;			
S+; P+;	0,18e-12;	L, 1.38e-08;	P-; S-;
0,0.9e-12;			

C, 6.8e-12;  
S-;



$L = 5 \times 13,8 \text{ nH}$      $C = 5 \times 18 \text{ pF}$

fig III - 27

la réponse obtenue :

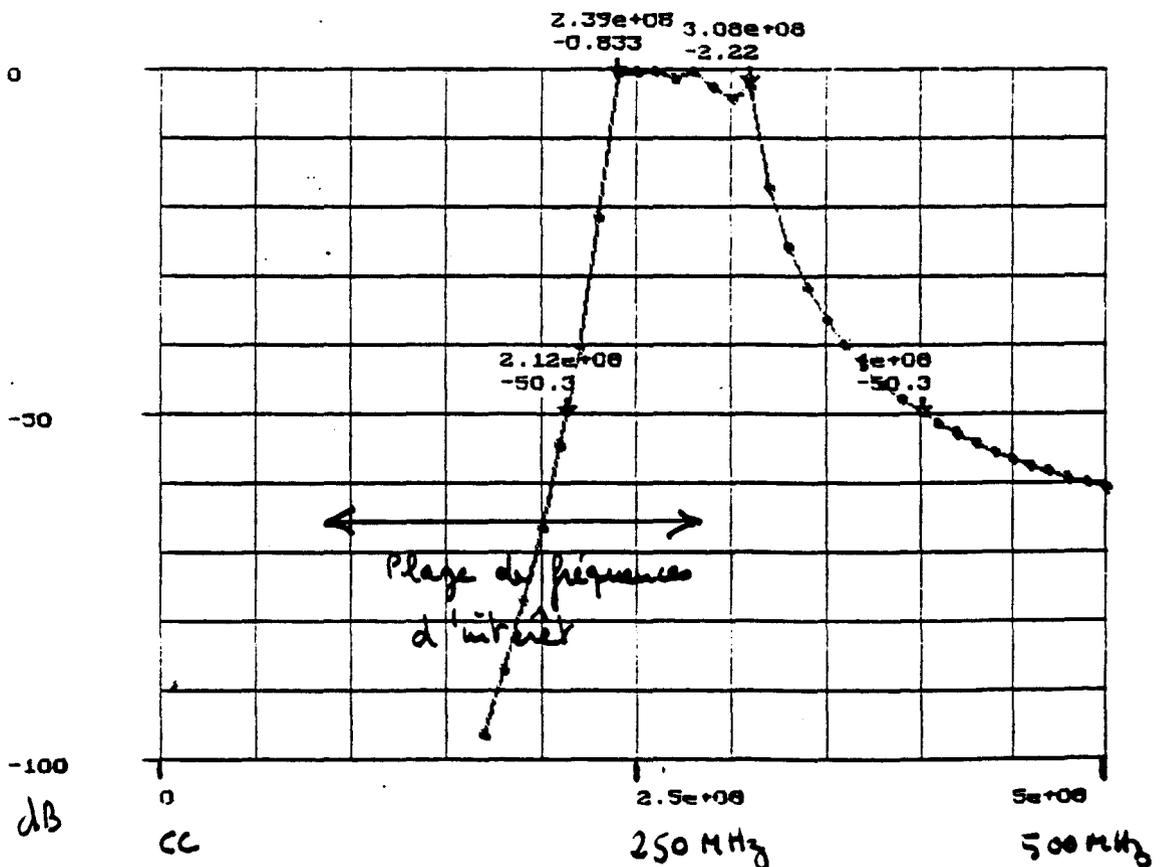


fig III - 28

2 d) en utilisant des éléments physiques:

S+;  
R, 50; 7;  
CQ, 6.3e-12, 200;

S+; F+;	CQ, 1.8e-12, 200;	LQ, 1.38e-08, 100;	P-; S-;
CQ, 3.3e-12, 200;			
S+; F+;	CQ, 1.8e-12, 200;	LQ, 1.38e-08, 100;	P-; S-;
CQ, 3.3e-12, 200;			
S+; F+;	CQ, 1.8e-12, 200;	LQ, 1.38e-08, 100;	P-; S-;
CQ, 3.3e-12, 200;			
S+; F+;	CQ, 1.8e-12, 200;	LQ, 1.38e-08, 100;	P-; S-;
CQ, 3.3e-12, 200;			
S+; F+;	CQ, 1.8e-12, 200;	LQ, 1.38e-08, 100;	P-; S-;

CQ, 6.3e-12, 200;  
S-;

la réponse devient:

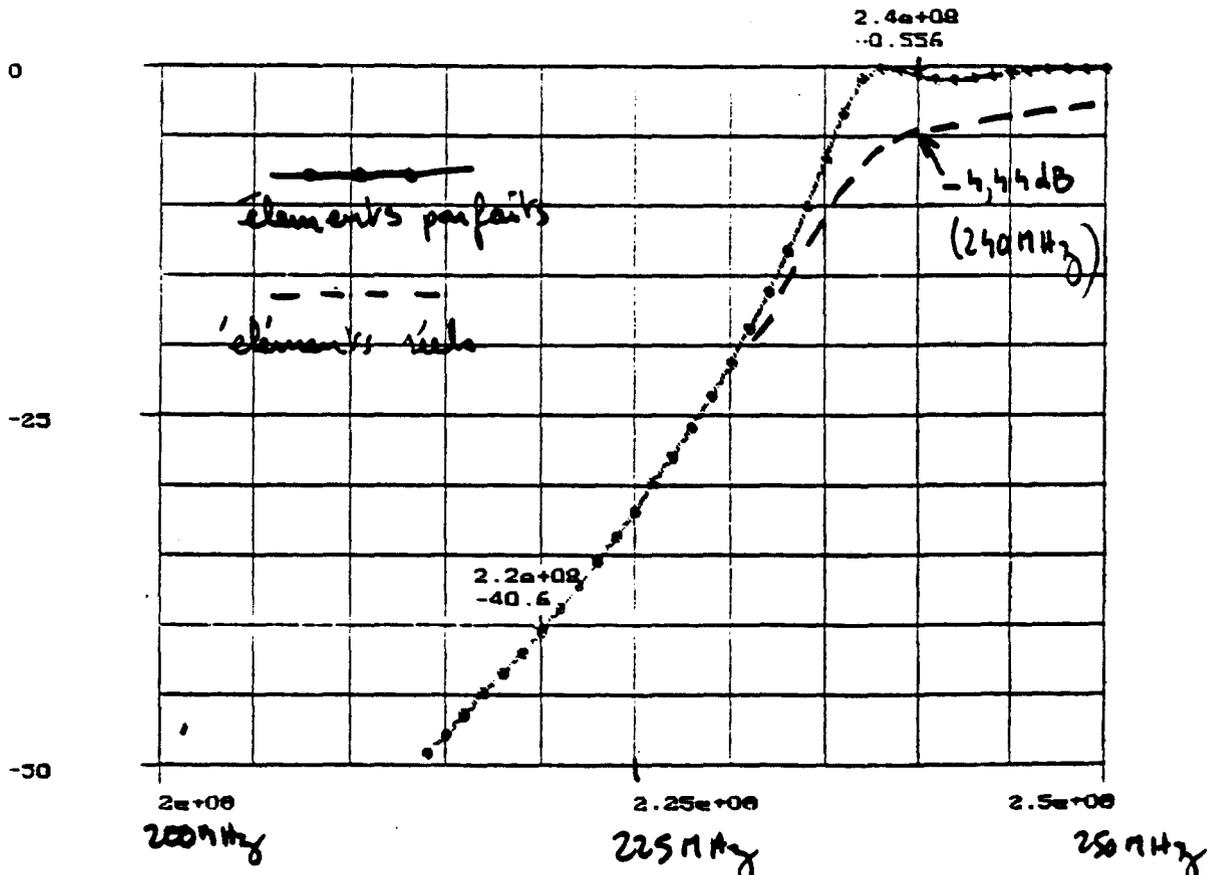
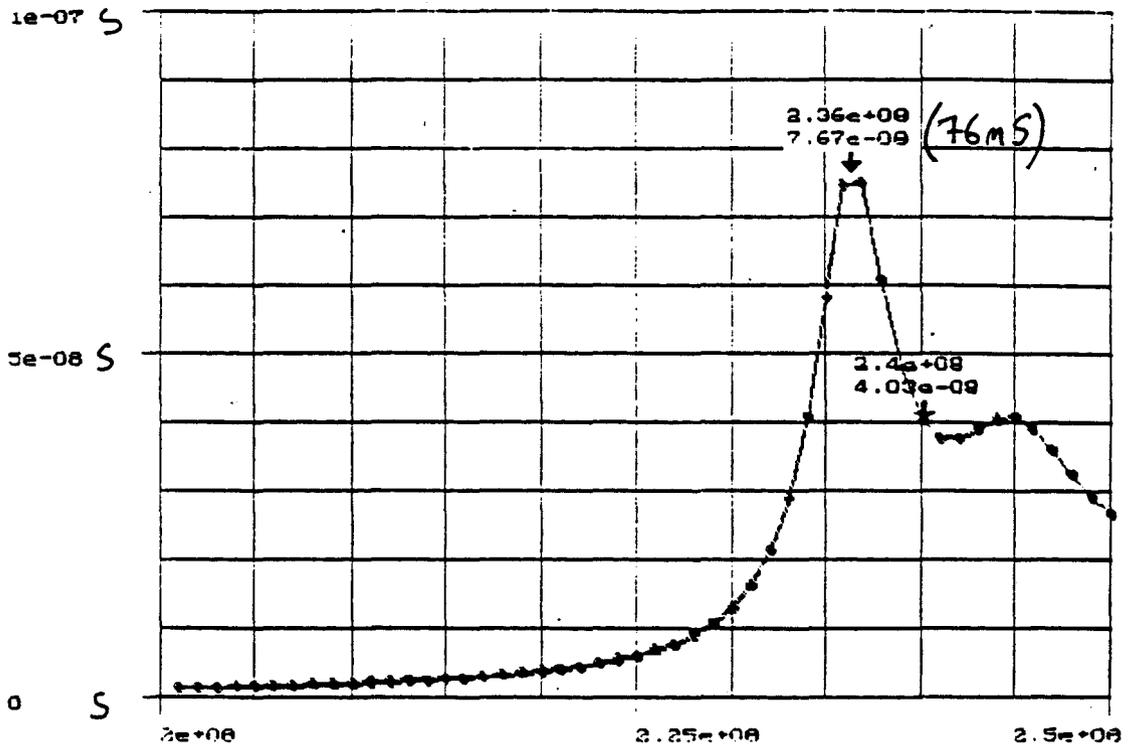


fig III - 29

2 e) les courbes de temps de groupe et de partie imaginaire de l'impédance d'entrée en fonction de la fréquence sont données à titre indicatif:

Temps Groupe ...



(S = secondes)

Fig III - 30

Part Imag ZIn...

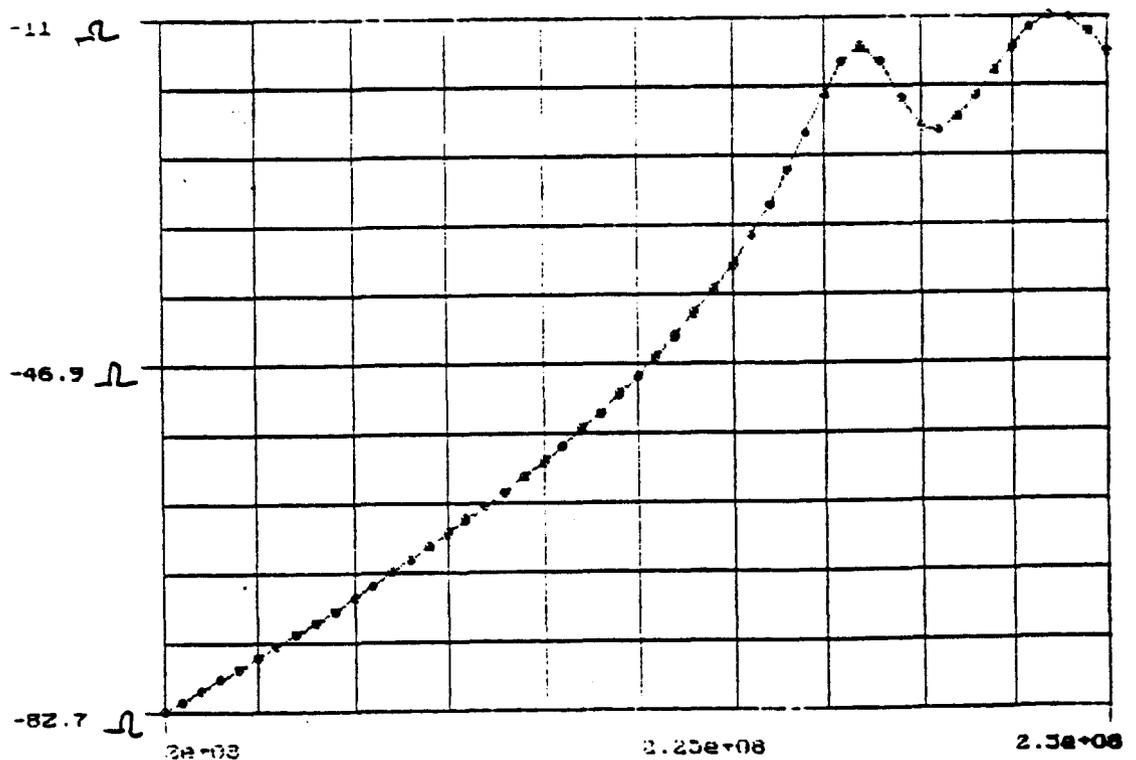


Fig III - 31

### 3 ) CONCLUSION:

le simulateur a permis de trouver des solutions simples et originales à un problème de filtrage qui semblait difficile à aborder.

Les solutions proposées ne relèvent pas d'une analyse explicite (c'est à dire d'un ensemble d'équations exactes fournissant des solutions), mais d'une approche intuitive par étapes successives utilisant des connaissances sur les caractéristiques des composants utilisés.

Une telle approche peut être pratiquée lorsqu'une solution analytique est proche d'un objectif à atteindre en termes de caractéristiques. Elle permet par exemple de dégrader une partie des propriétés contre une amélioration d'une autre partie. C'est ainsi que le filtre passe-haut obtenu n'est plus vraiment un filtre passe-haut puisque les signaux de fréquences supérieures à 300 MHz sont réjectés. Par contre la réponse aux abords de la fréquence de coupure de 240 MHz est conforme à l'objectif recherché. Dans la plage de fréquences d'intérêt, le filtre obtenu est beaucoup plus performant qu'un filtre polynomial classique d'ordre égal ou utilisant le même nombre d'inductances.

### III - 4 - c - ETUDE DE FILTRES HYPERFREQUENCES

Les deux exemples de filtres présentés dans ce chapitre utilisent les modèles de discontinuité de la partie II:

- le premier filtre est un filtre passe-bas constitué d'une alternance de sections de lignes haute et basse impédance. Les valeurs géométriques de ce filtre ont été obtenues par optimisation.

- le second filtre est un filtre passe-bas du type elliptique. Les valeurs géométriques ont également été obtenues par optimisation.

Les deux filtres ont été simulés, et les résultats de simulation ont été comparés aux résultats obtenus avec le logiciel "MDS" de Hewlett-Packard.

Dans les simulations par le simulateur étudié ici, les jonctions en "T" ont été approximées par des noeuds de KIRCHHOFF, cette approximation est justifiée à priori pour des fréquences basses, et à posteriori par la comparaison des résultats obtenus (le logiciel "MDS" possédant un modèle géométrique de jonction en "T").

