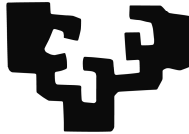


eman ta zabal zazu



Universidad  
del País Vasco

Euskal Herriko  
Unibertsitatea

Thèse pour obtenir le grade de  
Docteur par l'Université du Pays Basque (UPV/EHU)

Leioa, Février 2011

**Développement des méthodes de stabilisation pour la  
conception des circuits hyperfréquences : Application à  
l'optimisation d'un amplificateur de puissance spatial.**

Thèse présentée et soutenue par

**Natanael Ayllón Rozas**

et dirigée par

**Aitziber Anakabe Iturriaga**

**Juan Mari Collantes Metola**



**ZTF-FCT**

Zientzia eta Teknologia Fakultatea  
Facultad de Ciencia y Tecnología



## ***REMERCIEMENTS***

Hay muchísima gente a la que me gustaría agradecer el apoyo que he recibido durante estos tres últimos años. En primer lugar, quisiera agradecer a mi director de tesis J.M. COLLANTES todo lo que ha hecho por mí durante este tiempo. Debo agradecerle la insistencia con la que defendió este proyecto en sus duros y difíciles inicios, la confianza que ha depositado en mí en todo momento y el apoyo que he recibido no solo académica y profesionalmente sino también en el plano moral y personal. Por supuesto, quiero agradecer también a A. ANAKABE ya que su ayuda como codirectora de tesis ha sido de vital importancia para llevar a buen puerto este trabajo. Quiero agradecer la paciencia que ambos han tenido conmigo en muchos momentos de la tesis pero sobretodo, gracias por haberme dedicado todo el tiempo del mundo incluso dejando de lado vuestras tareas para atenderme. Igualmente quiero dar las gracias al resto de componentes del grupo de RF y Microondas, especialmente a J. PORTILLA por permitirme utilizar sus diseños que tanto me ayudaron al inicio de este proyecto y por aceptar a participar como miembro del jurado de esta tesis.

Je remercie vivement le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES) et Thales Alenia Space - France (TAS-F) pour le soutien reçu et pour la confiance qu'ils ont témoignée à notre équipe de travail et particulièrement à moi. Spécialement, je voudrais profiter de l'occasion pour faire parvenir ma gratitude à Monsieur S. FORESTIER pour toute son aide et sa disponibilité pendant mon stage chez TAS-F et pour accepter de participer au jury de cette thèse. Je souhaiterai remercier Monsieur J.L. CAZAUX et Monsieur D. LANGREZ de m'avoir accueilli au sein du service LEMMIC où j'ai eu le plaisir de travailler avec des gens formidables (Guillaume, Nhut, David, Vincent, Stéfs, Jean Philippe, Jean Luc, Jean Michel, Benoit, Lidwine,...). Ils ont tous fait de mon stage une expérience heureuse difficile d'oublier.

J'adresse également mes plus vifs remerciements à Monsieur G. SOUBERCAZE-PUN pour son aide, ses toujours sincères conseils et pour tout le temps qu'il a dédié à la correcte réalisation de cette thèse. Je remercie également Monsieur L. LAPIERRE pour s'intéresser en détail au sujet de ces travaux.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur R. QUERE pour l'honneur qui me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse. Je tiens également à remercier A. SUAREZ d'avoir accepté d'examiner ce mémoire et de participer à ce jury.

Como no podía ser de otra manera, quiero dedicar un espacio a todos los miembros del departamento (profesores, pics, becarios y ESSinos) por haberme animado a seguir adelante y por haber estado siempre disponibles para resolverme cualquier duda. En especial a Pablo, Iñigo, Estibalitz, Mikel, Raquel y Alicia por sus siempre oportunos consejos y ánimos durante la edición de la tesis. Y como no, a Olaso, Silvia y Josu por estar siempre dispuestos a escuchar mis inquietudes, historias e incluso problemas aportando siempre su inestimable consejo de amigo.

Por supuesto, quiero dar las gracias a toda mi familia ya que sinceramente, sin ellos nada de esto hubiera sido posible. Especialmente, a mis padres porque para ellos los estudios siempre fueron lo primero, y así ha sido. Qué decir de Sandra...has sido mi mayor soporte durante la tesis y no existen palabras de agradecimiento que describan todo lo que me has dado. Gracias por tu incalculable apoyo, consejo y comprensión.

Finalmente, quiero dedicar esta tesis a toda la cuadrilla de amigos por los buenos momentos que hemos pasado juntos y que me han ayudado enormemente ha recargar pilas una y otra vez durante todo este tiempo.

Gracias a tod@s.

*A mis padres M<sup>a</sup> Consuelo y Antonio  
y a mis hermanos Carlos y Roberto*



## Résumé

Éviter toute oscillation non désirée est une question majeure pour la conception optimale de tout type de circuits hyperfréquences. Ceci est d'autant plus critique en technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) car le réglage ultérieur est impossible. Des nombreux travaux ont concerné cet aspect critique pendant la phase de la conception de ces circuits. Néanmoins, cette analyse est généralement menée à la fin du processus afin de vérifier, *a posteriori*, la stabilité du circuit. Cette stabilité est habituellement garantie à partir de stratégies de stabilisation très conservatrices et sécurisantes car la stabilité de ces circuits doit être garantie sous conditions d'opération strictes (variations en température, polarisation, vieillissement, etc.). Par conséquent, ces stratégies de stabilisation peuvent entraîner une perte des performances RF du circuit, ce qui affecte directement à la charge utile du satellite.

L'objectif principal de cette thèse a été de montrer l'intérêt potentiel d'intégrer l'analyse de stabilité basée sur l'identification pôle-zéro dès les premières étapes de la conception des circuits hyperfréquences. Ceci a permis de garantir la stabilité du circuit avec une marge suffisante, tout en optimisant le fonctionnement en termes de performances RF en régime linéaire et non linéaire. Pour cela, une approche systématique de stabilisation des circuits microondes a été développée permettant de concevoir des réseaux de stabilisation optimaux en fonction de la topologie du circuit, de son technologie et du type d'oscillation parasite.

Les méthodologies de stabilisation proposées ont été appliquées sur un circuit issu d'une conception industrielle pour une application spatiale : Un amplificateur de puissance MMIC en bande Ku conçu par Thales Alenia

Space - France (TAS-F) pour intégrer une antenne active en émission pour des applications de télécommunications spatiales, sous contrat de l'Agence Spatiale Française CNES. Cependant les techniques et les procédures de stabilisation proposées tout au long de cette thèse peuvent être appliquées à d'autres circuits hyperfréquences.



## Abstract

Avoiding spurious oscillations of any kind is a key issue in microwave circuit design, especially in MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) technology as any subsequent modification is impossible. There are many works concerning this critical aspect during the design stage of these circuits. Nevertheless, this analysis is generally performed at the end of the process in order to verify, *a posteriori*, circuit stability. This stability is commonly satisfied by applying stabilisation strategies that are very conservatives as the circuit stability must be guaranteed under very strict operating conditions (temperature variations, bias, input drive, aging, etc.). As a consequence, they can negatively impact circuit performances at the operating frequency band, with a direct effect on satellite payload.

The principal aim of this thesis has been to show the potential interest of integrating the pole-zero identification based stability analysis from the first steps of the microwave circuits design process. This has been useful to guarantee circuit stability within a certain margin while optimising its RF performances in both linear and non-linear regimes. To do so, a systematic methodology for microwave circuit stabilisation has been developed in order to design optimal stabilisation networks as a function of circuit topology, technology and the kind of spurious oscillation detected.

The proposed stabilisation techniques have been applied to a Ku-band MMIC power amplifier designed at Thales Alenia Space – France (TAS-F) with the support of the French Spatial Agency CNES, as a part of an active antenna array for a telecommunication space application. However, the stabilisation techniques and procedures described along this work can also be applied for the stabilisation of other microwave circuits.



# Table des matières

---

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 :</b>	
<b>Analyse de Stabilité dans le contexte des Circuits Microondes.....</b>	<b>5</b>
1.1.- Introduction.....	6
1.2.- Stabilité d'un système linéaire .....	8
1.2.1.- Notation d'équations d'état .....	8
1.2.2.- Concept de fonction de transfert .....	9
1.3.- Stabilité d'un système non linéaire .....	11
1.3.1.- Stabilité locale versus stabilité globale .....	12
1.4.- Méthodes d'analyse de stabilité pour des circuits microondes .....	15
1.4.1.- Stabilité d'un régime <i>dc</i> .....	15
1.4.1.1.- Méthode du facteur K .....	15
1.4.1.2.- Stabilité d'un circuit chargé. Test d'oscillation .....	18
1.4.1.3.- Facteur de rétroaction et NDF .....	19
1.4.1.4.- Analyse de stabilité à partir d'une fonction de transfert .....	21

1.4.2.- Stabilité d'un régime périodique fort signal .....	24
1.4.2.1.- Application du critère de Nyquist au déterminant caractéristique du système perturbé .....	25
1.4.2.2.- NDF non linéaire .....	27
1.4.2.3.- Analyse de stabilité à partir d'une fonction de transfert .....	28
1.5.- Conclusions .....	33
1.6.- Références .....	35

**CHAPITRE 2 :**

<b>Sources de Courant/Tension pour l'Analyse de Stabilité par Identification Pôle-Zéro .....</b>	<b>43</b>
2.1.- Introduction.....	44
2.2.- Analyse de stabilité avec source de courant.....	45
2.2.1.- Obtention de la réponse fréquentielle.....	46
2.2.2.- Fonction de transfert SISO par identification de systèmes linéaires dans le domaine fréquentielle .....	47
2.2.3.- Analyse de stabilité d'une solution $dc$ .....	49
2.2.4.- Analyse de stabilité d'un régime périodique fort signal.....	50
2.3.- Sensibilité de l'analyse de stabilité pôle-zero .....	54
2.3.1.- Effet des pôles et des zéros complexes conjugués dans une réponse fréquentielle .....	54
2.3.2.- Origine des quasi-compensations pôle-zéro.....	61
2.4.- Analyse de stabilité avec source de tension .....	67
2.4.1.- Sonde duale I-V.....	72
2.5.- Exemples d'application.....	73
2.5.1.- Amplificateur de puissance en bande X.....	74
2.5.2.- Amplificateur FET de moyenne puissance en bande L.....	78
2.6.- Conclusions.....	82
2.7.- Références.....	84

**CHAPITRE 3 :**

<b>Approche Systématique pour la Stabilisation des Circuits Microondes.....</b>	<b>89</b>
3.1.- Introduction.....	90
3.2.- Réseaux de stabilisation série ou parallèle.....	92
3.3.- Stabilisation des oscillations associées à une solution <i>dc</i> instable dans les circuits microondes.....	97
3.3.1.- Contrôle proportionnel.....	99
3.3.2.- Contrôle dérivatif.....	105
3.3.3.- Contrôle intégral.....	110
3.4.- Discussion sur la stabilisation des oscillations associées à un état périodique fort signal instable.....	114
3.5.- Conclusions.....	125
3.6.- Références.....	127

**CHAPITRE 4 :**

<b>Exemple d'application : Amplificateur de Puissance MMIC en Bande Ku.....</b>	<b>129</b>
4.1.- Introduction.....	130
4.2.- Amplificateur de puissance MMIC en Bande Ku.....	131
4.3.- Stabilisation de la structure de test.....	137
4.4.- Stabilisation du MMIC.....	151
4.5.- Optimisation des performances.....	155
4.5.1.- Calcul des réseaux de stabilisation optimaux.....	159
4.5.2.- Optimisation des réseaux d'adaptation.....	164
4.5.2.1.- Analyse de stabilité de la solution de stabilisation retenue.....	169
4.5.2.2.- Performances RF du circuit optimisé.....	171
4.6.- Conclusions.....	183
4.7.- Références.....	185
<b>Conclusions générales.....</b>	<b>187</b>
<b>Publications et communications relatives à ce travail.....</b>	<b>191</b>





## INTRODUCTION GENERALE

Les amplificateurs de puissance microondes à état solide représentent de nos jours une part importante des amplificateurs de puissance utilisés dans les systèmes de Télécommunications terrestre mais aussi satellite. Ils sont utilisés à la fin de la chaîne de transmission électronique de l'information avant l'antenne pour fournir la puissance nécessaire permettant d'établir le lien, par exemple, entre un satellite et une station de base. Ils doivent de plus satisfaire des conditions de linéarité pour garantir la qualité de la liaison. Pour cela, les amplificateurs de puissance à état solide possèdent généralement des topologies multi-étages avec une combinaison arborescente de puissance. Ces topologies possèdent intrinsèquement des boucles par contre réaction pouvant induire l'apparition d'oscillations parasites venant perturber les performances voire rendre non opérationnel la fonction.

Éviter toute oscillation non désirée est une question majeure pour une conception optimale de tout type de circuits microondes. La possibilité d'obtenir des informations sur la stabilité d'un amplificateur lors de la phase de conception est essentielle afin d'éviter un comportement instable du circuit. Ceci est d'autant plus critique en technologie MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit) car le réglage *a posteriori* est impossible. Une fois l'oscillation parasite détectée en simulation, il est nécessaire d'appliquer des solutions appropriées pour l'éliminer sans dégradation des performances RF. Habituellement, la stabilisation des circuits microondes est faite de manière empirique, reposant sur la connaissance particulière du circuit et sur les caractéristiques de l'oscillation. Par exemple, la valeur d'une résistance de polarisation de grille peut être augmentée pour éliminer une oscillation en basse fréquence dans un amplificateur FET ou bien

l'ajout des résistances "inter-branche" peut aider à diminuer le risque d'oscillations de mode impair dans les amplificateurs multi-étage. Dans ce contexte, les stratégies de stabilisation de circuits microondes pour les applications spatiales sont très conservatrices et sécurisantes car la stabilité de l'amplificateur doit être garantie sous conditions d'opération strictes (variations en température, polarisation, vieillissement, etc.). Néanmoins, ces stratégies de stabilisation conservatrices peuvent entraîner une perte des performances RF du circuit (diminuant le gain, la puissance de sortie, le rendement en puissance ajoutée, etc.), ce qui affecte directement les performances de la charge utile du satellite.

Il existe une variété de techniques et de méthodologies pour l'analyse de stabilité de circuits microondes dans la phase de conception. Par exemple, les méthodes d'analyse intégrées dans les outils CAO (Conception Assistée par Ordinateur) commerciaux comme le facteur  $K$  ou le test d'oscillation sont utilisées pour l'analyse de stabilité d'un point de repos du circuit. D'autre part, les méthodes d'analyse comme le NDF (Normalized Determinant Function) généralisé peuvent être utilisées pour l'analyse de stabilité d'un état établi périodique fort signal. Dans cette thèse les techniques basées sur l'identification pôle-zéro seront utilisées tant pour l'analyse des régimes statiques comme pour l'analyse des régimes périodiques. Ces techniques sont de plus en plus utilisées par les concepteurs pour étudier la stabilité des circuits microondes.

L'objectif principal de cette thèse est de montrer l'intérêt d'intégrer l'analyse de stabilité basé sur l'identification pôle-zéro dès les premières étapes de la conception. Le but est de non seulement détecter les possibles instabilités mais aussi d'extraire de l'analyse l'information essentielle pour développer une méthodologie de stabilisation systématique des circuits microondes. Ceci permettra la conception des réseaux de stabilisation

optimaux qui garantissent la stabilité du circuit avec un détriment minimal des performances RF. D'ailleurs, bien que l'objet de cette thèse soit encadré dans l'amplification de puissance pour les communications satellite, les résultats et les méthodologies développés tout au long de ce travail peuvent être aussi appliqués à la conception d'autres circuits microondes.

Cette thèse est composée de quatre chapitres. Le premier chapitre présente les concepts de stabilité dans le contexte des circuits microondes ainsi que les techniques d'analyse de stabilité les plus utilisées pour étudier la stabilité des circuits microondes tant en régime statique d'opération qu'en régime fort signal.

Le deuxième chapitre décrit la manière pratique et habituelle de mettre en œuvre l'analyse de stabilité pôle-zéro dans un circuit microondes en utilisant une source de courant. Puis, les concepts de sensibilité dans la détection et des quasi-compensations pôle-zéro sont introduits. L'origine des quasi-compensations pôle-zéro ainsi que ses implications dans la sensibilité de l'analyse de stabilité sont montrées au moyen d'un exemple illustratif avec un circuit résonateur RLC série idéal. Afin d'améliorer la sensibilité dans la détection deux approches sont proposées : L'analyse de stabilité pôle-zéro en utilisant une sonde duale courant-tension (I-V) et l'analyse multi-nœuds et multi-branches. L'application pratique de ces approches est montrée avec trois exemples : Un circuit résonateur RLC série idéal, un amplificateur de puissance MMIC en bande X et un amplificateur FET de moyenne puissance en technologie hybride microstrip.

Dans le troisième chapitre, l'information apportée par la position relative des zéros dans le plan complexe est reprise pour développer une approche systématique de stabilisation dans les circuits microondes. L'idée fondamentale de l'approche est d'obtenir de l'information essentielle pour savoir où et comment stabiliser un circuit quand il existe une oscillation

parasite. Pour le cas des oscillations associées à un régime statique instable, les techniques standard de la théorie de contrôle linéaire comme le placement de pôles sont appliquées afin de garantir la stabilité de la fonction hyperfréquence. La dernière partie de ce chapitre inclut une discussion sur l'extension des procédures de stabilisation proposées aux circuits microondes instables en régime d'opération périodique fort signal. Les conclusions sont expérimentalement validées à l'aide d'une maquette de test fabriqué en technologie hybride microstrip et constituée de deux transistors HBT en parallèle et conçue pour mettre en évidence une instabilité paramétrique de division de fréquence par deux.

Finalement, le quatrième et dernier chapitre est dédié à l'application des procédures et les techniques développées tout au long de cette thèse à un exemple issu d'une conception industrielle pour une application spatiale : Un amplificateur de puissance MMIC en bande Ku conçu pour intégrer une antenne active en émission pour des applications de télécommunication sous contrat de l'Agence Spatiale Française CNES. Cet exemple d'application est encadré dans un stage de trois mois au sein du service du LEMMIC à Thales Alenia Space – Toulouse (France). Suite à sa conception, la puce présente une oscillation parasite de basse fréquence sous sa polarisation nominale en classe AB. Ainsi, deux objectifs sont abordés dans ce chapitre. Le premier objectif consiste à appliquer les techniques de stabilisation systématique proposées dans le troisième chapitre et vérifier expérimentalement leur validité sur un cas réaliste. Le deuxième objectif consiste à montrer l'intérêt d'intégrer l'analyse de stabilité pôle-zéro dès les premières étapes de la conception d'un amplificateur de puissance. Cela permet d'optimiser le fonctionnement et les performances RF du circuit tout en garantissant une marge de stabilité suffisante, qui est vérifiée par des analyses de stabilité prenant en compte les dispersions technologiques des éléments constitutifs du circuit en utilisant la méthode dite de Montecarlo.

# **CHAPITRE 1**

## **ANALYSE DE STABILITE DANS LE CONTEXTE DES CIRCUITS MICROONDES**

## 1.1.- INTRODUCTION

Les amplificateurs de puissance microondes à état solide possèdent une forte sensibilité à l'apparition d'oscillations parasites en régime linéaire de fonctionnement tout comme dans leur régime non linéaire. Les instabilités (*i.e.* génération spontanée des signaux non désirés) empêchent le fonctionnement nominal de l'amplificateur pouvant même provoquer sa destruction. Les causes de l'instabilité des amplificateurs de puissance peuvent être un changement de polarisation, un changement de puissance d'entrée ou encore des variations d'éléments constitutifs du circuit. Détecter ces anomalies pendant la phase de conception du circuit est fondamental pour réduire les cycles de développement, notamment pour les circuits fabriqués en technologie MMIC dont le réglage ultérieur est impossible. Par conséquent, dans le cas particulier des amplificateurs de puissance fabriqués en technologie MMIC, il faut disposer d'outils fiables qui permettent de détecter la possible apparition d'oscillations tant en régime *dc* qu'en régime périodique fort signal.

Dans ce contexte, les simulateurs basés sur les techniques d'analyse du domaine temps-fréquence comme l'algorithme de balance harmonique sont les outils les plus utilisés pour l'analyse et la conception des circuits microondes non linéaires. Ces algorithmes résolvent directement l'état établi fort signal d'un circuit sans avoir besoin d'analyser son régime transitoire. De plus, ils sont idéals pour traiter les éléments qui sont définis seulement par leur réponse fréquentielle.

Analyser les circuits hyperfréquences en utilisant des simulateurs de balance harmonique est plus avantageux par rapport aux techniques du domaine temporel. D'abord, l'algorithme de balance harmonique est adapté à la simulation des circuits non linéaires qui sont tributaires de lignes de transmission et de sous-circuits linéaires définis dans le domaine

fréquentiel. Dans ce contexte, il est important de souligner que l'introduction de blocs de paramètres de "Scattering" est habituelle pour décrire électriquement les parties passives du circuit qui sont analysées plus précisément en utilisant des simulations électromagnétiques. Puis, l'algorithme de balance harmonique est plus efficace que les simulateurs dans le domaine temporel pour la simulation des circuits microondes qui ont, en général, des constantes de temps très grandes par rapport à l'inverse de la fréquence fondamentale d'excitation.

Cependant, l'utilisation des techniques d'analyse dans le domaine fréquentiel implique que la solution transitoire n'est pas simulée. Par conséquent, la réalité physique de l'état établi obtenu n'est pas garantie. Ainsi, les techniques d'analyse tempo-fréquentielle comme la balance harmonique n'apportent aucune information sur la stabilité de la solution, c'est-à-dire, sur son existence physique. Les algorithmes de balance harmonique nécessitent la prédéfinition d'une base de fréquences de Fourier pour représenter les variables d'état du circuit. La solution est calculée en fonction de cette base fréquentielle initialement fixée par l'utilisateur de l'algorithme. Ainsi, il est impossible de détecter l'apparition éventuelle des raies fréquentielles autonomes ou sous-harmoniques qui apparaissent dans un circuit instable et qui donnent lieu aux régimes quasi-périodiques ou divisés non désirés. Par conséquent, afin de garantir l'existence physique de la solution obtenue par balance harmonique il est nécessaire de mener une analyse de stabilité.

L'objectif de ce chapitre est de présenter les fondements de base de l'analyse de stabilité afin de comprendre les stratégies développées tout au long de cette thèse. De plus, une brève révision des méthodes les plus habituelles pour l'analyse de stabilité des solutions *dc* et des régimes périodiques fort signal de ces circuits sera montrée.

## 1.2.- STABILITE D'UN SYSTEME LINEAIRE

### 1.2.1.- NOTATION D'EQUATIONS D'ETAT

Un système linéaire peut se représenter comme un système d'équations différentielles de premier ordre en utilisant le modèle d'équations d'état suivant :

$$\begin{aligned}\dot{\bar{x}} &= A \bar{x} + B \bar{u} \\ \bar{y} &= C \bar{x} + D \bar{u}\end{aligned}\quad (1.1)$$

où  $\bar{x} \equiv [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$  représente le vecteur de variables d'état,  $\bar{u} \equiv [u_1, u_2, \dots, u_r]^T$  le vecteur d'entrées et  $\bar{y} \equiv [y_1, y_2, \dots, y_m]^T$  le vecteur de sorties. Les matrices  $A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  sont respectivement d'ordre  $n \times n$ ,  $n \times r$ ,  $m \times n$  et  $m \times r$ .

Le système linéaire (1.1) est asymptotiquement stable si pour toute condition initiale, la sortie ou les variables d'état restent bornées pour toute entrée bornée. Une condition équivalente pour la stabilité asymptotique est que la réponse du système à une entrée nulle tend à zéro quand  $t \rightarrow \infty$  [1].

La réponse à une entrée nulle du système (1.1) est la solution de,

$$\dot{\bar{x}} = A \bar{x} \quad (1.2)$$

et elle a la forme :

$$\bar{x} = c_1 e^{\lambda_1 t} \bar{v}_1 + c_2 e^{\lambda_2 t} \bar{v}_2 + \dots + c_n e^{\lambda_n t} \bar{v}_n \quad (1.3)$$

où  $\bar{v}_i$  et  $\lambda_i$ ,  $i = 1, \dots, n$  sont respectivement les vecteurs propres et les valeurs propres réelles ou complexes conjuguées de la matrice  $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$  et  $c_i$  sont les coefficients dépendants des conditions initiales du système. Il



faut indiquer que, pour simplifier, la multiplicité des valeurs propres est considérée égal à un.

Les valeurs propres de la matrice  $A$  sont les racines de l'équation caractéristique du système :

$$\det[\lambda_i I - A] = 0 . \quad (1.4)$$

Pour que la solution  $\bar{x}(t)$  tende à zéro quand  $t \rightarrow \infty$ , toutes les valeurs propres doivent avoir une partie réelle strictement négative. De cette façon, si

$$\operatorname{Re}(\lambda_i) < 0 \quad i = 1, \dots, n \quad (1.5)$$

le système linéaire sera asymptotiquement stable.

### 1.2.2.- CONCEPT DE FONCTION DE TRANSFERT

Une fonction de transfert est une représentation mathématique de la relation entre l'entrée et la sortie d'un système. Elle est utilisée dans l'analyse des systèmes continus mono-variable (Single-Input, Single-Output) et multi-variables (Multiple-Input, Multiple-Output). Dans le domaine temporel, ces systèmes sont caractérisés par leur réponse impulsionnelle  $h(t)$ . Ainsi, la fonction de transfert  $H(s)$  d'un système est la fonction qui multipliée par la transformée de Laplace  $U(s)$  de l'entrée donne la transformée de Laplace  $Y(s)$  du signal de sortie avec des conditions initiales nulles.

$$Y(s) = H(s)U(s) \quad (1.6)$$

où  $H(s)$  est la transformée de Laplace de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ .

La fonction de transfert  $H(s)$  peut s'exprimer comme un quotient de polynômes :

$$H(s) = \frac{\prod_{i=1}^m (s - z_i)}{\prod_{j=1}^n (s - p_j)} = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1.7)$$

où les racines  $z_i$  du numérateur avec  $i = 1 \dots m$  sont les zéros du système et les racines  $p_i$  du dénominateur avec  $i = 1 \dots n$  sont les pôles du système.

En appliquant la transformée de Laplace au système (1.1) sous conditions initiales nulles,

$$\bar{Y}(s) = [C(sI - A)^{-1}B + D] \bar{U}(s) \quad (1.8)$$

la matrice  $H$  des fonctions de transfert est obtenue.

$$\bar{Y}(s) = \begin{bmatrix} H_{11} & \dots & H_{1r} \\ \vdots & & \vdots \\ H_{m1} & & H_{mr} \end{bmatrix} \bar{U}(s) \quad (1.9)$$

S'il n'y a pas de retards, chaque élément  $H_{ij}$  est un quotient de deux polynômes avec un numérateur différent mais avec un même dénominateur.

$$H_{ij} = \frac{N_{ij}(s)}{D(s)} = \frac{N_{ij}(s)}{\det[sI - A]} \quad (1.10)$$

Le système (1.1) est asymptotiquement stable si la sortie reste bornée pour toute entrée bornée et pour toute condition initiale. Pour cela, tous les pôles du système doivent avoir une partie réelle négative. Comme le dénominateur des fonctions de transfert (1.10) est de nouveau l'équation caractéristique, la condition équivalente à (1.5) est obtenue pour la stabilité asymptotique d'un système linéaire.

