

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE FERHAT ABBAS DE SETIF

Faculté de technologie

Département d'électronique

# Thèse

Présentée par

**AIDEL Salih**

Pour obtenir le diplôme de

**DOCTEUR D'ETAT en électronique**

*Thème*

**Critères d'optimisation et C.A.O des circuits hyperfréquences  
à large bande**

Soutenue le 07 / 07 / 2011

Devant le jury composé de :

- Khellaf Abdelhafid	Université Ferhat ABBAS Sétif	Président
- Boucenna Noureddine	Université Ferhat ABBAS Sétif	Rapporteur
- Saïd Abdellatif	Université Mentouri Constantine	Co- Rapporteur
- Merzouki Abdelaaziz	Université Ferhat ABBAS Sétif	Examineur
- Chikouche Djamel	Université Mohamed Boudiaf M'sila	Examineur
- Bouamar Mohamed	Université Mohamed Boudiaf M'sila	Examineur

## Remerciements

Le sujet abordé dans cette thèse est le fruit d'une longue recherche dans le domaine de la conception, la modélisation, et l'optimisation des circuits micro-ondes actifs.

Je tiens tout d'abord à remercier vivement le Docteur Nouredine Boucenna pour avoir accepté d'encadrer ce travail, et de n'avoir jamais cessé, durant toutes ces années, de m'encourager à aller de l'avant pour le terminer.

Je tiens également à remercier M. Le Professeur Saïd Abdellatif de l'Université Mentouri de Constantine pour avoir accepté de co-diriger cette thèse, et surtout pour l'aide qu'il m'a apportée et pour ses précieux conseils.

C'est un grand plaisir pour moi que de reconnaître ce que je dois au Docteur Andreij Szymczak de l'Ecole polytechnique de Varsovie pour m'avoir inspiré le thème général de cette thèse et de m'avoir insufflé la passion de la recherche dans le domaine des micro-ondes par à une forte collaboration qui a duré plusieurs années.

Ce travail a été effectué, en grande partie, au département d'électronique de l'Université Jussieu Pierre et Marie Curie (Paris VI), au sein du groupe de recherche *Micro-ondes et Optoélectronique pour Les Systèmes de Télécommunications* sous la direction du Professeur Georges Alquié.

Je tiens à le remercier vivement pour m'avoir permis de tester et de comparer au sein de son Laboratoire de C.A.O, les performances des modèles des circuits obtenus par notre méthode basée sur les fonctions de retrait et ses dérivées pour les oscillateurs et les amplificateurs micro-ondes, validés par notre propre logiciel d'optimisation (*Optim\_Wave*) avec les tests réalisés par les simulateurs et optimiseurs professionnels du système *Hewlett Packard-Microwave Design System (HP-MDS)*.

Que M. Le professeur Khellaf Abdelhafid de l'Université Ferhat Abbas veuille bien trouver ici l'expression de ma gratitude pour sa disponibilité et l'intérêt qu'il a porté pour ce travail, et pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le Jury de cette Thèse.

Ma reconnaissance et mes remerciements sincères vont également à M. Le Professeur Merzouki Abdelaziz de l'Université Ferhat Abbas pour avoir accepté de participer à ce même Jury.

Mes plus vifs remerciements s'adressent à M. Le Professeur Djamel Chikouche de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila pour avoir accepté de participer au jury de ma thèse, ainsi que pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail.

Mes remerciements les plus reconnaissants s'adressent à M. Le Docteur Bouamar Mohamed de l'Université Mohamed Boudiaf de M'sila pour avoir accepté d'être membre du jury de ma soutenance, et pour la grande attention qu'il a attachée à mon travail.

Merci aussi à tous les membres du Comité Scientifique du département d'électronique de l'Université Ferhat Abbas, pour l'intérêt qu'ils ont su accorder à ce travail, et à travers eux je voudrai saluer tous les collègues et amis de longue date du département d'électronique, qui se reconnaîtront ici, pour la sympathie et l'estime qu'ils m'ont toujours témoignées.

Je tiens évidemment à remercier Monsieur Le Recteur de l'Université Farhat Abbas, Monsieur Le Vice-recteur chargé de la post-graduation et de la recherche de l'UFAS, ainsi que Messieurs les membres du Conseil Scientifique de l'Université Farhat Abbas qui ont daigné réhabiliter cette soutenance de Doctorat d'Etat.

Je remercie bien sûr mon ami et collègue de toujours M. Atia Salim, ainsi que M. Khaled Rouabah pour leur solidarité et leurs encouragements.

Je tiens aussi à remercier chaleureusement M. Belaidi Salim, pour son dévouement et son aide précieuse.

Je remercie surtout mes parents à qui je dois tout, toute ma famille, ma femme et mes enfants, pour leur amour et leur soutien indéfectible à toute épreuve, et qui ont été pour moi, à tout instant, une source intarissable de motivation, de persévérance inébranlable, et le catalyseur de ma réussite.

Enfin j'associe à ces remerciements tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, à la réalisation et à la concrétisation de ce travail.

ظهور التقنيات الحديثة لإتصالات التي تعددت تطبيقاتها و أهميتها، برزت للوجود ميادين عديدة تقنية و صناعية أكدت وجودها الحياة اليومية للإنسان. لقد أصبحت هذه الحديثة.

أخذ التصميم بمساعدة الكمبيوتر (CAO) للدارات الإلكترونية مكانة مرموقة من خلال هذه الثورة الصناعية خصوصا فيما يتعلق بالأجهزة الميكروموجية، لا سيما في التطبيقات الجديدة للهواتف النقالة، الإتصالات بالأقمار الصناعية، و الطرق السريعة للمعلومات أو تحديد الموقع الجغرافي.... و هذا الشغف الكبير لهذه التقنيات مكن من إنجاز أجهزة ذات نوعية مرموقة، مع إدراج مكثف للدارات بدقة أوفر

إن التصميم لجهاز ميكروموجي نشيط ذو مجال واسع يطبق خلال ثلاث مراحل أساسية تشمل التحليل والتحسين.

يقدم هذا البحث هذه التحسينات، و الحالة الفنية لهذه التقنيات، مع التركيز على التحليل والتحسين. قترح في هذا العمل، طريقة جديدة لتحليل وتقنية التحسين

الأساس على تقنية الدالة التراجعية لتصميم الد الميكروموجية غير الخطية مثل المضخمات و . ويستند هذا الأسلوب الفعال للتحليل والتحسين في تطبيق تحوي

الميكروموجية. و هي تعتمد على إدخال دالة تراجعية ترتكز على تقنية تعديل الدارات الميكروموجية. و يستند المبدأ على إدراج ثابت التحويل الذي يرمز له بالرمز " N " و الذي يسمح . يحدد ثابت التحويل هذا، بكيفية سريعة و

اختيار الهيكل الأمثل من خلال تطبيق صارم لمبدأ الدالة التراجعية. والتغييرات المحتملة في الميكروموجية المتعددة المنافذ خارجية أخرى. يتم تطبيق هذه الطريقة باعتبار

ر الميكروموجي مثل منفذ ثلاثي أو مزد . تظهر هذه الطريقة من خلال النتائج المتحصل عليها أنها سريعة و فعالة في إختيار التصميم الأمثل و الأحسن لدارة المضخم و الميكرو

نتائج التجارب التي أجريت في هذا العمل الذي عرض هذه التقنية تسمح اختيار مناسب ، وبالتالي تحسين الدائرة بشكل أسرع و يثبت أن يكون معيار اختيار فعال لتحسين الهياكل رات الميكروموجي . إختيار الترانزستور ضروري من أجل الهيكل الأمثل للمتذبذب أو المضخم الأمثل في هذا البحث الذي يعتمد أساسا على تهيئة معاملات المستوى المختلفة للترانزستورات الميكروموجية.

## المفاتيح :

المتذبذب الميكروموجي ، التحسين، النمذجة، التصميم بمساعدة الكمبيوتر (CAO)

## Résumé

Avec l'avènement des nouvelles technologies de communications dont les applications sont aussi diverses qu'importantes, plusieurs domaines techniques et industriels se sont fortement implantés dans le paysage quotidien de tout un chacun. Elles sont devenues d'un usage courant et incontournable dans la civilisation moderne. La conception assistée par ordinateur (CAO) de circuits électroniques prend une place prépondérante dans cette nouvelle révolution industrielle, en particulier celle qui concerne les circuits micro-ondes, surtout dans les nouvelles applications en téléphonie mobile, liaisons satellitaires, les autoroutes de l'information, ou la géolocalisation.... L'engouement suscité s'est conforté par la diversité des composants, avec un facteur de qualité et une intégration des circuits de plus en plus poussée, une grande précision et des performances considérables.

La conception d'un circuit micro-onde actif à large bande comporte trois étapes essentielles que sont la modélisation, l'analyse et l'optimisation.

Cette thèse présente ces trois phases de conception, et l'état de l'art de ces techniques, avec une accentuation sur l'analyse et l'optimisation, ce qui nous a permis de proposer, dans ce travail, une nouvelle méthode d'analyse et d'optimisation basée sur la technique de la fonction de retrait pour la conception des circuits actifs micro-ondes non linéaires tels que les oscillateurs ou les amplificateurs. Cette méthode efficace d'analyse et d'optimisation est fondée sur l'application de la transformation du coefficient de réflexion pour un oscillateur ou un amplificateur micro-onde. Celle-ci consiste à introduire une fonction de retrait basée sur la technique de la modification des circuits micro-ondes. Son principe est fondé sur l'introduction d'un Invariant de transformation noté  $N$  qui permet de tester le transistor H.F pour une bande de fréquences choisie. Cet invariant de transformation détermine de manière rapide et efficace le choix de la structure optimale en appliquant de manière rigoureuse le principe de la fonction de retrait, et les modifications possibles du circuit multi-porte micro-onde par la connexion multiple d'autres circuits externes. Cette procédure est appliquée en considérant le transistor micro-onde comme un trois-porte ou un deux-porte équivalent. Cette technique semble, au vu des résultats obtenus, rapide et efficace dans le choix de la conception optimale du circuit convenable de l'amplificateur ou de l'oscillateur micro-onde.

Les résultats des tests entrepris dans ce travail, montrent que cette technique permet de choisir le transistor  $H.F$  approprié, donc d'optimiser le circuit plus rapidement, et se révèle comme étant un critère de sélection efficace pour optimiser les structures à la base de transistors micro-ondes parce que le choix du transistor requis pour la structure de l'oscillateur optimal pour notre recherche ou de l'amplificateur optimal est basé essentiellement sur la configuration des différents coefficients de niveau des transistors micro-ondes.

**Keywords:** Oscillateur micro-onde, Amplificateur micro-onde, Optimisation, Analyse, Modélisation, Conception assistée par ordinateur, transistor H.F

## Abstract

With the advent of the new technologies of communication, in which the applications are also varied and significant in addition to their importance. A lot of techniques and industrial domains in it selves are strongly implemented in daily landscape of all everyone. They are becoming with a common and unavoidable usage in modern civilization. Computer Aided Design (CAD) of electronic circuits take a major place in this industrial revolution, particularly this one which is dealing with microwaves circuits, especially in new applications in mobile telephone, satellite communications, Internet, GNNS.... The big interest is reinforced by the diversity of components, with a best factor of quality, integration of circuits more and more sophisticated, a great accuracy, and considerable performances.

The conception of an active microwave circuit consists of three essential stages which are modeling, analysis and optimization.

This thesis presents its three stages of conception, and the state of the art of these techniques, with an accenting on the analysis and the optimization.

The main objective of this thesis is to propose a new analyze and optimization method of nonlinear microwave active circuits, based on the retreat function for the design of an amplifier or a microwave oscillator. This improved method of analyze and optimization is based on the application of the transformation of the reflection coefficient with a selective optimization of the active microwave circuit. This way consists on introducing the retreat function based on the modification technique of the microwave circuits. Its principle is founded on a transformation invariant which allows to test the appropriate transistor for a given frequency bandwidth. The transformation invariant is called coefficient  $N$ , and it determines very quickly, the possible modifications with the retreat function of the active multiport network by external circuits connected to it. This procedure is applied by looking at the microwave transistor as a three port or as an equivalent two-port. The present method appears to be accurate and fast in the design of a microwave oscillator or an amplifier based on H.F transistors.

The results of tests undertaking in this work show that this technique allow us to choose the appropriate H.F transistor, so, to optimize the structures of microwaves transistors, because the choice of the required transistor of the microwave amplifier or the microwave oscillator for our research is essentially based on the configuration of different coefficients of coefficients of level  $N$  of the different microwave transistor.

**Keywords:** Microwave oscillator, Microwave amplifier, Optimization, Analyze, Computer aided design, H.F transistor.

# Table des Matières

<b>Introduction Générale</b> .....	1
<b>I. Modélisation des composants actifs</b> .....	6
<b>1.1. Introduction</b> .....	6
<b>1.2. Eléments de la théorie des circuits micro-ondes</b> .....	6
<b>1.3. Modélisation des composants actifs</b> .....	8
<b>1.3.1. Les diodes</b> .....	4
<b>1.3.1.1. Les diodes Gunn</b> .....	8
<b>1.3.1.2. Les diodes IMPATT</b> .....	8
<b>1.3.1.3. Les diodes SRD</b> .....	9
<b>1.3.1.4. Les diodes PIN</b> .....	10
<b>1.3.1.5. Les diodes Schottky</b> .....	10
<b>1.3.2. Les transistors H.F.</b> .....	10
<b>1.3.2.1. Les Transistors à effet de champ</b> .....	11
<b>1.3.2.2. Transistor MESFET</b> .....	11
<b>1.3.2.3. Transistors HEMT</b> .....	15
<b>1.3.2.4. Transistors à double grille</b> .....	16
<b>1.3.3. Les Transistors bipolaires</b> .....	17
<b>1.3.4. Les Transistors HBT</b> .....	17
<b>2. Analyse des circuits micro-ondes linéaires</b> .....	19
<b>2.1. Les Sensibilités</b> .....	19
<b>2.1.1 Analyse de la sensibilité des circuits micro-ondes</b> .....	19
<b>2.1.1.1 Les méthodes numériques d'analyse des circuits micro-ondes</b> .....	19
<b>2.1.1.2 Calcul de la sensibilité des circuits hyperfréquences décrits par leur matrice de dispersion</b> .....	20
<b>2.1.1.2.1. Le calcul de la sensibilité par la méthode des circuits connectés</b> .....	20
<b>2.1.2 Détermination des dérivées partielles de la matrice <math>[S]</math> des éléments du circuit H.F à l'aide des invariants de sensibilité</b> .....	24
<b>2.1.3 Détermination de la sensibilité des circuits H.F par la matrice <math>[S]</math> avec les connexions par la méthode des circuits connectés</b> .....	25

2.1.4	Le calcul de la sensibilité des circuits H.F décrits par la matrice $[S]$ avec les connexions par la méthode directe.....	26
2.1.5	Les méthodes d'analyses des circuits d'hyperfréquences ou moyen des variables sous la forme des tensions et des courants.....	27
2.1.5.1	Les méthodes d'analyses basées sur la matrice tableau du circuit.....	27
2.1.5.2	La méthode d'analyse basée sur la matrice d'admittance de nœud du circuit.....	31
2.1.5.3	La méthode d'analyse basée sur la connexion successive des sous-circuits caractérisés par des matrices d'admittances indéfinis.....	36
2.1.5.4	La méthode d'analyse basée sur la matrice de transfert ainsi que les modifications de celle-ci.....	37
2.1.6	Les méthodes d'analyse des circuits d'hyperfréquences au moyen des variables sous la forme des amplitudes complexes normalisées des ondes de tensions.....	42
2.1.7	La définition des amplitudes complexes normalisées des ondes de tension.....	43
2.1.8	La méthode d'analyse basée sur la matrice de dispersion avec des connexions.....	44
2.1.9	La méthode d'analyse basée sur la connexion successive des éléments du circuit décrit par les matrices de dispersion.....	51
2.1.10	Le rapport de la matrice de dispersion aux autres descriptions matricielles des circuits micro-ondes .....	56
2.1.11	La méthode d'analyse des circuits H.F avec l'application de la matrice de transfert de dispersion.....	58
2.1.12	Exploitation de la symétrie des éléments sur l'analyse des circuits H.F.....	59
<b>3.</b>	<b>Optimisation des circuits micro-ondes.....</b>	<b>63</b>
3.1	Introduction .....	63
3.3	Les fonctions erreurs et les contraintes .....	63
3.3	Les méthodes d'optimisation.....	44
3.3.1	Méthodes du gradient.....	45
3.3.1.1	Méthode du gradient à pas prédéterminé.....	64
3.3.1.2	Méthode du gradient projeté avec prédétermination automatique du pas.....	64
3.3.1.5	Méthode du gradient réduit .....	64
3.3.1.4	Méthode du simplexe.....	64
3.3.1.5	Méthode du gradient réduit .....	64

3.3.2. Méthodes directes .....	65
3.3.2.1 Méthode d'approximation du gradient et hessien (dérivées secondes) .....	65
3.3.2.2 Méthode de Hooke et Jeeves .....	65
3.3.2.3 Méthode de Newton.....	65
3.3.2.4 Méthode quasi-Newton.....	65
3.3.2.5. Méthode des Différences Finies (FDM).....	66
3.3 Application des stratégies des méthodes d'optimisation des circuits micro-ondes par C.A.O.....	67
3.3.1. Concepts fondamentaux.....	68
3.3.2. Les stratégies d'optimisation.....	71
3.3.2-1 L'algorithme général de la descente.....	71
3.3.2-2 L'algorithme de la descente la plus rapide.....	73
3.3.2-3 L'algorithme de Newton .....	73
3.3.2-4 L'algorithme des directions conjuguées .....	73
3.3.2-5 L'Algorithme des gradients conjugués.....	74
3.3.2 -6 L'Algorithme de Fletcher-Reeves.....	75
3.4 Optimisation des circuits micro-ondes par la méthode du Space Mapping .....	75
3.4.1 Le problème d'optimisation par Space Mapping.....	76
3.4.2 Le concept du Space Mapping.....	76
3.4.3 Interprétation mathématique.....	77
3.4.4 L'algorithme du Space Mapping .....	79
<b>4. Critères d'optimisation des circuits micro-ondes actifs et Optimisation de l'oscillateur micro-onde à large bande.....</b>	<b>81</b>
4.1. Les Circuits micro-ondes à transistor accordés électriquement.....	81
4.2 L'élément actif à semi-conducteur .....	83
4.2.1 Introduction.....	83
4.2.2 Les paramètres d'un deux porte actif .....	84
4.2.3 Le transistor pris comme un trois portes.....	88
4.3 Etude des conditions de fonctionnement conception de l'oscillateur micro-onde..	94
4.3. 1. Introduction.....	94
4.3.2 Les conditions d'excitation et d'oscillation.....	95

4.3.3	La conception du circuit actif pris comme un deux-portes.....	98
4.3.4	Contraintes et limitations naturelles dans la réalisation du générateur...99	
4.3.5	Les circuits élémentaires de l'oscillateur micro-onde.....	102
4.3.5-1	Le circuit actif.....	102
4.3.5-2	Le circuit de réglage.....	110
4.3.5-3	Le circuit de sortie.....	113
4.3.5-4	Le circuit de polarisation.....	115
4.4	L'analyse non-linéaire des éléments actifs.....	119
<b>5.</b>	<b>Réalisation pratique et mise en œuvre du Logiciel d'optimisation <i>Optim_Wave</i> .....</b>	<b>120</b>
5.1	Introduction.....	120
5.2	Organisation du programme.....	120
5.3	Architecture du logiciel <i>Optim_Wave</i> .....	122
5.4	La procédure Test.....	123
5.5	L'optimisation du circuit.....	123
5.6	Utilisation du Logiciel <i>Optim_Wave</i> .....	124
5.7	Fonctionnement du logiciel <i>Optim_Wave</i> .....	125
5.8.	Illustrations pratiques du fonctionnement du logiciel <i>Optim_Wave</i> par la réalisation des circuits de l'oscillateur micro-onde.....	129
5.8.1.	Réalisations pratiques.....	129
5.8.2	Exemples de fonctionnement du logiciel <i>Optim_Wave</i> .....	141
	<i>L'exécution du programme <i>Optim_Wave</i> (Modification du circuit actif)</i> .....	143
	<b>Conclusion Générale</b> .....	<b>152</b>
	<b>Annexe</b> .....	<b>155</b>

## Références Bibliographiques

## Travaux Scientifiques liés au travail de recherche

### Publications Internationales :

- [1] S.Aidel, N.Boucenna, S.Belaidi, “A new selective optimization for microwave oscillator using an invariant transform of the appropriate transistor,” *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, Vol. 2, N02, April 2009.
- [2] S.Aidel, N.Boucenna, S.Belaidi, “A new non linear optimization for microwave active circuits using a selective invariant transform,” *International Journal of Microwave and optical technology (IJMOT)*, Vol. 4, N04, July 2009.
- [3] S.Aidel, N.Boucenna, A.Said, S. Belaidi, “A non Linear Optimization for Microwave Active Circuits using the Homographic Transformation Technique” *Journal of Information, Intelligence, and Knowledge (JIIK)*, expected to be published in Volume 3, Issue 3, November 2011.  
[https://www.novapublishers.com/catalog/product\\_info.php?products\\_id=7996](https://www.novapublishers.com/catalog/product_info.php?products_id=7996).

## Introduction Générale

Les circuits micro-ondes ont de vastes domaines d'utilisation; actuellement tous les aspects de la vie quotidienne ont un lien direct ou indirect avec ces applications. On peut notamment citer les champs d'application les plus courants tels que les télécommunications, les télécommunications mobiles (*GSM, GPRS, UMTS, WIMAX...*), les autoroutes de l'information et qui sont le fer de lance des technologies de l'information et de la communication (*TIC*), ainsi que la géolocalisation par satellites (*G.P.S, GALILEO, GLONASS...*), les transmissions de données, la radionavigation, la télévision directe par satellite, les télécommunications par satellite, les applications médicales, ainsi que les applications militaires.

Les immenses progrès réalisés par la technologie des semi-conducteurs alliés aux techniques de conception assistée par ordinateur (*C.A.O*) ont permis de réaliser des circuits micro-ondes actifs tels que les amplificateurs et les oscillateurs micro-ondes, dont les paramètres sont tellement performants qu'on ne pouvait pas imaginer les obtenir il y'a quelque années.

Pour ces raisons, la conception des circuits micro-ondes reste à ce jour un domaine très actif dans l'industrie électronique de pointe et un axe de recherche scientifique porteur et très prisé par les plus grands centres de recherche au monde.

Durant les deux dernières décennies, les techniques d'optimisation ont occupé une place de choix dans le domaine de la conception des circuits micro-ondes. Celles-ci ont permis aux concepteurs de circuits micro-ondes d'avoir à leur disposition des outils performants et efficaces qui ont su répondre à la forte demande de circuits micro-ondes de plus en plus complexes à concevoir et difficilement réalisable, surtout avec l'apparition de circuits intégrés hyperfréquences (*MMIC*), qui exigent des méthodes de conception propres à cette technologie et qui sont, à ce jour, *le nec plus ultra* de la conception et de la réalisation des circuits électroniques micro-ondes.

Ainsi, la communauté de recherche micro-ondes a été très active ces dernières années concernant le développement de méthodes de conception assistée par ordinateur (*C.A.O*), d'abord au niveau des méthodes d'analyse pour la modélisation des composants et des circuits hyperfréquences puis plus récemment pour la mise au point de méthodes d'optimisation permettant de dimensionner efficacement les circuits actifs avec de nouvelles méthodes de plus en plus performantes.

La conception de circuits micro-ondes linéaires et non linéaires s'est alors développée de manière considérable pour soutenir le rythme de la demande sans cesse croissante de composants micro-ondes. Des circuits ont été ainsi simulés et des méthodes d'analyse ont été mises en œuvre pour atteindre les performances requises. De plus, dans beaucoup de cas une étape d'optimisation s'est avérée nécessaire car la théorie des circuits linéaires ou non linéaires ne permet pas d'indiquer de prime abord les topologies optimales correspondant à une fonction linéaire ou non linéaire données. Comme l'optimisation à topologie fixée n'est

pratiquement utilisée que pour optimiser un seul élément à la fois, c'est vers l'optimisation d'un composant selon sa caractéristique, avec une topologie dynamique, que se sont orientées les recherches.

Les modèles des circuits actifs micro-ondes nécessitent des méthodes d'analyse et de modélisations très complexes à concevoir, et souvent difficiles à mettre en œuvre et de ce fait, il est rare de trouver une seule source qui synthétise d'une manière globale tous les aspects liés à cette question. Ceci confirme expressément que les méthodes d'optimisation de ces circuits restent à ce jour parmi les plus sophistiquées, du point de vue de leur conception et leur développement [1].

En outre, les méthodes d'analyse, de modélisation et d'optimisation, devenant de plus en plus efficaces en termes de temps de calcul et de précision, ont pris une part grandissante dans le secteur industriel dédié à la recherche et au développement de nouveaux composants et circuits micro-ondes. On peut, alors, classer les méthodes d'analyse des circuits micro-ondes en deux grandes catégories, les méthodes analytiques et les méthodes numériques.

De ce fait, les techniques d'optimisation interviennent dans de nombreux domaines des Sciences de l'Ingénieur, tant comme outils de base en analyse numérique que pour la résolution des problèmes de commande optimale des systèmes: optimisation de trajectoires, détermination de formes optimales, identification de paramètres...

La conception de circuits micro-ondes non linéaires s'est développée de manière considérable durant ces deux dernières décennies. Car l'aspect général que peut prendre la méthode de conception des circuits électroniques en général, et les circuits micro-ondes actifs en particulier, a jusqu'à ces dernières années un domaine très sollicité par les chercheurs pour diverses raisons [2].

Le principe est de fixer les tensions à l'entrée du composant non linéaire afin de déterminer les courants optimums et par la même les charges optimales correspondantes. Cependant, cette approche est numérique et donc spécifique à chaque type de fonction non linéaire à optimiser. Nous avons alors développé une approche d'optimisation similaire puisqu'elle consiste à déterminer les charges optimales de l'élément actif sans topologie imposée.

Pour cette raison, les techniques d'optimisation aussi variées soient elles, ont pour seul but de faciliter la conception des circuits micro-ondes. La technique d'optimisation utilisant la fonction de retrait, ainsi que ses variantes, est l'une des plus récentes dans le domaine de la conception des circuits micro-ondes, a été proposée dans le cadre de la recherche développée dans cette thèse pour les cas de conception de circuits micro-ondes actifs à large bande dont la conception est souvent coûteuse ou difficile à mettre en œuvre.

Elle constitue la clé de voute de mon travail, car cette méthode d'optimisation permet un gain de temps de calcul considérable et dans beaucoup de cas, cette technique fournit une solution idoine par rapport aux techniques d'optimisation classiques.

De plus, même si l'approche d'analyse classique est numérique, elle reste spécifique à chaque type de fonction non linéaire à optimiser. Il faut donc développer une approche d'optimisation similaire puisqu'elle consiste à déterminer les contraintes optimales de l'élément actif sans topologie imposée en fonction des fonctions de but développées par le Logiciel d'optimisation [3].

L'intérêt de la méthode proposée dans le cadre de cette thèse réside dans le fait que la démarche est analytique, donc indépendante de la fonction non linéaire à optimiser. Elle se base sur la détermination, des plans de référence, de transmission et de réflexion de l'onde aux portes de l'élément actif non linéaire afin d'en déduire les caractéristiques et ainsi les charges optimales correspondantes. Appliquée aux oscillateurs et aux amplificateurs micro-ondes, notre approche a donné des résultats satisfaisants.

Dans ce travail de thèse, on donnera un aperçu très large sur les méthodes analytiques; mais une grande priorité sera consacrée aux méthodes numériques d'optimisation basée sur la conception assistée par ordinateur.

Les méthodes analytiques sont adaptées à la modélisation de structures simples. Elles ne nécessitent pas de discrétisation de la structure et sont donc très efficaces en termes de temps de calcul.

Pour les problèmes de modélisation de dispositifs présentant une complexité plus importante, des solutions numériques doivent être utilisées. Ces méthodes sont basées sur une discrétisation de la structure qui permet une modélisation rigoureuse, mais le temps de calcul peut devenir quelquefois prohibitif [4].

Nous allons proposer dans ce travail une nouvelle méthode d'optimisation basée sur la l'élaboration de nouveaux critères d'optimisation qui va être utilisée, dans beaucoup de cas, par les concepteurs de circuits micro-ondes pour améliorer les temps de calcul avec une très grande précision.

Car il existe différentes méthodes numériques et d'optimisation des circuits micro-ondes, et il s'agit pour nous de choisir la méthode la plus appropriée pour résoudre le problème d'optimiser la structure d'un circuit micro-onde à base d'un élément actif.

Nous avons exposé dans le cadre de cette thèse, les avantages et les inconvénients de différentes méthodes numériques, par une définition claire des problèmes posés en précisant la région de solution admissible, la nature de l'optimisation et les conditions limites. Car si les méthodes d'analyse et de modélisation semblent arriver à un certain degré de maturité, les méthodes d'optimisation qui leur sont associées pour obtenir des outils de conception assistée par ordinateur (C.A.O) performants sont encore à développer. D'où l'intérêt de mon travail qui consiste à proposer une nouvelle technique d'optimisation de circuits micro-ondes actifs.

Il existe donc une variété de méthodes d'optimisation issues des techniques classiques et des méthodes plus spécifiques à la *C.A.O* des dispositifs hyperfréquences. Nous allons présenter dans cette thèse un état de l'art des méthodes d'optimisation employées dans le domaine de la *C.A.O* des composants et circuits hyperfréquences et les circuits actifs en particulier.

Nous nous sommes fixés dès le début du travail entrepris pour la concrétisation de cette thèse un double objectif, à savoir :

1- La proposition d'une méthode originale d'optimisation, avec plusieurs variantes, des circuits micro-ondes actifs basée sur la *fonction de retrait*, qui est une transformation homographique permettant d'optimiser les circuits micro-ondes, et par *l'application du coefficient d'échelle  $N$*  pour le choix des transistors *H.F* dans les circuits oscillateurs et les amplificateurs hyperfréquences et pour d'autres structures actives telles que les multiplicateurs de fréquence, les mélangeurs, ainsi que La technique de *l'optimisation sélective des transistors* adéquats en vue d'optimiser les structures envisagées grâce à *l'invariant de transformation* nécessaire à l'optimisation de chaque structure .

Toutes les nouvelles techniques d'optimisation proposées dans le cadre de cette thèse ont été matérialisées par trois publications scientifiques dans des revues spécialisées internationales avec comité de lecture.

2- L'élaboration et la conception d'un logiciel d'optimisation (*Optim\_Wave*) de circuits micro-ondes actifs pour optimiser les circuits micro-ondes actifs à large bande.

A cette fin, la démarche suivante a été adoptée pour mener à bien ce travail de recherche, et qui consiste à traiter à fond les étapes suivantes :

Dans la première partie de cette thèse nous avons abordé dans le premier chapitre l'étude de la modélisation des composants micro-ondes actifs tels que les diodes Gunn, les diodes Impatt, les diodes SRD, les diodes Schottky, les diodes PIN, et surtout les transistors hyperfréquences qui sont à la base de notre conception.

Le deuxième chapitre traite quand à lui de l'analyse des circuits hyperfréquences qui se révèle être une étape essentielle du processus de conception des circuits micro-ondes. Dans ce contexte, nous avons détaillé les méthodes usuelles d'analyse des circuits ainsi que leurs performances.

Dans le troisième chapitre nous avons abordé l'optimisation des circuits micro-ondes en relatant l'état de l'art des techniques d'optimisation des circuits micro-ondes actifs, ainsi que la méthode que nous choisissons comme élément moteur du logiciel (*Optim\_Wave*).

Le quatrième chapitre concrétise, dans cette thèse, notre contribution dans le domaine de la conception des circuits micro-ondes actifs à large bande à savoir une synthèse globale des méthodes d'analyse et d'optimisation, et la proposition d'une méthode originale

d'analyse et d'optimisation basées sur de nouveaux critères d'optimisation des circuits micro-ondes actifs tels que les amplificateurs ou les oscillateurs ou toute autre structure basée sur un élément actif micro-onde.

Dans le cinquième chapitre, nous allons concrétiser l'application des méthodes d'optimisation décrites dans le quatrième chapitre, par la réalisation d'un logiciel d'optimisation (*Optim\_Wave*), dont la version finale permet de calculer, d'optimiser et de tester des circuits mono-portes et deux-portes; plus particulièrement des circuits d'oscillateurs ou d'amplificateurs à large bande, avec des perspectives d'intégration de nouveaux modules dans le programme d'optimisation pour pouvoir insérer une large gamme de circuits micro-ondes tels que les multiplicateurs de fréquences et les mélangeurs.

## Modélisation des composants actifs

### 1.1. Introduction

Les énormes progrès technologiques ont permis de mettre au point des composants actifs micro-ondes très performants. En vue de leur simulation en fonctionnement non linéaire, il est préférable d'opérer une conversion d'un modèle linéaire ou petit signal en modèle grand signal en incluant les dépendances de certains de ses éléments en fonction de la tension appliquée ou du courant qui les parcourt, ou soit en modifiant légèrement leur topologie [5].

Cette hypothèse reste valable pour des fréquences pouvant atteindre les  $100\text{ GHz}$ , on parle alors d'approche *quasi statique*. Aussi, la meilleure méthode, mais non pas l'unique, pour simuler ces circuits est d'établir un modèle qui contient aussi bien des éléments linéaires que non linéaires. Pour atteindre cet objectif, certains concepteurs de circuits micro-ondes privilégient l'aspect physique avec l'établissement d'équations en fonction de la structure, de la technologie choisie, du dopage..., ou l'approche électromagnétique, mais la plupart des études menées ont choisi l'aspect du schéma électrique à cause des spécificités numériques liées à la résolution des équations différentielles.

En ce qui me concerne, c'est l'un des axes que j'ai choisi pour développer mon travail de recherche, notamment en ce qui concerne la partie analyse des circuits micro-ondes.

Il faut remarquer que chaque modèle est justifié par des mesures. Il doit donc être étroitement lié aux données de référence dont l'élément principal reste la bande de fréquences pour laquelle le modèle est valide avec un taux d'erreurs minimal par rapport au comportement réel du composant. Dans mon cas, je me suis surtout limité au domaine fréquentiel pouvant atteindre jusqu'à  $30\text{ GHz}$ . Au delà, il est impératif de tenir compte d'autres aspects (éléments parasites non négligeables, défaut de linéarité de certains éléments du schéma équivalent du circuit considéré comme linéaires en basse fréquence, remise en cause du modèle quasi- statique...) qui rendraient un peu plus complexe l'aspect simulation. De plus, au delà, de cette limite, les considérations technologiques et les postulats scientifiques diffèrent énormément, ce qui aura pour conséquence de redéfinir intégralement plusieurs paramètres [6].

### 1.2. Eléments de la théorie des circuits micro-ondes

En électronique; chaque circuit présente en pratique une caractéristique de transfert non linéaire. Toutefois, en présence de signaux d'amplitude faible, cette réponse sera considérée comme linéaire. Ce qui fait que, l'envoi d'un petit signal sinusoïdal sur l'entrée d'un circuit dit linéaire ne cause en sortie qu'un signal de fréquence semblable à celle présente en entrée.

Ceci est vérifié aussi, lorsque le signal est appliqué à un circuit non linéaire et ce, tant que le point de fonctionnement dynamique reste dans la zone à approximation linéaire de la caractéristique de transfert [7].

A titre d'illustration, on considère la caractéristique non linéaire d'un circuit quadripôle de type transformateur, c'est à dire que la tension d'entrée est liée à la tension de sortie par une fonction définie à l'avance.

Si le signal d'entrée  $V_e$  impose une excursion faible autour du point de repos, l'arc  $A_1B_1$  est pratiquement linéaire. La réponse  $V_s$  est alors déduite linéairement à partir de l'entrée par la relation :

$$V_s = GV_e \quad (1.1)$$

Où  $G$  représente le gain faible signal. Ce comportement définit le concept de linéarité où l'excitation est assimilée à un petit signal (*small signal approach*). De ce fait, la linéarité se définit à partir du principe de superposition qui indique s'il existe une solution caractérisée par un vecteur défini [8].

La réponse à plusieurs excitations linéaires est donc la somme des réponses élémentaires mises en jeu.

Si par contre l'amplitude de la tension d'entrée  $V_e$  est importante (arc  $A_2B_2$ ), la réponse ne peut plus être déduite de l'équation (1-1) et les termes d'ordre supérieurs du signal  $V_e$  doivent être pris en compte de décrire le signal de sortie  $V_s$  :

$$V_s = AV_e + BV_e^2 + CV_e^3 + \dots \quad (1.2)$$

Le nombre de termes à considérer croît de concert avec l'amplitude de  $V_e$ . L'utilisation de formules trigonométriques montre que chaque  $N^{ieme}$  terme ' $(V_e)^n$ ' génère l'harmonique  $nf_e$  de la fréquence d'entrée  $f_e$ . C'est le concept de 'grand signal' ('*large signal approach*').

Plus généralement, soit un composant non linéaire excité à une fréquence  $f$  par une tension  $V(t)$  et un courant  $I(t)$ . Dans le domaine fréquentiel, le circuit se comportera comme un multipôle dont chaque porte sera soumise une tension  $V_K$  et un courant  $I_K$  qui correspondent aux coefficients de Fourier de  $V(t)$  et  $I(t)$  pour l'harmonique de rang  $K$ . Les impédances de terminaison sont les impédances équivalentes de Thevenin des réseaux passifs d'adaptation et de filtrage. De plus on prévoit la présence d'une porte 'O' afin de pouvoir ajouter d'éventuels réseaux de polarisation [9].

La première étape de la mise en oeuvre de la conception assistée par ordinateur (CAO) ou (CAD) d'un circuit micro-onde est la modélisation.

Cette étape étant cruciale, nous allons passer en revue les différents éléments entrant dans la composition d'un circuit micro-onde afin d'en spécifier les modèles qui vont permettre le processus d'analyse. Sachant que les composants passifs sont généralement simples à modéliser, c'est donc à travers la caractérisation des composants

micro-ondes actifs (diodes et transistors) qu'il est possible de prédire les performances du circuit en question.

### 1.3 Modélisation des composants actifs

#### 1.3.1. Les diodes

Il existe une grande variété de diodes micro-ondes pour divers usages tels que la détection, le mélange, l'amplification, l'oscillation, la multiplication de fréquence..., parmi lesquels on doit distinguer les composants à temps de transit ("Transit Time Devices") ou à transfert d'électrons ("Transferred Electron Devices") tels que les *diodes Gunn*, *IMPATT*, où l'hypothèse quasi-statique n'est pas valable et ceux auxquels elle s'applique comme les *diodes Shottky*, *varactor* et *Tunnel*.

##### 1.3.1.1. Les diodes Gunn

Les diodes Gunn ne sont pas diodes à proprement parler puisqu'il n'existe pas de jonction. C'est l'effet de volume ou effet Gunn (transfert d'électrons sous l'influence d'un champ électrique), dans un barreau homogène qui va conditionner son fonctionnement.

Elles sont utilisées principalement en oscillation. Ces diodes sont formées de trois couches selon deux configurations : une structure à trois couches ( $N^+ - N - N^+$ ) et une autre à deux couches ( $N - N^+$ ) avec un contact de cathode limiteur de courant (grâce au contrôle de l'injection des porteurs dans la couche active d'où un meilleur comportement en hautes fréquences).

Plusieurs modèles ont été proposés mais le problème principal réside dans l'établissement d'une relation courant-tension fiable du fait qu'il existe plusieurs modèles de fonctionnement (transit time Mode, delay Domain Mode, Quenched domain Mode, accumulation layer Mode, Stable domain Mode), et que la tension est liée au champ électrique appliqué.

##### 1.3.1.2. Les diodes IMPATT

Les diodes *IMPATT* ("*IMPact ionization Avalanche Transit Time diode*") ou encore diodes Read sont de type  $P^+ - N - N^+$  et possèdent une large zone d'avalanche. Leur non linéarité est liée à la forme d'onde du courant de conduction qui prend l'aspect d'une impulsion brève dans la zone d'avalanche. Elles sont très utilisées en amplification paramétrique, en multiplication de fréquences ainsi que dans les sources puissances aux fréquences millimétriques utilisées pour les radars (régime impulsif de forte puissance).

Elles permettent en effet une multiplication à des rangs d'harmonique élevés et avec des taux de conversion importants. Dans la même optique, elles sont présentes en tant qu'élévateur de fréquences grâce à leur haut rapport de conversion. Par contre, elles sont peu stables, ce qui peut favoriser un risque d'oscillations en sortie d'autant plus grand que cette dernière est élevée. Elles sont caractérisées par un bruit élevé [10].

Le schéma équivalent d'une diode IMPATT est présent dans plusieurs sources bibliographiques. Il comprend une source de courant  $I_s$  qui dépend du courant  $I_c$  et du temps de transit  $\tau_d$ , et une inductance non linéaire  $L_j$  qui est fonction des courants  $I_c$  et de polarisation  $I_{dc}$  ainsi que de l'inductance d'avalanche :

$L_s$  et  $C_p$  étant des éléments parasites. La caractéristique courant-tension intégrale et différentielle qui dépend de l'amplitude et de la fréquence du signal. Ainsi pour une utilisation en cas de fortes impulsions, l'impédance de la diode peut être mise sous la forme approximée suivante :

Comme pour les diodes Gunn, la tension est liée au champ électrique, d'où une grande difficulté à modéliser les relations courants-tension.

De plus, d'autres variantes sont proposées comme les diodes *TUNNET* ("TUNNEL-injection Transit Time Diode") qui sont caractérisées par un meilleur rendement et une réponse en bruit plus faible que les diodes *IMPATT*. Parce que la diffusion dans la diffusion dans la région de transit est contournée grâce à l'effet Gunn, ces diodes sont appelées aussi *GUNNET*. Leur principal champ d'utilisation se situe dans la bande millimétrique en tant que diode d'oscillation.

### 1.3.1.3. Les diodes SRD

Les diodes *SRD* (*Step Recovery Diodes*) sont principalement utilisées dans la multiplication de fréquence à rang élevé ou la génération de puissance En H.F à partir d'un oscillateur basse fréquence à faible cout. Pour exemple des fréquences d'entrée de l'ordre de 10 MHz ont permis de générer des fréquences de sortie voisines de 100 GHz.

Les premiers modèles ont assimilé la diode à un conducteur parfait en direct et à une capacité en inverse. L'avantage de cette approche réside dans le fait que l'on peut séparer l'entrée de la sortie du circuit. Toutefois la diode réelle comporte un temps de transition, une résistance série  $R_s$  et des éléments parasites  $C_p$  et  $L_s$ .

Pour une diode SRD, les relations entre la charge  $Q$  et la tension de jonction  $V_j$  peuvent s'écrire en fonction de la tension de barrière  $\Phi$  et des capacités de polarisation inverse  $C_r$  et directe  $C_f$ .

#### 1.3.1.4. Les diodes PIN

Les diodes PIN sont surtout utilisées en tant qu'éléments limiteurs de puissance. Cependant, leur impédance présente la particularité de passer d'une valeur quasi nulle en direct à une valeur très élevée en inverse, ce qui en fait un interrupteur très demandé travaillant en réflexion, et peut être capable de manipuler de grandes puissances puisque n'ayant pas à les absorber. De plus ces diodes sont caractérisées par des tensions de claquage plus élevées, ce qui leur permet aussi de fonctionner à des niveaux de puissance appréciables.

En polarisation inverse, les jonctions  $P-I$  et  $I-N$  sont polarisées en inverse, d'où en raison de son faible dopage, une zone intrinsèque entièrement dépeuplée qui constitue un parfait isolant. Lorsque la diode transite à la région d'avalanche, elle bascule d'une forte valeur de capacité vers une faible valeur d'inductance, ce qui va engendrer une forte génération d'harmoniques, alors que pour les diodes  $SRD$  on passe d'une grande capacité  $C_r$  en inverse à une faible capacité  $C_f$  en direct.

#### 1.3.1.3. Les diodes Schottky

Les diodes Schottky sont utilisées principalement dans la détection, le mélange, et la multiplication des fréquences. Elles sont formées par un contact métallique déposé sur un semi-conducteur qui en fait des diodes à porteurs majoritaires uniquement. Elles ne souffrent pas du phénomène de stockage des charges qui leur permet de s'affranchir des limitations causées par le temps de recombinaison des jonctions  $P-N$ . De plus, elles sont caractérisées par un facteur de bruit relativement faible, et fonctionnent le plus souvent à polarisation nulle. Elles sont aussi reconnues pour leur grande fiabilité due aux nouveaux procédés technologiques de fabrication [13].

#### 1.3.2. Les transistors H.F

Les circuits qui utilisent les transistors avec une conception en technologie microélectronique hybride ( $HMIC$ ), ou monolithique ( $MMIC$ ) deviennent de plus en plus sophistiqués et performants. Dans ce cadre, le concepteur doit être en mesure de se baser sur une bibliothèque de modèles fiables et valides sur une large gamme d'utilisation afin de pouvoir insérer avec succès ces composants avec un maximum de réussite dans un processus de C.A.O.

C'est exactement l'un des aspects du travail mené dans cette recherche, pour tester et valider des composants actifs tels que les transistors HF en vue de leur intégration optimale.

Il est donc essentiel d'avoir un modèle équivalent du transistor qui soit fiable, en vue de son utilisation efficace. D'où l'importance de mettre au point des modèles capables de traduire correctement le comportement réel du transistor. Cependant, les différentes modélisations développées par les chercheurs ne sont pas valables pour tous les modes de fonctionnement du transistor en question [14].

Il est important pour une utilisation efficace du transistor d'avoir un modèle équivalent qui soit fiable. Cette remarque est d'autant plus pertinente en ce qui concerne les caractéristiques courants-tensions car ces dernières conditionnent très largement le comportement du transistor.

Pour être intéressant, un modèle doit être précis tout en étant relativement facile à exploiter. Ces deux exigences sont cependant antagonistes puisqu'un modèle rigoureux doit, soit comporter beaucoup d'éléments (plus d'une cinquantaine), soit être régi par des équations complexes et peu maniables. D'un autre côté, un modèle simplifié est limité en précision et/ou n'est valable que sur une plage de fréquence ou de tension donnée. Ces conditions permettant d'expliquer un tant soit peu la tâche complexe des chercheurs qui se sont intéressés à la modélisation des transistors dans les gammes micro-ondes.

Ainsi, de nombreux laboratoires ont orienté dans leurs recherches sur la modélisation des transistors micro-ondes qu'ils soient aussi bien en silicium qu'en arséniure de gallium (*AsGa*). En effet, si l'*AsGa* est très utilisé dans les transistors à effet de champ, souvent à hétérojonctions en ondes centimétriques et même millimétriques, les recherches sur les composants au silicium (*bipolaire*, *MOSFET*, ...) se poursuivent pour leur redonner une place à part entière dans ces gamme de fréquences.

Néanmoins, ils sont de plus en plus concurrencés par les transistors bipolaires à hétérojonction. Commercialisés dès le milieu des années quatre vingt, ces composants tels que les transistors bipolaires à hétérostructure de type *GaALAs/AsGa*, *SiGe/Si*, *InAsGa/InP*, ..., présentent en effet plusieurs avantages rendus possibles par les progrès enregistrés lors de leur fabrication.

Ces améliorations trouvent leurs origines à la fois dans la maîtrise de nouvelles technologie et dans l'amélioration de techniques plus anciennes tant au niveau des matériaux : croissance cristalline sous encapsulant liquide, implantation ionique, épitaxie par jets moléculaires (*'Molecular Beam Epitaxy'*) ou en phase vapeur aux organométalliques (*'MOCVD'*), qu'au niveau des procédés de fabrication : lithographie électronique, photolithographie, ... les excellents résultats obtenus en laboratoire prédisposent ce type de transistors à une utilisation importante lorsque leur commercialisation à grande échelle devient effective avec un rapport qualité/prix intéressant

### 1. 3.2.1 Transistors à effet de champ

#### 1.3.2.1.1 Transistor MESFET

Malgré son plus fort coût, l'arséniure de gallium a progressivement supplanté le silicium grâce à sa plus grande mobilité, ce qui a amené l'émergence des transistors à effet de champ en *AsGa*. Puis, en se basant sur les avantages du contact Schottky entre un métal et un semi-conducteur qui réduit considérablement les capacités de jonctions et le temps de

commutation, le *MESFET* ('*Metal Semi-conducteur Field Effect Transistor*') a envahi le marché pour devenir un élément incontournable dans la conception des circuits actifs micro-ondes.

La modélisation du transistor *MESFET* a fait l'objet de très nombreux travaux tant sous l'aspect physique, électromagnétique qu'électrique. Dans cette recherche, nous avons éludé les deux premiers points car ils se basent respectivement sur des paramètres souvent inaccessibles aux concepteurs ou exigent des moyens numériques très importants surtout pour une modélisation multidimensionnelle [17].

Dans le dernier aspect, un premier axe s'appuie sur l'extraction des valeurs des paramètres constituant le schéma équivalent à topologie prédéterminée et des relations courants-tensions préétablies et généralement couplées à des méthodes d'optimisation et/ou de technique statistiques.

Les deux procédés les plus pertinents sont :

\* La mesure des paramètres  $S$  à différents points de polarisation. Des programmes d'extraction permettent ensuite de déterminer les éléments linéaires du transistor en fonction de la polarisation. Cette approche n'intègre cependant pas la dissipation du transistor en cas de fonctionnement en régime de fortes puissances. De plus, les mesures n'incluant pas la région d'avalanche, le modèle n'est pas apte à simuler de très forts signaux.

\*La mesure des paramètres à un point de polarisation donné pour extraire les éléments linéaires et mesures pulsées pour évaluer la dépendance des éléments non linéaires en fonction des tensions appliquées néanmoins, les mesures en impulsion ne donnent pas les valeurs importantes des éléments différentiels tels que  $g_m$  et  $g_d$  qui sont très importants dans les études d'intermodulations par exemple. De plus les éléments résistifs non linéaires ne sont pas bien caractérisés. Ces limitations peuvent cependant être dépassées par des mesures pulsées sous des tensions de polarisations auxquelles sont superposées des tensions pulsées.

Le second axe intéressant se base également sur des mesures différentes (en continu, en régime de faible et/ou fort signal,...) mais s'articule plus particulièrement sur deux points :

- Etablissement d'une topologie pour le schéma électrique équivalent permettant de valider les mesures.
- Détermination de la relation entre les éléments et les tensions appliquées sur la base d'un schéma électrique équivalent pris comme base de travail.

Si ces différents points sont actuellement bien finalisés en régime linéaire, ils restent encore nettement perfectibles en présence de forts signaux [15].

De plus, comme la simulation est souvent fonction du but recherché, de la nature du composant, du type de circuit dans lequel il sera inséré, du régime de fonctionnement, de la

bande de fréquence, une combinaison entre ces possibilités est de plus en plus privilégiée pour parvenir au modèle qui répondra le plus fidèlement possible aux exigences du concepteur.

En ondes centimétriques, le schéma le plus usité en régime petit signal reste celui donné à la figure 1 deux diodes représentant l'effet d'avalanche grille-drain (diode  $D_a$ ) et le courant dans la jonction grille canal (diode  $D_g$ ) peuvent être éventuellement incluses. Par contre, dans le haut de la bande de fréquences micro-ondes (ondes millimétriques), le schéma de la figure 2 est utilisé. Dans ces schémas, les principaux éléments non linéaires sont :

- la capacité grille-source  $C_{gs}$ ,
- la capacité grille-drain  $C_{gd}$
- la source de courant  $I_d$ .

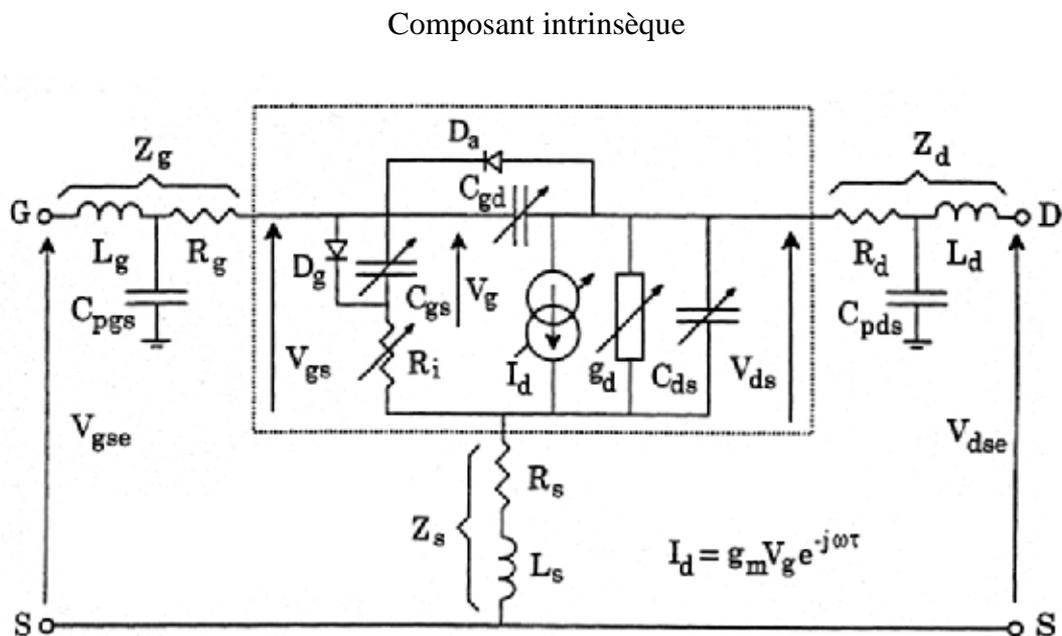


Fig. 1 : Schéma électrique équivalent en ondes centimétriques d'un FET.

Composant intrinsèque

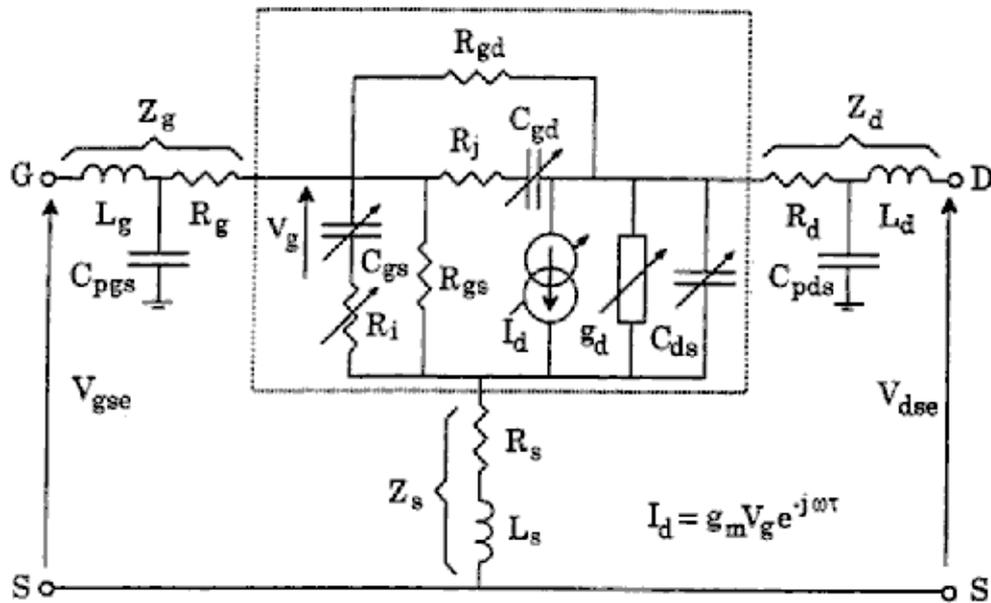


Fig. 2 : Schéma électrique équivalent en ondes millimétriques d'un FET.

Puis à un degré moindre (selon les applications) :

- la conductance de sortie  $g_d$  (ou la résistance équivalente  $R_{ds}$ )
- la capacité drain-source  $C_{ds}$ .

Et enfin éventuellement la résistance  $R_i$ . Si la dépendance du courant grille en fonction des tensions intrinsèque grille-source  $V_{gs}$  et drain-source  $V_{ds}$  reste relativement aisée à définir, la source de courant de drain  $I_d$  représentant la non linéarité la plus prépondérante est l'élément le plus complexe à modéliser dans un transistor à effet de champ.

De très nombreux travaux scientifiques et techniques ont été rapportés pour approximer la variation de cette source de courant en accord avec les caractéristiques statiques et dynamiques qui varient fortement d'un transistor à un autre selon les applications et les modes de fabrication (Fig-2). Pour illustrer l'importance de ces travaux et leur complexité, nous avons résumé les plus importantes relations non sans devoir préciser auparavant quelques points :

- les équations ont été reproduites avec pratiquement les mêmes notations que celles usitées telles que :  $a, a_j, b, k, m, q, \dots$ ,  $a, \dots$  sont généralement des paramètres empiriques témoignant de la complexité du problème.

-  $I_{dss}$  indique le courant de drain à la saturation pour le point de polarisation ( $V_{gs} = 0, V_{ds} = S_{dss}$ ),  $I_{sr}$  le courant de saturation inverse de la jonction grille-drain et  $I_{dsp}$  celui du drain correspondant au maximum de la transductance  $g_m$ .

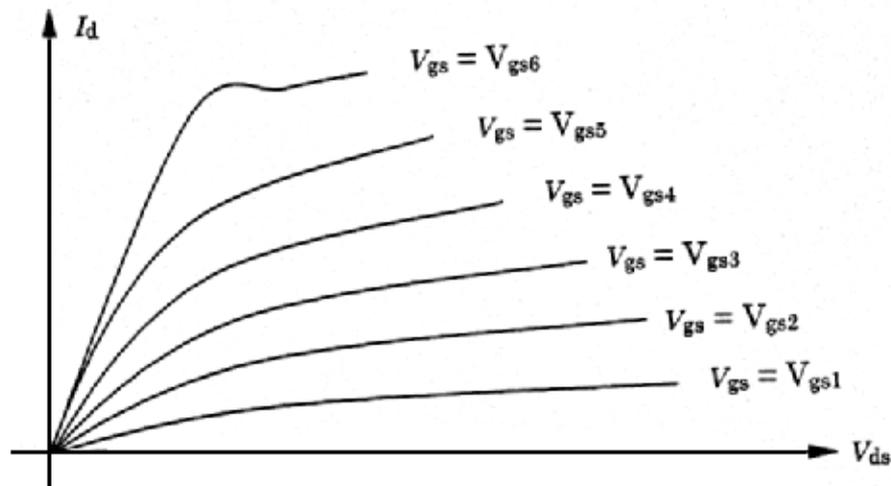


Fig. 12 : Caractéristiques statistiques  $I_d(V_{gs}, V_{ds})$  d'un transistor à effet de champ avec :

$$V_{gs6} > 0 > V_{gs5} > V_{gs4} > V_{gs3} > V_{gs2} > V_{gs1}.$$

- outre les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  déjà définies, les auteurs ont intégré dans les équations la tension de barrière  $V_{bi}$  ('built-in voltage'), la tension de pincement  $V_{po}$  ('pinch-off voltage') ou  $V_p$  telle que :

$$V_p = V_{po} + V_{ds} \quad (1.3)$$

étant un paramètre empirique, ainsi que des tensions particulières à certains modèle indiquant généralement la valeur pour laquelle les paramètres empiriques sont spécifiés ( $V_{dso}$ ,  $V_{dsp}$ ,...)

### 1.3.2.1.2 Transistors HEMT

Actuellement, le transistor à effet de champ à hétérojonction prend de plus en plus de place dans les circuits micro-ondes puisqu'il présente un plus faible bruit et une plus grande fréquence de coupure (le plus répandu étant le HEMT pseudo morphique ou PHEMT). De plus, il possède une meilleure mobilité impliquant une plus grande transductance et un effet moindre des capacités parasites. La modélisation de la source de courant  $I_d$  également fait l'objet de plusieurs publications [17].

### 1.3.2.1.3 Transistor à double grille

Il existe des transistors FET à double grille ('dual-gate FET transistor'). Présentés en premier par Turner et *al.* Ces composants sont constitués de deux grilles parallèles électriquement indépendantes à travers la région du canal (occupée usuellement par une seule grille).

En utilisation classique en tant que quadripôle, la configuration est en source commune avec le signal appliqué à la première grille tandis que la seconde est mise à la masse. Si la deuxième grille est polarisée positivement, il y a une amélioration sensible du gain sans affecter réellement le facteur grain-bande passante (équivalent à un montage en cascade : configuration : source-commune + grille commune comme montré à la Fig. 3.

De plus paramètre de l'unilatéralité  $S_{12}$  est sensible est plus faible comparé à celui d'un transistor à une grille. En outre, le gain et le facteur de bruit d'une double grille peuvent être améliorés lorsque la seconde grille a une tension de pincement plus grande que la première grille.

Les principales utilisations de ce type de transistors sont en mélange et modulation puisque la séparation naturelle des signaux injectés au niveau de chacune des deux grilles permet une bonne isolation.

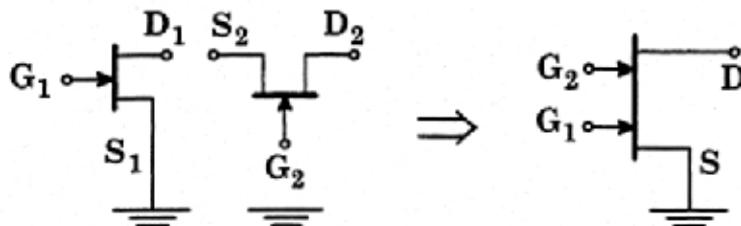


Fig. 3 : configuration d'un transistor double grille en tant que deux transistors en cascade.

D'autres applications existent comme interrupteur, porte logique ou en tant qu'amplificateur à gain variable lorsqu'une tension de polarisation variable est appliquée à la seconde grille.

Cependant, leur usage est limité du fait de problèmes à deux niveaux : la complexité de modélisation de leur circuit équivalent et la difficulté d'intégration des différents circuits de polarisation et d'adaptation surtout en monolithique.

### 1.3.2. Transistor bipolaires

Du fait qu'aux fréquences micro-ondes, le transistor bipolaire à injection P-N-P ou N-P-N est progressivement supplanté par le transistor à hétérojonction ('HBT : Heterojunction Bipolar Transistor'), nous ne nous intéresserons qu'à l'étude de ce dernier.

### 1.3.3. Transistor HBT

Le transistor bipolaire est un composant dont le courant de base module le courant de collecteur. Actuellement, le transistor HBT présente plusieurs avantages par rapport au transistor classique. Ainsi le choix de faibles dopages pour l'émetteur et le collecteur diminue les capacités de transistor tandis qu'un fort dopage de base augmente le gain en puissance par diminution de la résistance de base.

Pour simuler le comportement du transistor HBT, plusieurs schémas électriques équivalents ont été publiés, mais c'est celui en 'Té' qui est le plus souvent retenu Fig.14.

Les principaux éléments non linéaires sont les capacités  $C_c$  et  $C_e$ , les résistances  $R_{be}$  et  $R_{bc}$  ainsi que la source de courant  $I_e$  (le terme  $\alpha$  dans le schéma désigne le facteur de transport et est fonction de plusieurs paramètres dont la fréquence de travail, le temps de transit, ...). Cette source est généralement simulée suivant deux modèles utilisés pour les transistors bipolaires à jonction : Ebers-Moll et Gummel-Poon.

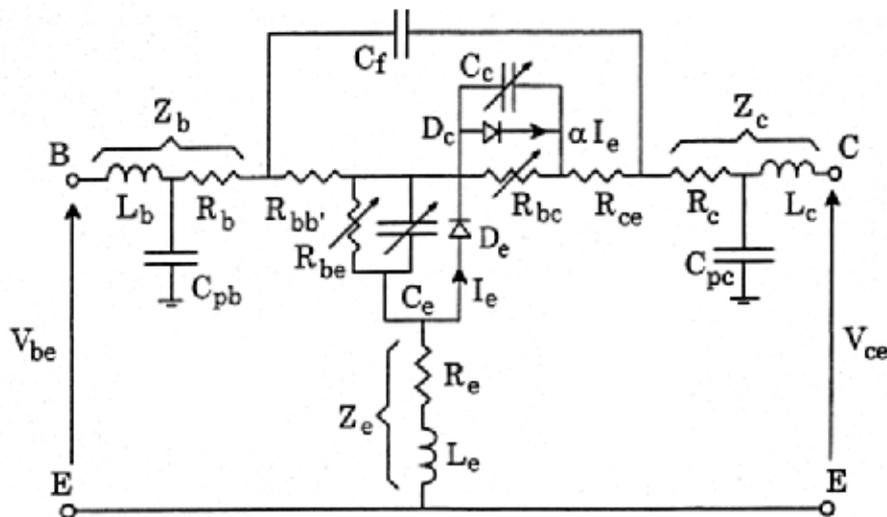


Fig. 14 : Schéma électrique équivalent d'un transistor HBT.

Ainsi, pour Ebers-Moll, le courant  $I_e$  est couplé au courant de collecteur et exprimé comme une somme des courants des deux jonctions, relation similaire à l'équation (1.4) de la diode.

$$I_e = I_{es} \left( \exp\left(\frac{V_{eb}}{V_t}\right) - 1 \right) - \alpha_r I_{cs} \left( \exp\left(\frac{V_{cb}}{V_t}\right) - 1 \right) \quad (1.4)$$

$$I_e = -\alpha_f I_{es} \left( \exp\left(\frac{V_{eb}}{V_t}\right) - 1 \right) + I_{cs} \left( \exp\left(\frac{V_{cb}}{V_t}\right) - 1 \right) \quad (1.5)$$

Où  $V_t$  est la tension seuil ('threshold voltage') et où les indices « e, b, c » indiquant respectivement l'émetteur, la base et le collecteur. Quant à Gummel-Poon, le courant  $I_e$  est donné en fonction de courants base-émetteur  $I_{ee}$  et base-collecteur  $I_{cc}$ .

$$I_e = \beta_f I_{ee} - \beta_r I_{cc} \quad (1.6)$$

Où  $\beta_f$  et  $\beta_r$  sont les gains en courant en polarisation directe et inverse respectivement. Afin de les incorporer dans les simulateurs commerciaux, les recherches continuent pour tenir compte de phénomènes spécifiques existant dans le HBT (dépendance en fonction du temps de transit, effet Tunnel,...) [17], [19].

## Conclusion du Chapitre 1

Dans cette première partie de la thèse, on a présenté l'essentiel des modèles des composants susceptibles d'être intégrés dans la configuration de la structure d'un circuit hyperfréquence en vue de son optimisation.

Il faut entendre par modélisation l'opération qui consiste à caractériser par une fonction mathématique ou un modèle numérique les différents composants qui constituent le circuit.

C'est en fait la partie la plus intéressante du processus puisque les modèles simplifiés diminuent la précision tandis que les modèles compliqués ou élaborés consomment beaucoup de mémoire et de temps de calcul.

La démarche qui a été suivie consiste donc à modéliser les composants les plus sensibles du circuit c'est-à-dire les éléments actifs (les diodes Gunn, SRD, Impatt, PIN..., ainsi que les transistors H.F (transistor MESFET, transistor HEMT, transistor bipolaire ...) qui sont les éléments clés de la structure à optimiser dans ce travail de recherche, entre autres les transistors puis de les insérer dans la structure du circuit global en vue de son analyse et son optimisation.

## L'analyse des circuits micro-ondes

### 2.1. Les Sensibilités

La sensibilité d'une fonction est sa dérivée partielle par rapport à un paramètre quelconque (valeur de la résistance, de la capacité,...). Comme les performances d'un réseau micro-ondes sont exprimées en fonction de paramètres  $S_{ij}$ , les sensibilités peuvent être obtenues à partir de ces derniers. Par exemple, la sensibilité du module  $|S_{ik}|$  et de la phase  $\phi_{ik}$  du paramètre  $S_{ik}$  entre les portes  $k$  et  $i$  d'un réseau est égal à :

$$\frac{\partial |S_{ik}|}{\partial x} = Re \left[ \frac{\partial S_{ik}}{S_{ik}}, \frac{\partial S_{ik}}{\partial x} \right] \quad \frac{\partial \phi_{ik}}{\partial x} = -Im \left[ \frac{1}{S_{ik}} \cdot \frac{\partial S_{ik}}{\partial x} \right] \quad (3.2)$$

Où  $Re$  et  $Im$  désignent respectivement les parties réelle et imaginaire. Pour permettre la comparaison entre différentes sensibilités quand elles dépendent des paramètres aussi différents qu'une capacité en  $pF$  ou en  $GHz$ , il est préférable d'utiliser des sensibilités normalisées.