\* 1) le filtre à alternances hautes et basses impédances est décrit par la syntaxe et le dessin suivants:

```

s+;
r, 50; ?;

mstrip, .6e-3, .635e-3, 9.6, 3e-3;

mstripstep, .6e-3, .2e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .2e-3, .635e-3, 9.6, 1.9e-3;

mstripstep, .2e-3, 1.3e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, 1.3e-3, .635e-3, 9.6, .947e-3;

mstripstep, 1.3e-3, .2e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .2e-3, .635e-3, 9.6, 1.273e-3;

mstripstep, .2e-3, 1.3e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, 1.3e-3, .635e-3, 9.6, 1.32e-3;

mstripstep, 1.3e-3, .2e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .2e-3, .635e-3, 9.6, 2.05e-3;

mstripstep, .2e-3, 1.3e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, 1.3e-3, .635e-3, 9.6, 1.556e-3;

mstripstep, 1.3e-3, .17e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .17e-3, .635e-3, 9.6, 2.28e-3;

mstripstep, .17e-3, 1.3e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, 1.3e-3, .635e-3, 9.6, 2.37e-3;

mstripstep, 1.3e-3, .17e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .17e-3, .635e-3, 9.6, 2.28e-3;

mstripstep, .17e-3, 1.3e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, 1.3e-3, .635e-3, 9.6, 2.5e-3;

mstripstep, 1.3e-3, .335e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .335e-3, .635e-3, 9.6, 2.866e-3;

mstripstep, .335e-3, .6e-3, .635e-3, 9.6;
mstrip, .6e-3, .635e-3, 9.6, 3e-3;

s-;

```

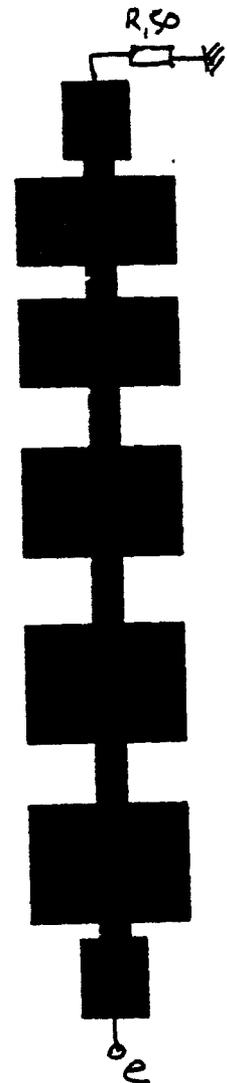
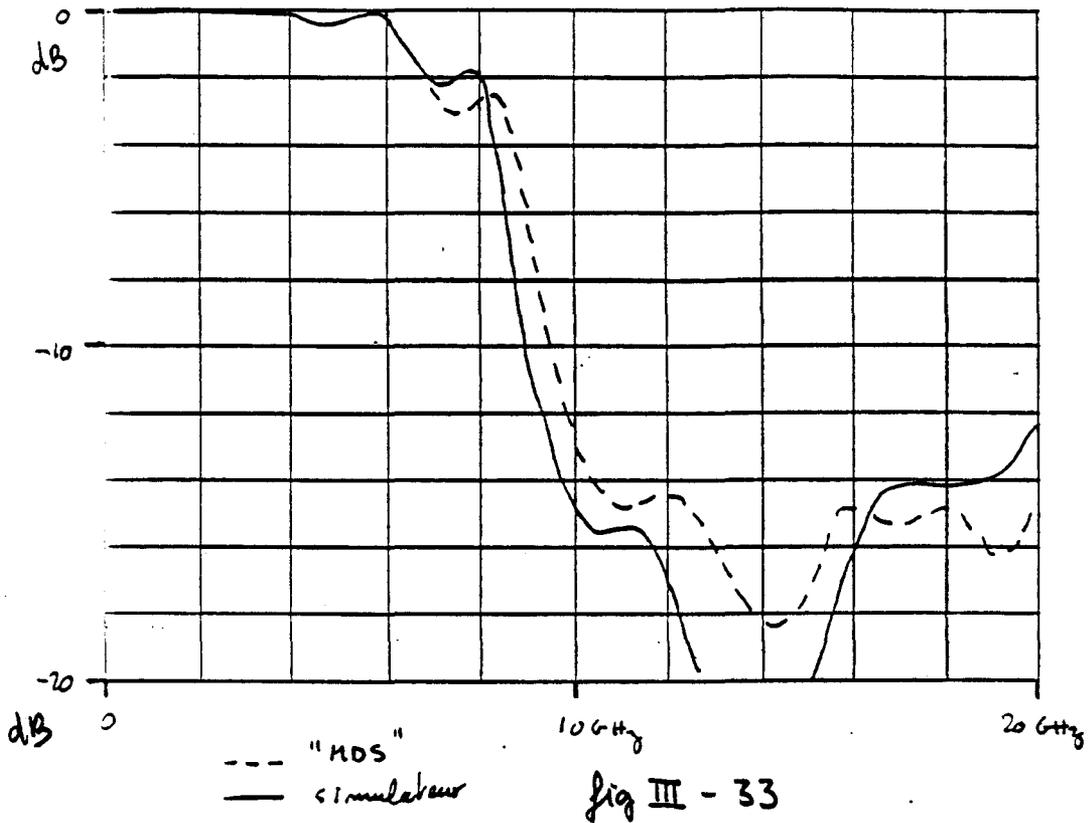


fig III - 32

Les réponses obtenues par le logiciel "MDS" et par le nouveau simulateur sont les suivantes:



Les courbes présentent des allures sensiblement identiques. Dans la bande passante, il y a pratiquement identité entre les deux courbes. Les écarts de valeurs sont plus importants hors-bande.

L'utilisation de modèles plus précis devrait permettre de réduire ces écarts. (En supposant que les modèles fournis avec "MDS" soient réellement excellents). Les modèles diffèrent sans doute d'autant plus que la fréquence augmente, ce qui pourrait expliquer les écarts plus importants à fréquence élevée.

\* 2) le filtre élliptique est décrit par la syntaxe et le dessin suivants:

```
s+;
r,50;?;
mstrip,.6e-3,.635e-3,9.6,2e-3;
mstripstep,.6e-3,.15e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
```

```
s+;
mstripoe,1.e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,1.e-3,.635e-3,9.6,2e-3;
mstripstep,1.e-3,.15e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,1.e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
s-;
```

```
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,4e-3;
```

```
s+;
mstripoe,1.e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,1.e-3,.635e-3,9.6,1.8e-3;
mstripstep,1.e-3,.15e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
s-;
```

```
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,1e-3;
```

```
s+;
mstripoe,1.e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,1.e-3,.635e-3,9.6,2e-3;
mstripstep,1.e-3,.15e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
s-;
```

```
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,4e-3;
```

```
s+;
mstripoe,1.e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,1.e-3,.635e-3,9.6,1.5e-3;
mstripstep,1.e-3,.15e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
s-;
```

```
mstrip,.15e-3,.635e-3,9.6,.2e-3;
mstripstep,.15e-3,.6e-3,.635e-3,9.6;
mstrip,.6e-3,.635e-3,9.6,2e-3;
s-;
```

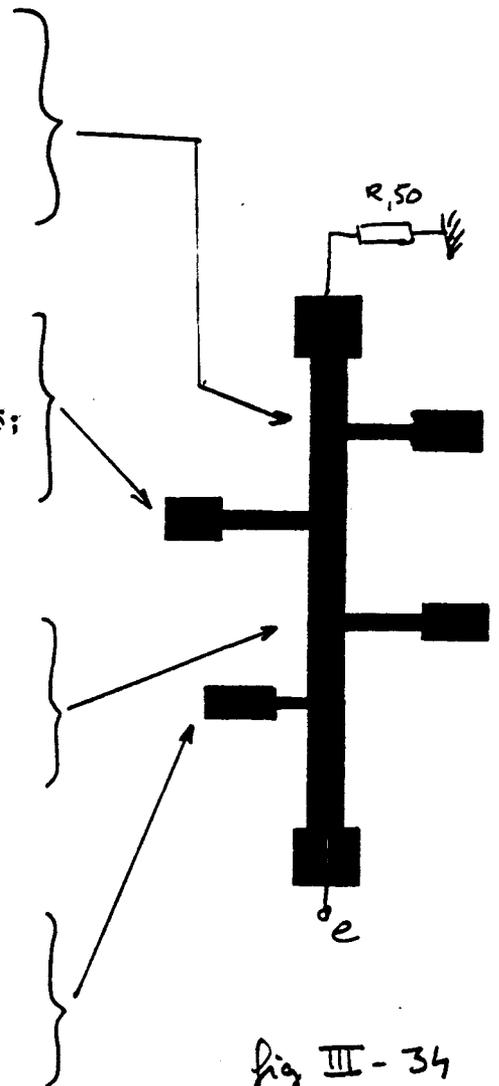
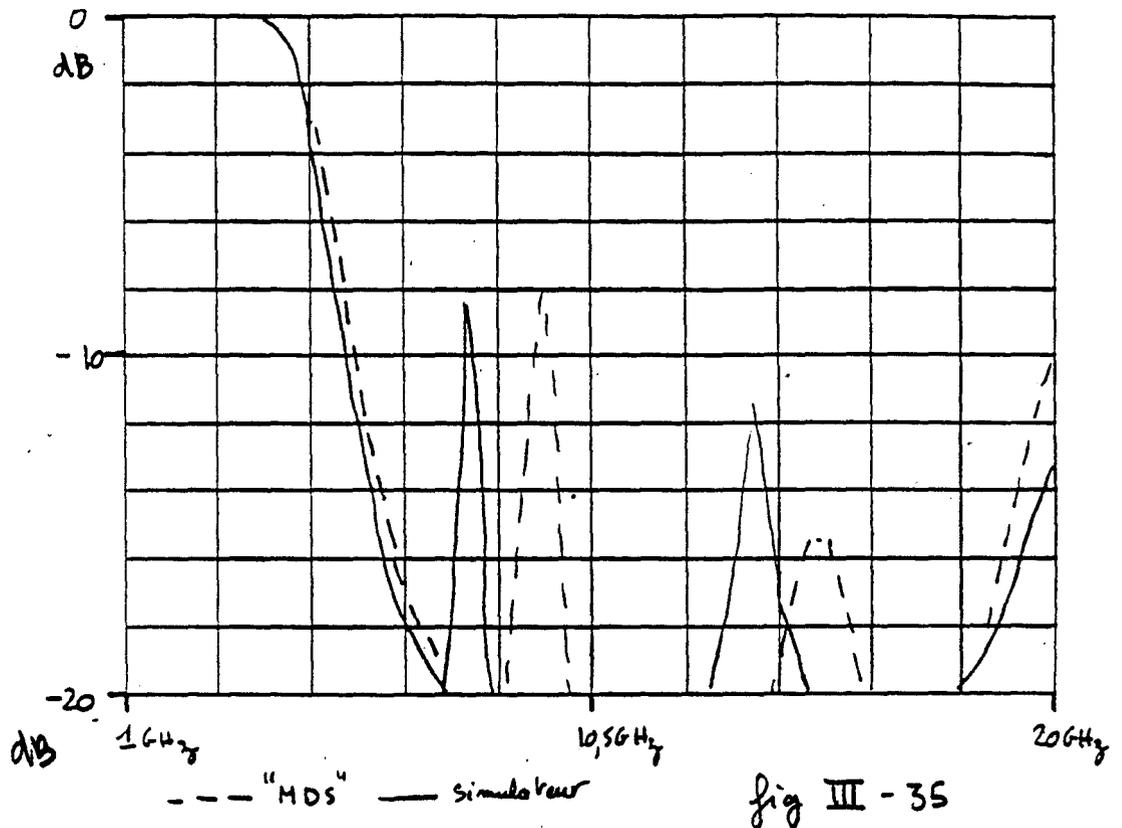


fig III - 34

Les réponses obtenues par "MDS" et par le nouveau simulateur sont les suivantes:



Les commentaires produits pour la courbe précédente peuvent être reproduits intégralement. Les écarts dans la bande passante sont plus faibles.

La bande coupée est affectée de résonances parasites dont les fréquences sont plus élevées avec le nouveau simulateur. Ces écarts peuvent être dus:

- soit à l'imprécision des modèles programmés
- soit à un facteur très sensible sur les deux fréquences de résonance. Dans ce cas, une variation des paramètres de simulation pourrait permettre de lever le doute.

III - 4 - d - CONCLUSION SUR LES APPLCATIONS

Les simulations de composants hyperfréquences produites par le simulateur à pile LIFO donne des résultats proches de ceux obtenus avec un simulateur sophistiqué. Ces résultats pourraient être améliorés en utilisant des modèles physiques plus précis.

Les études de filtres V-UHF ont démontré la souplesse et les possibilités étendues de l'outil.

# CONCLUSION

## CONCLUSION

D'autres apports de fonctions et de modèles peuvent encore améliorer sensiblement la méthode présentée dans ce mémoire. Cependant, les principaux objectifs fixés pour ce travail ont été atteints.

Les essais pratiques ont montré que:

- \* cette nouvelle méthode de calcul basée sur une pile "LIFO" est rapide et permet de simuler de nombreuses topologies de circuits classiques.

- \* dans le domaine RF et VHF-UHF, les modèles proposés sont réalistes, et les simulations sont confirmées par les mesures sur prototypes.

- \* les fonctions et modèles existant à ce jour sont déjà un outil complet pour la synthèse et la simulation de filtres à composants discrets. (VHF - UHF - et aussi au delà avec des technologies récentes).

Des modèles hyperfréquences pourraient compléter

ceux qui ont déjà été programmés, et d'autre part, il serait intéressant de poursuivre la recherche bibliographique pour trouver des modèles plus précis, ou plus complets.

Dans la perspective d'un prolongement de ce travail, il faut aussi noter que celui-ci a nécessité un effort important en programmation, parfois au détriment de l'étude de la physique des phénomènes. En effet, en CAO, les logiciels ne seraient pas utilisables sans une ergonomie poussée: les utilisateurs passent beaucoup de temps dans des opérations répétitives pour ajuster des jeux de données dans le but d'obtenir un résultat escompté. Le manque de convivialité des outils de calculs provoque souvent un phénomène (humain) de rejet de la part de l'utilisateur. C'est pourquoi cet effort de présentation et d'ergonomie est utile, même s'il s'agit d'un logiciel relativement simplifié comme celui qui a été réalisé au cours de ce travail.

Enfin, le logiciel présenté dans ce travail pourrait servir d'outil pour l'enseignement, aussi bien dans le but d'initier à la simulation que pour écrire et essayer de nouveaux modèles de composants.