Comme toutes les fonctions de transfert  $H_{ij}$  partagent le même dénominateur  $D(s)$ , théoriquement, tout élément de la matrice  $H$  peut s'utiliser pour déterminer la stabilité du système. Cependant, en pratique, des compensations mathématiques pôle-zéro peuvent se produire dans une fonction de transfert particulière  $H_{ij}$ . Ces compensations mathématiques sont associées à une perte de contrôlabilité et/ou observabilité d'une partie de la dynamique du système. Dans le deuxième chapitre de cette thèse, l'origine et les implications des compensations pôle-zéro seront étudiées en détail.

Il est important de souligner que nous représentons un système linéaire générique en utilisant le système d'équations différentielles ordinaires (ODE) (1.1). Toutefois, la résolution des circuits électroniques conduit, en général, à l'obtention d'un système d'équations différentielles algébriques (DAE). Cependant, l'utilisation du domaine de Laplace permet la résolution directe de ce type d'équations [2].

En conclusion, pour déterminer la stabilité d'un système linéaire, il faut vérifier si l'équation caractéristique possède des racines à partie réelle positive.

### 1.3.- STABILITE D'UN SYSTEME NON LINEAIRE

Étant donné la possibilité de coexistence de plusieurs solutions, il faut introduire les concepts de stabilité locale et globale lors de la discussion sur la stabilité d'un système non linéaire.

### 1.3.1.- STABILITE LOCALE VERSUS STABILITE GLOBALE

L'analyse de stabilité locale permet de prédire le comportement du système autour d'une solution établie qui peut être un point ou une courbe d'équilibre. Afin d'étudier la stabilité d'une solution, des petites perturbations peuvent être introduites autour de la solution obtenue et l'évolution du système perturbé peut être étudiée. Si le système se récupère de la perturbation et rentre exponentiellement vers la solution initiale, celle-ci est localement stable. Cependant, si une petite perturbation éloigne le système de la solution, celle-ci est instable. Les petites perturbations sont toujours présentes dans les systèmes physiques sous la forme de vibrations, de bruit, etc. Par conséquent, pour qu'une solution soit physiquement observable elle doit être robuste aux petites perturbations.

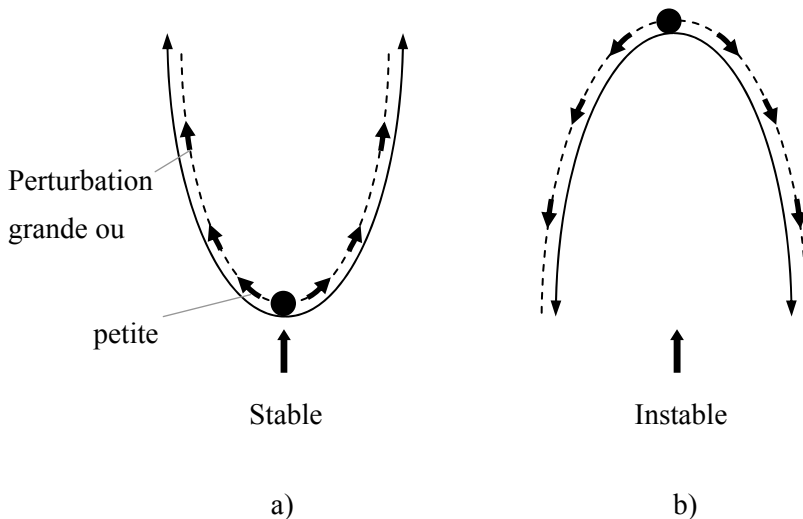


Fig. 1.1. Stabilité globale.

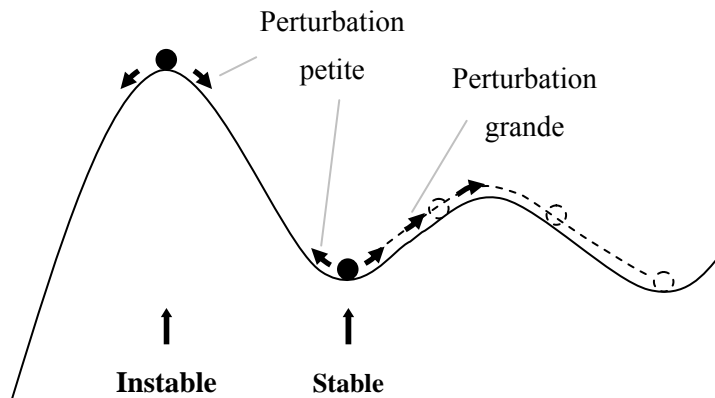


Fig. 1.2. Stabilité locale.

Néanmoins, la stabilité locale d'une solution n'implique pas que cette solution soit globalement stable si le système est non linéaire. Une perturbation relativement grande peut forcer le système à abandonner le point de fonctionnement. De plus, si le comportement du système en fonction des variations de ses paramètres doit être étudié, il est nécessaire de mener une analyse de stabilité globale en utilisant la théorie des bifurcations [3].

Cet aspect de la stabilité peut s'illustrer avec le modèle intuitif de la balle, de la colline et de la vallée des figures 1.1 et 1.2. Une balle dans le fond d'une vallée infinie (figure 1.1a) représente un système globalement stable. Une balle dans le pic d'une colline infinie (figure 1.1b) illustre un système globalement instable. Cependant, une balle dans le fond d'une vallée finie (figure 1.2) représente un système localement stable. Avec une perturbation assez grande, la balle peut être capturée par une autre vallée. De la même façon, une balle sur le pic d'une colline finie (figure 1.2) est un système localement instable. Pour l'analyse de stabilité locale il faut établir les conditions qui garantissent que si l'état initial du système est proche d'un état d'équilibre, celui-ci reste proche à l'état d'équilibre et même qu'il converge vers cet état d'équilibre avec le temps.

Dans le contexte des circuits microondes, l'analyse de stabilité locale est appliquée à l'état établi obtenue pour des valeurs particulières des paramètres du circuit. L'analyse de stabilité globale est utilisée quand une certaine variation d'un ou plus paramètres du circuit est considérée. Comme il est indiqué dans l'introduction, les instruments les plus utilisés pour l'analyse et la conception des circuits microondes non linéaires sont les simulateurs fondés sur l'algorithme tempo-fréquentiel de balance harmonique. Avec cet algorithme, comme la solution transitoire n'est pas simulée, nous ne pouvons pas garantir que les solutions obtenues par balance harmonique soient stables (*i.e.* physiquement observables) car plusieurs solutions peuvent coexister en même temps. Ces solutions peuvent être mathématiques avec une réalité physique tout comme mathématiques sans réalité physique [3].

D'ailleurs, l'absence de générateurs externes à des fréquences différentes de la fréquence du générateur d'entrée fait que l'algorithme de balance harmonique converge vers une solution triviale forcée par le générateur d'entrée. Par exemple, cette situation est rencontrée souvent dans les amplificateurs de puissance de microondes. L'amplificateur peut commencer à osciller en fonction d'un paramètre du circuit (niveau de puissance d'entrée, longueur d'une ligne de transmission, niveau de polarisation, etc.) et néanmoins, la solution qui donne en simulation l'algorithme de balance harmonique continue à être la solution périodique forcée par le générateur d'entrée sans composantes fréquentielles à la fréquence d'oscillation (autonome ou sous-harmonique).

Ainsi, pour l'algorithme de balance harmonique il est impossible de détecter l'apparition éventuelle des raies fréquentielles parasites qui émergent dans le circuit quand il est instable et qui donnent lieu aux régimes quasi-périodiques ou divisés non désirés. Par conséquent, pour garantir

l'existence physique de la solution obtenue par balance harmonique, il est nécessaire de mener une analyse de stabilité locale.

## 1.4.- METHODES D'ANALYSE DE STABILITE POUR DES CIRCUITS MICROONDES

D'abord, nous présentons les principales méthodes formulées pour l'analyse de stabilité d'un régime *dc* et ensuite, quelques méthodes proposées pour l'analyse de stabilité d'un état établi périodique fort signal.

### 1.4.1.- STABILITE D'UN REGIME *DC*

Dans la littérature il existe une grande variété de travaux dédiés à l'étude de la stabilité des circuits linéaires et non linéaires en opérant en régime *dc* [4]-[25]. Dans cette partie du document les méthodes les plus utilisées et connues sont présentées. Quelques-unes peuvent être implémentées sur des outils CAO (Conception Assistée par Ordinateur) commerciaux, ce qui facilite leur utilisation par les concepteurs des circuits microondes.

#### 1.4.1.1.- METHODE DU FACTEUR *K*

Originellement, Rollet [4] déduisit les conditions à satisfaire pour la stabilité d'amplificateurs linéaires RF de deux-portes en fonction de ses paramètres  $[Z]$ ,  $[Y]$ ,  $[G]$  ou  $[H]$ .

Un réseau de deux-portes est inconditionnellement stable s'il n'existe pas de combinaison d'impédances passives de source et de charge qui peuvent faire osciller le circuit. Pour cela, la condition nécessaire qui doit être satisfaite est que la partie réelle de l'impédance ou de l'admittance observée à l'entrée de chaque porte reste positive pour toute terminaison

passive qui soit connectée à l'autre porte. Ceci peut se traduire par les conditions suivantes [4] :

$$K = \frac{2\operatorname{Re}(\gamma_{11})\operatorname{Re}(\gamma_{22}) - \operatorname{Re}(\gamma_{12}\gamma_{21})}{|\gamma_{12}\gamma_{21}|} \geq 1 \quad (1.11)$$

$$\operatorname{Re}(\gamma_{11}) \geq 0 ; \operatorname{Re}(\gamma_{22}) \geq 0$$

où  $\gamma_{ij}$  représente l'élément  $(i, j)$  d'une des matrices de paramètres  $[Z]$ ,  $[Y]$ ,  $[G]$  ou  $[H]$ .

Les équations (1.11) constituent un ensemble de conditions nécessaires mais pas suffisantes pour que le réseau de deux-portes soit inconditionnellement stable. Pour créer un ensemble de conditions suffisantes il est nécessaire que les pôles du réseau de deux-portes avec des terminaisons idéales (le circuit sans charger) soient dans le demi-plan à gauche du plan complexe [4]. Cette condition additionnelle est connue comme condition de Rollet [5].

Les conditions (1.11) peuvent se récrire en fonction des paramètres de "Scattering" en suivant [6], ou en fonction d'un paramètre  $\mu$  comme il est indiqué dans [7]. Le paramètre  $\mu$ , en plus d'évaluer la stabilité inconditionnelle d'un réseau de deux-portes, permet d'estimer son degré d'instabilité potentielle car il peut s'interpréter géométriquement comme la distance minimale entre l'origine de l'abaque de Smith unitaire et la région d'instabilité. Cependant, le paramètre  $\mu$  n'a pas réussi à supplanter le facteur  $K$ , qui continu à être la méthode la plus utilisée par les concepteurs des circuits microondes.

Malgré l'utilisation étendue du facteur  $K$ , il y a peu de références à la condition de Rollet et les concepteurs des circuits microondes tendent



parfois à l'oublier lors de l'évaluation de la stabilité d'un circuit. Ceci conduit normalement à des conclusions erronées car le circuit peut avoir des boucles de rétroaction internes qui sont imperceptibles depuis les accès du réseau de deux-portes. Woods [6] montre des exemples de circuits avec une résistance négative qui ne vérifient pas la condition de Rollet. Platzker [8] montre aussi des exemples réels de circuits avec plusieurs éléments actifs dans lesquels l'utilisation du facteur  $K$  conduit à des conclusions erronées. Ainsi, pour assurer la stabilité du circuit, il est nécessaire d'évaluer aussi la condition de Rollet [5]. C'est-à-dire, il est nécessaire de vérifier la stabilité du circuit sans charger. Pour cela, l'utilisation de méthodes alternatives est indispensable.

Les instabilités en basse fréquence sont normalement associées aux circuits de polarisation [9]-[16]. Dans certains cas, ces instabilités ne peuvent pas être détectées au moyen du facteur  $K$  depuis les accès de RF du réseau de deux-portes. Cependant, l'analyse du facteur  $K$  en utilisant les accès de la polarisation au lieu des accès de RF permet la détection de ces instabilités liées aux circuits de polarisation [9], [13].

Les amplificateurs multi-étages sont analysés habituellement en séparant les étages actifs en plusieurs réseaux de deux-portes en cascade pour évaluer la stabilité de chaque étage avec le facteur  $K$  et la condition de Rollet. Toutefois, cette stratégie présente plusieurs inconvénients. D'un côté, la séparation des différents étages de l'amplificateur implique certaines approximations (*e.g.* les possibles rétroactions entre étages ne sont pas prises en compte). De plus, étant donné que les différents étages peuvent avoir des éléments communs comme les circuits de polarisation, il n'est pas simple de déterminer les limites physiques de chaque étage. D'un autre côté, lors de l'analyse de stabilité inconditionnelle de chaque réseau de deux-portes au moyen de la méthode du facteur  $K$ , le comportement de ces

réseaux est étudié par rapport aux impédances ou admittances passives de source et de charge. Cependant, dans les amplificateurs multi-étages, les entrées et/ou sorties des réseaux inter-étage sont terminées avec des réseaux actifs [9]. Par conséquent, l'analyse du facteur  $K$  n'est pas appropriée pour l'analyse de stabilité des amplificateurs multi-étages.

L'analyse des circuits avec des structures de combinaison de puissance représente un problème additionnel. Ces circuits composés de transistors en parallèle peuvent présenter plusieurs modes d'oscillation. Ainsi, dans un circuit avec  $n$  transistors en parallèle il y a  $n$  possibles modes d'oscillation [17], [18] : un mode pair dans lequel les  $n$  éléments actifs oscillent en phase et  $n-1$  modes d'oscillation impair, dans lesquels plusieurs transistors oscillent en opposition de phase. Cependant, la méthode standard du facteur  $K$  permet de détecter seulement le mode d'oscillation pair d'un circuit. Comme alternative, il est proposé dans [13] une analyse du facteur  $K$  capable de détecter les oscillations à mode impair en utilisant un transformateur idéal qui force le mode impair d'oscillation dans le circuit.

#### 1.4.1.2.- STABILITE D'UN CIRCUIT CHARGE. TEST D'OSCILLATION

Au lieu d'évaluer la stabilité inconditionnelle d'un réseau de deux-portes, la stabilité d'un circuit peut s'analyser avec les conditions de charge nominales. Une stratégie possible consiste à considérer le circuit chargé comme un oscillateur et à vérifier si les conditions du démarrage d'une oscillation sont satisfaites. Dans [19]-[21] la construction d'une fonction circulaire est proposée à partir du diagramme de flux de signal du circuit complet, avec les charges externes. La fonction circulaire représente une fonction de transfert en boucle ouverte obtenue lors de la déconnexion d'une branche du circuit et elle est calculée facilement à partir des coefficients de réflexion. L'information sur la stabilité du système en boucle

fermée peut s'obtenir en appliquant le critère de Nyquist [22] à la fonction de transfert en boucle ouverte.

La généralisation de la méthode du test d'oscillation aux circuits tributaires des multiples éléments actifs est proposée par Ohtomo [23]. La méthode est valable pour la détection d'oscillations à mode pair et impair et elle peut être appliquée à tout circuit linéaire ou aux circuits non linéaires avec un équivalent linéaire autour du point de polarisation. Cette méthode peut être implémentée sur des outils CAO commerciaux mais à cause de sa complexité, elle est assez laborieuse quand le circuit a plusieurs éléments actifs.

Centurelli *et al.* [24]-[25] proposent une alternative au critère de Nyquist pour obtenir l'information sur la stabilité du circuit en suivant la procédure proposée par Ohtomo [23], à partir des définitions de la marge du gain et de la marge de phase. Le fait de définir des fonctions analytiques au lieu d'examiner les diagrammes de Nyquist, permet d'utiliser les marges de stabilité comme but d'optimisation dans les outils CAO utilisés pour synthétiser les réseaux passifs d'adaptation. Ainsi, au lieu d'analyser la stabilité une fois la conception finalisée, les conditions de stabilité peuvent être analysées lors de la phase de conception.

#### 1.4.1.3.- FACTEUR DE RETROACTION ET NDF

Platzker *et al.* [8] ont établi l'inconvénient d'appliquer les critères de stabilité de Rollet [4] dans les réseaux linéaires qui ont des pôles dans le demi-plan de droite (DPD) du plan complexe. De plus, ces auteurs ont proposé une technique pour déterminer si un circuit présente des pôles dans le DPD avant d'appliquer le critère de stabilité de Rollet [26]. Cette technique est basée sur le diagramme ou lieu d'une fonction déterminante

normalisée ( $NDF$ ) du circuit dans le plan complexe et elle est une généralisation des travaux de Bode [27] aux circuits avec multiples éléments actifs.

La fonction  $NDF$  est une fonction valable pour l'analyse rigoureuse de stabilité d'un circuit avec un nombre arbitraire d'éléments actifs et elle peut être obtenue avec les outils CAO commerciaux. Pour cela, il est nécessaire que les modèles électriques de tous les éléments actifs du circuit soient accessibles [28], [2], car la méthode requiert la modification des circuits équivalents associés à chaque élément actif. Cela suppose une limitation lors de la conception des circuits microondes car les fondeurs proposent habituellement des modèles linéaires et non linéaires dites "boite-noire" qui définissent le comportement des éléments actifs. Avec ces modèles "boite-noire" le concepteur n'a pas d'accès aux nœuds internes et, par conséquent, cette méthode n'est pas applicable dans le contexte exposé.

Malgré ces inconvénients, cette méthode a été appliquée à des circuits complexes composés d'éléments non linéaires et dont leur modèle était connue sous leur forme électrique éclaté [2], [26], [28]-[31].

Par rapport aux limitations du facteur  $K$ , la fonction  $NDF$  peut être utilisée pour vérifier que chaque étage du circuit satisfait la condition de Rollet [4], [5]. Et si c'est le cas, l'analyse avec les charges de fermeture appropriées peut se réaliser rigoureusement en utilisant le facteur  $K$ .

#### 1.4.1.4.- ANALYSE DE STABILITE A PARTIR D'UNE FONCTION DE TRANSFERT

Cette technique sera utilisée tout au long de la thèse pour analyser la stabilité des régimes *dc* des circuits microondes et donc, elle va être expliquée plus en détail.

Ainsi, considérons un système non linéaire autonome représenté par un système d'équations de variables d'état :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}) \quad (1.12)$$

où  $\bar{x} \equiv [x_1, x_1, \dots, x_n]^T$  représente le vecteur de variables d'état et  $f(\cdot)$  une fonction continue et infiniment dérivable définie en  $f: X \rightarrow R^n$  où  $X \subseteq R^n$  est l'espace d'états.

Parmi les solutions de (1.12), se trouvent les points fixes  $\bar{x}_{DC}$  qui sont créés à partir de l'annulation de la fonction  $f(\bar{x})$ .

$$f(\bar{x}_{DC}) = 0 \quad (1.13)$$

Dans le contexte des circuits microondes, les solutions *dc* du circuit constituent les points d'équilibre de ce circuit (*i.e.* le point de repos du circuit).

Si nous considérons une petite perturbation  $\bar{\xi}(t)$  autour de la solution  $\bar{x}_{DC}$ , les variables d'état peuvent s'écrire comme :

$$\bar{x} = \bar{x}_{DC} + \bar{\xi}(t) . \quad (1.14)$$

Pour que le point fixe  $\bar{x}_{DC}$  soit stable, la perturbation  $\bar{\xi}(t)$  doit disparaître dans le temps. En remplaçant l'équation (1.14) dans le système (1.12),

$$\dot{\bar{x}}_{DC} + \dot{\bar{\xi}}(t) = f(\bar{x}_{DC} + \bar{\xi}(t)) . \quad (1.15)$$

Comme la perturbation est arbitrairement petite, nous pouvons développer  $f(\bar{x}_{DC} + \bar{\xi}(t))$  en série de Taylor de premier ordre autour de  $\bar{x}_{DC}$ .

$$\dot{\bar{x}}_{DC} + \dot{\bar{\xi}}(t) = f(\bar{x}_{DC}) + Jf(\bar{x}_{DC})\bar{\xi}(t) \quad (1.16)$$

où  $Jf(\bar{x}_{DC})$  est la matrice Jacobienne du système (1.12) évaluée dans la solution  $\bar{x}_{DC}$ .

$$Jf(\bar{x}_{DC}) = \left. \frac{\partial f(\bar{x})}{\partial \bar{x}} \right|_{\bar{x}_{DC}} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_1} \right|_{\bar{x}_{DC}} & \dots & \left. \frac{\partial f_1}{\partial x_n} \right|_{\bar{x}_{DC}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_1} \right|_{\bar{x}_{DC}} & \dots & \left. \frac{\partial f_n}{\partial x_n} \right|_{\bar{x}_{DC}} \end{bmatrix}. \quad (1.17)$$

Comme  $\bar{x}_{DC}$  est solution de (1.12), le système perturbé est régi par le système linéaire suivant :

$$\dot{\bar{\xi}}(t) = Jf(\bar{x}_{DC})\bar{\xi}(t). \quad (1.18)$$

Autour du point d'équilibre  $\bar{x}_{DC}$ , le système non linéaire (1.12) peut s'approximer au moyen de la linéarisation de ce système autour d'un point fixe. À partir du théorème de Hartman-Grobman [32] nous déduisons que les propriétés qualitatives des systèmes non linéaires autour d'un point d'équilibre sont déterminées par la linéarisation du système autour de ce point. De cette façon, les conclusions sur la stabilité de la linéarisation autour d'un point fixe sont valables pour déterminer la stabilité locale du système non linéaire.

La condition qui doit s'accomplir pour que la solution  $\bar{x}_{DC}$  soit localement stable, c'est-à-dire, physiquement observable, est que la perturbation  $\bar{\xi}(t)$  tend à zéro quand  $t \rightarrow \infty$ . En utilisant la théorie des systèmes linéaires présentée dans la section 1.2.1 nous déduisons que,

- Le point d'équilibre  $\bar{x}_{DC}$  sera asymptotiquement localement stable si toutes les valeurs propres  $\lambda_i$  de la matrice  $Jf(\bar{x}_{DC})$  ont une partie réelle négative.
- Le point d'équilibre  $\bar{x}_{DC}$  sera instable si au moins une valeur propre  $\lambda_i$  de la matrice  $Jf(\bar{x}_{DC})$  a une partie réelle positive.

Les valeurs propres de la matrice Jacobienne sont les racines de l'équation caractéristique :

$$\det[\lambda I - Jf(\bar{x}_{DC})] = 0 . \quad (1.19)$$

Ainsi, si les valeurs propres de la linéarisation autour du point d'équilibre sont calculées, il se déduit la stabilité locale du point d'équilibre  $\bar{x}_{DC}$  du système non linéaire de l'équation (1.12). De même, ces valeurs propres peuvent être obtenues si le système est décrit au moyen d'une fonction de transfert. Ainsi, afin d'exprimer cette formalisme au moyen des fonctions de transfert, on introduit dans le système des entrées  $\bar{u}$  arbitrairement petites de façon que la linéarisation de l'équation (1.18) soit encore valable. La sortie  $\bar{y}$  du système est composée par des combinaisons linéaires de variables d'état. Ainsi, le système (1.18) peut se récrire comme :

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\xi}}(t) &= A \bar{\xi}(t) + B \bar{u} \\ \bar{y} &= C \bar{\xi}(t) \end{aligned} \quad (1.20)$$

Alors, on peut définir une matrice  $[H_{ij}]$  des fonctions de transfert :

$$\bar{Y}(s) = [H_{ij}] \bar{U}(s) \quad (1.21)$$

où  $\bar{Y}(s)$  et  $\bar{U}(s)$  sont respectivement la transformée de Laplace du vecteur de sorties et du vecteur d'entrées.

Toutes les  $H_{ij}$  ont le même dénominateur  $\det[\lambda I - A]$ . Ainsi, sauf compensations pôle-zéro, toute l'information sur la stabilité du circuit non linéaire autour de la solution  $dc$  est contenue dans les pôles de chaque  $H_{ij}$ . Les pôles de chaque  $H_{ij}$  sont effectivement les valeurs propres de la matrice Jacobienne du circuit évaluée dans la solution  $dc$  et ils déterminent la stabilité de cette solution. En particulière, en considérant une seule entrée  $\bar{u} = u$  et une seule sortie  $\bar{y} = y$  dans le système, la fonction de transfert  $H(s)$  associée contient, sauf compensations pôle-zéro, toute l'information sur la stabilité du point de repos.

$$H(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (1.22)$$

L'obtention pratique de cette fonction de transfert dans les circuits microondes en utilisant les simulateurs CAO commerciaux sera expliquée en détail dans le deuxième chapitre de cette thèse. De plus, l'origine et les implications des compensations pôle-zéro seront expliquées aussi dans le deuxième chapitre.

#### 1.4.2.- STABILITE D'UN REGIME PERIODIQUE FORT SIGNAL

Les simulateurs commerciaux de balance harmonique offrent actuellement différentes méthodes pour analyser la stabilité du circuit autour d'une solution  $dc$ , c'est-à-dire, en l'absence du signal d'entrée de RF. Cependant, la plupart de ces simulateurs n'ont pas des outils intégrés pour l'analyse de stabilité d'un circuit autour d'un état établi périodique fort signal. Différents apports applicables aux circuits microondes ont été développés [2], [28]-[29], [33]-[48], pour compenser l'absence d'une analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal dans la plupart des



outils commerciaux CAO de balance harmonique utilisés pour les concepteurs des circuits microondes (ADS, Microwave Office, Ansoft Designer, etc.).

Dans ce chapitre les contributions les plus significatives seront présentées :

D'une part, nous considérerons les méthodes fondées sur l'application du critère de Nyquist au déterminant caractéristique du système perturbé. Pour rappel, ces méthodes ont besoin de réaliser un tracé du déterminant caractéristique en fonction de la fréquence. Dans les outils CAO commerciaux le déterminant caractéristique n'est pas accessible à l'utilisateur et, par conséquent, ce type de stratégie ne peut pas être implémenté directement sur un outil CAO commercial.

D'autre part, nous présenterons la méthode du *NDF* non linéaire qui peut être implémentée dans les outils CAO commerciaux.

Et finalement, la méthode d'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal mise en pratique tout au long de ce manuscrit sera expliquée en détail.

#### 1.4.2.1.- APPLICATION DU CRITERE DE NYQUIST AU DETERMINANT CARACTERISTIQUE DU SYSTEME PERTURBE

Rizzoli *et al.* [33] proposent une méthode numérique pour l'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal des circuits microondes non linéaires. C'est une méthode générale et rigoureuse qui consiste à calculer par balance harmonique le déterminant d'une matrice qui est obtenue lors de l'introduction des petites perturbations autour de l'état établi périodique fort signal du circuit. Cette matrice contient l'information sur la dynamique de

toutes les variables du circuit linéarisé et son déterminant n'a pas des pôles dans le DPD du plan complexe.