Ainsi, la sensibilité normalisée d'une réponse  $R$  (module de la phase) à la variation d'un paramètre  $P$  d'un circuit s'écrit sous la forme d'un pourcentage :

$$\sigma = \frac{\partial R}{\partial P} \cdot 100 P \quad (3.3)$$

Il faut cependant noter que les résultats de l'analyse de la sensibilité n'est rigoureuse que si elle est suivie d'une optimisation adéquate [22], [5] [7].

#### 2.1.1 Analyse de la sensibilité des circuits micro-ondes

##### 2.1.1.1 Les méthodes numériques d'analyse des circuits micro-ondes

Les sensibilités; c'est-à-dire les dérivées partielles des fonctions des circuits par rapport aux paramètres variables des circuits étudiés sont des informations utiles pour la conception des circuits micro-ondes. Ce sont des indices importants qui déterminent de quelle manière les écarts de ces paramètres se répercutent sur les sensibilités du circuit.

Celles-ci sont utiles pour l'analyse de la tolérance en vue de son utilisation pour la conception assistée par ordinateur de projets de circuits à l'aide d'une méthode d'optimisation appropriée.

Le calcul des sensibilités par la méthode des courts circuits d'un paramètre du circuit (méthode des différences finies), nécessite le calcul d'une fonction bien déterminée (réponse du circuit), après avoir changé la valeur du paramètre en question. Cette dérivée partielle d'une fonction donnée du circuit est calculée comme le rapport de la variation de la valeur de la fonction du circuit rapportée à la variation du paramètre. La valeur approximative de la dérivée partielle de la fonction  $f$  par rapport au paramètre  $\phi_k$  est donnée par la relation :

$$\frac{\delta f}{\delta \phi_k} = \frac{f(\phi_{k+}, \phi_k) - f(\phi_{k-}, \phi_k)}{2 \cdot \phi_k} \quad (5.1)$$

En général, en appliquant la méthode des accroissements finis, on peut estimer que la précision du calcul obtenu par la relation (3.1) est acceptable. Chaque paramètre indépendant du circuit nécessite l'introduction de la variation de celui-ci, et d'effectuer l'analyse du circuit, ce qui signifie que si l'on veut déterminer la sensibilité du circuit par rapport à  $n$  paramètres, il sera nécessaire, alors de reconduire par  $(2n+1)$  l'analyse du circuit.

L'inconvénient majeur de cette méthode est le fait que pour des valeurs de  $\phi_k$  qui sont assez petites, la différence des grandeurs presque égales au numérateur de la relation (3.1), peut conduire à des erreurs importantes dans le calcul.

Par contre, si les valeurs de  $\phi_k$  sont assez grandes, la précision de l'approximation de la dérivée partielle obtenue pour la relation (3.1) est assez réduite.

Par conséquent, les méthodes de calcul numérique dans la technique de conception assistée par ordinateur (C.A.O) des circuits micro-ondes pour l'analyse de la sensibilité seront fondées sur d'autres principes [1].

### 2.1.1.2 Calcul de la sensibilité des circuits hyperfréquences décrits par leur matrice de dispersion

#### 2.1.1.2.1. Le calcul de la sensibilité par la méthode des circuits connectés :

Cette méthode, qui appliquée aux circuits  $H.F$  décrits par leur matrice  $[S]$ , est basée sur la solution qui lie les ondes complexes incidentes et réfléchies sur un deux-ports de deux circuits ayant la même topologie.

$$\sum_{i=1}^n (a_i \beta_i - \alpha_i b_i) = 0 \quad (5.2)$$

Où :  $a_i$  et  $b_i$  - amplitudes de l'onde incidente et réfléchie au niveau des portes  $i$  du circuit original.

$\alpha_i$  et  $\beta_i$  - amplitudes des ondes incidentes et réfléchies au niveau des portes  $i$  du second circuit appelé circuit connecté pour lequel les impédances de référence des portes sont respectivement les mêmes que pour le circuit original.

Dans l'expression (3.2), on établit la somme de toutes les dérivées du circuit dans les  $n$  portes que contient le circuit, en considérant que toutes les charges sont connectées aux portes d'entrée et de sortie. Cette relation est équivalente au *Théorème de Tellegen* qui est lui même une conséquence directe des *lois de Kirchhoff*.

La relation (3.2) peut être écrite sous la forme :

$$a^T \beta - b^T \alpha = 0 \quad (5.3)$$

Où :

$$a = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad b = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} \quad \alpha = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_n \end{bmatrix} \quad \beta = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_n \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Les vecteurs  $a^T$  et  $b^T$  sont les vecteurs transposés.

Les composants de la somme de l'équation (3.2) sont liés à une paire de portes  $i$  et  $j$  qui sont interconnectées sont égaux à :

$$\begin{aligned} & a_i \beta_i + a_j \beta_j - \alpha_i \beta_i + \alpha_j \beta_j = \\ & = \beta^T a - \alpha^T b = (\hat{\Gamma} \alpha)^T a - \alpha^T a = \\ & = \alpha^T (\hat{\Gamma}^T - I) a \end{aligned} \quad (5.5)$$

Où: - matrice de connexion d'une paire de portes  $n^\circ i$  et  $n^\circ j$  dans le circuit original.

$\hat{\Gamma}$ - matrice de connexion de la même paire de portes dans le circuit connecté.

Si la relation :

$$\hat{\Gamma} = I \quad (5.6)$$

est vérifiée, alors la somme des composants dans la relation (5.5) est nulle.

Du fait que la même équation (5.5) est valable pour chaque paire de portes connectées au niveau des circuits (original et connecté), et qui remplissent la condition de l'équation (5.6) pour la matrice de connexion du circuit original et du circuit connecté, alors la relation établie par (5.2) est aussi vérifiée [6].

De la forme de la matrice  $\hat{\Gamma}$ , on peut conclure d'après la relation (2.55), que la fonction (5.6) est vérifiée seulement dans le cas où les impédances de référence  $Z_{0n}$  de la porte  $n^\circ i$  du circuit ouvert et du court circuit sont égales, et de même pour la porte  $n^\circ j$  pour ces deux circuits.

Si les impédances de référence d'une paire de portes connectées sont réelles et égales, la matrice de connexion des portes  $i$  et  $j$  est simplifiée jusqu'à obtenir la forme de l'équation (2.52) ; c'est-à-dire que la condition (5.6) reste toujours valable.

Si au niveau du circuit ouvert, on change les valeurs des paramètres pour les éléments du circuit, on change aussi les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies :

$$\sum_{i=1}^n [(a_i + da_i)\beta_i - (b_i + db_i)\alpha_i] = 0 \quad (5.7)$$

Après avoir soustrait (5.7) et (5.3), on aura :

$$\sum_{i=1}^n (da_i \beta_i - db_i \alpha_i) = 0 \quad (5.8)$$

Ou bien

$$\beta^T da - \alpha^T db = 0 \quad (5.9)$$

L'équation (5.9) permet de calculer les sensibilités du circuit H.F grâce à la méthode du circuit connecté.

L'accroissement de la valeur du paramètre  $\phi$  du  $K^{i\text{ème}}$  élément du circuit provoque la variation des ondes incidentes et réfléchies de ce circuit, en accord avec la relation suivante :

$$\frac{\delta b_k}{\delta \phi} = \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k + S_k \frac{\delta a_k}{\delta \phi} \quad (5.10)$$

On introduit cette dernière relation dans l'équation (5.9), et on obtient :

$$\beta_k^T \frac{\delta a_k}{\delta \phi} - \alpha^T \frac{\delta b_k}{\delta \phi} = (\beta_k - S_k^T \alpha^k)^T \frac{\delta a_k}{\delta \phi} - \alpha_k^T \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \quad (5.11)$$

Les éléments de la somme issus de la relation (5.9) peuvent être uniquement en fonction de la dérivée partielle  $\frac{\delta S_k}{\delta \phi}$ , si le  $K^{i\text{ème}}$  multiporte du circuit connecté est choisi de telle manière que la matrice des composants du vecteur  $\frac{\delta a_k}{\delta \phi}$  et nulle :

$$\beta_k - S_k^T \alpha^k = 0 \quad (5.12)$$

Cela signifie aussi, qu'en choisissant le  $K^{i\text{ème}}$  multiporte du circuit connecté de manière à ce que sa matrice de dispersion soit égale à la matrice transposée du circuit actuel, les éléments de la somme de l'équation (5.9) liés à cet élément sont égaux :

$$G_k = \alpha_k^T \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \quad (5.13)$$

Si dans le cas, où les circuits connectés se composent de multiportes dont chacun vérifie à part la relation (5.12), alors l'équation (5.9) peut être transcrite en rassemblant dans un premier groupe tous les termes liés avec  $l$  charges, ainsi qu'un deuxième groupe rassemblant tous les termes avec  $m$  multiportes formant le circuit :

$$\sum_{j=1}^l (\beta_j \frac{\delta a_j}{\delta \phi} - \alpha_j \frac{\delta b_j}{\delta \phi}) = \sum_{k=1}^m \alpha_k^T \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \quad (5.14)$$

Ou bien :

$$\beta_z^T \frac{\delta a_z}{\delta \phi} - \alpha_z^T \frac{\delta b_z}{\delta \phi} = \sum_{k=1}^m \alpha_k^T \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \quad (5.15)$$

Avec :

$$a_z = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_l \end{bmatrix} \quad b_z = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_l \end{bmatrix} \quad \alpha_z = \begin{bmatrix} \alpha_1 \\ \alpha_2 \\ \vdots \\ \alpha_l \end{bmatrix} \quad \beta_z = \begin{bmatrix} \beta_1 \\ \beta_2 \\ \vdots \\ \beta_l \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Etant les vecteurs d'amplitude des ondes incidentes et réfléchies au niveau des portes de sortie, avec  $l$  le nombre de portes et  $m$  le nombre d'éléments du circuit considéré.

Les éléments du circuit pour lequel les matrices  $[S]$  de dispersion ne dépendent pas des paramètres variables  $\phi$ , et ne portent pas de terme dans la somme du côté droit des relations (5.14) et (5.15). Si on suppose que les portes de sortie du circuit original sont adaptées, c'est-à-dire que ( $\frac{\delta b_z}{\delta \phi} = 0$ ), la relation (5.15) se réduit à la forme suivante :

$$G = \beta_z^T \frac{\delta a_z}{\delta \phi} = \sum_{k=1}^m \alpha_k^T \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \quad (5.17)$$

Si, de plus le circuit connecté existe de telle façon que le vecteur  $\beta_z$  est de la forme (5.18) :

$$\beta_z = [1 \ 1 \ 1 \ \dots \ 1]^T \quad (5.18)$$

Alors, dans ce cas  $G$  est la somme des sensibilités par rapport au paramètre variable  $\phi$  des ondes incidentes normalisées  $a_z$ , et ceci, au niveau de toutes les portes du circuit.

Le plus souvent, il est intéressant de connaître la sensibilité de l'onde incidente au niveau de la porte de sortie  $n^\circ r$  du circuit [19], [20].

Dans ce cas, toutes les portes de sortie du court connecté, sauf la porte  $n^\circ r$ , doivent être chargées par des impédances adaptées :

$$\beta_j = 0; \quad j = 1, \dots, l; \quad J \neq r \quad (5.19)$$

Si, en même temps, cette  $r$  ième porte du court circuit est excitée de manière à ce que  $\beta_r = 1$ , dans ce cas l'équation (5.17) détermine directement la sensibilité de l'amplitude de l'onde incidente  $a_r$ , au niveau de cette porte de sortie  $n^\circ r$  du circuit original, par rapport au paramètre  $\phi$ .

$$\frac{\delta a_r}{\delta \phi} = \sum_{k=1}^m \alpha_i^T \frac{\delta S_i}{\delta \phi} a_i \quad (5.20)$$

La relation (5.20) peut être généralisée pour le cas des sensibilités par rapport à plusieurs paramètres du circuit original. D'après les relations précédentes, le vecteur des sensibilités des amplitudes des ondes incidentes au niveau de la porte  $n^\circ r$  de sortie du circuit original est égale :

$$G = a_r = \begin{bmatrix} \frac{\delta a_r}{\delta \phi_1} \\ \frac{\delta a_r}{\delta \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\delta a_r}{\delta \phi_r} \\ \frac{\delta a_r}{\delta \phi_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{k=1}^m \alpha_i^T \frac{\delta S_i}{\delta \phi_1} a_i \\ \sum_{k=1}^m \alpha_i^T \frac{\delta S_i}{\delta \phi_2} a_i \\ \vdots \\ \sum_{k=1}^m \alpha_i^T \frac{\delta S_i}{\delta \phi_i} a_i \\ \sum_{k=1}^m \alpha_i^T \frac{\delta S_i}{\delta \phi_n} a_i \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Les éléments du vecteur  $G$  déterminent les sensibilités pouvant être calculées par l'analyse du circuit original, ainsi que par l'analyse du circuit connecté. Le calcul des sensibilités d'après l'équation (5.21), exige en plus de connaître les dérivées partielles des matrices de dispersion du circuit  $\frac{\delta S_i}{\delta \phi_k}$  par rapport aux paramètres variables  $\phi_k$  du circuit.

La détermination de ces relations est souvent possible pour la majorité des circuits micro-ondes.

### 2.1.2 Détermination des dérivées partielles de la matrice $[S]$ des éléments du circuit H.F à l'aide des invariants de sensibilité

Pour beaucoup de circuits micro-onde, le rôle prédominant dans la détermination des dérivées partielles de la matrice  $[S]$  est la connaissance des *invariants de sensibilité* de cette matrice  $[S]$ . A partir de là, on se limite à la recherche de ses éléments H.F qui comportent soit des paramètres d'impédances, soit des paramètres d'admittance [21].

L'ensemble des paramètres d'impédances est sélectionné par :

$$\{z\} = \left\{ R, L, \frac{1}{C}, Z_0, r_m \right\} \quad (5.22)$$

Où  $R$  : La résistance localisée

$L$  : L'inductance localisée

$C$  : la capacité localisée

$Z_0$  : L'impédance caractéristique

$r_m$  : La transmittance de la source de la tension guidée par le courant.

L'ensemble dual par rapport aux paramètres d'impédances est un ensemble de paramètres d'admittances. Il est déterminé par :

$$\{y\} = \left\{ G, \frac{1}{L}, C, Y_0, g_m \right\} \quad (5.23)$$

Avec  $G$  : Conductance localisée

$Y_0$  : Admittance caractéristique de la ligne

$g_m$  : Transductance de la source de courant guidée par la tension.

On peut démontrer que dans le cas d'un élément comportant soit les paramètres d'impédances, soit les paramètres d'admittances, la somme de tous les paramètres des éléments faisant partie soit de l'ensemble  $\{z\}$  ou de l'ensemble  $\{y\}$ , est un invariant de sensibilité.

$$\{\phi_k\} \phi_k \frac{\delta S}{\delta \phi_k} \quad (5.24)$$

Ceci permet d'écrire :

$$\{\phi_k\} \phi_k \frac{\delta S}{\delta \phi_k} = \frac{1}{2} (1 - S^2) \quad (5.25)$$

Ceci dans le cas où  $\{\phi_k\} = \{z\}$

Et :

$$\{\phi_k\} \phi_k \frac{\delta S}{\delta \phi_k} = -\frac{1}{2} (1 - S^2) \quad (5.26)$$

Ceci dans le cas où  $\{\phi_k\} = \{y\}$

Dans le cas d'un élément du circuit ayant seulement un seul paramètre de l'ensemble  $\{z\}$  ou l'ensemble  $\{y\}$ , on aura :

$$\frac{\delta S}{\delta \phi} = \frac{1}{2\phi} (1 - S^2) \quad (5.27)$$

Pour ce type d'élément de circuit, on a :

$$\alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi} a = \frac{1}{2\phi} (\alpha^T a - \gamma^T b) \quad (5.28)$$

Un autre cas qui peut se manifester en pratique : c'est la situation où l'élément du circuit H.F analysé en utilisant les variables d'ondes  $a$  et  $b$  est celui qui est défini par la matrice d'impédance ou bien par la matrice d'admittance.

En utilisant les relations (2.81) et (2.82), on obtient ce qui suit :

$$\frac{\delta S}{\delta \phi} = \frac{1}{2} (I - S) Z_N^{-1/2} \frac{\delta Z}{\delta \phi} Z_N^{-1/2} (I - S) \quad (5.29)$$

$$\frac{\delta S}{\delta \phi} = -\frac{1}{2} (I + S) Z_N^{1/2} \frac{\delta Z}{\delta \phi} Z_N^{1/2} (I + S) \quad (5.30)$$

Ainsi que :

$$\alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi} a = \frac{1}{2} (\alpha - \gamma)^T Z_N^{1/2} \frac{\delta Z}{\delta \phi} Z_N^{1/2} (a - b) \quad (5.31)$$

$$\alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi} a = -\frac{1}{2} (\alpha + \gamma)^T Z_N^{1/2} \frac{\delta Y}{\delta \phi} Z_N^{1/2} (a + b) \quad (5.32)$$

### 2.1.3 Détermination de la sensibilité des circuits H.F par la matrice $[S]$ avec les connexions par la méthode des circuits connectés

Le calcul numérique de la sensibilité du circuit décrit par la matrice  $[S]$ , avec les connexions par la méthode du circuit connecté peut être mené en utilisant la relation suivante, en dérivant l'expression (2.51), par rapport au paramètre  $\phi$ , on aura [22] :

$$\frac{\delta a}{\delta \phi} = -W^{-1} \frac{\delta W}{\delta \phi} W^{-1} C = W^{-1} \frac{\delta S}{\delta \phi} a \quad (5.33)$$

La sensibilité d'amplitude de l'onde incidente qui se propage vers la  $r$  ième porte du circuit et qui est l'un des éléments du vecteur du coté gauche de la relation (5.33), peut être calculée par la multiplication du coté gauche de cette relation par le vecteur de ligne  $\gamma^T$ , pour lequel l'un des  $r$  ième éléments est égal à 1, et tous les autres étant nuls, c'est-à-dire :

$$\gamma_r^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0] \quad (5.34)$$

En effectuant cette opération on obtient :

$$\frac{\delta a_r}{\delta \phi} = \gamma_r^T \frac{\delta a}{\delta \phi} = \gamma_r^T W^{-1} \frac{\delta S}{\delta \phi} a = \alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi} a \quad (5.35)$$

Où :

$$\alpha = (W^T)^{-1} \gamma_r = W^{-1} \gamma_r \quad (5.36)$$

est un vecteur qui peut être considéré comme le vecteur des ondes incidentes du circuit connecté, excité par le générateur d'amplitude complexe égal à 1.

D'après cette dernière relation, la matrice de dispersion avec les connexions du circuit connecté  $W$ , doit être égale à la matrice transposée avec des connexions du circuit original  $W$ , du fait que :

$$W = W^T = (-S)^T = -S^T \quad (5.37)$$

Le circuit connecté a la même topologie que le circuit original, mais les éléments de ce circuit sont de nature dispersive  $S_1, S_2, S_3, \dots, S_n$ , égales aux matrices de dispersion transposée des éléments respectifs concordants du circuit original.

La relation (5.37) est équivalente à la relation (5.12), la relation (5.35) est généralisée pour le cas de la sensibilité d'onde incidente  $A_r$  par rapport à un grand nombre de paramètres du circuit, et a la forme analogue que la relation (5.21).

$$G = a_r = \begin{bmatrix} \alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi_1} a \\ \alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi_2} a \\ \vdots \\ \alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi_k} a \\ \vdots \\ \alpha^T \frac{\delta S}{\delta \phi_n} a \end{bmatrix} \quad (5.38)$$

#### 2.1.4 Le calcul de la sensibilité des circuits H.F décrits par la matrice $[S]$ avec les connexions par la méthode directe

Le calcul numérique de la sensibilité des circuits H.F décrits par la matrice  $[S]$  par les connexions en utilisant la méthode directe est basée sur l'utilisation de la dérivée partielle du vecteur d'amplitude des ondes incidentes  $a$  par rapport au paramètre  $\phi$  :

$$\frac{\delta a}{\delta \phi} = -W^{-1} \frac{\delta S}{\delta \phi} a = W^{-1} \delta \quad (5.39)$$

Où :

$$\delta = \frac{\delta S}{\delta \phi} a = \begin{bmatrix} \frac{\delta S_1}{\delta \phi} a_1 \\ \frac{\delta S_2}{\delta \phi} a_2 \\ \vdots \\ \frac{\delta S_k}{\delta \phi} a_k \\ \vdots \\ \frac{\delta S_m}{\delta \phi} a_m \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

Le calcul de la sensibilité du circuit par cette méthode exige, après avoir cherché la solution de l'ensemble des équations  $Wa = c$ , de trouver aussi la valeur du vecteur des ondes incidentes  $a$  et de rechercher aussi de nouveau une solution avec la valeur du vecteur  $c$  qui est alors transformé par la valeur du vecteur  $\delta$  déterminée par la relation (5.40).

### 2.1.5 Les méthodes d'analyses des circuits d'hyperfréquences ou moyen des variables sous la forme des tensions et des courants

#### 2.1.5.1 Les méthodes d'analyses basées sur la matrice tableau du circuit.

En déterminant les courants et les tensions du circuit pris comme inconnues, on peut obtenir par certains moyens la solution du circuit électrique sous la forme des tensions et des courants. Dans le cas d'une méthode qui est basée sur la matrice tableau du circuit appliquée à l'analyse du circuit de constantes concentrées par ordinateur, les variables calculées par celui-ci sont des tensions et des courants de maille ainsi que des tensions entre chaque nœud et entre le nœud de référence du circuit [23].

Supposons que chaque branche du circuit comporte seulement un seul élément et en appliquant la loi d'Ohm pour chaque branche on peut écrire un système de « b » équations linéaires pour les vecteurs inconnus  $U_b$  et  $I_b$  ( $U_b$  : les tensions de maille et  $I_b$  : les courants de maille dans « b » branches du circuit).

$$\begin{matrix} \uparrow \\ b \\ \downarrow \end{matrix} \begin{bmatrix} Y_b & -Q_I \\ -Q_v & Z_b \\ \mu & 0 \\ 0 & \beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_b \\ I_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_b \\ E_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$\begin{matrix} \leftarrow b \rightarrow \\ \leftarrow b \rightarrow \end{matrix}$

Dans cette relation on a respectivement :

$E_0$  – le vecteur de la F.E.M de sources des tensions indépendantes.

$I_0$  – le vecteur de rendement en courant de sources de courant indépendantes.

$Q_v, Q_I$  – les matrices pour lesquelles on a dans chaque ligne l'élément égal à 1 et les autres sont égaux à zéro.

L'élément de la ligne à 1 correspond à cette branche dont la ligne donnée est rapportée.

$Y_b$  – la matrice d'admittance d'une branche.

$Z_b$  – la matrice d'impédance d'une branche.

$\mu$  – la matrice des coefficients de rendements des sources de tensions commandées par la tension.

– la matrice des coefficients de rendements des sources de courant commandées par le courant (d'une maille).

D'après la relation (1) les équations du circuit sont groupées en quatre groupes :

Le premier groupe est constitué par les équations des branches ayant :

- a) L'admittance  $Y$ .
- b) Les sources de courant indépendantes.
- c) Les sources de courant commandées par les tensions de maille.

Le deuxième groupe est constitué par les équations des branches ayant :

- a) L'impédance  $Z$ .
- b) Les sources de tension indépendantes.
- c) Les sources de tension commandées par les courants de maille.

Le troisième groupe est constitué par les relations des branches ayant des sources de tension commandées par les tensions de maille.

Enfin le quatrième groupe est constitué par les équations des branches ayant sources de courant commandées par les courants de maille.

Considérons le circuit présenté à la fig -1-

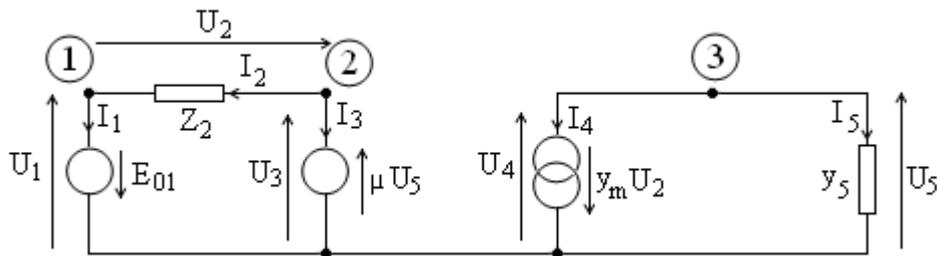


Fig -1-

Le circuit choisi comme illustrer la présentation du système des équations liant les tensions de maille et les courants de maille.

Pour ce circuit le système des équations de la forme déterminée par la relation (1) est comme suite :

$$\begin{array}{l}
 \text{I Groupe} \\
 \text{II Groupe} \\
 \text{III Groupe}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{ccccc|ccccc}
 0 & y_m & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & y_5 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \\
 \hline
 -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_2 & 0 & 0 & 0 \\
 \hline
 0 & 0 & 1 & 0 & \mu & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{array} \right]
 \begin{array}{c}
 U_1 \\
 U_2 \\
 U_3 \\
 U_4 \\
 U_5 \\
 I_1 \\
 I_2 \\
 I_3 \\
 I_4 \\
 I_5
 \end{array}
 =
 \begin{array}{c}
 \begin{array}{c} 0 \\ 0 \end{array} \\
 \hline
 E_{01} \\
 0 \\
 \hline
 0
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 I_0 \\
 \\
 E_0 \\
 0
 \end{array}
 \end{array}$$

Les limites imposées par la topologie du circuit permettent d'écrire une autre relation nécessaire pour définir d'une manière complète le circuit donné.

En appliquant la loi de Kirchoff pour tous les nœuds du circuit sauf le nœud de référence et en utilisant de la loi de Kirchoff en tension appliquée pour toutes les branches du circuit nous obtenons deux systèmes topologiques des équations sous la forme :

$$A^T \cdot I_b = 0 \tag{2}$$

$$A \cdot U_N - U_b = 0 \tag{3}$$

Où :  $U_b$  – le vecteur de tensions des nœuds.

$U_N$  – le vecteur de tensions des branches.

$A$  – la matrice d'incidence du circuit.

Pour le circuit de fig. -1- sachant que :

$$I_1 - I_2 = 0 \quad \text{noeud 1}$$

$$I_2 + I_3 = 0 \quad \text{noeud 2}$$

$$I_4 + I_5 = 0 \quad \text{noeud 3}$$

Le système des équations  $A^T \cdot I_b = 0$  est :

$$\begin{array}{c}
 \text{le numéro} \\
 \text{du nœud}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \text{le numéro d'une branche} \\
 1 \quad 2 \quad 3 \quad 4 \quad 5
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{ccccc}
 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 1
 \end{array} \right]
 \begin{array}{c}
 \left[ \begin{array}{c}
 I_1 \\
 I_2 \\
 I_3 \\
 I_4 \\
 I_5
 \end{array} \right]
 =
 \begin{array}{c}
 0 \\
 0 \\
 0
 \end{array}
 \end{array}
 \end{array}$$

les courants de maille

En même temps le système des équations  $A \cdot U_N = U_b$  est de la forme suivante :

$$\begin{array}{c} \text{le numéro d'une branche} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ 3 \\ 4 \\ 5 \end{matrix} \end{array} \begin{array}{ccc} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 \end{matrix} \\ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} & \begin{matrix} \leftarrow \text{le numéro du noeud} \\ \\ \\ \\ \end{matrix} & \begin{bmatrix} U_{N1} \\ U_{N2} \\ U_{N3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_5 \end{bmatrix}
 \end{array}$$

Le nombre des équations dans le système (2) est égal au nombre de nœuds du circuit « n », par contre dans le système (3) celui-ci est égal au nombre des branches du circuit « b ».

Les éléments de la matrice A correspondants aux numéros des branches connectées avec chaque nœud sont égaux soit à 1 soit à -1.

Le symbole soit +, soit – dépend de la direction de la branche.

En remplaçant les systèmes des équations (1), (2) et (3) et en marquant par le symbole 1 la matrice unitaire, on peut obtenir un autre système des équations sous la forme :

$$[T] \cdot \begin{bmatrix} U_N \\ I_b \\ U_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A^T & 0 & -\mathbf{1} \\ 0 & A & 0 \\ 0 & -Q_I & Y_b \\ 0 & Z_b & -Q_v \\ 0 & 0 & \mu \\ 0 & \beta & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_N \\ I_b \\ U_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ I_0 \\ E_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

La matrice des coefficients **T** du système des équations (4) est appelée la matrice tableau du circuit.

Le système des équations (4) de fig. -1- considéré est présenté sous la forme :

		les noeuds			les branches					les branches						
		1	2	3	1	2	3	4	5	1	2	3	4	5		
les branches	1	-1	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	$\begin{bmatrix} U_{N1} \\ U_{N2} \\ U_{N3} \\ I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \\ I_5 \\ U_1 \\ U_2 \\ U_3 \\ U_4 \\ U_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ E_{01} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	
	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0		
	3	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0		
	4	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0		
	5	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1		
les noeuds	1	0	0	0	-1	1	0	0	0	0	0	0	0	0		
	2	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0		
	3	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0		
les branches		0	0	0	0	0	0	-1	0	0	$y_m$	0	0	0		
		0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0	$y_5$		
		0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	0	0		
		0	0	0	0	$Z_2$	0	0	0	0	-1	0	0	0		
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	-1	0	0	$u$		

Fig -2-

La méthode d’analyse des circuits par CAO est basée sur la matrice tableau. Celle-ci possède des applications très vastes dans l’analyse des circuits linéaires de constantes concentrées dans domaine temporel.

Pour résoudre le système des équations du circuit sous la forme (4), on applique une technique spéciale de matrices appelées de matrices rares. [105], [110], [114].

Une discussion rapide faite ici pour cette méthode d’analyse des circuits à constantes concentrées permet de dire qu’elle est causée par le fait que les programmes universels de CAO basés sur la matrice tableau peuvent être aussi appliqués à l’analyse d’une classe bien limitée des circuits micro-ondes.

### 2.1.5.2 La méthode d’analyse basée sur la matrice d’admittance de nœud du circuit

Pour effectuer l’analyse des circuits électriques linéaires dans le domaine fréquentiel on applique le plus fréquemment une méthode des tensions de nœuds dont les inconnues sont les tensions de nœuds  $U_N$  calculés par rapport à l’un des nœuds du circuit dit le nœud de référence [24].

En écrivant la loi de Kirchhoff en courant pour chaque nœud du circuit sous une forme bien ordonnée, nous obtiendrons :

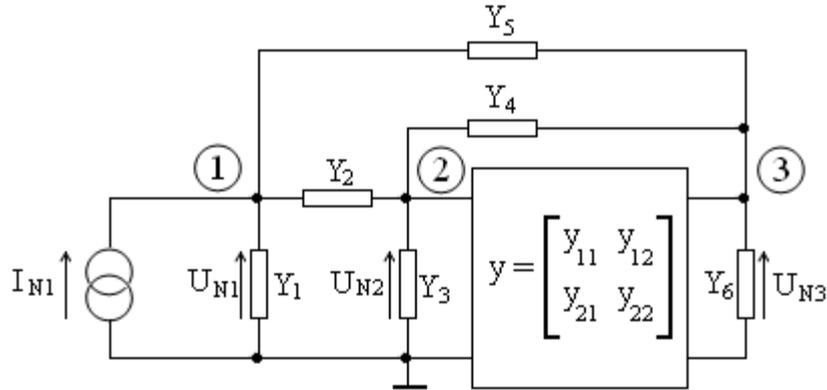
$$Y \cdot U_N = I_{N0} \tag{5}$$

Où :  $Y$  – la matrice carrée d’admittance du nœud. L’ordre de cette matrice est égal au nombre des nœuds du circuit.

$U_N$  – le vecteur des tensions de nœuds calculées par rapport au nœud de référence.

$I_{N0}$  – le vecteur de rendements en courant des générateurs du courant indépendamment branchés avec le nœud arbitraire et celui de référence.

On Considère le circuit présenté sur la fig. -3-. Les équations suivantes du système (5) sont établies à la base de la loi de *Kirchoff* en courant pour chaque nœud de circuit.



Le nœud N°01 :

$$Y_1 U_{N1} + Y_2 (U_{N1} - U_{N2}) + Y_6 (U_{N1} - U_{N3}) = I_{N1}$$

Le nœud N°02 :

$$Y_3 U_{N2} + Y_2 (U_{N2} - U_{N1}) + Y_4 (U_{N2} - U_{N3}) + y_{11} U_{N2} + y_{12} U_{N3} = 0$$

Le nœud N°03 :

$$Y_5 U_{N3} + Y_4 (U_{N3} - U_{N2}) + Y_6 (U_{N3} - U_{N1}) + y_{21} U_{N2} + y_{22} U_{N3} = 0$$

Les équations peuvent être écrites sous la forme matricielle :

$$\begin{array}{c}
 \text{le numéro du nœud} \\
 \downarrow \\
 \begin{array}{ccc}
 1 & 2 & 3 \\
 \begin{bmatrix}
 Y_1 + Y_2 + Y_3 & -Y_2 & -Y_6 \\
 -Y_2 & Y_2 + Y_3 + Y_4 + Y_5 & -Y_4 + y_{12} \\
 -Y_3 & -Y_4 + y_{21} & Y_4 + Y_5 + Y_6 + y_{22}
 \end{bmatrix}
 \cdot \begin{bmatrix}
 U_{N1} \\
 U_{N2} \\
 U_{N3}
 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix}
 I_{N1} \\
 0 \\
 0
 \end{bmatrix}
 \end{array}
 \end{array}$$

La matrice d’admittance de nœuds  $Y$  du circuit est créée d’après les règles suivantes :

- 1) L'élément de la matrice sur la diagonale principale  $Y_{ii}$  est égal à la somme de toutes les admittances connectées avec le nœud « i ».
- 2) L'élément en dehors de la diagonale principale  $Y_{ij}$  est égal à la somme (avec le signe moins) des admittances branchées entre les nœuds « i » et « j » ainsi qu'une transconductance des générateurs de courant connectés avec le nœud « i » et commandés par une tension du nœud « j », comme on peut voir sur la fig. -4-

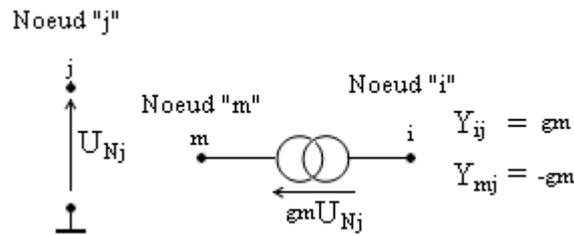


Fig. - 4 -

- 3) Les transconductances des sources en courants commandées par les tensions de branches il faut cependant noter qu'en plus qu'aux éléments respectifs d'après la règle présentée sur la Fig. - 5 - [119], [122], [131].

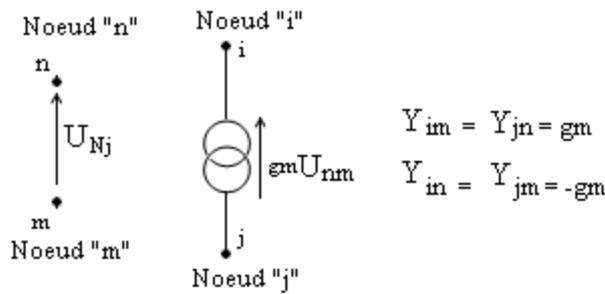


Fig - 5 -

- 4) S'il existe dans le circuit une source en courant commandée par le courant de branche, coefficient de commande d'une telle source multiplié par l'admittance Y d'une branche de commande il faut inscrire dans les termes respectif d'une matrice Y d'après la règle présentée sur la Fig -6-

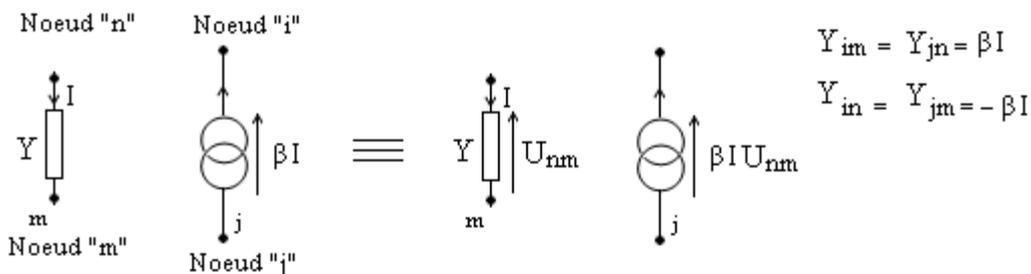


Fig. - 6 -

- 5) S'il existe dans le circuit l'élément décrit par sa « propre » matrice d'admittance, les tensions de celle-ci, on constate qu'il faut écrire en marge aux termes respectifs de la matrice d'admittance des branches Y de tout le circuit d'après la règle présentée sur la Fig. - 7 – [133],[142],[151].

Le nœud de référence de la matrice admittance « propre » du circuit doit se superposer avec le nœud de référence de tout circuit analysé.

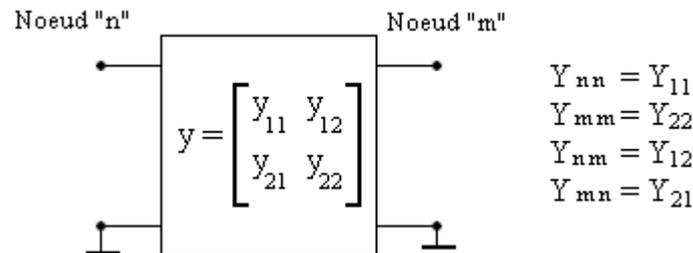


Fig. - 7 -

L'analyse par CAO du circuit à constantes réparties exige l'application des éléments de circuit comme les multiportes décrites par les paramètres d'admittances multi-pôles. Voilà pourquoi la règle 5 concernant la composition d'une matrice de nœud est très importante dans les cas du circuit d'hyperfréquence [25].

L'élément de ce type est par exemple une ligne de transmission.

La matrice d'admittance Y d'une ligne de transmission considérée comme un deux-ports est déterminée par la relation :

$$Y = \begin{bmatrix} Y_0 \coth \beta & -Y_0' \sinh \beta \\ -Y_0' \sinh \beta & Y_0 \coth \beta \end{bmatrix} \quad (6)$$

Où :  $Y_0 = G + j \omega c' R + j \omega l$  – l'admittance caractéristique.

$$= \mu \cdot l$$

$\mu = (R + j \omega l)(G + j \omega c)$  – le coefficient de propagation

l - la longueur d'une ligne de transmission.

R – la résistance en série par l'unité de longueur.

G – la conductance en parallèle par l'unité de longueur.

L – l'inductance en série par l'unité de longueur.

C – la capacité en parallèle par l'unité de longueur.

La méthode des conductances de nœuds n'est pas applicable dans l'analyse des circuits dont les sources de tension existent comme indépendantes et commandées. Il faut qu'on pose dans ce cas une certaine modification du circuit par l'introduction des « nœuds vides » et des « éléments vides ».

Par exemple la source de tension commandée par le courant est modifiée en introduisant deux « nœuds vides » et quatre « éléments vides » supplémentaires [], [12], [16]..

Cette modification est présentée sur la Fig. - 8 -.

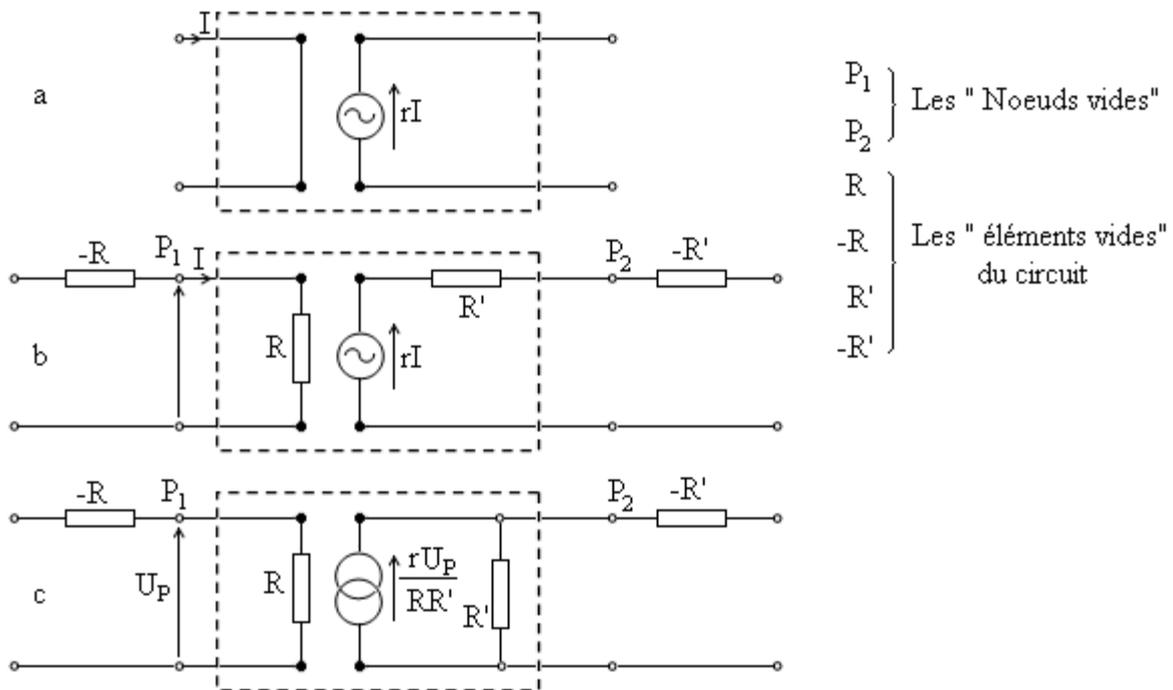


Fig. - 7 -

Par ce procédé on peut augmenter les dimensions de la matrice ainsi que la création des termes égaux à zéro sur la diagonale principale. Ce fait doit être pris en considération dans le cas d'une solution numérique des équations du circuit (5).

Les grandes erreurs d'estimation peuvent être créées aussi pendant qu'on résout le système des équations du circuit dans le cas de deux tensions de valeurs très proches de nœuds connectés soit par une seule branche soit par plusieurs branches, ainsi dans le cas où les termes de la matrice Y seront très différents en ce qui concerne leur valeurs.

Dans le domaine fréquentiel, la méthode d'analyse des circuits linéaires d'hyperfréquences basée sur la matrice des admittances de nœud exige de faire plusieurs fois le système des équations linéaires où l'ordre de la matrice des coefficients est égale au nombre des nœuds du circuit.

Les procédés conventionnels de résolution de système des équations linéaires dont les opérations arithmétiques sont effectuées à tous les termes neutres et non-neutres de la matrice des coefficients exigent d'effectuer  $n^3/3 + n^2 - n/3$  d'opérations de multiplications et de divisions ( $n$  - étant l'ordre de la matrice des coefficients).

C'est pour cette raison que dans le cas de l'analyse de circuit micro-ondes qui sont compliqués par la méthode basée sur la matrice des admittances de nœuds, le temps de calcul ainsi que la capacité de la mémoire de l'ordinateur nécessaires pour la mémorisation sont extrêmement grands [26], [146], [149], [154].

### 2.1.5.3 La méthode d'analyse basée sur la connexion successive des sous-circuits caractérisés par des matrices d'admittances indéfinis

Dans l'analyse des circuits micro-ondes complexes, la diminution essentielle du temps de calcul ainsi que la capacité de la mémoire interne de l'ordinateur rend possible l'existence d'une méthode qui se base sur la répartition du circuit analysé par des sous-circuits pour calculer successivement les matrices d'admittance indéfinies de ces sous-circuits connectés directement.

Dans chaque pas de connexion du sous-circuit suivant on calcule la matrice s'admittance indéfinie rapportée à la porte externe du circuit équivalent.

Dans le dernier pas du procédé (connexion du dernier sous-circuit) on calcul la matrice d'admittance indéfinie rapportée à la porte externe du circuit total analysé (la matrice d'admittance indéfinie est une matrice des admittances des nœuds avec le nœud de référence en dehors du circuit).

Cette méthode conduit en effet à la réduction de nombre des équations du circuit avant de les renommer.

Examinons deux sous-circuits de matrices d'admittance indéfinis  $Y_1$  et  $Y_2$  connues et calculées avant. Comme on peut voir sur la Fig. - 9 -. Ces sous-circuits sont connectés entre eux par les nœuds communs (les nœuds internes). Les autres nœuds du sous-circuit sont les nœuds externes du circuit équivalent.

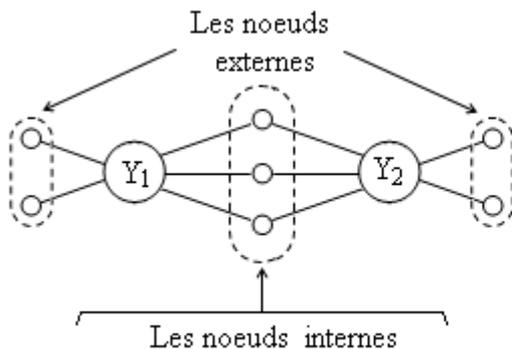


Fig - 9 -

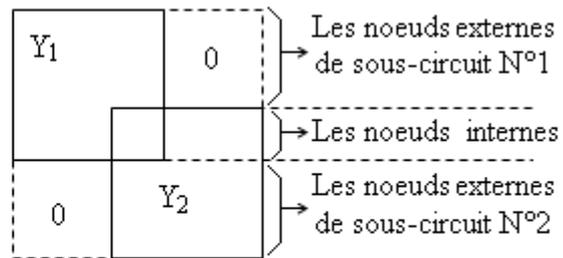


Fig - 10 -

La matrice indéfinie du circuit équivalent sous la forme donnée sur la Fig - 10 – peut être mise en ordre de telle manière à obtenir le système des équations matricielles :

$$\begin{bmatrix} I_z \\ I_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{zz} & Y_{zw} \\ Y_{wz} & Y_{ww} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_z \\ U_w \end{bmatrix} \quad \begin{matrix} \text{I système des équations} \\ \text{II système des équations} \end{matrix} \quad (7)$$

Où :  $I_z$  et  $U_z$  – le vecteur des courants et des tensions liés aux nœuds extérieurs.

$I_w$  et  $U_w$  – le vecteur des courants et des tensions liés aux nœuds intérieurs.

Comme les nœuds intérieurs du circuit ne sont pas connectés aux sources en courant, alors  $I_w = 0$ .

En calculant le vecteur des tensions liées aux nœuds intérieurs  $U_w$  du deuxième système des équations établi par la relation (7) on a :

$$U_w = U_{ZZ}^{-1} \cdot Y_{WZ} \cdot U_Z \quad (8)$$

Alors en substituant la relation (8) au premier système des équations établi par la relation (7) on a :

$$I_Z = Y_Z \cdot U_Z \quad (9)$$

$$Y_Z = Y_{ZZ} - Y_{ZZ} \cdot Y_{WW}^{-1} \cdot Y_{WZ} \quad (10)$$

Est une matrice d'admittance indéfinie du circuit crée pour une connexion de deux sous-circuits rapportée aux nœuds extérieurs.

Par répétition successive du procédé en fonction des connexions des circuits suivants, on peut calculer la valeur de matrice d'admittance indéfinie rapportée aux portes extérieures du circuit global.

La méthode décrite ci-dessus exige nécessairement le calcul de la matrice inverse  $Y_{WW}^{-1}$ . Comme les procédés d'inversion d'une matrice demandent la multiplication et la division dont le nombre est proportionnel à  $n^3$  ( $n$  – l'ordre d'une matrice inverse), alors le nombre des portes internes des sous-circuits connectés directement ne doit pas être trop élevé.

Le nombre total d'opérations arithmétiques nécessaires à la détermination de la matrice d'admittance indéfinie rapportée aux portes externes du circuit entier dépend de l'ordre dans lequel les sous-circuits sont commandés [27], [149]-[154].

On peut démontrer qu'en minimisant les opérations arithmétiques pendant la connexion des sous-circuits, on obtient dans chaque pas où on a fait la connexion de deux sous-circuits dont le sous-circuit équivalent est caractérisé par le nombre le plus petit des nœuds externes.

#### 2.1.5.4 La méthode d'analyse basée sur la matrice de transfert ainsi que les modifications de celle-ci

La matrice de transfert du deux-ports présenté sur la Fig. - 11 – est définie par la relation :

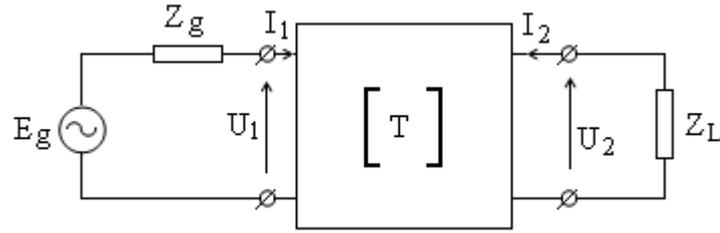


Fig - 11 -

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = T \cdot \begin{bmatrix} U_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

La matrice de transfert du deux-ports formé par connexion en cascade de deux deux-ports est égale au produit des matrices de deux-ports connectées.

$$[T] = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \Rightarrow [T_1] [T_2] = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

Plusieurs circuits hyperfréquence sont en fait présentés comme la connexion en cascade de deux-ports élémentaires.

C'est pour cette raison que la matrice de transfert peut être effectivement très utilisée dans les processus d'analyse par C.A.O.

La matrice de transfert finale [T] du circuit entier est calculée par la multiplication successive des matrices élémentaires du circuit et prise on sachant que les paramètres A B C D du circuit total rendent la détermination des fonctions particulières du circuit possible.

Les relations utiles pour la détermination de quelques fonctions de circuit sont :

- L'impédance d'entrée :

$$Z_E = \frac{A Z_L + B}{C Z_L + D} \quad (13)$$

- L'impédance de sortie :

$$Z_S = \frac{D Z_g + B}{C Z_g + A} \quad (14)$$

- L'amplification efficace en tension :

$$\frac{U_2}{E_g} = \frac{Z_L}{A Z_L + B + C \cdot Z_g \cdot Z_L + D Z_g} \quad (15)$$

- Le coefficient de réflexion au niveau des portes d'entrées :

$$E = \frac{Z_E - Z_g}{Z_E + Z_g} \quad (16)$$

- Le coefficient de réflexion au niveau des portes de sorties :

$$s = \frac{Z_S - Z_L}{Z_S + Z_L} \quad (17)$$

Les matrices de transfert de certains circuits hyperfréquences de base sont présentées dans le tableau II.

De ces relations on peut démontrer en utilisant soit des lois de Kirchoff, soit des équations d'une ligne de transmission [28].

Généralement les matrices de transfert ont les propriétés suivantes :

- a) Pour des circuits réciproques :

$$A D - B C = 1 \quad (18)$$

- b) Pour des circuits symétriques (la variation de portes d'entrée et de sortie ne change pas le circuit) :

$$A = D \quad (19)$$

Des paramètres A B C D, on peut normaliser en divisant B et en multipliant C par l'impédance de référence  $Z_N$ . Alors, la matrice de transfert normalisée peut être écrite sous la forme :

$$[T_N] = \begin{bmatrix} A & B/Z_N \\ C \cdot Z_N & D \end{bmatrix} \quad (20)$$

De telle manière que tous les quatre paramètres A B C D deviennent les grandeurs sans dimensions, l'impédance de normalisation  $Z_N$  est égale fréquemment à l'impédance caractéristique des lignes de transmission connectées de deux côtés du circuit.

Les matrices normalisées A B C D des sous-circuits connectées en cascade peuvent être multipliés à condition que l'impédance de normalisation  $Z_N$  soit la même pour tous les sous-circuits.

Dans le cas de la présence dans le circuit analysé des deux-portes décrits par les paramètres mesurés de la matrice [S] (par exemple : les transistors, les diodes ...etc.). Il est nécessaire d'effectuer une conversion sur les paramètres A B C D d'après les relations :

$$A = \frac{-S + S_{11} + S_{22} - 1}{2 S_{21}} \quad (21)$$

$$B = Z_0 \left[ \frac{S + S_{11} + S_{22} + 1}{2 S_{21}} \right] \quad (22)$$

$$C = \frac{1}{Z_0} \left[ \frac{S - S_{11} - S_{22} + 1}{2 S_{21}} \right] \quad (23)$$

$$D = \frac{S - S_{11} - S_{22} + 1}{2 S_{21}} \quad (24)$$

Où :  $S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$

Ces relations sont vérifiées si les impédances de tous les deux portes du circuit sont égales à  $Z_0$ .

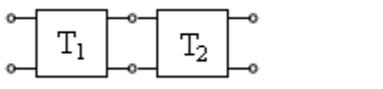
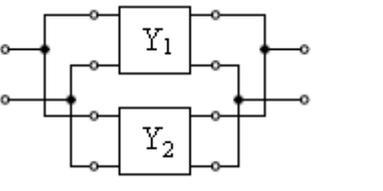
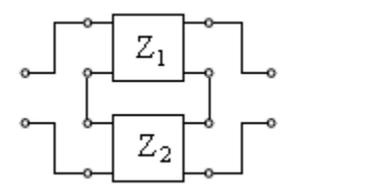
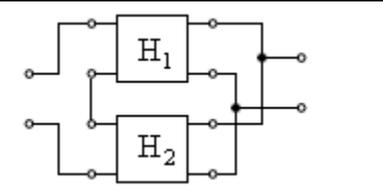
Les avantages de la méthode de l'analyse du circuit basée sur la matrice de transfert sont la simplicité des calculs (la multiplication de la matrice de deuxième ordre est fréquemment répétée), ainsi que l'effort de calculs dans l'aspect temporel et dans l'aspect spatial de la mémoire opérationnelle de l'ordinateur [29], [127]-[141].

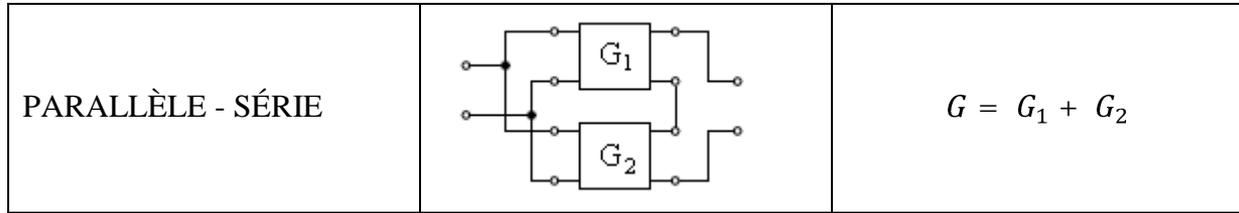
L'inconvénient majeur de la méthode de l'analyse par *C.A.O* en appliquant la matrice de transfert est qu'il n'est possible de traiter que les circuits hyperfréquences qui se composent uniquement de deux-ports connectés en cascade.

Un autre genre de connexion des éléments du circuit (pas en cascade) exige des descriptions matricielles des deux-ports connectés respectivement aux types de connexion.

Quelques règles les plus fréquemment utilisées dans la détermination de la matrice équivalente des deux-ports créés par des connexions quelconques de deux-ports élémentaires sont présentés dans le tableau I.

**Tableau N°I :**

EN CASCADE		$T = T_1 \cdot T_2$
EN PARALLÈLE		$Y = Y_1 + Y_2$
EN SÉRIE		$Z = Z_1 + Z_2$
SÉRIE - PARALLÈLE		$H = H_1 + H_2$



Les types particuliers des matrices utiles à la description des éléments de deux-ports sont définis par les équations :

- La matrice de l'admittance [Y] :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Y] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (25)$$

- La matrice de l'impédance [Z] :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Z] \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (26)$$

- La matrice mixte [H] :

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (27)$$

- La matrice de l'admittance [G] :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

L'analyse du circuit composé de deux-ports qui sont connectés non pas uniquement en cascade, exige d'effectuer de transformations répétées des matrices de deux-ports connectés respectivement aux types de connexion. Le calcul de la matrice équivalente de transfert du circuit entier sera effectué de la manière suivante (Fig. - 12 -) :

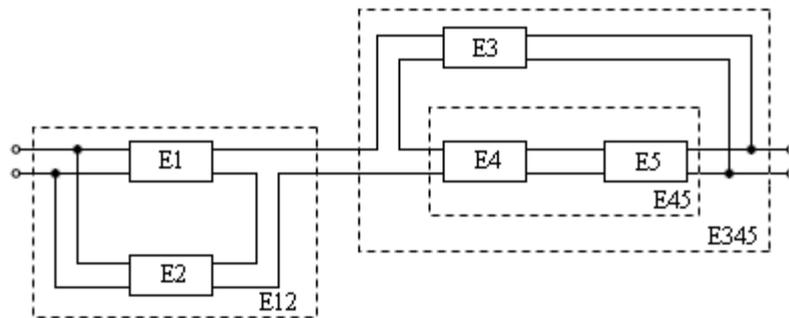


Fig - 12 -

- a) Le calcul de la matrice  $[G_{E1}]$  et  $[G_{E2}]$  des éléments  $E_1$  et  $E_2$ .
- b) Le calcul de la matrice équivalente  $[G_{E12}]$  de l'élément  $E_{12}$  créée de la connexion des éléments  $E_1$  et  $E_2$ .

- c) La transformation de la matrice  $[G_{E12}]$  sur la matrice de transfert  $[T_{E12}]$ .
- d) Le calcul de la matrice  $[T_{E4}]$  et  $[T_{E5}]$  des éléments  $E_4$  et  $E_5$ .
- e) Le calcul de la matrice équivalente  $[T_{E45}]$  de l'élément  $E_{45}$  crée de la connexion des éléments  $E_4$  et  $E_5$ .
- f) La transformation de la matrice  $[T_{E45}]$  sur la matrice  $[H_{E45}]$ .
- g) Le calcul de la matrice  $[H_{E3}]$  de l'élément  $E_3$ .
- h) Le calcul de la matrice équivalente  $[H_{E345}]$  de l'élément  $E_{345}$  crée de la connexion des éléments  $E_3$  et  $E_{45}$ .
- i) La transformation de la matrice  $[H_{E345}]$  sur la matrice  $[T_{E345}]$ .
- j) Le calcul de la matrice équivalente  $[T_T]$  du circuit entier :

$$[T_T] = [T_{E12}] \cdot [T_{E345}]$$

Les transformations fréquentes de la matrice peuvent être la cause de la diminution de précision des résultats de l'analyse du circuit.

Il se peut que pour certains éléments du circuit, le type de la matrice exigée par le nœud de connexion n'existe plus.

Malgré ces défauts marquants, les règles simples de connexion des éléments de circuit, ainsi qu'une logique simplifiée nécessaire à la réalisation du programme de l'analyse du circuit par CAO, en font que c'est un domaine d'applications très vastes de la méthode décrite dans l'analyse des circuits hyperfréquences linéaires dans le domaine fréquentiel [30].

### 2.1.6 Les méthodes d'analyse des circuits d'hyperfréquences au moyen des variables sous la forme des amplitudes complexes normalisées des ondes de tensions

Les propriétés des circuits micro-ondes linéaires peuvent être analysées en faisant usage de variables sous la forme des amplitudes complexes normalisées des ondes de tensions. Les coefficients liant des amplitudes complexes normalisées des ondes incidentes et réfléchies au niveau de portes du circuit s'appellent les paramètres de dispersion du circuit.

Actuellement les paramètres de dispersion sont généralement utilisés dans l'analyse et dans la conception des circuits micro-ondes. Les paramètres qui sont, soit des admittances soit des impédances universellement utilisées pour les basses fréquences ne sont pas mesurables au dessus de 100 [MHz] à cause des difficultés liées de la réalisation soit en court-circuit soit en circuit-ouvert aux bornes de l'élément mesuré.

Car en ce qui concerne les circuits actifs, les difficultés sont tout d'abord causées par les oscillations parasites du fait de l'instabilité de l'élément actif chargé soit par un court-circuit soit par un circuit-ouvert qui est donc instable et provoque ainsi des oscillations.

Les méthodes existantes et les procédés automatiques rendent possible les mesures rapides et précises des paramètres de dispersion des éléments micro-ondes passifs et actifs [31].

Ceci revêt une importance particulière dans le cas des transistors et des diodes parce que la dispersion de ces éléments par des éléments équivalents à constantes localisées est très difficile.

Autrement dit, la matrice d'admittance appliquée pour l'analyse des circuits aux constantes localisées est très peu utile dans le cas des circuits micro-ondes. De plus, généralement tous les éléments du circuit (actif et passif) ont leur propre matrice de dispersion.

Cette propriété ne se rapporte pas aux autres descriptions matricielles de circuit. Voilà pourquoi ce facteur revêt un caractère spécial et important dans le domaine des méthodes d'analyse des circuits par CAO.

### 2.1.7 La définition des amplitudes complexes normalisées des ondes de tension

La définition des paramètres généralisés de dispersion été donnée par K.Kurokawa. Ces paramètres lient le vecteur des variables indépendantes c'est-à-dire le vecteur des amplitudes complexes normalisées des ondes incidentes « a » avec le vecteur des variables dépendantes sous la forme des amplitudes complexes normalisées des ondes réfléchies « b » au niveau de toutes les portes du circuit.

$$[b] = [S] \cdot [a] \quad (29)$$

Les amplitudes complexes normalisées des ondes  $a_i$  et  $b_i$  au niveau de portes numéro « i » du circuit sont les suivantes :

$$a_i = \frac{U_i + Z_i \cdot I_i}{2 \sqrt{|Re \cdot Z_i|}} \quad (30)$$

$$b_i = \frac{U_i - Z_i \cdot I_i}{2 \sqrt{|Re \cdot Z_i|}} \quad (31)$$

Où :  $U_i$  ( $I_i$ ) - la tension (le courant) rapportés aux bornes de portes numéro « i » du circuit.  
 $Z_i$  - l'impédance quelconque, dite l'impédance de référence du circuit.

Les relations inversées ont la forme :

$$U_i = \frac{1}{\sqrt{|Re \cdot Z_i|}} (Z_i \cdot a_i + Z_i \cdot b_i) \quad (32)$$

$$a_i = \frac{1}{\sqrt{|Re \cdot Z_i|}} (a_i - b_i) \quad (33)$$

Les variables  $a_i$  et  $b_i$  nommées les amplitudes des ondes de puissance.

Dans le cas de l'impédance de référence  $Z_i$  réelle et égale à l'impédance caractéristique  $Z_0$  d'une ligne de transmission connectée au portes numéro « i » du circuit, alors les équations (30) et (31) se réduisent à la définition des amplitudes normalisées des ondes de tension sur la ligne de transmission. En substituant aux équations (30) et (31) :

$$U_i = U_i^+ + U_i^- \quad (34)$$

$$I_i = I_i^+ + I_i^- \quad (35)$$

Et

$$Z_{0i} = \frac{U_i^+}{I_i^+} = \frac{U_i^-}{I_i^-} \quad (36)$$

$$a_i = \frac{U_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (37)$$

$$b_i = \frac{U_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} \quad (37)$$

Où : -  $U_i^+$  et  $I_i^+$  marquant une onde de la tension et du courant incidente sur la porte numéro « i » du circuit.

-  $U_i^-$  et  $I_i^-$  marquant une onde de la tension et de courant réfléchi sur la porte numéro « i » du circuit.

Dans ce cas les paramètres de dispersion [S] sont mesurables par des méthodes généralement connues.

Entre autre la matrice de dispersion a des propriétés suivantes :

a) Dans le cas du circuit réciproque, la matrice [S] est symétrique, c'est-à-dire :

$$[S] = [S^T] \quad (39)$$

Où  $[S^T]$  - la matrice transposée.

b) Dans le cas du circuit passif sans pertes, la matrice [S] est unitaire, c'est-à-dire :

$$[S] \cdot [S]^T = [1] \quad (40)$$

Cette condition limite le nombre de termes de la matrice de  $N \times N$  au  $N(N+1)/2$ .

### 2.1.8 La méthode d'analyse basée sur la matrice de dispersion avec des connexions

Le circuit micro-onde est fréquemment constitué de plusieurs ou  $m$  éléments (multiportes), comme présenté sur la Fig. - 13 - [32].

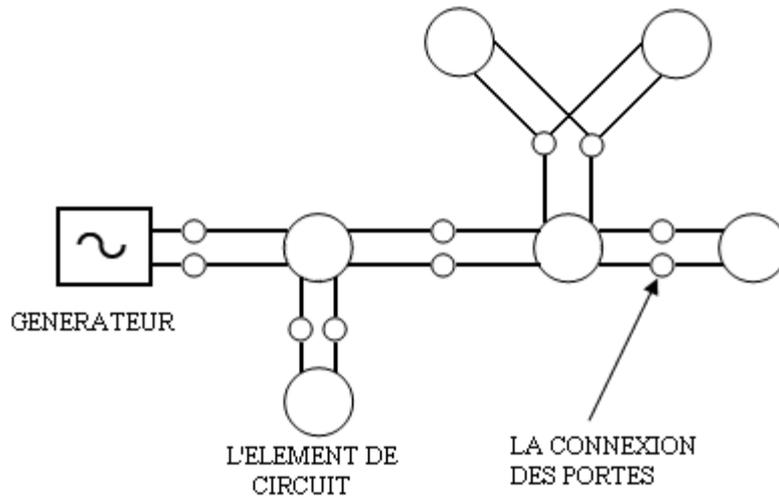


Fig. - 13 -

Pour l'élément numéro « K » du circuit de la matrice de dispersion  $[S_K]$  donnée, les vecteurs  $a_K$  et  $b_K$  des amplitudes des ondes incidentes et réfléchies sont liés par le système des relations :

$$[b_K] = [S_K] \cdot [a_K] \quad (41)$$

Le circuit générateur micro-onde étant l'un des éléments du circuit on peut écrire à l'aide de l'équation linéaire suivante que (Fig. -14-) :

$$b_g = S_g \cdot a_g + C_g \quad (42)$$

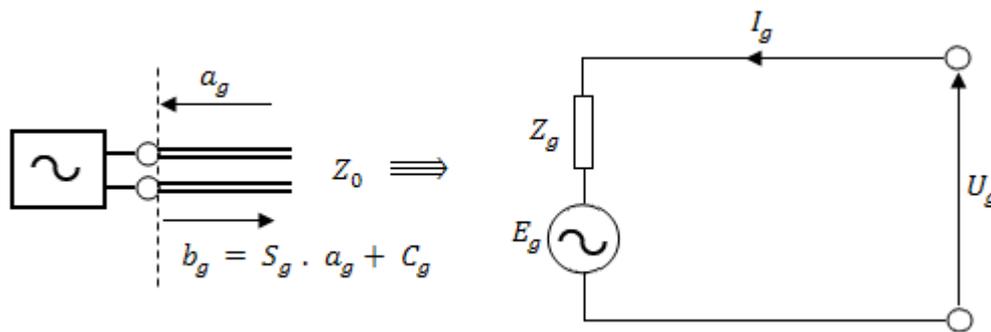


Fig - 14 -

En substituant à l'équation :

$$U_g = E_g + I_g \cdot Z_g \quad (43)$$

Les équations (30) et (31) on a :

$$b_g = \frac{Z_g + Z}{Z_g + Z} \cdot a_g + \frac{\overline{Re Z} \cdot E_g}{Z_g + Z} \quad (44)$$

Où :  $Z$  - l'impédance de référence d'une porte du générateur.

De la comparaison des équations (42) et (43) il résulte que :

$$S_g = \frac{Z_g - Z}{Z_g + Z} \quad (45)$$

Qui est le coefficient de référence au niveau de portes du générateur, en revanche :

$$C_g = \frac{\overline{Re Z}}{Z_g + Z} \cdot E_g \quad (46)$$

est une amplitude d'une onde forcée du générateur.

La valeur du module  $C_g$  au carré est égale à la puissance absorbée par une charge d'impédance de référence  $Z$  de la porte du générateur.

En envisageant le circuit micro-onde global, c'est-à-dire avec tous les générateurs existants et en regroupant les équations (41) et (42) on obtient le système des équations linéaires sous la forme :

$$[S] \cdot [a] + [C] = [b] \quad (47)$$

$$\text{Où : } [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_K \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix}; [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_K \\ \vdots \\ b_m \end{bmatrix}; [C] = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ \vdots \\ C_K \\ \vdots \\ C_m \end{bmatrix} [S] = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & S_2 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & S_K & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & S_m \end{bmatrix} \quad (48)$$

Dans ces expressions les matrices  $S_1, S_2, \dots, S_m$  sont des matrices de dispersion des multiports et générateur étant des éléments du circuit, par contre les vecteurs  $a_1, a_2, \dots, a_m$  ainsi que  $b_1, b_2, \dots, b_m$  et  $C_1, C_2, \dots, C_m$  sont les vecteurs étroitement liés aux ces éléments.