# BIBLIOGRAPHIE

## BIBLIOGRAPHIE

### ANALYSE DE CIRCUITS:

---

- [1] Gupta, Garg, Chadha  
"COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"  
Artech House - 1981 chap 11
- [2] Chua, Lin  
"COMPUTER AIDED ANALYSIS OF ELECTRONIC CIRCUITS"  
(Algorithms and computational Techniques)  
Prentice Hall - 1975
- [3] Monaco, Tiberio  
"ON THE TRANSFORMATION OF A LUMPED ELEMENT LINEAR NETWORK  
INTO A CIRCUIT COMPOSED OF MULTIPORTS"  
Alta Frequenza vol 39 - NOV 1970 p 1013 et 1014
- [4] (compilation d'articles et d'auteurs)  
"MICROWAVE ENGINEERS' HANDBOOK" VOL 1  
Artech House, Inc - 1971 p 2,3,4,179
- [5] Meinadier  
"STRUCTURE ET FONCTIONNEMENT DES ORDINATEURS"  
Larousse - 1971 chap II 4-3
- [6] Gupta, Garg, Chadha  
"COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"  
Artech House - 1981 p 336 et 337

OPTIMISATION:

---

[7] Gupta, Garg, Chadha  
"COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"  
Artech House - 1981 chap 16-17-18

CONCEPTION DE MODELES:

---

DIPOLES:

---

[8] Documentation technique ATC (American Technical  
Ceramics)  
Capacités céramiques UHF

[9] Geffroy  
"CONSIDERATIONS TECHNIQUES SUR L'EMPLOI DU Q-METRE"  
Ferisol - 1968 chap 1 et 4

LIGNES:

---

[10] C Gentili  
"AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS MICRO-ONDES"  
Masson - 1984 annexe B

[11] Edwards  
"CONCEPTION DE CIRCUITS MICROONDES"  
traduction française: Masson Technique -

[12] Getsinger

"MEASUREMENT AND MODELING OF THE APPARENT CHARACTERISTIC IMPEDANCE OF MICROSTRIP"

MTT-31 - Aout 1983

[13] Wheeler

"TRANSMISSION LINE PROPERTIES OF A STRIP ON A DIELECTRIC SHEET ON A PLANE"

IEEE tr micr wv tech vol MTT 13 - 1965 p 172 à 185

[14] Wheeler

"TRANSMISSION LINE PROPERTIES OF A STRIP ON A DIELECTRIC SHEET ON A PLANE"

IEEE tr micr wv tech vol MTT 25 - Aout 1977 p 631 à 647

[15] Schneider

"MICROSTRIP LINES FOR MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS"

Bell system tech jour. vol 48 - 1969 p 1421 à 1444

[16] Hammerstad

"EQUATIONS FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESIGN"

European microwave conference - 1975 p 268 à 272

[17] Bahl, Garg

"SIMPLE AND ACCURATE FORMULAS FOR MICROSTRIP WITH FINITE STRIP THICKNESS"

IEEE vol 65 - nov 1977 p 1611 et 1612

[18] Getsinger

"MICROSTRIP DISPERSION MODEL"

IEEE trans mic wv tech, vol MTT 21 - 1973 p 34 à 39

[19] Edwards, Owens  
"2-18 GHz DISPERSION MEASUREMENT ON 10-100 ohms  
MICROSTRIP LINE ON SAPHIRE"  
IEEE trans mic wv tech, vol 24 - aout 1976 p 506 à 513

[20] Bianco  
"FREQUENCY DEPENDENCE OF MICROSTRIP PARAMETERS"  
alta freq., vol 43 - 1974 p 413 à 416

DISCONTINUITES DANS LES LIGNES:

---

[21] Hammerstad  
"EQUATIONS FOR MICROSTRIP CIRCUIT DESIGN"  
European mw conf - 1975 p 268 à 272

[22] Sylvester et Benedek  
"EQUIVALENT CAPACITANCE OF MICROSTRIP OPEN CIRCUITS"  
IEEE trans, vol MTT 20 - 1972 p 511 à 516

[23] Kirschning, Jansen, Koster  
"ACCURATE MODEL FOR OPEN END EFFECT OF MICROSTRIP LINES"  
Electronic Letters, Vol 17 No 3 - Fev 1981 p 123 à 125

[24] Horton  
"EQUIVALENT REPRESENTATION OF AN ABRUPT IMPEDANCE STEP IN  
MICROSTRIP LINE"  
IEEE trans, vol MTT 21 - 1973 p 562 à 564

[25] Benedek et Silvester  
"EQUIVALENT CAPACITANCE FOR MICROSTRIP GAPS AND STEPS"  
IEEE trans, vol MTT 20 - 1972 p 729 à 733

[26] Farrar, Adams  
"MATRIX METHODS FOR MICROSTRIP THREE DIMENSIONAL  
PROBLEMS"

vol MTT 20 - aout 1972 p 497 à 504

[27] Gopinath  
"EQUIVALENT CIRCUIT PARAMETERS OF MICROSTRIP CHANGE IN  
WIDTH AND CROSS JUNCTIONS"

IEEE trans, vol MTT 24 - 1976 p 142 à 144

[28] Madea  
"AN ANALYSIS OF GAP IN MICROSTRIP TRANSMISSION LINES"

IEEE trans, vol MTT 20 - 1972 p 390 à 396

[29] Gupta, Garg, Chadha  
"COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"

Artech House - 1981 p 195

[30] Thomson et Gopinath  
"CALCULATION OF MICROSTRIP DISCONTINUITIES INDUCTANCES"

IEEE trans, vol MTT 23 - 1975 p 648 à 655

[31] Benedek et Silvester  
"EQUIVALENT CAPACITANCE FOR MICROSTRIP GAPS AND STEPS"

IEEE trans, vol MTT 20 - 1972 p 729 à 733

[32] Gupta, Garg, Chadha  
"COMPUTER AIDED DESIGN OF MICROWAVE CIRCUITS"

Artech House - 1981 p 192

[33] Mehran  
"THE FREQUENCY DEPENDENT SCATTERING MATRIX OF MICROSTRIP  
RIGHT ANGLE BENDS, T JUNCTIONS AND CROSSINGS"

AEU, vol 29, 1975 p 454 à 460

[34] Mehran

"FREQUENCY DEPENDENT EQUIVALENT CIRCUITS MICROSTRIP RIGHT  
ANGLE BENDS, T JUNCTIONS AND CROSSINGS"  
AEU, vol 30, 1975 p 80 à 82

SYNTHESE DE FILTRES:

---

[35] Blinchinkoff et Zverev

"FILTERING IN TIME AND FREQUENCY DOMAINS"  
Wiley - 1975 chap 3

[36] Zverev

"HANDBOOK OF FILTER SYNTHESIS"  
Wiley - 1967 (ensemble de l'ouvrage et tables  
normalisées)

[37] (compilation d'articles et d'auteurs)

"MICROWAVE ENGINEERS' HANDBOOK" VOL 1  
Artech House, Inc - 1971 p 153 à 192

FORMULES GENERALES:

---

[38] Matthaei, Young, Jones

"MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE MATCHING NETWORK AND  
COUPLING STRUCTURES"  
Mac Graw Hill - 1964

[39] Gupta

"MICROSTRIP LINES AND SLOTLINES"  
Artech House, Inc -

[40] Edwards  
"CONCEPTION DE CIRCUITS MICROONDES"  
traduction française: Masson Technique -

[41] C Gentili  
"AMPLIFICATEURS ET OSCILLATEURS MICRO-ONDES"  
Masson - 1984 chap 2 et 3

et également:

[42] De Champlain  
"STANDARDS, STYLE ET EXERCICES EN C"  
BO-PRE (Canada) - 1986

# ANNEXES

## A N N E X E S

### PLAN DES ANNEXES:

ANNEXE 1: (16 pages) p 124 à 139

Exemples progressifs de circuits simulés avec les états de la pile LIFO en fonction de l'avancement de la simulation.

ANNEXE 2: (22 pages) p 140 à 161

Ensemble des modèles programmés avec détail des calculs et références bibliographiques.

ANNEXE 3: (18 pages) p 162 à 179

Liste des topologies possibles pour réaliser des filtres LC polynomiaux, elliptiques, et à résonateurs couplés.

## ANNEXE 1

## EXEMPLES DE CIRCUITS SIMULES AVEC ETAT DE LA PILE LIFO

1) Assemblage série exemple :

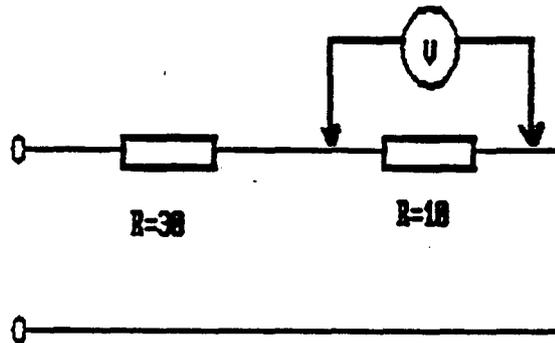


fig A1 - 1

Le circuit est décrit par:  $s+$ ;  $R,10$ ; ? ;  $R,30$ ;  $s-$ ;

La pile prend les états suivants:(page suivante)

- Lecture de  $s+$  ; étape (a)
- Lecture de  $R,10$  ; étape (b)
- Lecture de ? ; étape (c)
- Lecture de  $R,30$  ; étape (d)
- Lecture de  $s-$  ; étape (e)

Le calcul de tension est effectuée en choisissant arbitrairement une tension de  $(1+j0)$  volts aux bornes du dipôle marqué. Puis, à mesure que le circuit se déroule (une entrée courante du circuit remonte vers la vraie entrée), la tension d'entrée "vraie" du circuit qui provoquerait  $(1+j 0)$  aux borne du dipôle marqué est calculée. Lorsque le circuit est totalement parcouru, le gain (en grandeur complexe) est l' inverse de la tension d' entrée ainsi obtenue. La page suivante illustre l'évolution de la pile de calcul au cours de la description.

Étape : a	Index	Opér	Réel	Imag	S+ , donc travail en impédance dans la zone "données"
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'impédance $10 + j0$ au niveau courant
	1	S+	10	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la mesure : (?) $I_{entrée} = 1A$ (arbitrairement) donc, $V_{entrée} = 10V$
	1	S+	10	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : d	Index	Opér	Réel	Imag	après addition de l'impédance $30 + j0$ au niveau courant  mise à jour de la mesure : $I_{entrée} = 1A$ $V_{entrée} = 40V$
	1	S+	40	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : e	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+ sortie de la pile avec : $Z_{in} = 40 + j0$ $V_{in} = 40V$ pour $1A$ dans le dipôle marqué
	1	-	-	-	
	2				
	3				
	4				

fig A1-2

2) Assemblage parallèle

exemple :

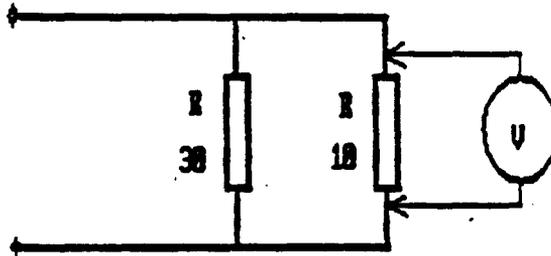


Fig A1 - 3

Le circuit est décrit par: p+ ; R,10; ? ; R, 30 ; p - ;

La pile prend les états successifs suivants:

- Lecture de p+ ; étape (a)
- Lecture de R,10 ; étape (b)
- Lecture de ? ; étape (c)
- Lecture de R,30 ; étape (d)
- Lecture de p- ; étape (e)

La page suivante illustre l'évolution de la pile de calcul au cours de la description. A nouveau, Seul le niveau 1 est utilisé.

Étape : a	Index	Opér	Réel	Imag	P+, donc travail. en admittance dans la zone "données"
	1	P+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance correspondant à $R=10\Omega$
	1	P+	0.1	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la mesure : (?) Ventrée = 1V (arbitrairement) donc Ientrée = 0.1 A
	1	P+	0.1	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : d	Index	Opér	Réel	Imag	après addition de l'admittance de $R=30\Omega$ mise à jour de la mesure: Ventrée = 1V Ientrée = 0.133 A
	1	P+	0.1333	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : e	Index	Opér	Réel	Imag	P- annule P+ sortie de la pile avec : $Y_{in} = 0,133 + j0^-$ Ientrée = 0,133A pour 1V aux bornes du dipôle marqué
	1	-			
	2				
	3				
	4				

fig A1-4

3) Circuit en échelle

exemple :

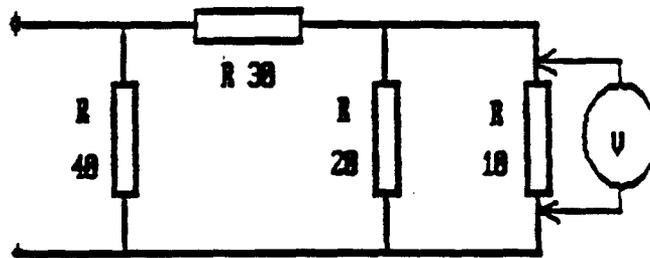


fig A1-5

La pile prend les états successifs suivants:

étape	ASCCII
a	s+;
b et c	r,10; ?;
d	s+;
e	r,20;
f	s-;
g	r,30;
h	s+;
i	r,40;
j	s-;
k	s-;

Dans cet exemple, deux niveaux de pile sont utilisés. Lorsque l'index de pile est décrémenté, les données du nouveau niveau courant sont mises à jour en fonction des données du niveau de pile courant précédent (opérateur et données quantitatives): ce sont les calculs de mise à niveau de pile.

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	S+, donc travail en impédance
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $10 + j0$
	1	S+	10	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	? initialisation de la mesure $I_{in} = 1A$ $V_{in} = 10\text{Volts}$
	1	S+	10	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	La résistance de $20\Omega$ n'est pas en série avec la résistance précédente. Le nouvel opérateur S+ incrémente automatiquement l'index de la pile. Au niveau 2 de la pile, on considère un assemblage série connecté à la masse.
	1	S+	10	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $20 + j0$ au niveau de pile courant
	1	S+	10	0	
	2	S+	20	0	
	3				
	4				
Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+, retour au niveau 1. au même temps, calculs de remise à niveau de : - l'impédance équivalente - de $V_{in}$ et $I_{in}$ $V_{in} = 10V$ $I_{in} = 1,5A$
	1	S+	6,66	0	
	2				
	3				
	4				

fig A1-6

Etape : <u>g</u>	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $30 + j0$ .  mesures: $V_{in} = 55V$ $I_{in} = 1,5A$
	1	S+	36,66	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : <u>h</u>	Index	Opér	Réel	Imag	création d'une nouvelle branche série, prise en compte au niveau 2 de la pile
	1	S+	36,66	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Etape : <u>i</u>	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $40 + j0$ au niveau courant
	1	S+	36,66	0	
	2	S+	40	0	
	3				
	4				
Etape : <u>j</u>	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+ retour au niveau 1. et calculs de mise à niveau - un pédoncule équivalent  - $\begin{cases} V_{in} = 55V \\ I_{in} = 2,85A \end{cases}$
	1	S+	19,13	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : <u>k</u>	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+, sortie de la pile  $Z_{in} = 19,3 + j0$  $V_{in} = 55V$ pour que $R = 10\Omega$ soit traversée par un courant de $1A$ .
	1				
	2				
	3				
	4				

fig A1-7

Pour décrire le circuit précédent, une autre description est possible:

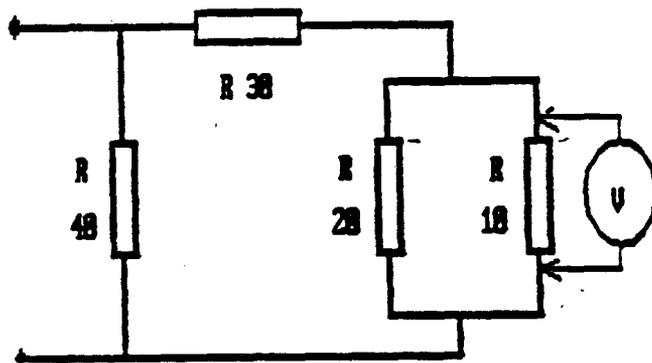


fig A1-8

étape	ASCII
a	s+;
b	p+;
c et d	r,10; ? ;
e	r,20;
f	p-;
g	r,30;
h	s+;
i	r,40;
j	s-;
k	s-;

Nota: un opérateur est toujours fermé par son opposé.  
 Pour cette autre description, deux niveaux de pile sont également utilisés.(page suivante)

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture du circuit (obligatoirement par S+)
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture d'un niveau supérieur de la pile pour le calcul parallèle.
	1	S+	0	0	
	2	P+	0	0	
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de la résistance $R=10$
	1	S+	0	0	
	2	P+	0,1	0	
	3				
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	? initialisation de la mesure sur le dipôle $R=10$  $V_{in} = 1V$ (arbitrairement) $I_{in} = 0,1 A$
	1	S+	0	0	
	2	P+	0,1	0	
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de la résistance $R=20$ mise à niveau de la mesure  $V_{in} = 1V$ $I_{in} = 0,15 A$
	1	S+	0	0	
	2	P+	0,15	0	
	3				
	4				
Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	P- annule P+ mise à niveau des valeurs d'impédance et de mesure.  $V_{in} = 1V$ $I_{in} = 0,15 A$
	1	S+	6,66	0	
	2	-	-	-	
	3				
	4				

fig A1-9

Étape : g	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $30 + j0$ .  mesures: $V_{in} = 5,5V$ $I_{in} = 0,5A$
	1	S+	36,66	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : h	Index	Opér	Réel	Imag	création d'une nouvelle branche série, prise en compte au niveau 2 de la pile
	1	S+	36,66	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Étape : i	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $40 + j0$ au niveau courant
	1	S+	36,66	0	
	2	S+	40	0	
	3				
	4				
Étape : j	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+ retour au niveau 1 et calcul de mise à niveau: - impédance équivalente  $\begin{cases} V_{in} = 5,5V \\ I_{in} = 0,25A \end{cases}$
	1	S+	19,13	0	
	2				
	3				
	4				
Étape : k	Index	Opér	Réel	Imag	S- annule S+, sortie de la pile  $Z_{in} = 19,3 + j0$  $V_{in} = 5,5V$ pour que $R = 10\Omega$ soit traversée par un courant de $0,1$
	1				
	2				
	3				
	4				

fig A1 - 10

4) COMBINAISONS DES ASSEMBLAGES PRECEDENTS

Les deux exemples qui suivent montrent le déroulement des calculs pour des topologies de circuits permettant de réaliser des filtres LC. A partir de ces deux exemples, il est facile d'imaginer d'autres topologies simulables: déphaseurs, adaptateurs...