La linéarisation du circuit est menée analytiquement en introduisant des petites perturbations périodiques sous la forme :

$$e^{(\sigma + j\omega)t} \quad (1.23)$$

où  $\sigma > 0$  et  $\omega$  n'est pas rapportée harmoniquement avec la fréquence fondamentale  $\omega_0$  de la solution périodique.

La matrice obtenue par balance harmonique pour le système perturbé est connue comme matrice caractéristique du système perturbé. Cette matrice est de dimension infinie, mais, en prenant  $NH$  harmoniques dans la représentation de la solution périodique, la matrice résultante est d'ordre  $n(2NH + 1) \times n(2NH + 1)$  où  $n$  est le nombre de variables d'état. Le déterminant  $\Delta(\sigma + j\omega)$  de cette matrice est connu comme le déterminant caractéristique. La stabilité de l'état établi périodique est donnée par les zéros de l'équation caractéristique,

$$\Delta(\sigma + j\omega) = 0 . \quad (1.24)$$

Cependant, il n'est pas indispensable de résoudre l'équation caractéristique pour évaluer la stabilité. Dans [33], la stabilité de l'état établi périodique est déterminée en appliquant une analyse rigoureuse de Nyquist [22] au déterminant caractéristique  $\Delta(\sigma + j\omega)$ . Ce déterminant possède des caractéristiques de symétrie et de périodicité qui simplifient l'analyse [33].

Dans [43], Suárez *et al.* généralisent la méthode formulée par Rizzoli *et al.* [33] à l'analyse de stabilité des solutions quasi-périodiques obtenues par balance harmonique à l'aide de sondes de mesure [40]. Cette méthode permet de prédire l'apparition d'une deuxième fréquence autonome dans un

régime quasi-périodique. Dans [43], l'état établi quasi-périodique est perturbé avec une fréquence complexe qui n'est pas rapportée harmoniquement avec les deux fréquences fondamentales indépendantes du régime quasi-périodique. De même que dans [33], comme la perturbation est petite, le circuit non linéaire peut se linéariser autour de la solution établie quasi-périodique pour appliquer le critère de Nyquist [22] au déterminant caractéristique du système perturbé.

L'inconvénient de la méthode est qu'elle ne peut pas être implémentée dans les outils CAO commerciaux car le calcul du déterminant requiert l'accès au cœur de l'outil CAO de balance harmonique. De plus, le coût de calcul est très élevé et, dans un système complexe, il peut y avoir des problèmes de précision numérique à cause de l'ordre élevé des matrices internes et à cause de la valeur numérique très élevée que prend habituellement le déterminant. Cependant, cette méthode a été appliquée avec succès dans l'analyse de stabilité de différents circuits microondes [39]-[42].

#### 1.4.2.2.- NDF NON LINEAIRE

Comme le déterminant caractéristique du système perturbé n'est pas disponible dans les outils CAO commerciaux de balance harmonique, les méthodes précédentes ne peuvent pas être implémentées dans ces outils. Pour compenser l'absence d'une analyse de stabilité dans la plupart des simulateurs commerciaux de balance harmonique, la méthode de la fonction déterminante normalisée (*NDF*) non linéaire est proposée par Mons *et al.* [28], [29]. Ces auteurs proposent une généralisation pour l'analyse de stabilité fort signal de la méthode formulée par Platzker *et al.* [26] pour l'analyse des régimes d'opération *dc*.

La méthode est fondée sur le concept de retour de niveau quand le circuit est soumis simultanément à un fort signal à une fréquence déterminée  $\omega_0$  et à un signal de perturbation  $e^{j\Omega t}$  dont la fréquence est variée dans une bande déterminée. Le formalisme proposé pour les systèmes linéaires peut s'étendre à l'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal en utilisant le principe des matrices de conversion [49], [50]. Cela permet de définir un système d'équations linéaires qui mettent en relation les différentes bandes de fréquence de la perturbation.

En définitif, la méthode proposée par Mons *et al.* [28], [29] est complète et totalement rigoureuse car la fonction *NDF* obtenue au moyen d'une analyse nodale n'a pas des pôles dans le DPD, et elle contient toute l'information sur la dynamique du circuit linéarisé autour de l'état établi fort signal. L'application rigoureuse du critère de Nyquist est par conséquent garantie [22]. Néanmoins, la méthode présente quelques inconvénients. D'un côté, la manipulation des modèles de toutes les non-linéarités du circuit et d'un autre côté, les possibles problèmes de précision numérique.

D'ailleurs, dans [44]-[45], il est présenté une simplification de la méthode *NDF* non linéaire qui permet d'analyser la stabilité en réduisant notamment autant le temps d'analyse comme la difficulté d'implémentation.

#### 1.4.2.3.- ANALYSE DE STABILITE A PARTIR D'UNE FONCTION DE TRANSFERT

Ce paragraphe présente la technique d'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal qui est utilisée dans ce document. Elle sera par conséquent présentée en détail.

La stabilité d'un régime périodique est donnée par les multiplicateurs de Floquet de la matrice Jacobienne périodique du système [2]. Ces

multiplicateurs de Floquet peuvent s'extraire de la fonction de transfert PLTV (Periodic Linear Time-Varying) obtenue à partir de la linéarisation du système autour de sa solution périodique.

Considérons le système non linéaire décrit par les équations d'état suivantes :

$$\dot{\bar{x}} = f(\bar{x}, u_0, t) \quad (1.25)$$

où  $\bar{x}(t)$  est le vecteur d'état,  $u_0(t)$  les entrées externes et  $f(\cdot)$  une fonction non linéaire. Désignons maintenant par  $\bar{x}_0(t)$  une solution périodique de (1.25) avec une période  $T$  et par  $\bar{\xi}(t)$  une perturbation de petit signal autour de  $\bar{x}_0(t)$ . La linéarisation de la dynamique du système autour de la solution périodique est donnée par le système PLTV suivante :

$$\begin{aligned} \dot{\bar{\xi}}(t) &= G(t)\bar{\xi}(t) + B \bar{u}(t) \\ \bar{y}(t) &= C\bar{\xi}(t) \end{aligned} \quad (1.26)$$

où  $G(t) = [Jf(\bar{x}_0(t))]$  est la matrice Jacobienne évaluée tout au long de la solution périodique.

Pour obtenir une représentation entrée-sortie du système linéarisé, un vecteur d'entrées de petit signal  $u(t)$  est introduit en (1.26). Comme sortie  $y(t)$  du système, une combinaison linéaire de variables d'état a été considérée. Il est important de souligner que  $G(t)$  est périodique avec la même période  $T$  et que  $B$  et  $C$  sont des matrices constantes de dimensions appropriées.

Suivant la théorie MPDE (Multirate Partial Differential Equation) dans [52], le système PLTV (1.26) peut être récrit :

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{\xi}(t_1, t_2)}{\partial t_1} + \frac{\partial \bar{\xi}(t_1, t_2)}{\partial t_2} &= G(t_1) \bar{\xi}(t_1, t_2) + B \bar{u}(t_2) \\ \bar{y}(t_1, t_2) &= C \bar{\xi}(t_1, t_2), \quad \bar{y}(t) = \bar{y}(t, t) . \end{aligned} \quad (1.27)$$

L'échelle de temps  $t_1$  est associée à la réponse périodique et l'échelle de temps  $t_2$  est associée au comportement de petit signal généré par le vecteur d'entrées de petit signal. Maintenant, si la transformée de Laplace de (1.27) par rapport à  $t_2$  est réalisée, le système (1.28) est obtenue.

$$\begin{aligned} \frac{\partial \bar{\xi}(t_1, s)}{\partial t_1} + s \bar{\xi}(t_1, s) &= G(t_1) \bar{\xi}(t_1, s) + B \bar{U}(s) \\ \bar{Y}(t_1, s) &= C \bar{\xi}(t_1, s) \end{aligned} \quad (1.28)$$

La fonction de transfert du système PLTV en (1.26) peut s'exprimer comme :

$$H(t_1, s) = \frac{Y(t_1, s)}{U(s)} = C W(t_1, s) \quad (1.29)$$

où

$$W(t_1, s) = \left[ \left( \frac{\partial}{\partial t_1} + s \right) I - G(t_1) \right]^{-1} B . \quad (1.30)$$

On peut assumer que  $W(t_1, s)$  et conséquemment  $H(t_1, s)$  sont périodiques en  $t_1$  avec une période  $T = 2\pi / \omega_0$ . Par conséquent, les développements de Fourier suivants peuvent être considérés :

$$G(t_1) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k e^{jk\omega_0 t_1} \quad (1.31)$$

$$W(t_1, s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_k(s) e^{jk\omega_0 t_1} \quad (1.32)$$

$$H(t_1, s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} H_k(s) e^{jk\omega_0 t_1} . \quad (1.33)$$

Il est important de souligner que pour un système SISO (Single-Input, Single-Output),  $H(t_1, s)$  et ses composants harmoniques  $H_k(s)$  sont des fonctions scalaires. Pour le cas MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output), elles sont matrices de dimensions appropriées.

Si les développements de Fourier de  $W(t_1, s)$  et de  $G(t_1)$  sont introduites dans l'équation (1.30), l'équation (1.34) peut être obtenue.

$$\left[ \left( \frac{\partial}{\partial t_1} + s \right) I - \sum_{k=-\infty}^{\infty} G_k e^{jk\omega_0 t_1} \right] \sum_{k=-\infty}^{\infty} W_k(s) e^{jk\omega_0 t_1} = B \quad (1.34)$$

ou bien :

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left[ (jk\omega_0 + s) W_k(s) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} G_{k-i} W_i(s) \right] e^{jk\omega_0 t_1} = B . \quad (1.35)$$

Cette équation représente un système linéaire dont les inconnues sont les composantes harmoniques  $W_k(s)$ . Si nous indiquons :

$$\begin{aligned} \bar{W} &= \left[ \cdots W_{-N}^T(s) \cdots W_0^T(s) \cdots W_N^T(s) \cdots \right]^T \\ \bar{B} &= \left[ 0 \cdots 0 B^T 0 \cdots 0 \right]^T \\ M(s) &= \text{diag}(\cdots, (s - j\omega_0)I_{n \times n}, sI_{n \times n}, (s + j\omega_0)I_{n \times n}, \cdots) \\ &\quad - \text{toeplitz}(\cdots, G_{-1}, G_0, G_1, \cdots) \end{aligned} \quad (1.36)$$

le système (1.35) peut s'exprimer comme:

$$M(s)\bar{W}(s) = \bar{B} . \quad (1.37)$$

Le déterminant de la matrice infinie  $M(s)$  a infini zéros du type :

$$\lambda_i \pm jk\omega_0 \quad i = 1, \dots, n ; k = -\infty, \dots, \infty \quad (1.38)$$

aussi connues comme exposants de Floquet [53]. Les multiplicateurs de Floquet correspondants sont :

$$m_i = e^{(\lambda_i \pm jk\omega_0)T} \quad i = 1 \dots n . \quad (1.39)$$

La solution de  $\bar{W}(s)$  est  $M(s)^{-1}\bar{B}$ . Par conséquent, tous les éléments du composant harmonique  $W_k(s)$  ont le même dénominateur :  $\det(M(s))$ . En utilisant (1.29), les composants harmoniques  $H_k(s)$  de la fonction de transfert  $H(t_1, s)$  peuvent être obtenus de la manière suivante :

$$H_k(s) = CW_k(s) . \quad (1.40)$$

Ainsi, sauf compensations pôle-zéro exactes, toutes les  $H_k(s)$  contiennent toute l'information sur la stabilité du système PLTV. L'obtention pratique de ces fonctions de transfert dans les circuits microondes en utilisant les simulateurs CAO commerciaux sera expliquée en détail dans le deuxième chapitre de cette thèse.



## 1.5.- CONCLUSIONS

Dans ce premier chapitre l'importance de l'analyse de stabilité locale dans le contexte de la simulation des circuits microondes avec l'algorithme de balance harmonique à été présentée.

De même, les méthodes et techniques les plus utilisées pour l'analyse de stabilité des solutions du point de repos et des régimes périodiques fort signal dans les circuits microondes ont été décrites. La plupart des simulateurs commerciaux offrent des outils plus ou moins efficaces pour l'analyse de stabilité des solutions en régime statique. Cependant, les simulateurs les plus utilisés par les concepteurs des circuits microondes n'ont pas d'outils d'analyse de stabilité des solutions obtenues par balance harmonique. Dans ce chapitre, les différentes solutions proposées dans la littérature ont été exposées.

D'un côté, nous avons à notre disposition des méthodes rigoureuses dont la limitation importante est leur complexité de mise en œuvre. Effectivement, quelques méthodes ont besoin d'accéder au déterminant caractéristique du système et ainsi, elles ne peuvent pas être implémentées dans les outils CAO commerciaux qui n'ont pas d'accès au déterminant caractéristique. Dans ce contexte, la méthode du *NDF* non linéaire permet d'être implémentée par l'utilisateur dans tout simulateur commercial de balance harmonique. Cependant, cette méthode requiert l'ouverture d'une boucle de rétroaction pour chaque non-linéarité du circuit. Ainsi, l'application de la méthode du *NDF* aux circuits avec multiples éléments actifs est une tâche complexe. De plus, elle n'est pas applicable quand les modèles des dispositifs du circuit sont de type "boite-noire", parce qu'il est nécessaire d'accéder aux non-linéarités du circuit pour les modifier.

D'un autre côté, la méthode d'analyse de stabilité qui est utilisée dans nos travaux revêt l'avantage de conserver un socle théorique rigoureux, tout en alliant une mise en œuvre aisée dans le contexte de la simulation numérique via les logiciels commerciaux.

## 1.6.- REFERENCES

- [1] G. E. Carlson, *Signal and Linear Systems Analysis*, John Wiley & Sons, Inc., 2<sup>nd</sup> Edition, 1998.
- [2] A. Suárez, R. Quéré, *Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House Publishers, Boston-London, 2003.
- [3] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*, John Wiley & Sons, Inc., 1<sup>st</sup> Edition, 2009.
- [4] J. M. Rollet, "Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 9, No. 1, pp. 29-32, March 1962.
- [5] M. Ohtomo, "Proviso on the Unconditional Stability Criteria for Linear Twoport," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, No. 5, pp. 1197-1200, May 1995.
- [6] D. Woods, "Reappraisal of the Unconditional Stability Criteria for Active 2-Port Networks in Terms of S Parameters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 33, No. 2, pp. 73-81, February 1976.
- [7] M. L. Edwards, J. H. Sinsky, "A New Criterion for Linear 2-Port Stability Using a Single Geometrically Derived Parameter," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 12, pp. 2303-2311, December 1992.
- [8] A. Platzker, W. Struble, K. T. Hetzler, "Instabilities Diagnosis and the Role of K in Microwave Circuits," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1185-1188, June 1993.
- [9] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 2<sup>nd</sup> Edition, Boston, 2006.

- [10] D.J. Miller, M. Bujatti, “Mechanisms for Low-Frequency Oscillations in GaAs FET’s,” *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 34, no. 6, pp. 1239-1244, August 2005.
- [11] J. Vidkjaer, “Instabilities in RF-Power Amplifiers caused by a Self-Oscillation in the Transistor Bias Network,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SSC-11, no. 10, pp. 703-712, October 1976.
- [12] C. Barquinero, A. Suárez, A. Herrera, J.L. García, “Complete Stability Analysis of Multifunction MMIC Circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2024-2033, October 2007.
- [13] L. Samoska, K. Y. Lin, H. Wang, Y. H. Chung, M. Aust, S. Weinreb, D. Dawson, “On the Stability of Millimetre-Wave Power Amplifiers,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 429-432, June 2002.
- [14] C.A. Brackett, “The Elimination of Tuning-Induced Burnout and Bias Circuit Oscillations in IMPATT Oscillators,” *Conference on Solid-State Circuits*, vol. 16, pp. 114-115, February 1973.
- [15] Y. Hirachi, T. Nakagami, Y. Toyama, Y. Fukukawa, “High-Power 50-GHz Double-Drift-Region IMPATT Oscillators with Improved Bias Circuits for Eliminating Low-Frequency Instabilities,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 24, no. 11, pp. 731-737, November 1976.
- [16] P.L.D. Abrie, *RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*, 2<sup>nd</sup> Edition, Artech House, 2009.

- 
- [17] R. G. Freitag, S. H. Lee, D. M. Krafcsik, D. E. Dawson, J. E. Degenford, "Stability and Improved Circuit Modeling Considerations for High Power MMIC Amplifiers," *IEEE Microwave and Millimetre-Wave Monolithic Circuit Symposium Digest*, pp. 125-128, May 1998.
- [18] R. G. Freitag, "A Unified Analysis of MMIC Power Amplifier Stability," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 297-300, June 1992.
- [19] R. D. Martinez, R. C. Compton, "A General Approach for the S-Parameter Design of Oscillators with 1 and 2-Port Active Devices," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 3, pp. 569-574, March 1992.
- [20] R. W. Jackson, "Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 3, pp. 566-569, March 1992.
- [21] R. W. Jackson, "Comments on Criteria for the Onset of Oscillation in Microwave Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, No. 9, pp. 1850-1851, September 1992.
- [22] H. Nyquist, "Regeneration Theory," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 11, pp. 126-147, 1932.
- [23] M. Ohtomo, "Stability Analysis and Numerical Simulation of Multidevice Amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, No. 6/7, pp. 983-991, June/July 1993.
- [24] F. Centurelli, G. Scotti, P. Tommasino, A. Trifiletti, "A synthesis-Oriented Approach to Design Microwave Multidevice Amplifiers with a Prefixed Stability Margin," *IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, No. 3, pp. 102-104, March 2000.

- [25] F. Centurelli, G. Scotti, P. Tommasino, A. Trifiletti, "A synthesis-Oriented Conditional Stability Criterion for Microwave Multidevice Circuits with Complex Termination Impedances," *IEEE Transactions on Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 10, No. 11, pp. 460-462, November 2000.
- [26] W. Struble, A. Platzker, "A Rigorous Yet Simple Method for Determining Stability of Linear N-Port Networks," *15<sup>th</sup> Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium Technical Digest*, pp. 251-254, October 1993.
- [27] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*, D. Van Nostrand Company, Inc. Princeton, New York, 1945.
- [28] S. Mons, *Nouvelles méthodes d'analyse de stabilité intégrées à la C.A.O. des circuits monolithiques micro-ondes non linéaires*, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, No. 8-1999, France, Janvier 1999.
- [29] S. Mons, J. C. Nallatamby, R. Quéré, P. Savary, J. Obregon, "A Unified Approach for the Linear and Nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits Using Commercially Available Tools," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, No. 12, pp. 2403-2409, December 1999.
- [30] M. A. Perez, *Modèle Electrothermique Distribué de Transistor Bipolaire à Hétérojonction : Application à la Conception Non Linéaire d'Amplificateurs de Puissance Optimisés en Température*, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, No. 61-98, France, Décembre 1998.

- [31] S. Goto, T. Kunii, K. Fujii, A. Inoue, Y. Sasaki, Y. Hosokawa, R. Hattori, T. Ishikawa, Y. Matsuda, "Stability Analysis and Layout Design of an Internally Stabilized Multi-Finger FET for High-Power Base Station Amplifiers," *2003 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 229-232, June 2003.
- [32] S. Sastry, *Nonlinear Systems : Analysis, Stability and Control*, Springer-Verlag, New York – Berlin – Heidelberg, 1999.
- [33] V. Rizzoli, A. Lipparini, "General Stability Analysis of Periodic Steady-State Regimes in Nonlinear Microwave Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-33, No. 1, pp. 30-37, January 1985.
- [34] V. Rizzoli, A. Neri, "State of the Art and Present Trends in Nonlinear Microwave CAD Techniques," *IEEE Transactions on Microwave theory and Techniques*, vol. 36, No. 2, pp. 343-365, February 1998.
- [35] A. Suárez, R. Quéré, M. Camiade, E. Ngoya, "Large Signal Design of Broadband Monolithic Microwave Frequency Dividers," *1992 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1595-1598, June 1992.
- [36] V. Iglesias, A. Suárez, J.L. García, "New Technique for the Determination Through Commercial Software of the Stable-Operation Parameter Ranges in Nonlinear Microwave Circuits," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, No. 12, pp. 424-426, December 1998.
- [37] A. Suárez, V. Iglesias, J.M. Collantes, J. Jugo, J.L. García, "Nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits Using Commercial Software," *IEE Electronics Letters*, vol. 34, No. 13, pp. 1333-1335, June 1998.

- [38] P. Bolcato, J.C. Nallatamby, C. Rumolo, R. Larchevêque, M. Prigent, J. Obregon, "Efficient Algorithm for Steady-State Stability Analysis of Large Analog/RF Circuits," *2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 451-454, May 2001.
- [39] S. Basu, S.A. Maas, T. Itoh, "Stability Analysis for Large Signal Design of a Microwave Frequency Doubler," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, No. 12, pp. 2890-2898, December 1995.
- [40] R. Quéré, E. Ngoya, M. Camiade, A. Suárez, M. Hessane, J. Obregon, "Large Signal Design of Broadband Monolithic Microwave Frequency Dividers and Phase-Locked Oscillators," *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 41, No. 11, pp. 1928-1938, November 1993.
- [41] A. Suárez, J.C. Sarkissian, R. Sommet, E. Ngoya, R. Quéré, "Stability Analysis of Analog Frequency Dividers in the Quasi-Periodic Regime," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 4, No. 5, pp. 138-140, May 1994.
- [42] A. Suárez, *Aplicación del análisis de estabilidad de los circuitos no lineales a la concepción de osciladores y divisores de frecuencia monolíticos en microondas*, Tesis Doctoral, Universidad de Cantabria, Santander, Julio 1992.
- [43] A. Suárez, J. Morales, R. Quéré, "Chaos Prediction in an MMIC Frequency Divider in Millimetric Band," *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, vol. 8, No. 1, pp. 21-23, January 1998.



- [44] A. Anakabe, S. Mons, T. Gasseling, P. Casas, R. Quéré, J.M. Collantes, A. Mallet, “Efficient nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits using Commercially Available Tools,” *32nd European Microwave Conference*, Milan, Italy, pp. 1017-1020, September 2002.
- [45] S. Mons, T. Gasseling, R. Quéré, A. Mallet, “Stabilité non-linéaire des amplificateurs de puissance MMICs – un outil efficace pour le concepteur,” *13ème JNM*, Lille, May 2003.
- [46] F. Di Paolo, G. Leuzzi, “A Design Approach for Sub-Harmonic Generation of Suppression in Non-Linear Circuits,” *Proceedings of Gallium Arsenide applications symposium (GAAS 2002)*, Milano, 2002.
- [47] G. Leuzzi, F. Di Paolo, “Bifurcation Synthesis by Means of Harmonic Balance and Conversion Matrix,” *Proceedings of Gallium Arsenide Applications Symposium (GAAS 2003)*, pp. 521-524, Munich, October 2003.
- [48] M. Mochizuki, M. Nakayama, Y. Tarui, Y. Itoh, S. Tsuji, T. Takagi, “Nonlinear Analysis of  $fo/2$  Loop Oscillation of High Power Amplifiers,” *1995 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 709-712, May 1995.
- [49] L. O. Chua, C. A. Desoer, E. S. Kuh, *Linear and Nonlinear Circuits*, McGraw-Hill Inc., New York, 1987.
- [50] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, IEEE Press, New York, 1997.

- [51] P. Bolcato, J. C. Nallatamby, R. Larchevêque, M. Prigent, J. Obregon, "A Unified Approach of PM Noise Calculation in Large RF Multitone Autonomous Circuits," *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 417-420, June 2000.
- [52] J. Roychowdhury, "Reduced-Order Modelling of Linear Time-Varying Systems," *Proceedings of the 1998 IEEE/ACM International Conference on CAD*, pp 92-95, 1998.
- [53] F. Bonani, M. Gilli, "Analysis of Stability and Bifurcations of Limit Cycles in Chua's Circuit through the Harmonic Balance Approach," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fund. Theory and Applications*, vol. 46, No. 8, pp. 881-890, August 1999.

## **CHAPITRE 2**

### **SOURCES DE COURANT/TENSION POUR L'ANALYSE DE STABILITE PAR IDENTIFICATION POLE-ZERO**

## 2.1.- INTRODUCTION

L'analyse de stabilité des circuits microondes en régime linéaire et non linéaire repose dans ce document sur l'application des techniques d'identification pôle-zéro [1]. Cette analyse consiste à obtenir une fonction de transfert SISO (Single-Input, Single-Output) associée à la linéarisation du circuit autour de ses conditions de repos (régime *dc*) ou de fort signal. Cette fonction de transfert est obtenue en appliquant des algorithmes d'identification pôle-zéro à une réponse fréquentielle simulée du circuit préalablement linéarisé autour de son point de fonctionnement.

Comme il est montré tout au long de ce deuxième chapitre, cette méthode d'analyse est effectuée en deux étapes.

La première étape comporte l'obtention d'une réponse fréquentielle du circuit qui contient l'information de la stabilité de l'état établi à analyser. Pour cela, une analyse linéaire permettra d'obtenir la réponse fréquentielle désirée autour du point de repos imposé au circuit. De même, une simulation par l'algorithme de la balance harmonique en mode mélangeur est réalisée pour analyser le circuit excité par un signal de forte amplitude. La deuxième étape consiste à obtenir une fonction de transfert SISO par identification de systèmes linéaires dans le domaine fréquentiel, afin d'extraire l'information relative à la stabilité. Dans ce contexte, pour obtenir cette fonction de transfert, un outil a été développé dans [2] basé sur le logiciel de calcul numérique *Scilab* [3]. Une interface homme machine a été ajoutée afin de simplifier la mise en œuvre de la méthodologie d'analyse.

La stratégie habituelle pour mener à terme l'analyse de stabilité consiste à utiliser une source de courant de petit signal en parallèle comme entrée du système [1], [3]-[17]. La sortie du système est la tension générée dans le nœud d'insertion de la source de courant. Dans ce chapitre, cette technique

sera expliquée en détail et les concepts de sensibilité dans la détection et des quasi-compensations pôle-zéro seront introduits. Son origine ainsi que ses implications dans la sensibilité de l'analyse de stabilité seront aussi montrées. Enfin, une analyse de stabilité alternative avec une source de tension sera introduite pour améliorer la sensibilité de l'analyse de stabilité.

La combinaison de ces analyses sera intégrée dans une nouvelle sonde duale courant-tension (I-V) et son utilité sera illustrée par différents exemples : un amplificateur HBT MMIC en bande X et un amplificateur FET de moyenne puissance en bande L.

## 2.2.- ANALYSE DE STABILITE AVEC SOURCE DE COURANT

Les techniques fondées sur l'identification pôle-zéro sont de plus en plus utilisées par différents auteurs pour déterminer et pour évaluer la stabilité des circuits microondes en régime linéaire tout comme dans leur régime fort signal [5]-[17]. Ces techniques sont fondées sur l'analyse d'une fonction de transfert SISO identifiée à partir d'une réponse fréquentielle du circuit linéarisé autour d'un état établi déterminé comme expliqué dans le chapitre précédent.

Pour mettre en œuvre cette analyse deux étapes sont nécessaires :

- 1- L'obtention de la réponse fréquentielle du circuit linéarisé autour de ses conditions d'opération.
- 2- L'application ultérieure des techniques d'identification numérique à la réponse fréquentielle pour obtenir une fonction de transfert SISO.