Les connexions entre les multiports formants le circuit H.F imposent des limitations aux vecteurs « a » et « b », qui peuvent être exprimées par l'équation matricielle :

$$[b] = [ ] \cdot [a] \quad (49)$$

Où : [ ] - la matrice de connexion du circuit H.F.

En éliminant le vecteur « b » des équations (47) et (49) et mettant :

$$[W] = [ ] - [S] \quad (50)$$

On a :

$$[W]. [a] = [C] \quad (51)$$

La matrice  $[W]$  est dite « la matrice de dispersion avec des connexions du circuit ».

La solution de l'équation (51) est un vecteur des amplitudes d'ondes incidentes sur toutes les portes du circuit :

$$[a] = [W]^{-1}. [C] \quad (52)$$

D'une autre manière, la substitution des équations (52) et (49) facilite la détermination du vecteur des amplitudes des ondes réfléchies de toutes portes du circuit :

$$[b] = [ ] . [W]^{-1}. [C] \quad (53)$$

La matrice de dispersion avec les connexions rend possible la détermination des amplitudes des ondes incidentes et réfléchies de toutes les portes du circuit. Les amplitudes des ondes forcées « C » des générateurs sont données.

En même temps elle constitue une description totale du circuit micro-onde parce que tous les éléments d'information sur la topologie du circuit sont renfermés sur la matrice  $[ ]$  au même titre que les valeurs des paramètres de dispersion des éléments du circuit dans la matrice  $[S]$ .

Pour définir des principes de création de la matrice de connexion  $[ ]$ , considérons d'abord le cas le plus simple de la connexion de deux-portes comme présenté sur la Fig. - 15 -.

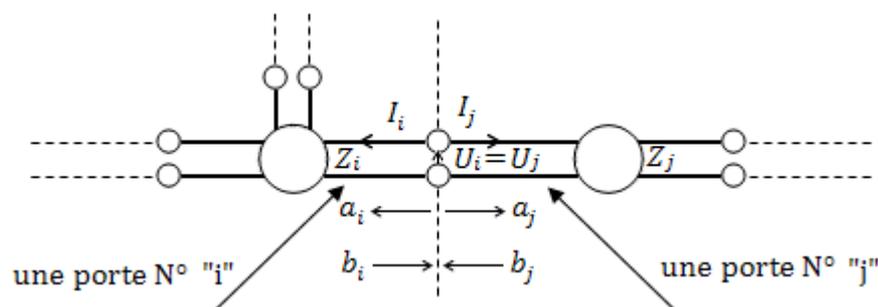


Fig. - 15 -

La connexion de deux-portes force les connexions suivantes sur les courants et les tensions au point de connexion :

$$\begin{aligned} U_i &= U_j \\ -I_i &= I_j \end{aligned} \quad (54)$$

En substituant aux équations (54) la relation sur les courants et les tensions caractérisées par les amplitudes des ondes incidentes et réfléchies de deux côtés de connexion de ces deux-

portes (les équations (32) et (33).) et après avoir effectué des transformations algébriques simples on a :

$$\begin{bmatrix} b_i \\ b_j \end{bmatrix} = \frac{1}{Z_i + Z_j} \begin{bmatrix} Z_j - Z_i^* & 2\sqrt{R_i R_j} \\ 2\sqrt{R_i R_j} & Z_i - Z_j^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_i \\ a_j \end{bmatrix} \quad (55)$$

Où :  $R_i = \text{Re} \{Z_i\}$  et  $R_j = \text{Re} \{Z_j\}$

Comme on peut le remarquer facilement la matrice des coefficients dans le système des équations (55) est la matrice de connexions recherchée  $[\Gamma]$  pour une paire des portes « i » et « j » connectées entre eux.

De la même manière, en exprimant les matrices de connexion de chaque paire des portes connectées, on peut créer la matrice de connexion de tout le circuit micro-onde.

De la relation (55) et avec la condition :

$$Z_i = Z_i^* \quad (56)$$

On peut dire que la connexion des portes « i » et « j » est sans réflexion, c'est-à-dire l'amplitude de l'onde incidente d'une porte est égale à l'amplitude de l'onde de l'autre porte et vice versa :

$$a_i = b_j \text{ et } a_j = b_i \quad (57)$$

Dans ce cas la matrice de connexion de deux portes d'impédances de référence égales est simplifiée a :

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (58)$$

Aussi les éléments de la matrice de connexion de tout le circuit sont soit 0 ou 1. Comme on peut le constater, la matrice  $[\Gamma]$  est une matrice rare dont la majorité des éléments sont égaux à zéro sauf les éléments  $\mu_{ij}$  et  $\mu_{ji}$  correspondantes aux paires des portes connectées sont égaux à 1.

L'algorithme de création de la matrice de connexion donnant des informations sur la topologie du circuit n'est pas compliqué, si les connexions entre les portes se limitent aux connexions de paires des portes.

Dans le cas d'une connexion de trois ou plus que trois-portes, la forme de la matrice de connexion ainsi que l'algorithme de la création se compliquent d'avantage [33], [116], [121], [124].

Alors, pour ces raisons il est très commandé de réduire à deux le nombre des portes connectées dans un plan de référence.

S'il existe la connexion de trois ou plus que trois portes au même point, il faut traiter cette connexion comme un élément de circuit de matrice de dispersion connue.

Par exemple la connexion en parallèle de trois portes au même point (présenté sur la Fig.16) peut être considérée comme l'élément du circuit de la matrice de dispersion sous la forme (quand les impédances de référence de toutes les portes du circuit sont réelles et égales).

$$[S] = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{vmatrix} \quad (59)$$

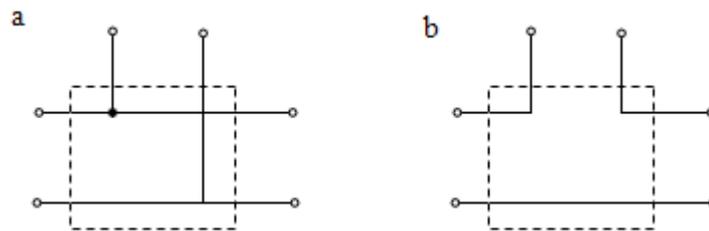


Fig. - 16 -

- a) La connexion en parallèle.
- b) La connexion en série.

La connexion en série semblable de trois portes soit être traitée comme l'élément du circuit.

Sa matrice de dispersion est de la forme :

$$[S] = -\frac{1}{3} \begin{vmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{vmatrix} \quad (60)$$

La méthode d'analyse des circuits micro-ondes linéaires basée sur la matrice de dispersion avec les connexions exige de d'énoncer à plusieurs reprises le système des équations dont l'ordre de la matrice des coefficients est égal au nombre des portes de tous les éléments du circuit.

Les procédés traditionnels de dissolution des systèmes des équations linéaires dans les opérations sont effectuées sur tous des termes d'une matrice demandent  $n^3 + n^2 - n^3$  des multiplications et des divisions ( $n$ - l'ordre d'une matrice).

La limitation essentielle du temps de résolution de système d'équations du circuit pour divers valeurs de paramètres et pour diverses fréquences d'excitation de circuit facilite la technique des matrices rares. Au même temps la technique permet de diminuer la zone

nécessaire de la mémoire opérationnelle de l'ordinateur nécessaire pour mémoriser des termes de la matrice de coefficient.

Considérons le circuit présenté sur la Fig. - 17 - et qui illustre l'amplification à réflexion et a circulation avec une résistance négative :

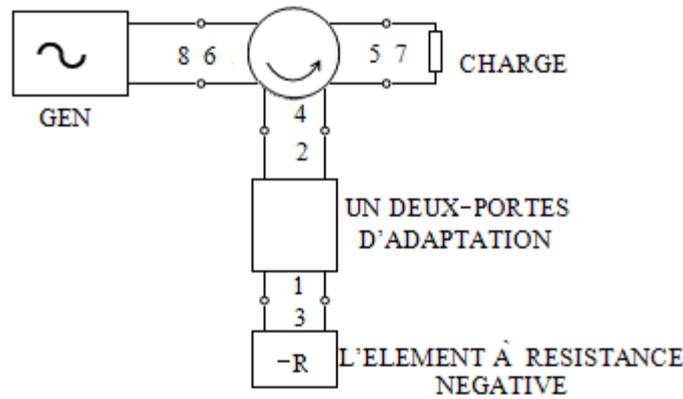


Fig. - 17 -

La matrice de dispersion [S] ainsi que la matrice de connexion [ $\Gamma$ ] de tout le circuit est de la forme présentée sur la Fig. - 18 -.

a							
S =							
1	$S_{11}$	$S_{12}$					
2	$S_{21}$	$S_{22}$				0	
3			$S_{33}$				
4				$S_{44}$	$S_{45}$	$S_{46}$	
5				$S_{54}$	$S_{55}$	$S_{56}$	
6				$S_{64}$	$S_{65}$	$S_{66}$	
7		0					$S_{77}$
8							$S_{88}$

b							
$\Gamma =$							
1			1				
2				1			0
3	1						
4		1					
5						1	
6							1
7		0			1		
8						1	

a) La matrice de dispersion

b) La matrice de connexion

Fig. - 18 -

La matrice de dispersion avec des connexions [W] du circuit d'amplification et le vecteur d'excitation [C] ont la forme comme sur la Fig. - 19 - [35], [131],[133],[136].

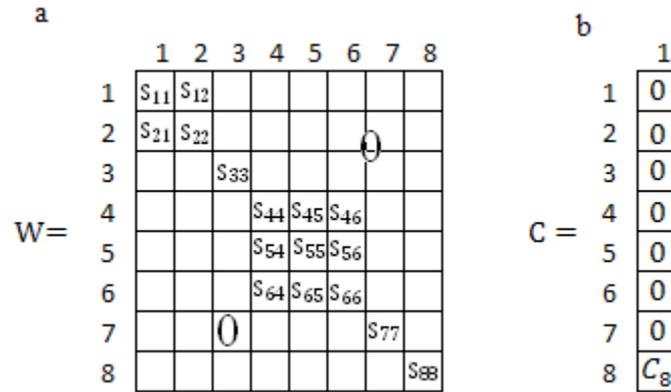


Fig. - 19 -

Le vecteur [C] a seulement un seul élément C<sub>8</sub> différent de zéro. (Lié à la porte du générateur marqué pour le numéro 8).

### 2.1.9 La méthode d'analyse basée sur la connexion successive des éléments du circuit décrit par les matrices de dispersion

Le calcul de la matrice de dispersion équivalente du circuit composé des éléments connectés entre eux par les paires des portes repose sur la séparation des portes par rapport aux portes externes et aux portes internes du circuit.

D'après cette répartition, le système des relations (47) dont C=0 est ordonné sous la forme :

$$\begin{bmatrix} b_z \\ b_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{zz} & S_{wz} \\ S_{zw} & S_{ww} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_z \\ a_w \end{bmatrix} \quad (61)$$

Où :  $a_z, b_z$  et  $a_w, b_w$  sont respectivement les vecteurs d'amplitude des ondes incidentes et réfléchies liés aux portes externes et internes du circuit.

Les connexions des paires de portes internes du circuit imposent des limitations aux vecteurs des ondes incidentes et réfléchies de ces portes :

$$[b_w] = [\Gamma_w] \cdot [a_w] \quad (62)$$

Où  $[\Gamma_w]$  - la matrice de connexion définie dans le sous-chapitre précédent.

En éliminant des équations (61) et (62) le vecteur  $[b_w]$  on a :

$$[a_w] = ([\Gamma_w] - [S_{ww}])^{-1} \cdot [S_{wz}] \cdot [a_z] \quad (63)$$

Et après avoir éliminé le vecteur  $[a_w]$ .

$$[b_w] = \{[S_{zz}] + [S_{zw}] ([\Gamma_w] - [S_{ww}])^{-1} [S_{wz}]\} \cdot [a_z] \quad (64)$$

La matrice des coefficients de l'équation (64) :

$$[S_Z] = [S_{ZZ}] + [S_{ZW}] ([\Gamma_W] - [S_{WW}])^{-1} [S_{WZ}] \quad (65)$$

est une matrice de dispersion de circuit H.F rapportée aux portes externes.

On procède au calcul des amplitudes des ondes incidentes au niveau des portes externes du circuit  $[a_Z]$ , il faut alors chercher la solution du système des équations linéaires sous la forme :

$$([\Gamma_Z] - [S_Z])[a_Z] = [C] \quad (66)$$

Où :  $[\Gamma_Z]$ - la matrice des connexions externes.

$[C]$  – le vecteur des ondes forcées de générateurs excitant le circuit.

Le vecteur des amplitudes des ondes réfléchies peut être calculé comme le produit de la matrice  $[\Gamma_Z]$  et du vecteur des amplitudes d'ondes incidentes  $[a_Z]$  :

$$[b_Z] = [\Gamma_Z] \cdot [a_Z] \quad (67)$$

D'après la relation (66), cette méthode conduit à la réduction du nombre des équations du circuit avant leur résolution. Pour réduire le temps de calcul de la matrice  $[S_Z]$  rapportée aux portes internes du circuit (les portes externes sont les portes dont on a branché les générateurs et les charges), il faut connecter successivement les éléments du circuit, c'est-à-dire dans chaque pas qui suit on est obligé de connecter les deux éléments du circuit et puis suivant la relation (65) calculer la matrice  $[S_Z]$  rapportée aux portes externes.

De telle manière, qu'après (m-1) pas de connexion (la relation 65) la matrice  $[S_Z]$  rapportée aux portes externes du circuit entier qui se compose de « m » éléments est calculée.

Dans cette méthode la dépense minimale du temps de calcul est acquise si dans chaque pas on connecte les deux éléments du circuit dont le nombre des portes externes est le plus petit.

Sur la Fig. - 20 - on a présenté le principe de numérotation de la connexion des éléments du circuit.

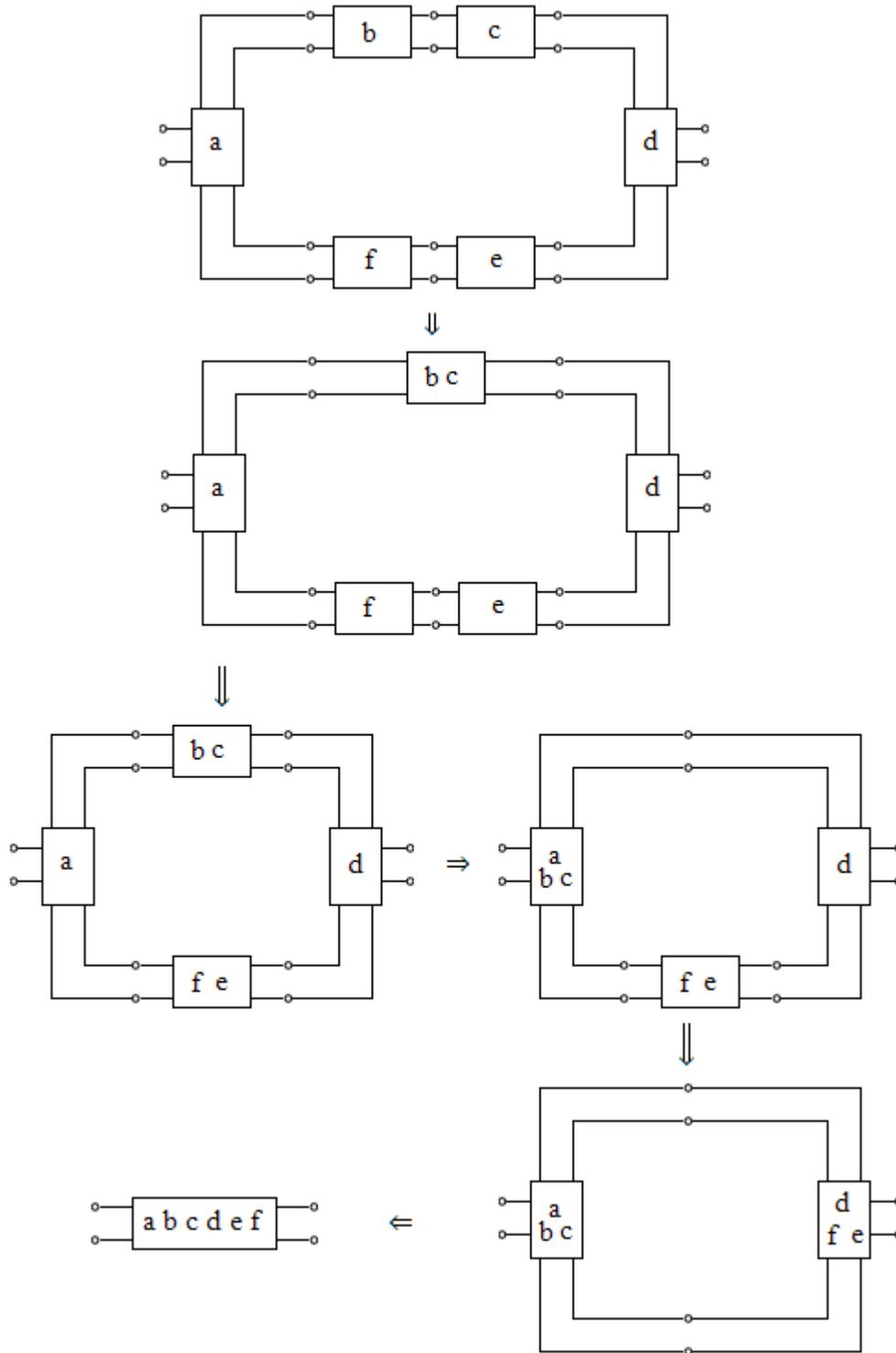


Fig - 20 -

Les éléments « b » et « c » sont réunis comme les premiers donnant en effet le sous-circuit « bc ». Puis les éléments « f » et « e » sont joints formant le sous-circuit « fe ».

Dans le dernier pas de connexion des éléments du circuit c'est le sous-circuit « abc » qui est joint au sous-circuit « fed ». Les changements successifs de la topologie du circuit après chaque pas de connexion des éléments sont présentés sur la Fig. - 20 - [134], [139], [143], [151].

Le procédé d'évaluation de la matrice  $[S_Z]$  définie par la relation (65) est répété plusieurs fois et pour cette raison son rendement de calcul doit être très grand.

Dans ce but les portes internes réunies doivent se diviser en deux groupes « g » et « r ».

Le groupe « g » convient aux portes internes de l'un des éléments connectés, le groupe « r » convient aux portes internes du deuxième élément.

Simultanément les deux groupes de portes « g » et « r » doivent être numérotés de telle manière que la porte «  $g_1$  » sera unie à la porte «  $r_1$  », la porte «  $g_2$  » avec «  $r_2$  » etc.

De telle façon que les matrices de dispersion ordonnées de deux éléments unies peuvent être écrites au total sous la forme :

$$\begin{bmatrix} b_Z \\ b_g \\ b_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ZZ} & S_{Zg} & S_{Zr} \\ S_{gZ} & S_{gg} & 0 \\ S_{rZ} & 0 & S_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_Z \\ a_g \\ a_r \end{bmatrix} \quad (68)$$

Dans cette relation  $[S_{gZ}]$  et  $[S_{rZ}]$  sont des matrices neutres, car les portes « g » et « r » appartiennent aux deux autres éléments du circuit.

Grâce à la numération des portes internes qui est prise en considération, la matrice de connexion a une forme :

$$[ ] = \begin{bmatrix} 0 & I \\ I & 0 \end{bmatrix} \quad (69)$$

Où :  $I$  – la matrice unitaire de l'ordre  $W/2$  ( $W$  – le nombre des portes internes).

La matrice qui sera inversée ( $[ ] - [S_{WW}]$ ) dans la relation (65) est donnée par :

$$([ ] - [S_{WW}]) = \begin{bmatrix} -S_{gg} & I \\ I & -S_{rr} \end{bmatrix} \quad (70)$$

Alors, la matrice inverse peut être écrite comme :

$$(W - S_{WW})^{-1} = \begin{bmatrix} S_{rr} (I - S_{gg} S_{rr})^{-1} & (I - S_{gg} S_{rr})^{-1} \\ (I - S_{gg} S_{rr})^{-1} & S_{gg} (I - S_{gg} S_{rr})^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} & U_{12} \\ U_{21} & U_{22} \end{bmatrix} \quad (71)$$

Le calcul de celle-ci demande d'inverser les deux matrices de l'ordre  $W/2$ , où :

$W$  – le nombre des portes internes des éléments unies du circuit.

L'estimation suivante de la matrice de dispersion équivalente  $[S_Z]$  de deux éléments du circuit peut être encore réduite par la séparation des portes externes « Z » du circuit équivalent sur deux groupes : «  $Z_1$  » de premier élément et «  $Z_2$  » de deuxième élément connecté.

Les sous-matrices  $[S_{ZZ}]$ ,  $[S_{ZW}]$  et  $[S_{WZ}]$  ont la forme :

$$[S_{ZZ}] = \begin{bmatrix} S_{1Z} & 0 \\ 0 & S_{2Z} \end{bmatrix} \quad (72)$$

$$[S_{ZW}] = [S_{Zg}, S_{Zr}] = \begin{bmatrix} S_{1Zg} & 0 \\ 0 & S_{2Zr} \end{bmatrix} \quad (73)$$

$$[S_{WZ}] = \begin{bmatrix} S_{gZ} \\ S_{rZ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{1gZ} & 0 \\ 0 & S_{2rZ} \end{bmatrix} \quad (74)$$

Où : les indices « 1 » et « 2 » se comportent des groupes « Z<sub>1</sub> » et « Z<sub>2</sub> » respectivement.

Finalement la matrice équivalente de dispersion de deux éléments connectés peut être écrite :

$$[S_Z] = \begin{bmatrix} S_{1Z} + S_{1Zg} U_{11} S_{1gZ} & S_{1Zg} U_{12} S_{2rZ} \\ S_{1Zr} U_{21} S_{1gZ} & S_{2Z} + S_{2Zr} U_{22} S_{2rZ} \end{bmatrix} \quad (75)$$

Le calcul de la matrice de dispersion totale d'après la relation (75) exige d'effectuer moins de multiplications et de divisions par rapport au calcul de [S<sub>Z</sub>] directement d'après la relation (65) parce que les deux matrices inversées sont de l'ordre W/2, donc aussi les matrices qui seront multipliées ont les dimensions plus petits. Pour déterminer les amplitudes des ondes incidentes au niveau de portes internes de sous-circuit on profite de la relation (63) ayant maintenant la forme :

$$\begin{bmatrix} a_g \\ a_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{11} S_{1gZ} & U_{12} S_{2rZ} \\ U_{21} S_{1gZ} & U_{22} S_{2rZ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{1Z} \\ a_{2Z} \end{bmatrix} \quad (76)$$

Où : a<sub>1Z</sub> et a<sub>2Z</sub> – respectivement les amplitudes des ondes incidentes sur les portes externes du groupe « Z<sub>1</sub> » et « Z<sub>2</sub> ».

La méthode présentée d'analyse des circuits H.F par ordinateur est complémentaire par rapport a une analyse qui repose sur la connexion de sous-circuit caractérisés par les matrices d'admittances.

Ces deux méthodes conduisent à la détermination uniquement des tensions de nœuds externes ou des amplitudes d'ondes incidentes et réfléchies au niveau de portes externes du circuit. Dans le cas d'une nécessité de la détermination de sensibilité toutes les deux méthodes fondées sur la connexion successive des éléments de circuit (sous-circuit) sont très inefficaces, car ne permettant pas de calculer directement soit des tensions de ondes internes soit des amplitudes des ondes incidentes et réfléchies au niveau de portes internes du circuit analysé.

Examinons le procédé de la connexion de deux éléments du circuit H.F à l'aide de l'exemple présenté sur la Fig. - 21 -

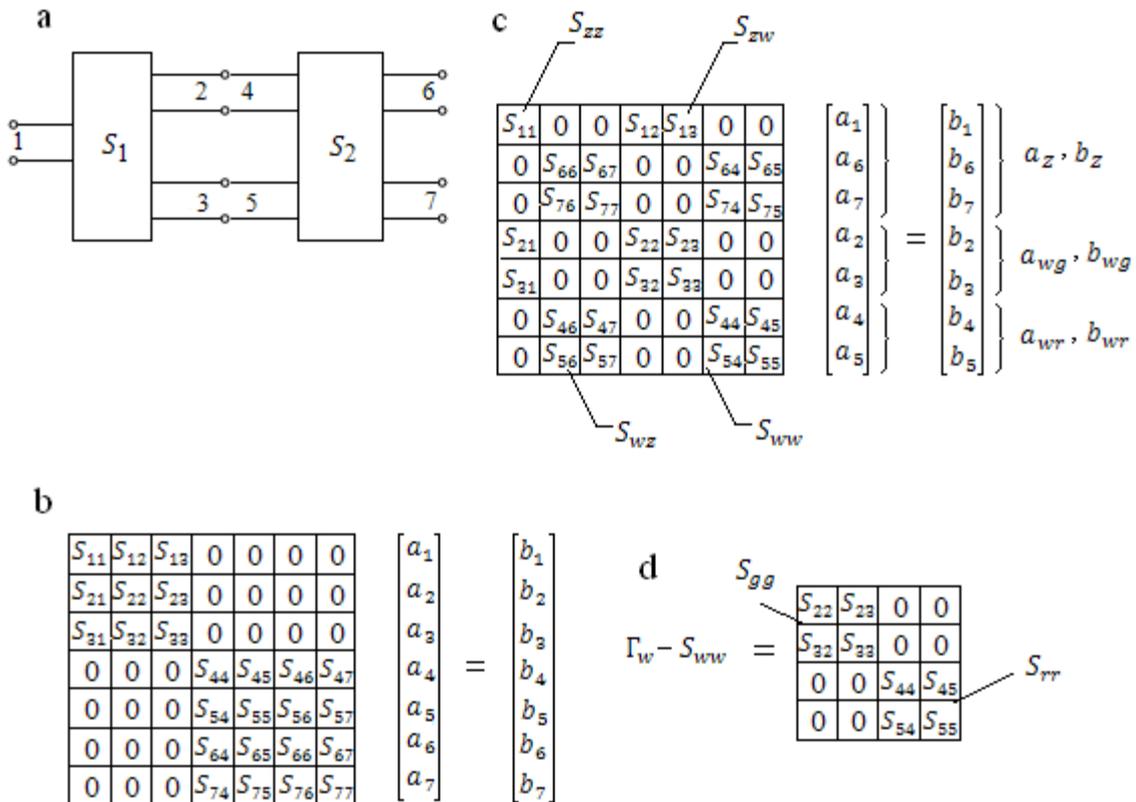


Fig. - 21 -

- a) La topologie des éléments.
- b) Le système des équations non-ordonnés
- c) Le système des équations ordonnés
- d) La matrice inversée.

Le système non-ordonné des équations  $[S] \cdot [a] = [b]$  de deux éléments du circuit a une forme comme sur la Fig - 21.b -. Le même système d'équations ordonné d'après les règles discutées est présenté sur la Fig. - 21.c -. Par conséquence de la définition de sous-matrice dans l'équation (68) ainsi que la matrice de connexion  $[\Gamma_w]$ , la matrice inversée  $(\Gamma_w - S_{ww})$  est de la forme représentée sur la Fig. - 21.d -.

### 2.1.10 Le rapport de la matrice de dispersion aux autres descriptions matricielles des circuits micro-ondes

Comme cela a été établi dans la précédente discussion, les paramètres  $[S]$  ne sont pas les plus pratiques pour calculer la connexion en cascade de deux-portes. Pour cette raison, il est très recommandé de connaître la conversion des paramètres de dispersions vers les paramètres ABCD [37].

Ces conversions sont les suivantes  $[S] \rightarrow [T]$  :

$$\begin{aligned}
 A &= (1 + S_{11} - S_{22} - \dot{S}) \sqrt{Z_{N1}'Z_{N2}} / (2S_{21}) & a) \\
 B &= (1 + S_{11} + S_{22} + \dot{S}) \sqrt{Z_{N1}'Z_{N2}} / (2S_{21}) & b) \\
 C &= (1 - S_{11} - S_{22} + \dot{S}) / (2S_{21} \sqrt{Z_{N1}Z_{N2}}) & c) \\
 D &= (1 - S_{11} + S_{22} - \dot{S}) \sqrt{Z_{N1}'Z_{N2}} / (2S_{21}) & d)
 \end{aligned} \tag{77}$$

Où :  $Z_{N1}$  et  $Z_{N2}$  – l'impédance de référence des paramètres [S] respectivement pour les portes 1 et 2.

$$\dot{S} = (S_{11} \cdot S_{22} + S_{21} \cdot S_{12}) \tag{78}$$

On peut constater facilement qu'on ne peut pas obtenir à partir de ces relations les paramètres ABCD, si  $S_{21} = 0$ .

La conversion d'une matrice [T] en une matrice [S] :

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{AZ_{N2} + B - CZ_{N1}Z_{N2} - DZ_{N1}}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1}Z_{N2} + DZ_{N1}} & a) \\
 S_{12} &= \frac{2(AD - BC) \sqrt{Z_{N1}Z_{N2}}}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1}Z_{N2} + DZ_{N1}} & b) \\
 S_{21} &= \frac{2 \sqrt{Z_{N1}Z_{N2}}}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1}Z_{N2} + DZ_{N1}} & c) \\
 S_{22} &= \frac{-AZ_{N2} + B - CZ_{N1}Z_{N2} + DZ_{N1}}{AZ_{N2} + B + CZ_{N1}Z_{N2} + DZ_{N1}} & d)
 \end{aligned} \tag{79}$$

Dans le cas de circuits réciproques, le coefficient  $(A \cdot D - B \cdot C)$  dans l'équation (79.b) est égal à unité et de la même manière  $S_{12} = S_{21}$ .

### Les rapports entre la matrice [S] et des matrices [Y] et [Z]

Les matrices d'admittance et d'impédance sont définies par les relations :

$$I = Y \cdot U \quad \text{et} \quad U = Z \cdot I \tag{80}$$

Où :  $I$  et  $U$  – les vecteurs des courants et des tensions de nœuds ( $Z = Y^{-1}$ ).

À la base des relations (30) et (31) qui déterminent la relation entre les amplitudes des ondes de puissance  $a_n$  et  $b_n$  ainsi qu'entre les tensions et les courants des portes, on peut démontrer les rapports entre la matrice [S] et les [Y] et [Z].

La matrice [S] peut être déterminée à partir de la matrice [Z], en utilisant la relation :

$$S = Z_N^{-\frac{1}{2}} (Z - Z_N)(Z + Z_N)^{-1} Z_N^{\frac{1}{2}} \tag{81}$$

Où :  $Z_N$  – la matrice diagonale des éléments diagonaux égaux aux impédances de référence  $Z_{N1}, Z_{N2}, \dots, Z_{Nn}$  des différentes portes du circuit.

Le rapport entre la matrice [S] et la matrice [Y] est le suivant :

$$S = Y_N^{-\frac{1}{2}} (Y_N - Y) (Y_N + Y)^{-1} Y_N^{\frac{1}{2}} \quad (82)$$

Où :  $Y_N$  – la matrice diagonale des éléments diagonaux égaux aux admittances de référence  $Y_{N1} = \frac{1}{Z_{N1}}, Y_{N2} = \frac{1}{Z_{N2}}, \dots, Y_{Nn} = \frac{1}{Z_{Nn}}$  des différentes portes du circuit.

Les relations inverses sont les suivantes :

$$Z = Z_N^{\frac{1}{2}} (I + S) (I - S)^{-1} Z_N^{\frac{1}{2}} \quad (83)$$

Et 
$$Y = Y_N^{\frac{1}{2}} (I - S) (I + S)^{-1} Y_N^{\frac{1}{2}} \quad (84)$$

### 2.1.11 La méthode d'analyse des circuits H.F avec l'application de la matrice de transfert de dispersion

Comme cela a été mentionné avant, la méthode la plus simple et la plus fréquemment utilisée dans l'analyse des circuits micro-ondes composés de deux-portes connectés en cascade est l'application des matrices de transferts A B C D. Une autre manière d'analyser des circuits en cascade est de définir de nouveau les paramètres de dispersion (en fonction des variables sous la forme d'ondes incidentes et réfléchies). Celles-ci possèdent les mêmes propriétés de la matrice de transfert A B C D en conformité de la multiplication de matrices des éléments connectés en cascade [38], [147],[149],[151].

Par analogie avec la définition de la matrice A B C D, si on ordonne les paramètres de dispersion de telle façon que toutes les grandeurs liées à la porte d'entrée (c'est-à-dire  $a_1$  et  $b_1$ ), seront des variables dépendantes et au contraire les amplitudes des ondes au niveau de la porte de sortie  $a_2$  et  $b_2$ , qui elles seront des variables indépendantes. Nous obtiendrons, alors, un nouvel ensemble sous forme matricielle des paramètres de dispersion dont les propriétés sont similaires à celles des paramètres A B C D.

Pour un deux-portes, ces paramètres qu'on appelle soit les paramètres de transfert de dispersion, soit les paramètres  $T_S$ , sont définis par la relation :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ a_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{S11} & T_{S12} \\ T_{S21} & T_{S22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_2 \\ b_2 \end{bmatrix} \quad (85)$$

Les paramètres  $T_S$  sont liés aux paramètres S par les relations :

$$\begin{aligned} T_{S11} &= (-S_{11} \cdot S_{22} + S_{21} \cdot S_{12}) / S_{21} & a) \\ T_{S12} &= S_{11} / S_{21} & b) \\ T_{S21} &= -S_{22} / S_{21} & c) \\ T_{S22} &= 1 / S_{21} & d) \end{aligned} \quad (86)$$

Aussi comme dans le cas de la matrice A B C D, les paramètres  $T_S$  deviennent indéfinis quant la transmittance  $S_{21} = 0$ .

Les multiplications successives des matrices  $[T_S]$  conformes aux deux-ports connectés en cascade conduisent à la déterminer les paramètres  $[T_S]$  du circuit entier. La matrice de dispersion du circuit peut être déterminée en utilisant les relations :

$$\begin{aligned} S_{11} &= T_{S12}'/T_{S22} & a) \\ S_{12} &= T_{S11} - (T_{S12}T_{S21}'/T_{S22}) & b) \\ S_{21} &= 1/T_{S22} & c) \\ S_{22} &= -T_{S21}'/T_{S22} & d) \end{aligned} \quad (87)$$

La transformation de la matrice  $[T_S]$  sur la matrice  $[S]$  n'est possible que dans le cas où  $T_{S22} \neq 0$ .

Dans le cas des circuits réciproques, les paramètres  $[T_S]$  remplissant la condition :

$$T_{S11}T_{S22} - T_{S12}T_{S21} = 1 \quad (88)$$

Et qui est similaire à l'équation  $AD - BC = 1$  dans le cas des paramètres A B C D.

Il semble alors, que la dispersion des circuits micro-ondes à base des paramètres  $[T_S]$  est plus avantageuse que celle obtenue à l'aide des paramètres A B C D.

Pour cette raison, on avance les arguments suivants :

Premièrement : Les calculs conduisant à la transformation d'une matrice  $[S]$  à la matrice  $[T_S]$  sont moins compliqués que dans le cas d'une transformation de la matrice  $[S]$  vers la matrice A B C D.

Deuxièmement : Les paramètres  $[T_S]$  sont définis au moyen de variables sous la forme d'amplitudes d'ondes incidentes et réfléchies normalisées par rapport à l'impédance de référence des portes du circuit de la même manière que dans le cas de la définition des paramètres  $[S]$ .

Grâce à cela la convertibilité mutuelle de deux descriptions du circuit est plus facile à obtenir.

### 2.1.12 Exploitation de la symétrie des éléments sur l'analyse des circuits H.F.

On peut considérer beaucoup d'éléments des circuits multi-ports micro-ondes par symétrie par rapport aux plans qui divisent le circuit donné de moitié (plans de symétrie).

Dans ce cas, on peut effectuer l'analyse de deux sous-circuits qui sont considérés comme *une moitié paire* ou *une moitié impaire* du circuit original [39], [122], [137], [155].

Le *circuit-pair* et le *circuit-impair* sont tous les deux, la moitié du circuit divisé à demi par son plan de symétrie, soit sous la forme d'un *cœur magnétique* (dans le cas d'une *excitation paire* du circuit) soit sous la forme d'un cœur électrique (dans le cas d'une *excitation impaire* du circuit).

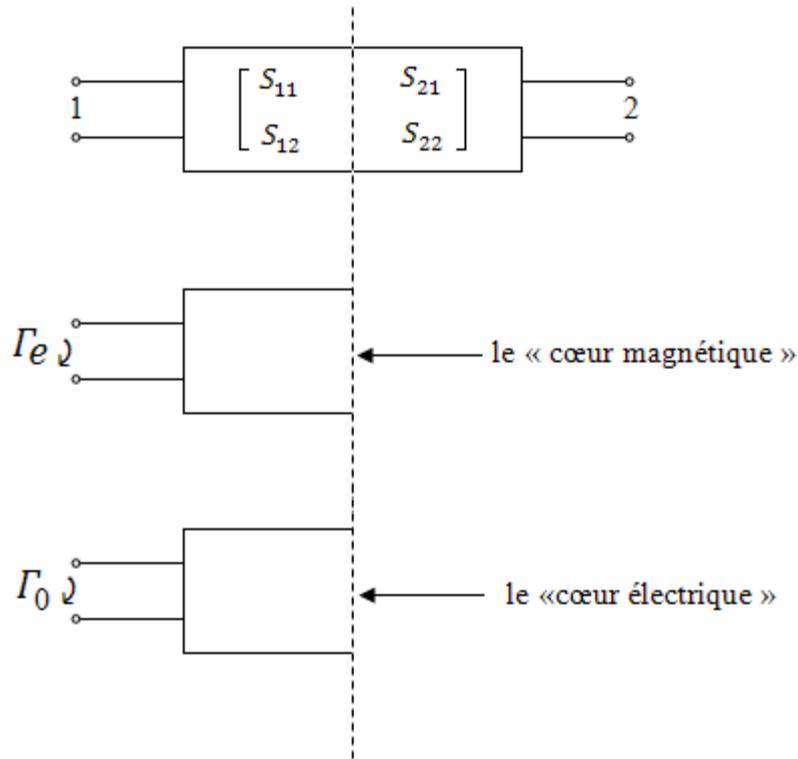


Fig. - 22 -

Dans le cas des portes symétriques, les deux sous-circuits *pair et impair* sont des mono-portes. Les deux circuits sont analysés à l'aide soit à partir de la méthode du *cœur électrique*, soit à partir de la méthode du *cœur magnétique*, placés dans le plan de symétrie des deux-portes.

Deux-portes symétrique avec ces deux sous-circuits « *pair* » et « *impair* » sont présentés sur la Fig - 22 -. Les paramètres de dispersion du circuit original peuvent être déterminés à partir des relations :

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{\Gamma_e + \Gamma_0}{2} & a) \\ S_{12} = S_{21} &= \frac{\Gamma_e - \Gamma_0}{2} & b) \end{aligned} \quad (89)$$

Où :  $\Gamma_e$  et  $\Gamma_0$  - le coefficient de réflexion respectivement avec le court-circuit et le circuit-ouvert au niveau du plan de symétrie du circuit.

Dans le cas de quatre-portes symétriques les sous-circuits « *pair* » et « *impaire* » sont les deux-portes représentés sur (Fig. - 23 -).

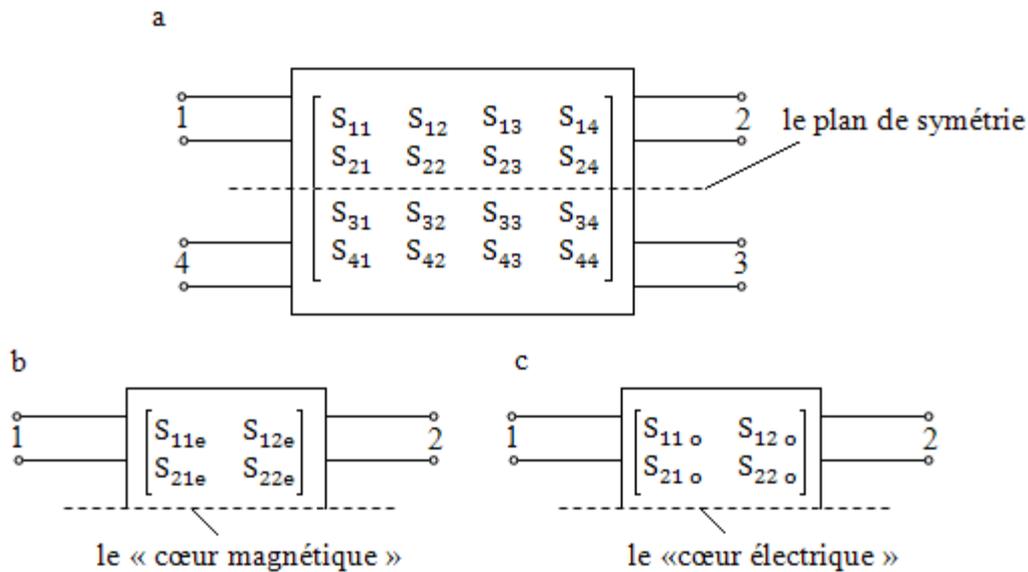


Fig. - 23 -

L'analyse de celui-ci est effectuée aussi dans deux étapes, c'est-à-dire on exécute l'analyse du *sous-circuit « pair »* et du *sous-circuit « impair »*.

Les paramètres de dispersions du quatre-ports original sont déterminés à la base des paramètres du *circuit « pair »* et « *impair* » d'après les relations :

$$\begin{aligned}
 S_{11} = S_{44} &= \frac{S_{11e} + S_{11o}}{2} & a) & & S_{13} = S_{42} &= \frac{S_{12e} - S_{12o}}{2} & e) \\
 S_{22} = S_{33} &= \frac{S_{22e} + S_{22o}}{2} & b) & & S_{31} = S_{24} &= \frac{S_{21e} - S_{21o}}{2} & f) \\
 S_{21} = S_{34} &= \frac{S_{21e} + S_{21o}}{2} & c) & & S_{14} = S_{41} &= \frac{S_{11e} - S_{11o}}{2} & g) \\
 S_{12} = S_{43} &= \frac{S_{12e} + S_{12o}}{2} & d) & & S_{23} = S_{32} &= \frac{S_{22e} - S_{22o}}{2} & h)
 \end{aligned} \tag{90}$$

Grâce à cette méthode, on peut analyser par exemple, les coupleurs directifs aux lignes couplées. Les coupleurs directifs aux branches, les coupleurs en anneaux ainsi tous les circuits micro-ondes basés sur des coupleurs, comme les mixeurs équilibrés, les déphaseurs, les amplificateurs équilibrés à transistors etc...

Sur les Fig. - 24 - et Fig. - 25 - sont présentés des exemples de circuit qui peuvent être analysé en utilisant la méthode de la symétrie « *paire* » et « *impaire* » [40], [41], [77],[133],[141].

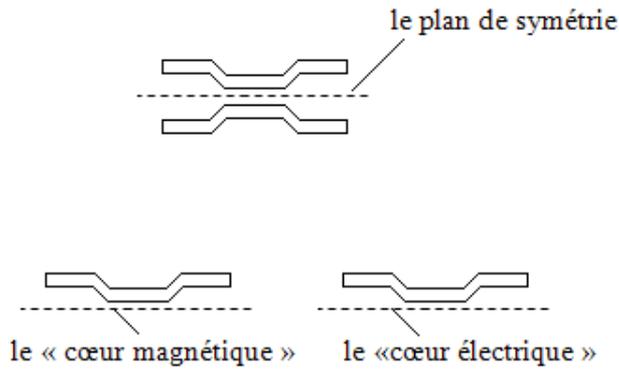


Fig - 24 -

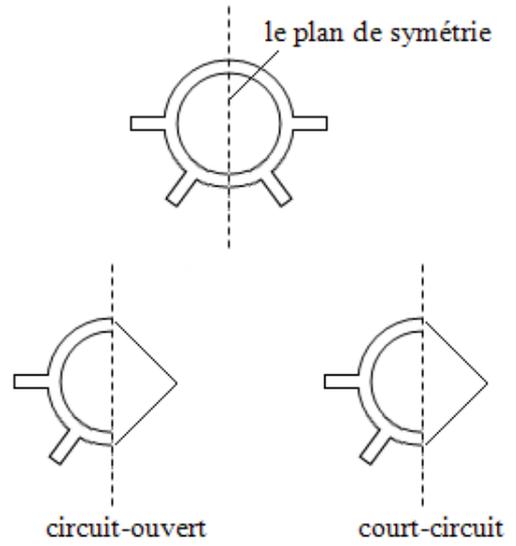


Fig - 25 -

Les relations sont placées sur les tableaux présentés en Annexe. Ces tableaux sont considérés comme la bibliothèque des relations destinées au profit de programmation et sont insérées comme données de base au logiciel *Optim\_Wave* réalisé dans le cadre de cette thèse.

## Conclusion du Chapitre 2

L'analyse des circuits micro-ondes constitue l'étape la plus importante et la plus développée du processus de conception des circuits micro-ondes par l'entremise d'une C.A.O.

Son intérêt consiste à connaître et à déterminer la réponse d'une configuration du circuit à un jeu ou à un protocole de données relatives au circuit à analyser. Elle est étroitement liée aux spécifications exigées sur la conception de ces circuits.

Cette étape est cruciale car elle permet de baliser le terrain de la prospection pour l'étape suivante qui est l'optimisation.

Dans ce chapitre, nous avons situé et donné un état de l'art des méthodes d'analyse les plus en vue dans les processus usuels de conception par C.A.O des circuits micro-ondes.

La base de toutes les méthodes d'analyse décrites ici, est fondée sur leur formulation en fonction des paramètres  $S$ .

En fait l'analyse de chaque circuit par une des méthodes décrites dans ce chapitre, consiste à évaluer les performances de ces paramètres à partir des caractéristiques de chaque composant le constituant.

En général l'opportunité de chaque méthode décrite est essentielle dans des configurations précises qui auront pour but d'utiliser les paramètres de dispersion afin de caractériser chaque composant, car les éléments à hautes fréquences restent théoriquement caractérisables par des lois qui sont régies par des tensions et des courants.

De plus un avantage significatif a été éprouvé pour le cas des méthodes d'analyse des matrices d'admittance, d'impédance ou de transfert, qui ont pour rôle d'affiner et de rendre encore plus précis le processus d'analyse de ces circuits.



## Optimisation des circuits micro-ondes

### 3.1 Introduction

L'optimisation des circuits micro-ondes est une technique qui consiste à optimiser les performances des circuits dans le but d'éprouver la structure des composants constituant la topologie du circuit, ceci afin d'améliorer les caractéristiques globales du circuit. Elle constitue actuellement l'un des domaines de recherche parmi les plus actifs et les plus prisés.

En micro-ondes, le développement des procédures d'optimisations appelés aussi optimiseurs a été une technique d'avant-garde motivée par l'essor des circuits micro-ondes monolithiques (*MMIC*) [42].

Lors de l'optimisation, les performances recherchées sont exprimées grâce à des fonctions buts ou des fonctions objectifs sous la forme d'un ensemble de spécifications qui sont fonction de plusieurs variables indépendantes telle que la fréquence, la tension, la température... Le problème se ramène alors à la recherche d'un extremum (minimum ou maximum) d'une fonction relative au circuit de test.

Avant d'aborder le processus fondamental d'optimisation, il est nécessaire de connaître les notions de base en optimisation de circuits.

### 3.2 Les fonctions erreurs et les contraintes

La fonction erreur  $E$  est définie comme étant la différence entre la réponse calculée et la réponse recherchée. La forme des *moindres carrées* est une fonction des plus connues [43] :

$$E = \sum_{k=1}^N |F_d(\omega_k) - F_c(\omega_k)|^2 \quad (3.1)$$

Où  $F_d(\omega_k)$  et  $F_c(\omega_k)$  sont les réponses calculée et recherchée prises à la fréquence d'échantillonnage. Il existe cependant plusieurs autres formulations selon la nature du problème à traiter, toutefois, quelque soit le type de fonction erreur retenu, le but assigné reste sa minimisation. Qui plus est, les variables sont les paramètres des éléments du circuit à optimiser (valeur de la capacité, de la résistance, de la longueur de la ligne...). Elles peuvent donc être soumises à des conditions ou à des contraintes. La fonction sera optimisée en parfait accord de ces dernières.

### 3.3 Les méthodes d'optimisation :

Les algorithmes d'optimisation sont extrêmement nombreux. On peut les classer en deux grandes familles : les méthodes de gradient et les méthodes directes [44].

### 3.3.1 Méthodes du gradient

Les méthodes du gradient calculent la dérivée de la fonction pour évaluer la différence de la fonction entre la réponse calculée et la réponse souhaitée. Les méthodes les plus connues sont :

#### 3.3.1.1-Méthode du gradient à pas prédéterminé

C'est une méthode qui, au départ d'un point, calcule son gradient afin d'indiquer la direction de la plus grande variation de la fonction. Son inconvénient est sa très lente convergence si le pas de la variation des points est mal évalué, tandis que son principal intérêt dans son aptitude à se généraliser aux cas des fonctions non différentiables en tout point.

#### 3.3.1.2-Méthode du gradient projeté avec prédétermination automatique du pas

Elle adapte la méthode d'optimisation sans contraintes décrite précédemment aux problèmes avec contraintes en projetant à chaque étape le déplacement sur la frontière du domaine afin de s'assurer que le nouveau point obtenu appartienne à l'ensemble des solutions réalisables (*Conditions de Kuhn-Tucker*).

La principale difficulté est que généralement le déplacement peut faire sortir le point du domaine admissible des solutions. Il faut envisager alors des solutions permettant au point d'y revenir [46].

#### 3.3.1.3-Méthode du Minimax dite méthode de Madsen et Schjaer-Jacobsen :

Elle est utilisée lorsque la fonction n'est pas différentiable à son minimum. Pour la caractériser, le gradient on doit calculer son gradient à chaque point pris séparément.

#### 3.3.1.4-Méthode du simplexe :

Cette méthode est l'une plus anciennes et des plus classiques développée par Spendley et Insworth pour la résolution de systèmes linéaires avec contraintes. Elle utilise des figures géométriques régulières formées par des points appelés 'Simplexes'. Pour minimiser la fonction, le simplexe est modifié graduellement et rétréci autour du point optimum durant le processus itératif.

C'est une méthode avec contraintes qui converge bien est multidirectionnelle. Son efficacité a permis de développer plusieurs variantes telles que la méthode de Nelder-Mead [46].

#### 3.3.1.5-Méthode du gradient réduit

C'est l'une des méthodes reconnues comme étant l'une des plus efficaces ; ceci est du au fait qu'elle est une extension directe de la méthode du 'Simplexe'.

En présence de fonctions purement numériques, ou lorsque la détermination analytique du gradient de la fonction est très difficile voire impossible, les utilisateurs de telles méthodes

doivent soit utiliser les méthodes directes, soit approximer le gradient par les différences finies, la méthode de la sécante,... [46][47].

### 3.3.2. Méthodes directes :

Dans le cas de fonctions purement analytiques ou très complexes, le calcul des dérivées devient problématique. Il est alors fait appel à des méthodes d'approximation ou à des méthodes séquentielles pour mener à terme le processus d'optimisation :

#### 3.3.2.1 Méthode d'approximation du gradient et hessien (dérivées secondes)

Le gradient et le hessien peuvent être approximes plusieurs algorithmes dont les plus remarquables sont ceux de Powell, de Broyden, par approximation du jacobien et des différences finies (technique des perturbations).

#### 3.3.2.2 Méthode de Hooke et Jeeves

C'est une méthode séquentielle dont les étapes sont constituées par deux mouvements. Un déplacement préliminaire qui explore le comportement local de la fonction autour d'un point appelé 'point initial' et un déplacement de direction qui accélère le processus dans la direction identifiée précédemment. La méthode converge lorsque la recherche du minimum ne progresse plus vers la direction fixée.

Cette méthode constitue la pierre angulaire sur laquelle s'articule le logiciel *Optim\_Wave* réalisé dans le cadre de cette thèse pour illustrer les nouveaux critères d'optimisation élaborés dans le cadre du travail entrepris pour cette recherche, ainsi que mettre en valeur de nouvelles techniques d'optimisation [46].

#### 3.3.2.3 Méthode de Newton

Elle permet de trouver rapidement le minimum en approxinant la fonction par une fonction quadratique. Cependant si la fonction est quelconque, des difficultés apparaissent dans le calcul du hessien car c'est une opération pouvant comporter des difficultés numériques et qui exigent que la matrice du hessien soit définie positive (fonction convexe) en chaque pas de l'itération.

#### 3.3.2.4 Méthode quasi-Newton

Pour pallier aux inconvénients de la méthode de Newton d'autres méthodes ont été proposées. Elles consistent à remplacer le hessien par une approximation qui est modifiée à chaque itération. Des expressions générales ont été proposées engendrant des groupes d'algorithmes tels que de Davidson-Fletcher-Powell et de Broyden-Fletcher-Godfab-Shanno. Elles sont utilisées lorsque l'erreur est importante ou quand le résultat reste éloigné [49].

Usuellement l'optimiseur calcule la réponse du circuit puis la compare avec celle souhaitée. En cas de différence, il change les valeurs de certains paramètres afin de minimiser l'écart entre les deux réponses. Cependant son inconvénient majeur réside dans le fait qu'il doit faire varier tous les paramètres susceptibles d'apporter une amélioration dans les valeurs des performances du circuit analyse.

Seulement plus le nombre de paramètres retenus s'accroît, plus le processus d'optimisation exigera du temps de calcul et plus de place mémoire.

Aussi, pouvoir faire une sélection préalable des paramètres serait une étape intéressante qui permettrait de ne retenir que les plus sensibles aux variations, donc de réduire de manière considérable le temps de calcul et par la même le champ d'investigation de l'utilisateur.

Parallèlement, le concepteur aurait une idée même sommaire sur ce qui conditionne les performances du circuit. De plus la réalisation en série des circuits implique qu'ils soient reproductifs que possibles, c'est-à-dire que leurs performances soient peu sensibles aux variations des valeurs des éléments composant ces circuits.

Ces variations peuvent être dues aux tolérances de fabrication, aux incertitudes de la modélisation,... De ce fait, cette étude, dite de sensibilité, restreint le nombre d'éléments auxquels il faudra donner une attention toute particulière dans la réalisation du circuit afin de préserver et d'atteindre les performances exigées [50].

### 3.3.2.5. Méthode des Différences Finies (FDM)

La méthode des différences finies (FDM pour Finite Difference Method) est la méthode numérique la plus anciennement utilisée pour résoudre des problèmes électromagnétiques.

Elle consiste à diviser le volume de l'espace où la solution est cherchée en un réseau de points espacés régulièrement pour constituer un maillage. La solution du problème est ensuite calculée en chaque point du maillage.

L'approximation réside dans le remplacement de chaque dérivée de l'équation de Maxwell par une expression aux différences finies (à partir du théorème de Taylor) exprimant la valeur de l'inconnue en un point en fonction de sa valeur aux points voisins.

Les dérivées de l'inconnue  $f$  en fonction des variables spatiale  $x$  et temporelle  $t$  dans les cas de la méthode des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) peuvent s'approcher par le problème est ainsi discrétisé en un système d'équations que l'on peut résoudre numériquement.

La résolution d'un problème par la méthode des différences finies implique trois étapes :

- Division de la région sous la forme d'une grille (maillage)
- Approximation de l'équation de Maxwell par différences finies en reliant les variables aux points voisins
- Résolution des équations aux différences finies par rapport aux conditions aux Frontières.

Le succès considérable de cette méthode largement répandue et qui joue toujours un rôle important dans l'analyse numérique, tient au fait de sa simplicité, notamment, pour la conception du maillage, et la vitesse de résolution du système d'équations qui en découle.

La difficulté majeure de cette méthode tient à la régularité nécessaire du maillage qui impose une topologie fixée et conduit à d'importantes difficultés lorsque les dispositifs ont des géométries complexes. Différentes méthodes ont été proposées pour repousser ces contraintes, mais souvent au détriment de la stabilité du calcul [51].

Une autre limitation intervient, pour améliorer la précision de l'approximation, lorsque l'on souhaite introduire un ordre supplémentaire dans les termes du développement en série de Taylor qui apporte de sérieuses complications. Toutes ces difficultés sont en fait surmontées par l'approche des éléments finis.

### **3.3 Application des stratégies des méthodes d'optimisation des circuits micro-ondes par C.A.O**

Précédée ou non d'une étude de la sensibilité, l'approche usuelle consiste à inclure une boucle d'optimisation externe à la boucle d'analyse. De ce fait, la topologie du circuit reste inchangée. Cette approche, si elle s'applique facilement aux circuits linéaires, ne peut l'être pour les circuits non linéaires où il est difficile d'indiquer à priori une topologie de circuit permettant après optimisation d'atteindre les objectifs désirés.

De plus, de par sa lourdeur, elle n'est utilisée en pratique que pour optimiser un petit nombre d'éléments à la fois. C'est donc vers l'optimisation des performances intrinsèques du composant essentiel du circuit, c'est-à-dire l'élément actif non linéaire, que s'orientent les recherches actuelles.

Le principe est de fixer les tensions aux entrées pour déterminer les courants optimaux. Cette démarche se base sur des mesures en large signal et ou en simulations afin de déterminer les charges à chaque séquence ou à chaque harmonique. Une synthèse de circuits permet alors d'en déduire les puissances optimales puis les charges correspondantes.

Cette approche découle de l'approche des multipôles linéaires avec des approches similaires basés sur le tracé de contours à puissances constantes ont été proposées, mais elles sont du type numérique et généralement spécifiques à certains type de circuits (cercle à gain constant, méthode de Cripps,...).

Etant donné qu'un composant non linéaire peut être assimilé à un multipôle multi fréquentiel linéaire. L'énoncé du principe de cette méthode pour les multipôles linéaires permettra donc de maîtriser le concept de surface caractéristique propre à un multipole actif linéaire, puis de l'étendre au cas de multipôles non linéaires.

Le processus de conduite d'une stratégie d'optimisation est fondé sur la détermination de valeurs nominales de l'ensemble des paramètres des circuits en projet de conception, pour lesquelles les propriétés du circuit envisagé sont appelées à remplir les conditions de réalisation de ce circuit. Dans le projet nominal, on ignore la dispersion statique du circuit et on prend comme hypothèse que la topologie du circuit et des éléments qui le composent comme constantes [52]:

Les techniques d'optimisation occupent une place de premier ordre dans la conception moderne des circuits électroniques. Leur utilisation est primordiale dans la conception des circuits micro-ondes à cause des difficultés rencontrées dans l'approche classique d'analyse et de synthèse des circuits d'hyperfréquences.

En général les objectifs assignés à l'optimisation des circuits doivent tenir compte de considérations telles que les contraintes à satisfaire. Les objectifs de l'optimisation micro-ondes gagnent en complexité à mesure que la bande de travail s'élargisse.

D'autres facteurs rendent encore la tâche plus ardue, tels que la gamme de solutions admissibles qui est souvent étroite, le choix limité des configurations physiques et les effets parasites qui sont aigus.

La littérature est difficilement comparable à cause de l'abondance des notations relatives au sujet « 39-56 ».

### 3.3.1. Concepts fondamentaux

Dans tout problème d'optimisation, il s'agit de minimiser ou de maximiser une fonction  $U$  où :

$$U = U(\phi) \quad (4.1)$$

$$\phi = \begin{matrix} \phi_1 \\ \phi_n \end{matrix} \quad (4.2)$$

$U$  est la fonction économique (objective fonction) et le vecteur  $\phi$  représente un groupe de paramètres indépendants.

En général, il y a des contraintes imposées « 56 »:

$$G_i(x) \leq 0 \quad i = 1, m \quad (4.3)$$

Et qui doivent être satisfaites par le processus d'optimisation ou par la solution optimale du processus engagé dans le but de satisfaire les critères d'optimisation.

Chaque paramètre  $\phi_i$  peut être, séparément, soumis à une contrainte explicite comme par exemple que les bornes inférieures et supérieures de l'intervalle d'optimisation.

En outre le problème peut être soumis à des contraintes implicites telles que les fonctions de coût.

$$j(\phi) \leq 0 \quad j = 1, n \quad (4.4)$$

Chaque vecteur  $\phi$  satisfaisant les contraintes liées est un vecteur réalisable.

Chaque solution  $\phi_i$  peut être soit un optimum local, soit un optimum global en sachant que dans un problème convexe tout optimum local est un optimum global.

Une fonction strictement convexe est une fonction qui ne peut pas être estimée par une interpolation linéaire entre deux points de l'espace réalisable par cette fonction fig. (4-1).

Un point de selle (*saddle point*) peut apparaître, en fonction de la direction de recherche, comme un minimum ou un maximum [53].

La région de faisabilité est l'espace qui contient toutes les solutions de la fonction  $U$ .

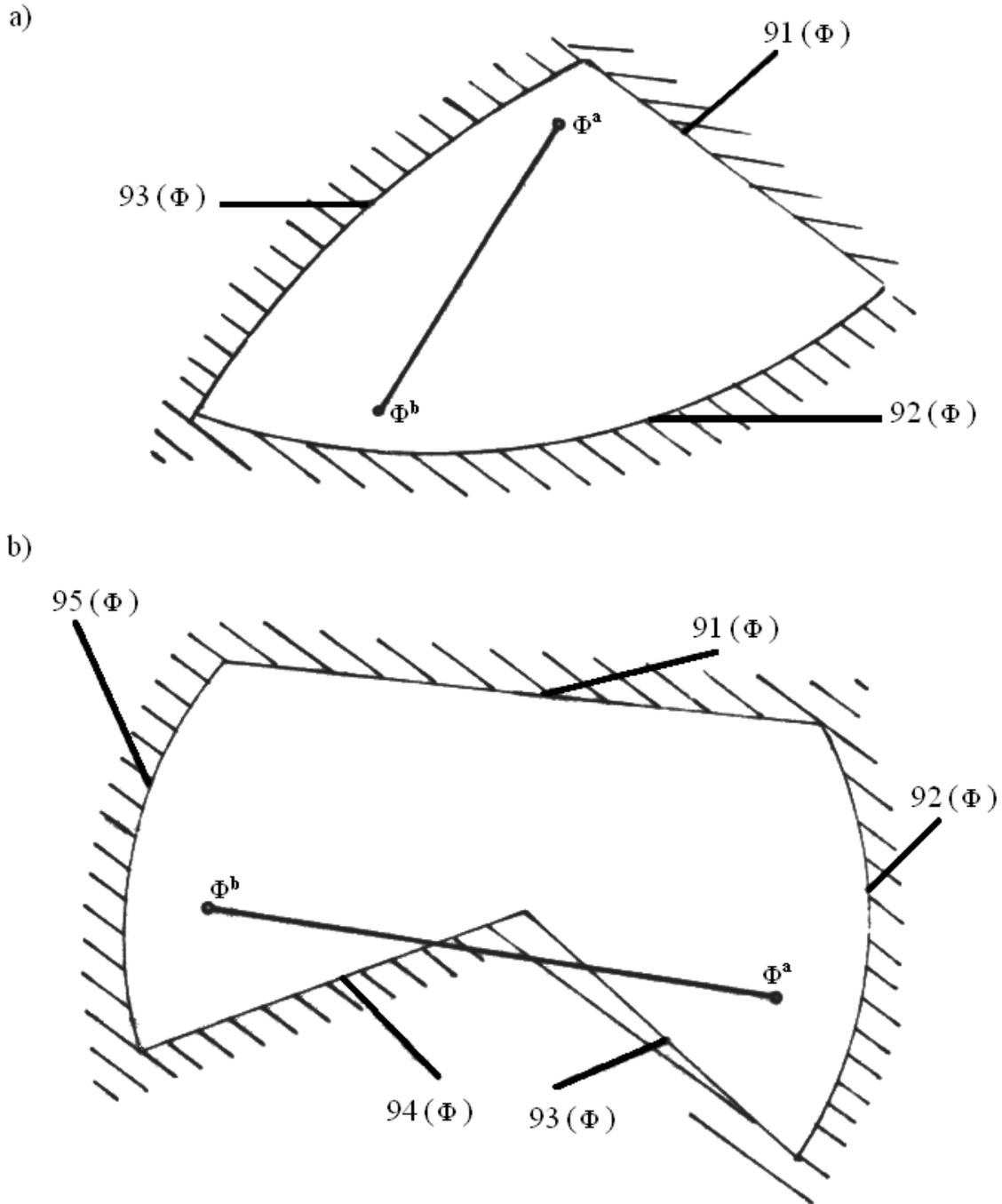


Fig. 4-1 : a) espace convexe

b) espace non convexe

Dans tout processus d'optimisation avec contraintes, il faut s'assurer au préalable de la qualification des contraintes, c.à.d. de déterminer les directions admissibles qui permettent de connaître le parcours satisfaisant les  $G_i(x)$ .

La condition d'optimalité locale ou globale est d'assurer « 3.9 » :

- a)  $\nabla f(x)=0$  (stationnarité)

$$b) \nabla f(x) > 0 \text{ et définie} \quad (4.5)$$

La figure (4-2) représente un espace bidimensionnel qui illustre quelques caractéristiques d'un problème classique d'optimisation.

On s'intéresse dans un premier temps dans le cadre de la mise en place du logiciel *Optim\_Wave*, dans notre recherches aux stratégies d'optimisation du type non linéaire avec ou sans contraintes.

### 3.3.2. Les stratégies d'optimisation:

#### 3.3.2-1 L'algorithme général de la descente

Cette méthode consiste à générer une suite  $x(k)$  et ensuite effectuer les déplacements en vue d'obtenir la solution optimale dans une direction de recherche décroissante (*down hill*).

Son algorithme se résume ainsi :

1) Initialiser  $k ; (=0)$

2) Choisir une direction de recherche  $P(k)$  telle que :

$$\nabla f(x(k)) \cdot P(k) < 0$$

$P$  étant le vecteur de direction choisie.

3) Choisir la quantité de déplacement suivant cette direction ; c.à.d. fixer  $\alpha(k)$  telle que :

$$f(x(k) + \alpha(k) \cdot P(k)) = \min f(x(k) + \alpha \cdot P(k))$$

4) Choisir  $x(k+1) = x(k) + \alpha(k) \cdot P(k)$

5) Arrêter le processus dans le cas où  $x(k+1)$  vérifie un critère de précision préétabli, par exemple :

$$|x(k+1) - x(k)| / |x(k)| < \epsilon$$

6) Sinon mettre  $k=k+1$  puis aller à (2).

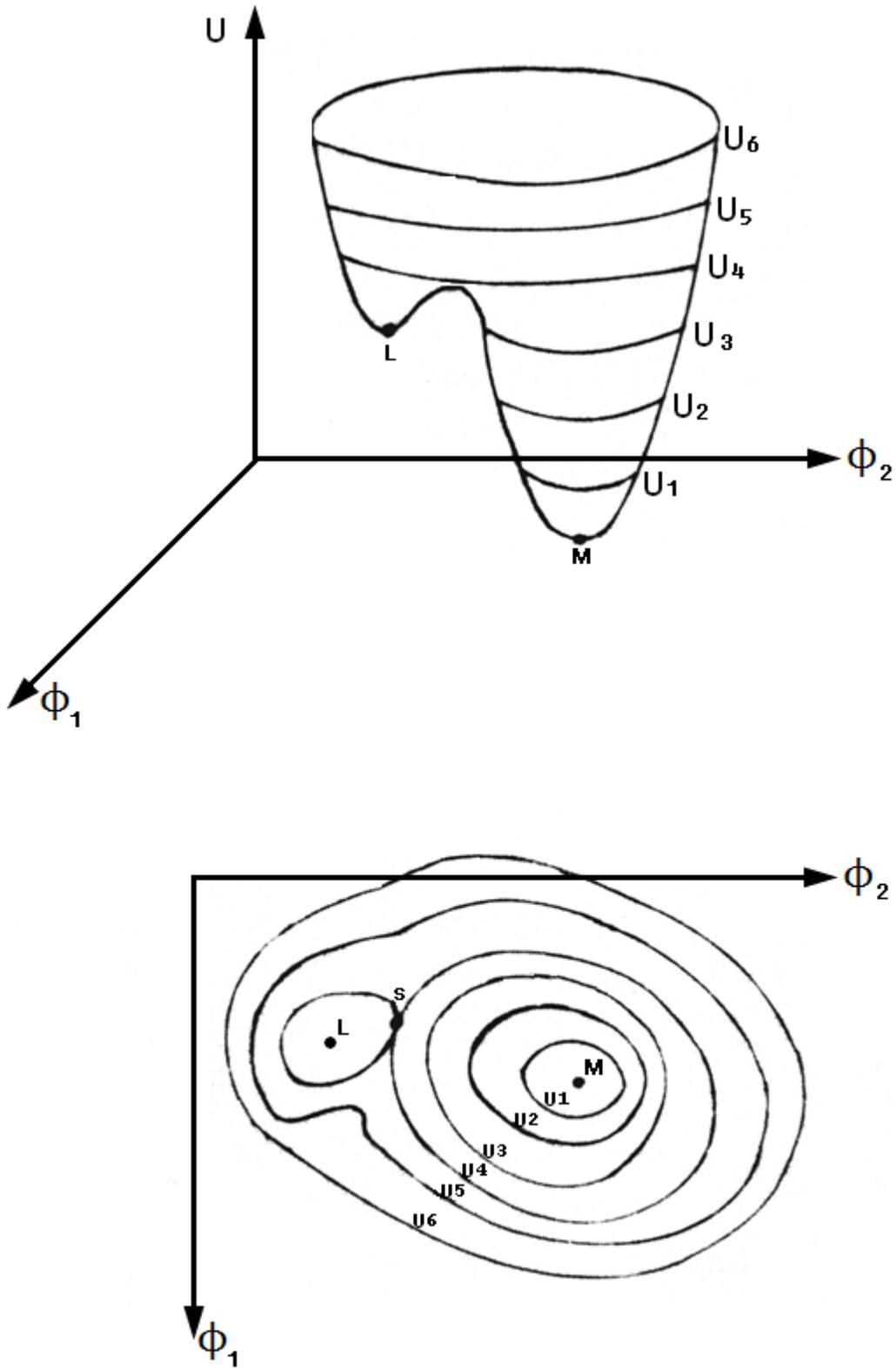


Fig. 4-2 Illustration de quelques caractéristiques d'un problème d'optimisation.