4 - a) structure passe-bande

Le schéma suivant ressemble à un filtre passe-bande:

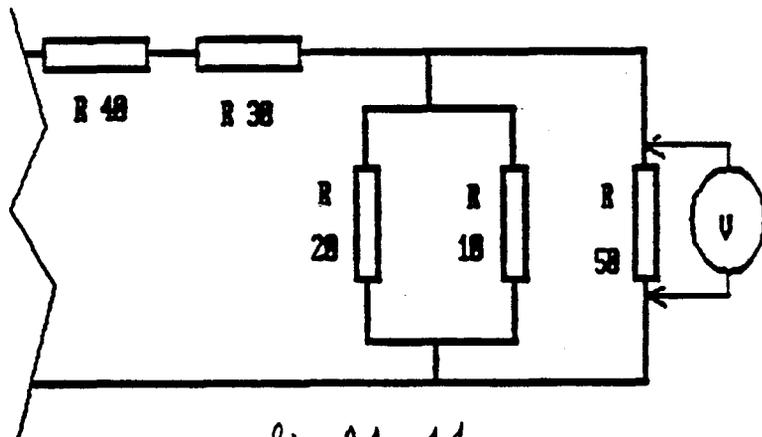


fig A1-11

description du circuit et étapes successives :

étape	ASCCII
a	s+;
b et c	r,50; ?;
d	s+;
e	p+;
f	r,10;
g	r,20;
h	p-;
i	s-;
j	r,30;
k	r,40;
l	s-; la pile est décrite page suivante

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture du circuit
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'impédance $R \rightarrow Z = 50 + j0$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la mesure sur le dipôle $R=50\Omega$ $V_i = 1V$ $I_i = 0,02A$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	création d'une nouvelle branche série connectée à la masse
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	préparation à un assemblage parallèle.
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3	P+	0	0	
	4				
Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance du dipôle $R=10\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3	P+	0,1	0	
	4				

fig A1-12

Etape : g	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance du dipôle $R = 20\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3	P+	0,15	0	
	4				
Etape : h	Index	Opér	Réel	Imag	fin du calcul parallèle.
	1	S+	50	0	
	2	S+	6,67	0	
	3				
	4				
Etape : i	Index	Opér	Réel	Imag	re-connexion de la branche au point quitté à l'étape d, et mise à jour de la mesure : $V_{ii} = 1V$ $I_{ii} = 0,17A$
	1	S+	5,78	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : j	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 30\Omega$ mise à jour de la mesure $V_{ii} = 6,1V$ $I_{ii} = 0,17A$
	1	S+	35,9	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : k	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 40\Omega$ $V_{ii} = 12,9V$ $I_{ii} = 0,17A$
	1	S+	75,9	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : l	Index	Opér	Réel	Imag	fin du calcul
	1	-	-	-	
	2				
	3				
	4				

fig A1-13

4 - b) structure coupe-bande

Le schéma suivant ressemble à un morceau de filtre coupe-bande:

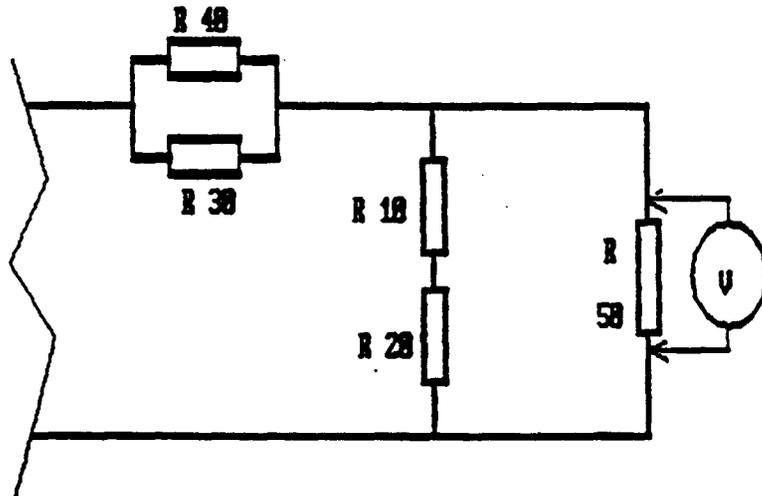


fig A1-14

description du circuit et étapes successives :

étape	ASCCII
a	s+;
b et c	r, 50; ?;
d	s+;
e	r, 20;
f	r, 10;
g	s-;
h	p+;
i	r, 40;
j	r, 30;
k	p-;
l	s-;

La pile est décrite page suivante (2 niveaux utilisés)

Etape : a	Index	Opér	Réel	Imag	ouverture des circuit
	1	S+	0	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : b	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'impédance $R \rightarrow Z = 50 + j0$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : c	Index	Opér	Réel	Imag	initialisation de la source sur le dipôle $R = 50$ $V_{i1} = 1V$ $I_{i1} = 0,02A$
	1	S+	50	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : d	Index	Opér	Réel	Imag	création d'une nouvelle branche série connectée à la masse
	1	S+	50	0	
	2	S+	0	0	
	3				
	4				
Etape : e	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 20\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	20	0	
	3				
	4				
Etape : f	Index	Opér	Réel	Imag	addition de $R = 10\Omega$
	1	S+	50	0	
	2	S+	30	0	
	3				
	4				

fig A1 - 15

Etape : g	Index	Opér	Réel	Imag	reconnexion au point quitté à l'étape de mise à jour mesure = $V_{in} = 10$ $I_{in} = 0,053 A$
	1	S+	18,75	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : h	Index	Opér	Réel	Imag	prise en compte d'un assemblage parallèle
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0	0	
	3				
	4				
Etape : i	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de $R = 40 \Omega$
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0,025	0	
	3				
	4				
Etape : j	Index	Opér	Réel	Imag	addition de l'admittance de $R = 30 \Omega$
	1	S+	18,75	0	
	2	P+	0,058	0	
	3				
	4				
Etape : k	Index	Opér	Réel	Imag	fin du calcul parallèle - mise à jour mesure = $V_{in} = 1,9 V$ $I_{in} = 0,053 A$
	1	S+	35,9	0	
	2				
	3				
	4				
Etape : l	Index	Opér	Réel	Imag	fin du calcul
	1	-	-	-	
	2				
	3				
	4				

fig A1 - 16

## ANNEXE 2

### DESCRIPTION COMPLETE DES MODELES PROGRAMMES

#### REMARQUES SUR LES REGLES D'ECRITURE:

Les modèles définis dans cette annexe sont utilisables à condition de respecter scrupuleusement leurs syntaxes. La forme générale est:

NOM, Parametre1, Paramètre 2, ..., dernier Paramètre ;

Le nom du modèle est suivi d'une virgule, puis de paramètres séparés entre eux par des virgules, le tout est obligatoirement terminé par un point-virgule.

Exemple: R,10; est une résistance parfaite de 10 ohms.

Les valeurs numériques des paramètres peuvent avoir les formes suivantes: 10 10. 1.e1 1e1 0.1E2 etc... et peuvent être suivis et précédés de "blancs", tabulations, ou passage à la ligne suivante... Ces derniers caractères ne seront pas interprétés.

tous les paramètres d'un modèle donné doivent être renseignés.

La plupart des grandeurs complexes sont exprimées en coordonnées rectangulaires, cependant, certains modèles font appel aux coordonnées polaires

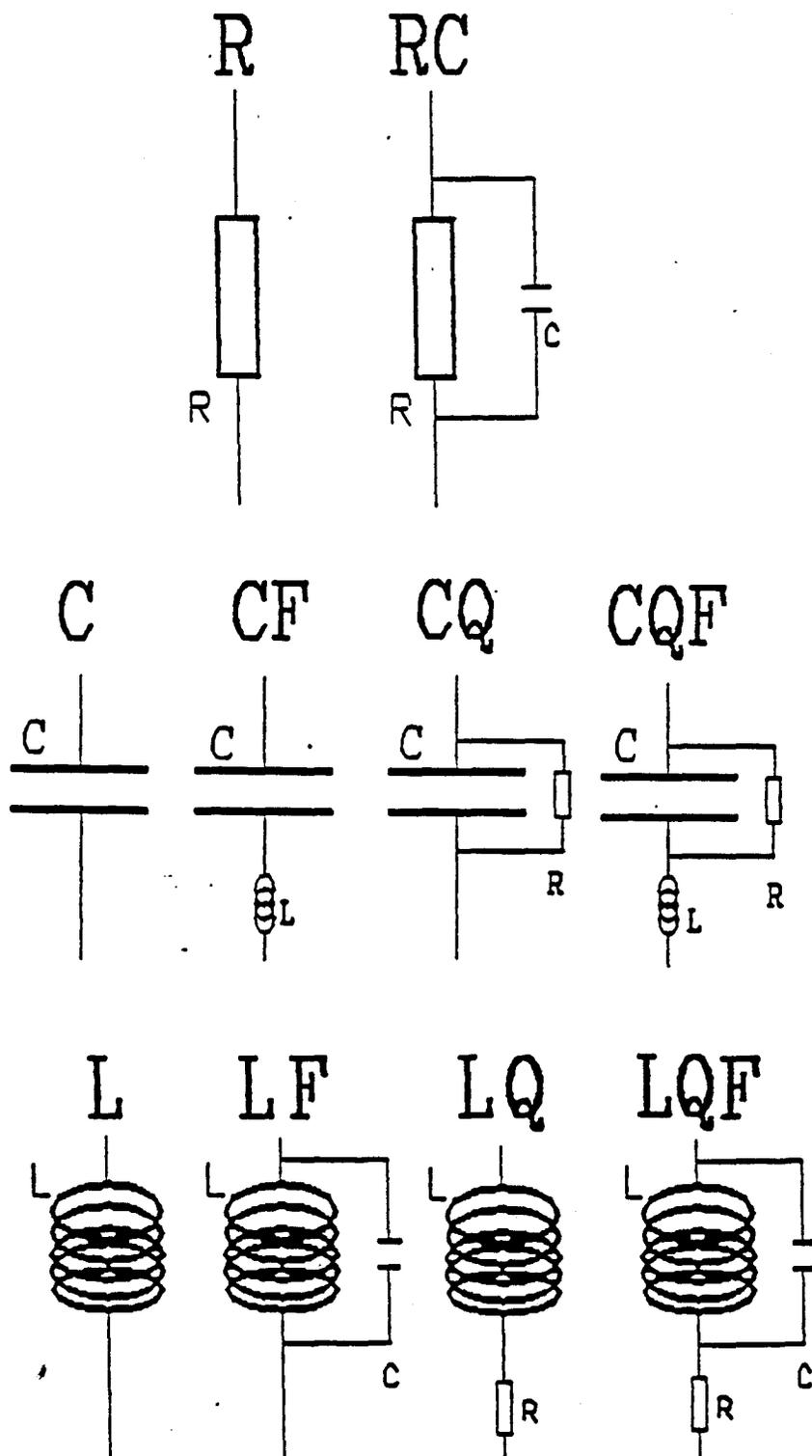
#### REMARQUE SUR LES MODELES PRESENTES:

Les modèles exposés dans la suite ont été programmés. La liste n'est pas limitative, et il est facile d'ajouter des modèles, quelque soit le nombre de paramètres.

- 1 - DIPOLES

L'élaboration des modèles de dipôles provient de documentations techniques [8][9] et de quelques vérifications expérimentales .

fig A2-1



- 1 - a - RESISTANCES

RESISTANCE PARFAITE:

nom : R

syntaxe : R,x1;

x1 est la valeur de la résistance en ohms

commentaire: l'impédance du dipôle est  $Z = R + j 0$

exemple : R,100; est une résistance de 100 ohms

RESISTANCE CAPACITIVE:

nom : RC

syntaxe : RC,x1,x2;

x1 est la valeur de la résistance en ohms

x2 est la valeur de la capacité parallèle en Farads

commentaire: l'impédance du dipôle est  $Z = 1/(jCw + 1/R)$

exemple : RC,100,1e-12;

est une résistance de 100 ohms dont la capacité parallèle est de 1 pF

## - 1 - b - CAPACITES

## CAPACITE PARFAITE:

nom : C

syntaxe : C,x1;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

commentaire: l'impédance du dipôle est  $Z = 0 + 1/j Cw$ 

exemple : C,100e-12; est une capacité de 100 pF

## CAPACITE RESONNANTE:

nom : CF

syntaxe : CF,x1,x2;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

x2 est la valeur de la fréquence de résonance série  
en Hz (self série)

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = 0 + (1 - w^2/w_0^2) / jCw$$

résonance série due à une self-inductance série

parasite. le modèle doit être utilisé en dessous de  
la fréquence de résonance, il est utile pour étudier  
les phénomènes de remontées dans les filtres.exemple : CF,100e-12,450e6; est une capacité de 100 pF  
résonant à 450 MHz

## CAPACITE à PERTES:

nom : CQ

syntaxe : CQ,x1,x2;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

x2 est la valeur du coefficient de qualité (sans U)

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = 1/QCw + 1/jCw$$

exemple : CQ,100e-12,100; est une capacité de 100 pF  
de coefficient de qualité 100

CAPACITE à PERTES et RESONANTE:

nom : CQF

syntaxe : CQF,x1,x2,x3;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

x2 est la valeur du coefficient de qualité (sans U)

x3 est la valeur de la fréquence de résonance série  
en Hz (self série)

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = 1/QCw + (1 - w^2/w_0^2) / jCw$$

mêmes remarques que CF et CQ

exemple: CQF,100e-12,100,450e6; est une capacité de 100pF  
de coefficient de qualité 100 et résonnant à 450MHz

- 1 - c - SELF-INDUCTANCES

INDUCTANCE PARFAITE:

nom : L

syntaxe : L,x1;

x1 est la valeur de l'inductance en Henrys

commentaire: l'impédance du dipôle est  $Z = 0 + j Lw$

exemple : L,100e-9; est une inductance de 100 nH

## INDUCTANCE RESONNANTE:

nom : LF

syntaxe : LF,x1,x2;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

x2 est la valeur de la fréquence de résonance

parallèle en Hz (capacité parallèle)

commentaire:

l'impédance du dipôle est  $Z = 0 + jLw/(1 - w^2/w_0^2)$ 

résonance parallèle due à une capacité parallèle parasite. le modèle doit être utilisé en dessous de la fréquence de résonance, il est utile pour étudier les phénomènes de remontées dans les filtres.

exemple : LF,100e-9,1000e6; est une inductance de 100 nH résonant à 1000 MHz

## INDUCTANCE à PERTES:

nom : LQ

syntaxe : LQ,x1,x2;

x1 est la valeur de l'inductance en Henrys

x2 est la valeur du coefficient de qualité (sans U).