### 2.2.1.- OBTENTION DE LA REPONSE FREQUENTIELLE

L'obtention d'une réponse fréquentielle associée au circuit linéarisé autour d'un état établi nécessite l'injection au nœud d'analyse souhaité sur le circuit, d'un petit signal qui a pour particularité de ne pas modifier le régime d'excitation principal. De manière habituelle, une source de courant sinusoïdale de petit signal est introduite dans le circuit pour obtenir la réponse fréquentielle requise (Fig. 2.1). Cette source est insérée en parallèle dans un nœud  $n$  du circuit et ainsi, elle a seulement une influence à sa fréquence d'opération. Alors, l'entrée du système est directement l'amplitude de la source de courant  $i_{in}(j\omega)$ . Comme indiqué dans [4], le plus facile est de choisir comme signal de sortie la tension  $v_{out}(j\omega)$  générée dans le nœud d'insertion de la source de courant. En théorie, la tension de tous les nœuds (sauf les nœuds de masse) peut être utilisée comme sortie.

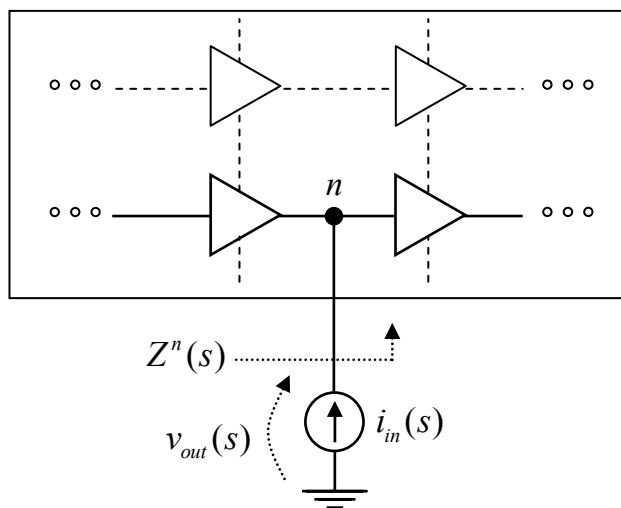


Fig. 2.1. Schéma général d'un circuit électrique avec une source de courant de petit signal connectée en parallèle à un nœud arbitraire  $n$ .

En effet, la réponse fréquentielle du système linéarisé de la figure 2.1 est l'impédance  $Z^n(j\omega)$  vue par la source de courant de tout le circuit au nœud  $n$  :

$$Z^n(j\omega) = \frac{v_{out}(j\omega)}{i_{in}(j\omega)} . \quad (2.1)$$

Comme montrent les sections 2.2.3 et 2.2.4 de ce chapitre, selon le régime d'opération du circuit, soit *dc* soit périodique fort signal, le processus d'obtention de la réponse fréquentielle (2.1) est différent.

### 2.2.2.- FONCTION DE TRANSFERT SISO PAR IDENTIFICATION DE SYSTEMES LINEAIRES DANS LE DOMAINE FREQUENTIELLE

La deuxième étape de l'analyse de stabilité consiste à obtenir une fonction de transfert SISO,  $Z^n(s)$ , à partir de la réponse fréquentielle du circuit  $Z^n(j\omega)$  obtenue dans la section 2.2.1. Pour cela, l'utilisation des techniques d'identification de systèmes est proposée [1], [18] de sorte qu'une fois l'identification est menée à terme, un quotient de polynômes est obtenu sous la forme :

$$Z^n(j\omega) \xrightarrow{\text{Identification}} Z^n(s) = \frac{\prod_{i=1}^M (s - z_i^n)}{\prod_{i=1}^N (s - p_i)} \quad (2.2)$$

où  $z_i^n$  sont les zéros de la fonction de transfert obtenue dans le nœud  $n$  et  $p_i$  les pôles de  $Z^n(s)$ . Ainsi, comme il est expliqué dans le chapitre précédent, l'information sur la stabilité se trouve dans le dénominateur de cette fonction de transfert, de sorte que l'existence de pôles à partie réelle positive indique que l'état établi analysé n'est pas observable et, par conséquent, il est instable. En particulier, la présence d'une couple de pôles

complexes conjugués à partie réelle positive prédit le démarrage d'une oscillation d'amplitude croissante à une fréquence autonome  $f_a$ . La fréquence de démarrage de l'oscillation est déterminée par la partie imaginaire des pôles instables.

Dans ce contexte, il est important de souligner que, comme le système est linéaire ou linéarisé autour d'un état établi déterminé, toutes les variables d'état du système partagent la même dynamique [19]. Ainsi, les fonctions de transfert entrée-sortie obtenues dans tous les nœuds du circuit devraient avoir le même dénominateur, c'est-à-dire, la même information sur la stabilité du circuit sauf compensations exactes pôle-zéro [20]-[21]. Cependant, les zéros de chaque fonction de transfert  $Z^n(s)$  peuvent être différents selon le nœud d'analyse [19].

Pour obtenir la fonction de transfert SISO désirée, un outil a été développé dans [2], basé sur le logiciel *Scilab* [3]. Cet outil est capable de faire une identification pôle-zéro des réponses fréquentielles. De plus, il est adapté pour l'analyse de stabilité des circuits microondes en régime d'opération *dc* et fort signal. Les possibilités de l'outil sont nombreuses [2], [5] et son utilité a été démontrée et validée dans plusieurs travaux [6]-[17]. Le logiciel STAN (STability ANalysis) a été développé dans le cadre d'un projet R&T de l'Agence Spatiale Française CNES en collaboration avec l'Université du Pays Basque UPV/EHU.

Enfin, les derniers travaux sur cet outil ont rendu possible l'automatisation du processus d'identification [23]. Concrètement, cette fonctionnalité permet d'automatiser la vérification de la qualité de l'identification et s'avère indispensable pour l'utilisation de STAN lors d'un flot de conception. Un avantage supplémentaire offert par cette fonctionnalité est la possibilité de mener des analyses multi-paramètres.



## 2.2.3.- ANALYSE DE STABILITE D'UNE SOLUTION DC

Comme il est introduit au début du paragraphe, l'analyse de stabilité fondée sur l'identification pôle-zéro nécessite deux étapes : Obtention d'une réponse fréquentielle et d'une fonction de transfert SISO par identification des systèmes. Pour obtenir la réponse fréquentielle du circuit requise pour analyser la stabilité d'une solution *dc*, il suffit de connecter une source de courant sinusoïdale de petit signal  $i_{in}$  dans un nœud  $n$  arbitraire du circuit polarisé dans son état de repos (Fig. 2.2).

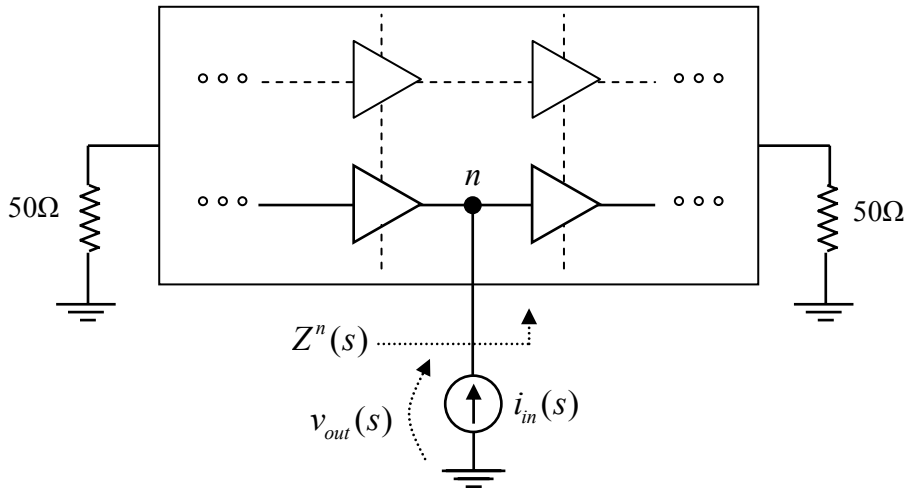


Fig. 2.2. Analyse de stabilité d'une solution *dc* avec la source de courant connectée à un nœud arbitraire  $n$ .

La réponse fréquentielle est obtenue en exécutant une analyse linéaire (*i.e.* de type AC), pour calculer l'impédance vue par la source de courant à sa fréquence d'opération  $f_s$ .

$$Z^n(j\omega_s) = \frac{v_{out}(j\omega_s)}{i_{in}(j\omega_s)} \quad (2.3)$$

En effet, l'entrée de petit signal n'altère pas l'état du circuit de sorte que la réponse fréquentielle obtenue correspond donc au circuit linéarisé autour de la solution statique. En pratique, pour l'analyse de stabilité d'un régime *dc*, la réponse fréquentielle doit être obtenue en toute la bande de fréquences dans laquelle les dispositifs actifs présentent du gain.

Une fois la réponse fréquentielle  $Z^n(j\omega_s)$  obtenue, la fonction de transfert associé  $Z^n(s)$  peut se calculer comme indiqué dans la section 2.2.2. Dans ce cas, les pôles de  $Z^n(s)$  sont les racines de l'équation caractéristique du système  $H(s)$  décrit en (1.22) du premier chapitre.

#### 2.2.4.- ANALYSE DE STABILITE D'UN REGIME PERIODIQUE FORT SIGNAL

Premièrement, considérons un circuit qui fonctionne dans un régime périodique fort signal forcé par un générateur d'entrée à la fréquence fondamentale  $f_0$  (Fig. 2.3). Sous ces conditions d'opération fort signal, une source de courant  $i_{in}$  de petit signal à la fréquence  $f_s$  est insérée en parallèle dans un nœud  $n$  arbitraire du circuit.

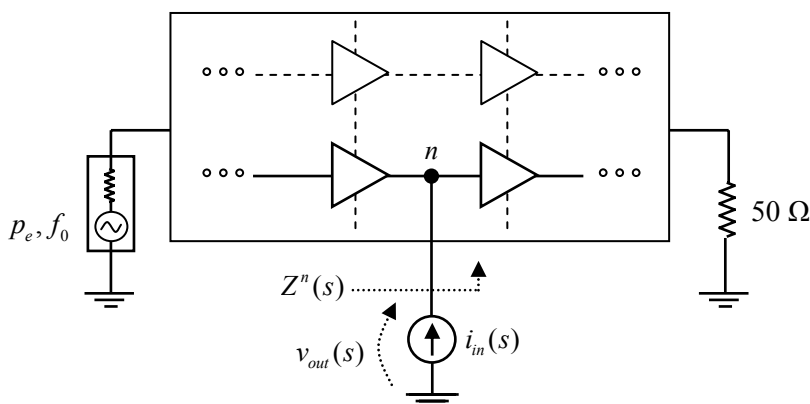


Fig. 2.3. Analyse de stabilité d'un régime périodique fort signal avec la source de courant connectée à un nœud arbitraire  $n$ .

Cette source de petit signal représente l'entrée d'un système PLTV (Periodic Linear Time Variant) SISO, et elle possède seulement une composante fréquentielle à  $f_s$ . Toutefois, la tension  $v_{out}$  générée dans le nœud  $n$  à la sortie du système PLTV possède des composantes fréquentielles à :

$$nf_0 \pm f_s \quad n = -NH, \dots, 0, \dots, NH \quad (2.4)$$

étant  $k = 2NH + 1$  le nombre d'harmoniques significatives de la fréquence fondamentale  $f_0$ . Par conséquent,  $k$  réponses fréquentielles peuvent être obtenues (2.5). Chaque réponse fréquentielle  $Z_k^n(j\omega)$  est un quotient entre une des composantes fréquentielles du signal de sortie  $v_{out}(j\omega)$  et le signal d'entrée  $i_{in}(j\omega_s)$ . Par exemple, la figure 2.4 illustre cette relation entrée-sortie pour chaque  $Z_k^n(j\omega)$  avec  $-1 \leq k \leq 1$ .

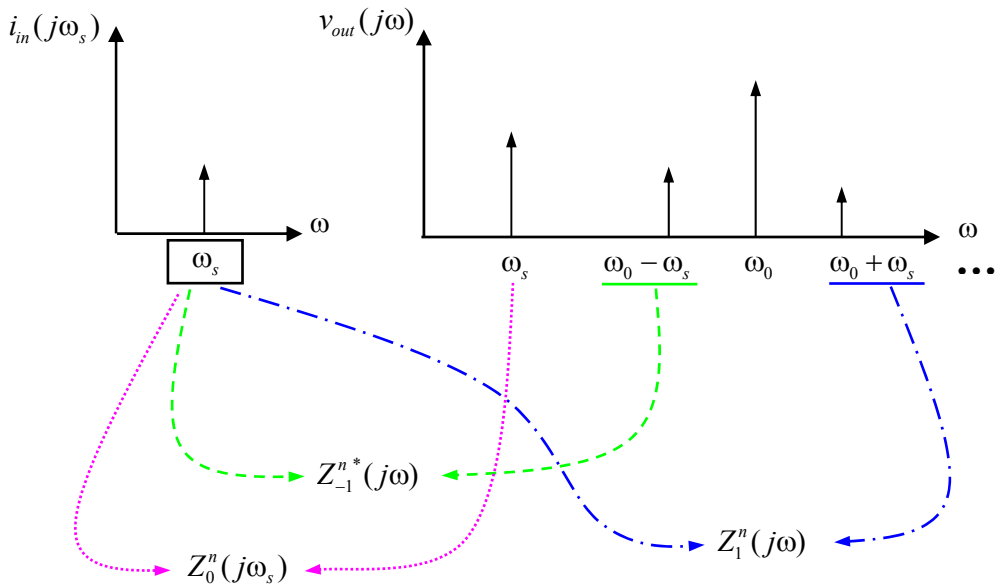


Fig. 2.4. Réponses fréquentielles  $Z_k^n(j\omega)$  avec  $-1 \leq k \leq 1$ .

Ces réponses fréquentielles  $Z_k^n(j\omega)$  peuvent être obtenues à partir d'une seule analyse en balance harmonique à mode mélangeur et en balayant la fréquence  $f_s$  de la source de courant  $i_{in}(j\omega_s)$ . Dans cette analyse, le signal de RF du générateur d'entrée joue le rôle d'OL (Oscillateur Local) et l'entrée de courant de petit signal joue le rôle de signal de RF.

L'analyse en mode mélangeur est fondée sur le formalisme de la matrice de conversion [24]-[25]. Dans cette analyse, la réponse fort signal est calculée en premier lieu avec une analyse en balance harmonique sans prendre en compte la source de courant de petit signal  $i_{in}$ . Autour de la solution périodique se fait une linéarisation au moyen de l'application de l'algorithme de la matrice de conversion pour obtenir un système PLTV. Finalement, l'excitation de courant de petit signal est appliquée à ce système PLTV pour calculer la réponse complète du circuit. Cette deuxième analyse est linéaire. Comme il est démontré dans le premier chapitre, sauf compensations pôle-zéro exactes [20]-[21] les réponses fréquentielles  $Z_k^n(j\omega)$  peuvent être obtenues dans n'importe quel nœud  $n$  du circuit, car toutes les  $Z_k^n(j\omega)$  partagent la même équation caractéristique, c'est-à-dire, la même information sur la stabilité.

$$\begin{aligned}
 Z_0^n(j\omega_s) &= \frac{v_{out}(\omega_s)}{i_{in}(\omega_s)} \\
 Z_1^n(j\omega) &= \frac{v_{out}(\omega_0 + \omega_s)}{i_{in}(\omega_s)} \\
 Z_{-1}^{n*}(j\omega) &= \left[ \frac{v_{out}(\omega_0 - \omega_s)}{i_{in}(\omega_s)} \right]^* \\
 &\vdots \\
 &\vdots \\
 &\vdots
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

Une fois les réponses fréquentielles  $Z_k^n(j\omega)$  sont obtenues, les fonctions de transfert associées  $Z_k^n(s)$  peuvent être calculées comme indiqué dans le paragraphe 2.2.2. Dans ce cas, les pôles de  $Z_k^n(s)$  sont les exposants de Floquet [26]-[29] du système  $H_k(s)$  décrit en (1.40) du premier chapitre. Ces exposants déterminent la stabilité de l'état fort signal du circuit et ils sont répétés périodiquement dans la réponse fréquentielle. Par conséquent, pour l'analyse de stabilité d'une solution périodique il suffit d'obtenir la réponse fréquentielle du circuit dans la moitié d'une période  $f_0$ , c'est-à-dire entre  $f_{s1} = 0 + \Delta \text{ Hz}$  et  $f_{s2} = f_0 / 2 + \Delta \text{ Hz}$ .

Les réponses fréquentielles  $Z_k^n(j\omega)$  peuvent être obtenues aussi à partir d'une analyse en balance harmonique à deux tonnes. Dans ce type d'analyse, l'entrée  $i_{in}$  doit être de petite amplitude pour ne pas perturber l'état établi analysé. Comme l'amplitude du signal d'entrée est petite il suffit d'utiliser un harmonique de  $i_{in}$  ( $m = 1$ ). Donc, l'entrée peut avoir une seule composante fréquentielle.

Quant à la sortie  $v_{out}$ , elle a des composants fréquents à :

$$nf_0 \pm mf_s \quad n = -NH, \dots, 0, \dots, NH ; m = 1 \quad (2.6)$$

Pour conclure, l'analyse en mode mélangeur basée sur le formalisme de la matrice de conversion est plus efficace en termes de précision et de temps de simulation. De plus, l'avantage d'utiliser une analyse en mode mélangeur au lieu d'une analyse en mode deux tonnes est que l'état établi fort signal n'est pas tributaire de l'amplitude du courant  $i_{in}$ .

## 2.3.- SENSIBILITE DE L'ANALYSE DE STABILITE POLE-ZERO

L'identification d'une réponse fréquentielle  $Z^n(j\omega_s)$  donne un quotient de deux polynômes, étant les racines du numérateur les zéros du système  $Z^n(s)$  et les racines du dénominateur les pôles de  $Z^n(s)$ . Dans certaines situations il existe la possibilité de que les zéros du système soient très proches des pôles. Cette situation est appelée une quasi-compensation pôle-zéro [20].

Dans cette partie du document, les implications des quasi-compensations pôle-zéro en termes de sensibilité seront montrées et leur origine sera discutée au moyen d'un exemple illustratif : un circuit résonateur RLC série idéal.

### 2.3.1.- EFFET DES POLES ET DES ZEROS COMPLEXES CONJUGUES SUR UNE REPOSE FREQUENTIELLE

Pour analyser les implications des quasi-compensations pôle-zéro en termes de sensibilité il faut d'abord connaître l'effet des pôles et des zéros sur une réponse fréquentielle.

#### A) Effet des pôles complexes conjugués sur une réponse fréquentielle

Considérons tout d'abord, le système  $G(s)$  de deuxième ordre suivant :

$$G(s) = \frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (2.7)$$

Le système  $G(s)$  de l'équation (2.7) possède deux pôles complexes conjugués  $b \pm aj$  de coefficients  $a$  et  $b$  définis par :

$$a \equiv \omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \delta^2}$$

$$b = -\delta \omega_n .$$

Par conséquent, le système  $G(s)$  sera stable (Fig. 2.5a) ou instable (Fig. 2.5b) selon le coefficient d'amortissement  $\delta$  (positif ou négatif).

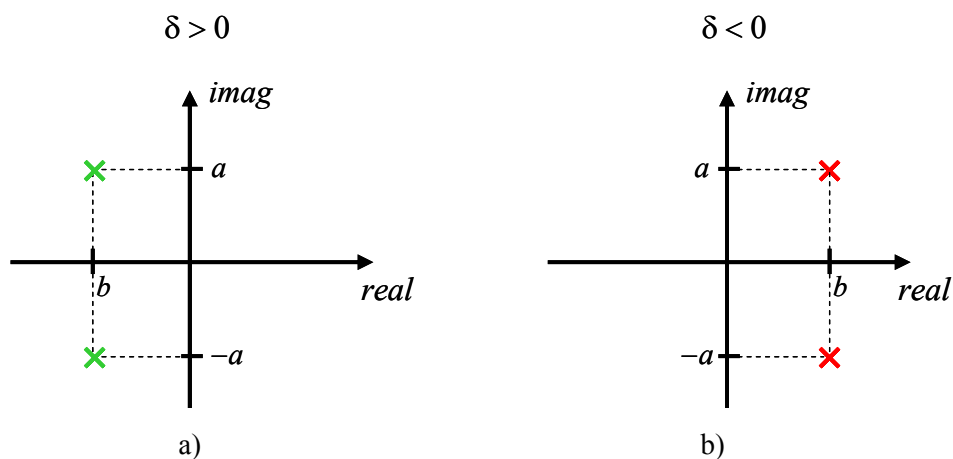


Fig. 2.5. Représentation pôle-zéro du système  $G(s)$  : a) stable avec  $\delta > 0$  (i.e.  $b < 0$ ) et b) instable avec  $\delta < 0$  (i.e.  $b > 0$ ).

La figure 2.6 montre la réponse fréquentielle du système  $G(s)$  stable de la figure 2.5a, c'est-à-dire, avec  $\delta > 0$  (i.e.  $b < 0$ ).

L'amplitude maximale du système  $G(s)$  dans la réponse fréquentielle, quand  $K = 1$ , est définie par :

$$M_p = \frac{1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} .$$

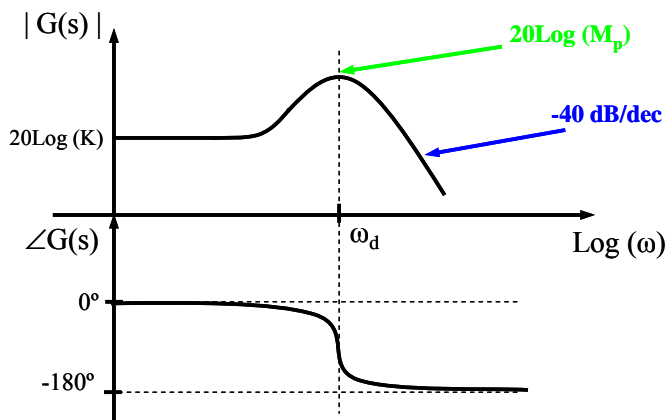


Fig. 2.6. Réponse fréquentielle du système  $G(s)$  stable avec  $\delta > 0$  (i.e.  $b < 0$ ).

D'un autre côté, la figure 2.7 montre la réponse fréquentielle du système  $G(s)$  instable de la figure 2.5b, c'est-à-dire, avec  $\delta < 0$  (i.e.  $b > 0$ ).

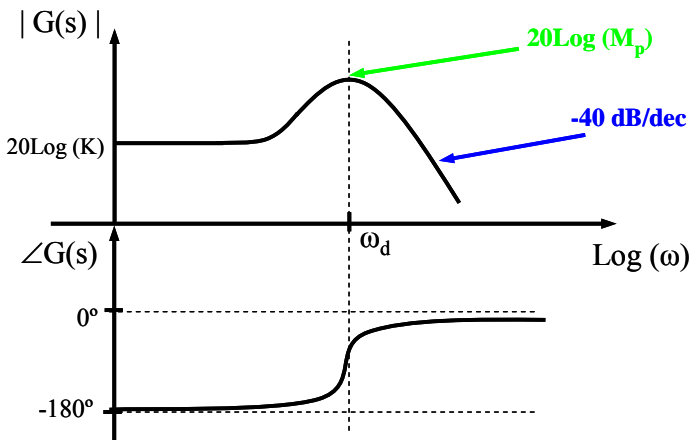


Fig. 2.7. Réponse fréquentielle du système  $G(s)$  instable avec  $\delta < 0$  (i.e.  $b > 0$ ).

Les deux réponses fréquentielles des figures 2.6 et 2.7 sont identiques en termes de gain normé. Cependant le saut de phase est le contraire. Un pôle



stable diminue la phase  $-90^\circ$  et un pôle instable augmente la phase  $+90^\circ$ . Par conséquent, une paire de pôles complexes conjugués introduisent un saut de phase de  $-180^\circ$  quand ils sont stables et de  $+180^\circ$  quand ils sont instables.

*B) Effet des zéros complexes conjugués sur une réponse fréquentielle*

Considérons maintenant le système  $H(s)$  de deuxième ordre suivant :

$$H(s) = s^2 + 2\delta\omega_n s + \omega_n^2 . \quad (2.10)$$

Le système  $H(s)$  de l'équation (2.10) possède deux zéros complexes conjugués  $b \pm aj$  avec  $a$  et  $b$  définis en (2.8) et aucun pôle. Par conséquent il n'est pas physique [20], mais il est utilisé pour illustrer les différences entre pôles et zéros complexes conjugués par rapport à la dynamique qu'ils introduisent sur une réponse fréquentielle.

Le système  $H(s)$  aura des zéros complexes conjugués à partie réelle négative (Fig. 2.8a) ou positive (Fig. 2.8b) selon le coefficient d'amortissement  $\delta$  soit positif ou négatif respectivement.

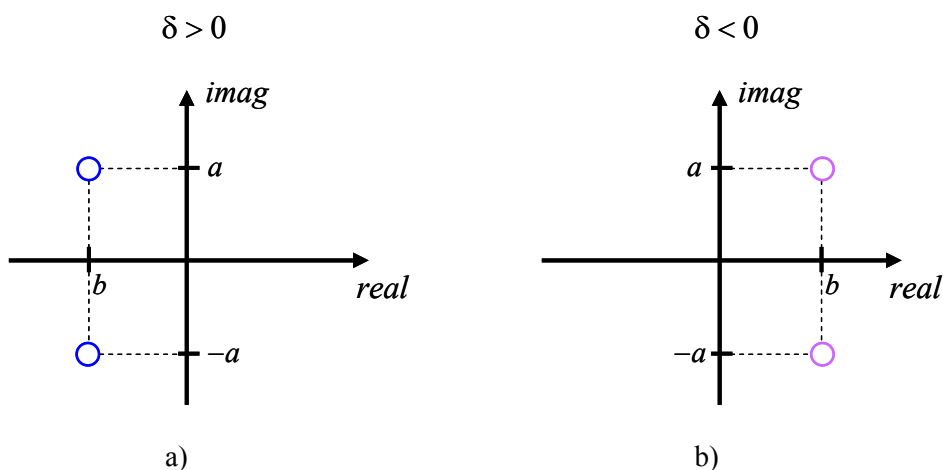


Fig. 2.8. Représentation pôle-zéro du système  $H(s)$  : a) avec  $\delta > 0$  (i.e.  $b < 0$ ) et b) avec  $\delta < 0$  (i.e.  $b > 0$ ).

La figure 2.9 montre la réponse fréquentielle du système  $H(s)$  de la figure 2.8a avec deux zéros complexes conjugués à partie réelle négative, c'est-à-dire, avec  $\delta > 0$  (*i.e.*  $b < 0$ ). L'amplitude minimale du système  $H(s)$  dans la réponse fréquentielle est aussi définie par  $M_p$  dans l'équation 2.9.