### 3.3.2-2 L'algorithme de la descente la plus rapide

Cette méthode est un cas particulier de l'algorithme général de la descente. Un choix naturel pour  $P(k)$  est de le prendre comme étant de signe opposé ou signe du gradient c.à.d.

$$P(k) = - \nabla f(x) \quad (4.7)$$

Il faut cependant remarquer que cet algorithme est utilisé pour les recherches très lentes.

### 3.3.2-3 L'algorithme de Newton :

Cet algorithme est un autre cas particulier de l'algorithme général de la descente où il s'agit de remplacer  $f(x)$  par son approximation quadratique d'après le théorème de TAYLOR explicite pris autour de  $x(k)$  c.à.d.

$$q(x) = f(x(k)) + f'(x(k)) \cdot (x - x(k)) + \frac{1}{2} (x - x(k)) \cdot f''(x(k)) \cdot (x - x(k)) + \dots$$

Le point  $x(k+1)$  est pris comme le minimum de  $q(x)$  si celui-ci existe, avec la condition :

$$f''(x(k)) \text{ positive et définie.} \quad (4.8)$$

L'utilisation de cet algorithme est recommandée pour les processus d'optimisation concentrée sur les fins de recherche.

### 3.3.2-4 L'algorithme des directions conjuguées :

La méthode des directions conjuguées est appliquée à la minimisation des fonctions quadratiques « 61 » :

$$F(x) = \frac{1}{2} x^T A x + b^T x + c \quad (4.9)$$

Où  $A$  est une matrice ( $n \times n$ ) positive et définie,  $b$  et  $c$  des réels.

Le processus décrit par cette méthode consiste à se déplacer le long de  $n$  directions  $P(k)$  linéairement indépendants et mutuellement  $A$ -conjuguées, avec  $k = 0, \dots, n - 1$ .

Son algorithme général se présente ainsi :

1- Initialisation de  $k$  et de  $x$ .

2- Choisir  $P(0)$  telle que :

$$f'(0) \cdot P(0) < 0$$

3- Choisir  $P(k)$  telle que :

$$f'(x(k)) + P(k) \cdot A \cdot x(k) = \min (f'(x(k)) + P(k) \cdot A \cdot x(k))$$

4- Choisir  $x(k)$  telle que :

$$x(k+1) = x(k) + \alpha(k) \cdot P(k)$$

et  $P(k) \cdot A \cdot P(k) = 0$  avec  $j = 0, \dots, k-1$

5- Si  $x(k+1)$  satisfait au critère de précision, arrêter le processus.

6- Sinon  $k = k + 1$ , puis aller à (2).

Dans les conditions citées, la séquence  $x(k)$  qui est générée suivant l'algorithme général des directions conjuguées atteint son minimum  $X_{min}$  en un nombre maximale d'étapes égal à :

$(m - n)$

Cette méthode est appelée aussi *la méthode de Powell*.

### 3.3.2-5 L'Algorithme des gradients conjugués

Cette méthode est un cas particulier de l'algorithme des directions conjuguées avec le choix de la direction  $P(k)$  de signe contraire à celui du gradient « 41 ».

Son algorithme se présente ainsi :

1- Initialiser  $k$  et  $x$ .

2- Choisir  $P(0) = - \nabla f(x(0))$

3- Choisir la quantité de déplacement  $\alpha(k)$  telle que :

$$\alpha(k) = \frac{\nabla f(x(k)) \cdot P(k)}{P(k) \cdot A \cdot P(k)}$$

4-

$$P(k+1) = - \nabla f(x(k+1)) + B(k) \cdot x(k)$$

Avec

$$B(k) = \frac{\nabla f(x(k+1)) \cdot A \cdot P(k+1)}{P(k) \cdot A \cdot P(k)}$$

Ou bien

$$B(k) = \frac{\nabla f(k+1) \cdot A \cdot f(k+1)}{P(k) \cdot A \cdot \nabla f(k+1)}$$

### 3.3.2 -6 L'Algorithme de Fletcher-Reeves

Cet algorithme est une généralisation de l'algorithme des gradients conjugués par des fonctions arbitraires, et il se présente ainsi :

- 1- Initialiser  $x$  et  $k$ .
- 2- Choisir la direction de descente  $P(0) = - \nabla f(x(0))$ .
- 3- Choisir la quantité de déplacement  $\alpha(k)$  telle que :
 
$$f(x(k) + \alpha(k).P(k)) = \min(f(x(k)) + \alpha(k).P(k))$$
- 4- Choisir  $x(k)$  telle que :
 
$$x(k+1) = x(k) + \alpha(k).P(k)$$
- 5-  $P(k+1) = - \nabla f(x(k+1)) + \alpha(k).P(k)$

Avec

$$B(k) = \frac{|\nabla f(x(k+1))|^2}{|\nabla f(x(k))|^2}$$

La méthode de recherche directe (*DIRECT SEARCH*) est la technique fondamentale de l'optimisation adoptée pour notre travail. Elle est développée en détail dans le chapitre V, et c'est cette technique qui a servi de base pour la conception du logiciel *Optim\_Wave*.

### 3.4 Optimisation des circuits micro-ondes par la méthode du Space Mapping

Cette méthode est une technique récente proposée par J.W Bandler et all. Elle est très en vogue ces dernières années dans les centres de recherches spécialisés dans le domaine de l'optimisation des circuits micro-ondes [46,50], [159,162]

Elle consiste à utiliser une Cartographie spatiale entre deux espaces distincts en transférant la charge d'optimisation d'un espace dont la résolution est fine et coûteuse (ou haute fidélité) vers un deuxième espace qui est un modèle à coût réduit (coarse space) (ou basse fidélité).

Le modèle issu de l'optimisation se fait par une mise à jour itérative d'un espace porteur et intermédiaire (surrogate), qui permet de calculer les valeurs optimales et ensuite de mener un deuxième processus d'affinement.

De manière générale, le modèle grossier est rapide et facile à calculer, mais de basse résolution donc moins fidèle à la réalité, tandis que le modèle fin est précis mais de haute résolution et plus fidèle, mais considérablement coûteux.

Lorsque le processus d'optimisation par mappage d'espace est appliqué à la conception de circuits micro-ondes, des modèles précis sont généralement obtenus qui reflètent des modèles simples, généralement des circuits basés sur la théorie des outils de CAO.

### 3.4.1 Le problème d'optimisation par Space Mapping:

Le problème d'optimisation peut être énoncé comme suit :

Soit le vecteur  $R_f: X_f \rightarrow X^m$  le vecteur de  $m$  réponses du modèle fin, et  $x_f: X_f \rightarrow R^n$  comme le vecteur des paramètres de conception  $n$ . Le problème d'optimisation d'origine est donné par :

$$x_f^* = \arg \min_{x_f \in X_f} U(R_f(x_f)) \quad (2.1)$$

Où  $x_f^*$  est la conception du modèle optimal fin et  $U$  est une fonction de but ou fonction objectif.

Par exemple,  $U$  peut être une fonction minimax avec des spécifications supérieures et inférieures. Comme indiqué ci-dessus, les solutions haute fidélité sont difficiles à entretenir, la résolution (2,1) en utilisant la méthode d'optimisation directe est parfois prohibitive.

### 3.4.2 Le concept du Space Mapping

#### 2.2.2 The Space Mapping Concept

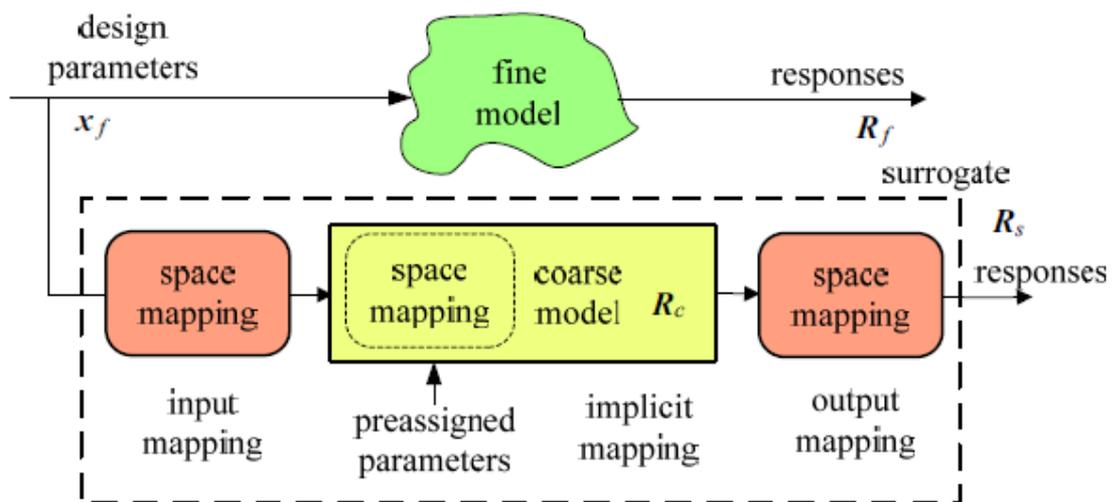


Fig. 2.1 Graphic representation of space mapping concept [34].

On note  $R_f: X_f \rightarrow X^m$  comme étant le vecteur de réponse du modèle fin et

$$x_f: X_f \rightarrow R^n \quad (2.2)$$

Les paramètres des modèles de conception la plus fine. Le Space Mapping va générer un modèle de substitution, noté :

$$R_s: X_s \times X_p \rightarrow R^m \quad (2.3)$$

qui est construit à partir du modèle grossier

$$R_c: X_c \rightarrow R^m \quad (2.4)$$

et qui est mis à jour pour s'aligner sur  $R_f$ .

Les notations ci-dessus,  $X_s \rightarrow R^n$  et  $X_p \rightarrow R^q$  désignent le domaine des paramètres de la conception et les paramètres auxiliaires prédéterminés pour le domaine des paramètres du modèle de substitution, respectivement, tandis que  $X_c \rightarrow R^n$  désigne la conception des paramètres du modèle du domaine secondaire.

Comme il est spécifié sur la Fig. 2.1, l'entrée implicite et le processus de Space Mapping convergent ensemble vers un espace de substitution SM précis. Le substitut est ensuite ré-optimisé une nouvelle fois et mis à jour de manière itérative jusqu'à ce que le résultat de la simulation fine soit suffisamment proche des spécifications du cahier de charge de la conception.

### 3.4.3 Interprétation mathématique :

Nous allons considérer que le modèle fin implique un calcul coûteux et que la résolution de l'équation (2,1) par l'optimisation directe est difficile à mettre en œuvre.

Pour résoudre ce problème, nous allons proposer un algorithme d'optimisation qui génère une séquence de points  $x^{(i)} \in X_f, i = 0, 1, \dots$  et une famille de modèles de substitution  $R_s^{(i)}: X_s^{(i)} \rightarrow R^m, X_s^i \rightarrow R^n, i = 0, 1, \dots$  semblables aux modèles grossiers, tels que les modèles de substitution ne sont pas nécessaires pour être aussi précis que le modèle parfait, mais qui sont bon marché et dont le calcul est approprié pour l'optimisation itérative.

Ainsi, notre objectif d'optimisation se trouve alors orienté vers la résolution de l'équation suivante :

$$x^{(i+1)} = \arg \min_{x \in X_f \times X_s} U(R_s^i(x)) \quad (2.5)$$

Où  $R_s^i$  est le modèle de la substitution à l'itération  $i$ , qui est mis à jour itérativement en utilisant le modèle grossier et les données du modèle fin.

Soit :

$$R_c^{(i)}: X_c^{(i)} \rightarrow R^m, c \in R^n, i = 0, 1, \dots \quad (2.6)$$

Le vecteur de réponse du modèle grossier décrit le même objet que le modèle affiné. Le Space Mapping propose une famille de modèles de substitution qui est construite à partir du modèle grossier de telle manière que le décalage entre le modèle de substitution en cours et le modèle fin qui est alors optimisé est en fait optimisé pour être un minimum.

On note que le modèle d'espace générique de substitution comme la Space Mapping :

$$R_s: X_s \rightarrow R_m :$$

qui est le modèle approprié grossier composé de transformations de la cartographie l'espace, où

$$X_c = X_s \times X_p$$

Où :  $X_p$  est le paramètre d'espace auxiliaire prédéterminé pour ces transformations.

A l'itération  $i$ , le modèle générique du SM à base de substitution est donné par :

$$R_s^i(x) = R_s(x, p^i)$$

Avec 
$$p^i = \underset{p}{\operatorname{argmin}} \sum_{k=0}^i w_{i,k} \|R_f(x^k) - R_s(x_k, p)\| \quad (2.7)$$

et  $w_{i,k}$  sont les facteurs de pondération. Typiquement, nous utilisons  $w_{i,k} = 1$  pour toutes les valeurs de  $i = 0, 1 \dots i-1$  et  $k=0, \dots, i-1$ .

A partir du modèle de substitution à la base du Space Mapping SM génériques, nous pouvons extraire une variété de substituts selon les approches différentes du SM.

La forme générale de la condition de correspondance est définie comme :

$$\varepsilon^i(B, c, x_p) = \sum_{k=0}^i w_{i,k} \|R_f(x^k) - R_c(B \times x^k + c, x_p)\| \quad (2.8)$$

En règle générale, nous appliquons  $w_i = 1$ , (c'est-à-dire que, nous utilisons uniquement le point de la dernière itération en fonction des modèles tel que  $w_k = 0 \quad k = 0, \dots, i-1$ ).

Un autre problème consiste à savoir comment obtenir le point de départ. En règle générale, le point de départ  $x(0)$  de la cartographie d'espace est obtenu à partir de la solution optimale du modèle initial grossier, c'est-à-dire que :

$$x^0 = \underset{x_f \in X_f}{\operatorname{argmin}} U(R_c(x)) \quad (2.9)$$

Nous pouvons également estimer cette solution initiale en fonction de l'expertise technique. L'espace d'entrée, de sortie implicite et la cartographie de tous les points visent à réduire le décalage entre le modèle fin et le modèle actuel de substitution. Cependant, tandis que la cartographie spatiale implicite et d'entrée permet d'exploiter la similitude globale basée sur la

physique des modèles fins et grossiers, la cartographie espace de sortie vise à assurer un parfait alignement local entre eux à l'itération courante.

### 3.4.4 L'algorithme du Space Mapping :

De manière générale, tous les algorithmes d'optimisation à la base de Space Mapping peuvent être résumés en quatre grandes étapes.

La première étape est la création un modèle de simulation fine (ou de vérification). Au cours de cette étape, le modèle fin est vérifié et contrôlé pour voir si l'optimisation peut satisfaire aux spécifications de la conception.

La seconde est l'extraction de paramètres, dont le modèle de substitution est aligné avec le modèle fin pour permettre un étalonnage.

La troisième étape consiste à mettre à jour ou de calibrer l'espace de substitution en utilisant les informations obtenues lors des deux premières étapes.

Dans la dernière étape, l'alignement, calibré ou le modèle amélioré de substitution est ré- optimisé, ce qui suggère l'itération du nouveau modèle fin.

Les étapes de l'algorithme de SM réguliers sont les suivantes :

Étape 1 : Sélectionnez le modèle fin, le modèle grossier, ainsi que les paramètres de mappage initial. Poser  $i = 0$ .

Étape 2 : Optimiser le modèle grossier à l'aide (2,9) pour trouver la première solution ( $x^0$ ).

Étape 3 : Simuler le modèle fin pour trouver  $R_f(x^i)$

Étape 4 : Terminez si un critère d'arrêt est satisfait, par exemple, la réponse est conforme aux spécifications de la conception; sinon, passez à l'étape 5

Étape 5 : Extraire les paramètres de mappage en fonction de (2,3) - (2,8), et mettre à jour le modèle de substitution  $R_s^i$  l'aide de ces paramètres

Étape 6 : Optimiser l'élément porteur à l'aide de la mise à jour (2,2) pour prédire  $x(i)$ . Ensuite, définir  $i = i + 1$  et passez à l'étape 3.

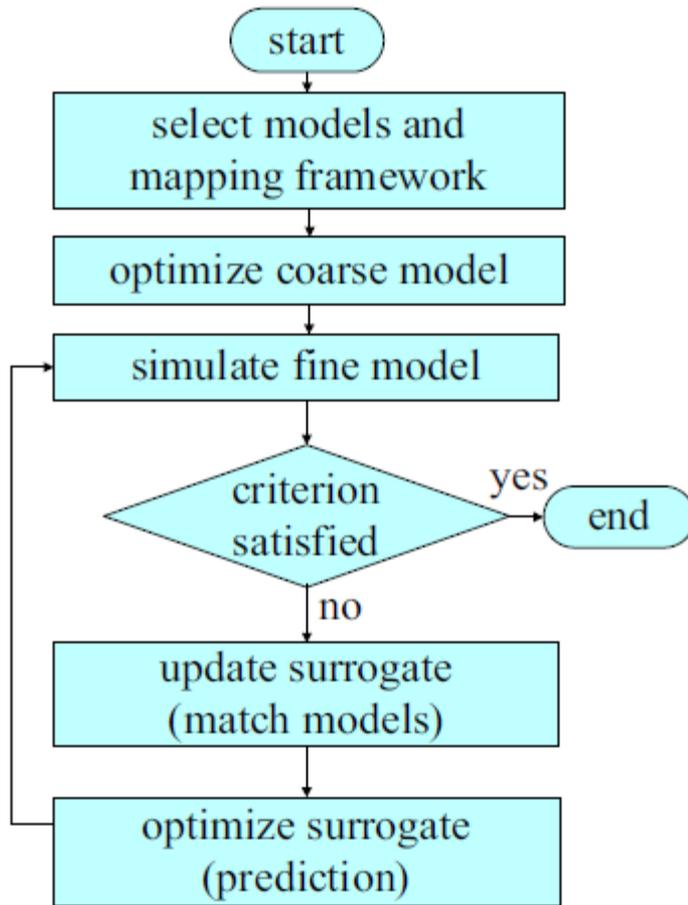


Fig. 2.2 L'algorithme du Space Mapping

### Conclusion du Chapitre 3

Dans beaucoup de cas, la réponse obtenue pour chaque circuit micro-onde lors du processus d'analyse ne correspond pas aux spécifications voulues.

Il faut alors modifier les valeurs d'un ou de plusieurs composants du circuit afin d'approcher de plus près les résultats désirés. C'est le rôle du processus de l'optimisation qui constitue la pierre angulaire de ce travail de recherche.

La profusion des méthodes d'optimisation décrites dans ce chapitre, de par leur diversité, constituent l'axe primordial du processus de C.A.O des circuits micro-ondes actifs.

Dans ce chapitre on a donné un état de l'art non exhaustif des méthodes d'optimisation les plus courantes dans les processus de conception des circuits micro-ondes actifs.

Une accentuation particulière a été mise sur les méthodes préconisées par notre propre conception du logiciel *Optim\_Wave*, à savoir la méthode d'optimisation de recherche directe qui constitue le cœur de ce logiciel.

Nous avons jugé intéressant de donner un aperçu sur la méthode d'optimisation basée sur le *Space Mapping*, qui est très en vogue ces derniers années dans les milieux de recherches dont le domaine d'intérêt est la conception par C.A.O des circuits micro-ondes.

## Critères d'optimisation des circuits micro-ondes actifs

### Optimisation de l'oscillateur micro-onde à large bande

#### 4.1. Les Circuits micro-ondes à transistor accordés électriquement

Les circuits micro-ondes actifs tels que les oscillateurs ou les amplificateurs ont un vaste champ d'application; actuellement tous les domaines de la vie quotidienne ont un lien direct ou indirect avec ces utilisations. On peut notamment citer les domaines suivants [1][7] :

- Radiocommunication
- Télécommunication mobiles
- Transmission de données
- Radiolocalisation
- Radionavigation
- Liaisons spatiales et géolocalisation par satellite
- Applications médicales scientifiques et militaires
- Chauffage et autres applications industrielles.

Les immenses progrès réalisés dans la technologie des semi-conducteurs alliés aux techniques de conception assistée par ordinateur (C.A.O) ont permis de réaliser des générateurs micro-ondes dont les paramètres  $[S]$  sont performants à tel point qu'on ne pouvait pas imaginer les obtenir il y'a quelques années « 11,12 ».

On peut classer les générateurs H.F selon les paramètres suivants :

- Puissance de sortie
- Stabilité
- Largeur de bande
- Sensibilité
- Vitesse de réglage

En ce qui concerne les sources réglées électriquement et en se limitant à l'élément actif à semi-conducteur le réglage se fait soit au moyen d'un varactor ou d'un résonateur ferrimagnétique [4].

L'élément actif utilisé peut être un transistor ou une diode à conductance négative (*diode GUNN, diode AVALANCHE, diode BARITT*)

Les avantages du réglage par le résonateur ferrimagnétique (*ex. : sphère Y.I.G*) sont les suivants :

- Linéarité su réglage
- Bande de réglage très large
- Facilité de stabiliser la température.

Ses inconvénients sont les suivants :

- Poids important
- Puissance d'alimentation importante

- Vitesse de réglage faible

Les avantages du réglage par le varactor sont les suivants :

- Puissance d'alimentation faible
- Saute vitesse de réglage
- Poids faible

Ses inconvénients sont les suivants :

- Réglage non linéaire
- Bande de réglage réduite
- Stabilisation de la température difficile.

Un oscillateur micro-onde est un circuit actif qui transforme l'énergie d'alimentation du courant continu en énergie de signaux alternatifs avec une fréquence et une puissance exigées [27].

Les sources H.F se divisent, en fonction de leurs applications et de la puissance nécessaire, en source à auto-excitation ou à excitation externe.

La comparaison entre deux oscillateurs typiques pour la bande S (2 – 4 GHz) est présentée dans le tableau I.

PARAMETRES	OSCILLATEUR Y.I.G	OSCILLATEUR A VARACTOR
FREQUNCE	2 à 4 GHz	2 à 4 GHz
PUISSANCE	+ 10 bBm	+ 10 bBm
ECART DE PUISSANCE/ TEMPERATURE	+ 2 dBm	+ 2 dBm
SENSIBILITE DE REGLAGE	10 à 20 MHz/mA	50 à 200 MHz/mA
BRUIT FM	-110 dBc/Hz à 100 KHz	-110 dBc/Hz à 100 KHz
BRUIT AM	-150 dBc/Hz à 100 KHz	-150 dBc/Hz à 100 KHz
VARIATION DE F/VAR DE PHASE DE LA CHARGE (PULLING)	± 1 MHz	± 20 MHz
VARIATION DE F/VAR DE LA POLARISATION (PULLING)	5 MHz	5 MHz

L'analyse d'un circuit oscillateur micro-onde fait intervenir les paramètres  $S$  d'une matrice de dispersion spécifique ainsi que les coefficients de réflexion correspondants. Indépendamment de la puissance fournie en sortie, on peut considérer, en première approximation, l'élément actif comme étant linéaire avec les paramètres de sa matrice de dispersion indépendants de l'amplitude du signal.

Cependant il faut tenir compte qu'en réalité l'élément actif est non linéaire car ses paramètres dépendent de l'amplitude du signal (puissance fournie au circuit).

Cette hypothèse est restée fondamentale pour l'élaboration d'une nouvelle méthode d'optimisation de ce type de circuit. Elle constitue, en elle-même, la pierre angulaire de notre travail [28].

En général, les générateurs de puissance sont conçus en tenant compte de l'analyse non linéaire, par contre les sources à faible bruit et de faible puissance peuvent être étudiées au moyen de l'analyse linéaire, car le retrait des paramètres de dispersion est négligeable. Mais cette analyse du type quasi-non linéaire permet d'étudier les paramètres les plus importants de la source d'une manière rapide.

Elle peut être effectuée de deux manières :

- En considérant la représentation du générateur comme un deux-ports, et en utilisant les réflexances.
- En considérant la représentation du générateur comme un quatre portes avec le circuit de contre réaction, et en utilisant les transmittances en boucle fermée.

Notre recherche se limite dans un premier temps à la conception d'un oscillateur à base de transistor H.F, quelque soit le type de transistor choisi (Mesfet ou bipolaire), et l'élaboration de la théorie d'optimisation qui va suivre, va porter sur la comparaison entre ces deux transistors

## 4.2 L'élément actif à semi-conducteur

### 4.2.1 Introduction

La mise en œuvre de planification et de conception d'un oscillateur *H.F* de grande qualité, requiert des techniques de conception assistée par ordinateur (*C.A.O*). En disposant des paramètres  $[S]$  du transistor dans la configuration d'un deux-ports ou d'un trois-ports, ainsi que les paramètres du circuit externe connecté, on peut optimiser l'allure d'un certain nombre de paramètre fixé en fonction de la fréquence dans le but de leur amélioration. Ceci constitue en fait un élément fondamental dans la mise en place de la théorie développée dans le cadre cette thèse.

Le choix du transistor se fait entre le transistor bipolaire au silicium et le transistor *MESFET* à l'arséniure de Gallium (*GaAs*).

La comparaison entre le gain relatif, le bruit et de la puissance pour chaque type de transistor est résumée dans le tableau (II).

PARAMETRES	GaAs				TRANS.BIPOLAIRE		
	4GHz	8GHz	12GHz	18GHz	4GHz	8GHz	12GHz
GAIN (dB)	20	16	12	8	15	9	6
$F_{min}$ (dB)	1.0	1,8	2,2	2,5	2,5	4,5	8
FREQUENCE DE COUPURE DE BRUIT 1/f	100 MHz				10 KHz		
VITESSE DE TRANSIT (cm/s)	2. 10 <sup>7</sup>				0,7. 10 <sup>7</sup>		
CHAMP D' AVALANCHE $E_{max}$ (V/cm)	4. 10 <sup>5</sup>				3,5. 10 <sup>5</sup>		

LIMITE DE $Pf^2$ (pratique)	$10^{21}$				$10^{20}$		
LIMITE DE $Pf^2$	$5 \cdot 10^{21}$				$5 \cdot 10^{20}$		
PUISSANCE DE SORTIE (W)	25	8	4	1	6	2	0,5

Il est utile de signaler cependant que les *MESFET* ont un bruit plus faible, un gain élevé et une plus grande puissance de sortie. L'inconvénient majeur qui se pose dans le cas le plus fréquent est la valeur considérable du bruit  $1/f$  qui peut être assez significatif dans la pertinence et le niveau du bruit d'un oscillateur.

La plus grande puissance du *MESFET* est directement liée à la plus grande valeur du champ critique ainsi qu'à la valeur la plus élevée de la mobilité.

Le paramètre qui caractérise le mieux la qualité de l'élément actif est le produit  $Pf^2$ .

Comme on peut la remarquer sur le tableau II, le coefficient de qualité atteint la valeur de 50% de la limite théorique maximale. Le coefficient de bruit et le gain sont meilleurs pour le *MESFET* que pour le transistor bipolaire à base de silicium. Par contre le facteur de pureté spectrale  $1/f$  est meilleur pour le transistor au silicium que pour le *MESFET* [31].

#### 4.2.2 Les paramètres d'un deux porte actif

La fig. (2.1.a) représente un deux-portes actif branché entre deux lignes d'impédances caractéristiques  $Z_{01}$  et  $Z_{02}$  respectivement, et alimenté par un signal harmonique délivré par le générateur avec l'impédance  $Z_G$  et connecté à une charge  $Z_L$ . Le graphe de fluence de cette disposition est représenté sur la figure (4.1.b) [3].

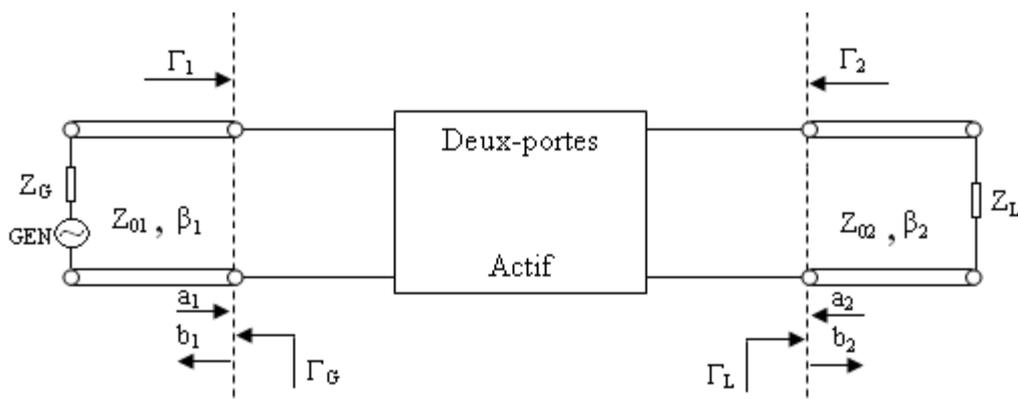
L'activité de ce deux-portes peut être interprétée, ainsi par la condition:

- $\left| \frac{b_2}{a_1} \right| > 1$  ..... (cas d'un amplificateur) (4.1)

Soit par la condition :

- $\left| \frac{b_1}{a_1} \right| > 1$  ..... (cas d'un amplificateur à réflexion ou d'un générateur) (4.2)

a)



b)

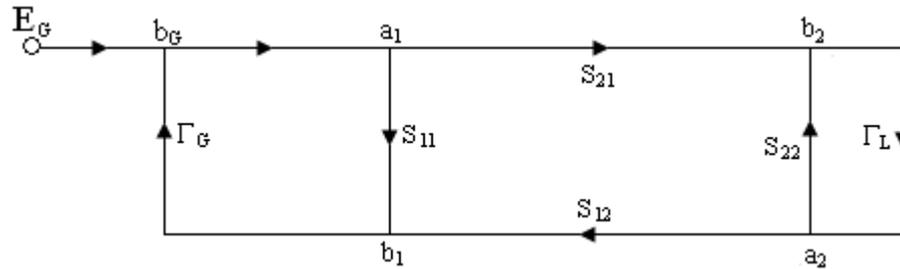


Fig. 4-1 Représentation du deux-ports actif

On définit pour le deux-ports actif un ensemble de huit paramètres qui sont des invariants de transformation lors du changement de  $Z_G$  et  $Z_L$  et qui sont les suivants :

1,2- le coefficient de réversibilité « q » :

$$|q| = \frac{S_{12}}{S_{21}} ; \arg(q) = \arg\left(\frac{S_{12}}{S_{21}}\right) \quad (4.3)$$

3- le coefficient de stabilité de *Rolett* « K » :

$$K = \frac{1 + |D_s|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2}{2|S_{12}| \cdot |S_{21}|} \quad (4.4)$$

4- l'amplification max disponible en puissance « Ga max » :

$$G_a \max = (|q| \cdot (K + \sqrt{K^2 - 1})) \quad (4.5)$$

5,6- le coefficient de réflexion optimale du générateur :

$$\Gamma_G \text{ opt} = \frac{1 - |S_{22}|^2 - K|S_{12} \cdot S_{21}| - |S_{12} \cdot S_{21}| \cdot \sqrt{K^2 - 1}}{S_{11} - S_{22} \cdot D_s} \quad (4.6)$$

7,8- le coefficient de réflexion optimale de la charge :

$$\Gamma_L \text{ opt} = \frac{1 - |S_{11}|^2 - K|S_{12} \cdot S_{21}| - |S_{12} \cdot S_{21}| \cdot \sqrt{K^2 - 1}}{S_{22} - S_{11} \cdot D_s} \quad (4.7)$$

Pour mettre en évidence les propriétés amplificatrices du deux-ports, on définit trois sortes d'amplifications qui se situent nécessairement dans un cas soumis à la première condition [44]:

1) Amplification de la puissance «  $G$  » :

$$G = \frac{\text{puissance fournie à la charge}}{\text{puissance d'entrée du deux - portes}}$$

C.-à-d.

$$G = \frac{|S_{11}|^2 \cdot (1 - |L|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |L|^2 \cdot (|S_{22}|^2 - |D_s|^2) - 2\text{Re}(L \cdot L)} \quad (4.8)$$

Où  $L = S_{22} - D_s \cdot S_{11}$

$$G = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \quad \text{Si } L = 0$$

2) Amplification de la puissance disponible «  $G_a$  » :

$$G = \frac{\text{puissance disponible du deux - portes}}{\text{puissance disponible du générateur}}$$

C.-à-d.

$$G = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |G|^2)}{(1 - |S_{11}|^2) + |G|^2 \cdot (|S_{11}|^2 - |D_s|^2) - 2\text{Re}(G \cdot M)} \quad (4.9)$$

Où  $M = S_{11} - D_s \cdot S_{22}$

$$G_a = \frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{22}|^2} \quad \text{Si } G = 0$$

Si  $G = G_{opt}$        $G_a = G_a_{max}$

3) Amplification efficace de la puissance :

$$G_t = \frac{\text{puissance fournie à la charge}}{\text{puissance disponible du générateur}}$$

C.-à-d.

$$G_t = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |G|^2) \cdot (1 - |L|^2)}{|(1 - S_{11} \cdot G) \cdot (1 - S_{22} \cdot L) - S_{12} \cdot S_{21} \cdot L \cdot G|^2} \quad (4.10)$$

$$G_t = |S_{21}|^2 \quad \text{si } L = G = 0$$

$$\text{Si } S_{12} = 0 \quad G_t = G_{tu}$$

(Cas d'une amplification efficace et unilatérale)

$$G_{tu} = \frac{|S_{21}|^2 \cdot (1 - |G|^2) \cdot (1 - |L|^2)}{|1 - S_{11} \cdot G|^2 \cdot |1 - S_{22} \cdot L|^2} \quad (4.11)$$

$$\text{Si } G = S_{11} \text{ et } L = S_{22} \text{ pour } |S_{11}| < 1 \text{ et } |S_{22}| < 1 \quad G_{tu} = G_{tu} \text{ max}$$

(Cas d'une amplification efficace unilatérale et maximale)

$$G_{tu} = \frac{|S_{21}|^2}{|(1 - S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)} \quad (4.12)$$

Ces paramètres sont utiles pour définir les fréquences de coupure du transistor H.F. La figure 4-2 présente un échantillon significatif de ces fréquences.

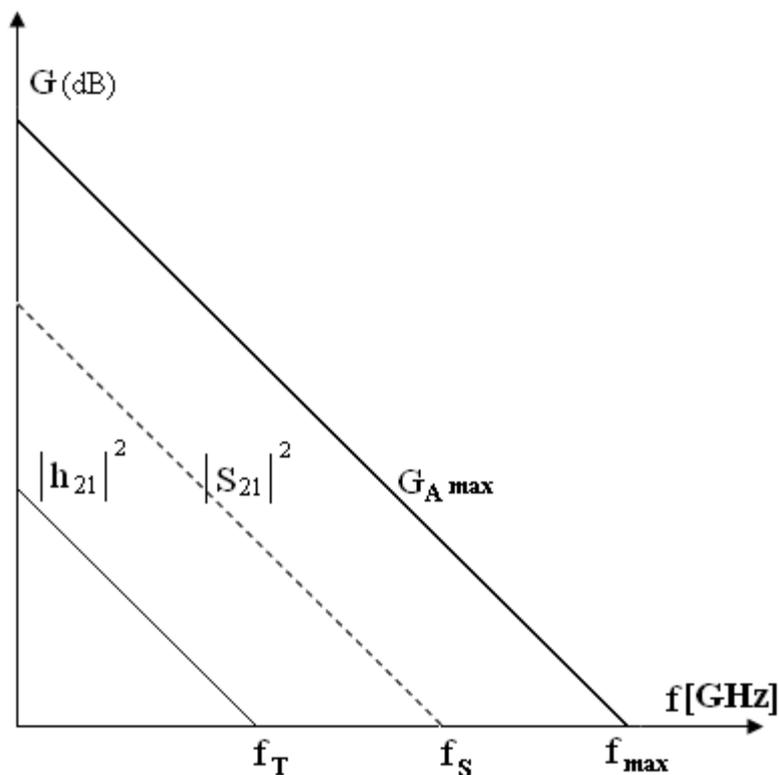


Fig. 4-2 Les fréquences de coupure d'un transistor H.F

Le deux-portes actif dans une configuration bien déterminée (*E-C*, *B-C*) peut être caractérisé par l'allure de ses paramètres en fonction de la fréquence (TABLEAU III) et (TABLEAU IV). Le TABLEAU III présente les paramètres *S* du transistor *NE02107E* en configuration *E-C* pour le point de fonctionnement suivant [51]:

$$V_{ce} = 10 \text{ V}, \quad I_c = 10 \text{ mA.}$$

**TABLEAU III**

<b>FREQUENCE (MHZ)</b>	<b>S11</b>		<b>S12</b>		<b>S21</b>		<b>S22</b>	
100	73	-55	02	65	22,55	148	87	-27
500	64	-148	06	37	8,90	98	36	-66
1000	64	-176	07	39	4,71	77	23	-82
1500	64	169	09	40	3,19	63	21	-87
2000	65	156	11	42	2,42	52	21	-97
2500	65	145	13	37	1,95	40	22	-108
3000	66	135	15	35	1,69	29	25	-118
3500	66	125	17	32	1,43	19	27	-127
4000	68	117	19	28	1,34	8	29	-137

Le TABLEAU IV présente les paramètres *S* du transistor *NE02107E* en configuration *B-C* pour le point de fonctionnement suivant :

$$V_{ce} = 10 \text{ V}, \quad I_c = 10 \text{ mA.}$$

**TABLEAU IV**

<b>FREQUENCE (MHZ)</b>	<b>S11</b>		<b>S12</b>		<b>S21</b>		<b>S22</b>	
100	88	177	01	-31	1,84	-6	1,01	-6
500	88	171	01	112	1,84	-19	1,00	-18
1000	87	164	01	132	1,83	-38	1,05	-36
1500	90	159	03	118	1,82	-57	1,08	-53
2000	92	152	06	117	1,72	-76	1,10	-69
2500	95	144	08	108	1,68	-92	1,09	-81
3000	96	135	12	98	1,57	-113	1,13	-96
3500	96	125	15	88	1,45	-135	1,12	-111
4000	95	116	18	77	1,33	-156	1,10	-126

On peut constater, en comparant les deux configurations, que les modules des réflectances *S11* et *S22* en configuration *B-C* sont plus grands que dans la configuration *E-C*.

#### 4.2.3 Le transistor pris comme un trois portes

Le transistor peut être présenté comme un trois-portes (Fig. 4-3). Il est caractérisé par neuf paramètres de la matrice de dispersion, et par son graphe de fluence [52].

Avec le branchement d'un circuit quelconque caractérisé par son coefficient de réflexion sur une parmi les trois portes, on peut obtenir une configuration en deux portes équivalentes dans trois cas différents : E-C ; B-C ; C-C.

Par exemple, dans la configuration émetteur commun et en introduisant l'arc  $\Gamma_E$  qui représente le coefficient de réflexion de l'électrode commune, les quatre paramètres du deux-ports équivalent se présentent ainsi :

$$S_{BB} = \frac{b}{a} ; \quad S_{CC} = \frac{b}{a} ; \quad S_{CB} = \frac{b}{a} ; \quad S_{BC} = \frac{b}{a}$$

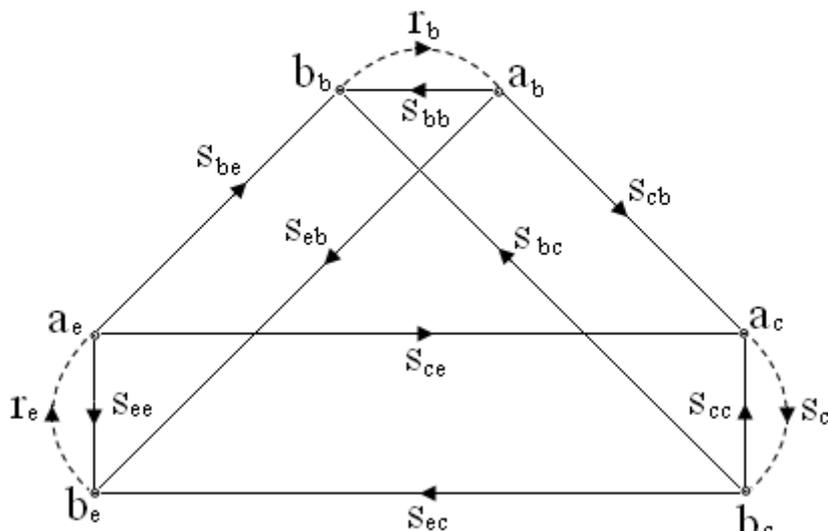
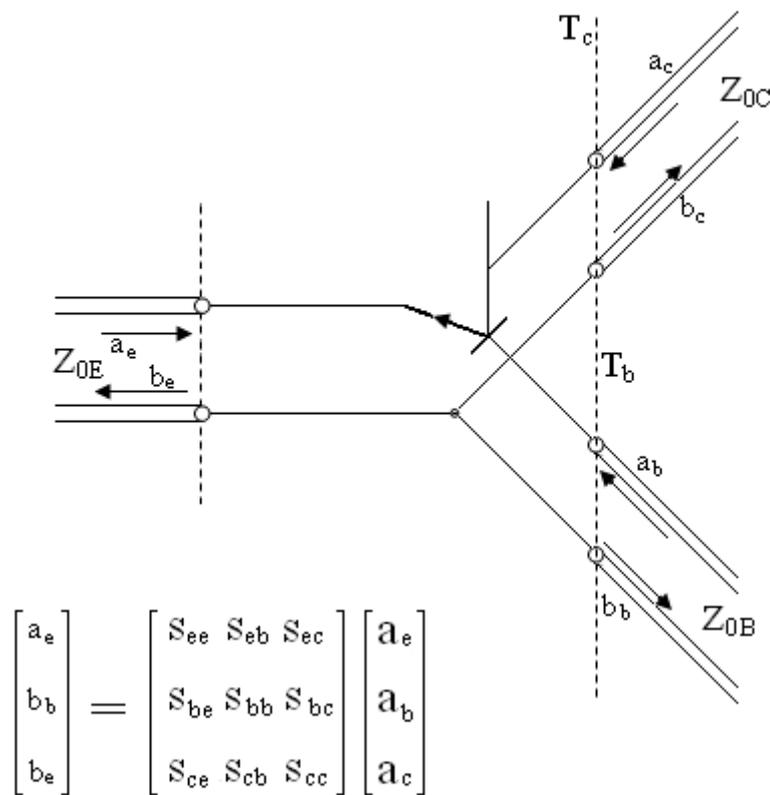


Fig. 4-3 Le transistor H.F comme trois-portes

$$S_{BB} = \frac{S_{bb} (1 - e \cdot S_{ee}) + S_{be} \cdot e \cdot S_{eb}}{1 - e \cdot S_{ee}} = S_{bb} + \frac{S_{be} \cdot S_{eb} \cdot e}{1 - e \cdot S_{ee}} \quad (4.13)$$

$$S_{CB} = \frac{S_{cb} (1 - e \cdot S_{ee}) + S_{eb} \cdot e \cdot S_{ce}}{1 - e \cdot S_{ee}} = S_{cb} + \frac{S_{eb} \cdot S_{ce} \cdot e}{1 - e \cdot S_{ee}} \quad (4.14)$$

$$S_{CC} = \frac{S_{cc} (1 - e \cdot S_{ee}) + S_{ec} \cdot e \cdot S_{ce}}{1 - e \cdot S_{ee}} = S_{cc} + \frac{S_{ec} \cdot S_{ce} \cdot e}{1 - e \cdot S_{ee}} \quad (4.15)$$

$$S_{BC} = \frac{S_{bc} (1 - e \cdot S_{ee}) + S_{ec} \cdot e \cdot S_{be}}{1 - e \cdot S_{ee}} = S_{bc} + \frac{S_{ec} \cdot S_{be} \cdot e}{1 - e \cdot S_{ee}} \quad (4.16)$$

Cette situation est résumée sur la figure (4.4), et les expressions pour les deux autres configurations sont les suivantes :

CONFIGURATION B-C :

$$S_{EE} = S_{ee} + \frac{S_{eb} \cdot S_{be} \cdot b}{1 - b \cdot S_{bb}} \quad (4.17)$$

$$S_{CE} = S_{ce} + \frac{S_{be} \cdot S_{cb} \cdot b}{1 - b \cdot S_{bb}} \quad (4.18)$$

$$S_{CC} = S_{cc} + \frac{S_{bc} \cdot S_{cb} \cdot b}{1 - b \cdot S_{bb}} \quad (4.19)$$

$$S_{EC} = S_{ec} + \frac{S_{bc} \cdot S_{eb} \cdot b}{1 - b \cdot S_{bb}} \quad (4.20)$$

CONFIGURATION C-C :

$$S_{BB} = S_{bb} + \frac{S_{cb} \cdot S_{bc} \cdot c}{1 - c \cdot S_{cc}} \quad (4.21)$$

$$S_{EB} = S_{eb} + \frac{S_{cb} \cdot S_{ec} \cdot c}{1 - c \cdot S_{cc}} \quad (4.22)$$

$$S_{EE} = S_{ee} + \frac{S_{cc} \cdot S_{bc} \cdot c}{1 - c \cdot S_{cc}} \quad (4.23)$$

$$S_{BE} = S_{be} + \frac{S_{cc} \cdot S_{bc} \cdot c}{1 - c \cdot S_{cc}} \quad (4.24)$$

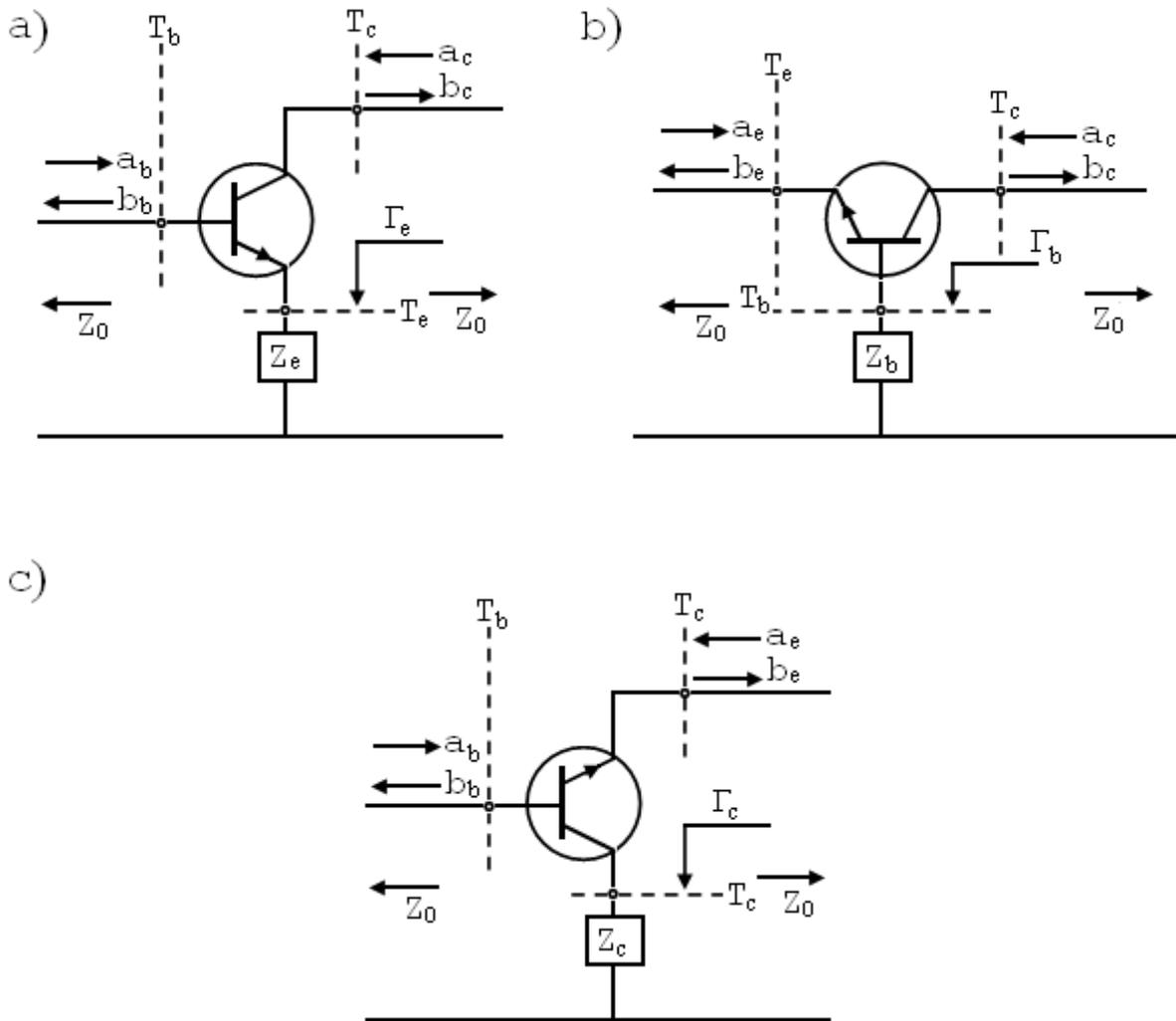


Fig. 4.4 Le deux portes équivalent

- a) Configuration E-C
- b) Configuration B-C
- c) Configuration C-C

Les trois réflectances du transistor NE021 sont présentées dans la figure (4.5), dans la bande (2-4 GHz). Leur modules respectifs sont de même rang et diminuent en fonction de la fréquence.

Pour effectuer le calcul inverse on peut procéder de la même manière mais en partant d'une matrice de deux portes en configuration quelconque. On doit disposer d'une matrice avec un court circuit au niveau d'une électrode commune.

Ce calcul peut être effectué en tenant compte du principe de la conservation de l'énergie, autrement dit en utilisant la condition suivante[55] :

$$\left| S_{ij} \right| = \left| S_{ji} \right| = 1 \quad (4.25)$$

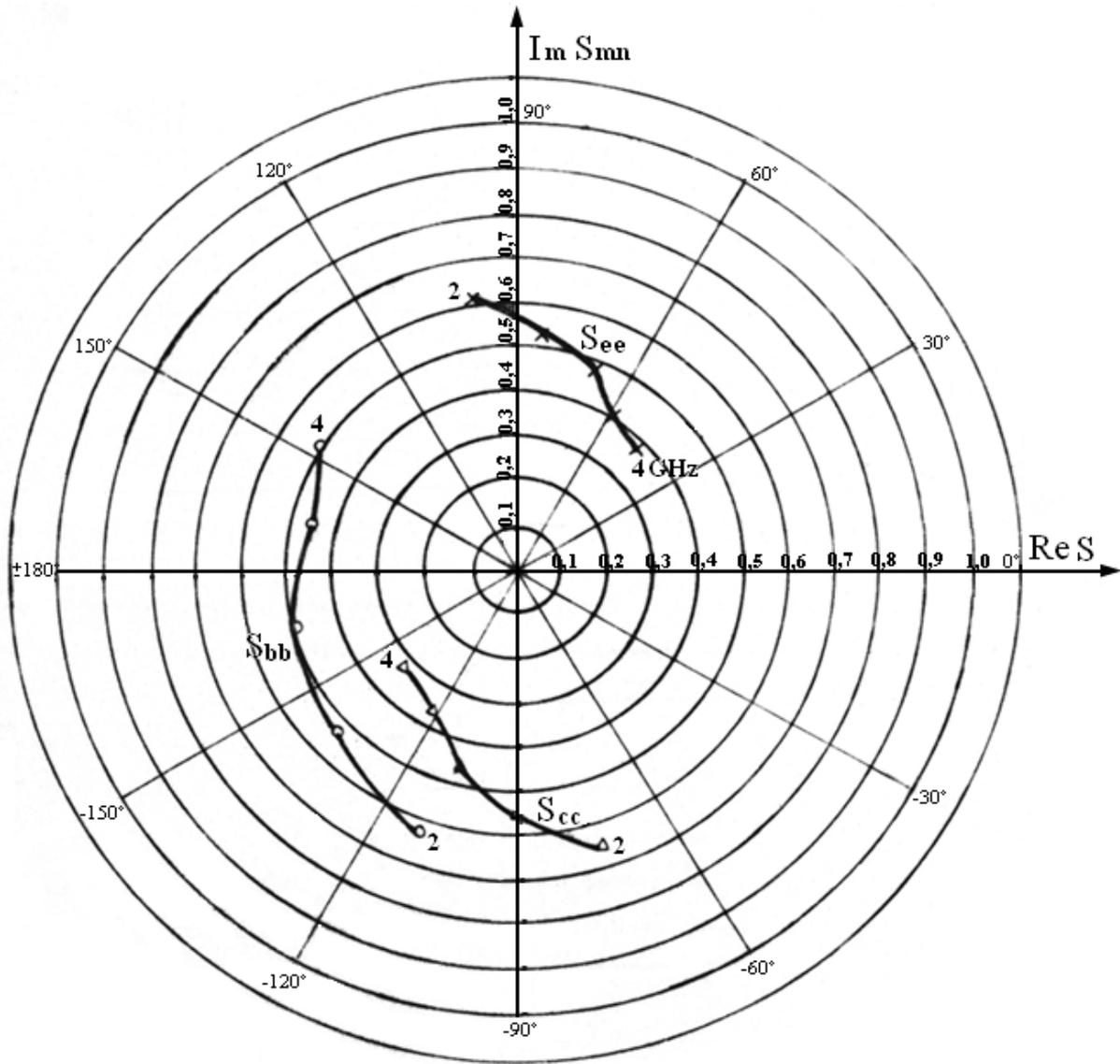


Fig. 4.5 Les réfléctances du transistor NE021 comme trois-ports.

**TABLEAU V**

- La configuration E-C donne la transformation suivante :

S	S
BB	CB
S	S
BC	CC

→ [S] b,e,c

$$\begin{aligned}
 S_{ee} &= [S_e - E - 1] / [S_e \cdot E - 3E + 1] \\
 S_{eb} &= [(1 - S_{BB} - S_{CB})(1 + S_{ee})] / 2 \\
 S_{be} &= [(1 - S_{BB} - S_{BC})(1 + S_{ee})] / 2 \\
 S_{bb} &= S_{BB} + S_{be} \cdot S_{eb} / (1 + S_{ee})
 \end{aligned}
 \tag{4.26}$$

$$\begin{aligned}
 S_{bc} &= 1 - S_{bb} - S_{be} \\
 S_{ec} &= 1 - S_{eb} - S_{ee} \\
 S_{ce} &= 1 - S_{be} - S_{ee} \\
 S_{cb} &= 1 - S_{bb} - S_{eb} \\
 S_{cc} &= S_{bb} + S_{be} + S_{eb} + S_{ee} - 1 \\
 \text{OÙ } S_E &= S_{BB} + S_{BC} + S_{CB} + S_{CC}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

**TABLEAU VI**

- La configuration B-C donne la transformation suivante :

S	S
EE	CE
S	S
EC	CC

 [S] b,e,c
 

$$\begin{aligned}
 S_{bb} &= [S_b - B - 1] / [S_B \cdot B - 3 B + 1] \\
 S_{be} &= [(1 - S_{EE} - S_{CE})(1 + S_{bb})] / 2 \\
 S_{eb} &= [(1 - S_{EE} - S_{EC})(1 + S_{bb})] / 2 \\
 S_{ee} &= S_{EE} + S_{eb} \cdot S_{be} / (1 + S_{bb}) \\
 S_{ec} &= 1 - S_{eb} - S_{ee} \\
 S_{bc} &= 1 - S_{bb} - S_{be} \\
 S_{ce} &= 1 - S_{be} - S_{ee} \\
 S_{cb} &= 1 - S_{bb} - S_{eb} \\
 S_{cc} &= S_{bb} + S_{bc} + S_{eb} + S_{ee} - 1 \\
 \text{OÙ } S_E &= S_{EE} + S_{EC} + S_{CE} + S_{CE}
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

**TABLEAU VII**

- La configuration E-C donne la transformation suivante :

S	S
BB	EB
S	S
BE	EE

 [S] b,e,c
 

$$S_{cc} = [S_c - e - 1] / [S_E \cdot c - 3 c + 1] \tag{4.29}$$

$$\begin{aligned}
 S_{cb} &= [(1 - S_{EE} - S_{BE})(1 + S_{CC})]^{1/2} \\
 S_{bc} &= [(1 - S_{BB} - S_{EB})(1 + S_{CC})]^{1/2} \\
 S_{bb} &= S_{BB} + S_{eb} \cdot S_{bc} / (1 + S_{cc}) \\
 S_{be} &= 1 - S_{bb} - S_{bc} \\
 S_{ce} &= 1 - S_{cb} - S_{cc} \\
 S_{eb} &= 1 - S_{bb} - S_{cb} \\
 S_{ee} &= 1 - S_{bc} - S_{ec} \\
 S_{ec} &= S_{bb} + S_{bc} + S_{ec} + S_{cb} - 1 \\
 \text{OÙ } S_E &= S_{BB} + S_{EB} + S_{BE} + S_{BE} + S_{BB} \quad (4.30)
 \end{aligned}$$

Cette série de relations donnent les expressions qui sont obtenues par les transformations du deux-ports vers le trois-ports ainsi que les expressions des transformations inverses.

Elles sont fondamentales pour l'élaboration de plusieurs sous programmes notamment le sous-programme *CONVERT* dans le programme *Optim\_Wave*.

### 4.3. Etude des conditions de fonctionnement et conception de l'oscillateur micro-onde :

#### 4.3. 1. Introduction

Dans la configuration du circuit du générateur on distingue les circuits élémentaires qui accomplissent des fonctions primaires ou secondaires et qui peuvent être en même temps des circuits de modification.

Pour les circuits ayant une fonction primaire, on adopte la notation suivante [60]:

- Le circuit actif.
- Le circuit de réglage.
- Le circuit de sortie.
- Le circuit de polarisation.

Le circuit actif renferme l'élément à commande c'est-à-dire, par exemple un transistor micro-onde. Dans ce circuit, et au niveau d'un certain plan de référence, on distingue une porte dans laquelle le transistor doit diminuer les pertes du circuit connecté. Le coefficient de réflexion doit avoir, au plan de référence, son module égal à 1. On est donc ici le cas d'une stabilité conditionnelle du transistor.

Cette porte est une porte active et son coefficient de réflexion est  $\Gamma_A$ .

La fonction modificatrice des circuits élémentaires est basée sur la transformation des paramètres  $S$  d'un deux-ports équivalent avec le transistor. La porte active se distingue au plan dont la condition d'oscillation sera remplie. C'est-à-dire que la notification de l'activité de la porte est visible dès la validation de la condition de la stabilité et le fonctionnement du circuit [61].

Le circuit actif est défini dans le plan actif  $T_a$  par son coefficient de réflexion  $\Gamma_A$  qui est non linéaire et qui dépend essentiellement :

- Des conditions d'alimentation du transistor ( $V_{cb}, I_c$ ).
- De la puissance H.F fournie au circuit  $P_S$ .
- De la fréquence d'oscillation  $f$ .

La valeur de  $\Gamma_A$  pour les petits signaux est égale à  $\Gamma_{A0}$

La figure (3.1) présente le schéma de la conception d'un oscillateur micro-onde à la base des circuits élémentaires.

Le circuit de réglage est défini au plan actif par son coefficient  $\Gamma_R$ . Généralement on choisit le plan de référence  $T_a$  au niveau duquel il existe deux coefficients de réflexion, celui du circuit actif  $\Gamma_A$  et celui du circuit de réglage  $\Gamma_R$ . Il faut noter que  $\Gamma_S$  dépend fortement de la fréquence. Le circuit de sortie est défini au plan de  $T_s$  par son coefficient de réflexion  $\Gamma_s$ . Par la suite, on va décrire comment la valeur de ce coefficient est importante dans l'amélioration des paramètres  $S$  du circuit actif dans une forme plus convenable.

#### 4.3.2 Les conditions d'excitation de et d'oscillation

En général, les conditions d'excitation et d'oscillation sont traitées en utilisant soit les conditions en admittance, soit les conditions en réflectance [64][65]. Comme il sera démontré plus tard., ces conditions seront remplies dans un plan quelconque qui coupe la boucle de contre-réaction.

Dans la figure (3.1) ce plan pourrait être à priori, soit  $T_a$  ou  $T_s$ .

En ce qui concerne la première approche de notre recherche, nous avons choisi le plan  $T_a$ .

La condition d'oscillation en réflectance peut être établie comme suit :

$$\Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P, f) \cdot \Gamma_R(T_A, f) = 1 \quad (4.31)$$

Le coefficient de réflexion du circuit de réglage  $\Gamma_S$  caractérise un circuit passif, alors :

$$\Gamma_R(T_A, f) < 1 \quad (4.32)$$

Pour remplir la condition d'oscillation il faut que le module du circuit actif soit supérieur à 1 c.à.d.

$$|\Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P_S, f)| > 1 \quad (4.33)$$

La condition nécessaire pour que (3.3) soit vérifiée est que le transistor soit instable pour cette fréquence c.à.d. son coefficient de ROLLETT est :

$$K < 1 \tag{4.34}$$

Si la condition (3.1) est assurée dans un point stable d'oscillation, alors on peut écrire deux conditions d'oscillation concernant les amplitudes et les phases c.à.d. [11][12]

$$|\Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P_S, f)| = \frac{1}{|\Gamma_R(T_A, f)|} \tag{4.35}$$

$$\angle \Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P_S, f) = - \angle \Gamma_R(T_A, f) \tag{4.36}$$

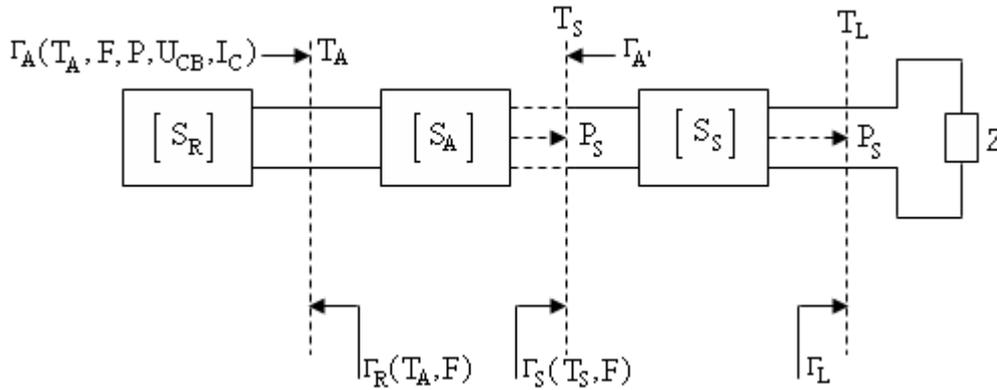


Fig 4-6 Conception d'un oscillateur HF à la base des circuits élémentaires

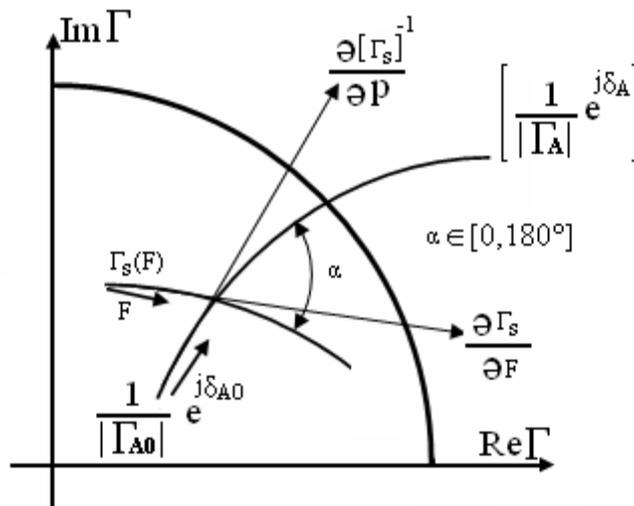


Fig 4-7 L'interprétation graphique de la condition d'oscillation au point stable

On constate que le coefficient de réflexion  $\Gamma_A$  est non linéaire à l'état initial (lors du branchement). Son module atteint, alors, une valeur maximale  $|\Gamma_{A0}|$ .

Afin de débiter le processus d'auto-excitation, il faut s'assurer que la condition d'excitation soit remplie c.à.d.

$$\Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P, f) \cdot \Gamma_R(T_A, f) = 1 \quad (4.37)$$

$$|\Gamma_A(V_{CB}, I_C, T_A, P, f)| = \frac{1}{|\Gamma_R(T_A, f)|}$$

L'interprétation graphique des conditions d'oscillation est représentée sur la figure (4.7).

On peut démontrer que le point A est un point stable d'oscillation dans le cas où l'angle  $\gamma_A$  est voisin de 180 degrés :

$$\frac{\delta \left( \frac{1}{\Gamma_A} \right) \cdot \exp(j\gamma_A)}{\delta P} \quad \text{et} \quad \frac{\delta(\Gamma_R)}{\delta f} \quad (4.38)$$

est compris dans l'intervalle (0 – 180 deg)

Du point de vue de bruit ou de pureté spectrale du signal propre à la source, le cas le plus défavorable est celui où l'angle  $\gamma_A$  est voisin de 180 degrés.

On remarque sur la figure (4.7) que le module du coefficient de réflexion pour les faibles signaux  $\Gamma_{A0}$  diminue lorsque la puissance de sortie augmente dans le processus d'activation de l'oscillation.

On parle alors de *processus de RETRAIT* du coefficient de réflexion  $\Gamma_{A0}$  qui sera noté fonction de retrait [11][12] [16]:

$$R(P_S) = \frac{\Gamma_A}{\Gamma_{A0}} \quad (4.39)$$

En tenant compte de cette fonction on écrit de nouveau les conditions d'oscillation de la manière suivante en utilisant la valeur du coefficient de réflexion  $\Gamma_{A0}$  pour les faibles signaux.

*La condition en amplitude :*

$$|\Gamma_A| \cdot |\Gamma_R| = \frac{1}{|R(P_S)|} \quad (4.40)$$

*La condition de la phase :*

$$\gamma_{A0} + \gamma_R = -\varphi(R(P_S)) \quad (4.41)$$

$$\text{Avec} \quad R(P_S) = \frac{\Gamma_A}{\Gamma_{A0}} \quad (4.42)$$

et

$$\Gamma_{A0} = |\Gamma_{A0}| \cdot e^{j\gamma_{A0}} \quad (4.43)$$

$$\Gamma_R = |\Gamma_R| \cdot e^{j\gamma_R} \quad (4.44)$$

$$R(P_S) = |R(P_S)| \cdot e^{j\phi_R} \quad (4.45)$$

$P_S$  étant la puissance de sortie.

Sachant que pour les transistors bipolaires, ainsi que pour les *TEC* le module de la fonction de transfert du retrait varie entre 0,6 et 0,7, les conditions d'excitation en amplitude sont données par :

$$|A_0| \cdot |R| = 1 \quad (4.46)$$

Dans la conception d'un oscillateur on procède par une approximation linéaire, c.a.d. en se basant sur les paramètres  $S$  pris pour les petits signaux et qui sont linéaires.

Ensuite on va démontrer la valeur de la fonction de retrait  $R(P_S)$  par des mesures de  $A$  en fonction de la fréquence et de la puissance pour un point de repos quelconque, ce qui permet de prévoir la fréquence et la puissance de notre oscillateur en ce point [11][12] [16]:

En se basant sur les conditions d'oscillation en réflectance (4.31), on peut conclure que les fonctions primaires de l'oscillation sont normalement remplies si :

- 1- Le circuit actif, modifié par certains circuits externes, est caractérisé au niveau de la porte active par le coefficient de réflexion  $A$  dont le module est suffisamment grand et dont le diapason de variation de sa phase est réduit.
- 2- Le circuit de réglage permet une variation notable de la phase avec des portes assez réduites.
- 3- Le circuit de sortie garantit un apport en énergie à la charge avec une valeur suffisante du rendement, de plus il exerce une influence avantageuse sur la modification du circuit actif.
- 4- Les circuits de polarisation assurent la polarisation du transistor sans aucune influence sur les conditions de fonctionnement de l'oscillateur.