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = Lw/Q + jLw$$

exemple : LQ,100e-9,100; est une inductance de 100 nH de coefficient de qualité 100

## INDUCTANCE à PERTES et RESONNANTE:

nom : LQF

syntaxe : LQF,x1,x2,x3;

x1 est la valeur de la capacité en Farads

x2 est la valeur du coefficient de qualité (sans U)

x3 est la valeur de la fréquence de résonance série en Hz (self série)

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = Lw/Q + jLw / (1-w^2/w_0^2)$$

mêmes remarques que LF et LQ

exemple:

LQF,100e-9,50,1000e6; est une inductance de 100nH de coefficient de qualité 50 et résonnant à 1000 MHz

## - 1 - d - AUTRES EXPRESSIONS DE DIPOLES

Les modèles suivant sont d'autres expressions de l'impédance complexe d'un dipôle:

## IMPEDANCE COMPLEXE:

nom : Z

syntaxe : Z,x1,x2;

x1 est la valeur de la partie réelle en ohms

x2 est la valeur de la partie imaginaire en ohms

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = x1 + j x2$$

## ADMITTANCE COMPLEXE:

nom : Y

syntaxe : Y,x1,x2;

x1 est la valeur de la partie réelle en ohms(-1)

x2 est la valeur de la partie imaginaire en ohms(-1)

commentaire: l'impédance du dipôle est

$$Z = 1/(x1 + j x2)$$

## COEF DE REFLEXION CARTESIEN:

nom : RO

syntaxe : RO,x1,x2;

x1 est la valeur de la partie réelle du coefficient

x2 est la valeur de la partie imaginaire du coeff

commentaire:

l'impédance du dipôle se calcule pour une impédance caractéristique Zc à entrer dans la simulation

## COEF DE REFLEXION POLAIRE:

nom : ROPOL

syntaxe : ROPOL,x1,x2;

x1 est la valeur de la norme du coefficient

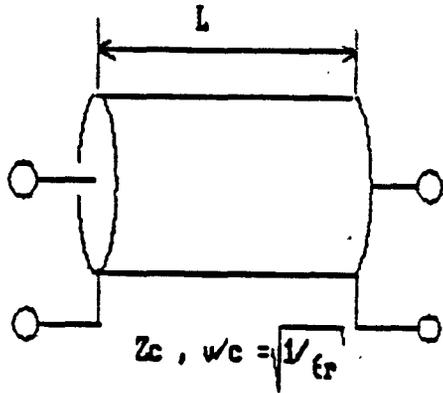
x2 est l' argument du coefficient

commentaire: l'impédance du dipôle se calcule pour une impédance caractéristique Zc à entrer dans la simulation

- 2 - MODELES DE QUADRIPOLES

- 2 - a - LIGNES

fig A2-2



Remarque: dans les modèles M et ML, l'impédance caractéristique et la célérité doivent être calculées d'avance.

LIGNE SANS PERTES:

nom : M

syntaxe : M,x1,x2,x3;

x1 est la valeur de l'impédance caractéristique en ohms

x2 est la longueur en m (1mm = 1e-3)

x3 est la célérité relative (<1) à  $c = 3.e8$  m/s

LIGNE A PERTES:

nom : ML

syntaxe : ML,x1,x2,x3,x4;

x1 est la valeur de l'impédance caractéristique en ohms

x2 est la longueur en m (1mm = 1e-3)

x3 est la célérité relative (<1) à  $c = 3.e8$  m/s

x4 est l'atténuation (dB/m)

## - 2 - c - AUTRES EXPRESSIONS DE QUADRIPOLES

La méthode de simulation utilise la matrice CHAINE pour traiter les quadripôles. Par conséquent, les autres types de paramètres (S-Z-Y-...) sont d'abord transformés en paramètres chaîne (formules de transformation rappelées en annexe 2). Les modèles décrits ici ne sont guère utilisables sous leur forme brute qui ne prend pas la fréquence en compte. Pour des paramètres variant avec la fréquence, il faut utiliser les opérateurs de modèles non analytiques définis en II-6

## PARAMETRES Chaîne

nom : QC  
 syntaxe : QC,x1,x2,x3,x4,x5,x6,x7,x8;  
 xi: respectivement partie réelle et imaginaire de  
 C11,C12,C21,C22

## PARAMETRES S CARTESIENS

nom : QS  
 syntaxe : QS,x1,x2,x3,x4,x5,x6,x7,x8;  
 xi: respectivement partie réelle et imaginaire de  
 S11,S12,S21,S22 en coordonnées rectangulaires

## PARAMETRES S POLAIRES

nom : QSPOL  
 syntaxe : QSPOL,x1,x2,x3,x4,x5,x6,x7,x8;  
 xi: respectivement partie réelle et imaginaire de  
 S11,S12,S21,S22 en coordonnées polaires

## PARAMETRES Z

nom : QZ  
 syntaxe : QZ,x1,x2,x3,x4,x5,x6,x7,x8;  
 xi: respectivement partie réelle et imaginaire de  
 Z11,Z12,Z21,Z22

## PARAMETRES Y

nom : QY  
 syntaxe : QY,x1,x2,x3,x4,x5,x6,x7,x8;  
 xi: respectivement partie réelle et imaginaire de  
 Y11,Y12,Y21,Y22

- 3 - MODELES DE DISCONTINUITES GEOMETRIQUES

Le 3 traite des problèmes de lignes microruban et des discontinuités géométriques les plus courantes.

les notations adoptées sont les suivantes:

- f fréquence de fonctionnement
- h épaisseur du substrat (multiples de 127  $\mu\text{m}$ )
- t épaisseur de métallisation (souvent 10 $\mu\text{m}$  ou 17.5 $\mu\text{m}$ )
- $W_i$  largeur du ruban métallique de la ligne n°i
- $\epsilon_{\text{eff}i}$  constante diélectrique effective (quasi TEM) ligne i
- $Z_{c i}$  impédance caractéristique de la ligne i
- $Y_{c i}$  admittance caractéristique de la ligne i
- $\lambda_{g i}$  longueur d'onde ligne i
- hb hauteur du couvercle de boîtier (éventuel)  
par rapport à la surface du ruban métallique
- c vitesse de la lumière (3.e8 m/s)
- $\mu_0$  perméabilité magnétique du vide
- $\epsilon_0$  permittivité du vide
- $\mu_r, \epsilon_r$  : grandeurs relatives associées
- $\eta, Z_0$  : impédance caractéristique du vide  
( $Z_0 = 120 * \pi = 377 \Omega$ )

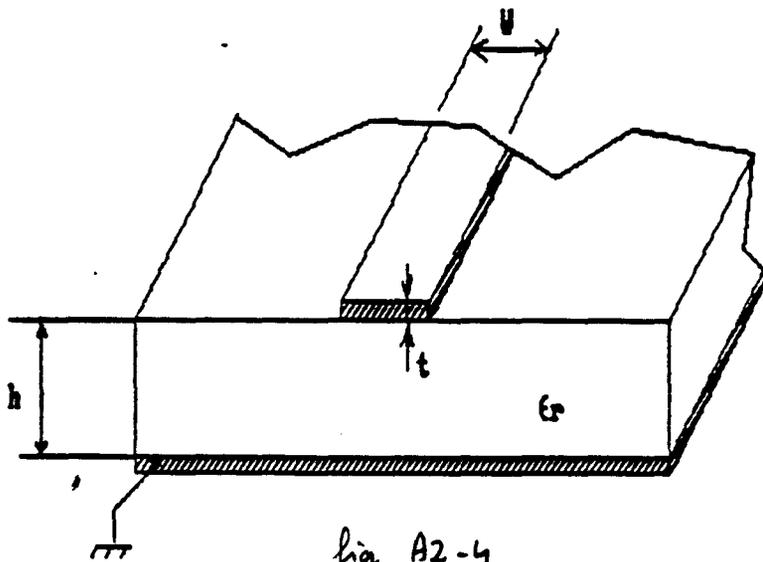


fig A2-4

3 - a - modèle de ligne géométrique

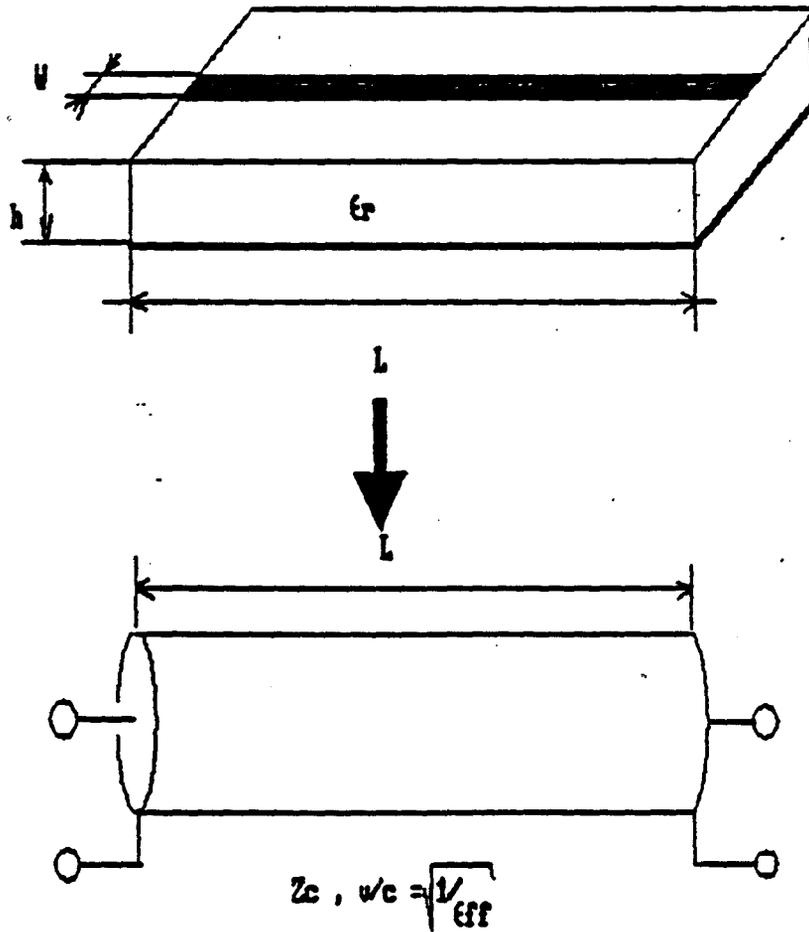


fig A2-5

SYNTAXE DU MODELE LIGNE MICRORUBAN :

nom : MSTRIP  
syntaxe : MSTRIP,x1,x2,x3,x4;  
x1 est la largeur de la ligne (W)  
x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
du substrat  
x4 est la longueur de la ligne

PROGRAMMATION:

Ces paramètres permettent de calculer l'impédance caractéristique de la ligne et la célérité (égale à  $1/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ ). Les formules déjà utilisées par le modèle de ligne "M" sont alors directement utilisables, et la suite du processus est le même.

- 3 - b - extrémité ouverte (open end)

L'extrémité ouverte est le cas le plus simple à incorporer dans le simulateur, car un dipôle capacitif suffit à décrire la discontinuité. ref [21][22][23]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

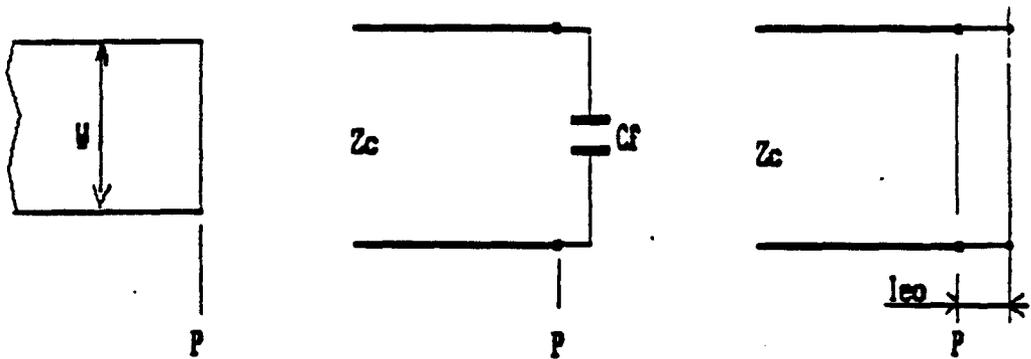


fig A2-6

EXPRESSIONS UTILISEES:

Des expressions simples pour calculer la valeur de Cf ont été établies par Hammerstad [21] :

$$Cf = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} * leo}{Zc * c}$$

où:

c est la vitesse de la lumière

leo est l'allongement apparent de la ligne ( effet de bord):

$$leo/h = 0.412 * \left( \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) * \left( \frac{W/h + 0.264}{W/h + 0.8} \right)$$

## SYNTAXE DU MODELE EXTREMITÉ OUVERTE (OPEN-END):

nom : MSTRIPPOE  
 syntaxe : MSTRIPPOE,x1,x2,x3;  
           x1 est la largeur de la ligne (W)  
           x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
           x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
           du substrat

## TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (ASCII) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent. Les valeurs des composants du circuit équivalent sont recalculés à chaque balayage du tableau de deuxième niveau.

ainsi:

MSTRIPPOE,x1,x2,x3;

se transforme en:

contenu du tableau	signification
3000	modèle MSTRIPPOE en langage niveau 2
x1	x1 ) servent à calculer la valeur de
x2	x2 ) c a d le contenu du tableau deux
x3	x3 ) indices plus loin
C	modèle C: capacité parfaite.
valeur de C	valeur recalculée à chaque balayage

- 3 - c - variation de largeur (step)

La variation en largeur est un quadripôle dont les caractéristiques peuvent être représentées par un assemblage LC. ref [24][25][26]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

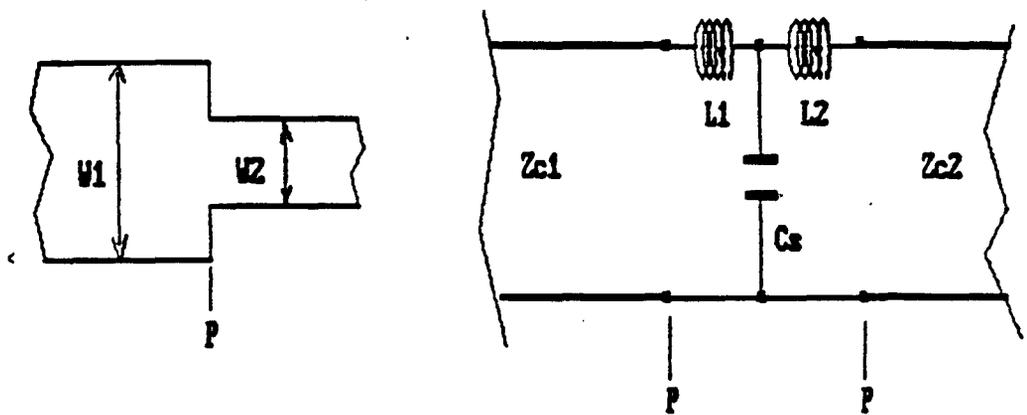


fig A2-7

EXPRESSIONS UTILISEES:

$$L_1 = \frac{L'}{L' + L''} * L_s$$

$$L_2 = \frac{L''}{L' + L''} * L_s$$

avec  $L' = Z_{c1} * \sqrt{\epsilon} / c$

$L'' = Z_{c2} * \sqrt{\epsilon} / c$

$$L_s = h * [40.5 * (W_1/W_2 - 1) - 32.6 * \log(W_1/W_2) + 0.2 * (W_1/W_2 - 1)^2]$$

(formule à 5% près si  $W_1/W_2 \leq 5$  et  $W_2/h = 1$ )

et

\* si  $1.5 \leq W_1/W_2 \leq 3.5$  et  $\epsilon_r \leq 10$

$$C_s = \sqrt{W_1/W_2} * [(4.39 * \log(\epsilon_r) + 2.33) * W_1/W_2 - 5.47 * \log(\epsilon_r) - 3.17]$$

(formule à 10% près)

\* si  $3.5 \leq W_1/W_2 \leq 10$  et  $\epsilon = 9.6$

$$C_s = \sqrt{W_1/W_2} * [56.48 * \log(W_1/W_2) - 44] \text{ (formule à 0.5% près)}$$