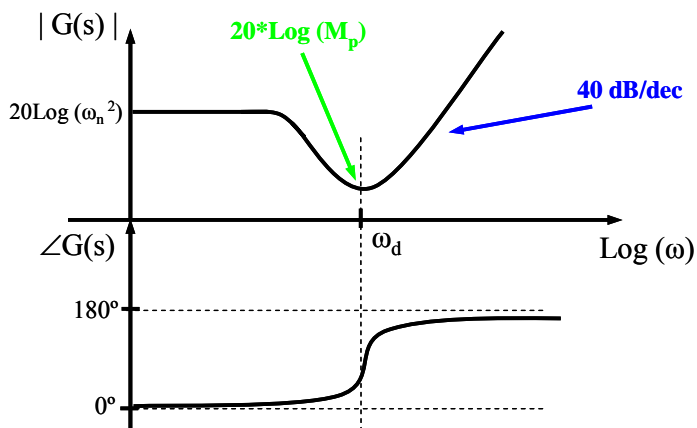


Fig. 2.9. Réponse fréquentielle du système  $H(s)$  avec deux zéros complexes conjugués à partie réelle négative ( $\delta > 0$ ,  $b < 0$ ).

D'un autre côté, la figure 2.10 montre la réponse fréquentielle du système  $H(s)$  de la figure 2.8b avec deux zéros complexes conjugués à partie réelle positive, c'est-à-dire, avec  $\delta < 0$  (*i.e.*  $b > 0$ ). Dans ce cas aussi, le saut de phase est le contraire pour chaque cas (Fig. 2.9 et Fig. 2.10), pendant que la courbe de la norme de la réponse fréquentielle est la même dans les deux cas.

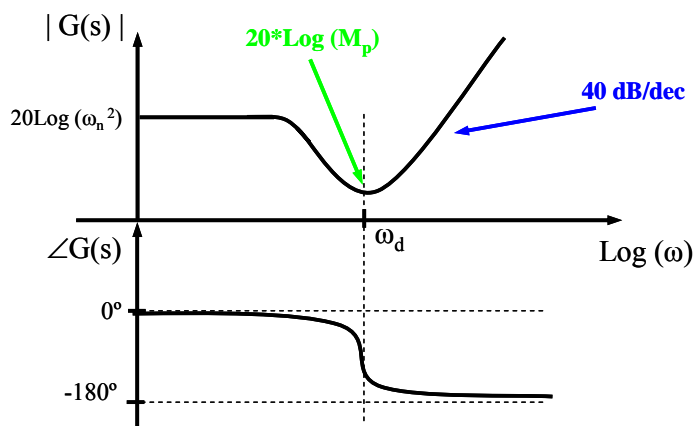


Fig. 2.10. Réponse fréquentielle du système  $H(s)$  avec deux zéros complexes conjugués à partie réelle positive ( $\delta < 0$ ,  $b > 0$ ).

La présence de deux pôles complexes conjugués isolés ou de deux zéros complexes conjugués isolés est facile de détecter car leur effet est un clair changement dans le gain normé de la réponse fréquentielle et un saut de  $180^\circ$  dans la phase. D'ailleurs, l'effet des zéros dans la réponse fréquentielle est justement contraire à l'effet des pôles.

*C) Effet d'une quasi-compensation pôle-zéro sur une réponse fréquentielle*

Finalement, considérons le système  $F(s)$  de deuxième ordre suivant :

$$F(s) = \frac{K(s^2 + 2\delta_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2)}{s^2 + 2\delta_2\omega_{n2}s + \omega_{n2}^2}. \quad (2.11)$$

Considérons aussi que le système  $F(s)$  a deux pôles complexes conjugués instables  $b_1 \pm aj$  et deux zéros complexes conjugués à partie réelle positive  $b_2 \pm aj$  (Fig. 2.11), avec les coefficients  $a$ ,  $b_1$  et  $b_2$  définis par :

$$a \equiv \omega_d = \omega_{n1} \sqrt{1 - \delta_1^2} = \omega_{n2} \sqrt{1 - \delta_2^2} \quad (2.12)$$

$$b_1 = -\delta_1 \omega_{n1} \quad ; \quad b_2 = -\delta_2 \omega_{n2} .$$

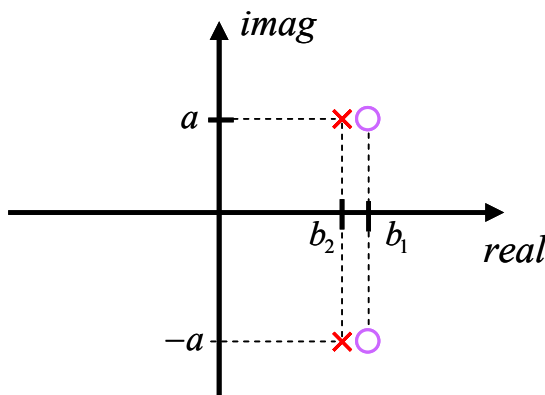


Fig. 2.11. Quasi-compensation pôle-zéro. Pôles à  $b_1 \pm aj$  et zéros à  $b_2 \pm aj$ .

Comme il est indiqué au début du paragraphe, l'existence de deux zéros complexes conjugués à partie réelle positive très proches des pôles instables est connue comme une quasi-compensation pôle-zéro. Ainsi, comme précédemment illustré, les effets des pôles et des zéros complexes conjugués sur la réponse fréquentielle associée à chaque système (en particulier,  $G(s)$  et  $H(s)$ ) peuvent-être combinés, quand  $\delta < 0$  pour donner la figure 2.12.

Le résultat d'une quasi-compensation pôle-zéro est une petite résonance dans la magnitude et dans la phase de la réponse fréquentielle qui peut être imperceptible lors de l'analyse des réponses fréquentielles en large bande avec une dynamique très riche.

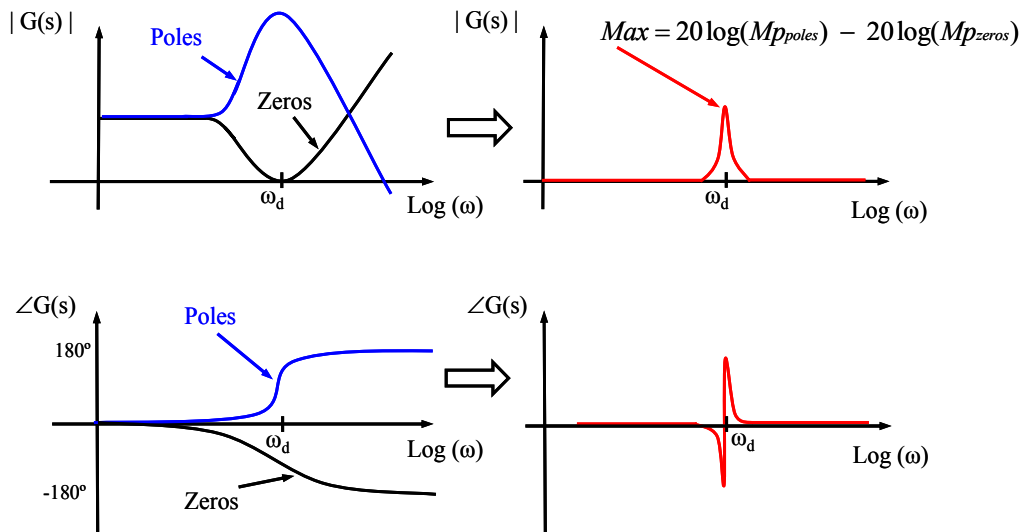


Fig. 2.12. Effets d'une quasi-compensation pôle-zéro dans la réponse fréquentielle. Effet des pôles en bleu, effet des zéros en noir et combinaison des effets en rouge.

Les quasi-compensations pôle-zéro réduisent le degré de sensibilité de l'analyse de stabilité et elles rendent difficile la détection des pôles instables. Au fur et à mesure que les pôles et les zéros sont plus proches entre eux, la résonance dans la réponse fréquentielle est plus faible et, par conséquent, la sensibilité numérique de l'analyse de stabilité est aussi plus faible [22].

### 2.3.2.- ORIGINE DES QUASI-COMPENSATIONS POLE-ZERO

L'information sur la stabilité de l'état établi analysée peut s'extraire théoriquement de tous les nœuds du circuit car le dénominateur est, sauf compensations pôle-zéro exactes, identique dans tous les nœuds. Cependant, les zéros du numérateur peuvent changer de position selon le nœud choisi pour mener l'analyse de stabilité. Cela implique que le phénomène des

quasi-compensations pôle-zéro soit fonction de l'emplacement des zéros, c'est-à-dire, fonction du nœud choisi pour mener à terme l'analyse de stabilité. Par conséquent, l'analyse de stabilité dans différents nœuds permettra d'obtenir l'information de la stabilité avec une sensibilité différente.

La présence de ces quasi-compensations pôle-zéro est liée à la perte de contrôlabilité et/ou observabilité d'une partie de la dynamique du circuit depuis le nœud d'analyse [22]. Cette perte de contrôlabilité et/ou observabilité est souvent associée à des chemins de basse impédance présentés à la source de courant. Le circuit suivant permettra d'illustrer ce fait.

Considérons le circuit résonateur RLC série idéal de la figure 2.13. Dans cet exemple la stabilité du résonateur est analysée selon la valeur de la résistance  $R$  qui varie entre  $9 \Omega$  et  $1 \Omega$ .

Pour cela, si le nœud  $n$  est choisi pour mener à terme l'analyse de stabilité, la réponse fréquentielle du circuit est donnée par l'association parallèle de  $R$  avec  $(R_2 + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)$ .

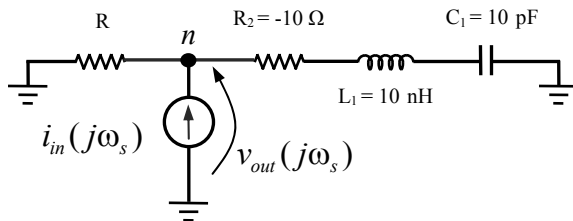


Fig. 2.13. Analyse de stabilité du circuit résonateur RLC série idéal avec source de courant connectée en parallèle au nœud  $n$ .

La réponse fréquentielle dans ce nœud  $Z^n(j\omega_s)$  peut s'extraire analytiquement comme :

$$Z^n(j\omega_s) = \frac{R(-\omega_s^2 L_1 C_1 + j\omega_s R_2 C_1 + 1)}{-\omega_s^2 L_1 C_1 + j\omega_s C_1 (R + R_2) + 1} \quad (2.13)$$

En appliquant la transformée de Laplace à (2.13), la fonction de transfert  $Z^n(s)$  est obtenue. Analytiquement,

$$Z^n(s) = \frac{R(s^2 L_1 C_1 + s R_2 C_1 + 1)}{s^2 L_1 C_1 + s C_1 (R + R_2) + 1} \quad (2.14)$$

Cette fonction de transfert a deux pôles et deux zéros complexes conjugués dans le demi-plan de droite (DPD) du diagramme pôle-zéro. L'analyse de  $Z^n(s)$  selon la valeur de  $R$  varie entre  $9 \Omega$  et  $1 \Omega$  (Fig. 2.14) illustre les problèmes associés aux quasi-compensations pôle-zéro en termes de sensibilité.

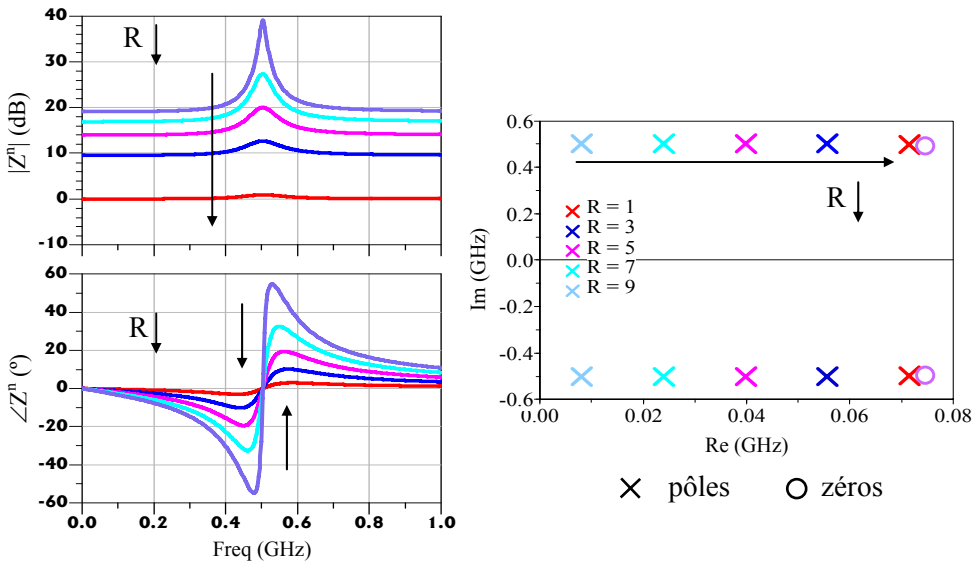


Fig. 2.14. Réponse fréquentielle et diagramme pôle-zéro de l'analyse de stabilité du circuit de la figure 2.13 quand la valeur de la résistance  $R$  varie entre  $9 \Omega$  et  $1 \Omega$ . Selon la valeur de  $R$  diminue, la quasi-compensation pôle-zéro est de plus en plus stricte

Au fur et à mesure que la valeur de la résistance diminue les pôles sont de plus en plus proches aux zéros, en faisant la quasi-compensation pôle-zéro plus stricte. En même temps, la sensibilité de la réponse fréquentielle est de plus en plus faible.

À la limite, lorsque  $R = 0$  il existe une compensation pôle-zéro exacte, ce qui révèle que la dynamique du système ne peut pas être ni contrôlée ni observée lors de l'insertion d'une source de courant dans un point de masse. Ce phénomène est habituellement rencontré dans les nœuds de combinaison des circuits symétriques qui ont des oscillations de mode impair [11], [12], car les nœuds de combinaison représentent un point de masse virtuelle pour ce type d'oscillations.

Cet exemple montre une conclusion importante : La partie de la dynamique pour une représentation entrée-sortie déterminée, qui est partiellement isolée électriquement est traduit par une quasi-compensation pôle-zéro dans la fonction de transfert associée. Dans le cas limite d'une isolation électrique totale, la compensation pôle-zéro est exacte.

Par conséquent, les quasi-compensations pôle-zéro peuvent être un problème sérieux lors de l'analyse de stabilité de réponses fréquentielles en large bande. La figure 2.15 montre une réponse fréquentielle qui révèle un comportement instable pour un circuit particulier. À cause de la quasi-compensation pôle-zéro, la résonance instable est très faible et par conséquent, elle peut rester cachée par le reste de la dynamique du circuit.

Pour assurer sa détection, la réponse fréquentielle doit être simulée avec un pas de fréquence étroit. Inéluctablement, un pas de fréquence étroit mène à un accroissement du temps de simulation qui peut être particulièrement critique lorsqu'une analyse en balance harmonique est impliquée dans l'analyse de stabilité. Au-delà des implications des quasi-compensations pôle-zéro soulignées en termes de sensibilité, il y a d'autres implications en



termes de stabilisation des circuits microondes qui seront discutées dans le troisième chapitre de cette thèse.

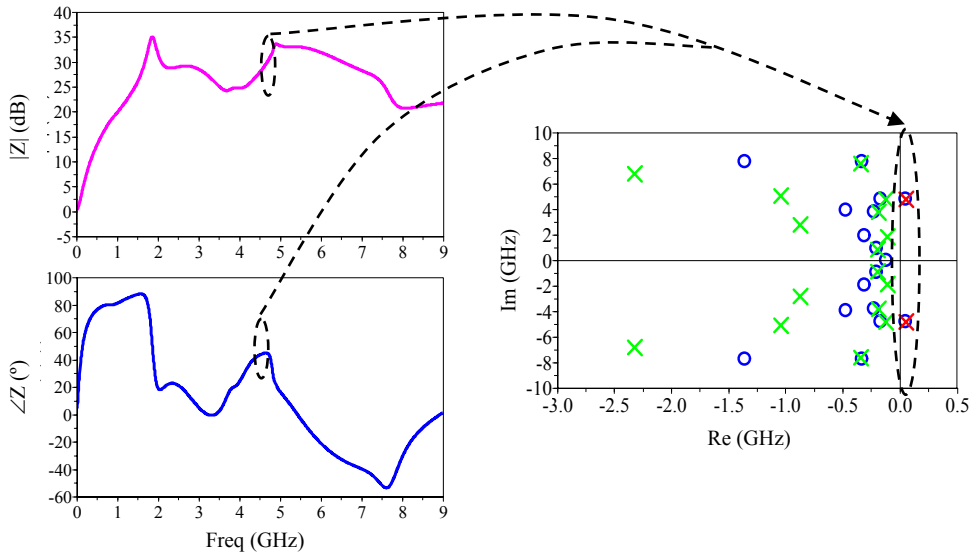


Fig. 2.15. Réponse fréquentielle et diagramme pôle-zéro de l'analyse de stabilité en large bande d'un circuit particulier qui présente une faible résonance.

Une manière de minimiser la présence de ces quasi-compensations pôle-zéro peut être en réalisant une analyse multi-nœuds, car l'emplacement des zéros est fonction du nœud utilisé pour mener à terme l'analyse de stabilité. Par exemple, suivant l'exemple du circuit résonateur RLC série idéal de la figure 2.13, considérons que la source de courant est introduite maintenant dans le nœud  $n2$  du circuit (Fig. 2.16).

La réponse fréquentielle dans ce nœud  $Z^{n2}(j\omega_s)$  peut être obtenue analytiquement comme :

$$Z^{n2}(j\omega_s) = \frac{j\omega_s L_1 + R + R_2}{-\omega_s^2 L_1 C_1 + j\omega_s C_1 (R + R_2) + 1} \quad (2.15)$$

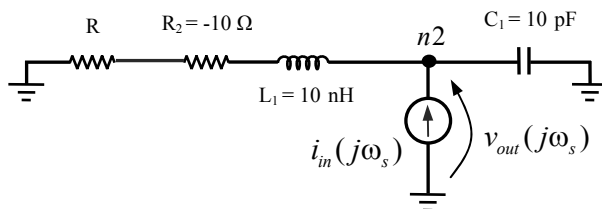


Fig. 2.16. Analyse de stabilité du circuit résonateur RLC série idéal avec source de courant connectée en parallèle au nœud  $n2$ .

En appliquant la transformée de Laplace à (2.15), la fonction de transfert  $Z^{n2}(s)$  est obtenue. Analytiquement,

$$Z^{n2}(s) = \frac{sL_1 + R + R_2}{s^2L_1C_1 + sC_1(R + R_2) + 1} \quad (2.16)$$

Évidemment, la fonction de transfert  $Z^{n2}(s)$  obtenue a les mêmes pôles que la fonction  $Z^n(s)$  en (2.14). Cependant, les zéros de  $Z^{n2}(s)$  sont différents des zéros de  $Z^n(s)$  car, dans ce cas,  $Z^{n2}(s)$  a seulement un zéro réel.

Par conséquent, l'analyse de stabilité de  $Z^{n2}(s)$  selon la valeur de  $R$  est variée entre  $9 \Omega$  et  $1 \Omega$  montre une claire résonance avec un saut de phase de  $180^\circ$  (Fig. 2.17) pour toutes les valeurs de  $R$ . Cela se traduit par deux pôles complexes conjugués isolés dans le DPD du diagramme pôle-zéro associée à  $Z^{n2}(s)$ . La résonance de la réponse fréquentielle de la figure 2.17 est plus appréciable que celle de la figure 2.14. En fait, le saut de phase de  $180^\circ$  apporte une meilleure sensibilité dans l'analyse de stabilité.

Cet exemple sert à montrer l'utilité de l'analyse multi-nœud pour augmenter les possibilités d'obtenir une bonne sensibilité de l'analyse de stabilité.

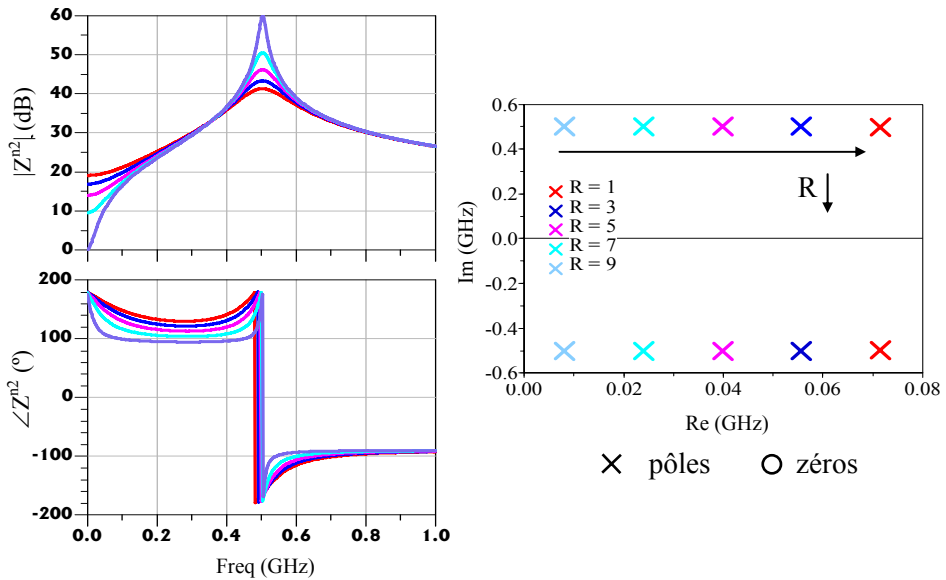


Fig. 2.17. Réponse fréquentielle et diagramme pôle-zéro de l'analyse de stabilité du circuit de la figure 2.16 quand la valeur de la résistance  $R$  varie entre  $9\ \Omega$  et  $1\ \Omega$ . Il y a une bonne sensibilité pour toutes les valeurs de  $R$ .

## 2.4.- ANALYSE DE STABILITE AVEC SOURCE DE TENSION

Dans cette partie du document, une analyse de stabilité équivalente à l'analyse décrit dans la section 2.2 est proposée pour obtenir une réponse fréquentielle en boucle fermée du circuit linéarisé autour d'un état établi déterminée, en utilisant une source de tension comme entrée du système au lieu de la source de courant.

Dans ce cas, la réponse fréquentielle peut être obtenue en insérant comme entrée une source de tension de petit signal  $v_{in}(j\omega_s)$ . Elle doit être introduite en série dans une branche arbitraire  $m$  du circuit pour avoir d'influence seulement à sa fréquence d'opération (Fig. 2.18).

Si le signal de sortie est le courant  $i_{out}(j\omega)$  généré dans la branche  $m$  du circuit, la réponse fréquentielle en boucle fermée du système linéarisé est l'admittance vue par la source de tension de tout le circuit entre ses deux bornes :

$$Y^m(j\omega) = \frac{i_{out}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} . \quad (2.17)$$

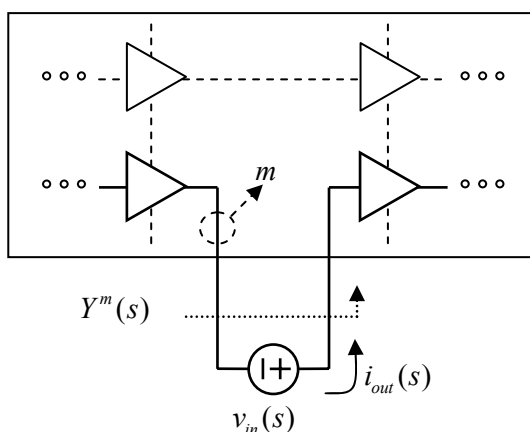


Fig. 2.18. Schéma général d'un circuit électrique avec une source de tension de petit signal connectée en série à une branche  $m$  arbitraire.

Le processus d'obtention de la réponse fréquentielle  $Y^m(j\omega)$  selon le régime d'opération du circuit soit  $dc$  soit périodique fort signal est analogue au cas de la source de courant.

Une fois  $Y^m(j\omega)$  obtenue, en appliquant des algorithmes d'identification de systèmes linéaires dans le domaine fréquentielle à  $Y^m(j\omega)$ , la fonction de transfert SISO associée  $Y^m(s)$  peut être obtenue par un quotient de deux polynômes sous la forme :

$$Y^m(j\omega) \xrightarrow{\text{Identification}} Y^m(s) = \frac{\prod_{i=1}^M (s - z_i^m)}{\prod_{i=1}^N (s - p_i)} \quad (2.18)$$

où  $z_i^m$  sont les zéros de la fonction de transfert obtenue dans la branche  $m$  et  $p_i$  les pôles de  $Y^m(s)$ , lesquels sont identiques à ceux obtenus dans la fonction de transfert  $Z^n(s)$  en (2.2). De nouveau, l'information sur la stabilité se trouve dans le dénominateur de cette fonction de transfert  $Y^m(s)$ , de sorte que l'existence de pôles à partie réelle positive indique que l'état établi analysé n'est pas observable et par conséquent, il est instable. En particulier, la présence d'un couple de pôles complexes conjugués à partie réelle positive prédit le démarrage d'une oscillation d'amplitude croissante à une fréquence autonome  $f_a$ . La fréquence de démarrage de l'oscillation est déterminée par la partie imaginaire des pôles instables.

Dans ce contexte et de la même façon qu'avec l'approche de la source de courant, il est important de souligner que les fonctions de transfert  $Y^m(s)$  obtenues dans toutes les branches du circuit partagent le même dénominateur, c'est-à-dire, la même information sur la stabilité du circuit sauf compensations exactes pôle-zéro. De plus, ce dénominateur est le même que celui obtenu avec l'approche source de courant.

L'analyse de stabilité décrit ci-dessus repose sur le fait de que toutes les variables d'état d'un système linéaire partagent la même dynamique [19]. Alors, en dépit de l'utilisation d'une source de tension, l'information de la stabilité de l'état établi du circuit peut s'extraire de la même manière qu'avec l'approche de la source de courant.

Cependant, les zéros de chaque fonction de transfert  $Y^m(s)$  peuvent être différents selon la branche d'analyse et ils sont encore différents des zéros obtenus avec l'approche de la source de courant. Cela implique que le degré

de sensibilité associé à chaque nœud/branche d'analyse du circuit et à chaque source d'analyse n'est pas le même.

L'exemple suivant sert à illustrer les différences en termes de sensibilité entre l'approche de la source de courant et de la source de tension. Reprenons le circuit résonateur RLC série idéal analysé dans la section 2.3.2. La stabilité de ce circuit peut être analysée avec une source de tension connectée en série dans la branche  $m$  (Fig. 2.19).

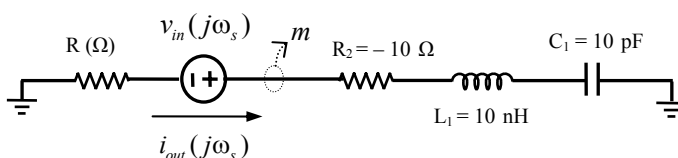


Fig. 2.19. Analyse de stabilité du circuit résonateur RLC série idéal avec source de tension connectée en série à la branche  $m$ .