### 4.3.3 La conception du circuit actif pris comme un deux-portes

Une méthode fréquemment utilisée dans la conception des oscillateurs micro-ondes est de mettre à la résonance la porte d'entrée du circuit passif, ayant un coefficient de qualité  $Q$  élevé, à la fréquence de résonance désirée. On démontre que si celui-ci est terminé par une charge connectée à la porte de sortie, le transistor oscille aux deux portes et par conséquent il délivre de la puissance à la porte chargée.

L'oscillateur peut être considéré comme une structure à deux-portes figure (4.6) avec un circuit résonnant et un circuit de sortie de telle manière que la puissance externe est délivrée en entier à la charge.

Le circuit résonnant peut être un *YIG*, un varactor, un résonateur diélectrique ou un circuit de réglage micro-strip-line.

Normalement la résistance parasite sera présente seulement à la porte résonnante, jusqu'à ce qu'un  $Q$  atteigne la valeur désirée pour minimiser

le bruit de l'oscillateur. Il est possible d'avoir des charges à la porte d'entrée et à la porte de sortie de façon à ce que l'oscillateur oscille simultanément en entrée et en sortie.

La condition de l'oscillation simultanée est démontrée comme suit « 14 » :

Supposons que la condition d'oscillation est satisfaite à la porte 1 :

Alors :

$$\frac{1}{\Gamma_R} = A \quad (4.47)$$

$$\dot{a} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot s}{1 - S_{22} \cdot s} = \frac{S_{11} - D \cdot s}{1 - S_{22} \cdot s} \quad (4.48)$$

$$1/\dot{a} = \frac{1 - S_{22} \cdot s}{S_{11} - D \cdot s} = r \quad (4.49)$$

En détaillant (3.18) on obtient :

$$r \cdot S_{11} - D \cdot s \cdot r = 1 - S_{22} \cdot s \quad (4.50)$$

$$\text{Alors : } 1/S_{22} = r \quad \text{et} \quad 1/\dot{a} = s \quad (4.51)$$

Autrement dit, la condition d'oscillation est aussi satisfaite à la porte 2. Ainsi, si une porte est oscillante, l'autre l'est aussi.

### 5.3.4 CONTRAINTES ET LIMITATIONS NATURELLES DANS LA REALISATION DU GENERATEUR H.F

Au niveau dans l'analyse du circuit on rencontre beaucoup de limitations naturelles qui rendent la réalisation pratique énormément difficile, car cette analyse est constamment soumise à un compromis entre des conditions souvent opposées ; celles-ci peuvent être classées comme suit [70] :

- 1- Il est plus difficile d'obtenir le module du coefficient de réflexion  $|A| > 1$ , lorsque la fréquence de fonctionnement augmente.
- 2- Toutes les modifications qui améliorent la valeur du module du coefficient de réflexion ont un caractère sélectif (résonance).
- 3- L'argument de la réfléctance du transistor diminue avec l'augmentation de la fréquence. Le diapason de la variation augmente avec l'élargissement de la bande de travail comme cela est présenté sur la figure (4.8). La modification, c.à.d. l'augmentation du module  $|A|$  est toujours étroitement liée à l'augmentation du diapason de l'argument de ce coefficient figure (4.8.a).
- 4- En disposant d'un varactor avec le rapport  $C_{\max} / C_{\min}$  bien déterminé, on peut augmenter la zone de variation de l'angle de phase du coefficient  $s$  grâce à un couplage plus important entre celui-ci et le circuit de réglage.

5- Lorsque le coefficient de couplage entre le circuit de réglage et le varactor augmente, on remarque une influence plus forte des pertes sur le module du coefficient de réflexion  $s$ ; figure (4.8.b).

Dans beaucoup de cas la valeur de ce module va diminuer de telle manière à rendre impossible le processus d'oscillation.

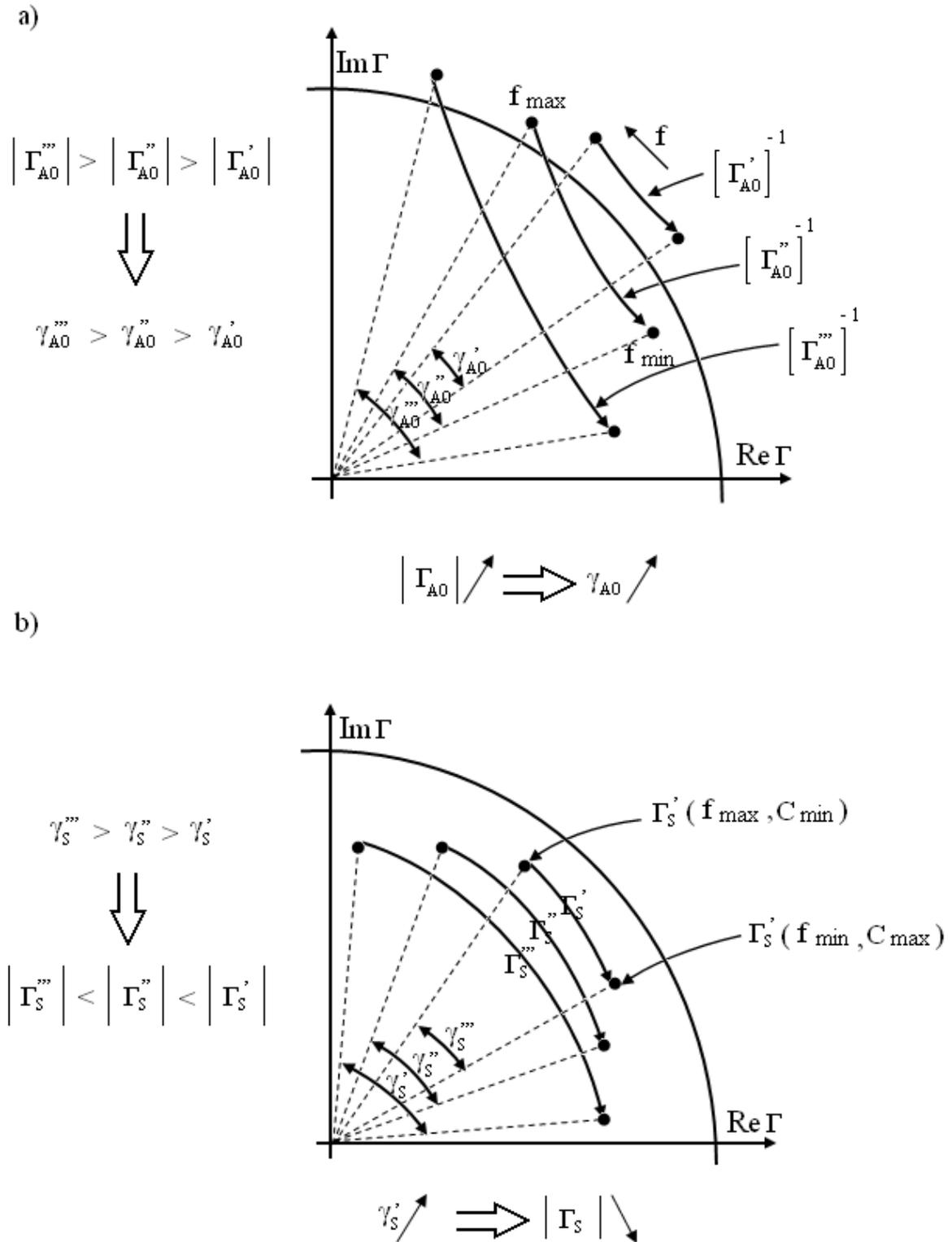


Fig. 4-8 Les limitations naturelles dans la réalisation du générateur accordé électriquement à large bande

### 4.3.5 Les circuits élémentaires de l'oscillateur micro-onde

#### 4.3.5-1 Le circuit actif

Le circuit actif renferme le transistor H.F et peut être considéré comme un deux-portes équivalent entre le plan actif  $T_A$  et entre le plan de connexion  $T_M$  du deux-portes modificateur illustré par la figure (4.9). Dans ce cas le coefficient de réflexion  $\Gamma_A$  au niveau du plan  $T_A$  est donné par [72]:

$$\Gamma_A = S_{AA} \cdot (1 + N \cdot M) \quad (4.52)$$

$$\text{Où } N = \frac{S_{AM} \cdot S_{MA}}{S_{AA} \cdot S_{MM}} \quad (4.53)$$

est le coefficient d'échelle.

$$M = \frac{W}{W - 1} \quad (4.54)$$

est le coefficient de charge.

$$W = S_{MM} \cdot \Gamma_M \quad (4.55)$$

est le coefficient de modification

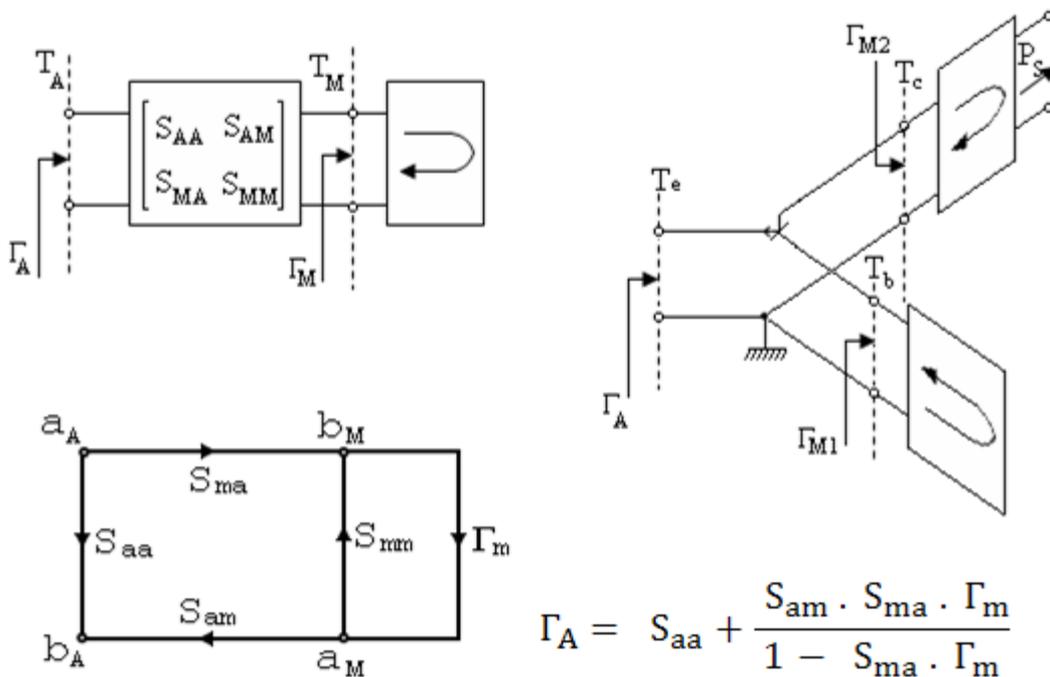


Fig. 4.9 La modification du circuit actif par le circuit externe

Si on devait modifier un transistor au niveau d'une porte considérée par son circuit externe, il suffit de suivre la transformation homographique donnée par la relation (3.24). Une manière possible de modifier le circuit actif par le circuit externe est déterminée par la valeur

du coefficient d'échelle  $N$ . Celui-ci est un invariant de transformation du coefficient de réflexion par la matrice  $S$  du transistor, car il ne dépend pas du choix des plans de référence  $T_a$  et  $T_m$  [[11][12] [16]

En général les transistors bipolaires sont caractérisés par une meilleure allure concernant le coefficient d'échelle  $N$  en fonction de la fréquence par comparaison à celle obtenue pour les TEC.

Le circuit actif comme trois-ports peut être modifié par son circuit de sortie ou par le circuit de contre réaction soit en série, soit en parallèle. La solution la plus fréquente est la modification avec deux circuits externes en même temps ; figure (4.10).

En adaptant la notation suivante :

$$S_{EE}, S_{EC}, S_{CE}, S_{CC}$$

Pour les coefficients de la matrice de dispersion du deux-ports équivalent qui renferme le circuit de modification,

Et : (Se, b, c)

Pour la matrice de trois-ports, figure (2-3).

On démontre que :

$$e = S_{ee} \cdot (1 + N_{eb} \cdot M_b) \cdot (1 + N_{EC} \cdot M_C) = S_{EE} \cdot (1 + N_{EC} \cdot M_C) \quad (4.56)$$

Où  $S_{ee}, N_{eb}, M_b$  sont respectivement pour un trois-ports :

- La réflectance au niveau de la porte d'émetteur.
- Le coefficient d'échelle émetteur-base.
- Le coefficient de modification de la base.

Et  $S_{EE}, N_{EC}, M_C$  sont respectivement définis pour un deux-ports équivalent entre l'émetteur et le collecteur.

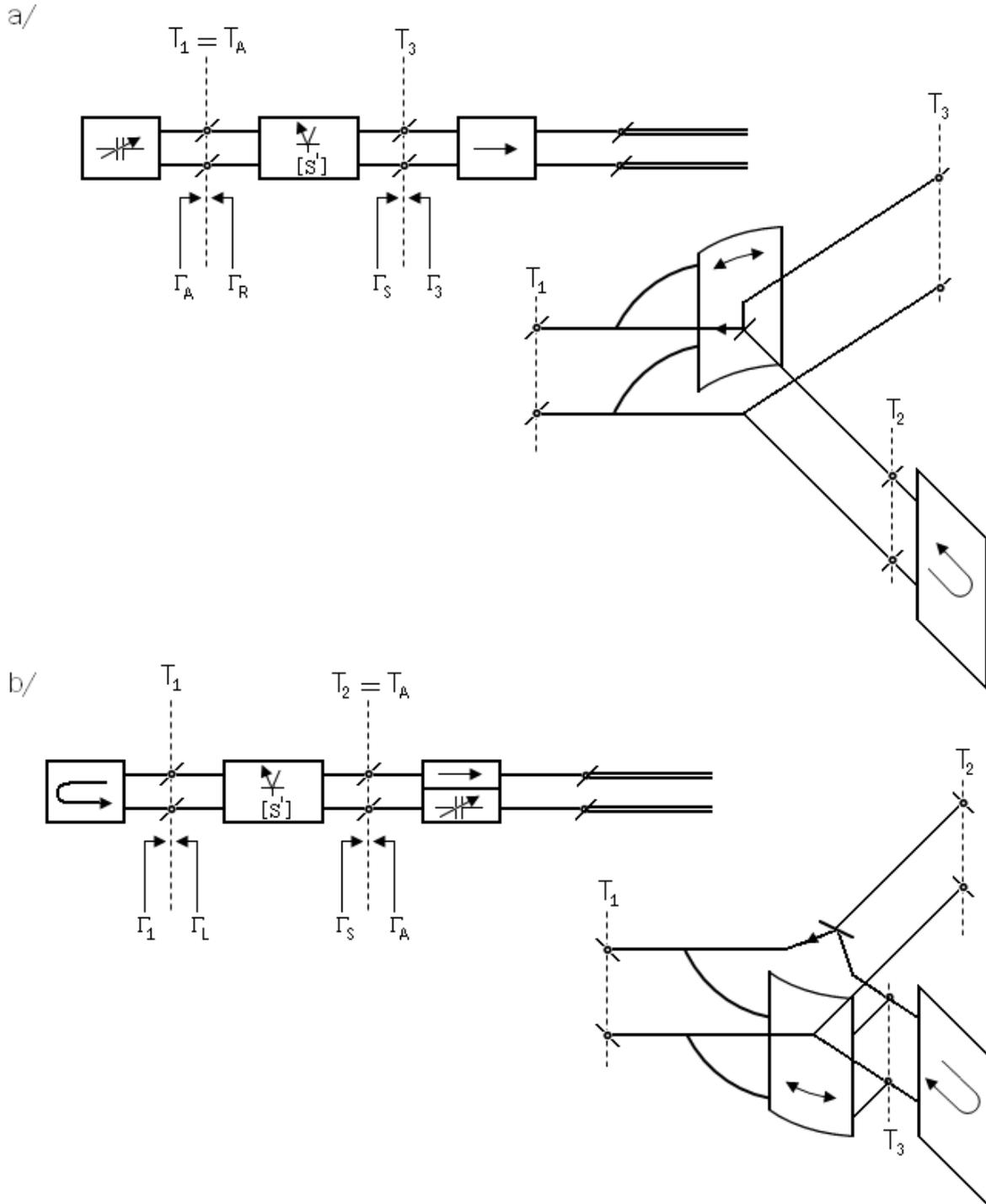


Fig. 4.10 La modification du circuit actif comme trois-portes par le circuit modificateur série et parallèle.

a/ Circuit de réglage et de sortie séparés.

b/ Circuit de sortie et de réglage confondus.

La figure (4.11.a) présente les allures des coefficients d'échelles  $N_{eb}$ ,  $N_{bc}$  et  $N_{ec}$  du transistor N021 comme trois-ports dans la bande de travail (0.1- 4 GHz). On remarque que ce transistor est modifiable plus facilement entre *EMETTEUR - BASE* et *BASE - COLLECTEUR* [11][12] [16]: .

En tenant compte de la transformation homographique (4.50) qui montre qu'il est plus convenable que la phase du coefficient de l'échelle passe par zéro, la modification entre *EMETTEUR et BASE* est la plus appropriée pour notre application.

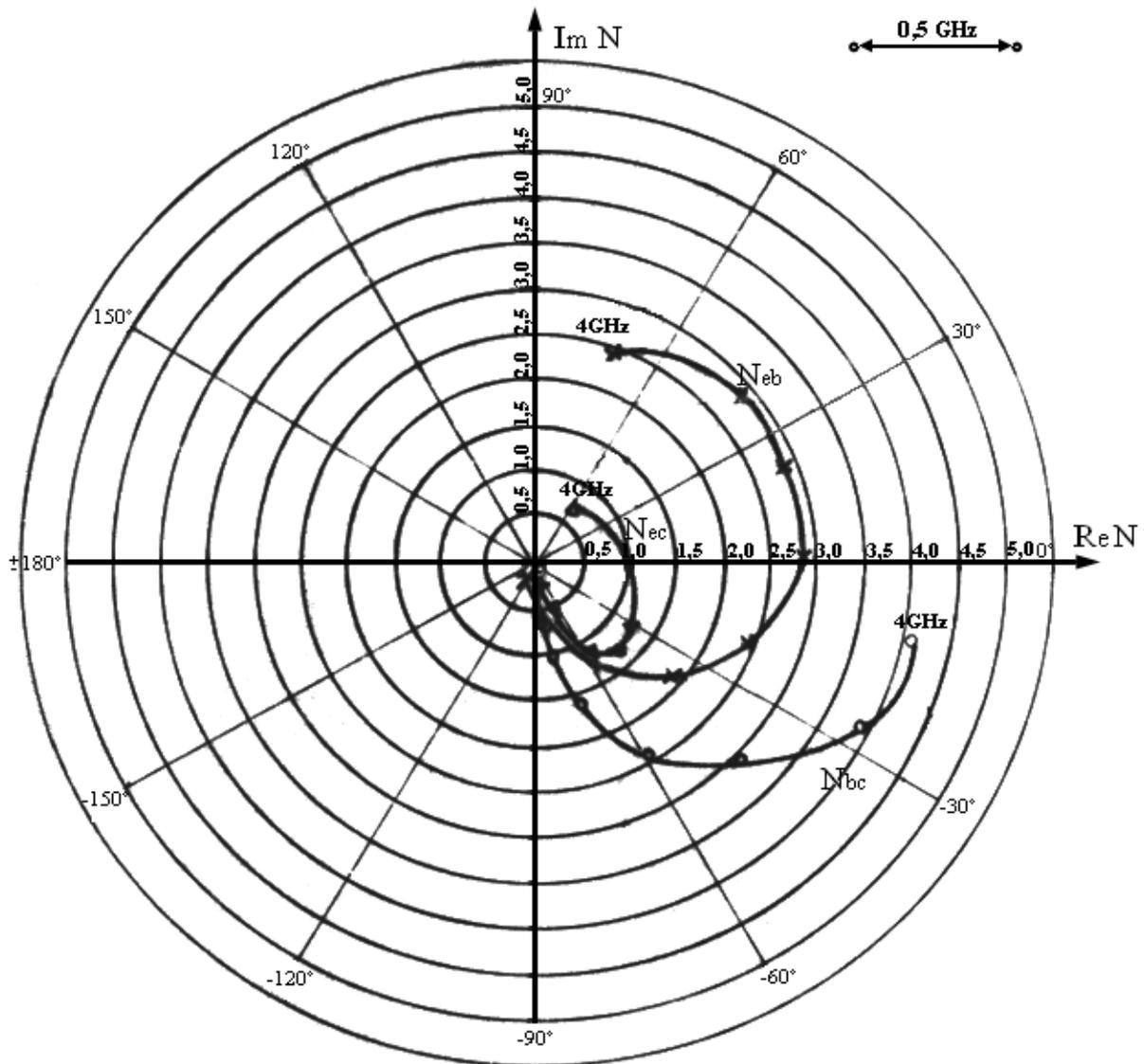


Fig. 4.11.a Les allures des coefficients du transistor NE021  
Comme un trois-ports [0.1 – 4 GHz]

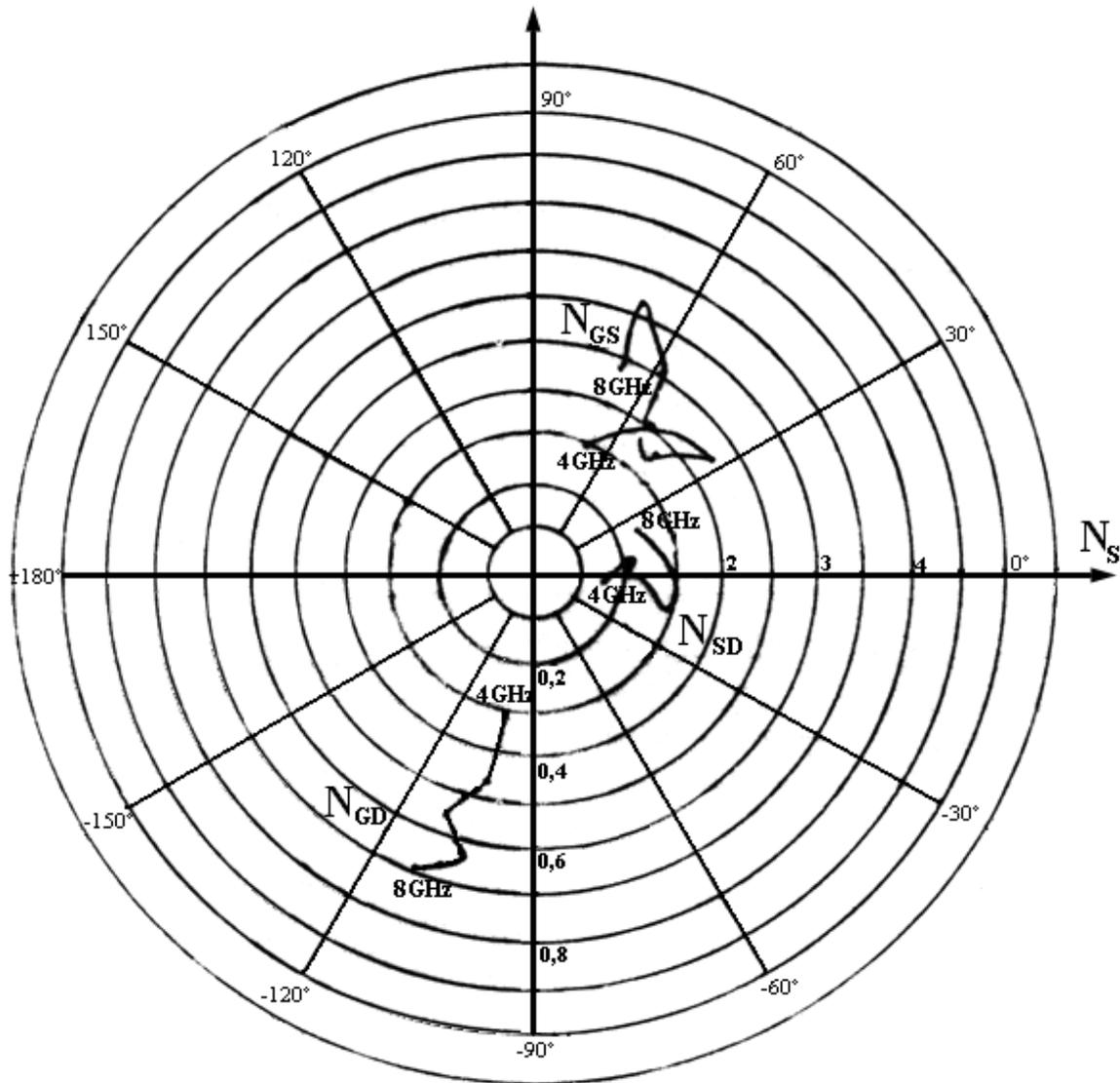


Fig. 4.11.b Le coefficient d'échelle du *TEC* comme trois-portes.

La figure (4.11.b) présente les allures des coefficients d'échelle  $N_{gd}$ ,  $N_{sd}$ ,  $N_{gs}$  du transistor à effet de champ du type *CFX-31* comme trois-portes dans la bande de travail (4-8GHz). On constate qu'il est plus facile de modifier ce transistor entre la source et le drain.

Un exemple de fonctionnement de deux circuits de modification est présenté sur la figure (4.12) et (4.13) respectivement pour le transistor bipolaire NEC021 et pour le transistor à effet du champ CFX-31 où celle-ci est effectuée par étapes. On procède par :

- La réflectance d'émetteur (du drain) en configuration base commune (drain commune).
- Le choix fait par le programme *Optim\_Wave* de la longueur électrique de la ligne à la base (au drain) du transistor pour optimiser l'allure de coefficient de réflexion
- L'optimisation de  $\Gamma_2$  par le circuit de sortie sous la forme d'un transformateur d'impédance.

- L'optimisation de  $\Gamma_3$  par le circuit de sortie sous la forme d'un résonateur demi-onde chargé par un transformateur d'impédance.

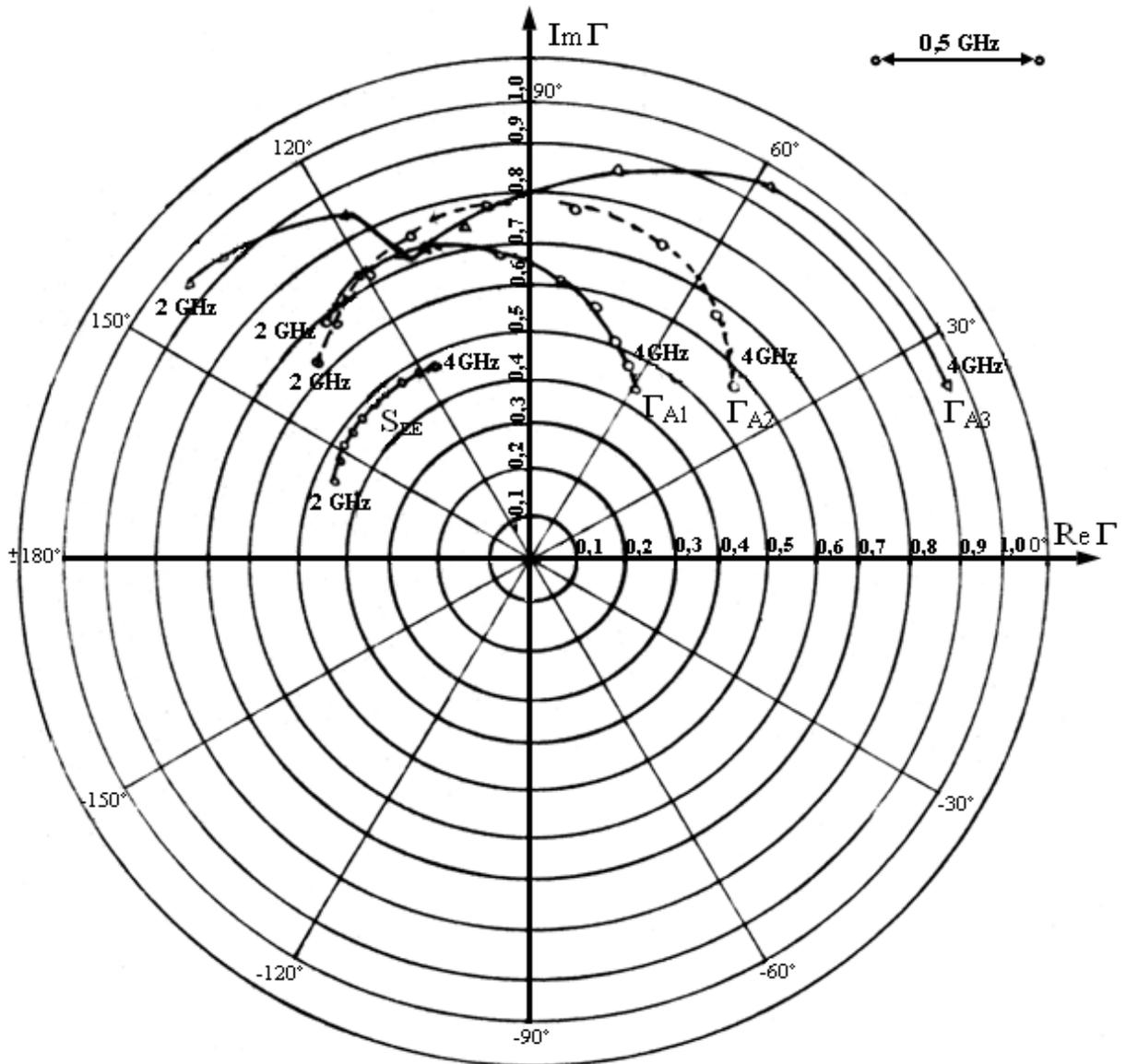


Fig. 4.12.a La modification du transistor NE02107B par deux Circuits (base et sortie) dans la bande (2 – 4 GHz)

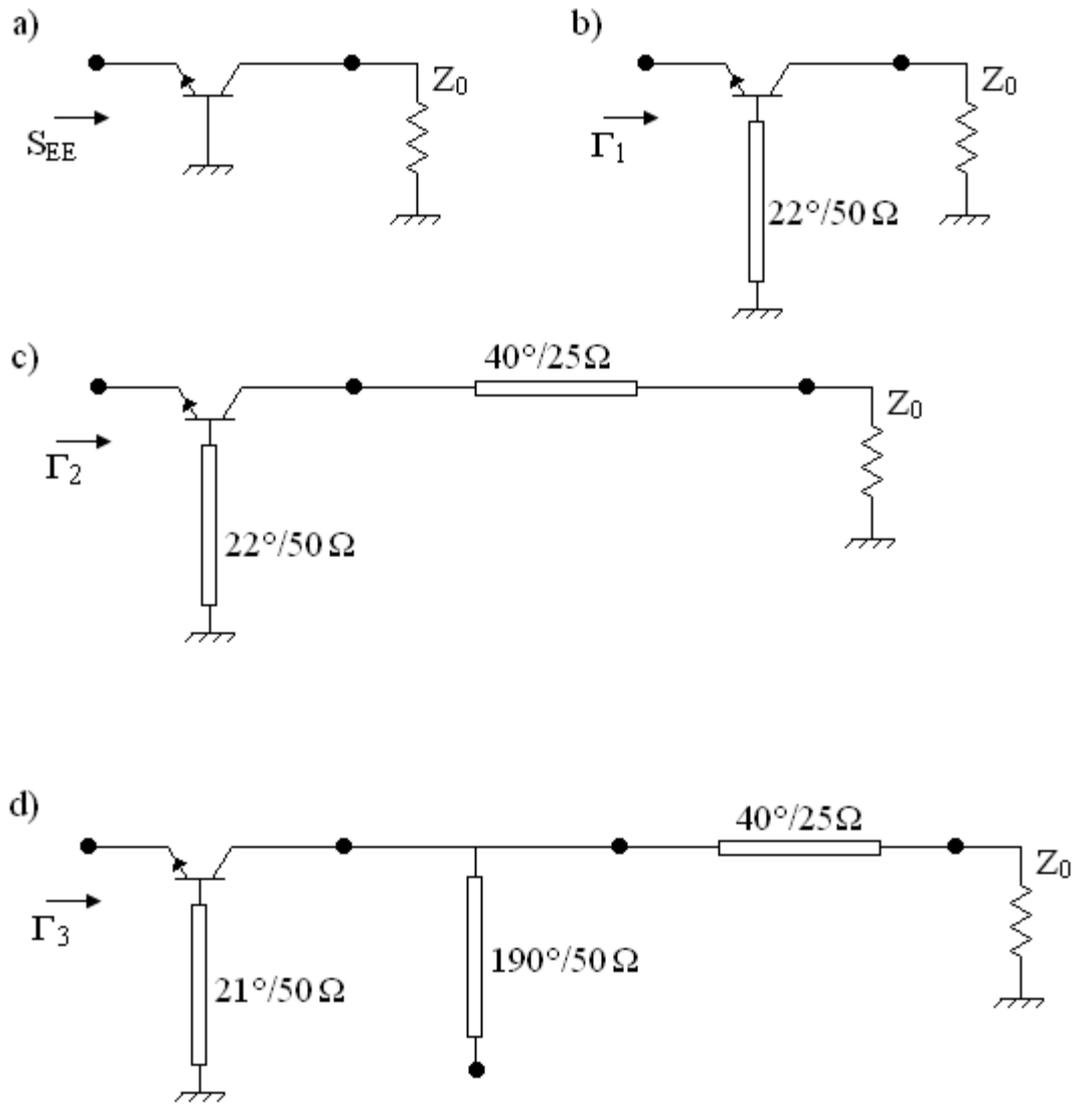


Fig. 4.12.b Le transistor NE02107B modifié par :

- Le transistor *en B-C*.
- Le transistor modifié par le circuit de la base.
- Le transistor modifié par le circuit de la base et le circuit (1).
- Le transistor modifié par le circuit de la base et le circuit (2).

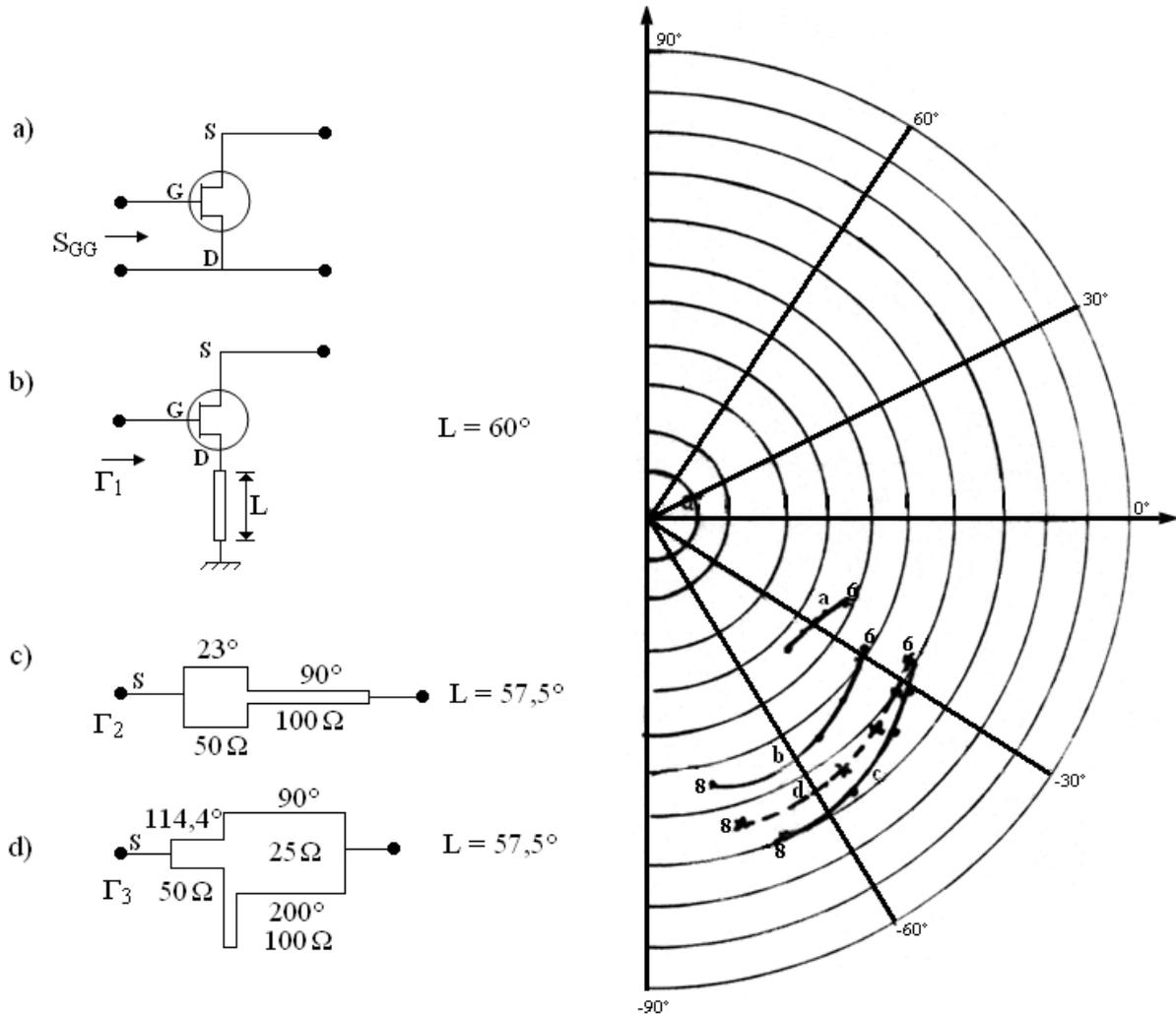


Fig. 4.13 Modification de  $S_{11}$  du TEC CFX-31  
en configuration D-C [6 – 8 GHz]

En se basant donc sur la théorie de la modification, on peut démontrer que pour des oscillateurs à transistor bipolaire et à large bande, les configurations qui conviennent le mieux sont telles que :

- 1- La configuration *BASE COMMUNE* où le circuit est accordé sur l'émetteur avec la sortie sur le collecteur.
- 2- La configuration *COLLECTEUR COMMUN* où le circuit est accordé sur la base avec la sortie connectée en même temps sur la base. Figure (4.10)

De la même manière, pour les oscillateurs à large bande à base du TEC les configurations les plus convenables sont telles que :

- 1- La configuration *GACHETTE COMMUNE* où le circuit est accordé sur la source avec la sortie sur le drain.
- 2- La configuration *SOURCE COMMUNE* avec ou sans séparation du réglage et de l'apport en énergie.

La figure (4.13) illustre l'exemple de la modification de la réflectance  $S_{11}$  du TEC CFX-31 en configuration sériele. La valeur optimale calculée par *Optim\_Wave* de l'inductance de couplage est respectivement de 4 nH pour la bande (4 – 6 GHz) et de 9,5 nH pour la bande (6 – 8 GHz).

#### 4.3.5.2 Le circuit de réglage

Les propriétés du circuit de réglage sont décrites dans une bande de travail  $B = (f_{max} - f_{min})$  par une variation du coefficient de réflexion  $\Gamma$ . L'analyse du circuit de réglage à large bande est toujours un compromis entre le diapason de la variation de phase  $\phi_R$  de son coefficient de réflexion en fonction de la fréquence et entre la valeur du module  $|\Gamma|$  de ce même coefficient.

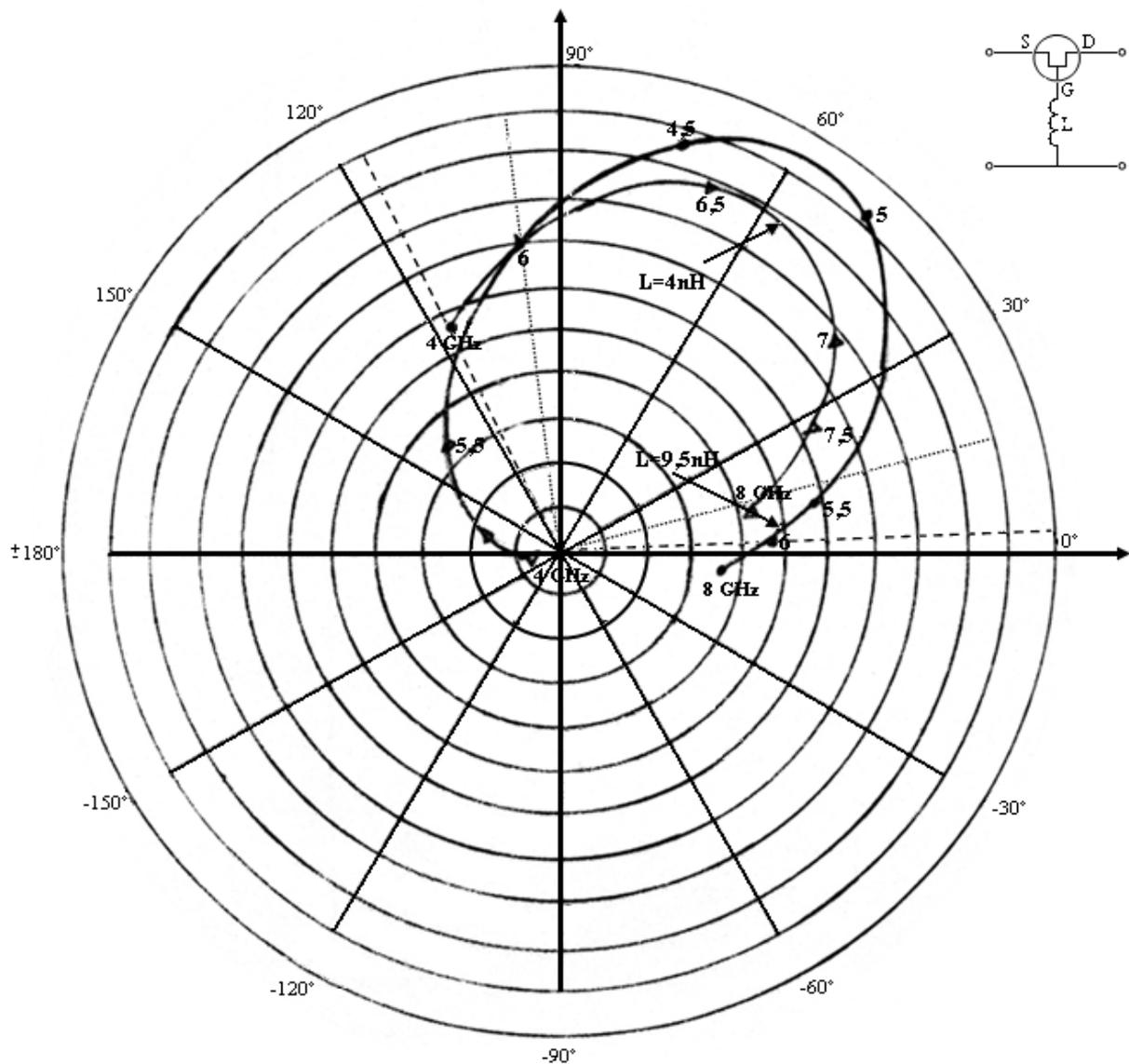


Fig. 4.13 Modification du paramètre  $S_{11}$  du TEC CFX\_31 en configuration G.C pour la bande (4 – 6 GHz) (6 – 8 GHz)

Le principe du réglage qui se fait à l'aide d'un varactor et d'un résonateur ferrimagnétique (sphère YIG ou BCV) est présenté par la figure (4.14) « 23, 24,34 ».

Le diapason utile de la variation de la phase  $\phi_S$  est donné par la variation

$$\phi_R = \phi_{max}(f_{max}, C_{min}) - \phi_{min}(f_{min}, C_{max}) \quad (4.57)$$

Le fonctionnement correct du circuit dans une large bande est assuré par la configuration convenable du circuit avec le varactor ou le résonateur ferrimagnétique.

On peut déterminer à chaque fois les dimensions optimales du circuit du point de vue de la largeur de bande et du diapason de la variation de la capacité du varactor.

Il est utile de traiter le circuit de réglage comme un deux-ports avec des pertes et qui transforme à l'entrée l'impédance du varactor avec le coefficient de changement de l'impédance D « 35-38 ».

On peut démontrer que :

$$\sqrt{r_{|1} \cdot 2} = \frac{1}{n_1} \cdot D \cdot \frac{C_2}{C_2 - C_1} \quad (4.58)$$

$$\text{ou } D = \sqrt{C_1 r \cdot C_2 r} \cdot \sin(\theta)$$

est le coefficient du changement de l'impédance du circuit de réglage.

Et  $C_{1r}$ ,  $C_{2r}$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $\eta_1$ ,  $\eta_2$  sont respectivement les valeurs des TOS, des rendements et de la capacité pour deux états de polarisation.

$f_c$  étant la fréquence de coupure de varicap.

avec des rendements atteignant 100%, un grand changement de l'argument  $\phi_R$  est toujours étroitement lié avec la diminution des valeurs  $C_{1r}$  et  $C_{2r}$ , c'est-à-dire avec la diminution de son coefficient de réflexion  $|R|$ .

L'exemple d'une augmentation du diapason de variation de la phase  $\phi_R$  du circuit à varactor BXDP45C fonctionnant à bande (2,5 – 3,5) GHz est présenté sur la figure (4.14). Cette figure montre que le diapason de la variation de la phase du varactor qui était égal à 40deg. Est augmenté jusqu'à atteindre une valeur supérieure à 180deg. Cet effet est obtenu grâce à la connexion au varactor d'une ligne court-circuitée dont la longueur et l'impédance caractéristique sont optimisées par le programme (*Optim\_Wave*).

Dans ce cas, le varactor est branché parallèlement au circuit de réglage et on dit alors que ce circuit est du type *PARALLELE-COURT\_CIRCUITE* ; figure (4.15.a).

On constate que les circuits du type *SERIE-COURT\_CIRCUITE* sont aussi très utiles dans la bande S ; figure (4.15.b).

Après avoir constaté que le circuit de réglage satisfait la condition sur la phase (4.40), on doit vérifier si ce circuit remplit la condition sur l'amplitude (4.41). Dans le cas contraire il faut introduire une restriction sur la bande de travail [11][12] [16]:.

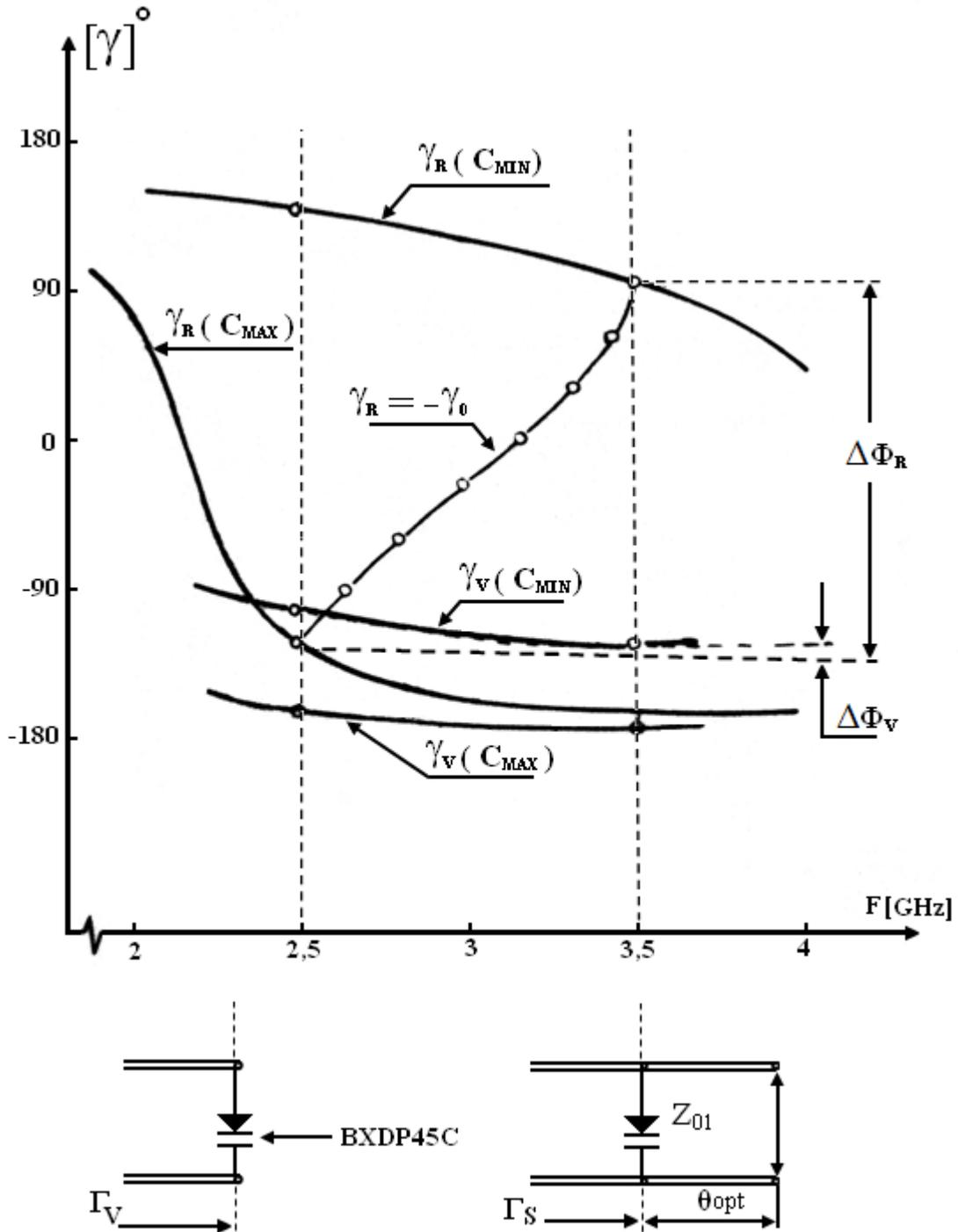


Fig. 4.14 L'exemple de l'augmentation du diapason de variation de la phase  $\phi_R$  du circuit à varactor BXDP45C.

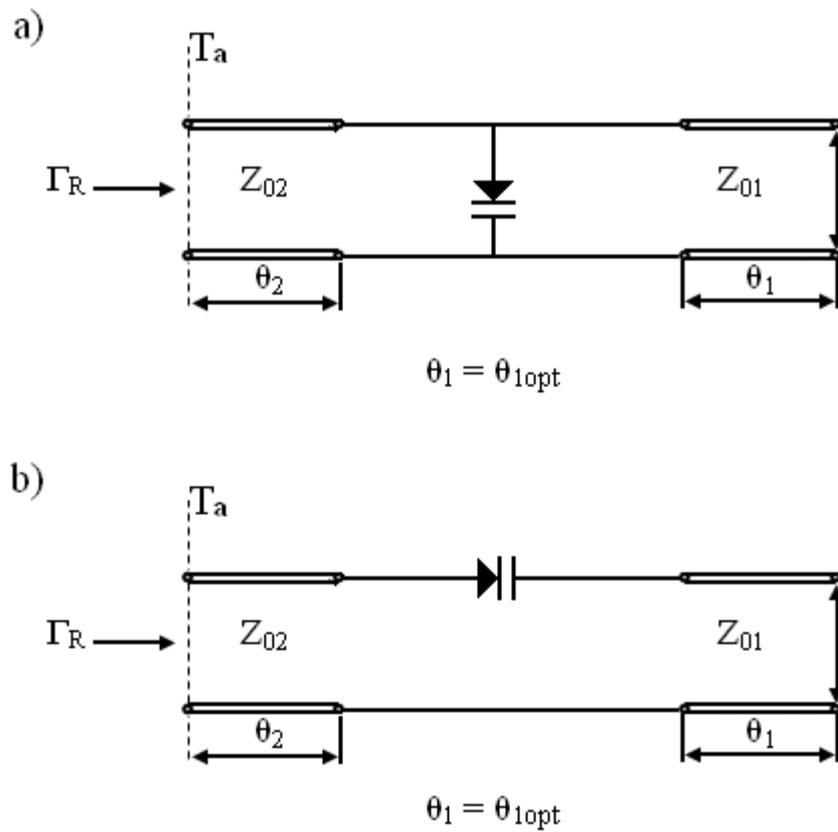


Fig. 4.15 Le circuit de réglage.

- a) Série court circuité.
- b) Parallèle court circuité.

#### 4.3.5.3 Le circuit de sortie

Le circuit de sortie est un deux-ports quasi-résonnant qui présente en entrée un coefficient de réflexion judicieusement choisi dans la bande de travail de l'oscillateur.

Pour que ce coefficient ait un effet positif sur la modification du circuit actif, il faut que sa phase diminue en fonction de la fréquence. Ceci explique le caractère résonnant du circuit de sortie.

Pour une bande de travail très large, la construction du circuit de sortie se trouve compliquée et dépend de la variation nécessaire de son coefficient de réflexion  $s$ .

On présente ici deux structures simples et efficaces du circuit de sortie très utiles pour la modification du circuit actif ; figure (3.13).

Dans le premier cas où on a présenté le circuit avec le transformateur d'impédance, l'expression du coefficient de réflexion est « 34 » :

$$s = \frac{D}{1 + j} \quad (4.59)$$

$$\text{où } D = \frac{n^2 - 1}{n^2 + 1} ; \quad = \frac{-2n}{n^2 + 1} \cotg \theta_2 ;$$

$$n = \sqrt{Z_{01}/Z_{02}}$$

Dans le deuxième cas où on a présenté le circuit avec le résonateur et le transformateur d'impédance, l'expression du coefficient de réflexion est « 34 »:

$$s = \frac{\rho_0 - j}{1 + j} \quad (4.60)$$

$$\text{où } \rho_0 = \frac{n - 1}{n + 1} ; \quad n = \frac{Z_{01}}{Z_{02}}$$

L'exemple d'une modification du transistor NE02135 par le deuxième circuit est présenté sur la figure (4.17) et les étapes de transformation du circuit sur la figure (4.16).

On partant de la configuration E-C de notre transistor, on opère le changement en configuration B-C à l'aide du logiciel *Optim\_Wave*. Ce qui va donner l'allure de réfléctance d'émetteur dans la bande de travail considérée. L'optimisation finale est obtenue à cause de l'influence du circuit de sortie, ce qui donne l'allure  $\Gamma_A$  dans cette bande.

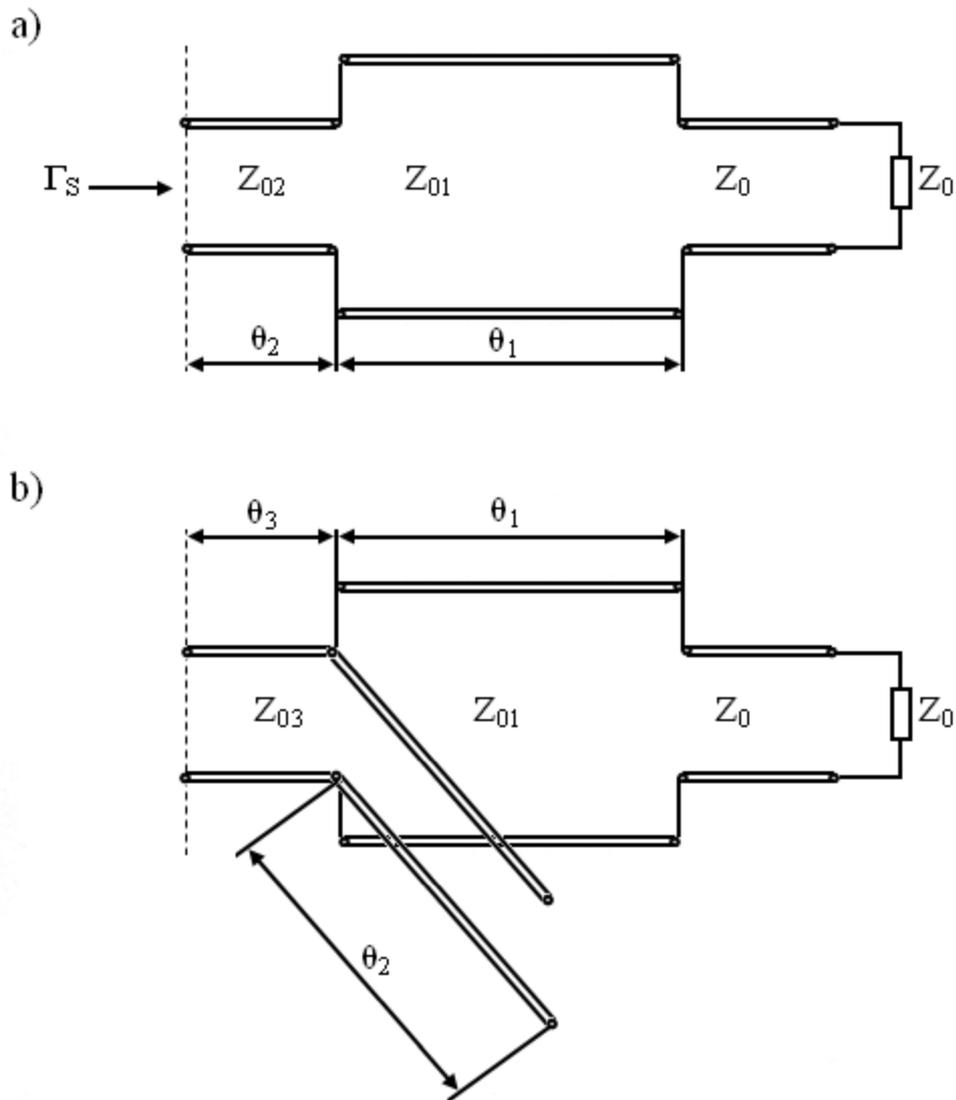


Fig. 4.16 Le circuit de sortie.

- a) Avec le transformateur d'impédance.  
 b) Avec le résonateur et le transformateur d'impédance

#### 4.3.5.4 Le circuit de polarisation

Le rôle du circuit de polarisation peut être décrit de la manière suivante : mener le signal de commande ou signal d'alimentation au circuit branché dans une ligne H.F. sans aucune influence sur ses conditions de fonctionnement.

Le schéma du circuit de polarisation est présenté sur la figure (4.19). Le fonctionnement correct de ce trois-ports H.F est obtenu pour :

$$|S_{21}| = 1 \text{ et } |S_{31}| = |S_{32}| = 0 \quad (4.61)$$

Ce circuit est donc semblable à un coupleur avec un coefficient de couplage faible.

La figure (4.20) présente quelques exemples de réalisation de circuits de polarisation en technique micro-strip.

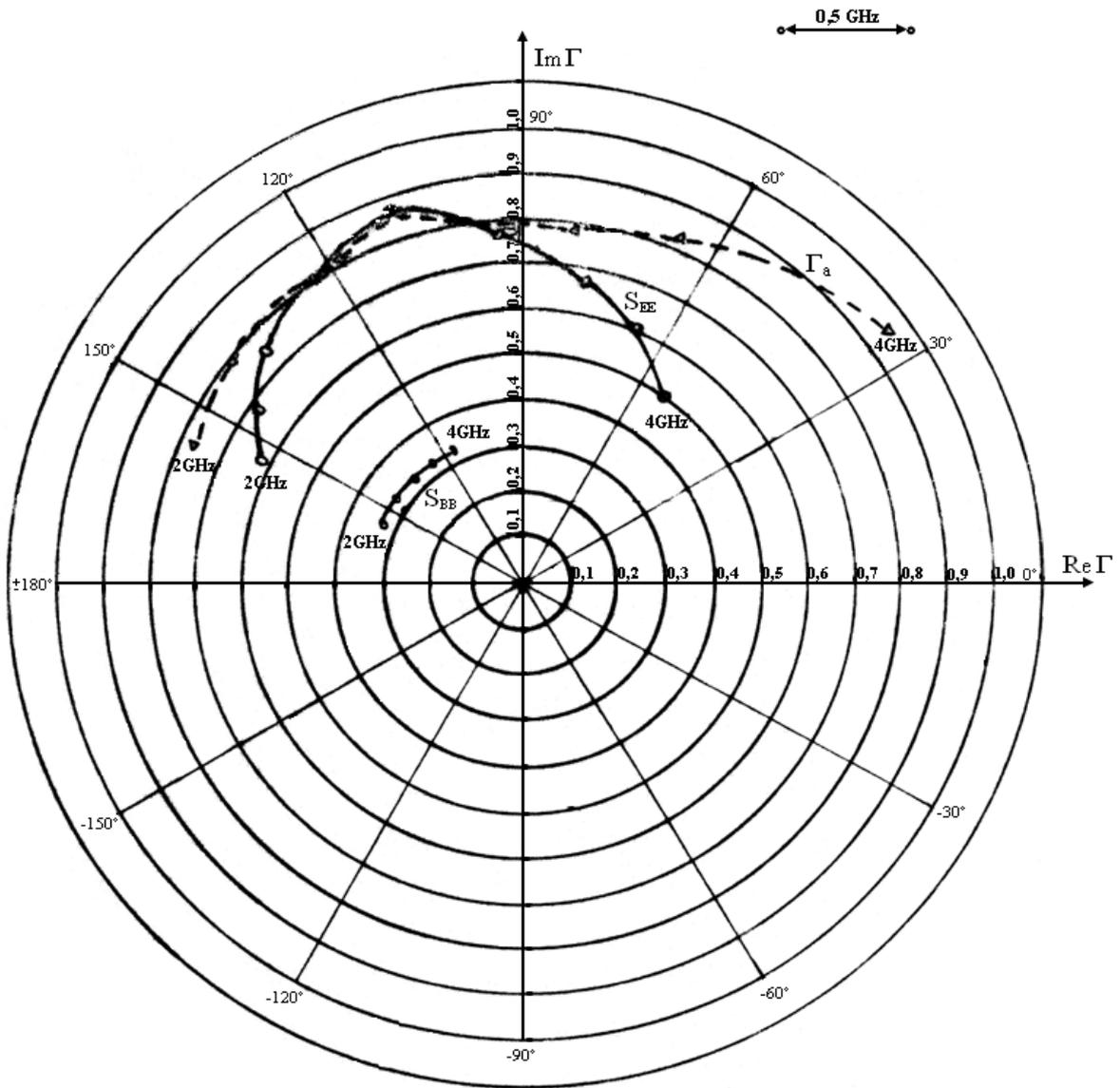


Fig. 4.17 La modification du transistor NE02135 par le circuit de sortie.

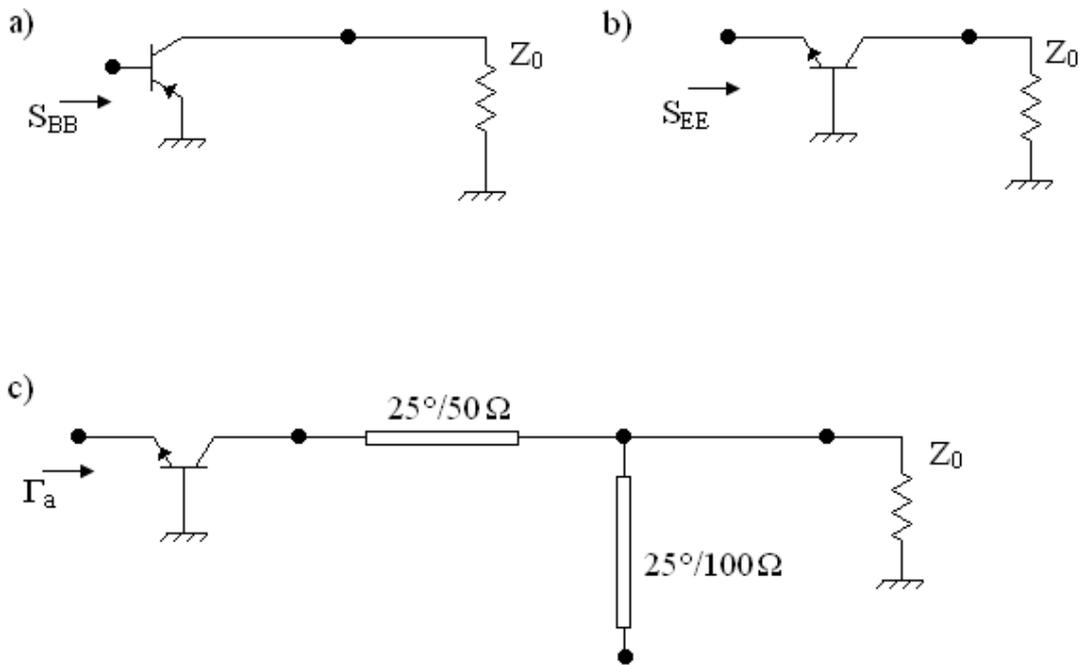


Fig. 4.18 Les étapes de modification du transistor *NE02135* par le circuit de sortie.

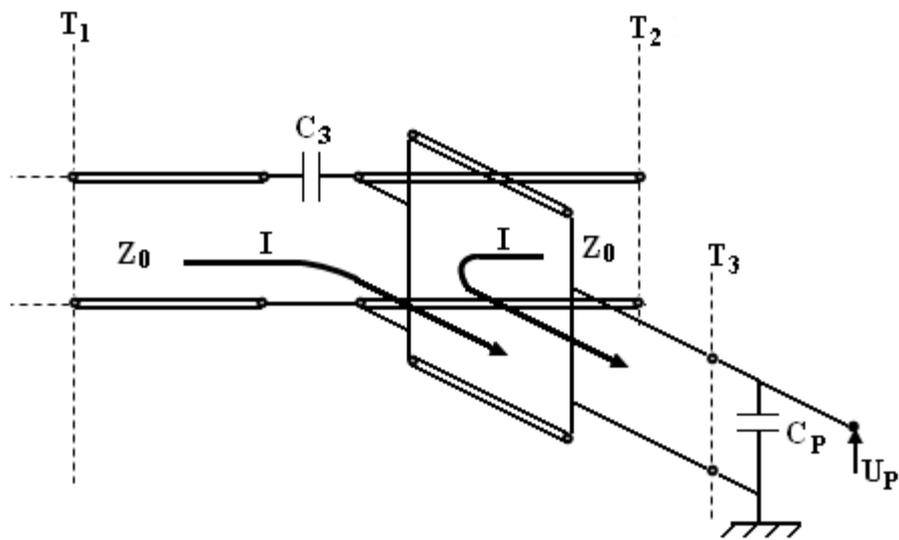


Fig. 4.19 Le principe de fonctionnement du circuit de polarisation.

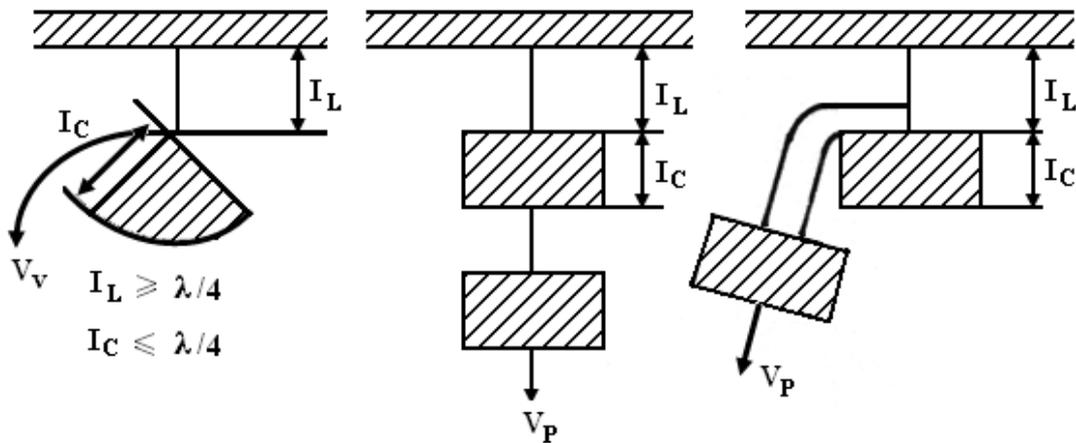


Fig. 4.20 Les exemples de la réalisation pratique du circuit de polarisation.

Dans les circuits réalisés, tous les exemples de circuits de polarisation ont été utilisés en conformité avec les résultats obtenus par le logiciel *Optim\_Wave*.

#### 4.4 L'analyse non-linéaire des éléments actifs

Les paramètres d'un circuit actif dépendent de l'amplitude du signal H.F fourni au circuit. En ce qui concerne les paramètres S du transistor, on doit tenir compte du fait qu'ils dépendent aussi de l'amplitude du signal H.F.

Alors l'allure de chaque paramètre en fonction de la fréquence présente un réseau de courbe.