## SYNTAXE DU MODELE VARIATION EN LARGEUR (STEP):

nom : MSTRIPSTEP  
 syntaxe : MSTRIPSTEP,x1,x2,x3,x4;  
 x1 est la largeur de la ligne 1 (W1)  
 x2 est la largeur de la ligne 2 (W2)  
 x3 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
 x4 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  du substrat

## TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (AScii) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent.

ainsi:

MSTRIPSTEP,x1,x2,x3,x4;

se transforme en:

contenu du tableau	signification
3000	modèle
x1	x1 )
x2	x2 ) servent à calculer
x3	x3 )
L	
valeur de L	
S+	
C	
valeur de C	
S-	
L	
valeur de L	

- 3 - d - coude à angle droit (right angled bend)

Le coude à angle droit est un quadripôle dont les caractéristiques peuvent être représentées par un assemblage LC. ref [33][34]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

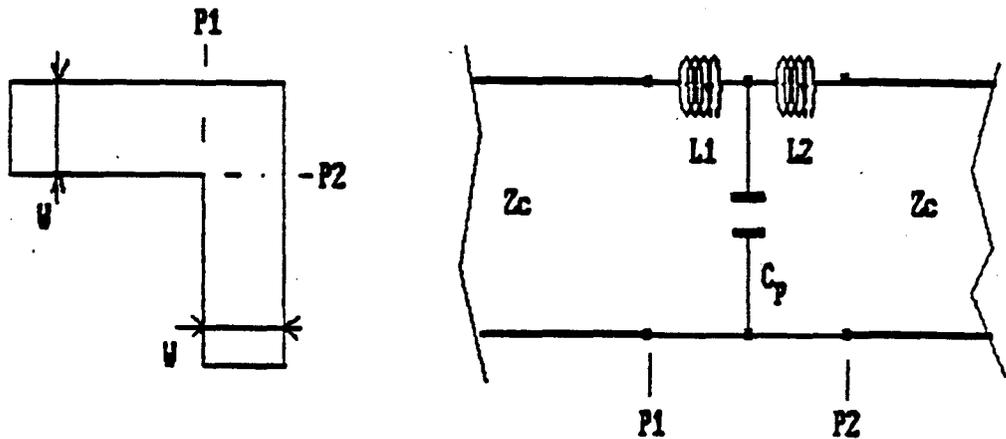


fig A2-8

EXPRESSIONS UTILISEES:

\* si  $W/h \geq 1$  :

$$Cp = W * [ [ (14 * \epsilon_r + 12.5) * W/h + (1.83 * \epsilon_r - 2.25) ] * \sqrt{W/h} + 0.02 * \epsilon_r * h/W ]$$

\* si  $W/h \leq 1$  :

$$Cp = W * [ 7 + 5.2 * \epsilon_r + (W/h) * (9.5 * \epsilon_r + 1.25) ]$$

$$L1 = L2 = h * 100 * ( 4 * \sqrt{W/h} - 4.21 )$$

Les capacités sont en pF et les inductances en nH

La précision sur  $Cp$  est de 5% si  $2.5 \leq \epsilon_r \leq 15$   $0.1 \leq W/h \leq 5$

Pour les inductances, l'écart avec les résultats de Thomson et Gopinath [30] est de 3% si  $0.5 \leq W/h \leq 2.0$

SYNTAXE DU MODELE COUDE A ANGLE DROIT (BEND):

nom : MSTRIPBEND

syntaxe : MSTRIPBEND,x1,x2,x3;

x1 est la largeur de la ligne (W)

x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)

x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$  du substrat

TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (ASCII) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent. Le traitement est similaire à celui de MSTRIPSTEP

- 3 - e - trou en série (gap)

Le trou en série est un quadripôle dont les caractéristiques peuvent être représentées par un assemblage de capacités. ref [25]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

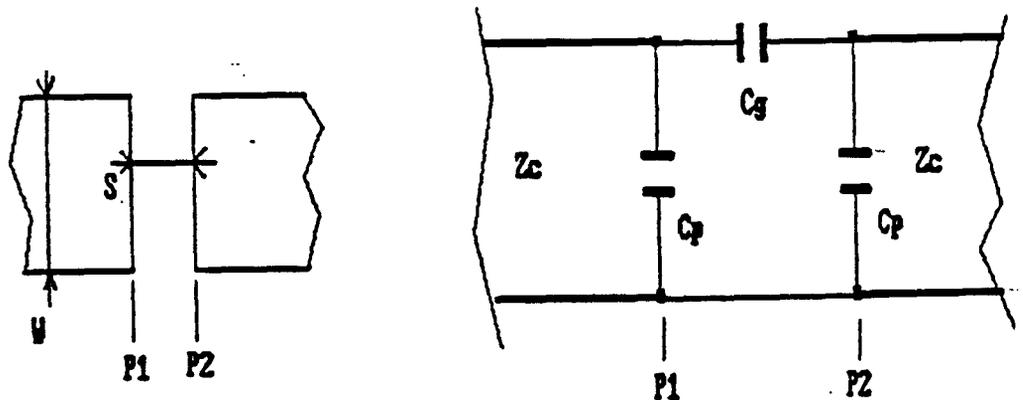


fig A2-9

## EXPRESSIONS UTILISEES:

Cp et Cg sont définis ainsi:

$$Co = 2 * Cg + Cp \quad \text{et} \quad Ce = 2 * Cp$$

où:

$$Co = (s/W)^{m_o} * \exp(k_o) * W \quad \text{et} \quad Ce = (s/W)^{m_e} * \exp(k_e) * W$$

$$m_o = (W/h) * [0.267 * \ln(W/h) - 0.3853] \quad k_o = 4.26 - 0.631 * \ln(W/h)$$

(pour  $0.1 \leq s/W \leq 1$ )

$$m_e = 0.8675 \quad k_e = 2.043 * (W/h)^{0.12}$$

(pour  $0.1 \leq s/W \leq 0.3$ )

$$m_e = 1.565 / (W/h)^{0.16} - 1 \quad k_e = 1.97 - 0.03 / (W/h)$$

(pour  $0.3 \leq s/W \leq 1.0$ )

## SYNTAXE DU MODELE TROU EN SERIE (GAP):

nom : MSTRIPGAP  
 syntaxe : MSTRIPGAP, x1, x2, x3, x4;  
 x1 est la largeur de la ligne (W)  
 x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
 x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
 du substrat  
 x4 est la côte du gap en m

## TRAITEMENT:

L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (ASCII) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent. Le traitement est similaire à celui de MSTRIPSTEP

- 3 - f - encoche transversale (notch)

L'encoche est un quadripôle dont les caractéristiques peuvent être représentées par une inductance serie. ref [32]

REPRESENTATION ET SCHEMA EQUIVALENT:

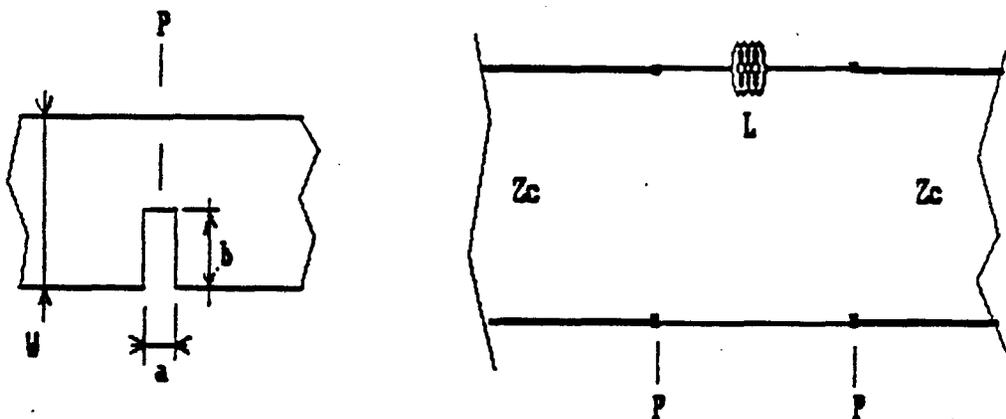


fig A2-10

EXPRESSIONS UTILISEES:

$$L = 2 * h * [ 1 - (Z_0/Z_0') * \sqrt{\epsilon_{eff}/\epsilon_{eff}'} ]^2$$

L est exprimé en  $\mu\text{H}$

l'exposant (' prime) se rapporte à une ligne microruban de largeur ( W-b ).

L'expression est correcte pour:

$$0 \leq (b/W) \leq 0.9 \quad \text{et} \quad a \leq h$$

SYNTAXE DU MODELE ENCOCHE (NOTCH):

nom : MSTRIPNOTCH  
syntaxe : MSTRIPNOTCHGAP,x1,x2,x3,x4,x5;  
x1 est la largeur de la ligne (W)  
x2 est la hauteur de diélectrique en m (H)  
x3 est la constante diélectrique relative  $\epsilon_r$   
du substrat  
x4 est la cote de l'encoche  
suivant l'axe de la ligne (a)  
x5 est l'autre cote de l'encoche

TRAITEMENT:

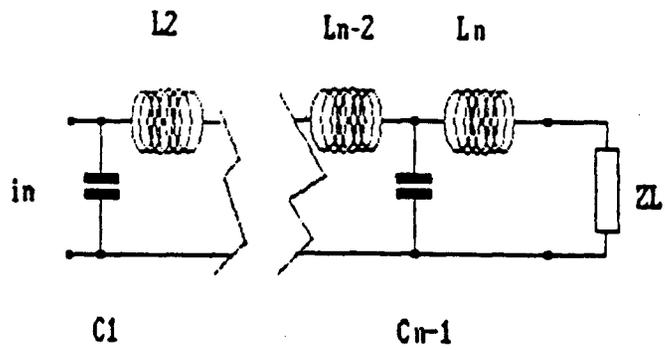
L'interpréteur de premier niveau doit transcrire le modèle de premier niveau (AScii) vers un modèle de deuxième niveau suivi de la description du circuit équivalent.

Le traitement est similaire à celui de MSTRIPSTEP

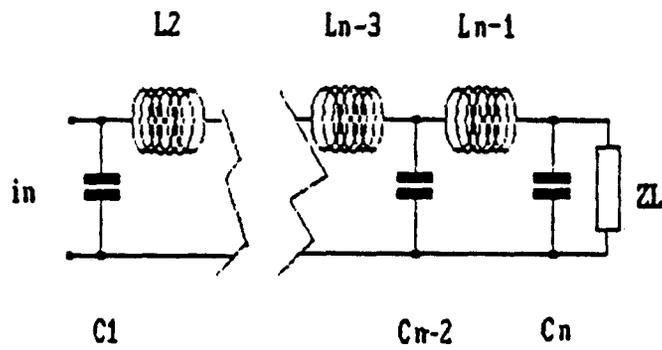
## ANNEXE 3

### TOPOLOGIES DE FILTRES LC:

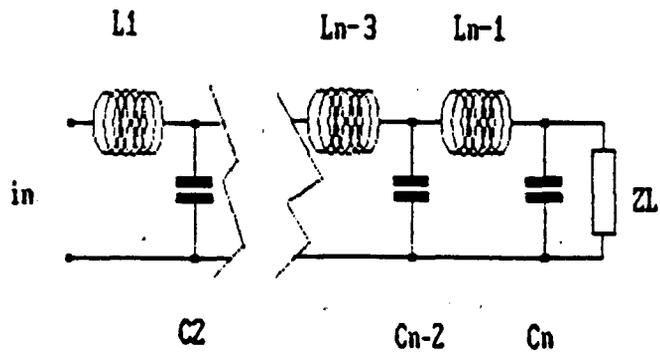
- POLYNOMIAUX
- ELLIPTIQUES
- A RESONATEURS COUPLES



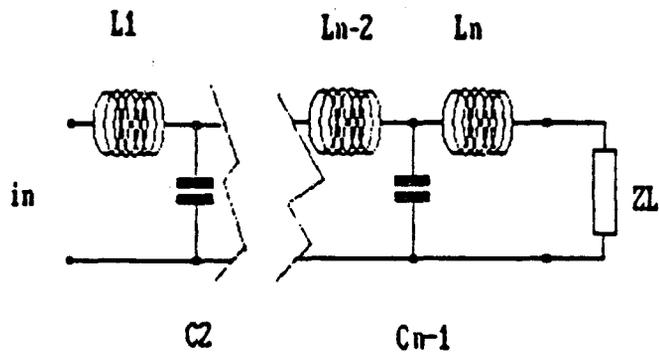
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BAS en "Pi" Ordre Pair



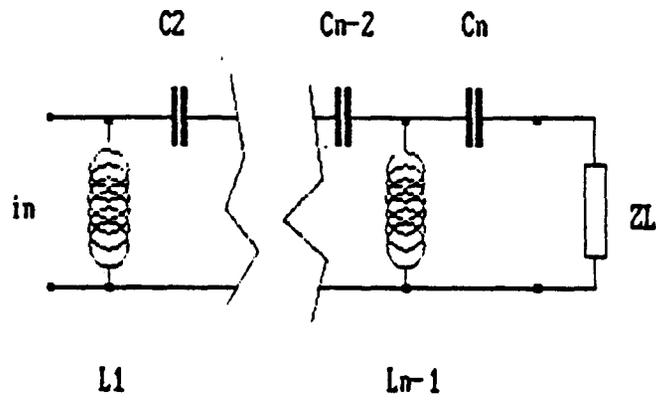
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BAS en "Pi" Ordre Impair



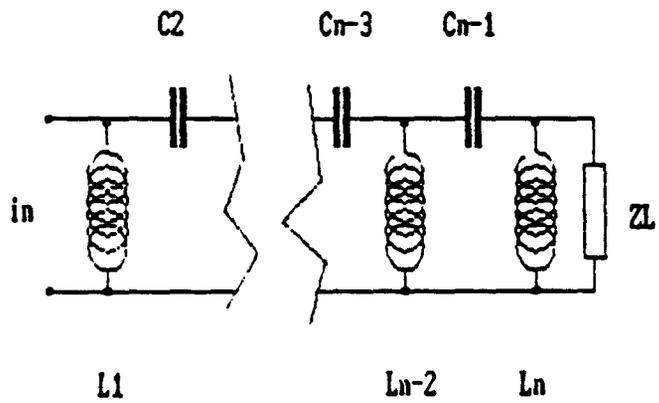
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BAS en "T" Ordre Pair



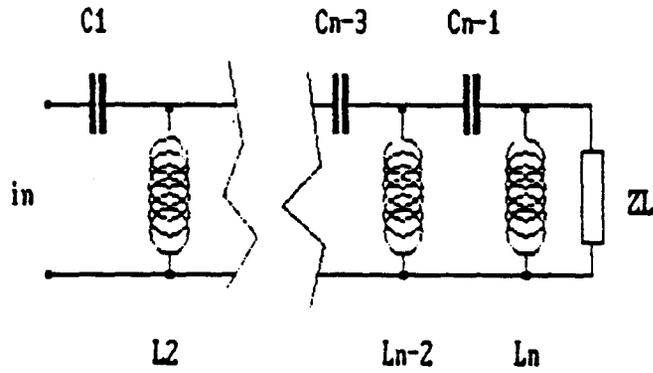
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BAS en "T" Ordre Impair



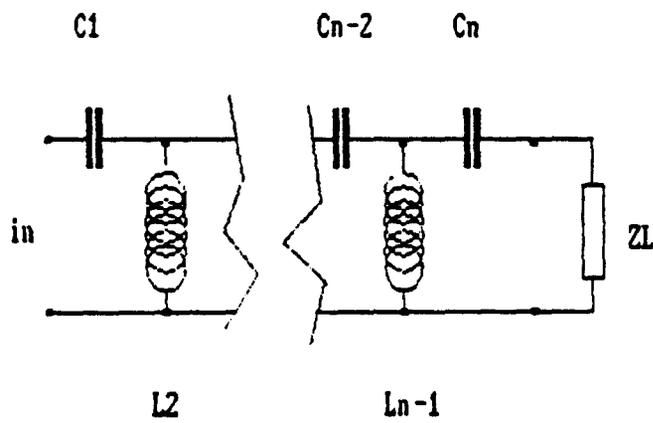
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-HAUT en "Pi" Ordre Pair