La réponse fréquentielle du circuit avec source de tension dans la branche  $m$  est :

$$Y^m(j\omega) = \frac{j\omega C_1}{-\omega^2 L_1 C_1 + j\omega C_1(R + R_2) + 1} \quad (2.19)$$

En appliquant la transformée de Laplace à l'expression (2.19), la fonction de transfert désirée  $Y^m(s)$  est obtenue :

$$Y^m(s) = \frac{sC_1}{s^2 L_1 C_1 + sC_1(R + R_2) + 1} \quad (2.20)$$

La fonction de transfert  $Y^m(s)$  de l'équation (2.20) n'a pas de zéros complexes conjugués. Elle a seulement un zéro à l'origine et deux pôles complexes conjugués identiques aux pôles de  $Z^n(s)$  dans (2.14) et dans (2.16).

Finalement, si la valeur de la résistance  $R$  varie entre  $9\ \Omega$  et  $1\ \Omega$  identiquement au paragraphe 2.3.2, les résultats de la figure 2.20 sont obtenus.

La résonance de la figure 2.20 est clairement plus appréciable que celle de la figure 2.14 pour les mêmes valeurs de résistance  $R$ . En effet, le saut de phase de  $Y^m(s)$  est de  $180^\circ$  pour toutes les valeurs de  $R$ . Cela apporte une meilleure sensibilité de l'analyse de stabilité.

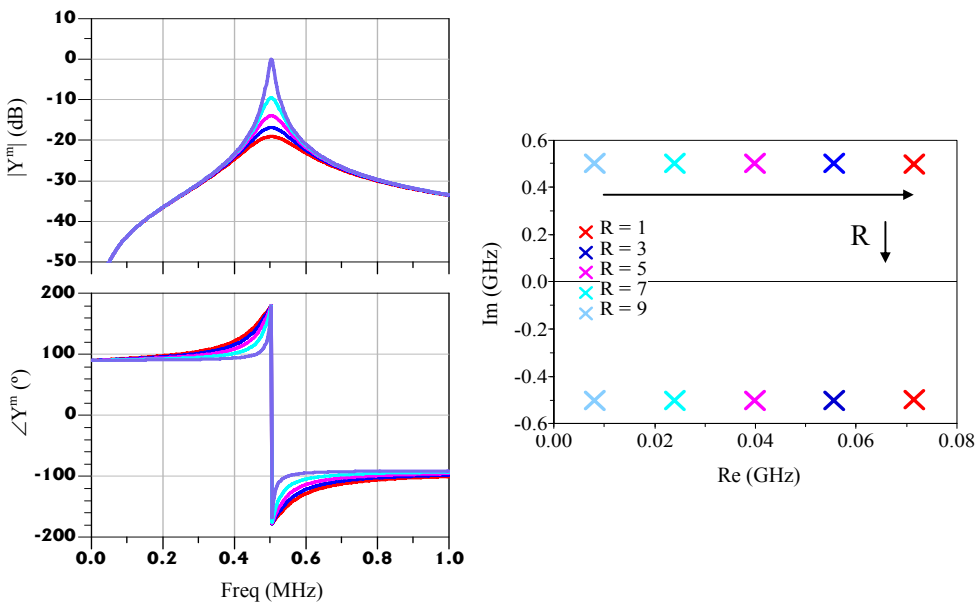


Fig. 2.20. Réponse fréquentielle et diagramme pôle-zéro de l'analyse de stabilité du circuit de la figure 2.19 quand la valeur de la résistance  $R$  est variée entre  $9\ \Omega$  et  $1\ \Omega$ .

Dans ce cas, l'analyse du résonateur série RLC avec la source de courant dans le nœud  $n$  mène à une quasi-compensation pôle-zéro tandis que l'analyse du circuit avec la source de tension dans la branche  $m$  ou avec la source de courant dans le nœud  $n2$  donne un degré de sensibilité significativement amélioré.

De la même façon, des résultats complémentaires peuvent être obtenus lors de l'analyse de stabilité d'un résonateur RLC parallèle : Une source de courant connectée à un nœud de basse admittance donne un bon degré de sensibilité dans l'analyse de stabilité. Toutefois, une source de tension connectée à une branche de basse admittance donne une faible sensibilité dans l'analyse de stabilité.

#### 2.4.1.- SONDE DUALE I-V

Malheureusement, *a priori* nous ne pouvons pas savoir quelle approche, courant ou tension, sera meilleure en termes de sensibilité lors d'une analyse de stabilité d'un circuit microondes complexe. Par conséquent, pour minimiser la présence des quasi-compensations pôle-zéro qui rendent difficile la détection des comportements instables, l'utilisation d'une sonde duale (Fig. 2.21) courant-tension (I-V) est proposée. Cette sonde a les caractéristiques suivantes :

- Elle est composée d'une source de courant en parallèle d'amplitude  $a$  et d'une source de tension en série d'amplitude  $b$ , et elle est insérée dans un branche arbitraire du circuit.
- Avec une seule exécution du simulateur CAO de microondes deux réponses fréquentielles sont obtenues en faisant un balayage double : l'impédance totale  $Z^n(j\omega)$  vue par la sonde de courant depuis le nœud d'insertion sans la source de tension ( $a = 1, b = 0$ ), et l'admittance totale  $Y^m(j\omega)$  vue par la source de tension entre ses deux bornes sans la source de courant ( $a = 0, b = 1$ ).
- La sonde duale proposée est valable pour analyser la stabilité d'une solution *dc* et d'une solution périodique fort signal.



- Les deux réponses fréquentielles sont identifiées pour obtenir  $Z^n(s)$  et  $Y^m(s)$ . Dans ce point, il faut noter que le temps d'identification nécessaire pour identifier une réponse fréquentielle est très court avec les processeurs actuels. Ainsi, le temps requis pour l'identification de deux réponses fréquentielles n'est pas significatif. Par contre, la possibilité d'obtenir une meilleure sensibilité dans l'analyse de stabilité est augmentée considérablement.

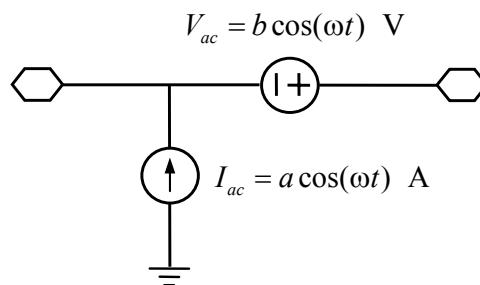


Fig. 2.21. Sonde duale courant tension (I-V) avec une source de courant en parallèle d'amplitude  $a$  et une source de tension en série d'amplitude  $b$ .

## 2.5.- EXEMPLES D'APPLICATION

Pour illustrer les avantages de l'utilisation de la sonde duale I-V dans l'analyse de stabilité de circuits microondes, elle va être appliquée à deux circuits particuliers :

- Le premier exemple est un amplificateur de puissance multi-étages MMIC en bande X conçu au XLIM (Université de Limoges) [31] qui présente une instabilité paramétrique à  $f_0/2$ .
- Le deuxième exemple est un amplificateur FET de moyenne puissance et d'un seul étage en bande L conçu et fabriqué en

technologie hybride microstrip comme maquette de test dans le laboratoire de RF et microondes de l'Université du Pays Basque (UPV/EHU). Il présente une instabilité en basse fréquence associée aux réseaux de polarisation.

### 2.5.1.- AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN BANDE X

Cet amplificateur a été conçu pour fonctionner en bande X (9.65 GHz) avec le rendement en puissance ajoutée maximal et avec une puissance de sortie  $P_{out} = 33 \text{ dBm}$ . Comme montre le layout de la figure 2.22 l'amplificateur a deux étages avec deux et quatre transistors respectivement afin de satisfaire ces spécifications. La technologie de fabrication est GaAs/GaInP de Thomsom avec des transistors bipolaires à hétérojonction.

Ce circuit présente une instabilité paramétrique de division de fréquence pour certaines valeurs de puissance d'entrée  $P_{in}$  et fréquence d'entrée  $f_{in}$ . Par exemple, la figure 2.23 montre le spectre mesuré pour les conditions suivantes :  $P_{in} = 13.8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 9.65 \text{ GHz}$ .

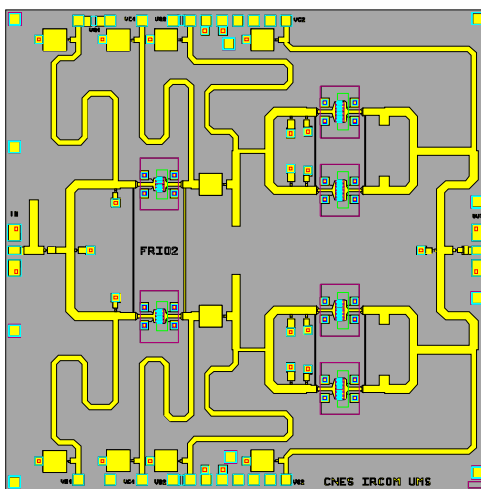


Fig. 2.22. Layout de l'amplificateur de puissance en bande X.

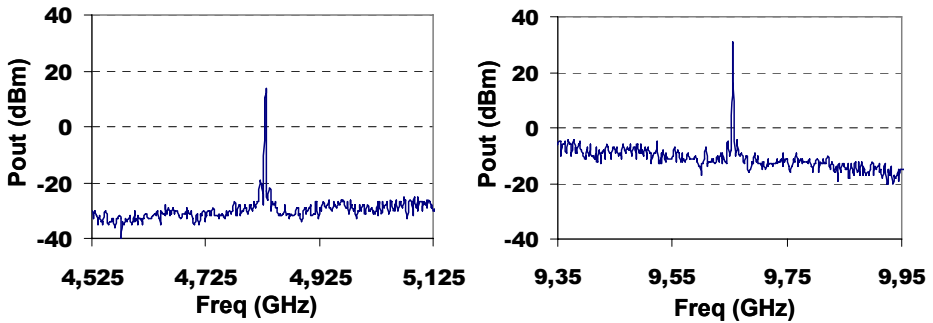


Fig. 2.23. Spectre mesuré à la sortie de l'amplificateur autour de  $f_{in}/2$  et  $f_{in}$   
( $P_{in} = 13.8$  dBm,  $f_{in} = 9.65$  GHz).

La figure 2.24 montre un schéma bloc de l'amplificateur. Afin d'analyser la stabilité du circuit autour de  $f_0/2$  la sonde duale I-V a été connectée au collecteur du transistor  $Q_1$  du deuxième étage.

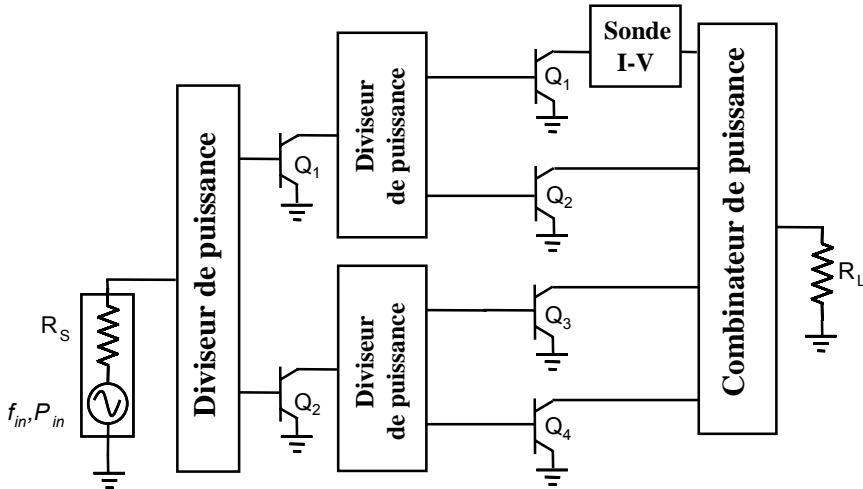


Fig. 2.24. Schéma de l'amplificateur de puissance MMIC en bande X avec la sonde duale I-V connectée en série au collecteur du transistor  $Q_1$  du deuxième étage.

Comme le circuit fonctionne dans un régime périodique de fort signal forcé par un générateur d'entrée à la fréquence fondamentale  $f_0$ , il faut mener à terme une analyse en balance harmonique en mode mélangeur pour obtenir les réponses fréquentielles nécessaires.

Pour les conditions de division de fréquence particuliers ( $P_{in} = 13.8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 9.65 \text{ GHz}$ ), les réponses fréquentielles obtenues en simulation avec la sonde duale I-V et les identifications pôle-zéro associées sont montrées dans les figures 2.25 et 2.26. Ces figures montrent une sensibilité totalement différente selon l'analyse de stabilité est faite avec source de courant ou source de tension.

Lors d'une analyse avec source de courant, la sensibilité de la réponse fréquentielle obtenue est très faible. L'identification pôle-zéro ultérieure révèle la présence d'une quasi-compensation pôle-zéro sur  $Z_0(s)$  comme conséquence d'une faible sensibilité :

$$\begin{aligned} \text{pôles} &= 2\pi 10^9 \times (0.054 \pm j4.825) \\ \text{zéros} &= 2\pi 10^9 \times (0.059 \pm j4.813) \end{aligned}$$

En revanche, l'analyse avec source de tension montre une résonance très claire avec un saut de phase de  $180^\circ$ . La sensibilité numérique de l'analyse dans ce cas est élevée et, par conséquent, l'identification pôle-zéro ultérieure montre une paire de pôles complexes conjugués isolés sur  $Y_0(s)$ .

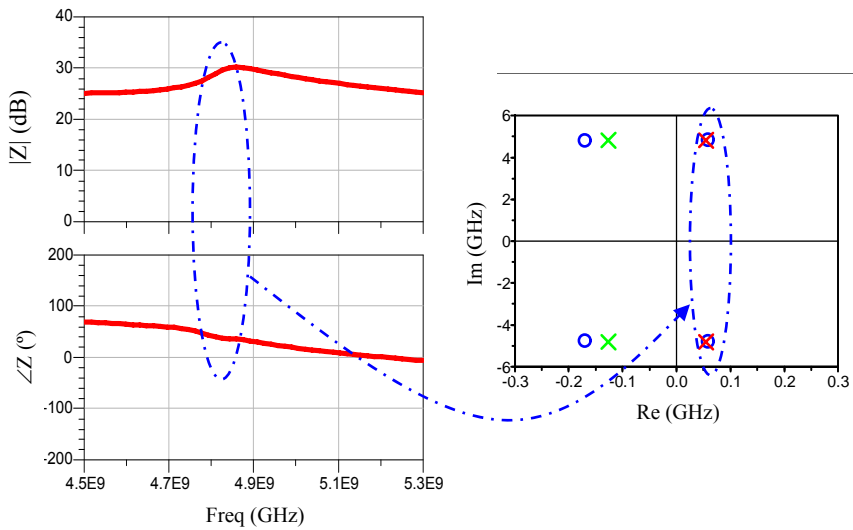


Fig. 2.25. Réponse fréquentielle  $Z_0(s)$  obtenue avec la source de courant connectée en parallèle au collecteur du transistor  $Q_1$  du deuxième étage et diagramme pôle-zéro de la fonction de transfert identifiée.

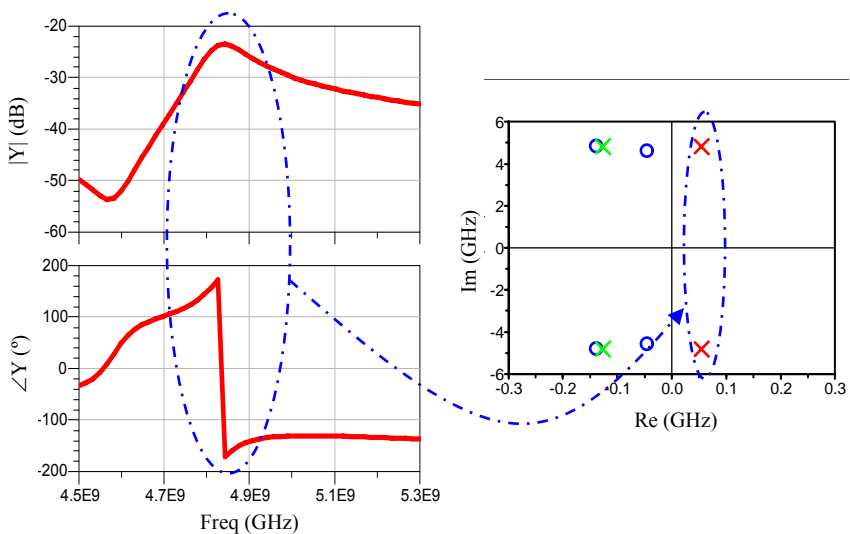


Fig. 2.26. Réponse fréquentielle  $Y_0(s)$  obtenue avec la source de tension connectée en série au collecteur du transistor  $Q_1$  du deuxième étage et diagramme pôle-zéro de la fonction de transfert identifiée.

Dans cet exemple, l'analyse classique avec la source de courant connectée au collecteur du transistor  $Q_1$  du deuxième étage a une faible sensibilité. Par conséquent, le choix d'un pas fréquentiel inapproprié ou d'un nœud/branche inadéquat pour l'analyse peuvent mener à ne pas détecter l'instabilité en simulation.

### 2.5.2.- AMPLIFICATEUR FET DE MOYENNE PUISSANCE EN BANDE L

Le deuxième exemple concerne un amplificateur FET (Eudyna FLU17XM) de moyenne puissance qui a été conçu comme maquette de test pour des signaux de radionavigation GALILEO [32] à 1.2 GHz avec une puissance de sortie de 30 dBm et le maximum de rendement en puissance ajoutée (PAE) possible.

Cet amplificateur présente une instabilité en basse fréquence (13 MHz) lors d'une polarisation en classe AB ( $V_G = -1.7$  V,  $V_D = 7$  V). Ce type d'oscillations sont normalement associés aux réseaux de polarisation [33]-[37]. La figure 2.27 montre une photo de l'amplificateur en technologie hybride microstrip et une capture de l'analyseur de spectres de l'instabilité obtenue en mesure sous ces conditions de polarisation particuliers.

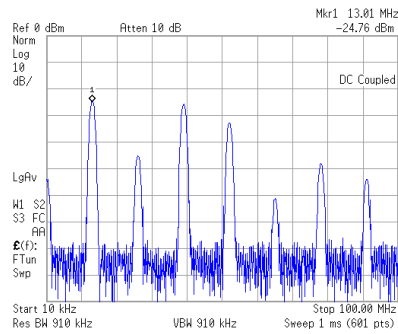
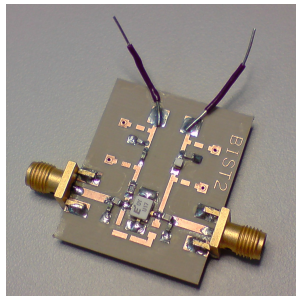


Fig. 2.27. Photo de l'amplificateur FET de moyenne puissance et instabilité obtenue en mesure autour de 13 MHz pour des conditions de polarisation en classe AB.

La stabilité de cette solution *dc* avec la sonde duale I-V connectée à la grille du transistor a été analysée. La figure 2.28 montre le schéma de l'amplificateur avec l'endroit de connexion de la sonde duale I-V.

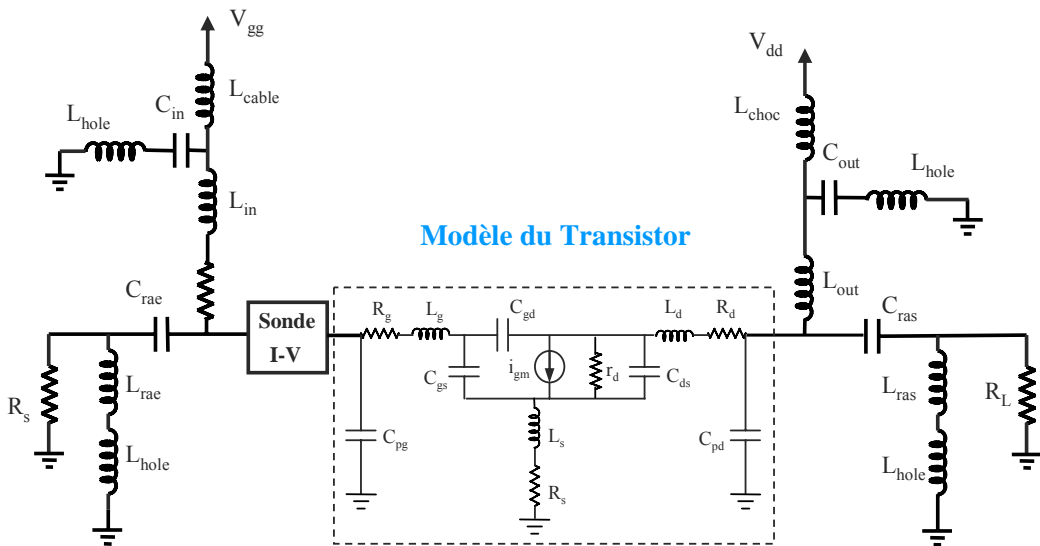


Fig. 2.28. Schéma simplifié de l'amplificateur FET de moyenne puissance avec la sonde duale I-V connectée à la grille du transistor FET.

Sous les conditions de polarisation instables en classe AB ( $V_G = -1.7$  V,  $V_D = 7$  V), les réponses fréquentielles obtenues avec la sonde duale I-V et les identifications pôle-zéro calculées avec STAN sont montrées dans les figures 2.29 et 2.30 pour le cas de l'analyse de stabilité avec source de courant et source de tension respectivement.

Dans ce cas, à différence de l'exemple précédent, la sensibilité de la réponse fréquentielle  $Z(s)$  obtenue avec la source de courant est très bonne (Fig. 2.29) et la résonance est très claire. En effet, le saut de phase est de  $180^\circ$ . L'identification pôle-zéro ultérieure montre l'absence des zéros complexes conjugués proches aux pôles.

$$pôles = 2\pi 10^9 \times (0.0006 \pm j0.02)$$

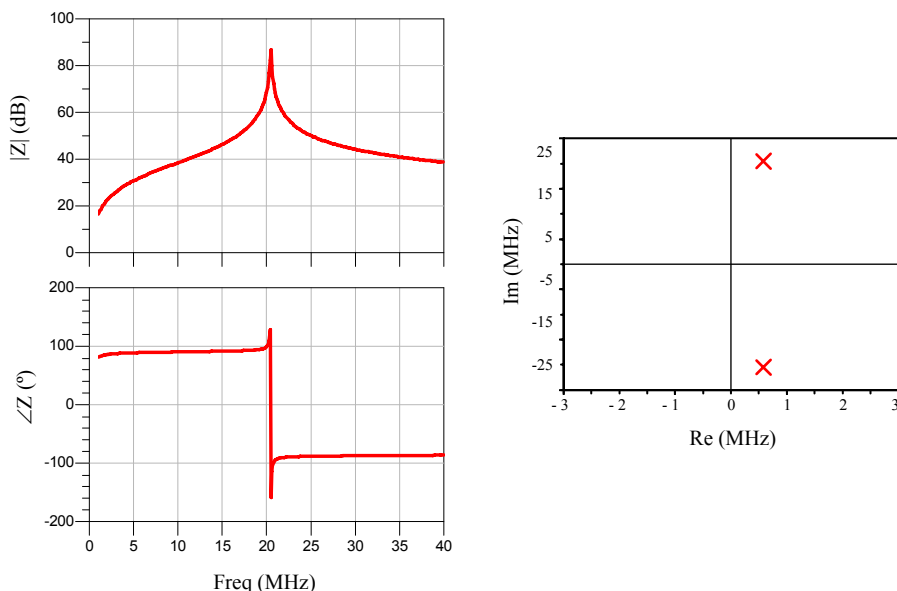


Fig. 2.29. Réponse fréquentielle  $Z(s)$  obtenue avec la source de courant en parallèle dans la grille du transistor et diagramme pôle-zéro de la fonction de transfert identifiée pour les conditions de polarisation en classe AB ( $V_G = -1.7$  V,  $V_D = 7$  V).



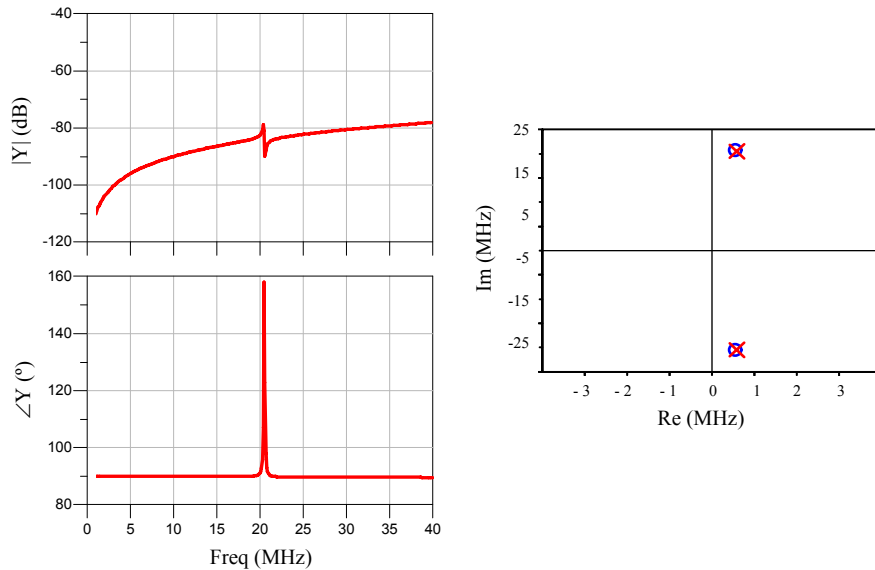


Fig. 2.30. Réponse fréquentielle  $Y(s)$  obtenue avec la source de tension en série dans la grille du transistor et diagramme pôle-zéro de la fonction de transfert identifiée pour les conditions de polarisation en classe AB ( $V_G = -1.7$  V,  $V_D = 7$  V).

Cependant, l'analyse de stabilité avec la source de tension ( $Y(s)$ ) montre un degré de sensibilité faible et la présence d'une quasi-compensation pôle-zéro comme conséquence avec :

$$pôles = 2\pi 10^9 \times (0.0006 \pm j0.02)$$

$$zéros = 2\pi 10^9 \times (0.00058 \pm j0.0195)$$

Pour conclure, la sonde duale minimise la présence des quasi-compensations pôle-zéro dans les analyses de stabilité pôle-zéro des régimes *dc* ou périodiques fort signal des circuits microondes. Ainsi, la sensibilité de l'analyse de stabilité basée sur l'identification pôle-zéro peut être améliorée. Évidemment, dans un circuit complexe il y aura certains nœuds/branches dont la sensibilité de l'analyse de stabilité est très faible et, par conséquent, la sonde duale I-V ne donnera pas des bons résultats. Dans

ces cas, la sensibilité peut être améliorée encore plus avec l'utilisation de la sonde duale I-V en combinaison avec une analyse multi-nœuds ou multi-branches car l'emplacement des zéros est fonction aussi du nœud/branche d'analyse.

## 2.6.- CONCLUSIONS

Dans ce deuxième chapitre, l'analyse de stabilité basée sur l'excitation par une source de courant, ou de tension et voire duale a été présentée en détail. Dans ce contexte, l'apparition et l'origine des quasi-compensations pôle-zéro ont été discutées et ses implications défavorables en termes de sensibilité numérique ont été commentées. Pour cela, l'exemple du résonateur RLC série idéal a été utilisé. Cet exemple a permis d'expliquer d'un point de vue plus visuel la problématique de la faible sensibilité à cause des quasi-compensations pôle-zéro.