Généralement on constate que ni les méthodes de mesures directes et complexes des paramètres non-linéaires, ni les calculs d'après les méthodes proposées « 16.17 » n'ont donné de résultats précis qui sont utilisables pour la conception du projet d'un oscillateur H.F.

Comment donc pourrait-on prévoir la valeur de la puissance de sortie  $P_S$  du générateur ?

La méthode la plus simple pour y parvenir est l'examen du retrait de la réflectance visible au niveau de la porte active en fonction de la puissance fournie au circuit pour quelques unes des fréquences de la bande de travail de l'oscillateur.

On observant l'allure du coefficient de réflexion du circuit de réglage  $S_{11}$  sur le réseau de courbes :

$$1/(a(P = Cste)) \text{ et } 1/(a(f = Cste)) \quad (4.62)$$

La figure (3-18) illustre la détermination d'une caractéristique de la puissance en fonction de la fréquence  $P_S(f)$  de l'oscillateur H.F.

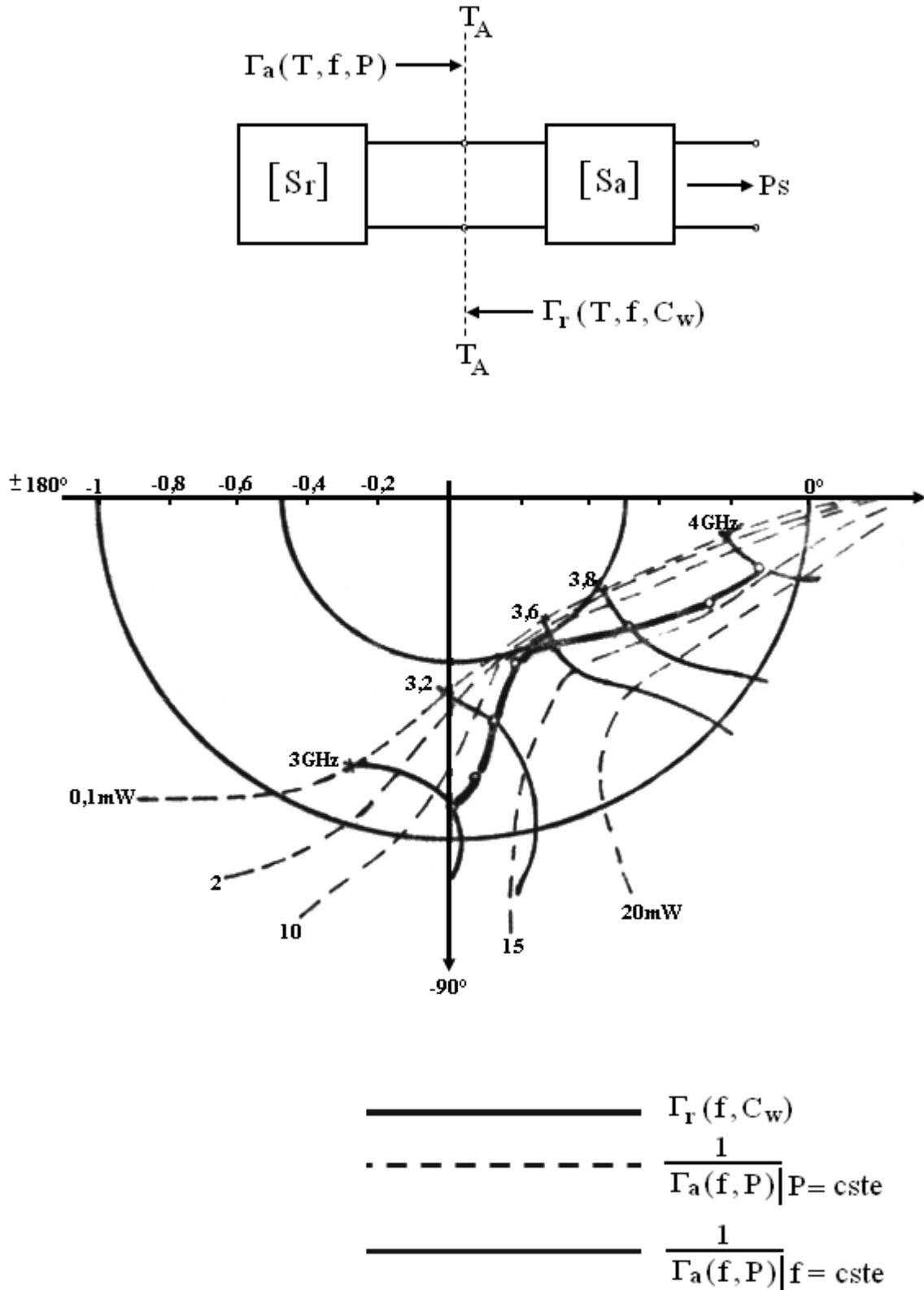


Fig. 4.21 Détermination de la caractéristique de la puissance en fonction de la fréquence.

D'après les mesures « 24 » qui sont présentées sur cette figure la puissance de l'oscillateur dans la bande (3 - 4 GHz) est comprise entre 10 et 15 mW.

## Conclusion du Chapitre 4

L'objectif initié dans ce chapitre est de proposer de nouveaux critères d'optimisation basée une nouvelle méthode d'analyse et d'optimisation à plusieurs variantes fondée sur la *technique de la fonction de retrait* pour la conception des circuits actifs micro-ondes linéaires et non linéaires tels que les oscillateurs ou les amplificateurs.

Cette méthode efficace d'analyse et d'optimisation s'articule sur l'application de la transformation du coefficient de réflexion pour un oscillateur ou un amplificateur micro-onde. Celle ci consiste à introduire une fonction de retrait basée sur la technique de la modification des circuits micro-ondes.

Son principe est fondé sur l'introduction d'un *Invariant de transformation* noté  $N$  obtenu sur le principe d'une *transformation homographique* et qui permet de tester le transistor H.F pour une bande de fréquences choisie.

Cet invariant de transformation détermine de manière rapide et efficace le choix de la structure optimale en appliquant de manière rigoureuse le principe de la fonction de retrait, et les modifications possibles du circuit multi porte micro-onde par la connexion multiple d'autres circuits externes.

Cette procédure est appliquée en considérant le transistor micro-onde comme un trois porte ou un deux porte équivalent.

Cette technique semble au vu des résultats obtenus rapide et efficace dans le choix de la conception optimale du circuit convenable de l'amplificateur ou de l'oscillateur micro-onde. Elle peut être étendue à une large panoplie de circuits micro-ondes actifs tels que les multiplicateurs micro-ondes, les mélangeurs micro-ondes...

## Réalisation pratique et mise en œuvre du Logiciel d'optimisation *Optim\_Wave*

### 5.5-1 Introduction

La conception du programme *Optim\_Wave* avait pour objectif initial de mettre au point un logiciel d'utilisation souple qui permet l'optimisation et le test des générateurs H.F. Par la suite, on a élargit le champ d'investigation et d'applications du programme en fonction des problèmes et des contraintes apparaissant en cours de route.

La version finale du logiciel *Optim\_Wave* permet de calculer, d'optimiser et de tester des circuits mono-portes et deux-portes ; plus particulièrement des circuits d'oscillateurs à large bande ou les circuits amplificateurs micro-ondes.

### 5.5-2 Organisation du programme

Le programme est basé sur le calcul des connexions présentées dans les tableaux (v-x), ainsi les schémas-bloc du programme et des sous-routines (fig. 5-1 ; 5-9).

contient les sous-routines suivantes :

- *CONNECT*
- *FEEDBACK*
- *CASCADE*
- *CONVERT*
- *MATRIX*
- *POLAR*
- *COMPUT1*
- *COMPUT2*
- *SEARCH1*
- *SEARCH2*
- *BOX*
- *MINIMAX*

**5.5-2-1 Connect :** ce sous-programme organise les données d'entrée pour les sous-programmes *FEEDBACK* et *CASCADE* pour les connexions suivantes en fonction de la valeur d'I9.

Durant le test et l'optimisation du circuit, *CONNECT* effectue uniquement les connexions contenant l'élément variable.

**5.5-2-2 Feedback :** calcule la matrice S pour les quatre différentes connexions de deux-portes. L'algorithme de Feedback est basé sur les équations (5-1 ; 5-2) :

$$S = E/A \cdot (B + 4 \cdot C \cdot E \cdot S_b \cdot (A - B \cdot E \cdot S_b)) \cdot C$$

$$A = 3 \cdot I + E \cdot S_a$$

$$B = E.Sa - I$$

$$C = E.Sa + I \tag{5.1}$$

$Sa, Sb$ : matrices (2 x 2) des éléments

$I$ : matrice (2 x 2) unité

$$S11 = S11a + S12a.S21a.S11b/D$$

$$S12 = S12a.S12b/D$$

$$S21 = S21a.S21b/D \tag{5.2}$$

$$S22 = S22b + S12b.S21b.S22a/D$$

$$D = 1 - S22a.S11b$$

Les différentes connexions possibles de 2 deux-ports sont représentées dans le tableau VIII.

**5.5-2-3 Cascade** : Permet le calcul des connexions en cascade de deux-ports sont décrits par les paramètres d'une matrice  $S$  calculée directement sans le passage par une autre matrice. Son algorithme est basé sur les équations (5.2).

FEEDBACK et CASCADE sont en liaison directe avec *CONNECT*.

**5.5-2-4 Convert** : Permet la conversion des paramètres 'S' du transistor d'une configuration CE ; CB ou CC en une autre parmi CE ; CB ou CC, et ceci, en fonction de la valeur de  $I_5$ .

Pour effectuer ce changement on doit calculer au préalable la matrice du transistor comme trois-ports à la base d'une matrice de deux-ports dans une configuration donnée, et ensuite de cette matrice de trois-ports on calcule la matrice  $S$  de deux-ports dans une autre configuration.

L'algorithme de *CONVERT* est basé sur les expressions (2.13-2.24) et les tableaux (V, VI, VII).

Les calculs sont effectués sans le passage par un autre type de matrices (*Z* ou *Y*).

*CONVERT* donne la matrice  $S$  du trois-ports en coordonnées polaires.

**5.5.2-5 Matrix** : Permet la transformation des matrices  $Z$  et  $Y$  des éléments du circuit en matrice  $S$ , ainsi que la transformation inverse pendant l'impression des résultats.

L'algorithme de *MATRIX* est basé sur les expressions du tableau 6 en ANNEXE.

**5.5.2-6 Polar** : est sous-programme adjoint qui permet la transformation de la matrice (2x2) avec les coordonnées X-Y en coordonnées polaires.

L'argument des paramètres de la matrices est défini dans un diapason de variation égal à ( $\pm 180$  deg).

**5.5.2-7 Comput1** : calcule la matrice  $S$  des deux-ports qui sont constitués par les éléments RLC branchés soit en série, soit en parallèle en fonction de la fréquence.

Son algorithme est basé sur les expressions données par le même tableau IX

**5.5.2-8 Comput2 :** Permet le calcul de la matrice  $S$  d'un tronçon d'une ligne de transmission sans pertes en court-circuit ou ouverte à la fin.

Son algorithme est basé sur les expressions données par le même tableau.

**5.5.2-9 Box :** entre en action pendant l'optimisation et le test du circuit. Son schéma-bloc est présenté sur la figure (5.7).

Il calcule la matrice  $S$  des éléments variables pour les paramètres donnés des éléments, et ensuite grâce à CONNECT il calcule la matrice  $S$  des connexions utiles pour le circuit en entier.

Dans le cas où BOX est effectué durant le test du circuit (fig 5.5) il calcule la matrice  $S$  actuelle, mais il conserve en même temps dans le programme les paramètres constants des éléments.

Durant l'optimisation du circuit, le sous-programme change aussi les paramètres des éléments sur leurs valeurs actualisées.

**5.5.2-10 Minimax :** c'est un sous-programme du type FUNCTION. Il permet le calcul de la valeur d'une fonction parmi les fonctions-objectifs données en se basant sur les paramètres  $S$  calculés pour les connexions particulières suivantes du circuit.

La fonction de but peut contenir des coefficients dont les valeurs sont introduites dans le programme principal (fig. 5-6).

Dans *Optim\_Wave*, MINIMAX comporte 9 fonctions de but présentées dans le tableau XII en ANNEX.

Il faudra remarquer que les fonctionnalités de *SEARCH1* et *SEARCH 2* sont discutées dans l'optimisation des circuits.

### 5.5.3 Architecture du logiciel *Optim\_Wave*

La construction générale d'*Optim\_Wave* est représentée par le schéma-bloc de la figure (5-1).

Après la lecture du code de connexions, le programme lit les données d'entrée des éléments et effectue la conversion éventuelle des paramètres  $S$  en coordonnées  $X-Y$  dans le ((bloc 1)). La transformation des données s'effectue par l'appel des sous-programmes déjà décrits sauf dans le cas d'un mono-porte placé à l'entrée ou à la sortie du réseau de deux-portes, et ainsi que dans le cas de transformateur où les paramètres sont calculés dans le programme d'après les expressions données dans le tableau XI.

Pour le mono-porte on crée une matrice fictive  $S$  dont les trois coefficients sont nuls et le quatrième est un coefficient de réflexion respectif en entrée ou en sortie ( $S_{11}$  ou  $S_{22}$ ).

Dans ce cas les réseaux des deux-portes chargés par le mono-porte transforme le circuit en mono-porte. Le calcul des coefficients de réflexion est basé sur les connexions en cascade des réseaux des deux-portes.

Le mécanisme décrit ci-dessus est élargi à tout le programme surtout dans la transformation des deux-portes en mono-porte.

Après des changements des données d'entrée en paramètres  $S$  ((bloc1)), on passe au calcul des connexions suivantes dans le sous-programme CONNECT, puis l'impression de la matrice  $S$  pour les éléments et les connexions particulières en coordonnées appropriées. Dans le ((bloc3)) a lieu l'impression de la matrice  $S$  du circuit entier, dans le cas où ceci n'a pas été

fait au niveau du ((bloc 2)), avec les matrices Z et Y. les blocs réalisant le test et l'optimisation opèrent à la demande de l'utilisateur (c.à.d. en fonction de I15 et I16).

#### 5.5.4 La procédure Test

Cette procédure est effectuée dans le bloc test. Elle est basée sur le calcul de la matrice S du circuit à l'aide du sous-programme BOX avec la variation, par pas constant d'un des paramètres appartenant à un élément du circuit.

Les données des éléments du circuit initial (avant optimisation ou après optimisation) servent au niveau du bloc-test comme des données initiales des variables.

Si les données à tester sont exprimées en pourcentage (%), il est nécessaire de traduire les valeurs limites et le pas de la variable en unités correspondantes. Les résultats sont imprimés sous la forme d'une matrice S en coordonnées polaires.

Cette procédure trouve son importance dans le fait qu'elle montre comment va se comporter le circuit si on fait varier un de ses éléments.

#### 6.5.5 L'optimisation du circuit

L'optimisation des circuits dans *Optim\_Wave* est développée à partir de la technique DIRECT SEARCH proposée par HOOKE et JEEVES « 57 ». Les schémas-blocs de SEARCH1 et SEARCH2 sont présentés par les figures (5-8) et (5-9).

Les données d'entrée sont lues avec le premier bloc et comprennent, par exemple, les valeurs initiales des éléments variables qui forment dans l'espace multidimensionnel le point de base X. Ce point ainsi que le résultat du calcul du circuit d'entrée sont transmis au sous-programme1. Celui-ci est composé de trois boucles dont la première forme le sous-programme SEARCH2.

Dans ces 2 sous-programmes les valeurs des fonctions-but sont calculées à l'aide du MINIMAX qui fait intervenir BOX pour calculer la matrice S des connexions où éléments variable se manifeste.

Au début de SEARCH1 le point x est transformé au nouveau point, issu du calcul, noté Ax et pour lequel on évalue la fonction-but.

Les données nécessaires au calcul de cette fonction sont déterminées durant le calcul du circuit d'entrée.

Le processus de DIRECT SEARCH est basé sur une organisation convenable de la variation du point actualisé par le calcul en direction soit du minimum, soit du maximum.

SEARCH2 examine la valeur de la fonction-but après avoir augmenté, par le pas constant DEL(k), la valeur nouvellement calculée de la k- ième variable.

La deuxième boucle change les valeurs calculées des variables dans la direction déterminée par SEARCH2 en augmentant le pas jusqu'à l'amélioration de la fonction-but considérée.

En fait, si la première boucle examine la direction de la variation de la variable, la deuxième boucle permet l'accélération du pas de la variable dans la direction désirée et la dernière boucle opère la réduction du pas.

Une itération est effectuée si l'effet a permis donc la variation d'une ou de plusieurs variables avec l'amélioration de la valeur de la fonction-but.

L'optimisation du circuit s'achève dans 3 cas :

- 1- Quand le pas de toutes les variables est inférieur au pas minimal fixé.
- 2- Quand la différence entre la valeur de la fonction-but pour deux itérations successives est inférieure à 0.001 de la valeur de la fonction-but pour la dernière itération.
- 3- Lorsque le nombre d'itérations effectuées dépasse le nombre fixé des itérations.

### 5.5.6 Utilisation du Logiciel *Optim\_Wave*

Les circuits d'entrée à optimiser peuvent être présentés sous la forme d'un réseau de deux-portes connectés en série, en parallèle ou en cascade ; et placé, soit entre des impédances réelles, soit entre l'impédance réelle  $Z_0$  et un mono-porte quelconque.

Les paramètres du deux-portes sont introduits sous la forme de matrices 'S', 'Z' ou 'Y' avec des coordonnées polaires ou cartésiennes ; d'autre part les données du monoporte sont introduites comme étant les coefficients de réflexion rapportés à l'impédance  $Z_0$ .

*Optim\_Wave* permet de concevoir d'analyser et d'optimiser des circuits contenant des circuits des transistors micro-ondes, des diodes des éléments R L C, des lignes de transmission avec ou sans pertes et des transformateurs, c'est-à-dire l'essentiel des composants pouvant s'intégrer dans la l'architecture des circuits micro-ondes actifs.

Les données concernant les transistors peuvent être introduites dans une configuration imposée par la conception du circuit. Les paramètres des éléments R L C ou des mono-portes sont introduits sous une forme qui dépend de la fréquence.

*Optim\_Wave* permet de calculer les paramètres S des éléments de parties quelconques du circuit ; ainsi que les paramètres S, Z et Y du circuit entier avec des coordonnées cartésiennes ou polaires. En outre dans le programme, il est possible de faire apparaître les résultats du circuit entier sous une forme qui va être disponible et utile pour l'analyse des circuits oscillateurs ou amplificateurs.

Dans le programme, les paramètres de l'élément R L C indépendants de la fréquence ainsi que les paramètres de la ligne de transmission peuvent être variables, ce qui permet de tester et d'optimiser le circuit par rapport à ces éléments.

L'optimisation du circuit consiste à trouver la valeur des éléments d'une partie bien déterminée du circuit où se manifeste le maximum ou le minimum de la fonction-but donnée. Le test du circuit consiste à calculer les paramètres du circuit entier pour une variation d'un paramètre des éléments du circuit alors que les autres paramètres restent constants. Le nombre d'éléments du circuit, de fréquences et de paramètres variables est limité *Optim\_Wave* dans par les dimensions des tableaux déclarés.

*Optim\_Wave* contient 9 fonctions de but, présentées dans le tableau XII, et qui permettent l'optimisation des circuits à large bande du générateur ou de l'amplificateur.

Les données du programme peuvent être introduites de manière interactive et ou peuvent être représentées sous forme de fichiers accessible sous éditeur TURBO PASCAL.

L'exécution du programme est contrôlée et visualisée à tout moment sur le moniteur ; en outre les résultats sont imprimés directement ou seront stockés dans des fichiers en vue de les utiliser ultérieurement.

L'aide concernant le programme est toujours disponible à l'utilisateur qui peut l'obtenir dès l'apparition du symbole (\*).

### **5.5.7 Fonctionnement du logiciel *Optim\_Wave***

L'exécution du programme est commandée par un 'code de connexion' contenant tous les renseignements concernant la configuration du circuit, le genre de données d'entrée, la forme des résultats, ainsi que l'assemblage des parties du programme.

L'organisation du code du programme *Optim\_Wave* est présentée dans le tableau X.

La préparation du code d'entrée est simplifiée par la mise en place de 17 questions incluses dans ce code.

Le code, les fréquences et les données concernant les éléments du circuit d'entrée sont contenues dans un ensemble important de données.

Pendant chaque exécution du programme les calculs du circuit d'entrée sont toujours effectués en se basant sur cet ensemble.

Par contre : - le Test du circuit d'entrée

- L'optimisation du circuit d'entrée
- Le Test du circuit après optimisation

S'effectuent en fonction du vœu exprimé et affiché dans le code d'entrée après avoir introduit les données et avant l'exécution des parties suivantes du programme.

Les différentes parties comportent le 'menu' complet du programme *Optim\_Wave*. Dans le programme, tous les calculs sont effectués seulement à l'aide des paramètres *S* en

coordonnées cartésiennes. Les autres paramètres se manifestent uniquement pendant l'introduction des données-entrées et de la sortie des résultats.

Pendant l'optimisation et le test, le calcul des connexions des éléments est organisé de telle manière qu'on calcule uniquement les éléments qui concernent l'élément variable. Pour optimiser le circuit on utilise la méthode *DIRECT-SEARCH* adaptée au problème d'optimisation considéré.

Le programme *Optim\_Wave* est écrit en FORTRAN. Pour sa compilation on a utilisé le compilateur WATFOR77/8087. L'introduction des données est du type FREE FORMAT.

Le fichier exécutable est *Optim\_Wave* et son aide est disponible dans HLP.

L'organisation du code de connexion est donnée dans le tableau XIII.

### TABLEAU XIII

#### ORGANISATION du Logiciel *Optim\_Wave*

*I1 NBRE D'ELEMENTS*

*I2 TYPE D'ELEMENT*

*1 SOUS FORME MATRICIELLE*

*2 SOUS AUTRE FORME*

*3 DU MAGAZIN*

.....

*I3 DONN2ES D'ELEMENT #1 EN :*

*1 X-Y*

*2 COOR.POLAIRES*

.....

*I4 GENRE DE MATRICE D'ELEMENT. #1*

*1 S*

*2 Z*

*3 Y*

.....

*I5 CONFIGURATION DU TRANSISTOR*

*1 CHANGER CE (S) EN CB (G)*

*2 ,, ,, CE (S) EN CC (D)*

- 3 ,, ,, CB (G) EN CE (S)
- 4 ,, ,, CB (G) EN CE (S)
- 5 ,, ,, CB (G) EN CC (D)

.....  
**I6 TYPE D'ELEMENTS #2**

- 1 RLC CONST
- 2 RLC VARIABLE
- 3 LIGNE DE TRANSMISSION
- 4 MONOPORTE CONST. EN ENTREE
- 5 ,, ,, ,, EN SORTIE
- 6 ,, ,, VARIA. EN ENTREE
- 7 ,, ,, ,, EN SORTIE
- 8 TTRANSFORMATEUR IDEAL

.....  
**I7 TYPES DE LIGNES SANS PERTES**

- 1 LIGNE DE TRANSMISSION
- 2 LIGNE DE T. EN C.C
- 3 LIGNE DE T. OUVERTE

.....  
**I8 TYPE DE CONNEX. RLC EN 2PORTES**

- 1 PARALLELE
- 2 SERIE

.....  
**I9 FORME DE CONNEXION**

- 1 DONNEE+DONNEE=RESULTAT
- 2 ,, ,, + RESULTAT= ,,
- 3 RESULTAT+DONNEE = ,,
- 4 MEMOIR+RESULT = ,,
- 5 DONNEE+DONNEE = MEMOIRE

- 6 ,,,+RESULT= ,,,
- 7 RESULT + DONNEE= ,,,
- 8 MEMOIR+RESULT= ,,,
- 9 RESULT+ MEMOIR= ,,
- 0 ,, + ,, = RESULTAT

.....

**I10 TYPE DE CONNEXION**

- 1 EN CASCADE
- 2 SERIE-SERIE
- 3 PARALLELE-PARALLE
- 4 SERIE-PARALLELE
- 5 PARALLELE-SERIE

.....

**I11 FORME DES RESULTATS**

- 1 S
- 2 S+Z
- 3 S+Z+Y
- 4 S+Y
- 5 S SPECIALE
- 6 PARAMETRES D'AMPLI

.....

**I12 COORDONNEES RESULTAT**

- 1 X-Y
- 2 POLAIRE
- 3 X-Y ET POLAIRES

.....

**I13 MATRICE D'ELEMENT**

- 1 NON EXPOSEE
- 2 X-Y

- 3 *COORD. POLAIRES*
- 4 *X-Y ET POLAIRES*
- 5 *FORME SPECIALE*

.....

*I14 MATRICE S CONNEXION*

- 1 *NON EXPOSEE*
- 2 *X-Y*
- 3 *POLAIRES*
- 4 *X-Y ET POLAIRES*

.....

*I15 OPTIMISATION*

- 1 *OUI*
- 2 *NON*

.....

*I16 GENRE DE TEST*

- 1 *SANS TEST*
- 2 *TEST AVEC OPTIM*
- 3 *TEST APRES OPTIM*
- 4 *TEST AVANT ET APRES*

.....

*I17 TYPE DE TEST*

- 1 *PAS A PAS*
- 2 *EN POURCENTAGE*

## **5.6. Illustrations pratiques du fonctionnement du logiciel *Optim\_Wave* par la réalisation des circuits de l'oscillateur micro-onde**

### **5.6.1. Réalisations pratiques**

Ce chapitre présente quelques réalisations pratiques assistées par le programme d'optimisation *Optim\_Wave*.

Il faut noter cependant, que concernant la réalisation pratique, on était limité par le choix arbitraire de la bande de fréquence, par les éléments en notre possession tels que les transistors et les varactors, ainsi que les possibilités technique de réalisation de circuits intégrés micro-ondes.

En ce qui concerne les résultats obtenus par le logiciel, l'optimisation et les tests réalisés ont été parfaitement concluants.

Cette réalisation pratique a nécessité la conception et la réalisation pratique d'un polariseur qui est présenté sur la figure (6-1.a).

Sa construction est faite à la base d'une ligne micro ruban de 50 sur le substrat EPSILAM de :

- $\epsilon_{PS} = 2.650$
- $H(\text{mm}) = 1.760$
- $T(\text{mm}) = 0.0350$

Les entrées et sorties sont assurées par les transitions micro ruban-coaxiale 50 de standard N.

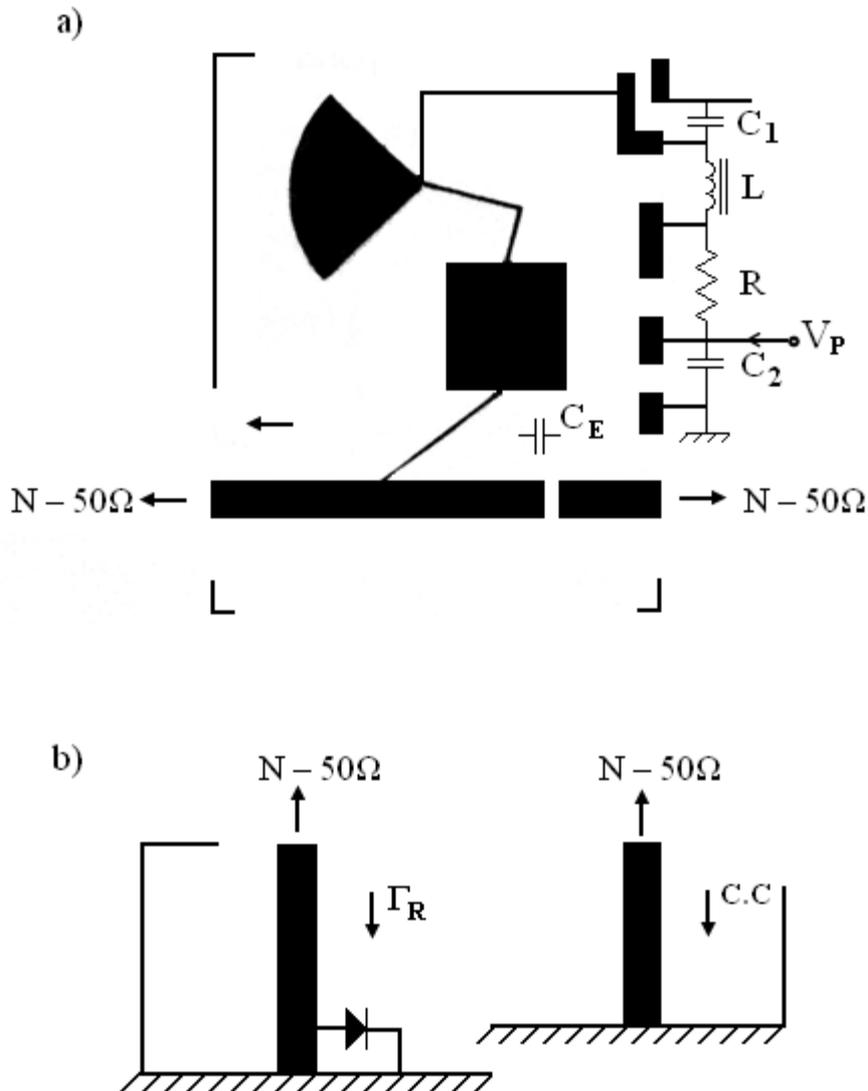


Fig 6-1

- a) Polariseur utilisé pour les mesures du circuit de réglage.
- b) Circuit de réglage avec la ligne de référence

La commande du signal de polarisation passe d'abord par un filtre *B.F.* et ensuite par le filtre micro-ondes passe bas réalisé par une suite de lignes d'impédances relativement faibles et fortes connectées en cascade comme cela est présenté dans le chapitre III-5-4.

L'une des sections est réalisée sous la forme d'une ligne 'papillon' « 62 ».

La figure (6-1-b) présente la topographie du circuit de réglage avec la ligne de référence permettant la mesure du coefficient de réflexion de ce circuit.

La figure (6-2) présente le circuit de mesure de la réflectance. Les résultats de mesure sont présentés sur les figures (6-3) et (6-4).

La première figure montre l'augmentation du diapason du circuit de réglage  $\phi_R$  par rapport à celui du varactor  $\phi_V$  au plan du varactor. La longueur optimale de la ligne court-circuitée après le varactor a été choisie pour la bande de fréquence (1 – 2 GHz).

La deuxième figure présente la variation mesurée du diapason  $\phi_R$  pour ce circuit dans la bande (2,12 – 4,0 GHz).

La figure (6-5) présente la topographie du circuit actif modifié à la base du transistor NE021 et par le circuit de sortie. Le transistor est monté en configuration B8C, et les circuits de polarisation assurent l'alimentation de l'émetteur et du collecteur. Il faut noter que cette carte est prévue pour le générateur H.F. donc pour cette mesure le circuit de polarisation du varactor est débranché. De plus, pour effectuer la mesure de la réflectance  $S_{ee}$  du transistor on a débranché le résonateur à la sortie.

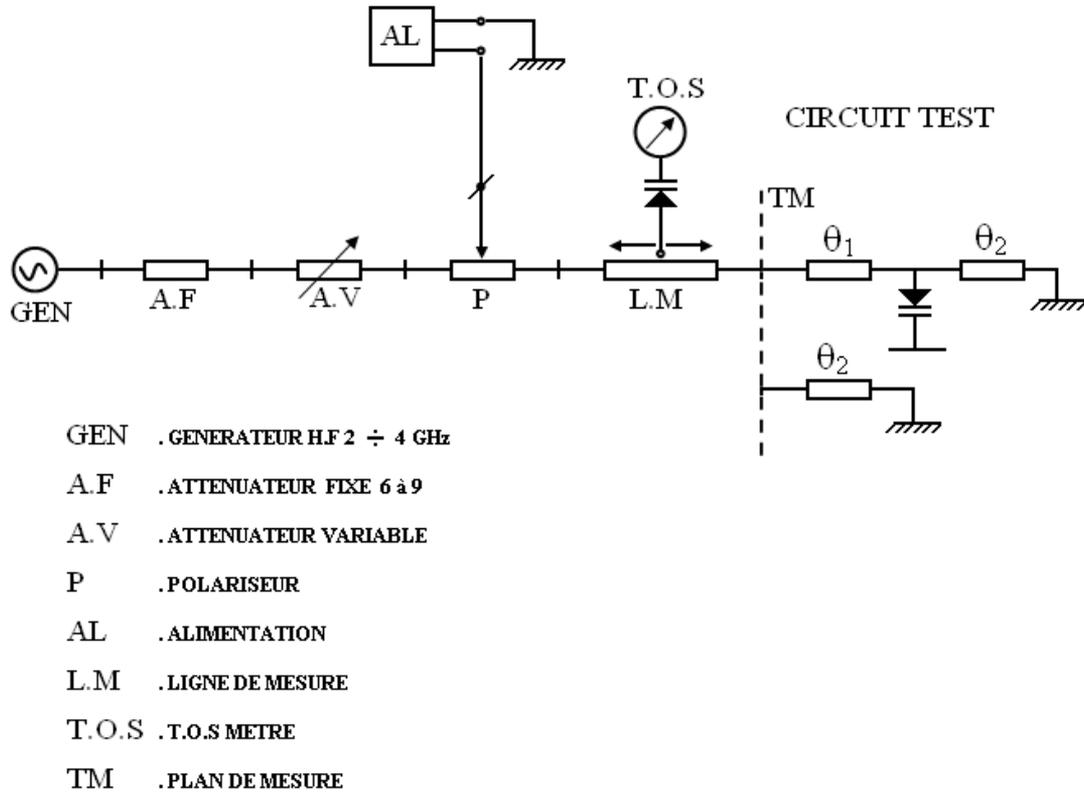


Fig. 6-2 Le circuit de mesure de la réflectance.

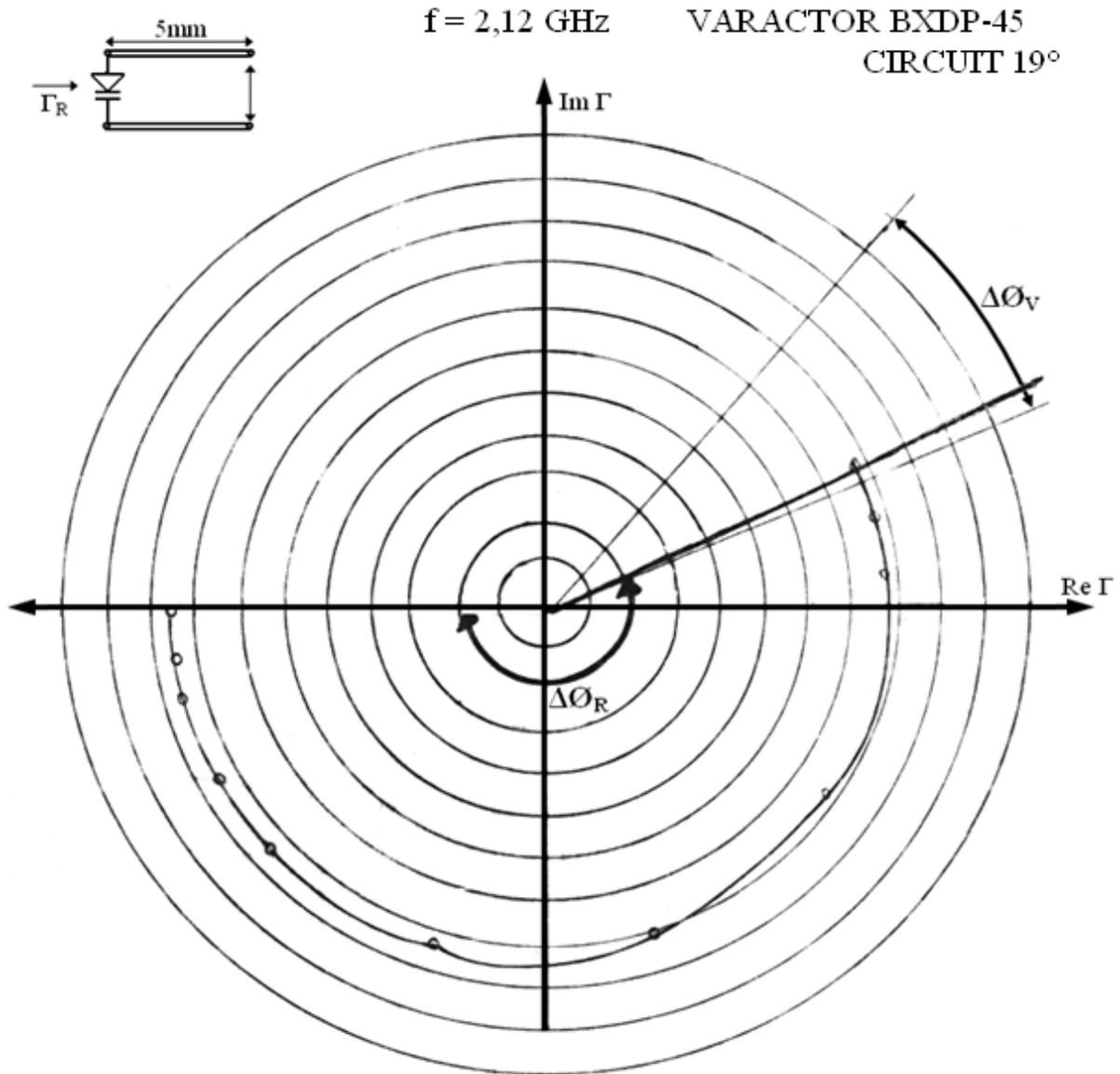


Fig. 6-3 Variation mesurée de  $\Gamma_R$  du circuit de réglage avec le VARACTOR.

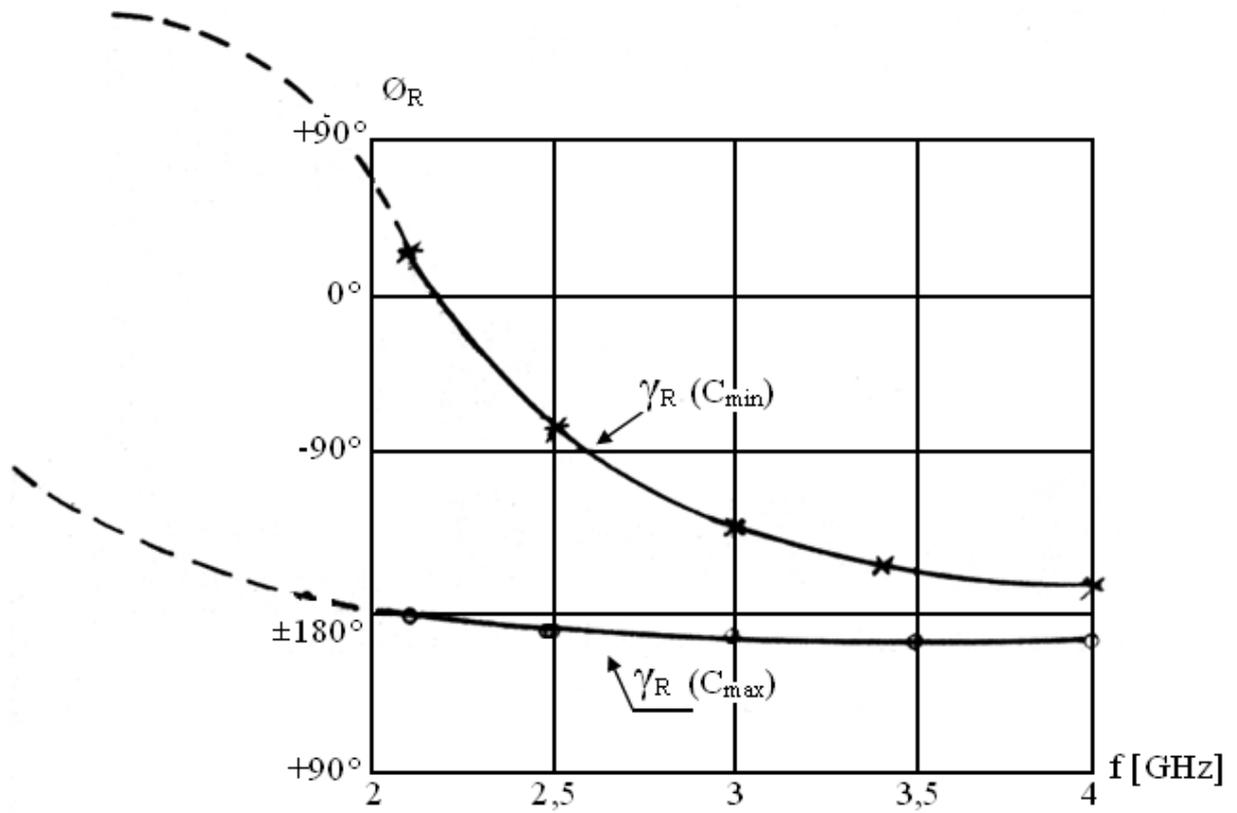


Fig. 6-4 Variation mesurée du diapason de la phase  $\varnothing_R$  du circuit.

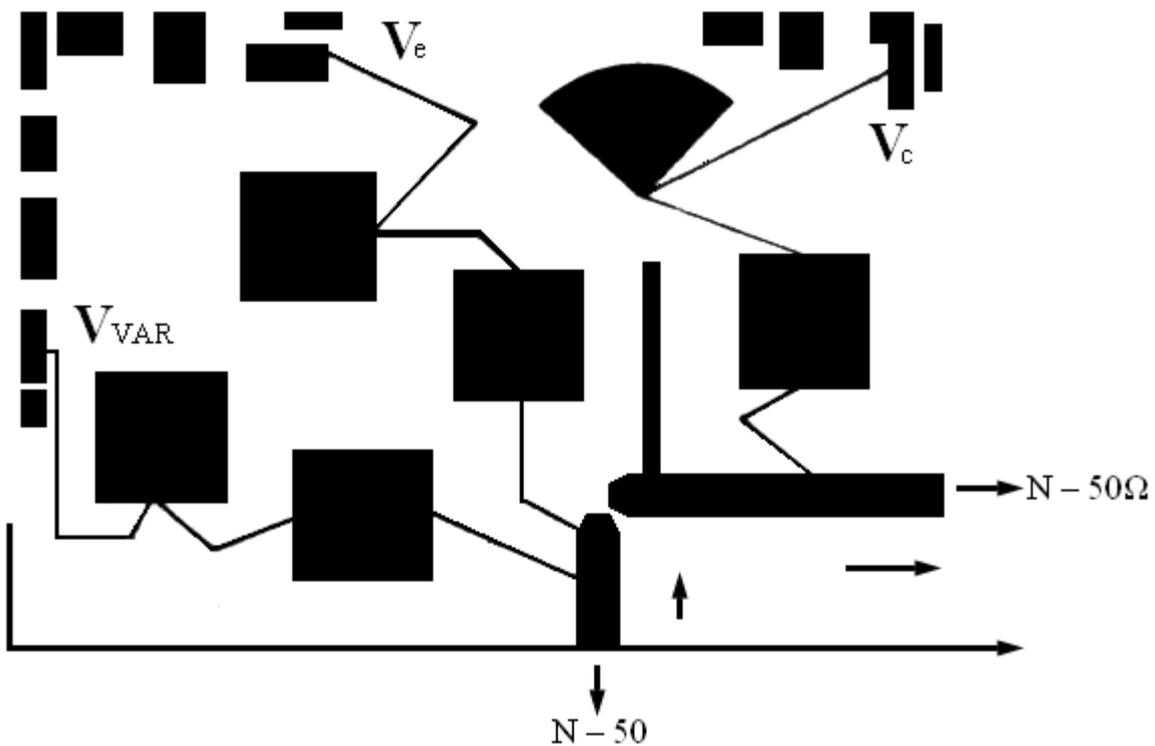


Fig. 6-5 Topographie du circuit actif modifié à la base du transistor NE021 et par le circuit de sortie pour la mesure des réflectances.

Les résultats de mesure sont illustrés sur la figure (6-9) où les courbes A, B, C représentent la réflectance du transistor avec la base court-circuitée, et la courbe D représente la réflectance du circuit actif chargé par le circuit de sortie avec le résonateur :

La variation de la réflectance du transistor *NE021* en fonction du courant de collecteur  $I_c$  pour la tension  $V_{cb} = 10V$  montre que le circuit devient actif pour les courants supérieurs à 3 mA. La valeur du module de ce coefficient de réflexion atteint 2,05 pour la valeur de 10 mA du courant du collecteur.

Les courbes B et C présentent la variation du module de la réflectance  $S_{ee}$  en fonction de la fréquence, dans la bande (24 GHz), pour le courant de polarisation  $I_c = 5\text{ mA}$  et  $I_c = 10\text{ mA}$ . On remarque la forte chute du module du coefficient de réflexion pour les fréquences supérieures à 2,75 GHz. Cet effet parasite est diminué par le fonctionnement du circuit de sortie, ce qui est présenté par la courbe D.

Le fait de ne pas avoir pratiquement obtenu une valeur assez grande du module de la réflectance pour les fréquences les plus élevées est dû à la fréquence de coupure  $f_t$  de ce transistor qui égale à 4,5 GHz.

La figure (6-7) présente la topographie du générateur accordé au voisinage de 2 GHz.

L'allure de la puissance mesurée, avec ou sans résonateur, de cette source en fonction de la fréquence est montrée sur la figure (6-8).

Toutes les réalisations sont faites à la base du substrat *EPSILAM*.

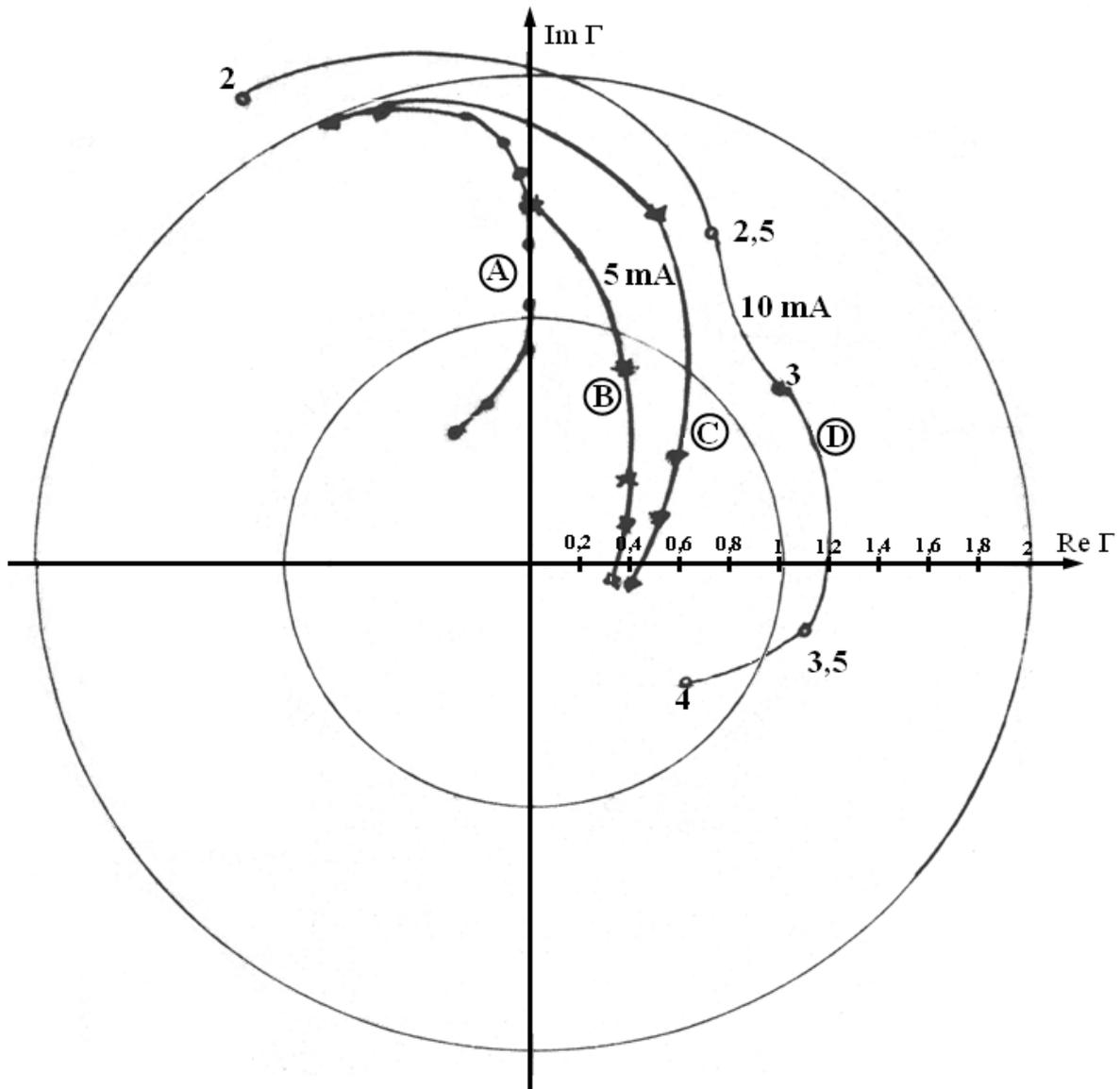


Fig. 6-6 Valeurs mesurées de  $\Gamma$  du circuit modifié « par la base » du transistor *NE021*.

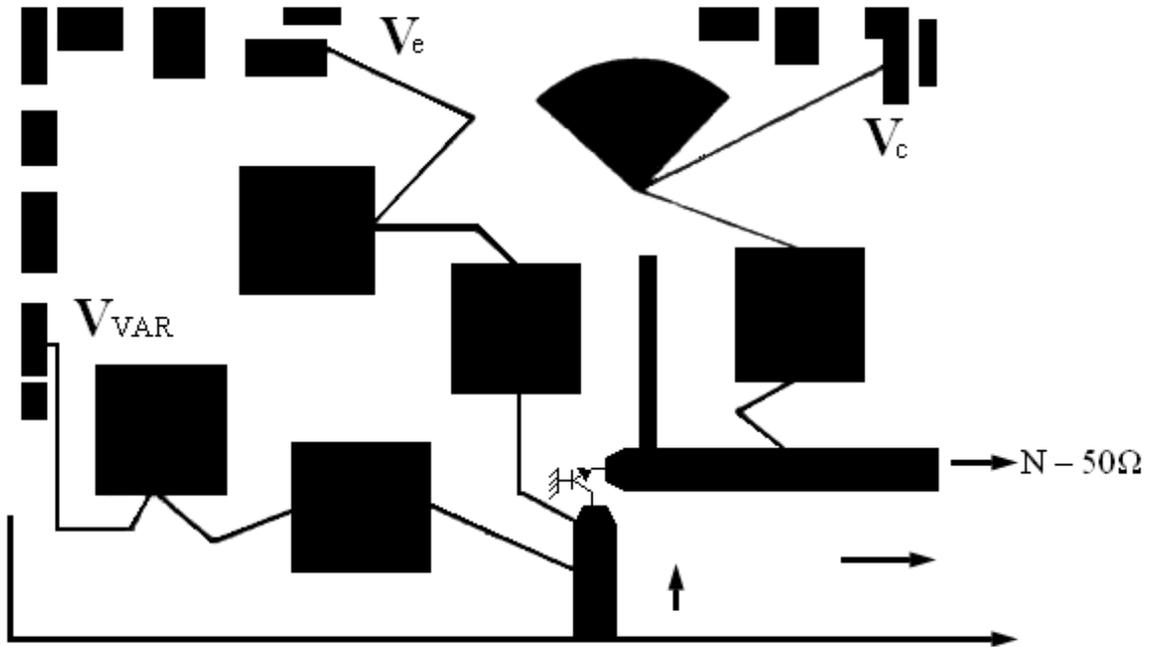


Fig. 6-7 Topologie du générateur H.F réalisé.

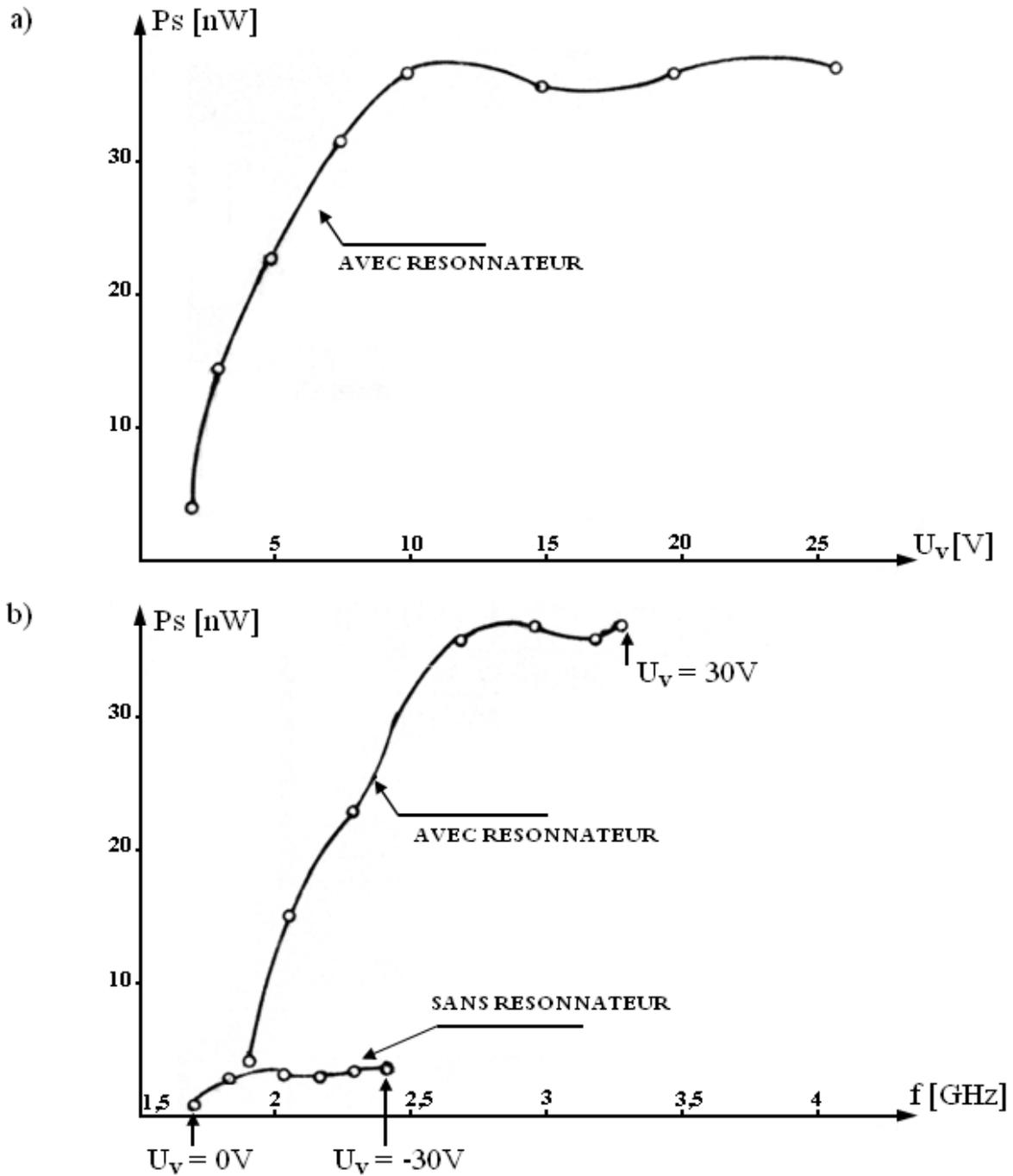


Fig. 6-8 La puissance de sortie mesurée en fonction :

- a) De la tension du varactor.
- b) De la fréquence.

### 5.6.2 Exemples de fonctionnement du logiciel *Optim\_Wave*:

Finalement, on a illustré le fonctionnement du programme *Optim\_Wave* par l'exemple suivant qui consiste en l'optimisation de la structure représentée sur la figure (3-7).

L'exécution du programme commence par la présentation des données-calcul qui sont étroitement liées à la bonne connaissance du *CODE DE CONNEXION*, ensuite a lieu la l'impression des matrices *S* des éléments qui forment le circuit et qui sont transformées par le calcul en matrices de connexions successives.

Dans cet exemple, le test avant optimisation n'a pas été demandé, ce qui permet au programme d'exécuter directement l'optimisation.

Celle-ci est effectuée après avoir introduit les données concernant le circuit et avoir choisi la fonction de but, le nombre d'itérations et les coefficients de pondération.

Dans cet exemple les valeurs optimales de l'impédance caractéristique du résonateur et de la longueur électrique du transformateur sont choisies, par le programme, égales à 35 et 30 deg respectivement après 19 itérations.

Les nouvelles matrices des connexions du circuit sont imprimées, suivies par les résultats de test opéré pour deux variables. Ce test permet de justifier les résultats de l'optimisation.

### Conclusion Chapitre 5

Ces résultats montrent que l'optimisation du circuit actif utilisé pour la conception de l'oscillateur ou de l'amplificateur micro-ondes est atteinte dans le processus de configuration du circuit de base qui consiste à effectuer des développements analytiques afin de déterminer directement les puissances optimales et à les placer aux bornes de l'élément actif dans le but d'atteindre une efficacité optimale. Une fois les charges connues, une synthèse des circuits tels que l'oscillateur micro-onde pris comme exemple dans notre recherche, permet de déduire la topologie des circuits non linéaires désirés.

Les résultats des tests montrent que cette technique permet de choisir le transistor *H.F* approprié, et se révèle comme étant un critère de sélection efficace pour optimiser les structures à la base de transistors micro-ondes parce que le choix du transistor requis pour la structure de l'oscillateur optimal pour notre recherche ou de l'amplificateur optimal est basé essentiellement sur la configuration des différents coefficients de niveau des transistors micro-ondes

Ces différents circuits sont optimisés dans un état stable dans le domaine fréquentiel. Toutefois, certaines configurations trouvent une meilleure concrétisation dans le domaine d'analyse temporel. Les circuits obtenus sont considérés comme quasi-linéaires car le domaine d'investigation des circuits non-linéaires ne peut pas être normalement conduit avec des fonctions analytiques.

En utilisant, alors, la théorie de modification basée sur l'introduction du coefficient de niveau  $N$ , on peut montrer que certaines configurations sont plus faciles à atteindre que d'autres. Cette modification est représentée sur l'Abaque de Smith qui montre la transformation  $M$  et les courbes représentant les coefficients de réflexion au niveau du plan actif du circuit de l'oscillateur micro-onde, obtenues pour une large bande de fréquences [11],[12],[16].

Sachant que les paramètres d'un circuit micro-onde actif ainsi que les paramètres  $S$  du transistor dépendent de l'amplitude du signal  $H.F$  en entrée du circuit.

Les circuits présentés ici peuvent être considérés comme étant des modèles pour le traitement et l'optimisation de circuits similaires [11], [12],[16].