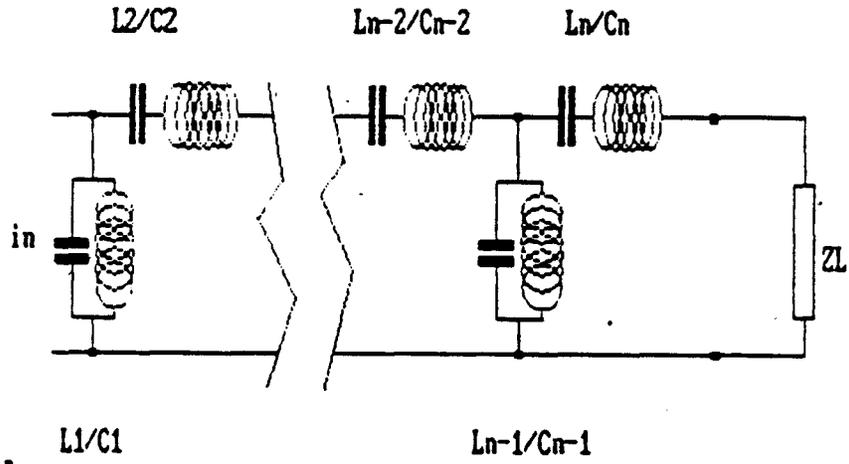
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-HAUT en "Pi" Ordre Impair



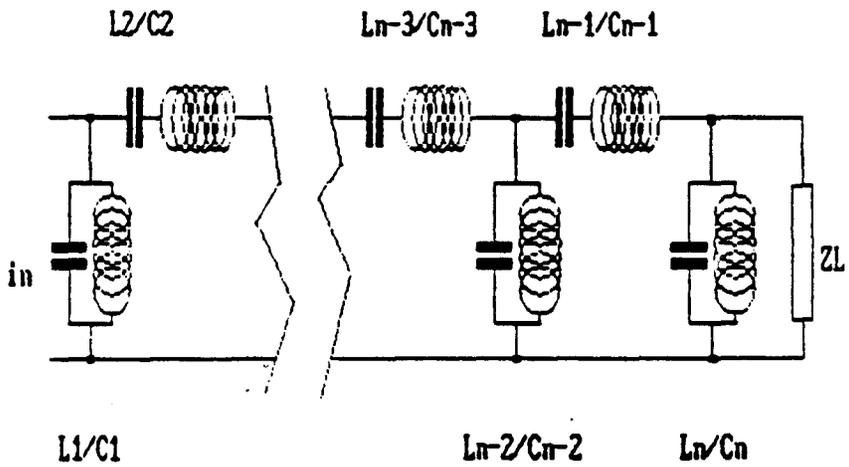
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-HAUT en "I" Ordre Pair



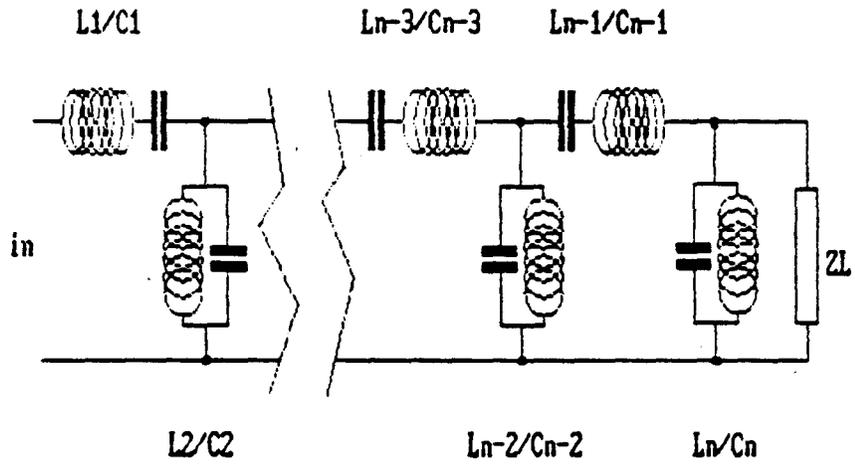
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-HAUT en "I" Ordre Impair



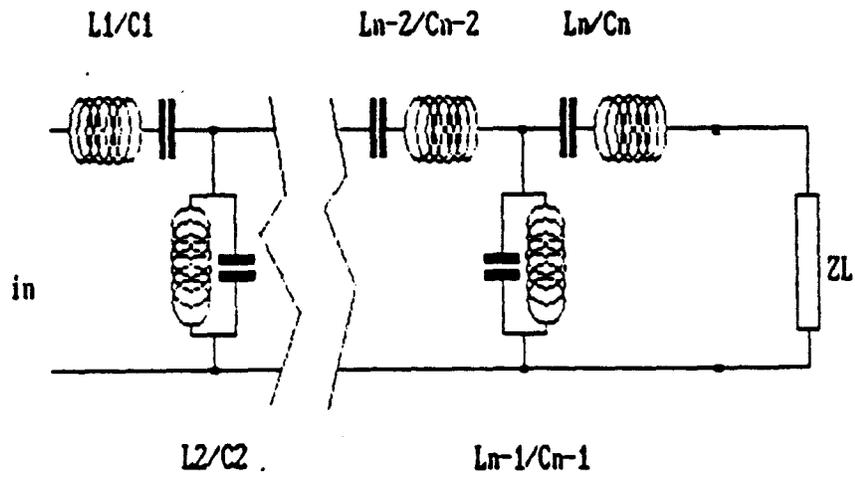
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BANDE en "PI" Ordre Pair



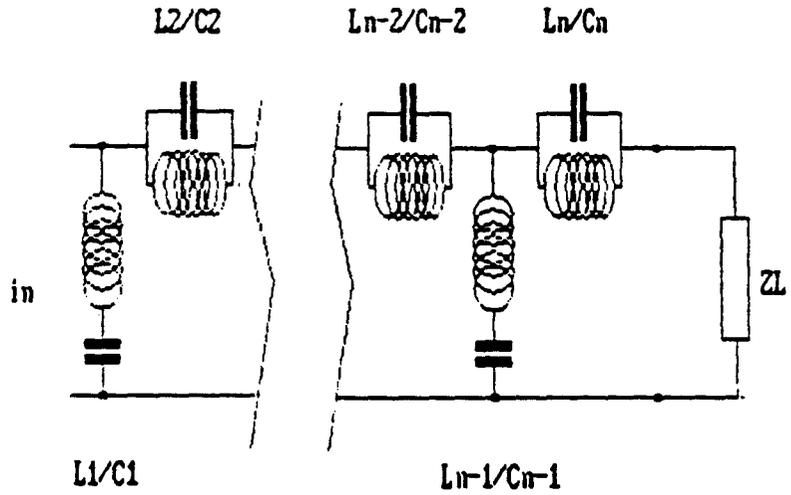
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BANDE en "PI" Ordre Impair



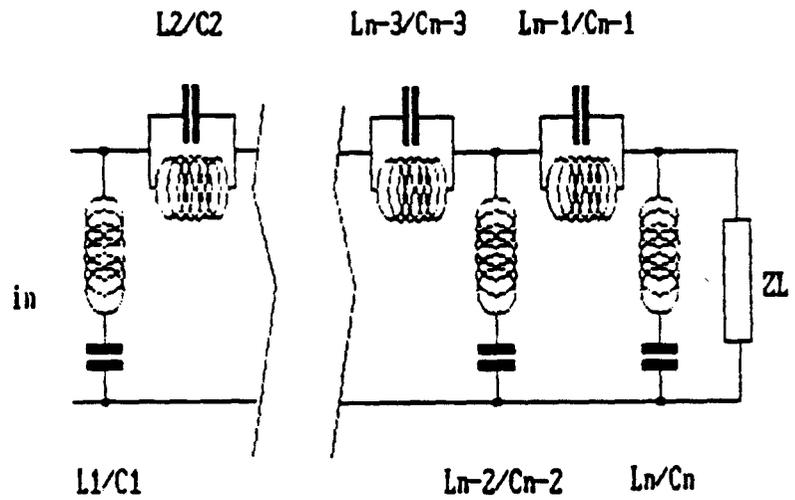
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BANDE en "I" Ordre Pair



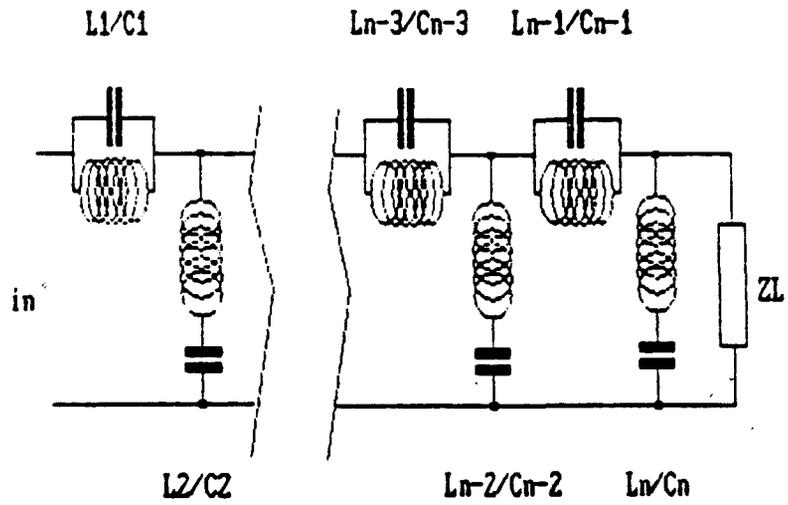
FILTRE POLYNOMIAL PASSE-BANDE en "I" Ordre Impair



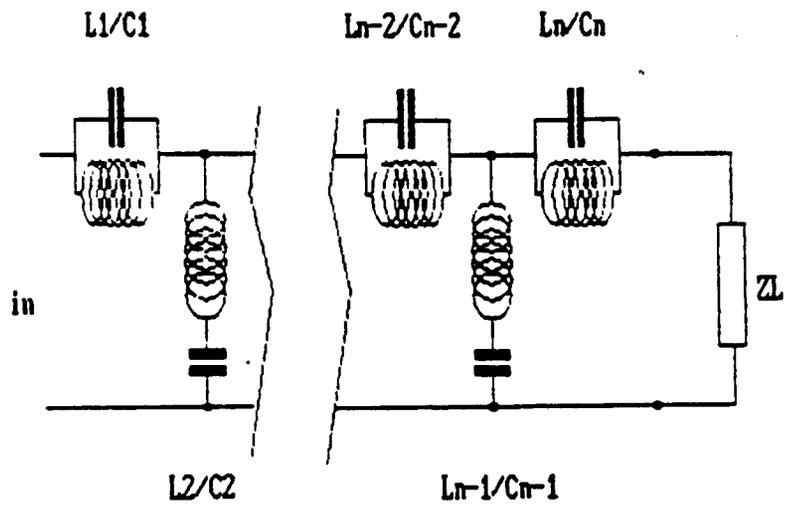
FILTRE POLYNOMIAL COUPE-BANDE en "PI" Ordre Pair



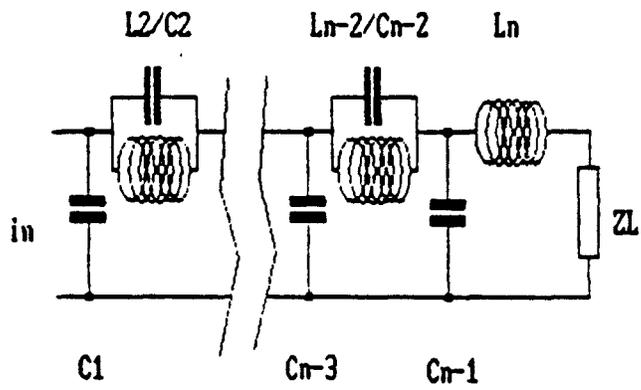
FILTRE POLYNOMIAL COUPE-BANDE en "PI" Ordre Impair



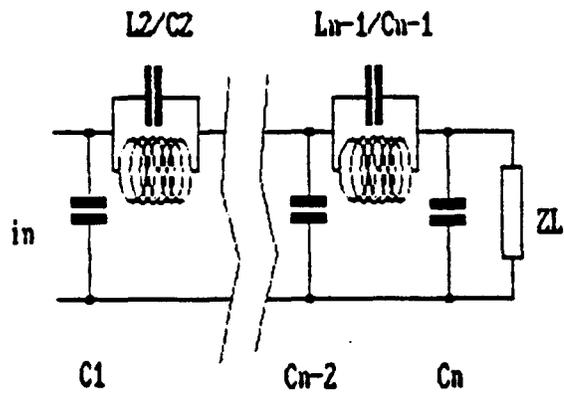
FILTRE POLYNOMIAL COUPE-BANDE en "I" Ordre Pair



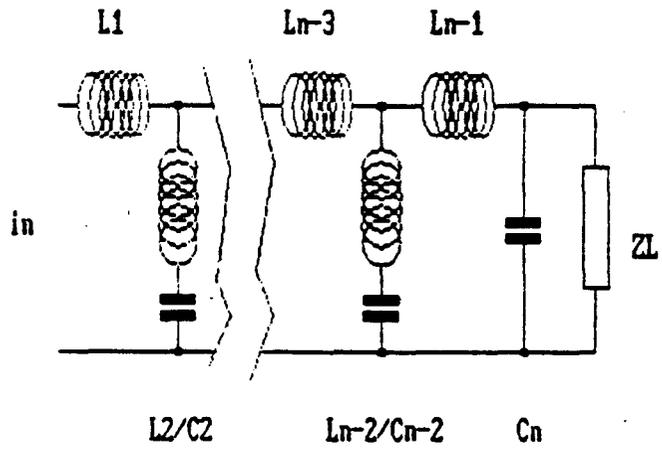
FILTRE POLYNOMIAL COUPE-BANDE en "I" Ordre Impair



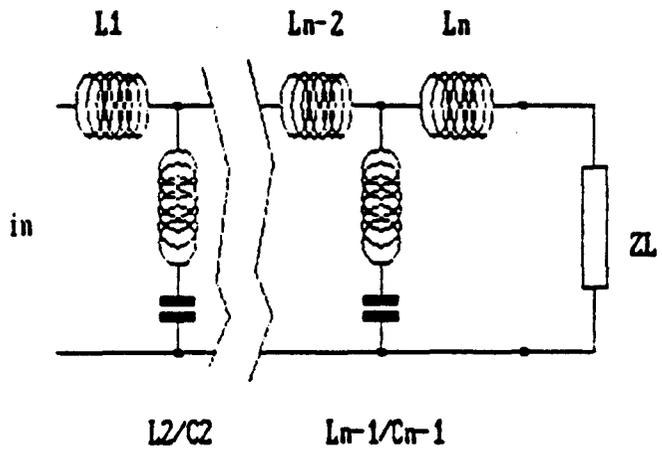
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BAS en "Pi" Ordre Pair



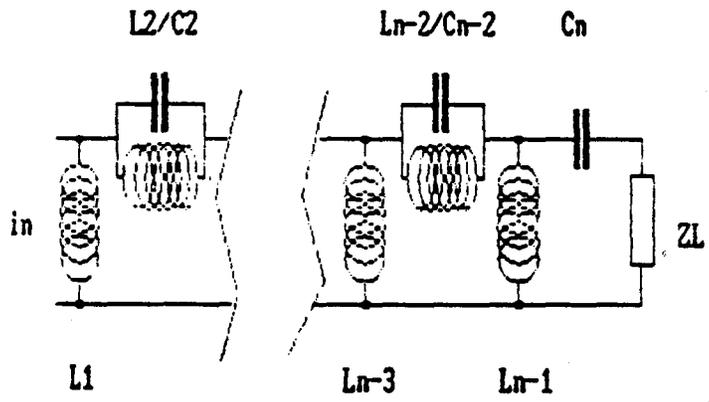
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BAS en "Pi" Ordre Impair