Les quasi-compensations pôle-zéro sont liées à une perte de contrôlabilité et/ou observabilité d'une partie de la dynamique du système. Par conséquent, l'existence de ces quasi-compensations pôle-zéro augmente considérablement le risque de ne pas détecter une instabilité entre le reste de la dynamique d'un circuit surtout dans les réponses fréquentielles en large bande. Par conséquent, pour pouvoir détecter ces instabilités il faut utiliser un pas fréquentiel d'analyse plus fin, ce qui, inéluctablement, mène à un accroissement du temps de simulation qui peut être particulièrement critique lorsqu'une analyse en balance harmonique est impliquée dans l'analyse de stabilité. Comme nous montrerons dans le troisième chapitre, les quasi-compensations pôle-zéro ont aussi des implications importantes pour la stabilisation des circuits microondes.

Par suite, une analyse de stabilité alternative en utilisant la source de tension a été introduite pour analyser la stabilité des circuits microondes. Cette analyse permet d'avoir un point de vue différent en termes de sensibilité car l'emplacement des zéros dépende de la source d'analyse sélectionnée pour effectuer l'analyse de stabilité.

Finalement, la possibilité de mener à terme des analyses de stabilité combinées courant-tension grâce à l'utilisation d'une nouvelle sonde duale I-V, fait possible la minimisation des quasi-compensations pôle-zéro. Par conséquent, la sensibilité de l'analyse de stabilité peut être augmentée. Néanmoins, dans le cas où la sensibilité de l'analyse de stabilité soit très faible avec la sonde duale, l'analyse multi-nœuds et multi-branches en combinaison avec la sonde duale peut être intéressante pour augmenter encore plus la sensibilité de l'analyse de stabilité.

## 2.7.- REFERENCES

- [1] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, J.M. Collantes, "Closed-loop Stability Analysis of Microwave Amplifiers," *IEE Electronics Letters*, vol. 37, pp. 226-228, February 2001.
- [2] A. Mallet, A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, L. Lapiere, J. Sombrin, "STAN : An efficient tool for non lineal stability analysis," *RF and Hyper Europe 2004, Microwave Power Amplifier Workshop*, Paris, March 2004.
- [3] Logiciel Scilab sur <http://www.scilab.org>
- [4] A. Anakabe, *Detección y eliminación de inestabilidades paramétricas en amplificadores de potencia para radiocomunicaciones*, Thèse doctorale, Université du Pays Basque, Leioa, June 2004.
- [5] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*, Wiley-IEEE Press, 2009.
- [6] Y. Butel, D. Langrez, J.F. Villemazet, G. Coury, J. Decroix, J.L. Cazaux, "Low Cost MMIC Chipset for VSAT Ground Terminals," *2005 European Microwave Conference*, vol. 3, October 2005.
- [7] J. Sanggeun, A. Suárez, D.B. Rutledge, "Analysis and elimination of hysteresis and noisy precursors in power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 54, no. 3, pp. 1096-1106, March 2006.
- [8] S. Piotrowicz, E. Chartier, J.C. Jacquet, D. Floriot, J. Obregón, P. Dueme, J. Delaire, Y. Mancuso, "Ultra Compact X-Band GaInP/GaAs HBT MMIC Amplifiers: 11W, 42% of PAE on 13mm<sup>2</sup> and 8.7W, 38% of PAE on 9mm<sup>2</sup>," *2006 IEEE MTT-S International*

- Microwave Symposium Digest*, pp. 1867-1870, San Francisco, June 2006.
- [9] A. Anakabe, S. Mons, T. Gasseling, P. Casas, R. Quéré, J.M. Collantes, A. Mallet, “Efficient Nonlinear Stability Analysis of Microwave Circuits using Commercially Available Tools,” *32<sup>nd</sup> European Microwave Conference*, Milan, Italy, pp. 1017-1020, September 2002.
- [10] A. Collado, F. Ramírez, A. Suárez, “Analysis and Stabilization Tools for Microwave Amplifiers,” *2004 IEEE Microwave Theory and Techniques International Microwave Symposium Digest*, vol.2, pp. 945-948, Fort Worth, TX, June 2004.
- [11] A. Anakabe, J. M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, S. Mons, A. Mallet, L. Lapierre, “Analysis of odd-mode parametric oscillations in HBT multi-stage power amplifiers,” in *Proc. European Microwave 11th GAAS Symposium*, pp. 533-536, Munich, Germany, Oct. 2003.
- [12] A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, S. Mons, A. Mallet, “Detecting and Avoiding Odd-Mode Parametric Oscillations in Microwave Power Amplifiers,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering (Wiley)*, vol. 15, no. 5, pp. 469-478, September 2005.
- [13] F. Ramírez, A. Suárez, I. Lizarraga, J.M. Collantes, “Stability Analysis of Nonlinear Circuits Driven with Modulated Signals,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, No. 4, pp. 929-940, April 2010.
- [14] F. Ramírez, A. Suárez, S. Jeon, D. Rutledge, “Stability Analysis of Power Amplifiers,” *2009 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, pp. 203-206, December 2009.

- [15] K. Narendra, J.M. Collantes, C. Paolini, E. Limiti, "Parametric Oscillations in Distributed Power Amplifiers," *Electronic Letters*, vol. 45, No. 25, pp. 1325-1326, December 2009.
- [16] C. Barquintero, A. Suárez, A. Herrera, J.L. García, "Complete Stability Analysis of Multifunction MMIC Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, No. 10, pp. 2024-2033, October 2007.
- [17] A. Suárez, S. Jeon, D. Rutledge, "Stability Analysis and Stabilization of Power Amplifiers," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 5, pp. 51-65, October 2006.
- [18] R. Pintelom, J. Schoukens, *System Identification. A frequency Domain Approach*, IEEE Press, New York, 2001.
- [19] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control*, John Wiley & Sons Ltd., 1996.
- [20] B.C. Kuo, *Automatic Control Systems*, John Wiley and Sons, 2002.
- [21] B. Kamath, R. Meyer, P. Gray, "Relationship between Frequency Response and Settling Time of Operational Amplifiers," *IEEE J. Solid-State Circ.*, vol. SC-9, December 1974.
- [22] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, "Sensitivity Enhancement in Pole-Zero Identification Based Stability Analysis of Microwave Circuits," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, pp. 75-78, Málaga, November 2008.

- [23] A. Anakabe, N. Ayllón, J.M. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, K. Narendra, “Automatic Pole-Zero Identification for Multivariable Large-Signal Stability Analysis of RF and Microwave Circuits,” *2010 European Microwave Conference*, Paris, September 2010.
- [24] S.A. Maas, *Nonlinear Microwave Circuits*, IEEE Press, New York, 1997.
- [25] P. Bolcato, J.C. Nallatamby, R. Larchevêque, M. Prigent, J. Obregon, “A Unified Approach of PM Noise Calculation in Large RF Multitone Autonomous Circuits,” *2000 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 417-420, June 2000.
- [26] A. Suárez, R. Quéré, *Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*, Artech House Publishers, Boston-London, 2003.
- [27] S. Novo, R. Obaya, J. Rojo, *Ecuaciones y Sistemas Diferenciales*, Mc. Graw Hill, Madrid, 1995.
- [28] F. Bonani, M. Gilli, “Analysis of Stability and Bifurcations of Limit Cycles in Chua’s Circuit through the Harmonic-Balance Approach,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 46, No. 8, pp. 881-890, August 1999.
- [29] J. M. Collantes, I. Lizarraga, A. Anakabe, J. Jugo, “Stability verification of microwave circuits through Floquet multiplier analysis,” in *IEEE APCCAS*, Tainan, Taiwan, 2004, pp. 997–1000.
- [30] Advanced Design System (ADS) sur <http://eesof.tm.agilent.com/products/adsoview.html>

- [31] M.A. Pérez, *Modèle Electrothermique Distribué de Transistor Bipolaire à Hétérojonction: Application à la Conception Non Linéaire d'Amplificateurs de Puissance Optimisés en Température*, Thèse de Doctorat de l'Université de Limoges, No. 61-98, France, Décembre 1998.
- [32] GALILEO sur <http://ec.europa.eu/galileo>
- [33] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*, Artech House, 2<sup>nd</sup> Edition, Boston, 2006.
- [34] D.J. Miller, M. Bujatti, "Mechanisms for Low-Frequency Oscillations in GaAs FET's," *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 34, no. 6, pp. 1239-1244, August 2005.
- [35] J. Vidkjaer, "Instabilities in RF-Power Amplifiers caused by a Self-Oscillation in the Transistor Bias Network," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SSC-11, no. 10, pp. 703-712, October 1976.
- [36] C. Barquinero, A. Suárez, A. Herrera, J.L. García, "Complete Stability Analysis of Multifunction MMIC Circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2024-2033, October 2007.
- [37] L. Samoska, K. Y. Lin, H. Wang, Y. H. Chung, M. Aust, S. Weinreb, D. Dawson, "On the Stability of Millimetre-Wave Power Amplifiers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 429-432, June 2002.



# **CHAPITRE 3**

## **APPROCHE SYSTEMATIQUE POUR LA STABILISATION DES CIRCUITS MICROONDES**

### 3.1.- INTRODUCTION

Dans le deuxième chapitre de ce document de thèse, les problèmes de sensibilité dans l'analyse de stabilité liés aux quasi-compensations pôle-zéro ont été abordés. Pour minimiser la présence de ces quasi-compensations pôle-zéro, différentes solutions ont été proposées lors de l'analyse de stabilité d'un circuit microondes complexe. L'utilisation de la sonde duale courant-tension (I-V) et l'analyse multi-nœuds et multi-branches sont les solutions au problème de détectabilité de la possible instabilité. En effet, l'emplacement des zéros, donnant le degré de sensibilité, est fonction du nœud/branche sélectionnée pour l'analyse de stabilité.

Dans ce troisième chapitre, l'information apportée par la position des zéros dans le plan complexe est reprise pour développer une approche systématique de stabilisation des régimes statiques instables dans les circuits microondes. Cette approche consiste à déterminer la topologie appropriée (connexion série ou parallèle), l'emplacement (dans quel nœud ou quelle branche du circuit) et les valeurs des éléments d'un certain réseau de stabilisation qui doit-être capable de stabiliser le circuit complexe en étude ou en cours de conception. L'idée fondamentale de l'approche est d'obtenir de l'information essentielle pour savoir où et comment stabiliser un circuit lorsque celui-ci part en oscillation lors de sa mise sous tension. Il est très important de noter que ce type d'instabilités est rencontré très souvent dans les circuits multi-transistors à cause des chemins de rétroaction parasite multiples [1], [2].

La méthodologie proposée possède trois étapes principales permettant de détecter, de contrôler et de stabiliser le circuit.

La première étape est l'analyse de stabilité conventionnelle avec la source de courant dans les différents nœuds du circuit proposée dans [1], [3]

et [4]. Elle est combinée avec une analyse de stabilité de type source de tension dans les différentes branches du circuit, en utilisant la sonde duale I-V présentée dans le deuxième chapitre de cette thèse.

La deuxième étape consiste à trouver les endroits du circuit qui ont une bonne sensibilité (*i.e.* dans lesquels la dynamique du système est facilement contrôlable). Ces endroits sont détectés en analysant la position des zéros du système à partir des différentes fonctions de transfert SISO obtenues dans un lot de nœuds et de branches du circuit microondes préalablement sélectionné par le concepteur.

La troisième étape est la stabilisation du circuit et sa mise en œuvre au moyen des réseaux de stabilisation série ou parallèle déterminés à partir de la théorie de contrôle des systèmes bouclés. Dans ce contexte, les techniques standard de la théorie de contrôle linéaire comme le placement de pôles seront appliquées afin d'obtenir la valeur adéquate des éléments du réseau de stabilisation à appliquer pour garantir la stabilité de la fonction hyperfréquence. Pour cela, l'exemple du résonateur RLC idéal introduit dans le deuxième chapitre sera utilisé aussi dans ce troisième chapitre afin d'illustrer la méthodologie de stabilisation des circuits microondes.

Enfin, la dernière partie de ce chapitre inclut une discussion sur l'extension des procédures de stabilisation proposées aux circuits microondes instables en régime d'opération périodique fort signal. Comme se démontrera dans cette partie du document, les techniques de placement de pôles ne sont pas directement applicables dans ce cas. Cependant, l'information apportée par la position des zéros est utilisée pour déterminer les endroits du circuit qui ont une bonne sensibilité et, par conséquent, dont la dynamique instable est plus contrôlable. Ceci sera expérimentalement illustré par une cellule amplificatrice d'un seul étage avec deux transistors

HBT en parallèle qui a été conçue comme maquette de test pour mettre en évidence une instabilité paramétrique de division de fréquence.

### 3.2.- RESEAUX DE STABILISATION SERIE OU PARALLELE

Dans le processus de conception de circuits microondes, l'insertion des réseaux de stabilisation série ou parallèle, habituellement des résistances dans un certain nœud ou branche du circuit, est une pratique empirique habituelle [5]-[6]. L'insertion de ces réseaux de stabilisation série ou parallèle peut être associée à l'analyse de stabilité avec la source de courant ou la source de tension présentées dans le deuxième chapitre de cette thèse.

Pour le premier cas, reprenons tout d'abord le système de la figure 3.1, qui correspond à l'analyse de stabilité d'un circuit avec une source de courant de petit signal connectée au nœud  $n$ . Dans ce système,  $Z^n(s)$  est l'impédance vue par la source de courant dans le nœud d'insertion  $n$  :

$$Z^n(s) = \frac{v_{out}(s)}{i_{in}(s)} \quad (3.1)$$

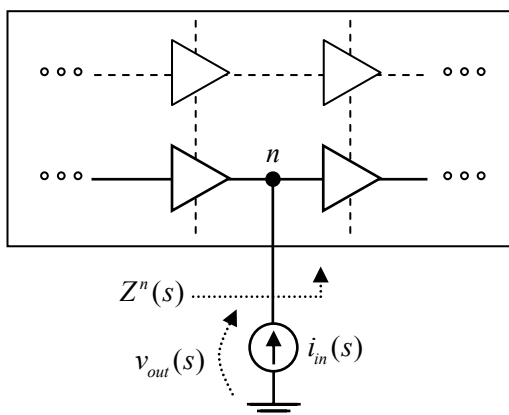


Fig. 3.1. Analyse de stabilité avec une source de courant connectée en parallèle dans un nœud arbitraire  $n$  du circuit.

Considérons maintenant qu'un réseau de stabilisation d'impédance  $Z_{stab}(s)$  est connecté en parallèle au nœud  $n$  (Fig. 3.2). Si l'ajout de  $Z_{stab}(s)$  ne modifie pas le point de polarisation du circuit, c'est-à-dire, ne modifie pas le point d'opération des éléments actifs du circuit, l'impédance totale  $Z_{bf}^n(s)$  vue maintenant par la source de courant de petit signal est la combinaison parallèle de  $Z^n(s)$  et  $Z_{stab}(s)$  :

$$Z_{bf}^n(s) = \frac{v'_{out}(s)}{i_{in}(s)} = \frac{Z^n(s)}{1 + \frac{Z^n(s)}{Z_{stab}(s)}} = \frac{Z^n(s)Z_{stab}(s)}{Z^n(s) + Z_{stab}(s)}. \quad (3.2)$$

Il est important de signaler que  $Z^n(s)$  est la fonction de transfert obtenue dans le nœud  $n$ , au moyen d'une analyse de stabilité avec la source de courant petit signal sur le circuit initial sans le réseau de stabilisation  $Z_{stab}(s)$  (Fig. 3.1).

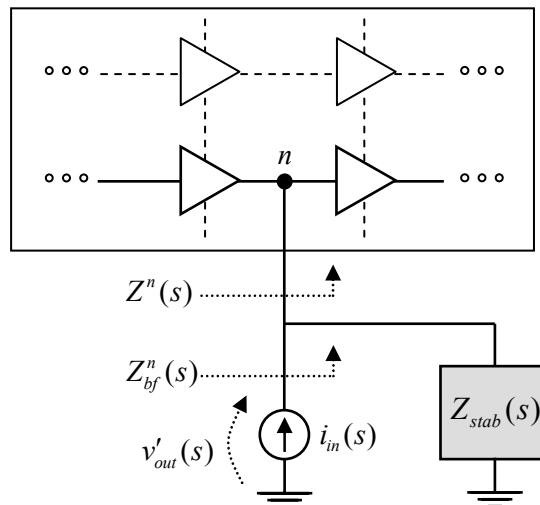


Fig. 3.2. Connexion parallèle d'un réseau de stabilisation lors de l'analyse de stabilité avec source de courant.

Le système de la figure 3.2 est équivalent au système bouclé générique représenté par le schéma de contrôle de la figure 3.3, dans lequel  $H(s)$  représente un système linéaire ou linéarisé et  $B(s)$  le chemin de rétroaction négatif. La fonction de transfert en boucle fermée  $H_{bf}(s)$  du système de la figure 3.3 peut s'exprimer comme :

$$H_{bf}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)B(s)} . \quad (3.3)$$

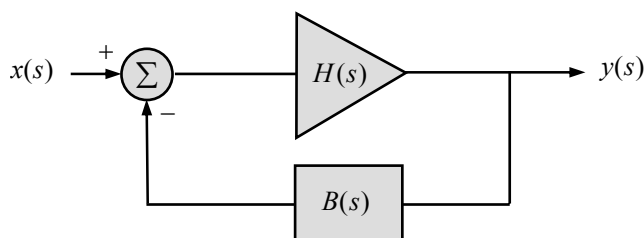


Fig. 3.3. Système bouclé générique représenté par un schéma de contrôle.

Reprenant le circuit représentée dans la figure 3.2, si l'ajout de  $Z_{stab}(s)$  ne modifie pas le point de repos du circuit, il existe une équivalence directe entre les systèmes (3.2) et (3.3) :

$$H_{bf}(s) \equiv Z_{bf}^n(s) ; H(s) \equiv Z^n(s) ; B(s) \equiv \frac{1}{Z_{stab}(s)} . \quad (3.4)$$

Par conséquent, la connexion parallèle d'un réseau de stabilisation d'impédance  $Z_{stab}(s)$  dans le nœud  $n$  (Fig. 3.2) est équivalente à l'application d'une rétroaction négative sur le système original  $Z^n(s)$ .

De la même façon, le système de la figure 3.4 correspond à l'analyse de stabilité d'un circuit avec une source de tension de petit signal dans la branche  $m$ . Dans ce système,  $Y^m(s)$  est l'admittance vue par la source de tension dans la branche d'insertion  $m$  :

$$Y^m(s) = \frac{i_{out}(s)}{v_{in}(s)} . \quad (3.5)$$

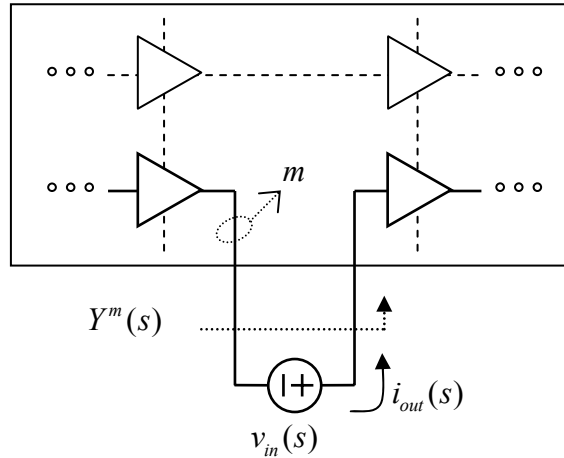


Fig. 3.4. Analyse de stabilité avec une source de tension connectée en série dans une branche arbitraire  $m$  du circuit.

La connexion ultérieure d'un réseau de stabilisation d'admittance  $Y_{stab}(s)$  en série avec la source de tension dans la branche  $m$  (Fig. 3.5) est équivalente à l'application d'une rétroaction négative sur le système original  $Y^m(s)$ .

Il faut souligner que  $Y^m(s)$  représente l'admittance vue par la source de tension dans la branche  $m$  du système initial, sans le réseau de stabilisation  $Y_{stab}(s)$  (Fig. 3.4). Ainsi, si l'insertion de  $Y_{stab}(s)$  ne modifie pas la solution  $dc$  du circuit, l'admittance totale  $Y_{bf}^m(s)$  vue par la source de tension avec le réseau de stabilisation  $Y_{stab}(s)$  est maintenant la combinaison série de  $Y^m(s)$  et  $Y_{stab}(s)$  :

$$Y_{bf}^m(s) = \frac{i'_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{Y^m(s)}{1 + \frac{Y^m(s)}{Y_{stab}(s)}} = \frac{Y^m(s)Y_{stab}(s)}{Y^m(s) + Y_{stab}(s)}. \quad (3.6)$$

Par conséquent, l'équivalence avec le système de contrôle de la figure 3.3 est directe :

$$H_{bf}(s) \equiv Y_{bf}^m(s) ; H(s) \equiv Y^m(s) ; B(s) \equiv \frac{1}{Y_{stab}(s)} . \quad (3.7)$$

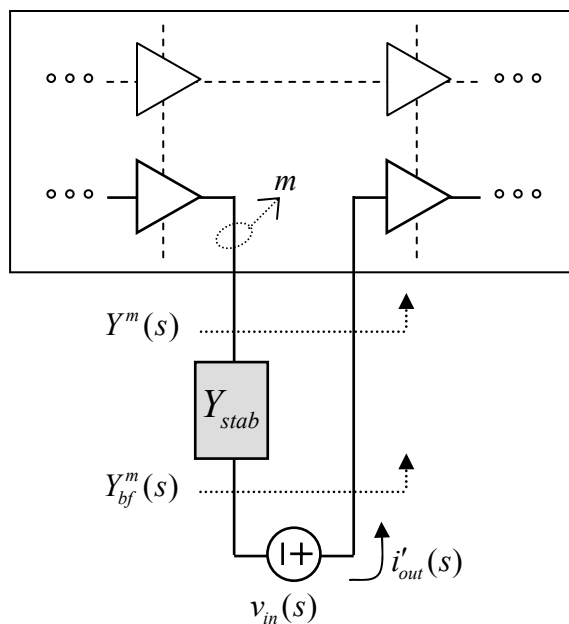


Fig. 3.5. Connexion série d'un réseau de stabilisation lors de l'analyse de stabilité avec source de tension.

En conclusion, l'introduction d'un réseau de stabilisation série  $Y_{stab}(s)$  ou d'un réseau de stabilisation parallèle  $Z_{stab}(s)$  dans une branche ou dans un nœud particulier du circuit peut être associée directement à un système de contrôle bouclé avec une rétroaction négative. Cette rétroaction est appliquée à la fonction de transfert SISO obtenue de l'analyse de stabilité, soit avec la source de courant ( $Z^n(s)$ ) soit avec la source de tension ( $Y^m(s)$ ).



### 3.3.- STABILISATION DES OSCILLATIONS ASSOCIEES A UNE SOLUTION $DC$ INSTABLE DANS LES CIRCUITS MICROONDES

Pour le cas des oscillations associées à une solution  $dc$  instable avec une  $Z^n(s)$  donnée, les techniques de contrôle conventionnelles peuvent être appliquées sur  $Z^n(s)$  pour déterminer si l'insertion d'un réseau de stabilisation en parallèle  $Z_{stab}(s)$  (Fig. 3.2) peut donner lieu à un système en boucle fermée  $Z_{bf}^n(s)$  stable, c'est-à-dire, si  $Z_{stab}(s)$  peut stabiliser le circuit. De plus, si la stabilisation est possible, l'application des techniques de contrôle peut donner directement la valeur exacte de  $Z_{stab}(s)$  requise pour stabiliser le circuit. Évidemment, la discussion ci-dessus est valable aussi pour le cas d'une fonction de transfert  $Y^m(s)$  instable par rapport à l'ajout d'un réseau de stabilisation série  $Y_{stab}(s)$ . En effet, les techniques de contrôle conventionnelles peuvent être appliquées sur  $Y^m(s)$  pour étudier si l'insertion d'un réseau de stabilisation en parallèle  $Y_{stab}(s)$  (Fig. 3.5) peut stabiliser le circuit.

Le concept de sensibilité dans l'analyse de stabilité fondée sur l'identification pôle-zéro des réponses fréquentielles a été introduit dans le deuxième chapitre de cette thèse. Dans ce contexte, l'existence d'une quasi-compensation pôle-zéro [7] dans le demi-plan de droite (DPD) représente un problème de faible sensibilité qui rend plus difficile la détection des oscillations en simulation [8] et, par conséquent, augmente le risque de ne pas détecter en simulation une instabilité présente dans le circuit. En plus, ces quasi-compensations pôle-zéro ont d'autres implications en termes de stabilisation des circuits microondes comme montrerons dans cette partie du document.

L'emplacement des zéros dans le plan complexe, qui amène à l'apparition des quasi-compensations pôle-zéro, est fonction de la source d'analyse (courant ou tension) et fonction aussi du nœud/branche sélectionné pour mener à terme l'analyse de stabilité. Par conséquent, l'analyse de la position des zéros du système dans le plan complexe permettra de déterminer les endroits sensibles du circuit où la stabilisation est possible. L'approche présentée dans cette thèse est fondée sur un résultat connu dans la théorie de contrôle classique [9] : Les systèmes instables avec des zéros dans le DPD sont plus difficiles (parfois impossibles) de stabiliser que les systèmes qui n'ont pas des zéros dans le DPD.

Une fois déterminés les nœuds et/ou branches du circuit possédant une bonne sensibilité, les techniques de contrôle conventionnelles peuvent être appliquées aux résultats obtenus par l'analyse de stabilité avec source de courant et/ou source de tension. Cette application permet un calcul direct des valeurs appropriées des éléments du réseau de stabilisation.

Pour cela, considérons tout d'abord le système bouclé générique de la figure 3.3. Considérons aussi que la fonction de transfert  $H(s)$  a une couple de pôles complexes conjugués instables, c'est-à-dire, dans le DPD. En fonction de  $H(s)$ , un réseau de rétroaction  $B(s)$  peut être calculé pour que la fonction de transfert en boucle fermée  $H_{bf}(s)$  n'ait pas de pôles dans le DPD, c'est-à-dire, pour que  $H_{bf}(s)$  soit un système stable. Différentes techniques existent dans la théorie de contrôle pour obtenir  $B(s)$ , en partant de la connaissance du système instable  $H(s)$  [9], [10], [11]. En particulier, les stratégies de placement de pôles seront l'objet d'analyse, dans cette thèse, pour concevoir des actions de contrôle proportionnelles, intégrales et dérivatives appropriées [10], [11].

D'un côté, une action de contrôle proportionnelle peut être associée facilement à la stabilisation des circuits microondes à l'aide des résistances série ou parallèle. D'autre côté, l'ajout série ou parallèle d'un élément réactif (ou la modification de sa valeur) peut être considéré comme une action de contrôle intégrale ou dérivative. Évidemment, les techniques de placement de pôles pourraient être aussi utilisées pour concevoir des contrôleurs d'un ordre plus élevé si nécessaire.