**L'exécution du programme Optim\_Wave**

**(Modification du circuit actif)**

PROGRAM Optim\_wave

DONNEES-CALCUL

NBRE ELEMENTS DU CIRCUIT 4  
TYPE ELEM. DU CIRC 3 2 2 2  
GENRE D'ELEM. DE TYPE #2 3 3 3  
TYPE LIGNE S/PERTES 2 3 1  
FORME CONNEXION 1 3 3  
TYPE CONNEXION 2 1 1  
FORME RESULTAT 1  
COORDONNEES RESULTS 2  
MATRICE S ELEMENTS SUIVANTS 3  
MATRICE S CONNEXION SUIVANTE 3  
OPTIMISATION 2  
PROC.TEST 3  
TYPE DE TEST 1  
NBRE. DE FREQUENCES 9  
FREQUENCE DE REFERENCE 3.000  
FREQUENCES :  
2.000 2.250 2.500 2.750 3.000 3.250 3.500 3.750 4.000

1	0.920	152.000	0.060	117.000	1.720	-76.000	1.100	-69.000
	0.935	148.000	0.070	112.500	1.700	-84.000	1.095	-75.000
	0.950	144.000	0.080	108.000	1.680	-92.000	1.090	-81.000
	0.955	139.500	0.100	103.000	1.625	-102.500	1.110	-88.500
	0.960	135.000	0.120	98.000	1.570	-113.000	1.130	-96.000
	0.960	130.000	0.135	93.000	1.510	-124.000	1.125	-103.500
	0.960	125.000	0.150	88.000	1.450	-135.000	1.120	-111.000
	0.955	120.500	0.165	82.500	1.390	-145.500	1.110	-118.500
	0.950	116.000	0.180	77.000	1.330	-156.000	1.100	-126.000

2 15.000 50.000

3 190.000 50.000

4 40.000 25.000

MATRICE S (MOD/ARG) D'ELEMENTS

1	0.920	152.000	0.060	117.000	1.720	-76.000	1.100	-69.000
	0.935	148.000	0.070	112.500	1.700	-84.000	1.095	-75.000
	0.950	144.000	0.080	108.000	1.680	-92.000	1.090	-81.000
	0.955	139.500	0.100	103.000	1.625	-102.500	1.110	-88.500
	0.960	135.000	0.120	98.000	1.570	-113.000	1.130	-96.000
	0.960	130.000	0.135	93.000	1.510	-124.000	1.125	-103.500

	0.960	125.000	0.150	88.000	1.450	-135.000	1.120	-111.000
	0.955	120.500	0.165	82.500	1.390	-145.500	1.110	-118.500
	0.950	116.000	0.180	77.000	1.330	-156.000	1.100	-126.000
2	0.943	160.575	0.333	70.575	0.333	70.575	0.943	160.575
	0.929	158.306	0.370	68.306	0.370	68.306	0.929	158.306
	0.914	156.088	0.405	66.088	0.405	66.088	0.914	156.088
	0.898	153.923	0.440	63.923	0.440	63.923	0.898	153.923
	0.881	151.813	0.472	61.813	0.472	61.813	0.881	151.813
	0.864	149.760	0.504	59.760	0.504	59.760	0.864	149.760
	0.846	147.765	0.533	57.765	0.533	57.765	0.846	147.765
	0.827	145.827	0.562	55.827	0.562	55.827	0.827	145.827
	0.808	143.948	0.589	53.948	0.589	53.948	0.808	143.948
3	0.558	123.886	0.830	33.886	0.830	33.886	0.558	123.886
	0.358	110.990	0.934	20.990	0.934	20.990	0.358	110.990
	0.195	101.235	0.981	11.235	0.981	11.235	0.195	101.235
	0.051	92.924	0.999	2.924	0.999	2.924	0.051	92.924
	0.088	-95.038	0.996	-5.038	0.996	-5.038	0.088	-95.038
	0.235	-103.608	0.972	-13.608	0.972	-13.608	0.235	-103.608
	0.407	-113.987	0.914	-23.987	0.914	-23.987	0.407	-113.987
	0.617	-128.126	0.787	-38.126	0.787	-38.126	0.617	-128.126
	0.858	-149.089	0.514	-59.088	0.514	-59.088	0.858	-149.089
4	0.319	-122.120	0.948	-32.120	0.948	-32.120	0.319	-122.120
	0.351	-125.818	0.936	-35.818	0.936	-35.818	0.351	-125.818
	0.381	-129.425	0.925	-39.425	0.925	-39.425	0.381	-129.425
	0.409	-132.941	0.913	-42.941	0.913	-42.941	0.409	-132.941
	0.434	-136.367	0.901	-46.366	0.901	-46.366	0.434	-136.367
	0.458	-139.704	0.889	-49.704	0.889	-49.704	0.458	-139.704
	0.479	-142.956	0.878	-52.956	0.878	-52.956	0.479	-142.956
	0.498	-146.127	0.867	-56.127	0.867	-56.127	0.498	-146.127
	0.515	-149.223	0.857	-59.223	0.857	-59.223	0.515	-149.223

MATRICE S (MOD/ARG) CONNEXION SUIVANTE

1	1.208	138.555	0.296	119.118	1.898	-92.184	1.252	-83.636
	1.260	130.302	0.358	109.992	1.863	-105.559	1.243	-94.556
	1.295	121.695	0.417	100.549	1.803	-119.561	1.217	-106.006
	1.284	111.655	0.485	90.141	1.670	-137.622	1.187	-119.368
	1.245	102.120	0.540	80.206	1.524	-155.692	1.138	-132.304
	1.182	93.253	0.569	70.736	1.369	-173.423	1.046	-144.601
	1.111	85.532	0.588	62.312	1.230	169.654	0.958	-155.925
	1.038	79.316	0.599	54.912	1.115	154.179	0.876	-166.390
	0.971	74.087	0.606	48.342	1.021	139.614	0.807	-176.016
2	1.530	153.761	0.379	-163.002	2.426	-14.304	1.388	51.679
	1.666	129.697	0.569	143.382	2.965	-72.168	1.543	-33.748
	1.446	116.705	0.536	110.305	2.315	-109.805	1.339	-85.923
	1.301	109.875	0.511	91.432	1.763	-136.332	1.207	-116.293
	1.246	105.226	0.503	79.107	1.418	-156.791	1.121	-135.356
	1.242	100.501	0.496	68.957	1.193	-175.202	1.035	-149.080
	1.292	95.371	0.500	59.584	1.047	166.925	0.969	-159.651

Chapitre 5. Réalisation pratique et mise en œuvre du logiciel Optim\_Wave

	1.433	89.422	0.513	49.186	0.955	148.453	0.911	-168.064
	1.872	77.622	0.531	31.799	0.895	123.071	0.856	-173.582
3	1.405	142.704	0.378	138.772	2.424	-72.531	1.388	-51.867
	1.286	133.146	0.351	100.413	1.827	-115.137	1.235	-116.281
	1.280	128.592	0.342	82.651	1.480	-137.458	1.150	-145.389
	1.315	122.678	0.370	69.928	1.275	-157.836	1.113	-164.953
	1.380	116.054	0.412	59.020	1.162	-176.879	1.083	179.586
	1.466	107.834	0.460	47.146	1.106	162.987	1.030	165.414
	1.580	98.289	0.519	34.175	1.087	141.516	0.967	151.541
	1.749	87.142	0.588	18.505	1.093	117.772	0.881	137.495
	2.115	70.397	0.649	-5.067	1.094	86.205	0.775	125.316

DONNEES D'OPTIMIS.                    MAXIMUM DE FONC Y NUMER 5                    IX = 2                    MAX IT = 100

I	X	DX	GX	DEL	RDEL	DDEL	ELEMENT	IDENTX
1	50.000	35.000	60.000	1.000	0.100	0.100	3	2
2	40.000	30.000	60.000	1.000	0.100	0.100	4	1

W1 = 1.000 , W2 = 0.000 , W3 = 0.002

SEARCH CONTROL IT,Y,AX(IX)

1	0.65973520	50.0	40.0
2	0.66076398	49.0	41.0
3	0.66191465	48.0	42.0
4	0.66318834	47.0	43.0
5	0.66610759	45.0	45.0
6	0.66775376	44.0	46.0
7	0.67343307	41.0	49.0
8	0.67556757	40.0	50.0
9	0.68774283	36.0	50.0
10	0.69374681	35.0	49.0
11	0.69532442	35.0	48.0
12	0.69709545	35.0	47.0
13	0.70122904	35.0	45.0
14	0.70359105	35.0	44.0
15	0.71180284	35.0	41.0
16	0.71488619	35.0	40.0
17	0.72857493	35.0	36.0
18	0.73224348	35.0	35.0
19	0.75092703	35.0	30.0

RESULTATS D'OPTIMSA.                    Y = 0.751                    NBRE IT = 19

I	AX	ELEMENT	IDENTX
1	35.000	3	2
2	30.000	4	1

MATRICE S (MOD/ARG)D' ELEMENTS

1	0.920	152.000	0.060	117.000	1.720	-76.000	1.100	-69.000
	0.935	148.000	0.070	112.500	1.700	-84.000	1.095	-75.000
	0.950	144.000	0.080	108.000	1.680	-92.000	1.090	-81.000
	0.955	139.500	0.100	103.000	1.625	-102.500	1.110	-88.500
	0.960	135.000	0.120	98.000	1.570	-113.000	1.130	-96.000
	0.960	130.000	0.135	93.000	1.510	-124.000	1.125	-103.500
	0.960	125.000	0.150	88.000	1.450	-135.000	1.120	-111.000
	0.955	120.500	0.165	82.500	1.390	-145.500	1.110	-118.500
	0.950	116.000	0.180	77.000	1.330	-156.000	1.100	-126.000
2	0.943	160.575	0.333	70.575	0.333	70.575	0.943	160.575
	0.929	158.306	0.370	68.306	0.370	68.306	0.929	158.306
	0.914	156.088	0.405	66.088	0.405	66.088	0.914	156.088
	0.898	153.923	0.440	63.923	0.440	63.923	0.898	153.923
	0.881	151.813	0.472	61.813	0.472	61.813	0.881	151.813
	0.864	149.760	0.504	59.760	0.504	59.760	0.864	149.760
	0.846	147.765	0.533	57.765	0.533	57.765	0.846	147.765
	0.827	145.827	0.562	55.827	0.562	55.827	0.827	145.827
	0.808	143.948	0.589	53.948	0.589	53.948	0.808	143.948
3	0.692	133.815	0.722	43.815	0.722	43.815	0.692	133.815
	0.481	118.727	0.877	28.727	0.877	28.727	0.481	118.727
	0.273	105.842	0.962	15.842	0.962	15.842	0.273	105.842
	0.073	94.174	0.997	4.174	0.997	4.174	0.073	94.174
	0.125	-97.178	0.992	-7.178	0.992	-7.178	0.125	-97.178
	0.327	-109.076	0.945	-19.076	0.945	-19.076	0.327	-109.076
	0.536	-122.443	0.844	-32.443	0.844	-32.443	0.536	-122.443
	0.746	-138.270	0.666	-48.270	0.666	-48.270	0.746	-138.270
	0.922	-157.260	0.387	-67.260	0.387	-67.260	0.922	-157.260
4	0.248	-114.464	0.969	-24.464	0.969	-24.464	0.248	-114.464
	0.276	-117.374	0.961	-27.374	0.961	-27.374	0.276	-117.374
	0.302	-120.237	0.953	-30.237	0.953	-30.237	0.302	-120.237
	0.327	-123.052	0.945	-33.052	0.945	-33.052	0.327	-123.052
	0.351	-125.818	0.936	-35.818	0.936	-35.818	0.351	-125.818
	0.374	-128.532	0.928	-38.532	0.928	-38.532	0.374	-128.532
	0.395	-131.194	0.919	-41.194	0.919	-41.194	0.395	-131.194
	0.415	-133.806	0.910	-43.806	0.910	-43.806	0.415	-133.806
	0.434	-136.367	0.901	-46.366	0.901	-46.366	0.434	-136.367

MATRICE S (MOD/ARG) CONNEXION SUIVANTE

1	1.208	138.555	0.296	119.118	1.898	-92.184	1.252	-83.636
	1.260	130.302	0.358	109.992	1.863	-105.559	1.243	-94.556
	1.295	121.695	0.417	100.549	1.803	-119.561	1.217	-106.006
	1.284	111.655	0.485	90.141	1.670	-137.622	1.187	-119.368
	1.245	102.120	0.540	80.206	1.524	-155.692	1.138	-132.304
	1.182	93.253	0.569	70.736	1.369	-173.423	1.046	-144.601
	1.111	85.532	0.588	62.312	1.230	169.654	0.958	-155.925
	1.038	79.316	0.599	54.912	1.115	154.179	0.876	-166.390
	0.971	74.087	0.606	48.342	1.021	139.614	0.807	-176.016

2	1.390	158.590	0.267	-140.816	1.710	7.881	1.209	93.568
	1.851	137.231	0.607	166.987	3.162	-48.563	1.604	4.911
	1.557	115.200	0.601	116.309	2.597	-103.800	1.413	-74.451
	1.310	109.079	0.524	92.029	1.806	-135.734	1.216	-114.888
	1.248	106.426	0.488	78.681	1.377	-157.217	1.114	-136.554
	1.270	102.834	0.470	68.327	1.131	-175.832	1.032	-150.678
	1.365	97.915	0.470	58.650	0.984	165.991	0.973	-160.922
	1.582	90.991	0.482	47.213	0.897	146.480	0.922	-168.709
	2.175	74.978	0.494	26.082	0.834	117.354	0.876	-173.283
3	1.486	153.692	0.355	-173.750	2.278	-25.052	1.348	30.986
	1.473	130.306	0.471	120.338	2.455	-95.212	1.395	-77.596
	1.313	124.285	0.404	90.453	1.747	-129.656	1.205	-127.972
	1.292	119.908	0.394	74.539	1.357	-153.225	1.127	-154.147
	1.336	114.911	0.408	63.101	1.150	-172.797	1.081	-171.265
	1.419	108.269	0.431	51.879	1.036	167.720	1.027	175.128
	1.554	100.180	0.466	40.070	0.975	147.411	0.974	163.251
	1.789	89.943	0.512	25.525	0.952	124.792	0.911	152.429
	2.332	71.030	0.548	0.874	0.925	92.146	0.845	144.300

DONNEES A TESTER PAS-PAS IX = 2

I	DX	GX	DEL	ELEMENT	IDENTX
1	15.000	22.000	1.000	2	1
2	170.000	230.000	5.000	3	1

RESULTATS DU TEST / MATRICE S (MOD/ARG) /

1	15.000							
	1.486	153.7	0.355	-173.7	2.278	-25.1	1.348	31.0
	1.473	130.3	0.471	120.3	2.455	-95.2	1.395	-77.6
	1.313	124.3	0.404	90.5	1.747	-129.7	1.205	-128.0
	1.292	119.9	0.394	74.5	1.357	-153.2	1.127	-154.1
	1.336	114.9	0.408	63.1	1.150	-172.8	1.081	-171.3
	1.419	108.3	0.431	51.9	1.036	167.7	1.027	175.1
	1.554	100.2	0.466	40.1	0.975	147.4	0.974	163.3
	1.789	89.9	0.512	25.5	0.952	124.8	0.911	152.4
	2.332	71.0	0.548	0.9	0.925	92.1	0.845	144.3
	16.000							
	1.540	153.4	0.387	-174.1	2.341	-26.0	1.375	29.7
	1.512	128.5	0.506	118.7	2.483	-97.5	1.413	-80.1
	1.338	122.6	0.431	89.0	1.753	-131.8	1.209	-129.9
	1.315	118.1	0.420	73.0	1.362	-155.6	1.127	-155.9
	1.363	112.8	0.436	61.4	1.158	-175.7	1.076	-173.0
	1.452	105.7	0.463	49.8	1.048	164.2	1.016	173.4
	1.595	97.0	0.504	37.2	0.994	142.9	0.955	161.4
	1.843	85.4	0.556	21.3	0.979	118.7	0.880	150.8
	2.377	62.9	0.593	-6.9	0.949	82.3	0.802	144.6

17.000

1.599	153.0	0.420	-174.6	2.409	-26.9	1.405	28.3
1.552	126.7	0.541	116.9	2.511	-99.8	1.430	-82.6
1.362	120.8	0.458	87.4	1.758	-134.1	1.213	-131.9
1.339	116.2	0.447	71.5	1.366	-158.1	1.125	-157.7
1.389	110.6	0.465	59.6	1.164	-178.6	1.070	-174.7
1.483	103.1	0.496	47.5	1.059	160.5	1.003	171.5
1.634	93.6	0.542	34.2	1.011	138.2	0.933	159.5
1.890	80.5	0.601	16.8	1.002	112.3	0.843	149.3
2.375	54.5	0.628	-15.0	0.957	72.1	0.761	146.0

18.000

1.663	152.5	0.457	-175.2	2.481	-27.9	1.436	26.8
1.590	124.8	0.578	115.0	2.537	-102.3	1.446	-85.3
1.386	118.9	0.486	85.8	1.761	-136.4	1.215	-134.0
1.361	114.2	0.474	69.8	1.369	-160.7	1.122	-159.5
1.415	108.4	0.495	57.7	1.170	178.3	1.062	-176.5
1.514	100.3	0.529	45.1	1.069	156.7	0.988	169.6
1.669	90.0	0.580	31.0	1.026	133.3	0.906	157.6
1.925	75.3	0.643	12.0	1.021	105.6	0.800	148.0
2.323	45.9	0.649	-23.3	0.945	61.8	0.727	148.3

19.000

1.731	152.0	0.496	-175.8	2.560	-29.0	1.471	25.3
1.629	122.7	0.615	113.1	2.560	-104.8	1.461	-88.0
1.409	117.0	0.514	84.1	1.763	-138.8	1.216	-136.1
1.383	112.2	0.502	68.1	1.370	-163.4	1.117	-161.4
1.440	106.0	0.525	55.7	1.175	175.1	1.052	-178.4
1.542	97.5	0.563	42.6	1.078	152.7	0.970	167.6
1.700	86.2	0.619	27.5	1.039	128.1	0.876	155.7
1.946	69.9	0.683	6.9	1.033	98.5	0.753	147.1
2.225	37.7	0.657	-31.2	0.915	51.7	0.706	151.4

20.000

1.805	151.5	0.539	-176.5	2.644	-30.2	1.508	23.7
1.666	120.6	0.653	111.0	2.581	-107.4	1.475	-90.9
1.431	115.1	0.542	82.4	1.763	-141.2	1.217	-138.3
1.404	110.1	0.530	66.3	1.371	-166.1	1.112	-163.3
1.463	103.6	0.556	53.6	1.179	171.8	1.041	179.6
1.568	94.5	0.597	39.9	1.085	148.5	0.949	165.6
1.726	82.2	0.656	23.9	1.049	122.8	0.841	153.8
1.950	64.3	0.718	1.6	1.037	91.3	0.703	146.9
2.094	29.9	0.652	-38.7	0.872	42.2	0.699	154.7

21.000

1.885	150.8	0.585	-177.3	2.736	-31.4	1.548	21.9
1.703	118.4	0.691	108.8	2.598	-110.2	1.487	-93.8
1.452	113.1	0.571	80.6	1.761	-143.7	1.215	-140.5
1.424	108.0	0.558	64.5	1.370	-168.9	1.105	-165.4
1.485	101.1	0.587	51.4	1.181	168.3	1.027	177.6
1.592	91.3	0.631	37.1	1.090	144.2	0.925	163.5
1.744	78.1	0.692	20.1	1.055	117.2	0.802	152.1
1.937	58.5	0.747	-3.8	1.033	83.9	0.652	147.4

	1.944	22.9	0.638	-45.4	0.820	33.3	0.703	157.7
	22.000							
	1.972	150.1	0.635	-178.1	2.835	-32.7	1.592	20.1
	1.738	116.2	0.729	106.6	2.612	-113.0	1.497	-96.9
	1.471	111.1	0.599	78.7	1.757	-146.3	1.213	-142.8
	1.443	105.8	0.586	62.5	1.367	-171.8	1.096	-167.4
	1.505	98.5	0.618	49.2	1.182	164.8	1.011	175.5
	1.611	88.1	0.665	34.2	1.094	139.8	0.898	161.4
	1.755	73.9	0.726	16.2	1.058	111.5	0.760	150.5
	1.906	52.8	0.769	-9.2	1.020	76.5	0.604	149.0
	1.788	16.7	0.618	-51.3	0.766	25.3	0.716	160.2
2	170.000							
	1.266	158.9	0.174	-138.8	1.117	9.9	1.094	100.0
	1.780	142.1	0.540	165.5	2.815	-50.0	1.498	-1.3
	1.515	119.5	0.549	104.9	2.373	-115.2	1.354	-99.4
	1.336	114.2	0.485	79.7	1.673	-148.0	1.188	-142.1
	1.321	110.1	0.476	65.6	1.344	-170.3	1.109	-164.7
	1.362	104.1	0.489	53.6	1.176	169.4	1.034	179.2
	1.436	96.4	0.523	41.9	1.094	149.3	0.967	166.0
	1.539	87.3	0.573	29.1	1.067	128.4	0.887	154.1
	1.681	74.9	0.639	13.5	1.077	104.8	0.783	143.4
	175.000							
	1.317	158.7	0.217	-145.5	1.388	3.2	1.142	85.5
	1.737	137.0	0.555	150.8	2.891	-64.7	1.521	-25.8
	1.437	120.5	0.502	99.9	2.169	-120.3	1.302	-109.0
	1.318	115.9	0.457	78.1	1.576	-149.6	1.168	-145.8
	1.324	111.5	0.457	64.9	1.289	-171.0	1.101	-166.6
	1.375	105.2	0.474	53.2	1.140	169.0	1.032	178.2
	1.462	97.4	0.510	41.5	1.067	148.8	0.968	165.4
	1.586	87.9	0.561	28.4	1.045	127.7	0.892	153.8
	1.776	74.8	0.628	11.7	1.059	103.0	0.791	143.6
	180.000							
	1.376	157.9	0.263	-153.6	1.687	-4.9	1.203	69.0
	1.651	133.3	0.538	138.2	2.806	-77.3	1.496	-46.8
	1.382	121.8	0.463	96.0	2.002	-124.1	1.262	-116.6
	1.306	117.4	0.433	76.8	1.493	-151.0	1.152	-148.9
	1.327	112.7	0.439	64.3	1.240	-171.6	1.094	-168.2
	1.389	106.3	0.460	52.7	1.105	168.6	1.030	177.2
	1.490	98.3	0.496	41.1	1.038	148.4	0.970	164.7
	1.641	88.6	0.548	27.6	1.019	126.9	0.898	153.4
	1.899	74.3	0.612	9.4	1.033	100.7	0.803	143.9
	185.000							
	1.436	156.2	0.311	-163.0	1.995	-14.3	1.276	50.7
	1.557	131.2	0.507	128.2	2.640	-87.4	1.447	-63.9
	1.343	123.1	0.431	92.9	1.864	-127.2	1.230	-122.8
	1.298	118.7	0.412	75.6	1.421	-152.2	1.139	-151.7
	1.331	113.9	0.423	63.7	1.194	-172.2	1.087	-169.8
	1.404	107.3	0.445	52.3	1.071	168.1	1.029	176.1

1.520	99.2	0.482	40.6	1.008	147.9	0.972	164.0
1.707	89.3	0.532	26.7	0.989	126.0	0.904	153.0
2.071	73.3	0.589	6.1	0.993	97.3	0.819	144.2
190.000							
1.486	153.7	0.355	-173.7	2.278	-25.1	1.348	31.0
1.473	130.3	0.471	120.3	2.455	-95.2	1.395	-77.6
1.313	124.3	0.404	90.5	1.747	-129.7	1.205	-128.0
1.292	119.9	0.394	74.5	1.357	-153.2	1.127	-154.1
1.336	114.9	0.408	63.1	1.150	-172.8	1.081	-171.3
1.419	108.3	0.431	51.9	1.036	167.7	1.027	175.1
1.554	100.2	0.466	40.1	0.975	147.4	0.974	163.3
1.789	89.9	0.512	25.5	0.952	124.8	0.911	152.4
2.332	71.0	0.548	0.9	0.925	92.1	0.845	144.3
195.000							
1.513	150.5	0.389	174.8	2.492	-36.5	1.407	10.8
1.406	130.2	0.437	114.2	2.278	-101.3	1.347	-88.6
1.292	125.4	0.381	88.4	1.647	-131.7	1.184	-132.4
1.288	121.0	0.377	73.6	1.299	-154.2	1.117	-156.4
1.342	115.9	0.393	62.6	1.108	-173.3	1.075	-172.7
1.436	109.3	0.416	51.4	1.000	167.3	1.025	174.1
1.593	101.2	0.449	39.5	0.938	146.8	0.976	162.4
1.897	90.6	0.486	24.0	0.903	123.3	0.921	151.7
2.763	65.6	0.464	-8.5	0.783	82.8	0.892	143.7
200.000							
1.511	147.2	0.407	163.4	2.608	-47.9	1.439	-8.7
1.353	130.5	0.407	109.4	2.120	-106.1	1.306	-97.6
1.275	126.5	0.361	86.6	1.561	-133.5	1.166	-136.2
1.285	122.0	0.361	72.7	1.246	-155.0	1.108	-158.5
1.348	116.9	0.378	62.0	1.067	-173.9	1.070	-174.1
1.454	110.2	0.400	51.0	0.963	166.8	1.023	173.0
1.639	102.2	0.428	38.8	0.896	146.2	0.978	161.4
2.046	91.1	0.449	21.9	0.835	121.2	0.933	150.7
3.468	50.8	0.240	-29.0	0.404	62.3	0.972	139.9
205.000							
1.483	144.3	0.409	152.8	2.623	-58.5	1.444	-26.6
1.312	131.1	0.380	105.5	1.982	-110.0	1.272	-105.1
1.262	127.4	0.343	85.1	1.484	-135.0	1.151	-139.5
1.284	122.9	0.347	72.0	1.196	-155.8	1.100	-160.4
1.355	117.8	0.364	61.5	1.027	-174.4	1.065	-175.5
1.474	111.2	0.384	50.5	0.923	166.3	1.021	171.8
1.695	103.3	0.404	38.0	0.845	145.4	0.980	160.3
2.273	91.1	0.393	18.8	0.731	118.1	0.949	149.2
3.504	15.0	0.313	106.0	0.528	-162.7	0.952	127.6
210.000							
1.439	142.1	0.400	143.5	2.562	-67.8	1.426	-42.4
1.280	131.8	0.357	102.3	1.861	-113.2	1.243	-111.4
1.252	128.3	0.327	83.7	1.415	-136.4	1.138	-142.6
1.284	123.8	0.333	71.2	1.149	-156.6	1.093	-162.3

1.363	118.7	0.350	61.0	0.987	-174.9	1.060	-176.9
1.497	112.3	0.366	50.0	0.880	165.8	1.019	170.6
1.766	104.5	0.374	37.1	0.783	144.4	0.983	158.8
2.658	90.0	0.294	13.5	0.546	112.7	0.972	146.4
1.839	-9.9	0.665	65.0	1.122	156.3	0.762	126.5
215.000							
1.391	140.6	0.383	135.6	2.457	-75.7	1.397	-56.1
1.254	132.5	0.337	99.6	1.756	-115.9	1.218	-116.7
1.244	129.2	0.313	82.5	1.353	-137.6	1.127	-145.3
1.284	124.6	0.320	70.5	1.103	-157.3	1.086	-164.1
1.371	119.6	0.335	60.5	0.945	-175.4	1.055	-178.3
1.524	113.4	0.346	49.4	0.832	165.2	1.017	169.1
1.860	105.8	0.335	35.8	0.701	143.2	0.986	157.0
3.425	84.6	0.076	2.1	0.141	101.3	0.998	140.2
0.945	1.0	0.721	47.2	1.216	138.5	0.712	132.2
220.000							
1.345	139.8	0.364	129.0	2.334	-82.3	1.363	-67.7
1.234	133.2	0.319	97.3	1.662	-118.2	1.198	-121.4
1.238	130.0	0.300	81.4	1.295	-138.7	1.117	-147.8
1.285	125.5	0.307	69.8	1.059	-158.0	1.079	-165.8
1.381	120.6	0.320	59.9	0.902	-176.0	1.051	-179.8
1.555	114.6	0.323	48.7	0.777	164.6	1.015	167.5
1.995	107.2	0.281	34.1	0.588	141.4	0.990	154.4
4.908	60.5	0.543	149.0	1.009	-111.7	0.900	122.8
0.729	28.0	0.724	38.8	1.220	130.1	0.709	135.7
225.000							
1.304	139.4	0.345	123.5	2.208	-87.8	1.330	-77.5
1.218	134.0	0.303	95.4	1.579	-120.2	1.180	-125.5
1.233	130.7	0.287	80.3	1.241	-139.8	1.108	-150.2
1.287	126.3	0.295	69.1	1.016	-158.7	1.073	-167.5
1.392	121.5	0.304	59.4	0.857	-176.5	1.046	178.6
1.594	115.9	0.297	48.0	0.713	163.8	1.013	165.7
2.202	108.6	0.200	31.5	0.418	138.8	0.995	150.6
3.512	11.6	1.113	85.8	2.070	-175.0	0.446	141.0
0.764	47.3	0.718	34.0	1.211	125.3	0.715	137.6
230.000							
1.269	139.3	0.326	118.9	2.087	-92.4	1.299	-85.9
1.205	134.6	0.289	93.6	1.504	-121.9	1.164	-129.2
1.229	131.4	0.275	79.4	1.190	-140.7	1.100	-152.4
1.289	127.0	0.282	68.4	0.973	-159.3	1.067	-169.2
1.404	122.5	0.287	58.7	0.809	-177.2	1.041	176.9
1.643	117.3	0.264	47.0	0.635	162.9	1.010	163.4
2.564	109.4	0.060	27.1	0.126	134.4	1.000	144.2
1.607	7.2	0.966	58.3	1.797	157.6	0.630	160.4
0.849	57.4	0.712	30.9	1.200	122.2	0.721	138.7

## Conclusion Générale

Au début de ce travail de recherche concernant la conception, la modélisation, l'analyse et l'optimisation par C.A.O des circuits micro-ondes actifs, la thématique que j'ai choisie était un sujet de recherche novateur, pour ne pas dire d'avant-garde. De plus, la prospection et la recherche de nouveaux critères d'optimisation sur ces circuits avaient, à l'époque, vue leurs difficultés, un attrait et un intérêt très particuliers pour tous les chercheurs activant, à travers le monde, dans le domaine des micro-ondes.

Il est tout à fait remarquable que de nos jours, même si la conception assistée par ordinateur est devenu un sujet de recherche des plus communs et très usité dans le domaine des circuits électroniques, à cause surtout des performances considérables de calculateurs utilisés pour des processus de plus en plus puissants, l'attractivité liée au sujet est restée intacte. Elle reste très pertinente et d'actualité dans le domaine de la conception des circuits micro-ondes en général et actifs en particulier.

Cette fascination est due, en fait à la richesse et la prolifération de techniques scientifiques novatrices qui sont à la base de la recherche dans ce domaine, et surtout elle est liée aux défis technologiques qu'il faut relever constamment pour être au diapason de la formidable révolutions scientifique et industrielle inhérentes aux technologies, sans cesse renouvelées, de l'information et de la communication.

L'analyse du fonctionnement et la réalisation pratique des circuits micro-ondes actifs présente plusieurs difficultés. Les problèmes qui en découlent sont toujours d'actualité et sont abordés par un nombre restreint de chercheurs et de concepteurs de circuits et d'industriels à l'échelle mondiale. Les difficultés liées à la réalisation s'accroissent au fur et à mesure que la fréquence augmente et que la bande de travail s'élargisse.

Les études menées et exposées dans les ouvrages spécialisés ou revues scientifiques, ont apporté des solutions particulières et éparpillées sans pouvoir pour autant, réussir à donner une analyse globale de la conception d'un circuit actif micro-onde accordé électriquement.

Dans le cadre du travail entrepris dans cette thèse, j'avais comme objectif de proposer une nouvelle méthode d'optimisation basée sur l'élaboration de nouveaux critères d'optimisation de circuits hyperfréquences à large bande actifs à base de transistors micro-ondes.

Cet objectif a été largement atteint, puisque les résultats des tests réalisés montrent que les techniques d'optimisation proposées dans cette thèse sont très efficaces car elles permettent de choisir le transistor *H.F* approprié d'une manière rapide, et se révèlent comme étant un critère de sélection et d'optimisation efficace pour concevoir, structurer et optimiser les circuits qui sont conçus à la base de transistors micro-ondes, car le choix du transistor requis pour la structure de l'oscillateur optimal recherché pour notre recherche ou de l'amplificateur optimal est basé essentiellement sur la configuration des différents coefficients de niveau des transistors micro-ondes.

L'intérêt de la méthode proposée dans le cadre de la recherche entreprise dans cette thèse réside dans le fait que la démarche adoptée a consisté à concevoir de nouvelles méthodes d'optimisation pour les circuits micro-ondes basés sur des transistors hyperfréquences à large bande en utilisant des critères d'optimisation nouveaux et qui sont à la base du travail mené dans le cadre de cette recherche.

Ce travail nous a permis de valider de nouveaux critères d'optimisation des circuits micro-ondes à large bande, en proposant trois méthodes originales, qui ont permis la modélisation, l'analyse et l'optimisation de circuits micro-ondes actifs. Ces critères sont synthétisés dans les techniques d'optimisation suivantes :

1- La technique de *l'optimisation par la fonction de retrait basée sur la transformation homographique* du plan de réflexion des structures micro-ondes actives à optimiser.

2- La technique de *l'optimisation sélective des transistors* adéquats en vue d'optimiser les structures envisagées grâce à *l'invariant de transformation*.

3- La technique de *l'optimisation non linéaire* des circuits micro-ondes en se basant sur l'utilisation du *coefficient d'échelle  $N$*  dans le cadre d'une analyse non linéaire de circuits micro-ondes actifs.

Le travail accompli dans le cadre de cette thèse est une approche assez complète de la théorie du fonctionnement des circuits hyperfréquences accordés électriquement, et a pour but d'optimiser la structure d'un circuit micro-onde tel qu'un oscillateur hyperfréquence, et qui peut être étendu à un amplificateur micro-onde ou tout autre circuit micro-onde actif pourvu que la bibliothèque de données concernant chaque composant dispose des caractéristiques liées à chaque élément, tout en utilisant la théorie basée sur la conception des circuits élémentaires de l'élément micro-onde actif.

Autrement dit, les résultats obtenus dans le cadre de mon travail de thèse sont la proposition de nouveaux critères d'optimisation basée sur une nouvelle méthode de conception de circuits micro-ondes actifs à large bande, ainsi que la conception et la mise en œuvre d'un logiciel d'optimisation qui permet d'optimiser la structure d'un circuit micro-onde actif à transistor hyperfréquence et à large bande.

La version finale du logiciel (*Optim\_Wave*) qui est réalisé dans le cadre de cette thèse permet d'analyser et d'optimiser toutes les structures de circuits micro-ondes actifs tels que les oscillateurs, les amplificateurs, les multiplicateurs de fréquences et les mélangeurs hyperfréquences, en outre, il permet de calculer, d'optimiser et de tester tous les circuits multiportes passifs et actifs micro-ondes.

Pour mener à bien ce travail, je me devais d'aborder impérativement les étapes suivantes:

- L'étude de la modélisation et l'analyse des circuits élémentaires du circuit micro-onde actif.

- Etablir la théorie de modification du circuit actif.
- Elaborer des méthodes d'écriture matricielle et les transformations adjointes.
- Passer en revue des méthodes usuelles d'optimisation des circuits multiportes.
- Elaborer la méthode de recherche directe adoptée pour l'optimisation des circuits micro-ondes actifs pour tout type de structure micro-onde.
- Concevoir et mettre en œuvre un logiciel de conception et d'optimisation de circuits micro-ondes actifs à large bande.
- Tester ce logiciel pour différents structures de circuits micro-ondes actifs tels que les oscillateurs, les amplificateurs et les multiplicateurs de fréquence.

Les différents circuits sont optimisés dans un état stable dans le domaine fréquentiel. Toutefois, certaines configurations trouvent une meilleure concrétisation dans le domaine d'analyse temporelle. Les circuits obtenus sont considérés comme quasi-linéaires car le domaine d'investigation des circuits non-linéaires ne peut pas être normalement conduit avec des fonctions analytiques.

Les circuits présentés ici peuvent être considérés comme étant des modèles pour le traitement et l'optimisation de circuits similaires plus complexes.

Appliquée aux circuits micro-ondes actifs, notre approche a donné des résultats satisfaisants en particulier pour les oscillateurs et amplificateurs hyperfréquences à large bande.

De larges perspectives peuvent être envisagées, notamment en ce qui concerne, l'intégration de nouvelles routines permettant l'adéquation des fonctionnalités et l'augmentation des capacités et les performances du logiciel avec l'insertion de nouvelles stratégies de recherche l'optimum global, telle que l'optimisation à la base du *Space Mapping* qui cadre très bien avec la méthode de *Direct Search*, ainsi que l'enrichissement de la bibliothèque de données renfermant les structures de base des circuits hyperfréquences à optimiser.

```

program Optim_Wave(INPUT,OUTPUT)
dimension I2(10),I3(10),I4(10),I5(10),I6(10),I7(10),I8(10),I9(11)
dimension I10(10),P(10,20,8),P1(20,2,4),FREQ(20),IP(10),IP7(10)
dimension NC(10),R(10),RL(10),C(10),FI(10),ZL(10),RA(10),RB(10)
COMPLEX CRECT (10,20,4),PRECT (10,20,4),PRE(20,4)
COMPLEX CRECT1(10,20,4),PRECT1(10,20,4)
dimension x( 8),AX( 8),PX( 8),DX( 8),GX( 8),DEL( 8),RDEL( 8),
*DEL( 8),FM(100),LEM( 8),IDEX( 8),ICO( 8)
common/com/ L3,Y1,NIT
Put common/com1/ WITH LIDT OF CONSTANT PARAMETRES MINIMAX function
COMMON/COM2/ LSE
call DATE(DAT)
call TIME(TIM)
print 990,DAT,TIM
900 format(1H1//5X,A10,5X,A10)

```

read AND print CODE DE CONNEXIONS

```

-----
!                                     CODE DE CONNEXIONS                                     !
-----
! I1 NBRE D'ELEMENTS                 !      6  DONNEE+RESULT=MEMOIRE      !
!                                     !      7  DONNEE+RESULT= *          !
! I2 TYPE D'ELEMENTS                 !      8  DONNEE+RESULT= *          !
!                                     !                                     !
!   1  MATRICE                       ! I10  TYPE DE CONNEXIONS          !
!   2  AUTRE                          !                                     !
!   3  DU MAGASIN                     !   1  CASCADE                     !
!                                     !   2  DERIE-CASCADE              !
! I3  DONNEES D'ELEMENT #1           !   3  PARALLELE-PARALLELE        !
!                                     !   4  SERIE-PARALLELE           !
!   1  RECT.                          !   5  PARALLELE-SERIE           !
!   2  POLAIRE                        !                                     !
!                                     ! I11  FORME DU RESULTAT          !
! I4  MATRICE D'ELEMENT #1           !                                     !
!                                     !   1  S                          !
!   1  S                              !   2  S + z                      !
!   2  z                              !   3  S + z + Y                 !
!   3  Y                              !   4  S + Y                     !
!                                     !                                     !
! I5  TYPE DE CONFIGURATION          ! I12  CORDONNEES DU RESULTAT      !
!                                     !                                     !
!   1  UTILIDER DIRECT               !   1  RECT.                      !
!   2  CONVERT CE TO CB              !   2  POLAIRE                    !
!   3  *      CE TO CC               !   3  RECT. ET POLAIRE          !
!   4  *      CB TO CE               !                                     !
!   5  *      CB TO CC               ! I13  ECRIRE MATRICE-S D'ELEMENT  !
!                                     !                                     !
! I6  AUTRES ELEMENTS                !   1  NON                        !
!                                     !   2  ECRIRE EN C.RECT.          !
!   1  RLC CONSTANT                  !   3  *      EN C.POLAIRES       !
!   2  RLC VARIABLE                  !   4  *      EN RECT.ET POLAIRE  !
!   3  LIGNE DE TRANSM.              !                                     !
!   4  MONOP. CONST. EN ENTREE! I14  ECRIRE LA MATRICE-S          !
!   5  *      EN SORTIE!             DE CONNEXION                    !
!   6  *      EN ENTREE!              !                                     !
!   7  *      EN SORTIE!             !   1  NON                        !
!   8  TRANSFORMAT. IDEAL            !   2  ECRIRE EN C.RECT          !
!                                     !   3  *      EN C.POLAIRES       !
!                                     !                                     !

```

```

! I7 CONNEXION RLC          !      4      *      EN RECT.ET POLAIRE  !
!   EN DEUX-PORTES        !          !          !
!          !          ! I15 OPTIMISATION  !
!      1 PARALLELE        !          !          !
!      2 SERIE            !      1 NON      !
!          !          !      2 OUI        !
! I8 TYPE DE LIGNE        !          !          !
!          !          ! I16 GENRE DE TEST  !
!      1 LIGNE SANS PERTES !          !          !
!      2 COURT_CIRCUIT    !      1 SANS TEST !
!      3 LIGNE OUVERTE    !      2 AVANT OPTIMISATION !
!          !          !      3 APRES OPTIMISATION !
! I9 FORME DE CONNEXION   !          !          !
!          !          !      4 AVANT ET APRES !
!          !          !      OPTIMISATION    !
!      1 DONNEE+DONNEE=RESULTAT !          !          !
!      2      *      +RESULT=      * ! I17 TYPE DE TEST  !
!      3 RESULT+DONNEE=      *      !          !          !
!      4 MEMOIR+RESULT=      *      !      1 PAS A PAS  !
!      5 DONNEE+DONNEE=MEMOIRE !      2 POURCENTAGE !

```

```

-----
read * ,I1,(I2(I),I=1+I1)
IP1=0
IP2=0
do 1 I=1,I1
if(I2(I).eq.2)IP1=IP1+1
1 if(I2(I).eq.3)IP2=IP2+1
if(IP1.eq.0)IP1=1
if(IP2.eq.0)IP2=1
read*,(I3(I),I4(I),I5(I),I=1,IP1),I6(I),I=1,IP2)
CONVERTIR DONNEE EN MATRICE-S EN C.RECT.

Z0=50.
read*,if,FREQ,(FREQ(I),I=1,if)
print 103
103 format (/11H INPUT DATA,5X,4if =I2,6X,6HFREQ =,F6.3)
print 163,(FREQ(I),I=1,if)
163 format (/5H FREQ,1X,10F7.3,(/6X10F7.3)

L=1
J=1
M1=1
M2=1
ITM=I1*if*4
IT1=ITM+1
IT2=IP5*if*4+1
IT5=8*if+1
IT6=4*if+1
K1=5
K2=if+1
K3=I1+1
D03 I=1,I1
read 105,I,((P(I,K,N),N=1,8),K=1,if)
105 format (/I3,4(2F10.3,2X)/,(3X,4(2F10.3,2X)))
if (I2(I).eq.2.and.I3(L).eq.2)go to 5
D058 J1=1,if
J4=0
D058 J2=1,7,2

```

```

J3=J2+1
J4=1+J4
58 CRECT(I,J1,J4)=CMPLX(P(I,J1,J2),P(I,J1,J3))
  if(I2(I).eq.1)3,27
  *****CONVERSION DES C.POLAIRES EN C.RECTANGULAIRES*****
5 do 7 J1=1,if
  J4=0
  do 7 J2=1,7,2
  J3=J2+1
  J4=1+J4
  7CRECT(I,J1,J4)=CMPLX(P(I,J1,J20*COS(P(I),J1.2J3)*QR),P(I,J1,J2)*SIN(J1,J
  3)*QR))
  *****
27 if(I4(L).ne.1)8?9
  8 IT=0
  D022 N=1,4
  D022 K=1,if
  IT=IT+1
22 PRE(IT)=CRECT(I,K,N)
  call MATRIX(I4(L),if,PRE,Z0)
  IT=0
  D023 N=1,1
  D023 K=1,if
  IT=IT+1
23 CRECT(I,K,N)=PRE(IT)
  9 if(I5(L).ne.1)10,11
10 IT=0
  D025 N=1,4
  D025 K=1,if
  IT=IT+1
25 PRE(IT)=CRECT(I,K,N)
  call CONVERT(I5(L),if,PRE)
  IT=0
  D026 N=1,4
  D026 K=1,if
  IT=IT+1
26 CRECT(I,K,N)=PRE(IT)
11 L=L+1
  go to 3
  4 IP7(I)=I6(J)
  if(I6(J)-2)60,61,56
60 L5=1
  go to 63
61 L5=if
63 NC(I)=I7(M1)
  M1=M1+1
  D064 K=1,L5
  read *,R(I),RL(I),C(I)
  if(K.es.1)print 105,I,R(I),RL(I),C(I)
  if(K.ne.1)print 108,R(I),RL(I),C(I)
  M=K
  D078 IT=1,ITM
78 PRECT(IT)=CRECT(IT)
  if(K.es.1)go to 89
  IT=0
  D088 N=1,4
  D088 K4=1,if
  D088 IE=1,I1

```

```

      IT=IT+1
88  CRECT(IT)=CRECT(IE,K4,M)
89  continue
      call COMPUT(NC(I),R5I),RL(I),C(I),I,CRECT,if,FREQ,Z0,I1,L5,M)
      IN=0
      D079 N=N,4
      D079 K4=1,if
      D079 IE=1,I1
      IN=IN+1
      IT3=IT1-IN
      K5=K1-N
      K6=K2-K4
      K7=K3-IE
      if(K7.eq.I)PRECT(I,K6,K5)=CRECT(IT3)
79  if(K7.eq.I)CRECT(I,K6,K5)=CRECT(IT3)
      D080 IT=1,ITM
80  CRECT(IT)=PRECT(IT)
64  continue
      go to 57
56  if(I6(J).eq.3)go to 34
      if(I6(J).le.5)go to 36
      if(I6(J).le.7)go to 37
      read *,RN1,RN2
      print 105,I,RN1,RN2
      RN=RN2/RN1
      D=1.+RN*RN
      D1=(1.-RN*RN)/D
      D2=2.*Rn/D
      D035 K=1,if
      CRECT(I,K,1)=D1
      CRECT(I,K,2)=D2
      CRECT(I,K,3)=D2
35  CRECT(I,K,4)=-D1
      go to 57
36  L7=1
      go to 39
37  L7=if
39  D040 N=1,L7
      read *,RA(I),RB(I)
      if(N.eq.1)print 105,I,RA(I),RB(I)
      if(N.ne.1)print 108,RA(I),RB(I)
      K=N
54  CRECT(I,K,1)=CMPLX(0.,0.)
      CRECT(I,K,2)=CMPLX(0.,0.)
      CRECT(I,K,3)=CMPLX(0.,0.)
      CRECT(I,K,4)=CMPLX(0.,0.)
      if(I6(J).eq.5.or.I6(J).eq.7)CRECT(I,K,1)=CMPLX(RA(I)*COS(RB(I)),
      RA(I)*S(I))
      if(I6(J).eq.4.or.I6(J).eq.6)CRECT(I,K,4)=CMPLX(RA(I)*COS(RB(I)),
      RA(I)*S(I))
      K=K+1
40  if(L7.eq.1.and..K.le.if)go to 54
      go to 57
34  read *,FI(I),ZL(I)
      print 105,I,FI(I),ZL(I)
      NC(I)=I8(M2)
      M2=M2+1
      D081 IT=IT,IT1

```

```

81 PRECT(IT)=KRECT(IT)
  call COMPUT2(NC(I),FI(I),ZL(I),I,CRECT,if,FREQ,FREF,Z0,I1)
  IN=0
  D082 N=1,4
  D082 K=1,if
  D082 IE=1,I1
  IN=IN+1
  IT3=IT1-IN
  K5=K1-N
  K6=K2-K
  K7=K3-IE
  if(K7.eq.I)PRECT(I,K6,K5)=CRECT(IT3)
82 if(K7.eq.I)CRECT(I,K6,K5)=CRECT(IT3)
  D083 IT=1,ITM
83 CRECT(IT)=PRECT(IT)
57 J=J+1
  3 continue
  D068 I=1,I1
68 I6(I)=IP7(I=
  IP6=1
  IT=0
  D074 N=1,4
  D074 K=1,if
  D074 I=1,I1
  IT=IT+1
74 CRECT(IT)=CRECT(I,K,N)

  call CONNECT(if,IP5,IP6,I9,I10,CRECT,PRECT,I1,IP)

  IN=0
  IM=0
  D075 N=1,4
  D075 K=1,if
  D075 I=1,I1
  IN=IN+1
  IT3=IT1-IN
  K5=K1-N
  K6=K2-K
  K7=K3-I
  if(I.eq.I1)go to 75
  K8=K7-1
  IM=IM+1
  IT4=IT2-IM
  PRECT(K8,K6,K5)=PRECT(IT4)
75 CRECT(K7,K5,K5)=CRECT(IT3)

  print MATRICE POUR ELEMENTS ET CONNEXIONS PARTICULIERS
  SOUS FORME DESIREE
  L4=0
  L6=1
498 continue
  if(IL3-2013,91,90)
  90 K8=I1
  print I15
115 format(/34H S-MATRICE (MOD/ARG) POUR ELEMENTS)
  97 D092 I=1,K8
  IT=0
  D093 N=1,4

```

```

D093 K=I,if
IT=IT+1
if(K8.eq.I1)PRE(IT)=CRECT(I,K,N)
93 if(K8.eq.IP5)PRE(IT)=PRECT(I,K,N)
call POLARY(if,PRE,P1)
IT=0
D094 N=1,4
D094 M=1,2
D094 K=1,if
IT=IT+1
IT3=IT5-IT
K5=5-N
K6=3-M
K7=K2-K
94 P1(K7,K6,K5)=P1(IT3)
92 print 105,I,((P1,(K,M,N),N=1,4),M=1,2)K=1,if)
if(K8.eq.IP5)go to 98
if(IL3.eq.3)go to 13
91 print 106
106 format(/34H S-MATRICE (REAL/IMAG) POUR ELEMENTS)
D024 I=1.I1
24 print 105,I,((CRECT(I,K,N),N=1,4),K=1,if)
13 continue

if(IL4-2)38,96,95
95 K8=IP5
print 116
116 format(/49H MATRICE-S (MOD/ARG) POUR CONNEXION PARTICULIERS)
GOTO97
98 if(IL4.eq.3)go to 38
96 print 107
107 format(/49H MATRICE-S (REAL/IMAG) POUR CONNEXION PARTICULIERS)
D031 I=1,IP5
31 print 105,I,((PRECT(I,K,N),N=1,4),K=1,if)
38 continue

if(IL2.gt.1)41,42
42 if(IL4.eq.1.or.eq.3)43,44
43 print 161
161 format(/31H MATRICE-S-FINALE EN C.RECTANGULAIRES)
print 108,((PRECT(IP5,K,N),N=1,4),K=1,if)
108 format(/3X,4(2F10.3,2X)/(3X,4(2F10.3,2X)))
44 if(I11.eq.2.or.I11.eq.3)45,46
45 IT=0
D018 N=1,4
D018 N=1,if
IT=IT+1
18 PRE(IT)=PRECT(IP5,M,N)
IK=4
call MATRIX(IK,IF,PRE,Z0)
print 109
109 format(/31H MATRICE-S-FINALE EN C.RECTANGULAIRES)
IT=0
D071 N=1,4
D071 M=1,if
IT=IT+1
IT3=IT6-IT
k5=5-N

```

```

    K7=K2-M
71 PRE(K7,K5)=PRE(IT3)
    print 108,((PRE(M,N),N=1,4),M=1,if)
46 if(I11.ge.3)47,62
47 IT=0
    D019 N=1,4
    D019 M=1,if
    IT+IT+1
19 PRE(IT)=PRECT(IP,M,N)
    IK=5
    call MATRIX(IK,if,PRE,Z0)
    print 110
110 format(/31H MATRICE-Y-FINALE EN C.RECTANGULAIRES)
    IT=0
    D072 N=1,4
    D072 M=1,if
    IT=IT+1
    IT3=IT6-IT
    K5=5-N
    K7=K2-M
72 PRE(K7,K5)=PRE(IT3)
    print 114,((PRE(M,N),N=1,4),M=1,if)
114 format(/3X,4(F12.5.F10.5)/(,3X,4(3X,4(F12.5,F10.5))))
    go to 62

41 K=0
    IT=0
    D053 N=1,4
    D053 M=1,if
    IT=IT+1
53 PRE(IT)=PRECT(IP5,M,N)
    if(I14.eq.1.or.I14.eq.2)99,55
99 print 111
111 print(/25H MATRICE-S-FINALE EN C.POLAIRES)

49 call POLAR(if,PRE,P1)
    IT=0
    D073 N=1,4
    D073 I=1,2
    D073 M=1,if
    IT=IT+1
    IT3=IT5-N
    K5=5-N
    K6=3-I
    K7=K2-M
73 P1(K7,K6,K5)=P1(IT3)
    print 108,(((P1(M,I,N),N=1,4),I=1,2,M=1,if)
    if(K.eq.1)go to 51
    if(K.ge.2)go to 48
55 if(I11.eq.2.or.I11.eq.3)50,51
50 IK=4
    call MATRIX(IK,if,PRE,Z0)
    print 112
112 format(/25H MATRICE-Z-FINALE EN C.POLAIRES)
    K=K+1
    go to 49
51 if(I11.ge.3)52,48
52 IT=0

```

```

D021 N=1,4
D021 M=1,if
IT=IT+1
21 PRE(IT)=PRECT(IP,M,N)
IK=5
call MATRIX(IK,if,PRE,Z0)
print 113
113 format(/25H MATRICE-Y-FINALE EN C.POLAIRES)
K=K+2
go to 49
48 if(I12.eq.3)go to 42
62 if(I16.eq.1.or.L4.eq.0.and.I16.eq.3.or.L4.eq.1.and.I16.eq.2)go to 165

read AND print DONNEES A TESTER

LSE=0
read *.IX
If(I17.eq.1)print 606,IX
If(I17.eq.2)print 611,IX
606 format(/21H INPUT TEST/JUMPED/,7X,4HIX =,I2)
611 format(/25H INPUT TEST/PERCENTAGE/,7X,4HIX =,I2)
D0601 I=1,IX
read *,DX(I)GX(I),DEL (I),LEM (I),IDEX (I)
N=LEM(I)
if(I6(N).eq.1.or.I6(N).eq.3)go to 61
print 602
stop
601 print 603,I,DX(I),GX(I),DEL (I),LEM `I),IDEX (I)
602 format(/20H ERROR IN INPUT TEST)
603 format(/I4,2X,3(2X,F10.3),6X,I3,7X,I3)
if(L4.eq.0)print 604
if(L4.eq.1)print (605)
604 format(/39H OUTPUT TEST IN REFERENCE to INPUT DATA,6X,19/H MATRICE-S-EN
C.POLAIRES/)
605 format(/42H OUTPUT TEST IN REFERENCE to INPUT SEARCH,6X,19/H MATRICE-S-EN
C.POLAIRES/)
IP6=1
S028 KX=1,IX
if(IP6-IP5)29,32,30
32 ICO(KX)=IP6
go to 28
29 if(IP(IP6).ge.LEM(KX))go to 30
IP6=IP6+1
if(IP6.gt.IP5)go to 30
go to 29
30 ICO(KX)=IP6-1
IP6=IP6-1
28 continue
IN=0
IM=0
D066 N=1,4
D066 K=1,I1
IN=IN+1
if(I.eq.I1)go to69
IM=IM+1
PRECT1(IM)=PRECT(I,K,N)
PRECT (IM)=PRECT(I,K,N)
69 CRECT1(IN)=CRECT(I,K,N)

```

```

66 CRECT (IN)=CRECT(I,K,N)
630 D0610 KX=1,IX
      N=-1
614 I=LEM(KX)
      if(I6(I).eq.3)go to T0617
615 if(IDEX(KX)-2)618,619,620
618 AX(KX)=R(I)
      go to 613
619 AX(KX)=RL(I)
      go to 613
620 AX(KX)=C(I)
      go to 613
617 if(IDEX(KX).eq.2)go to 621
      AX(KX)=F(I)
      go to 613
621 AX(KX)=ZL(I)
      DX(KX)=(1.-ABS(DX(KX))/100.1)*AX(KX)
613 if(I17.eq.1)go to 612
      GX(KX)=(GX(KX)/100.1)*AX(KX)
612 N=N+1
      if(I17.eq.1)X=(KX)=DX(KX)+N*DEL(KX)
      if(I17.eq.2)X=(KX)=DX(KX)+N*DEL(KX)*AX(KX)/100
      call BOX(IX,X,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,CRECT,
      PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
      IR=0
      D084 M=1,4
      D084 K=1,if
      IR=IR+1
84 PRE(IR)=PRECT(IR*IP5)
      call POLAR(if,PRE,P1)
      IR=0
      D085 M=1,4
      D085 I=1,2
      D085 K=1,if
      IR=IR+1
      IT3=IT5-IR
      K5=5-M
      K6=3-I
      K7=K2-K
85 P1(K7,K6,K5)P1(IT3)
      if(X(KX).eq.DX(KX))print 608.KX,X(KX),(FREQ(K),((P1(K,I,M),M=1,4),
      I=1,2),K=1,if)
      if(X(KX).ne.DX(KX))print 609. X(KX),(FREQ(K),((P1(K,I,M),M=1,4),
      I=1,2),K=1,if)
      if(X(KX).lt.GX(KX))go to 612
      IN=0
      IM=0
      D086 M=1,4
      D086 K=1,if
      D086 I=1,I1
      IN=IN+1
      if(I.eq.I1)go to 86
      IM=IM+1
      PRECT(IM)=PRECT(IM)
86 if(I.eq.LEM(KX))CRECT(IN)=CRECT1(IN)
610 continue
      L6=0
608 format(/I3,F10.3/, (3X,F10.3,4(F10.3,F8.1)))

```

```

609 format(/3X,F10.3/,(3X,F10.3,4(F10.3,F8.1)))
65 if(I15.eq.1.L4.or.L4.eq.1)stop
   read AND print DOPNNEES D'OPTIMISATION'
   PUT IN block DATA +1 FOR MAX. OR -1 FOR MIN.
   IX/QUANTITY VARIABLES/ ,MIT/MAXIMUM ITERATION ,X/INITIAL POINT
   DX/MINIMUMU VALUES/ ,GX/MAXIMUM VALUES/ ,DEL/STEP SIZE/ .
   RDEL/REDUCTION FACTOR FOR STEP SIZE/ .DDEL/MINIMUM STEP SIZE/
   LE+1
   read * ,L3,NUM
   read * ,IX,MIT
   if(L3.lt.)print 510,MIT,IX,NUM
   if(L3.gt.)print 511,MIT,IX,NUM
   print 512
510 format(/14H/ INPUT SEARCH,7X,17HCOMPUTE MINIMUM Y,8X,8HMAX IT=0,
   I3,5X,4HIX =,I2,8X,8HY NUMBER,I3)
511 format(/14H/ INPUT SEARCH,7X,17HCOMPUTE MINIMUM Y,8X,8HMAX IT=0,
   I3,5X,4HIX =,I2,8X,8HY NUMBER,I3)
512 format(/ 3X,1HI,1HX,10X,11X,2HDX,10X,2HGX,9X,4H DEL,9X,4HRDEL,8X,
   4HDDEL,5X,7HELEMENT,4X,6HIDENTX)
   do 501 I=1,IX
   read *,X(I),D(X),G(X),DEL(I),RDEL(I),DDEL(I),LEM(I),IDEX(I)
   N=LEM(I)
   if(I6(N).eq.1.or.I6(N).eq.3)go to 501
   print 502
   stop
501 print 503,I,X(I),DX(I),GX(I).DEL(I),RDEL(I),DDEL(I),LEM(I),IDEX(I)
502 format(/22H ERROR IN INPUT SEARCH)
503 format(/I4,2X,6(2X,F10.3),6X,I3,7X,I3)
   read AND print CONSTANT PARAMETRES MINIMAX FONCUTION

   if(NUM.eq.5.or.NUM.eq.6)6,12
6 read *,W1,W2,W3
  print I17,, W1,W2,W3
117 format(/5H W1 =,F7.3.7H , W2 =,F7.3.7H , W3 =,F7.3)
12 continue
  IP6=1
  D015 KX=1,IX
  if(IP6-IP5)16,33,17
33 ICO(KX)=IP6
  go to 15
16 if(IP(IP6).ge.LEM(KX))go to 17
  IP6=IP6+1
  if(IP6.gt.IP5)go to 17
  go to 16
17 ICO(KX)=IP6-1
  IP6=IP6-1
15 continue
  if(L6.eq.0) go to 87
  IT=0
  IR=0
  D076 N=1,4
  D076 K=1,if
  D076 I=1,if
  IT=IT+1
  if-I.eq.I1)go to 76
  IR=IR+1
76 PRECT(IR)=PRECT(I,K,N)
87 continue

```

```

call SEARCH(IX,X,AX,PX,DX,GX,DEL,RDEL,DDEL,FM,MIT,LEM,IDEX,ICO,
I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,CRECT,PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,2KX)

IN=0
IM=0
D077 N=1,4
D077 K=1,if
D077 I=1,if
IN=IN+1
IT3=IT1-IN
K5=K1-N
K6=K2-K
K7=K3-I
if(I.eq.I1)go to 77
K8=K7-1
IM=IM+1
IT4=IT2-IM
PRECT(K8,K6,K5)=PRECT(IT3)
77 CRECT(K7,K6,K5)=CRECT(IT3)

print 504,Y1,NIT
504 format(/14H OUTPUT SEARCH,8X,4HY = ,F10.3,8X,10HNBRE IT =,13//3X,
1H1,9X,2HAX)
do 506 I=1,IX
506 print 507,I,AX(I)
507 format(/I4,4X,F10.3)
print 505
505 format(/15H CONTROL Y(IT))
print 508,(FM(I),I=1,NIT)
508 format(/1X,10F10.3)
L4=1
go to 498
end
subroutine CONNECT(if,IP5,IP6,I9,I10,CRECT,PRECT,I1,IP)
dimension I9(IP5),I10(IP5),IP(IP5)
COMPLEX CRECT(I1,if,I4),PRECT(IP5,if,4)
COMPLEX E,F,S
common/EFS/ E(2,2),S(2,2)
***** CALCUL DES CONNEXIONS *****
D016 M=1,if

I=1
L=0
if(IP6.eq.1)go to 1
I=IP6
L=IP(I)
1 if(I9(I).eq.4)18,19
18 if(I9(I).eq.4)20,21
20 if(IP6.eq.1)IP(I)=L
L=L+1
LP=L+1
N=0
D022 J=1,2
D022 K=1,2
N=N+1
E(J,K)=CRECT(L,M,N)
22 F(J,K)=CRECT(LP,M,N)

```

```

L=LP
go to 33
21 if(I9(I).eq.2)27,25
27 if(IP6.eq.1)IP(I)=L
L=L+1
N=0
D029 J=1,2
D029 K=1,2
N=N+1
E(J,K)=CRECT(L,M,N)
29 F(J,K)=CRECT(I-1,M,N)
go to 33
25 if(I9(I).eq.3)28,24
28 if(IP(6).eq.1)IP(I)=L
L=L+1
N=0
D030 J=1,2
D030 K=1,2
N=N+1
E(J,K)=PRECT(I-1,M,N)
30 F(J,K)=CRECT(L,M,N)
go to 33
24 MEM=I-1
34 MEM=MEM-1
if(I9(MEM).ge.5)32,34
32 N=0
D026 J=1,2
D026 K=1,2
N=N+1
E(J,K)=PRECT(MEM,M,N)
26 F(J,K)=PRECT(I-1,M,N)
go to 33
19 if(I9(I)-6)20,27,23
23 if(I9(I)-6)28,24,39
33 if(I(10).eq.1)35,36
35 call CASCADE
go to 63
36 call FB(I10(I))
63 N=0
D014 J=1,2
D014 K=1,2
N=N+1
14 PRECT(I,M,N)=S(J,K)
39 continue
I=I+1
if(I.le.IP5)go to 1

16 continue
***** FIN DE CALCUL *****
return
end
subroutine FB(IK)
dimension M(2,2)
COMPLEX DN(2,2),T(2,2),G(2,2),E1(2,2)F1(2,2),Q1(2,2)D,Y1
COMPLEX A(2,2),B(2,2),C(2,2),Q(2,2),Y(2,2),Z(2,2),Z1(2,2)
COMPLEX E,F,S
common/EFS/ E(2,2),F(2,2),S(2,2)
*****CALCUL DES CONNEXIONS SERIE-PARALLELE *****

```

```

    if(IK.eq.2)1,2
1  M(1,1)=-1
    M(2,2)=-1
    go to 17
2  if(IK.eq.3)3,4
3  M(1,1)=1
    M(2,2)=1
    go to 17
4  if(IK.eq.4)15,16
15 M(1,1)=-1
    M(2,2)=1
    go to 17
16 M(1,1)=1
    M(2,2)=-1
17 M(2,1)=0
    M(1,2)=0
    DN(1,1)=(1.,0.)
    DN(2,2)=(1.,0.)
    DN(1,2)=(0.,0.)
    DN(2,1)=(0.,0.)
    D05 I=1,2
    D05 K=1,2
    T(I,K)=3.*DN(IK)
    E1(I,K)=(0.,0.)
    F1(I,K)=(0.,0.)
    D06 J=1,2
    E1(I,K)=E1(I,K)+M(I,J)*E(J,K)
6  A(I,K)=T(I,K)+E1(I,K)
    B(I,K)=E1(I,K)-DN(I,K)
    C(I,K)=DN(I,K)+E1(I,K)
5  Q(I,K)=4.*C(I,K)
    D08 I=1,2
    D08 K=1,2
    G(I,K)=(0.,0.)
    D07 J=1,2
7  G(I,K)=G(I,K)+B(I,K)*F1(J,K)
8  G(I,K)=A(I,K)-G(I,K)
    D=G(1,1)*G(2,2)- G(1,2)*G(2,1)
    Y1=G(1,1)
    G(1,1)=G(2,2)/D
    G(2,2)=Y1/D
    G(1,2)=-G(1,2)/D
    G(2,1)=-G(2,1)/D
    D=A(1,1)*A(2,2)- A(1,2)*A(2,1)
    Y1=A(1,1)
    A(1,1)=A(2,2)/D
    A(2,2)=Y1/D
    A(1,2)=-A(1,2)/D
    A(2,1)=-A(2,1)/D
    D09 I=1,2
    D09 K=1,2
    Y(I,K)=(0.,0.)
    D09 J=1,2
9  Y(I,K)=Y(I,K)+Q(I,K)*F1(J,K)
    D10 I=1,2
    D10 K=1,2
    Z(I,K)=(0.,0.)
    D10 J=1,2

```

```

10 Z(I,K)=Z(I,K)+Y(I,K)*G(J,K)
    D011 I=1,2
    D011 K=1,2
    Z(I,K)=(0.,0.)
    D012 J=1,2
12 Q1(I,K)=Q1(I,K)+Z(I,K)*C(J,K)
11 Y(I,K)=B(I,K)+Q1(I,K)
    D013 I=1,2
    D013 K=1,2
    Z1(I,K)=(0.,0.)
    D013 J=1,2
13 Z1(I,K)=Z1(I,K)+A(I,K)*Y(J,K)
    D014 I=1,2
    D014 K=1,2
    S(I,K)=(0.,0.)
    D014 J=1,2
14 S(I,K)=S(I,K)+M(I,K)*Y(J,K)
    ***** FIN DE CALCUL *****
    return
    end
    subroutine CASCADE
    COMPLEX DENOM,NUM11,NUM12,NUM21,NUM22
    COMPLEX E,F,S
    common/EFS/ E(2,2),F(2,2),S(2,2)
    *****CALCUL DES CONNEXIONS EN CASCADE *****
    DENOM=(1.,0.)-E(2,2)*F(1,1)
    NUM11=E(1,2)-E(2,1)*F(1,1)
    NUM12=E(1,2)*F(1,2)
    NUM21=E(2,1)*F(2,1)
    NUM22=E(1,2)*F(2,1)*E(2,2)
    S(1,1)=E(1,1)+NUM11/DENOM
    S(1,2)=NUM12/DENOM
    S(2,1)=NUM21/DENOM
    S(2,2)=F(2,2)+NUM22/DENOM
    ***** FIN DE CALCUL *****
    return
    end
    subroutine CONVERT(IK,if,PRE)
    DIMENSION SM(3,3),F(3,3)
    COMPLEX PRE(if,1)A,B,T,S(3,3),Q,X,Y,Z,R
    ***** CONVERTIR CE(B) EN CB(E),CC *****
    PORT 1-BASE, 2-EMITTER, 3-COLLECTOR
    G=(-1.,0.)
    R=(-1.,0.)
    if common PORT INPUT OR OUTPUT TWO-PORTS ARE NOT SHORTED
    PUT GAMMA IN loop 1/ADEQUATE G=GT(M),R+R(T)/
    DECLARE,read AND print THIS TABLES
    D01 M=1,if
    T=(0.,0.)
    D02 IO=1,4
2 T=T+PRE(M,IO)
    Q=(T-G(1.,0.)/T*G-(3.,0.)*G(1.,0.))
    X=((1.,0.)- PRE(M,1)- PRE(M,2)*(Q+(1.,0.)))/(2.,0.)
    Y=((1.,0.)- PRE(M,1)- PRE(M,2)*(Q+(1.,0.)))/(2.,0.)
    Z= PRE(M,1)+X*Y/(Q+(1.,0.))
    if(IK.ge.4)go to 3
    OBTAINING THREE-PORT PARAMETRES FROM TWO-PORT INFORMATION
    FROM common EMITTER

```

```

S(1,1)=Z
S(1,2)=X
S(2,1)=Y
S(2,2)=Z
GO TO 4
FROM common BASE
3 S(1,1)=Q
S(1,2)=Y
S(2,1)=X
S(2,2)=Z
4 S(3,1)=( 1.,0.) - S(1,1) - S(2,1)
S(3,2)=( 1.,0.) - S(1,2) - S(2,2)
S(1,3)=( 1.,0.) - S(1,1) - S(1,2)
S(2,3)=( 1.,0.) - S(2,1) - S(2,2)
S(3,3)=( 1.,0.) - S(3,1) - S(3,2)
if(IK.ge.2)go to 6
if(IK.ge.4)go to 5
OBTAINING TWO-PORT PARAMETRES FROM THREE-PORT INFORMATION
FROM common COLLECTOR
B=(1.,0.)/(1.,0.)/R-S(3,3)
PRE(M,1)=S(1,1)+B*S(1,3)*S(3,1)
PRE(M,2)=S(1,2)+B*S(1,3)*S(3,2)
PRE(M,3)=S(2,1)+B*S(2,3)*S(3,1)
PRE(M,4)=S(2,2)+B*S(2,3)*S(3,2)
go to 7
common EMITTER
5 A=(1.,0.)/(1.,0.)/R-S(2,2)
PRE(M,1)=S(1,1)+A*S(1,2)*S(2,1)
PRE(M,2)=S(1,3)+A*S(1,2)*S(2,3)
PRE(M,3)=S(3,1)+A*S(3,2)*S(2,1)
PRE(M,4)=S(3,3)+A*S(3,2)*S(2,3)
GO TO 7
common BASE
6 A=(1.,0.)/(1.,0.)/R-S(1,1)
PRE(M,1)=S(2,2)+A*S(2,1)*S(1,2)
PRE(M,2)=S(2,3)+A*S(2,1)*S(1,3)
PRE(M,3)=S(3,2)+A*S(3,1)*S(1,2)
PRE(M,4)=S(3,3)+A*S(3,1)*S(1,3)

7 PI=4.*ATAN(1.)
RK=180./PI
D08 J=1,3
D08 K=1,3
E=REAL (S(J,K))
U=AIMAG (S(J,K))
SM(J,K)=SQRT(E*E+U*U)
if(E)9,10,11
9 if(U.ge.0.)F(J,K)=(ATAN(U/E)+PI)*RK
if(U.lt.0.)F(J,K)=(ATAN(U/E)+PI)*RK
go to 8
10 if(U.ge.0.)F(J,K)=90.
if(U.lt.0.)F(J,K)=-90.
go to 8
11 F(J,K)=ATAN(U/E)*RK
8 continue
if(M.eq.1)print 100
print 101,((SM(J,K),F(J,K),K=1,3),J=1,3)
100 format (8X,3HS11,11X,3HS12,11X,3HS13,11X,3HS21,11X,3HS22,11X,

```

```

13HS23,11X,3HS31,11X,3HS32,11X,3HS32/)
101 format(1X,9(7.3,F7.1))
1 continue
***** FIN DE CALCUL *****
return
end
subroutine MATRIX(IK,if,PRE,Z0)
COMPLEX PRE(if,4),Q,DENOM,NUM1,NUM2
CONVERT Z,Y to S MATRIX AND S to Z,Y MATRIX/ADEQUATE IK=2,3,4,5/
11 if(Ik.ge.4)10,11
if(Ik.eq.3)ZP=Z0
D012 M=1,if
D012 N=1,4
12 PRE(M,N)=PRE(M,N)*ZP
10 D01 M=1,if
Q=PRE(M,2)*PRE(M,3)
if(Ik.ne.4)2,5
2 DENOM=(PRE(M,1)+(1.,0.))*(PRE(M,4)+(1.,0.))-Q
if(Ik.ne.2)3,4
3 NUM1=((1.,0.)-PRE(M,1))*((1.,0.)+PRE(M,4))+Q
NUM2=((1.,0.)+PRE(M,1))*((1.,0.)-PRE(M,4))+Q
PRE(M,1)=NUM1/DENOM
PRE(M,2)=(-2.,0.)*PRE(M,2)/DENOM
PRE(M,3)=(-2.,0.)*PRE(M,3)/DENOM
PRE(M,4)=NUM2/DENOM
go to 1
4 NUM1=(PRE(M,1)-(1.,0.))*(PRE(M,4)+(1.,0.))-Q
NUM2=(PRE(M,1)+(1.,0.))*(PRE(M,4)-(1.,0.))-Q
PRE(M,1)=NUM1/DENOM
PRE(M,4)=NUM2/DENOM
go to 6
5 DENOM=((1.,0.)-PRE(M,1))*((1.,0.)-PRE(M,4))-Q
NUM1=((1.,0.)+PRE(M,1))*((1.,0.)-PRE(M,4))+Q
NUM2=((1.,0.)+PRE(M,4))*((1.,0.)-PRE(M,1))+Q
PRE(M,1)=NUM1/DENOM
PRE(M,4)=NUM2/DENOM
6 PRE(M,2)=(2.,0.)*PRE(M,2)/DENOM
PRE(M,3)=(2.,0.)*PRE(M,3)/DENOM
1 continue
if(Ik.ge.4)7,9
7 if(Ik.eq.4)ZP=Z0
if(Ik.eq.5)ZP=1./Z0
D08 M=1,if
D08 N=1,4
8 PRE(M,N)=PRE(M,N)*ZP
***** FIN DE CALCUL *****
9 return
end
subroutine POLAR(if,PRE,P1)
dimension P1(if,2,4)
COMPLEX PRE(if,4),S2(2,2)
P1=4.*ATAN(1.)
RK=180./PI
do 60 M=1,if
N=0
D061 L1=1,2
D061 L2=1,2
N=N+1

```

```

61 S2(L1,L2)=PRE(M,N)
***** CONVERSION C.RECT EN C.POLAIRES *****
N=1
D0150 I=1,2
D0150 J=1,2
V1=REAL(S2(I,J))
V2=AIMAG(S2(I,J))
P1(M,I,N)=SQRT(V1*V1+V2*V2)
N=N+1
if(V1.gt.0.)go to 151
if(V1.eq.0.)go to 152
if(V2.eq.0.)go to 153
if(V2.eq.0.)go to 154
154 A1=ATAN(V2/V1)-PI
go to 155
151 A1=ATAN(V2/V1)
155 A1=A1*RK
go to 156
153 A1=180.
go to 156
152 if(V2.lt.0.)go to 157
if(V2.eq.0.)go to 158
P1(M,I,N)=90.
go to 159
157 P1(M,I,N)=-90.
go to 159
158 P1(M,I,N)=0.
go to 159
156 P1(M,I,N)=A1.
159 if(N.eq.4) go to 160
N=N+1
go to 150
160 N=1
150 continue
***** FIN DE CALCUL *****
60 continue
return
end
subroutine COMPUTE1(NC,R,RL,C,I,CRECT,if,FREQ,Z0,IL,LK)
COMPLEX CRECT(IL,if,4),Z,Y
dimension FREQ(if)
***** CALCUL MATRICE-S D'UN DEUX-PORTES RLC *****
if(RL.eq.0.and.C.eq.0)10,11
10 if(NC.eq.2)go to 10
A=-1./(1.+2.*R/Z0)
D=1.+A
go to 13
12 A=1./(1.+2.*Z0/R)
D=1.-A
13 CRECT(I,K,1)=CMPLX(A,0.)
CRECT(I,K,2)=CMPLX(D,0.)
CRECT(I,K,3)=CMPLX(D,0.)
CRECT(I,K,4)=CMPLX(A,0.)
K=K+1
if(L.eq.1.and.K.le.if)go to 13
return
11 PI=4.ATAN(1.)
9 OMEGA=2.*PI.*FREQ(K)