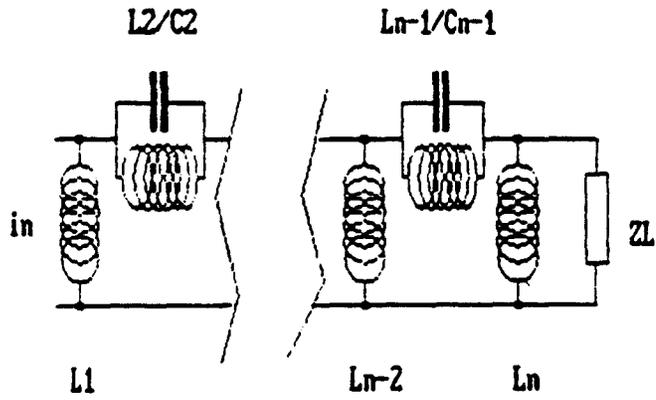
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BAS en "T" Ordre Pair



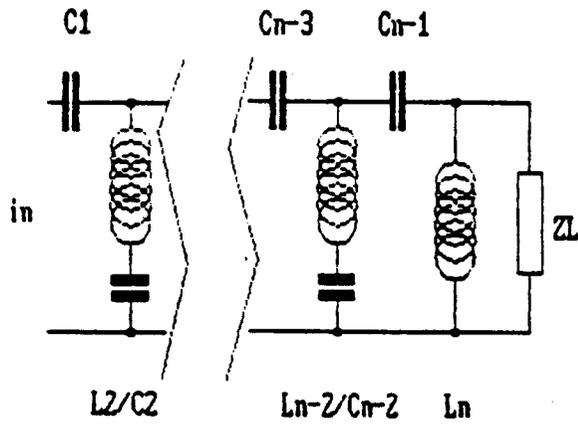
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BAS en "T" Ordre Impair



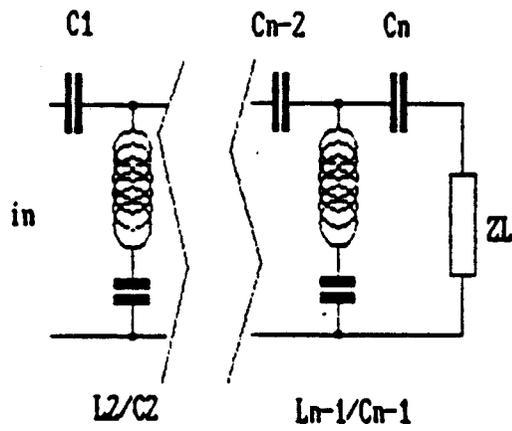
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-HAUT en "Pi" Ordre Pair



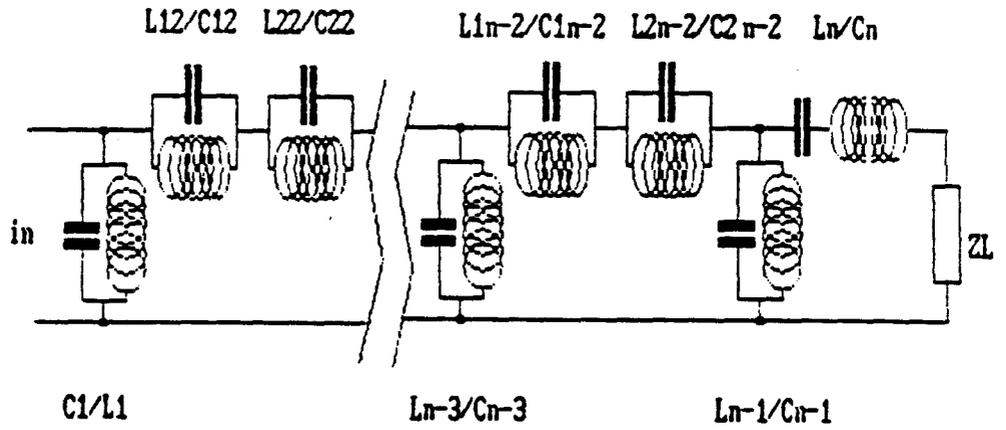
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-HAUT en "Pi" Ordre Impair



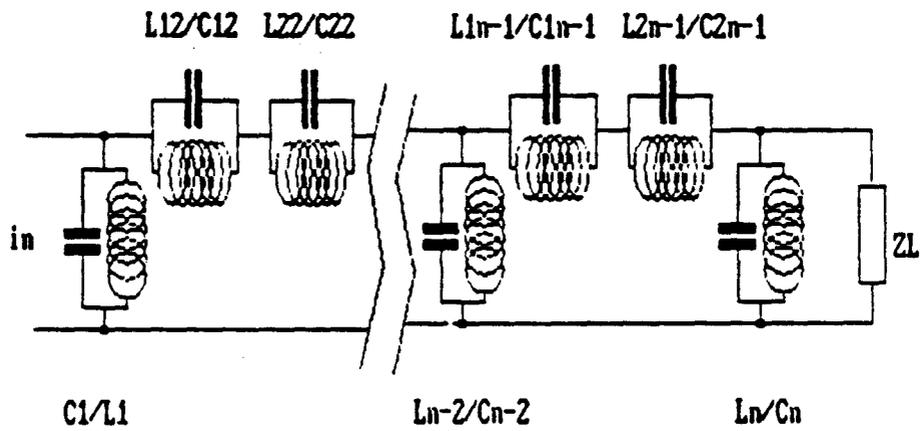
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-HAUT en "T" Ordre Pair



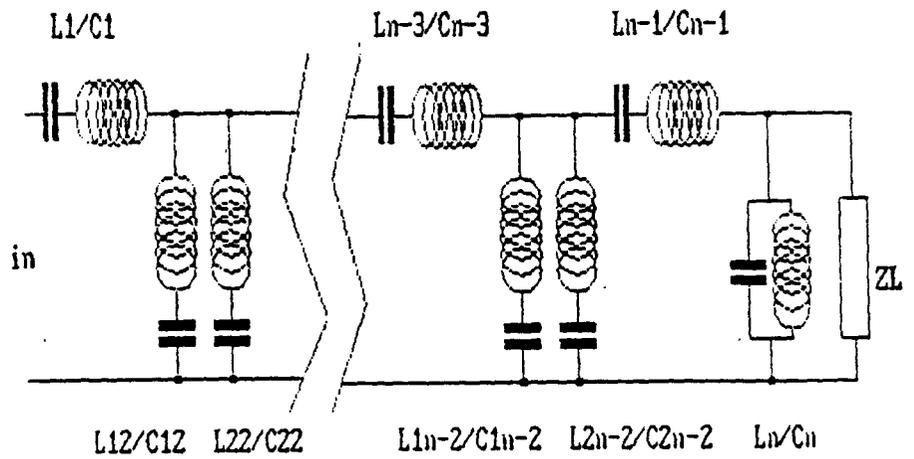
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-HAUT en "T" Ordre Impair



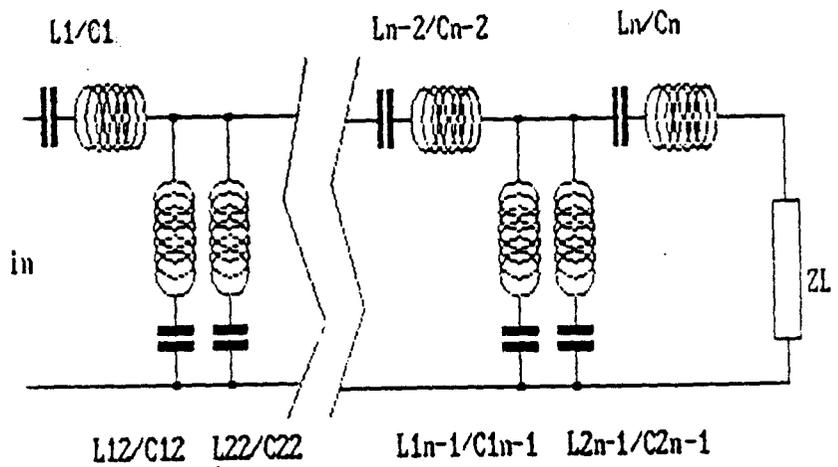
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BANDE en "Pi" Ordre Pair



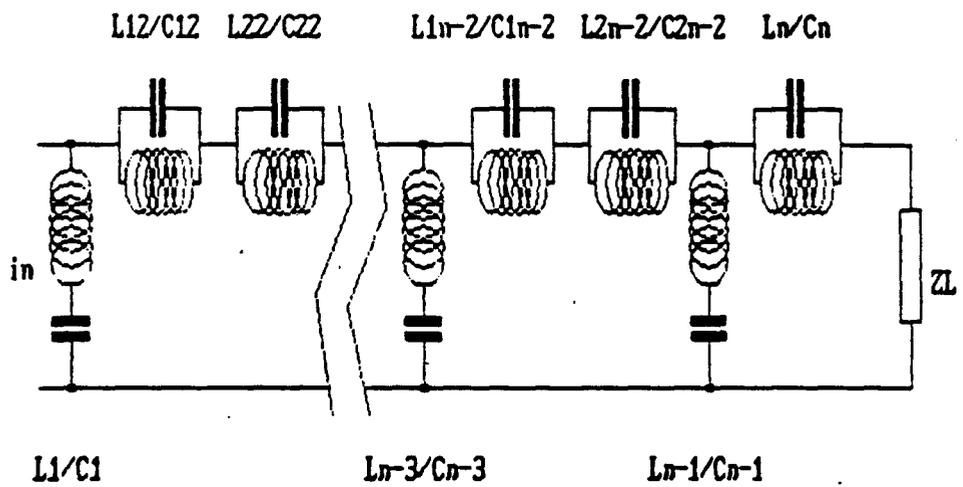
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BANDE en "Pi" Ordre Impair



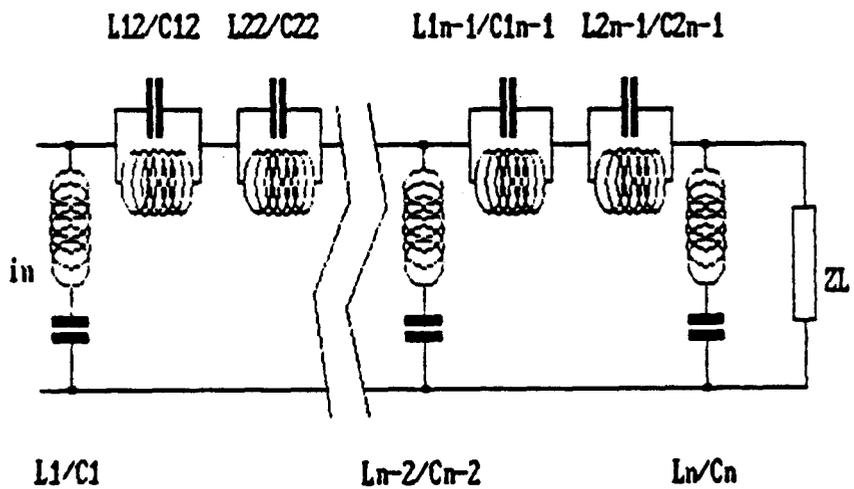
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BANDE en "T" Ordre Pair



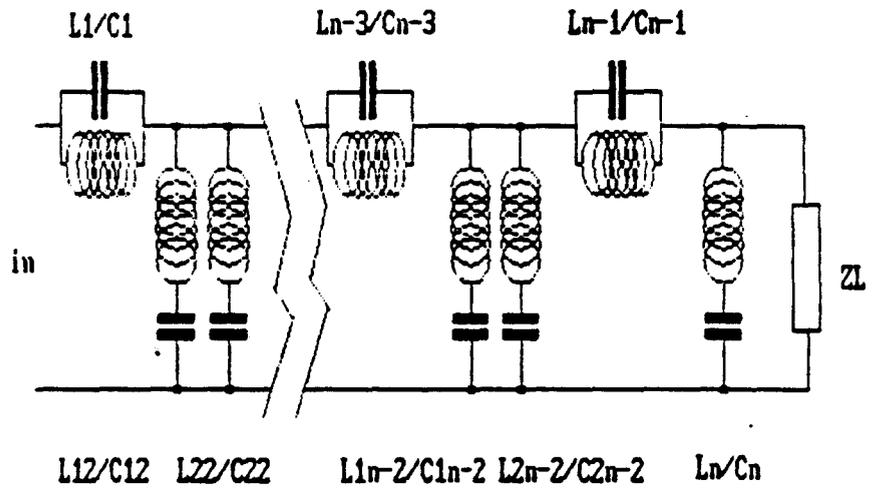
FILTRE ELLIPTIQUE PASSE-BANDE en "T" Ordre Impair



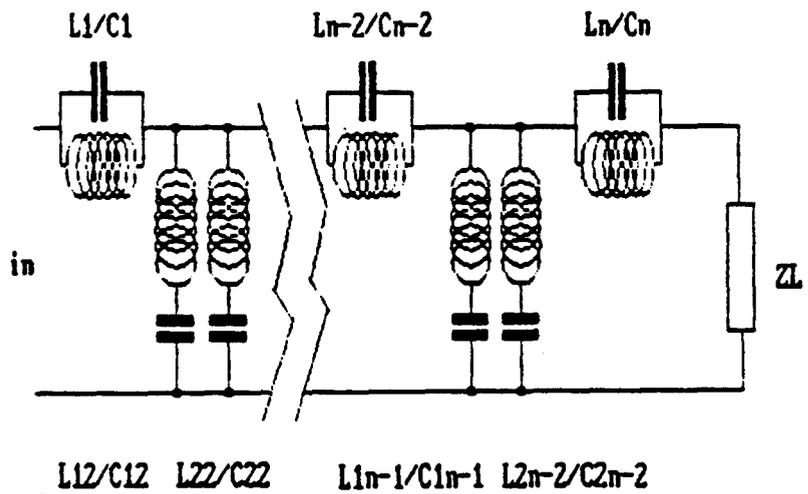
FILTRE ELLIPTIQUE COUPE-BANDE en "Pi" Ordre Pair



FILTRE ELLIPTIQUE COUPE-BANDE en "Pi" Ordre Impair

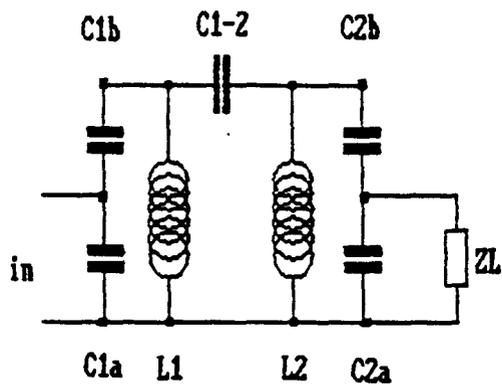


FILTRE ELLIPTIQUE COUPE-BANDE en "T" Ordre Pair

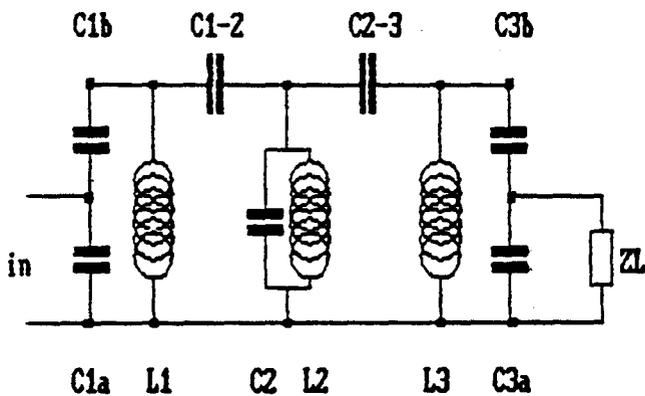


FILTRE ELLIPTIQUE COUPE-BANDE en "T" Ordre Impair

FILTRES PASSE-BANDE à RESONATEURS COUPLES



ORDRE 2



ORDRE 3

E T C ...