```

```

if(NC.eq.2)go to 1
***** PARALLELE *****
if(RL.eq.0)6,7
6 B=OMEGA*C/1000.
go to 8
7 B=OMEGA*C/1000.-1./(OMEGA*RL)
8 if(R.eq.0)Y=CMPLX(0.,B)
if(R.ne.0)Y=CMPLX(1./R,B)
CRECT(I,K,1)=-1./(1.+2/(Y*Z0))
CRECT(I,K,2)=1.+CRECT(I,K,1)
go to 2
***** SERIE *****
1 if(c.eq.0)3,4
3 X=OMEGA*RL.
go to 5
4 X=OMEGA*RL-1000./(OMEGA*C)
5 Z=CMPLX(R,B)
CRECT(I,K,1)=1./(1.+2.*Z0/Z)
CRECT(I,K,2)=1./-CRECT(I,K,1)
2 CRECT(I,K,4)= CRECT(I,K,1)
CRECT(I,K,3)= CRECT(I,K,2)
K=K+1
if(L.eq.1.and.K.le.if)go to 9
***** FIN DE CALCUL *****
return
end
subroutine COMPUT2(NC,FI,ZL,I,CRECT,if,FREQ,FREF,Z0,I1)
COMPLEX CRECT(I1,if,4),EX,DENOM,Y
dimension FREQ(IP)
***** CALCULER MATRICE-S POUR LIGNES S-PORTES *****
PI=4.*ATAN(1.)
QR=PI/180.
FIR=FI*QR
if(NC.ne.1)go to 1
***** TRANSMISSION *****
GML=(ZL-Z0)/(ZL-Z0)
D06 K=1,if
FIP=FIR*FREQ(K)/FREF
EX=CMPLX(COS(FIP),-SIN(FIP))
MAIN=1.-GML*GML*EX*EX
CRECT(I,K,1)=-GML*(EX*EX-1.)/DENOM
6 CRECT(I,K,2)=EX*(1.-GML*GML)/DENOM
go to 2
1 if(NC.gt.3)go to 3
***** L-OUVERTE ET C-C *****
if(NC.gt.3)Y=CMPLX(0.,TAN(FIP)/ZL)
if(NC.gt.3)go to 7
if(FIP.gt.0)8,9
8 CRECT(I,K,1)=CMPLX(-1.,0.)
go to 4
9 Y=CMPLX(0.,-1./TAN(FIP)*ZL)
7 CRECT(I,K,1)=-1./(1.+2./(Y*Z0))
4 CRECT(I,K,2)=1.+CRECT(I,K,1)
go to 2
3 continue
2 D05 K=1,if
CRECT(I,K,4)= CRECT(I,K,1)
5 CRECT(I,K,3)= CRECT(I,K,2)

```

```

***** FIN DE CALCUL *****
return
end
subroutine SEARCH1(IX,X,AX,PX,DX,GX,DEL,RDEL,DDEL,FM,MIT,LEM,IDEX,
ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,CRECT,PRECT,I1,IP5,if,fREF,
Z0,KX)
dimension X(IX),AX(IX),PX(IX),DX(IX),GX(IX),DEL(IX),RDEL(IX),
DDEL(IX),FM(MIT),LEM(IX),IDEX(IX),ICO(IX)
dimension I6(I1),I9(IP5),I10(IP5),IP(IP5),NC(I1),R(I1),RL(I1),
C(I1),FI(I1),ZL(I1),FRQ(if)
COMPLEX CRECT(IT,if,I4)
common/COM/L,S,N
REAL MINIMAX
N=1
D030 Kx=1,IX
30 AX(KX)=X(KX)
FM(N)=FUN1(IX,AX,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I1,IP5,if,fREF,Z0,KX)
print 600
600 format(/23H CONTROL IT, Y, AX, (IX)/)
print *,N,FM(N),AX9I),I=1,IX)
20 S=FM(N)
call SEARCH2(IX,AX,DX,GX,DEL,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,
FI,ZL,FREQ,CRECT,PRECT,I,IP5,if,fREF,Z0,KX)
if(L.lt.0.and.S.lt.FM(N).or.L.gt.0.and.SGT.FM(N))go to 60
40 DELTA=0.
do 50 KX=1,IX
if(DEL(KX).lt.DDEL(KX))go to 50
DEL(KX)=RDEL(KX)*DEL(KX)
DELTA=1.
50 continue
if(DELTA.lt.1)return
go to 20
60 N=N+1
FM(N)=S
print *,N,FM(N),(A(X)+I,IX)
A=0.001
if(ABS(FM(N)-FM(N-1)).lt.(A*ABS(FM(N))))63,65
63 continue
print 64,A
64 format(/20H SAUT Y PUS PETIT QUE,F8.4,2H Y)
return
65 if(N.eq.MIT) return
J=0
FM(N+1)=FM(N)
do 70 KX=1,IX
PX(KX)=X(KX)
X(KX)=AX(KX)
AX(KX)=2* AX(KX)-PX(KX)
if(AX(KX).eq.X(KX))go to 70
if(AX(KX).gt.GX(KX)) AX(KX)=GX(KX)
if(AX(KX).lt.GX(KX)) AX(KX)=GX(KX)
MINIMAX(IT,AX,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I1,IP5,if,fREF,Z0,KX)
70 continue
if(J.eq.0) go to 20
N=N+1
print *,N,FM(N),AX(I),I=1,IX)

```

```

go to 20
end
subroutine SEARCH2(IX,AX,DX,GX,DEL,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,
R,RL,C,FI,ZL,FREQ,CRECT,PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
dimension AX(IX),DX(IX),GX(IX),DEL(IX),LEM(IX),IDEX(IX),ICO(IX)
dimension I6(I1),I9(IP5),I10(IP5),IP(IP5),NC(I1),R(I1),RL(I1),
C(I1),FI(I1),ZL(I1),FREQ(if)
COMPLEX CRECT(I1,if,I4).PCRECT(IP5,if,4)
common/COM/L,S,N
REAL MINIMAX
do 100 KX=1,IX
AX(KX)=AX(KX)+DEL(KX)
if(AX(KX).gt.GX(KX))go to 30
S1=MINIMAX(IX,AX,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I,IP5,if,FREF,Z0,KX)
if(L.lt.0.and.S1.lt.S.or.L.gt.0.and.S1.gt.S)go to 60
30 AX(KX)=AX(KX)-2*DEL(KX)
40 if(AX(KX).lt.DX(KX))go to 50
S1=MINIMAX(IX,AX,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
if(L.lt.0.and.S1.lt.S.or.L.gt.0.and.S1.gt.S)go to 60
50 call BOX(IX,AX,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
go to 100
60 S=S1
100 continue
return
end
subroutine BOX(IX,X,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,
CRECT,PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
dimension X(IX),LEM(IX),IDEX(IX),ICO(IX)
dimension I6(I),I9(IP5),IP(IP5),NC(I1),R(I1),RL(I1),
C(I1),FI(I1),ZL(I1),FREQ(if)
COMPLEX CRECT(I1,if,I4).PCRECT(IP5,if,I4)
common/COM2/ LSE

I=LEM(KX)
L5=1
M=1
if(LSE.eq.0)3,13
3 if(I6(I).eq.3)go to 4
if(IDEX(KX)-2)5,6,7
5 call COMPUT1(NC(I),X(KX),RL(I1),C(I),I,CRECT,if,FREQ,Z0,I1,L5,M)
go to 8
6 call COMPUT(NC(I),R(I),X(KX),C(I),I,CRECT,if,FREQ,Z0,I1,L5,M)
go to 8
7 call COMPUT(NC(I),R(I),RL(KX),X(KX),I,CRECT,if,FREQ,Z0,I1,L5,M)
8 continue
go to 9
4 if(IDEX(KX).eq.2.)go to 10
call COMPUT2(NC(I),FI(I),X(KX),I,CRECT,if,FREQ,FREF,Z0,I1)
go to 9
10 call COMPUT2(NC(I),FI(I),X(KX),I,CRECT,if,FREQ,FREF,Z0,I1)
go to 9
13 if(I6(I).eq.3)go to 18
if(IDEX(KX)-2)14,15,16
14 R(I)=X(KX)
go to 17

```

```

15 RL(I)=X(KX)
   go to 17
16 C(I)=X(KX)
17 call COMPUT1(NC(I),R(I),X(KX),C(I),I,CRECT,if,FREQ,Z0,I1,L5,M)
   go to 9
18 if(IDEX(KX).eq.2)go to 9
   FI(I)=X(KX)
   go to 20
19 ZL(I)=X(KX)
20 call COMPUT2(NC(I),FI(I),ZL(I),I,CRECT,if,FREQ,FREF,Z0,I1)

9 call CONNECT(if,IP5,ICO(KX),I9,I10,CRECT,PRECT,I1,IP)
   return
   end
REAL function MINIMAX(IT,X,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,
ZL,FREQ,CRECT,PRECT,I1,IP5,if,fREF,Z0,KX)
dimension X(IX),LEM(IX),IDEX(IX),ICO(IX)
dimension I6(I1),I9(IP5),I10(IP5),IP(IP5),NC(I1),R(I1),RL(I1),
C(I1),FI(I1),ZL(I1),FREQ(if)
COMPLEX CRECT(I1,if,4),PCRECT(IP5,if,4)
PUT common/COM1/WITH LIST OF CONSTANT PARAMETRES MINIMAX function
common/COM1/ NUM,W1,W2,W3,W4,W5
call BOX(IX,X,LEM,IDEX,ICO,I6,I9,I10,IP,NC,R,RL,C,FI,ZL,FREQ,CRECT,
PRECT,I1,IP5,if,FREF,Z0,KX)
ENTRY FUN1

USE function IN FROM MINIMAX=F(CONDT,X)
PI)4.*ATAN(1.)
RK-180./PI
L=1
if(NUM.le.2)W3=1.

10 MINIMAX=0
   B=0.
   do 5 K=1,if
   E=REAL (PRECT(IP5,K,L))
   U=AIMAG(PRECT(IP5,K,L))
   if(E) 1,2,3
1  if(U.ge.0.)A=ATAN(U/E)+PI
   if(U.lt.0.)A=ATAN(U/E)-PI
   go to 4
2  if(U.ge.0.)A=PI/2.
   if(U.lt.0.)A=-PI/2.
   if(U.eq.0.)A=0.
   do to 4
3  A=ATAN(U/E)
4  D=B
   B=A
   if(K.eq.1)go to 5
   F=(A-D)*RK
   if(F.lt.-270.)F=F+360.
   if(F.lt.+ 90.)F=F-360.
   MINIMAX=MINIMAX+F*W3
5  continue
   if(NUM.le.2)100,90

20 A1=0
   D06 K=1,if

```

```

6 A1=A1+CADS(PRECT(IP,K,L))
  MINIMAX=A1/if
  go to 100

20 A2=0.
  A2=0.
  if(NUM.le.5)L1=4
  if(NUM.le.6)L1=1
  D07 K=1,if
  A2=A2+(1./(CABS(PRECT(IP,K,L)))**2)*W1
7 B2=B2+((CABS(PRECT(IP5,K,L)))**2)*W2
  MINIMAX=(A2+B2)/if+MINIMAX/(if-1)
  go to 100

40 continue
50 continue
100 continue
  return
  end

```



## Annexe

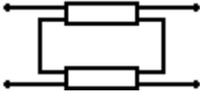
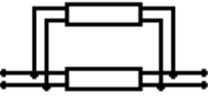
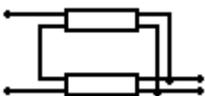
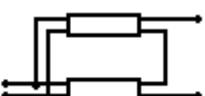
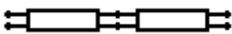
[E]	CONNEXION		Circuit	I 10	EXPR
	Porte 1	Porte 2			
$\begin{vmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix}$	série	série		2	/ 1 /
$\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$	parallèle	parallèle		3	
$\begin{vmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$	série	parallèle		4	
$\begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{vmatrix}$	parallèle	série		5	
CASCADE				1	/ 2 /

Tableau VIII : Les différentes connexions possibles de 2 deux-portes.

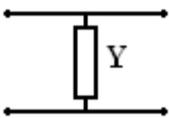
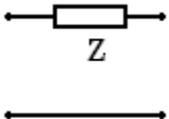
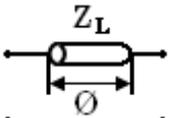
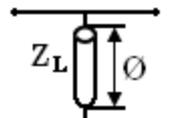
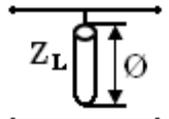
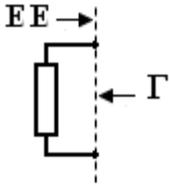
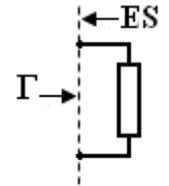
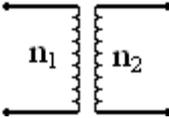
Elément	Circuit	[S]	Remarque	I6	I7	I8	
Elément RLC parallèle		$S_{11} = S_{22} = \frac{-1}{1 + 2(Y_0/Y)}$ $S_{21} = S_{12} = 1 + S_{11}$	Y-admittance	1 2	1	-	/1/
Elément RLC Série		$S_{11} = S_{22} = \frac{-1}{1 + 2(Z_0/Z)}$ $S_{21} = S_{12} = 1 - S_{11}$	Z-impédance	1 2	2	-	/2/
Ligne S-Pertes		$S_{11} = S_{22} = -\Gamma_L (e^{-j2\theta} - 1)/d$ $S_{21} = S_{12} = e^{-j\theta} (1 - \Gamma_L^2)/d$	$Z_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ $d = 1 - \Gamma_L^2 e^{-j2\theta}$	3	-	1	/3/
Ligne C-C		$S_{11} = S_{22} = \frac{-1}{1 + 2(Y_0/Y)}$ $S_{21} = S_{12} = 1 + S_{11}$	$Y = -j \operatorname{tg}(\theta)/Z_L$	3	-	2	/4/
Ligne Ouverte		$S_{11} = S_{22} = \frac{-1}{1 + 2(Y_0/Y)}$ $S_{21} = S_{12} = 1 + S_{11}$	$Y = -j \operatorname{tg}(\theta)/Z_L$ $\emptyset 0$	3	-	3	/5/
Mono-porte En Entrée		$S_{11} = S_{21} = S_{12} = 0$ $S_{22} = \Gamma$	[S] imaginaire 0	4 6	-	-	/6/
Mono-porte En Sortie		$S_{11} = \Gamma$ $S_{21} = S_{12} = S_{22} = 0$	[S] imaginaire 0	5 7	-	-	/7/
Transformateur Idéal		$S_{11} = S_{22} = (1 - n^2)/d$ $S_{21} = S_{12} = 2n/d$	$n = n_2/n_1$ $d = 1 + n^2$	8	-	-	/8/

Tableau IX : Les matrices de dispersion des éléments

du circuit dans *Optim Wave*.

	Configuration en Cascade	(I9(I), I10(I), I1, IP5)
a.		113131
b.		511181
c.		112121
d.		112131

Tableau X : L'illustration du code de connexions.

Tableau XI

Les relations de transformation entre les paramètres de la matrice S et les matrices Z et Y :

$S_{11} = ((Z_{11} - 1) \cdot (Z_{22} + 1) - Z_{12} \cdot Z_{21}) / a$ $S_{12} = 2 \cdot Z_{12} / a$ $S_{21} = 2 \cdot Z_{21} / a$ $S_{22} = ((Z_{11} + 1) \cdot (Z_{22} - 1) - Z_{12} \cdot Z_{21}) / a$ $a = (Z_{11} + 1) \cdot (Z_{22} + 1) - Z_{12} \cdot Z_{21}$
$S_{11} = ((1 - Y_{11}) \cdot (Z_{22} - 1) - Z_{12} \cdot Z_{21}) / b$ $S_{12} = 2 \cdot Y_{12} / b$ $S_{21} = 2 \cdot Y_{21} / b$ $S_{22} = ((1 + Y_{11}) \cdot (1 - Y_{22}) + Y_{12} \cdot Y_{21}) / b$ $b = (1 + Y_{11}) \cdot (1 + Y_{22}) - Y_{12} \cdot Y_{21}$
$Z_{11} = ((1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}) / c$ $Z_{12} = 2 \cdot S_{12} / c$ $Z_{21} = 2 \cdot S_{21} / c$ $Z_{22} = ((1 + S_{22}) \cdot (1 - S_{11}) + S_{12} \cdot S_{21}) / c$ $c = (1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}$
$Y_{11} = ((1 + S_{22}) \cdot (1 - S_{11}) + S_{12} \cdot S_{21}) / d$ $Y_{12} = 2 \cdot S_{12} / d$ $Y_{21} = 2 \cdot S_{21} / d$ $Y_{22} = ((1 + S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) + S_{12} \cdot S_{21}) / d$ $d = (1 - S_{11}) \cdot (1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21}$

Tableau XII

N	FONCTION-BUT (OPTIMISATION DU GENERATEUR H.F)
1 2	$\sum_{k=1}^{n-1} \arg S_{xx} f(k+1) - \arg S_{xx} f(k)$ $f(k+1) > f(k); -270deg < D \arg S_{xx} < 90deg$
3 4	$\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n  S_{xx}  f(k)$
5 6	$\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (W_1 \cdot (S_{xx})^{-2} f(k) + W_2 \cdot (S_{zz})^2 f(k+1))$ $+ \frac{1}{n-1} W_3 \cdot (\arg S_{xx} f(k+1) - \arg S_{xx} f(k))^2$ $f(k+1) > f(k); -270deg < D \arg S_{xx} < 90deg$
7	$\frac{1}{n} \sum_{k=1}^n (W_1 \cdot (S_{11} - G_1)^2 + W_2 \cdot ((S_{12})^2 - G_2)^2$ $+ W_3 \cdot (S_{21})^2 - G_3) + W_4 \cdot (S_{22} - G_4)^2$ $G_1 =  S_{11} , G_2 =  S_{22} , G_3 =  S_{21} , G_4 =  S_{22} $
8	$\frac{1}{n} \sum_{K=1}^n (W_1 \cdot ( S_{11}  - \frac{C_{11}-1}{C_{11}+1})^2 + W_2 \cdot ( S_{12} ^2 - 10^{ S_{12} })^2 + W_3 \cdot ( S_{21} ^2 - 10^{ S_{21} })^2$ $+ W_4 \cdot ( S_{22} ^2 - 10^{ S_{22} } - \frac{C_{11}-1}{C_{11}+1})^2$
9	$\frac{1}{n} \sum_{K=1}^n (W_1 \cdot ( S_{11}  - \frac{1+ S_{11} }{1- S_{11} })^2 + W_2 \cdot (20 \log S_{12} - G^2)^2 + W_3 \cdot ((20 \log S_{21}$ $- G_3)^2 + W_4 \cdot (\frac{1+ S_{11} }{1- S_{11} } - G_4) + W_5 \cdot (e^{(G_5-K)})$

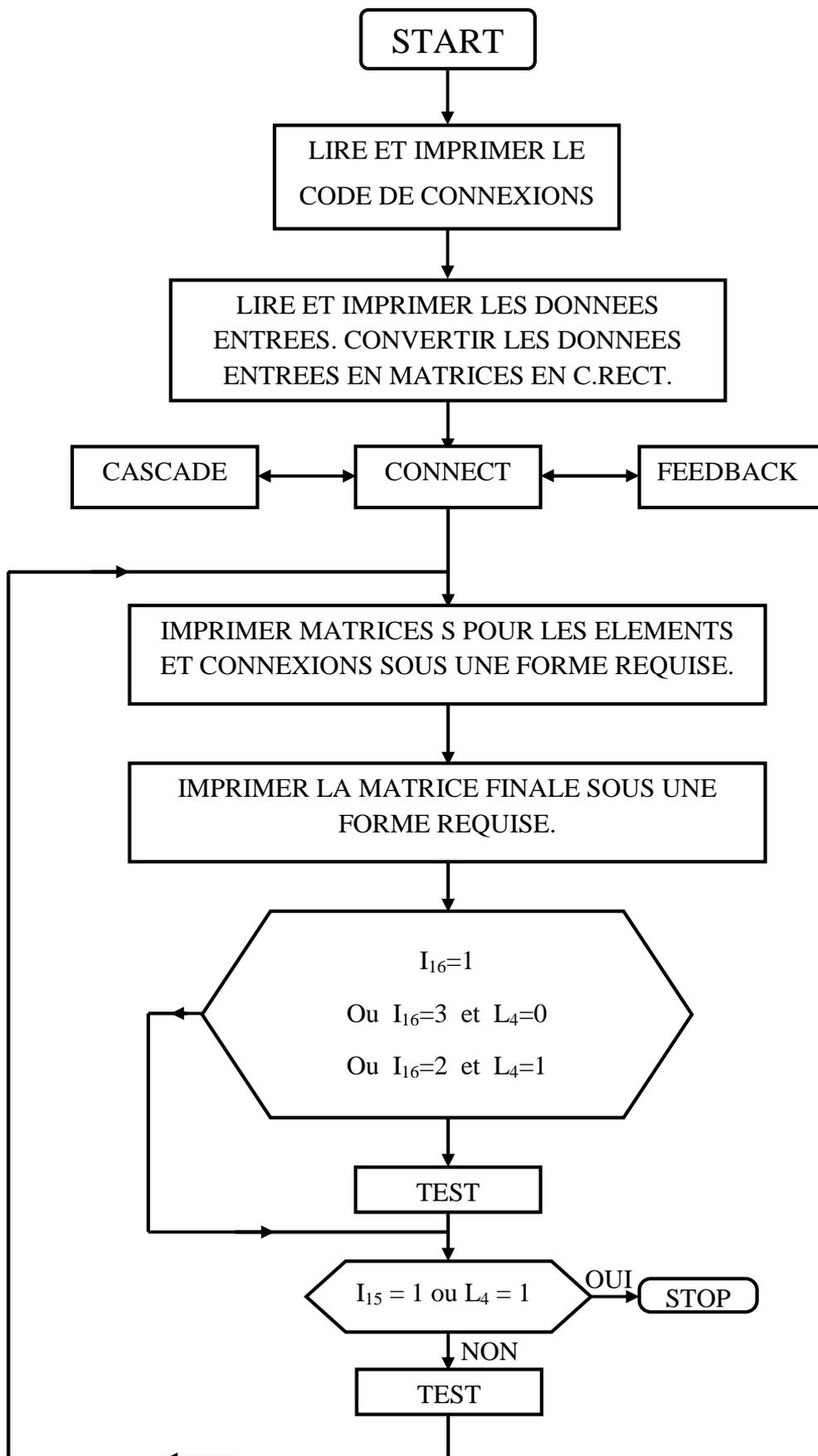


Fig 5-1 : Organisation générale de Optim Wave.

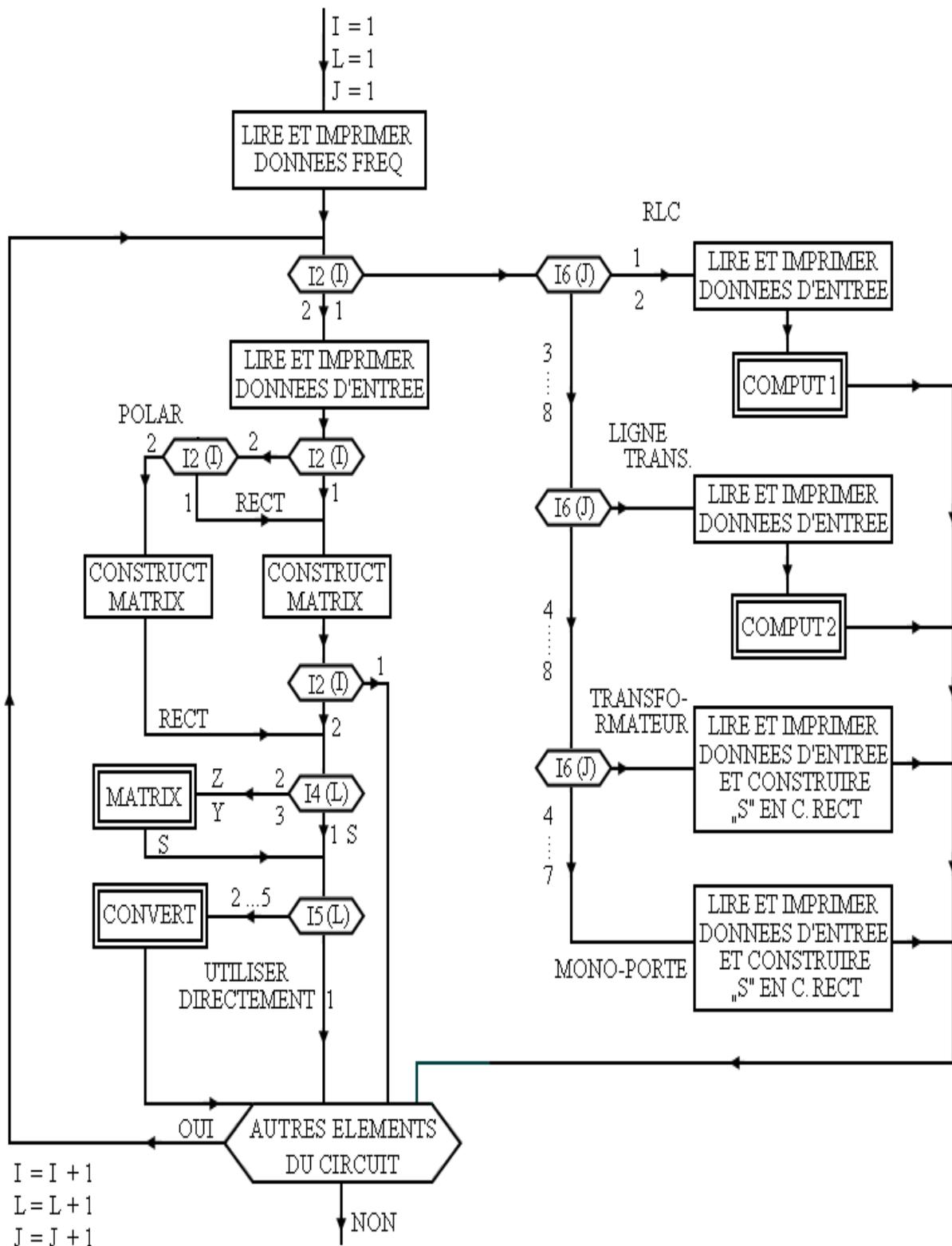


Fig 5-2 : Schéma bloc N°1.



Fig 5-3 : Schéma bloc N°2.

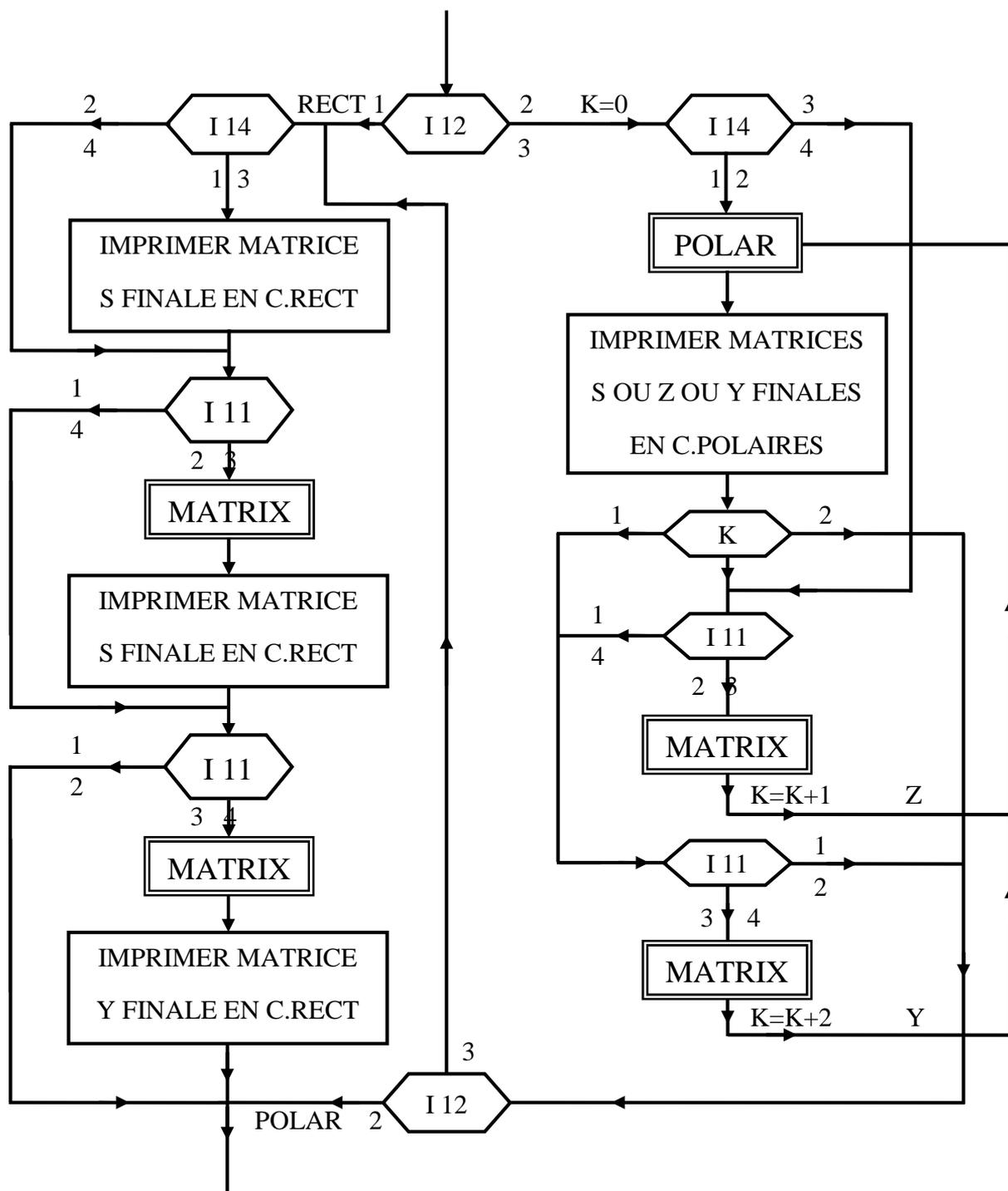


Fig 5-4 : Schema bloc N°3.

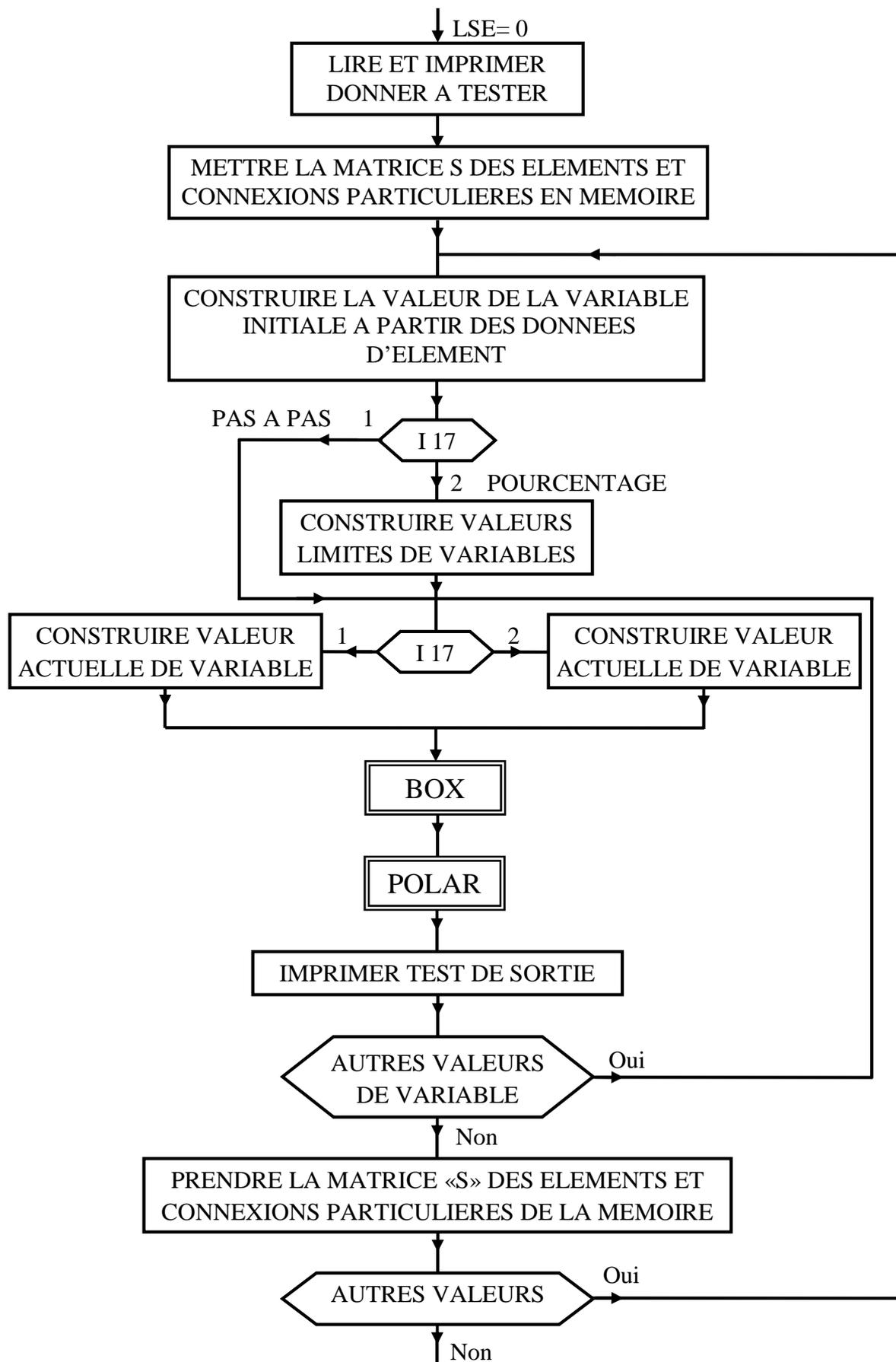


Fig 5-5 : Schéma bloc N°4.

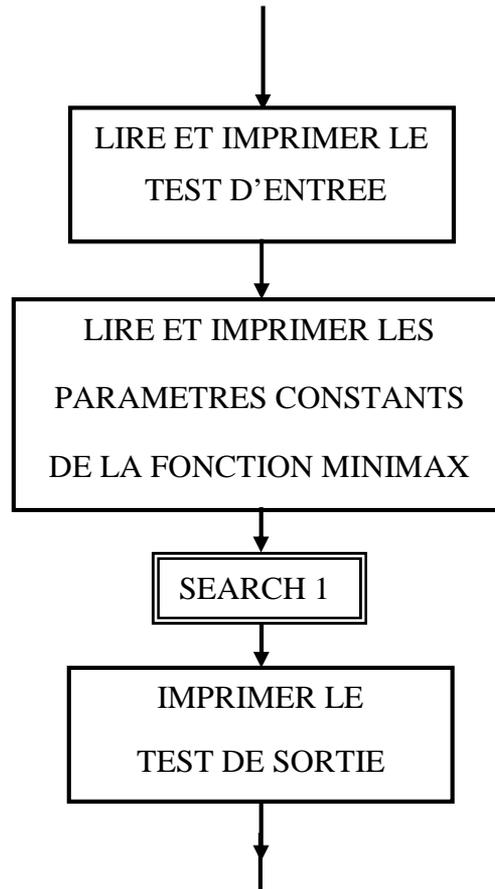


Fig 5-6 : Schéma bloc N°5.



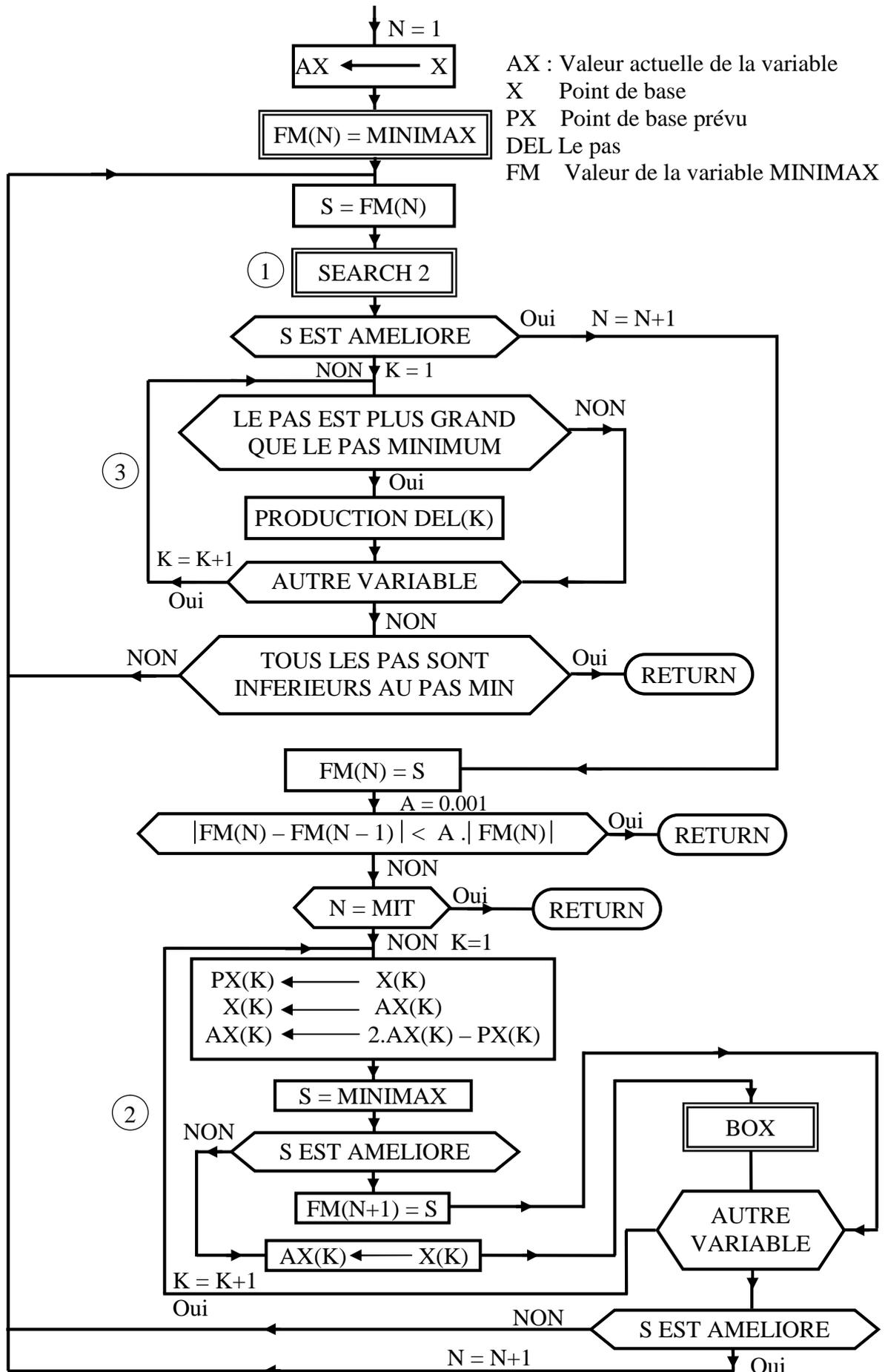


Fig 5-8 : Schéma bloc du S/programme SEARCH 1.

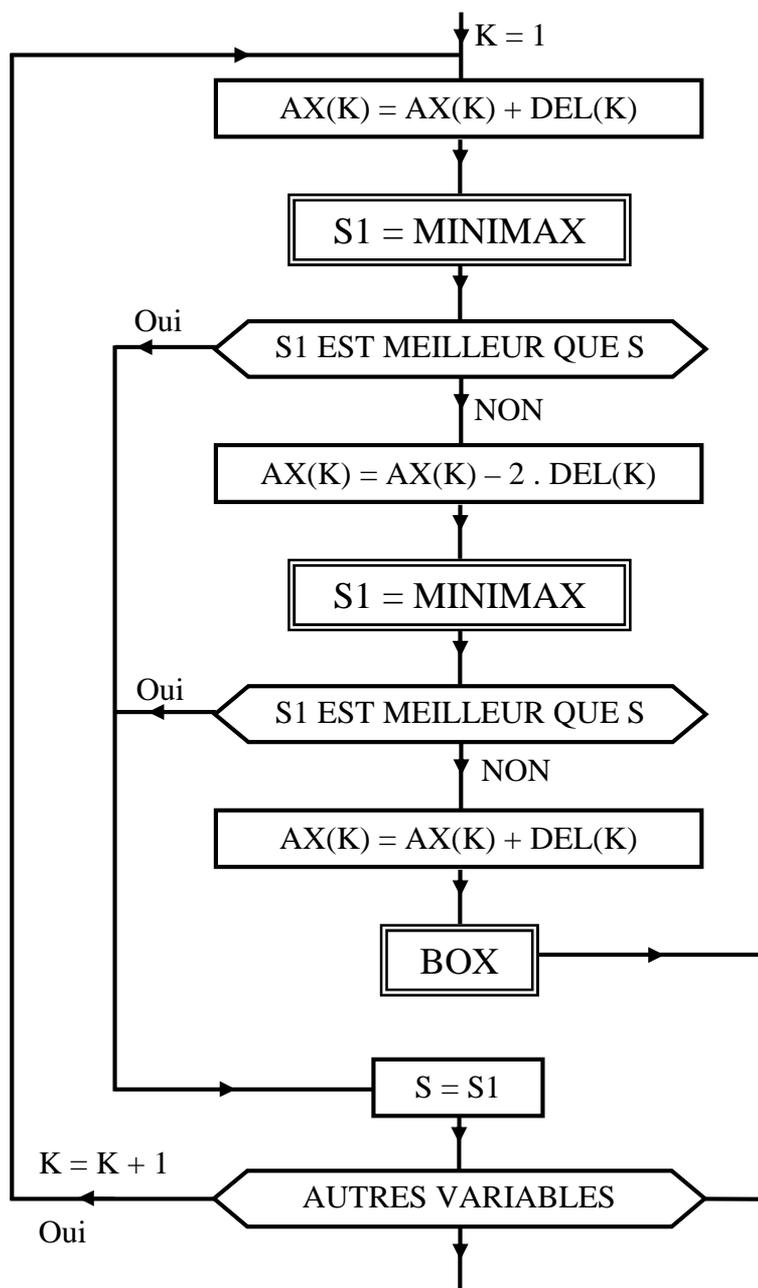


Fig 5- : Schéma bloc du S/programme SEARCH 2.

## REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] S.Aidel, N.Boucenna, S.Belaidi, "A new non linear optimization for microwave active circuits using a selective invariant transform," *International Journal of Microwave and optical technology*, Vol 4, N04, July 2009.
- [2] S.Aidel, N.Boucenna, S.Belaidi, "A new selective optimization for microwave oscillator using an invariant transform of the appropriate transistor," *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, Vol 2, N02, April 2009.
- [3] M. Golio, J. Golio, "RF and microwave applications and systems," *CRC Press Taylor & Francis Group*, 2008, I1-I20.
- [4] T. Bercelli, "Nonlinear Active Microwave Circuits," *New York: Elsevier*, 1987, pp. 69-71.
- [5] S.Aidel, A.Szymczak, A. Said, "Non-linear analysis of the electrical properties of the active circuits of high frequency circuits," *Engineering Institute of Canada, Canadian Electrical and Computer Engineering*, IEEE, Vo. 1 and 2, 4P, SEE N-94-22101 05-33.
- [6] Van Der Pol B. "The nonlinear theory of electric oscillators" *Proc. IRE*, Vol 22; pp.1051-1085, Sept 1934.
- [7] G.D. Vandelin, "Design of amplifiers and oscillators by the S parameters method," *New York: John Wiley and sons*, 1982, pp.132-135.
- [8] C.F. Scheibold, "An approach to realizing multioctave performance in GaAsFET Yig-tuned oscillators," *IEEE, MIT-Digest, chapJ-2*, 1985.
- [9] Maas S.A., "Nonlinear microwave circuits," *Norwood MA: Artech house*, 1988.
- [10] F. Giannini, G. Leuzzi, "Nonlinear Microwave Circuit Design," *New York, John Wiley & Sons*, 1994, pp.172-178.
- [11] G.D. Vandelin, A.M. Pavio, U.L. Rohde, "Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques," *John Wiley and sons, New Jersey*, 2005, pp.520-525.
- [12] S.Rosloniek, "Algorithms for Computer-aided Design of Linear Microwave Circuits", *Boston: Artech House*, 1990, 159-164.
- [13] G. Gonzales, "Foundations of Oscillator Circuit Design," *Artech House*, 2007, pp.76-89.
- [14] K.Kurokawa, "An Introduction of the Theory of Microwave," *New York*, 1969, Academic Press, pp.380-397.

- [15] R.C.Booton, "Computational Methods for Electromagnetics and Microwaves," *New York J.Wiley*, 1998, pp.150-160.
- [16] David.M.Pozar, "Microwave Engineering," *J.Wiley, New York*, 1998, pp.635-648.
- [17] Esdale,D.J., Howes M.J., "A reflection coefficient approach to the design of one port negative impedance oscillator," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*," Vol. 29, pp. 770-776, Aug.1981
- [18] D. B. Leeson, "A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum," *Proceedings of the IEEE*, Vol. 54, February 1966, pp. 329–330.
- [19] K. Kurokawa, "Noise in Synchronized Oscillators" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*," Vol. MTT-16, April 1968, pp. 234–240.
- [20] S. Hamilton, "FM and AM Noise in Microwave Oscillators", *Microwave Journal*, June 1978, pp. 105–109.
- [21] K. L. Kotzebue and W. J. Parrish, "The Use of Large Signal S Parameters in Microwave Oscillator Design," *Proceedings of the International IEEE Microwave Symposium on Circuits and Systems*, 1975.
- [22] K. M. Johnson, "Large Signal GaAs MESFET Oscillator Design," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-27, March 1979, pp. 217–227.
- [23] R. J. Gilmore and F. J. Rosenbaum, "An Analytic Approach to Optimum Oscillator Design Using S-Parameters", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-31, August 1983, pp. 633–639.
- [24] Y. Tajima and B. Wrona, "GaAs FET Large Signal Model and Design Applications", *Technical Digest of IEDM*, 1980, pp. 122–125.
- [25] I. Bahl and P. Bhartia, "Microwave Solid State Circuit Design," *Wiley, New York*, 1988, Chapters 3 and 9.
- [26] A. P. S. Khanna and Y. Garault, "Determination of Loaded, Unloaded, and External Quality Factors of a Dielectric Resonator Coupled to a Microstrip Line," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-31, March 1983, pp. 261–264.
- [27] D. Kajfez and P. Guillon, "*Dielectric Resonators*, Artech House," *Dedham, Mass.*, 1986.
- [28] N. K. Osbrink, "YIG-Tuned Oscillator Fundamentals," *Microwave Systems News*, Vol. 13, November 1983, pp. 207– 225.

- [29] Abe H., Takayama Y., Higashisaska A., Takamizawa H., “A highly stabilized low-noise GaAs FET integrated oscillator with a dielectric resonator in the C band,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,” Vol.26, pp.156-182, March 1978.
- [30] Güttich U., “Micros DROs: MESFET, PMHEMT, and HBT compared as active oscillators devices,” *in proc. Microwave and Optronics Conf.*, pp.341-344, Sindelfingen, 1995.
- [31] J. Obregon, A. P. S. Khanna, “Exact Derivation of the Non-Linear Negative Resistance Oscillator Pulling Figure,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. MTT-30, July 1982, pp.1109–1111.
- [32] K. Kurokawa, “Injection Locking of Microwave Solid State Oscillators,” *Proceedings of the IEEE*, Vol. 61, 1973, p. 1386.
- [33] Judaschke R, Schünemann K., “Design and optimization of millimeter-wave IMPATT oscillators,” *in IEEE Int. Microwave Symp. Dig.*, San Francisco, 939-942, 1996.
- [34] Huang C.C., Chu T.H., “Analysis of MESFET injection locked oscillators integrated fundamental mode of operation,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 42, Oct. 1994, pp. 1851–1857.
- [35] Dixon J., Bradley E., Popovic Z.B.,” Nonlinear time domain analysis of injection–locked microwave MESFET oscillators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 45, July 1997, pp. 1050 –1057.
- [36] Y. Mitsui, M. Natakami, S. Mitsui, ” Design of GaAs MEFET oscillator using large signal S-parameter,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.25, July 1977, pp. 981 –984.
- [40] H. Abe,” A GaAs MEFET oscillator quasi-linear design method,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.34, Jan. 1986, pp. 569 –574.
- [41] A. Madjar, “Analysis of microwave FET oscillator using an efficient computer model for the device,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.30, June 1982, pp. 915 –917.
- [42] Y. Hu, J.J Obregon, J.C. Mollier, “Nonlinear analysis of microwave FET using Volterra series,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol.37, Nov. 1986, pp.1689–1693.
- [43] T.J. Brazil, J.O. Scanlan, “A nonlinear design and optimization for GaAs MEFET oscillators,” *in IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, Las Vegas, 1987.

- [44] J. Meng, S. Koziel, J.W. Bandler, M.H. Bakr, and Q.S. Cheng, "Tuning space mapping: a novel technique for engineering optimization," *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, Atlanta, GA, Jun. 2008, pp. 991–994.
- [45] J. Zhu, J.W. Bandler, N.K. Nikolova, and S. Koziel, "Antenna optimization through space mapping," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 3, Mar. 2007, pp. 651–658.
- [46] J.W. Bandler, "Optimization methods for computer-aided design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-17, no. 8, Aug. 1969, pp. 533–538.
- [47] D.G. Swanson and W.J.R. Hofer, *Microwave Circuit Modeling Using Electromagnetic Field Simulation*, Artech House Publishers, Norwood, MA, Jun. 2003.
- [48] J.W. Bandler, W. Kellermann, and K. Madsen, "A superlinearly convergent minimax algorithm for microwave circuit design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-33, no. 12, Dec. 1985, pp. 1519–1530.
- [49] J.W. Bandler, R.M. Biernacki, S.H. Chen, P.A. Grobelny, and R.H. Hemmers, "Space mapping technique for electromagnetic optimization," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 42, no. 12, Dec. 1994, pp. 2536–2544.
- [50] M.H. Bakr, J.W. Bandler, M.A. Ismail, J.E. Rayas-Sánchez, and Q.J. Zhang, "Neural space-mapping optimization for EM-based design," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 12, Dec. 2000, pp. 2307–2315.
- [51] S. Koziel, J.W. Bandler, and K. Madsen, "A space-mapping framework for engineering optimization: theory and implementation," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 10, Oct. 2006, pp. 3721–3730.
- [52] Gupta K.C, Garg R, Chadha R, "Computer aided design of microwave circuits", *Dedham MA: Artech House, 1981.*
- [53] PUCEL R.A, "Monolithic microwave integrated circuits", *New-York; IEEE Press, 1985*
- [54] CHUA L.O DESOER C.A, KUH E.S," Linear and nonlinear circuits", *New-York : Mc Graw-Hill, 1987.*
- [55] BARETTO P.S DA R, "Theory, CAD optimization and FR & MW circuits for space use" in *Proc, Int, Microwave and Optoelectronics Conf. 501-508, Natal, Brazil, 1998.*
- [56] SMITH B.L, CARPENTIER M.H, "The microwave engineering handbook, Microwave Technology Series", *Vol I and II, London: Chapman & Hall, 1993.*

- [57] SNOWDEN C.M, "Computer-aided-design of MIMIC's based on physical device models, " *Proc. Inst. Elec. Eng., Vol 133,pt.H, 419-427, Oct.1986.*
- [58] PENGELLY R.S, "Microwave field effect transistors-theory, design and applications", *Chichester England: Research studies, 1982.*
- [59] GOLIO J.M , " Microwave MESFETs and HEMTs", *Norwood MA: Artech House, 1991.*
- [60] RUSSER P, "SI and SIGE millimetre-wave integrated circuits," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol 46, 590-603, May 1998.*
- [61] BERRPTH M, BOSCH R, "High frequency equivalent circuit of GAAS for large-signal application", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech, Vol 39, 224-229 Fed. 1991.*
- [62] KACPRZAK T., MATERKA A., "Compact DC model of GAAS FET's large-signal computer calculation," *IEEE J. Slid-State Circuits, Vol 18, 211-213, April 1983.*
- [63] MATERKA A., KACPRZAK T., "Computer calculation of large-signal GAAS FET amplifier characteristics," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 33, 129-135, Feb. 1985.*
- [64] HWANG V.D., ITOH T., "An efficient approach for large-signal modelling and analysis of the GAAS MESFET," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 35, 396-402, April 1987.*
- [65] CURTICE W.R., "GAAS MESFET modelling and nonlinear CAD," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol 36, 220-230, Feb.1988.*
- [66] TREW R.J., "MESFET models for microwave computer-aided design," *Microwave J., Vol 33, 115-130, May 1990.*
- [67] MCCAMANT A., MCCORMACK G., SMITH D., "An improved GAAS MESFET model for SPICE," *IEEE Trans. Microwave Theory. Vol 38, 822-824, June 1990.*
- [68] RODRIGUEZ T.J., MEZHER K.A., CONDE PORTILLA O.M., LUENGO PATRONICIO J.C., "A new highly accurate microwave nonlinear MESFET model," *Microwave J., Vol 36, 280-285, May 1993.*
- [69] ZHANG G., POLLARD R.D., SNOWDEN C.M., "A novel technique for HEMT tripler design, " *in IEEE Int. microwave Symp. Dig., San-Fransisco, 663-666, 1996.*
- [70] YEAGER H.R., DUTTON R.W., "Circuit simulation models for the high electron mobility transistor," *IEEE Trans. Electron Devices, Vol 33, 682-692, May 1986.*

- [71] MAHON S.J., SKELLERN D.J., GREEN F., "A technique for modelling S-parameters for HEMT structures as a function of gate bias," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 40, 1430-1440, July 1992.
- [72] ASAI S., MURAI F., KODERA H., "GAAS dual gate Schottky barrier FETS for microwave frequencies," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol 22, 897-904, Oct. 1975.
- [73] WEI C.J., HWANG J.C.M., HO W.K., HIGGINS J.A., "Large-signal modelling of self-heating, collector transit-time, and RF-breakdown effects in power HBT'S," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 44, 2641-2647, Dec. 1996.
- [74] CARLIN H.J., "The scattering matrix in network theory," *IRE Trans. Circuit Theory*, Vol 3, 88-97, June 1956.
- [75] BOWN G.C.S., GEIGER G.V., "Design and optimization of circuits by computer," *Proc. IEEE*, Vol 118, 649-661, May 1971.
- [76] BODHARAMIK P., BESSER L., NEWCOMB R.W., "Two scattering matrix programs for active circuit analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 18, 610-618, Nov. 1971.
- [77] TEMES G.C., EBERS R.M., GADENZ R.N., "Some application of the adjoint network concept in frequency domain analysis and optimization", *Computer aided design*, Vol 4, 129-134, April 1972.
- [78] FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, SPEEDY: *a Computer aided design program for RF and microwave circuits*, User manual, 1973.
- [79] NAGEL L.W., PEDERSON D.O., SPICE: "Simulation Program with Integrated circuit Emphasis", *Memo ERL-M382 Berkeley University, CA*, 1973.
- [80] SANCHEZ-SINENCIO E., TRICK T.N., "CADMIC –Computer-aided design of microwave integrated circuits", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 22, 309-316, Mar.1974.
- [81] MONACO V.A., TIBERIO P., « Computer-aided analysis of microwave circuits, « *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 22, 249-263, Mar. 1974.
- [82] BONFATTI F., MONACO V.A., TIBERIO P., "Microwave circuit analysis by sparse-matrix techniques", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol 22, 264-269, Mar. 1974.
- [83] RYTAND W.A., OPNODE: "interactive linear circuit design and Optimization", *Hewlett-Packard J.*, 28-31, Mar. 1977.

- [84] COMPACT INC., COMPACT: “computerized Optimization of Microwave Passive and Active Circuits”, User manual, 1978.
- [85] CHUA L.O., DESOER C.A., KUH E.S., “Linear and nonlinear circuits”, *New-York Mc Graw-Hill*, 1987.
- [86] HEITER G.L., “Characterization of nonlinearities in microwave devices and systems”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 21, 797-805, Dec. 1973.
- [87] FREY D.,” A simple generalized modeling technique for non-linear networks”, in *IEEE Int. Symp. On circuit Syst., Montreal*, 1984.
- [88] ZIZZOLI V., NERI A., “State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques”, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol 36, 343-365, Feb 1988.
- [89] STEER M.B., “Simulation of nonlinear microwave circuits – an historical perspective and comparisons,” in *IEEE Int. microwave Symp. Dig., Boston*, 599-602, 1991.
- [90] GUSTAFSSON L., JANSSON G.H.B., LUNDSTROEM K.I., “On the use of describing functions in the study of nonlinear active microwave circuits,” *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 20, 402-409, June 1972.
- [91] SOBHY M.I., EL-SAWY Y.A.R., “Parallel processing application to nonlinear microwave network design”, *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 37, 2067-2073, Dec. 1989.
- [92] KUNISCH J. BAHR A., RITTWEGER M., WOLFF I., “Analysis of nonlinear microwave circuits using the compression approach,” in *IEEE MTT-S Int. microwave Symp. Dig., Atlanta*, 637-640, 1993.
- [93] BEDROSIAN E. RICE S.O., “The output properties of Volterra system (nonlinear system with memory) driven by harmonic and Gaussian inputs,” *Proc IEEE*, Vol 59, 1688-1707, Dec. 1971.
- [94] WEINER D.D., NADITCH G.H., “A scattering variable approach to the Volterra analysis of nonlinear systems,” *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 24, 422-433, July 1976.
- [95] RIZZOLI V., LIPPARINI A., MARAZZI E.”A general purpose program for nonlinear microware circuit design,” *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 31, 762-770, Sept. 1983.
- [96] KUNDERT K.S., SANGIOVANNI-VINCENTELLI A, “Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain,” *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, Vol 5, 521-535, Oct. 1986.

- [97] RHYNE G.W., STEER M.B., BATES B.D., "Frequency-domain nonlinear circuit analysis using generalized power series," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 36, 379-387, Feb. 1988.*
- [98] BANDLER J.W., ZHANG Q.J., BIERNACKI R.M., "A unified theory for frequency-domain simulation and sensitivity analysis of linear and nonlinear circuits," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 36, 1661-1669, Dec.1988.*
- [99] HU Y., OBREGON J.J. MOLLIER J.C., "Nonlinear analysis of microwave FET oscillators using Volterra series," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 37, 1689-1693, Nov.1989.*
- [100] CHANG C.R., STEER M.B., "Frequency-domain nonlinear microwave circuit simulation using the arithmetic operator method," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 38, 1139-1143, Aug. 1990.*
- [101] STEER M.B., CHANG C.R., RHYNE G.W., "Computer aided analysis of nonlinear microwave circuits using frequency domain spectral balance techniques: the state of the art," *Int. J. on Microwave and Millimeter CAR, Vol 1, Apr.1991.*
- [102] NAHRI T., "Frequency-domain analysis of strongly nonlinear circuits using a consistent large-signal model," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 44, 182-192, Feb. 1996.*
- [103] CURTICE W.R., "Nonlinear analysis of GAAS MESFET amplifiers, mixers and distributed amplifiers using the harmonic balance technique," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 35, 441-447, April 1987.*
- [104] BANDLER J.W., ZHANG Q.J., BIERNACKI R.M., "A unified framework for harmonic balance simulation and sensitivity analysis," in *IEEE Int. Microwave Symp. Dig., New-York, 1041-1044, 1988.*
- [105] GILMORE R.J., STEER M.B., "Nonlinear circuit analysis using the method of harmonic balance – a review of the art: Part I, Introductory concepts; Part II, Advanced concepts," *Int. J. on Microwave and Millimeter CAE, Vol 1, Jan./ Apr. 1991.*
- [106] KERR A.R., "a technique for determining the local oscillator waveforms in microwave mixer," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 23, 828-831, Oct. 1975.*
- [107] HICKS R.G., KHAN P.J., "Numerical analysis of nonlinear solid-state device excitation in microwave circuits," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 30, 251-259, Mar. 1982.*

- [108] GILMORE R.J., "Nonlinear circuit design using the modified harmonic balance algorithm, *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 34, 1294-1307, Dec.1986.*
- [109] HERON P.L., STEER M.B., "Jacobian calculation using the multidimensional fast Fourier transform in the harmonic-balance analysis of nonlinear circuits, "*IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 38, 429-431, April 1990.*
- [110] CHANG C.R., HERON P.L., STEER M.B., "Harmonic-balance and frequency-domain simulation of nonlinear microwave circuits using the block Newton method " *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 38, 431-434, April 1990*
- [111] RHODES D.L., PERLMAN B.S., "Parallel computation for microwave circuit simulation, "*IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 45, 587-592, May 1997.*
- [112] BANDLER J.W., "Optimization methods for computer-aided design, "*IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 17, 533-552, Aug.1969.*
- [113] BOWN G.C.S., GEIGER G.V., "*Design and optimization of circuits by computer*" *Proc. IEEE, Vol 118, 649-661, May 1971*
- [114] MONACO V.A., TIBERIO P., "*Computer-aided analysis of microwave circuits,*" *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 22, 249-263, Mar.1974.*
- [115] RHEA R.W., "*Oscillator design and computer simulation*", *Noble Publishing, 1985.*
- [116] ROHDE U.L., "CAD packages improve circuit-optimization methods," *Microwave Syst. News, 117-135, May 1985.*
- [117] ROHDE U.L., "Designing a matched low noise amplifier using CAD tools," *Microwave J., Vol 29, 154-160, Oct. 1986.*
- [118] BANDLER J.W., CHEN S.H., DAIJAVAD S., "Microwave device modelling using efficient I1 optimization: a novel approach," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 34, 1282-1293, Dec. 1986.*
- [119] GUO C., CAMIADE M., ROUSSET D., CESSEY A., OBREGON J.J., BERT A., "Optimum design of nonlinear FET amplifiers," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 35, 1348-1354, Dec. 1987.*
- [120] BANDLER J.W., CHEN S.H., "Circuit optimization: the state of the art," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 36, 424-443, Feb. 1988.*
- [121] RIZZOLI V., NERI A., "State of the art and present trends in nonlinear microwave CAD techniques," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 36, 343-365, Feb. 1988.*

- [122] SMITH B.L., CARPENTIER M.H., “The microwave engineering handbook”, Microwave technology Series, *Vol I and II, London: Chapman & Hall, 1993.*
- [123] WHITTLE P., “Optimization under constraints: theory and applications of nonlinear programming”, *New-York: Wiley, 1971.*
- [124] POLAK E., “Computational methods in optimization, a unified approach”, *New-York: Academic Press, 1971.*
- [125] VAJDA S., “Theory of linear and nonlinear programming”, *London: Longman, 1974.*
- [126] GILL P.E., MURRAY W., “Numerical methods for constrained optimization”, *New-York: Academic Press, 1974.*
- [127] CHARALAMBOUS C., “A unified review of optimization, “*IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 22, 289-300, Mar.1974.*
- [128] DENIS Jr., SCHNABEL R.B., “Numerical methods of unconstrained optimization and nonlinear equations”, *Englewood Cliffs NJ: Prentice Hall, 1983.*
- [129] LOTT U., “Measurement of magnitude and phase of harmonics generated in nonlinear microwave two-ports,” *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 37, 1506-1511, Oct.1989.*
- [130] EDWARDS M.L., SINSKY J.H., “A new criterion for linear 2-port stability using a single geometrically derived parameter, “*IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 40, 2303-2311, Dec. 1992.*
- [131] THOMAS D., JR., BRANNER G.R., “Optimization of active microwave frequency multiplier performance utilizing harmonic terminating impedances, “ *in IEEE Int. microwave Symp. Dig., San-Francisco, 659-662, 1996.*
- [132] GEIS L.A., DUNLEAVY L.P., “Power contour plots using linear simulators,” *microwave J., Vol 39, 60-68, June 1996.*
- [133] MATTHEI G.L., YOUNG L., JONES E.M.T., “Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures”, *London: Artech House, 1980.*
- [134] ABRIE L.D., “The design of impedance-matching networks for radio-frequency and microwave amplifiers”, *Norwood: Artech House, 1985.*
- [135] EDWARDS T.C., “Foundations for microstrip circuit design”, 2<sup>nd</sup> Ed., *Chichester England: Wiley, 1992.*

- [136] PARSONS A.J., MEADOWS R.G., "Matching techniques for microwave integrated circuits," *Microwave Eng. Europe*, 47-57, Oct. 1994.
- [137] HA T.T., "solid-state microwave amplifier design", *New-York: Wiley*, 1981.
- [138] SWEET A.A., "MIC and MMIC amplifier oscillator circuit design, London": *Artech House*, 1990.
- [139] SMITH B.L., CARPENTUER M.H., "The microwave engineering handbook", Microwave technology Series, *Vol I and II, London: Chapman & Hall*, 1993.
- [140] GEIS L.A., DUNLEAVY L.P., "Power contour plots using linear simulators," *Microwave J.*, Vol 39, 60-68, June 1996.
- [141] EDWARDS M.L., CHENG S., "Conditionally stable amplifier design using constant u-contours," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 44, 2634-2640, Dec.1996.
- [142] VENDELIN G.D., MUELLER W.C., "Noise parameters of microwave transistors." *Microwave J.*, Vol 30, 177-186, Nov.1987.
- [143] CAPPONI G., MAIO B.D., LIVRERI P., HEMT for low-noise microwaves: "CAD oriented performance evaluation," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 43, 1226-1229, June 1995.
- [144] MUNOZ S., SEBASTIAN J.L., GALLEGRO J.D., "Modelling the bias and temperature dependence of a C-class MESFET amplifier," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 45, 527-233, April 1997.
- [145] MATTHAEI G.L., YOUNG L., JONES E.M.T., "Microwave filters, impedance matching networks and coupling structures", *London: Artech House*, 1980.
- [146] TAJIMA Y., MILLER P.D., "Design of broad-band power GAAS FET amplifiers," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech*, Vol 32, 261-267, Mar. 1984.
- [147] STALOFF M., "Computer-aided design and analysis of microwave transistor amplifiers," *Microwave J.*, Vol 30, 253-268, May 1987.
- [148] PARSONS A.J., MEADOWS R.G., "Matching techniques for microwave integrated circuits," *Microwave Eng. Europe*, 47-57, Oct. 1994.
- [149] GONZALES F.J.O., MARTIN J.L.J., LOPEZ A.A., "Effects of matching on RF power amplifier efficiency and output power," *Microwave J.*, Vol 41, 60-72, april 1998.

- [150] LIANG C.P., JONG J.H., STARK W.E., EAST J.R., "Nonlinear amplifier effects in communications systems," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 47, 1461-1466, Aug. 1999.*
- [151] WEISS M.R., PAVLIDIS D., "An investigation of the power characteristics and saturation mechanisms in HEMT'S and MESFET'S " *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 36? 1197-1206, Aug. 1988.*
- [152] TOYODA S., "High efficiency amplifiers," in *IEEE Int. microwave Symp. Dig. San Diego, 253-256, 1994.*
- [153] MAEDA M. TAKEHARA H., NAKAMURA M. OTA Y., ISHIKAWA O., "A high power and high efficiency amplifier with controlled second-harmonic source impedance," in *IEEE Int. microwave Symp. Dig., Orlando, 579-582, 1995.*
- [154] KENNEY J.S., LEKE A., "Design considerations for multicarrier CDMA base station power amplifiers," *Microwave J., Vol 42, 76-86, Feb. 1999.*
- [155] PLATZKER A., TAJIMA Y., "Large-signal GAAS FET amplifier CAD program," in *IEEE Int. microwave Symp. Dig., Dallas, 450-452, 1982.*
- [156] CURTICE W.R., CAMISA R.L. "Self-consistent GAAS FET models for amplifier design and device diagnostics," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 32, 1573-1578, Dec.1984.*
- [157] MATERKA A, KACPRZAK T., "Computer calculation of large-signal GAAS FET amplifier characteristics," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 33, 129-135, Feb. 1985.*
- [158] CURTICE W.R., "Nonlinear analysis of GAAS MESFET amplifiers, mixers and distributed amplifiers using the harmonic balance technique," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 35, 441-447, April 1987.*
- [159] GILMORE R.J., STEER M.B., "Nonlinear circuit analysis using the method of harmonic balance – a review of the art: Part I, introductory concepts; Part II, Advanced concepts," *Int. J. on Microwave and Millimeter CAE, Vol 1, Han. / Apr. 1991.*
- [160] LAMBRIANOU G.M., AITCHISON C.S., "Optimization of third-order intermodulation product and output power from an X-band MESFET amplifier using Volterra series analysis," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 33, 1395-1403, Dec. 1985.*

- [161] CROSMUM A.M., MAAS S.A., "Minimization of intermodulation distortion in GAAS MESFET small-signal amplifiers, " *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 37, 1411-1417, Sept. 1989.*
- [162] LARSEN T., "Determination of Volterra Transfer functions of non-linear multiport networks", *Int. journal of Circuit Theory and applications, Vol 21 (2), 107-131, 1993.*
- [163] PEDRO J.C., PEREZ J., "Accurate simulation of GAAS MESFET'S intermodulation distortion using a new drain-source current model, " *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 42, 25-33, Jan. 1994.*
- [164] CAVERLY R.H."Distortion in RF and microwave control devices," *Microwave J, Vol 40, 74-82, Dec. 1997.*
- [165] BAINS A.S., "High-power microwave amplifier using IMPATT diodes," *Electron. Lett. Vol 8, 427-428, Aug.10, 1972.*
- [166] PETERSON D.F., HADDAD F.I., "Read-type varactors for parametric amplifier applications, " *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 28, 945-951, Sep.1980.*
- [167] GRAYZEL A.I., "The overdriven varactor upper sideband up converter," *IEEE Trans, Microwave Theory Tech, Vol 15, 561-565, Oct. 1967.*