### 3.3.1.- CONTROLE PROPORTIONNEL

Dans une action proportionnelle pure, le réseau de rétroaction  $B(s)$  est un facteur constant  $K$  [7]. Si  $H(s)$  est décrite comme un quotient de deux polynômes,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.8)$$

à partir de (3.3) la fonction de transfert en boucle fermée  $H_{bf}(s)$  peut s'écrire comme :

$$H_{bf}(s) = \frac{N(s)}{D(s) + K \cdot N(s)} \quad (3.9)$$

Les pôles de  $H_{bf}(s)$  peuvent s'extraire des racines de l'équation caractéristique :

$$D(s) + K \cdot N(s) = 0 \quad (3.10)$$

L'équation (3.9) indique un résultat bien connu du contrôle proportionnel : Quand l'action de contrôle  $K$  tend à zéro, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux pôles de  $H(s)$ . Par contre, quand l'action de contrôle  $K$  tend vers l'infini, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux zéros de  $H(s)$  (ou

ils sortent du plan complexe vers l'infini si la dimension de  $D(s)$  est plus grande que la dimension de  $N(s)$ ). L'évolution des pôles de  $H_{bf}(s)$  dans le plan complexe selon la valeur de  $K$  varie de zéro à l'infini est connue comme le *Lieu d'Evans* de  $H_{bf}(s)$ . Le Lieu d'Evans peut être tracé automatiquement à partir de la connaissance de  $H(s)$  en utilisant des outils standard comme Matlab [12] ou Scilab [13].

En pratique, quand  $H(s)$  a des zéros dans le DPD qui sont très proches des pôles instables, comme dans le cas d'une quasi-compensation pôle-zéro, les pôles instables tendent vers les zéros au fur et à mesure que l'action de contrôle  $K$  est augmentée. Cela implique qu'il n'existe pas un contrôle proportionnel capable de stabiliser le système  $H(s)$ .

Cette situation peut être illustrée facilement avec l'exemple du circuit résonateur RLC série idéal introduit dans le paragraphe 2.3.2 du deuxième chapitre. Reprenons donc, le circuit RLC de la figure 3.6 dans lequel une source de courant de petit signal est connectée en parallèle au nœud  $n$  pour mener l'analyse de stabilité.

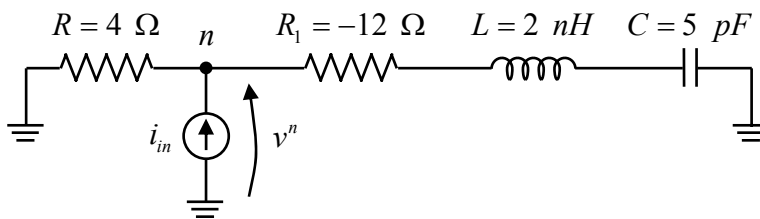


Fig. 3.6. Analyse de stabilité du circuit résonateur RLC série idéal avec source de courant en parallèle dans le nœud  $n$ .

Le résultat de calculer l'impédance  $Z^n(s)$  vue par la source de courant dans le nœud  $n$  est :

$$Z^n(s) = \frac{v^n}{i_{in}} = \frac{s^2 LCR + sRR_1C + R}{s^2 LC + sC(R + R_1) + 1} \quad (3.11)$$

Ainsi, la fonction de transfert associée à cette réponse entrée-sortie possède deux pôles (partagés par toutes les représentations entrée-sortie du circuit) et deux zéros (spécifiques pour cette représentation particulière), comme le montre la figure 3.7.

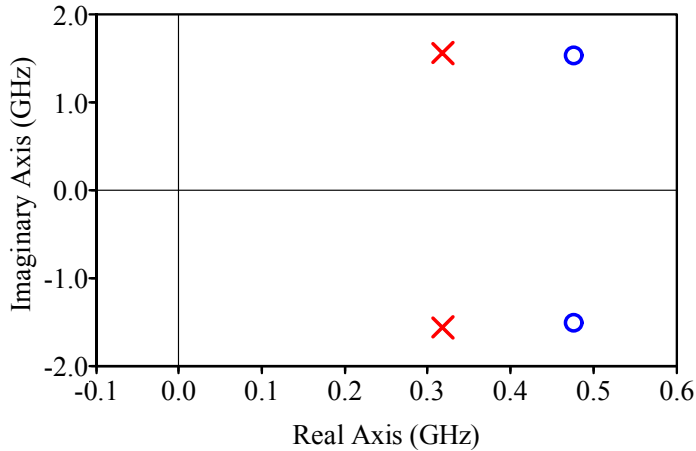


Fig. 3.7. Diagramme pôle-zéro associée à  $Z^n(s)$ . Croix : Pôles. Cercles : Zéros.

La connexion ultérieure d'une résistance de stabilisation  $R_{stab}$  en parallèle dans le nœud  $n$  est équivalente à l'application d'un contrôle proportionnel de valeur  $K = 1 / R_{stab}$  sur  $Z^n(s)$ . En effet, dans un contrôle proportionnel  $Z_{stab}(s) = R_{stab}$  et par (3.4),  $K = B(s) = 1 / R_{stab}$ .

Ainsi, une fois  $Z^n(s)$  obtenue, le Lieu d'Evans du système en boucle fermée  $Z_{bf}^n(s)$  résultant peut être tracé (Fig. 3.8) quand la valeur de  $K$  varie entre zéro et l'infini, ce qui revient à dire une variation de  $R_{stab}$  entre l'infini et zéro.

Il faut noter que la connexion d'une résistance  $R_{stab}$  de grande valeur ( $K$  faible) en parallèle dans le nœud  $n$  a un effet faible sur le circuit. Au contraire, la connexion d'une résistance  $R_{stab}$  de petite valeur ( $K$  élevée) en parallèle dans le nœud  $n$  a un effet grand sur le circuit.

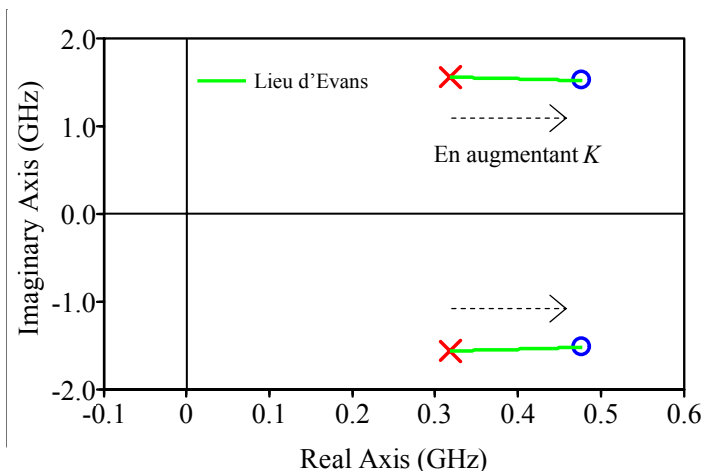


Fig. 3.8. Lieu d'Evans de  $Z_{bf}^n(s)$ . Les pôles restent dans le DPD pour toute valeur de  $K$  et comme conséquence une  $R_{stab}$  en parallèle dans le nœud  $n$  ne sert pas à stabiliser le circuit de la figure 3.6.

Comme montre la figure 3.8, au fur et à mesure que la valeur de  $K$  augmente, les pôles de  $Z_{bf}^n(s)$  partent des pôles de  $Z^n(s)$  et terminent aux zéros de  $Z^n(s)$ . Par conséquent, et comme prévu dans cet exemple idéal, les pôles de  $Z_{bf}^n(s)$  restent dans le DPD pour toute valeur de  $K = 1 / R_{stab}$ . Ce qui révèle le fait trivial de qu'aucune valeur de résistance de stabilisation  $R_{stab}$  connectée en parallèle dans le nœud  $n$  peut stabiliser le circuit résonateur RLC série idéal de la figure 3.6.

Considérons maintenant que la stabilité du circuit résonateur RLC série idéal est analysée en connectant une source de tension de petit signal en série dans la branche  $m$  comme il est indiqué dans la figure 3.9.

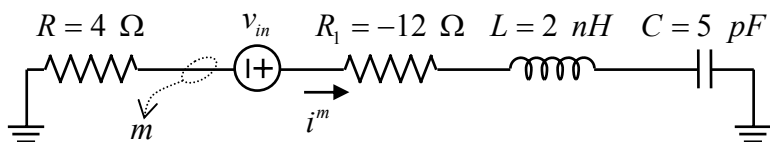


Fig. 3.9. Analyse de stabilité du circuit résonateur RLC série idéal avec source de tension en série dans la branche  $m$ .

Le résultat de calculer l'admittance  $Y^m(s)$  vue par la source de tension dans la branche  $m$  entre ses deux bornes est :

$$Y^m(s) = \frac{i^m}{v_{in}} = \frac{sC}{s^2LC + sC(R + R_1) + 1} \quad (3.12)$$

La fonction de transfert  $Y^m(s)$  a un zéro à l'origine mais elle n'a pas de zéros complexes conjugués proches aux pôles. Évidemment, les pôles de  $Y^m(s)$  (Fig. 3.10) et de  $Z^n(s)$  (Fig. 3.7) sont les mêmes.

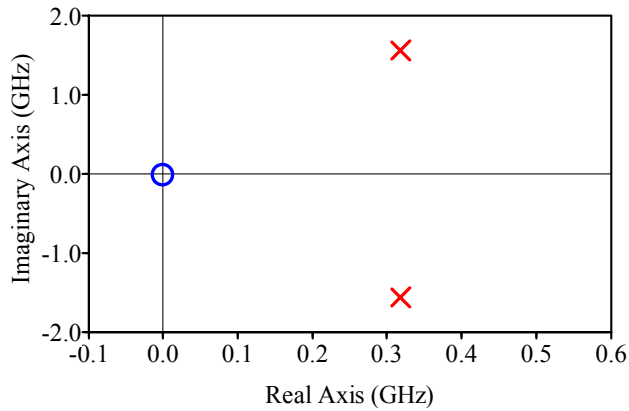


Fig. 3.10. Diagramme pôle-zéro associée à  $Y^m(s)$ . Croix : Pôles. Cercles : Zéros.

L'introduction ultérieure d'une résistance de stabilisation  $R_{stab}$  en série dans la branche  $m$  du circuit est équivalente à l'application d'un contrôle proportionnel sur  $Y^m(s)$  de valeur  $K = R_{stab}$ . En effet, dans un contrôle proportionnel  $Z_{stab}(s) = R_{stab}$  et par (3.7),  $K = B(s) = R_{stab}$ .

Il faut noter aussi que la connexion d'une résistance  $R_{stab}$  de petite valeur ( $K$  faible) en série dans la branche  $m$  a un effet faible sur le circuit. Au contraire, la connexion d'une résistance  $R_{stab}$  de grande valeur ( $K$  élevée) en série dans la branche  $m$  a un effet grand sur le circuit.

Pour représenter graphiquement le contrôle proportionnel, le Lieu d'Evans du système en boucle fermée  $Y_{bf}^m(s)$  peut être tracé (Fig. 3.11), quand la valeur de  $K$  varie entre zéro et l'infini, ce qui revient à dire une variation de  $R_{stab}$  entre zéro et l'infini aussi. La figure 3.11 montre qu'une résistance en série plus grande que  $R_{stab} = 8 \Omega$  stabilise le circuit.

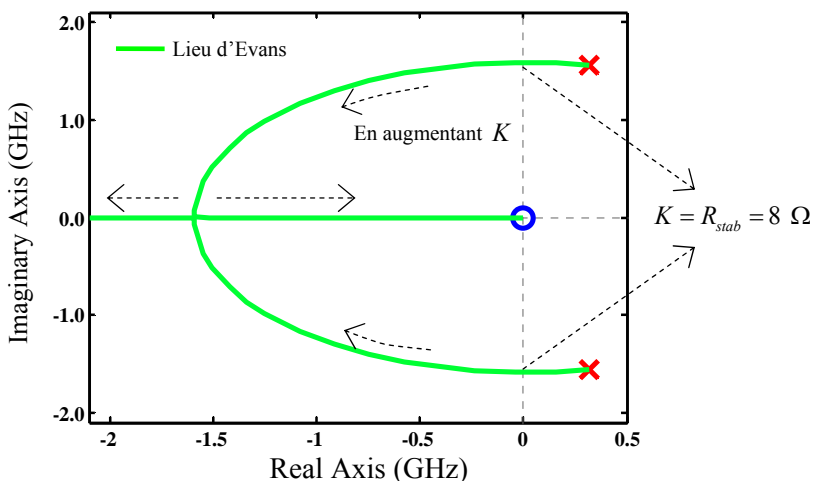


Fig. 3.11. Lieu d'Evans de  $Y_{bf}^m(s)$ . Les pôles abandonnent le DPD pour  $K > 8$ . Une résistance  $R_{stab} > 8 \Omega$  stabilise le circuit.

Bien que le résultat soit trivial dans le cas du résonateur idéal, il révèle le principe générique de la théorie de contrôle citée auparavant [9]: la présence des zéros dans le DPD rend plus difficile la stabilisation du système. En fait, la stabilisation d'un circuit devient en pratique impossible quand les zéros du DPD sont très proches aux pôles instables, comme dans le cas d'une quasi-compensation pôle-zéro.

En résumé, le tracé du Lieu d'Evans est très utile car il permet de vérifier si l'ajout d'une résistance dans un certain nœud/branche du circuit peut stabiliser le circuit. En plus, si la stabilisation est possible, le Lieu d'Evans apporte la valeur de résistance requise pour la stabilisation. Il est important



de souligner que la conclusion ci-dessus est vraie à condition que l'insertion de la résistance ne modifie pas le point de repos du circuit étudié. Si la résistance de stabilisation change le point de polarisation et modifie la solution  $dc$ , le Lieu d'Evans seulement peut être utilisée comme une estimation approximative de l'évolution des pôles avec  $R_{stab}$ .

### 3.3.2.- CONTROLE DERIVATIF

Les principes et routines du contrôle proportionnel peuvent être généralisés au cas d'une action de contrôle dérivative. Dans un circuit électronique, cette action correspond à l'insertion ou modification d'une inductance ou d'une capacité. Reprenons le système de contrôle en boucle fermée de la figure 3.3 :

$$H_{bf}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)B(s)} \quad (3.13)$$

avec,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} . \quad (3.14)$$

Une action de contrôle dérivative se correspond avec une rétroaction  $B(s)$  de la forme :

$$B(s) = K_d \cdot s . \quad (3.15)$$

Alors, la fonction de transfert en boucle fermée du système en (3.13) peut s'écrire comme :

$$H_{bf}(s) = \frac{N(s)}{D(s) + K_d \cdot s \cdot N(s)} . \quad (3.16)$$

L'équation caractéristique qui donne les pôles en boucle fermée de  $H_{bf}(s)$  est :

$$D(s) + K_d \cdot s \cdot N(s) = 0 . \quad (3.17)$$

L'évolution des pôles de  $H_{bf}(s)$  quand la valeur de  $K_d$  varie depuis zéro à l'infini, peut s'obtenir facilement à partir de la connaissance de  $D(s)$  et  $N(s)$ , comme dans le cas d'un contrôle proportionnel. Cette évolution est équivalente au cas proportionnel (3.9) mais en considérant le nouveau système  $s \cdot H(s)$ . D'après (3.16), quand l'action de contrôle dérivative  $K_d$  tend à zéro, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux pôles de  $H(s)$ , qui sont les mêmes pôles que ceux de  $s \cdot H(s)$ . Par contre, quand l'action de contrôle dérivative  $K_d$  tend vers l'infini, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux zéros de  $s \cdot H(s)$  (ou ils sortent du plan complexe vers l'infini si la dimension de  $D(s)$  est plus grande que la dimension de  $N(s)$ ).

Alors, si  $s \cdot H(s)$  présente une quasi-compensation pôle-zéro instable, les pôles du DPD évolueront aussi vers les zéros du DPD selon la valeur de  $K_d$  augmente. C'est-à-dire, la stabilisation du circuit serait impossible comme dans le cas du contrôle proportionnel.

Le tracé des racines de (3.17) dans le plan complexe s'appelle *Contour des Racines* et il peut être tracé aussi en utilisant des outils commerciaux pour le calcul numérique comme Matlab [12] ou Scilab [13]. Le tracé du Contour des Racines peut être très utile quand la stabilisation est réussie en insérant ou en modifiant la valeur d'une capacité ou d'une inductance du circuit.

Dans le cas de l'analyse de stabilité avec une source de courant et à partir de (3.4), la connexion en parallèle d'une capacité  $C_{stab}$  dans le nœud  $n$  (Fig. 3.2), correspond à l'application d'un contrôle dérivatif sur  $Z^n(s)$  avec,

$$B(s) = K_d \cdot s = C_{stab} \cdot s . \quad (3.18)$$

De la même façon, à partir de (3.7) et dans le cas de l'analyse de stabilité avec une source de tension, la connexion série d'une inductance  $L_{stab}$  dans la branche  $m$  du circuit (Fig. 3.5), représente un contrôle dérivatif sur  $Y^m(s)$  avec,

$$B(s) = K_d \cdot s = L_{stab} \cdot s . \quad (3.19)$$

Pour illustrer la stabilisation au moyen d'un contrôle dérivatif, considérons le circuit de la figure 3.12, dans lequel la sonde duale I-V présentée dans le deuxième chapitre de cette thèse est utilisée :

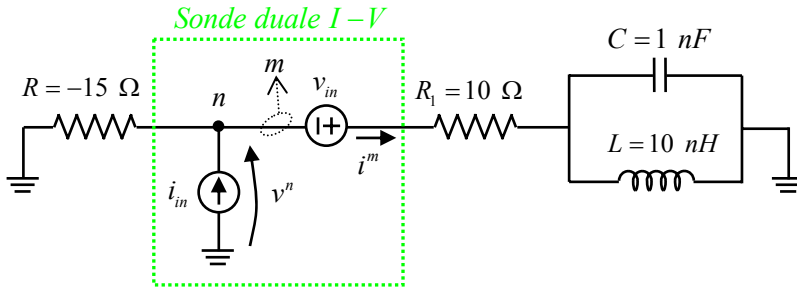


Fig. 3.12. Analyse de stabilité d'un résonateur RLC avec la sonde duale I-V.

Le premier étage consiste à obtenir séquentiellement les deux fonctions de transfert  $Z^n(s)$  et  $Y^m(s)$ .

$$Z^n(s) = \frac{v^n}{i_{in}} = \frac{s^2 L C R R_1 + s L R + R R_1}{s^2 L C (R + R_1) + s L + R + R_1} \quad (3.20)$$

$$Y^m(s) = \frac{i^m}{v_{in}} = \frac{s^2 L C + 1}{s^2 L C (R + R_1) + s L + R + R_1} \quad (3.21)$$

Les diagrammes pôle-zéro résultants de  $Z^n(s)$  et de  $Y^m(s)$  sont montrés dans la figure 3.13 et 3.14.

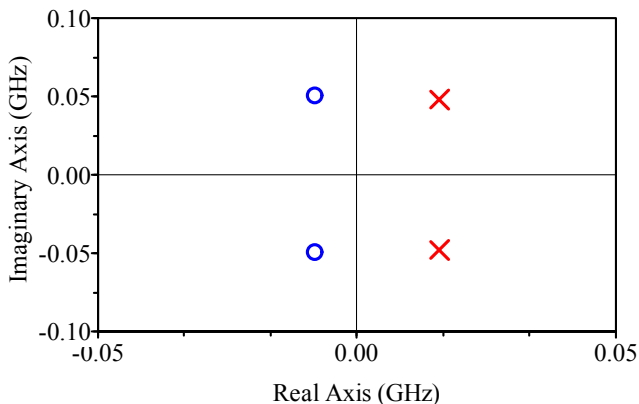


Fig. 3.13. Diagramme pôle-zéro de  $Z^n(s)$ . Il n'y a pas des zéros dans le DPD.

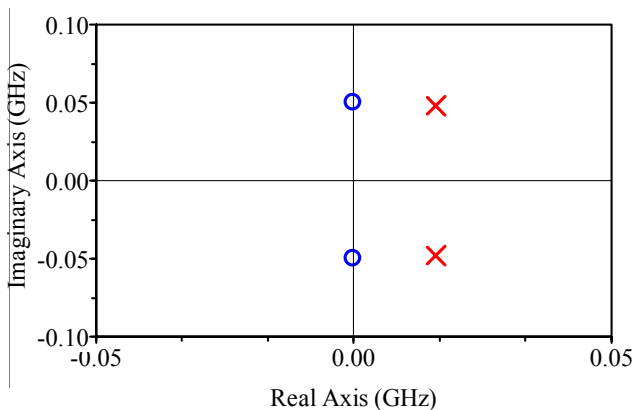


Fig. 3.14. Diagramme pôle-zéro de  $Y^m(s)$ . Il y a deux zéros dans l'axe imaginaire.

La connexion ultérieure d'une capacité  $C_{stab}$  en parallèle dans le nœud  $n$  ou d'une inductance  $L_{stab}$  en série dans la branche  $m$ , correspond à l'application d'un contrôle dérivatif sur  $Z^n(s)$  ou  $Y^m(s)$  respectivement. Si la stabilisation est possible, le Contour des Racines de  $s \cdot Z^n(s)$  (Fig.

3.15) ou de  $s \cdot Y^m(s)$  (Fig. 3.16) donne la valeur exacte de  $C_{stab}$  ou de  $L_{stab}$  qui est capable de stabiliser le circuit.

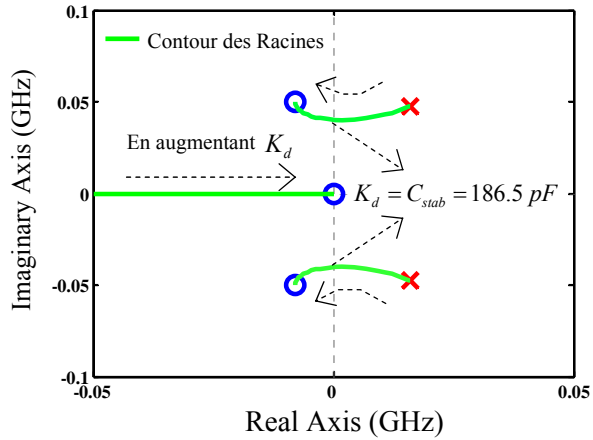


Fig. 3.15. Contour des Racines de  $s \cdot Z^n(s)$ . Les pôles évoluent vers les zéros et ils deviennent stables pour  $K_d = C_{stab} > 186.5 \text{ pF}$ .

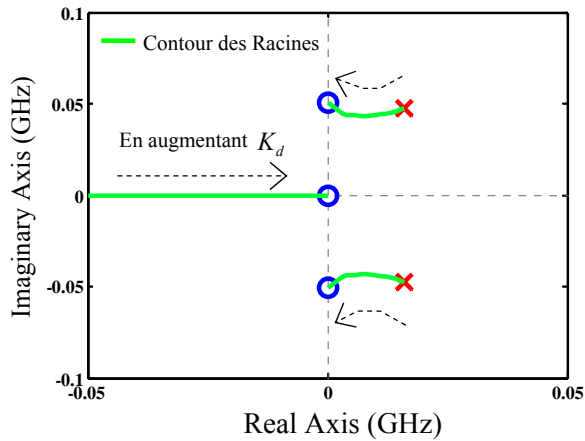


Fig. 3.16. Contour des Racines de  $s \cdot Y^m(s)$ . Les pôles sont toujours instables pour toute valeur de  $K_d = L_{stab}$ .

En effet, de même que dans le cas d'un contrôle proportionnel, les figures précédents 3.15 et 3.16 montrent que les pôles du circuit évoluent aussi vers les zéros de la fonction de transfert. Pendant que pour le premier

cas (Fig. 3.15) les pôles deviennent stables pour une valeur de capacité  $C_{stab}$  plus grande que 186.5 pF, quand elle est connectée en parallèle dans le nœud  $n$ , dans le deuxième cas (Fig. 3.16) il n'existe aucune valeur de  $L_{stab}$  connectée en série à la branche  $m$  qui soit capable de stabiliser le circuit. Ainsi, le tracé automatique du Contour des Racines prédit l'évolution des pôles ainsi que la valeur exacte de  $C_{stab}$  qui est capable de stabiliser le circuit.

### 3.3.3.- CONTROLE INTEGRAL

De même que dans le cas du contrôle dérivatif, une action de contrôle intégrale correspond à l'insertion ou modification d'une inductance ou d'une capacité dans un circuit électronique. Reprenons le système de contrôle en bouclé fermée de la figure 3.3 :

$$H_{bf}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)B(s)} \quad (3.22)$$

avec,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (3.23)$$

Une action de contrôle intégrale se correspond avec une rétroaction  $B(s)$  de la forme :

$$B(s) = \frac{K_i}{s} \quad (3.24)$$

Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée du système (3.22) peut s'écrire comme :

$$H_{bf}(s) = \frac{s \cdot N(s)}{s \cdot D(s) + K_i \cdot N(s)} \quad (3.25)$$

Les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée  $H_{bf}(s)$  définie en (3.25) sont les racines de l'équation caractéristique :

$$s \cdot D(s) + K_i \cdot N(s) = 0 . \quad (3.26)$$

L'évolution des pôles de  $H_{bf}(s)$  quand la valeur de  $K_i$  varie entre zéro et l'infini peut être obtenue facilement à partir de la connaissance de  $D(s)$  et  $N(s)$ , comme dans le cas d'un contrôle proportionnel. Cette évolution correspond au Contour des Racines de  $H(s)/s$ . Ainsi, d'après (3.26), quand l'action de contrôle intégrale  $K_i$  tend à zéro, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux pôles de  $H(s)/s$ . Par contre, quand l'action de contrôle intégrale  $K_i$  tend vers l'infini, les pôles de  $H_{bf}(s)$  tendent aux zéros de  $H(s)$  (ou ils sortent du plan complexe vers l'infini si la dimension de  $D(s)$  est plus grande que la dimension de  $N(s)$ ). Noter que, dans ce cas, les zéros de  $H(s)$  sont les mêmes que les zéros de  $H(s)/s$ .

Du nouveau, si  $H(s)/s$  présente une quasi-compensation pôle-zéro instable avec des pôles et des zéros complexes conjugués proches entre eux dans le DPD, les pôles du DPD évolueront vers les zéros du DPD au fur et à mesure que la valeur de  $K_i$  augmente. Dans ce cas, la stabilisation du circuit ne sera pas possible.

De même que dans le cas du contrôle dérivatif, le tracé du Contour des Racines est très utile quand la stabilisation du circuit est réussie à partir de l'insertion ou modification de la valeur d'une capacité ou d'une inductance dans un circuit électronique.

Dans le cas de l'analyse de stabilité avec une source de courant et à partir de (3.5), la connexion en parallèle d'une inductance  $L_{stab}$  dans le nœud  $n$  (Fig. 3.2), correspond à l'application d'un contrôle intégral sur  $Z^n(s)$  avec,

$$B(s) = \frac{K_i}{s} = \frac{1}{L_{stab} \cdot s} . \quad (3.27)$$

De la même façon, à partir de (3.7) et dans le cas de l'analyse de stabilité avec une source de tension, la connexion série d'une capacité  $C_{stab}$  dans la branche  $m$  du circuit (Fig. 3.5), représente un contrôle intégral sur  $Y^m(s)$  avec,

$$B(s) = \frac{K_i}{s} = \frac{1}{C_{stab} \cdot s} . \quad (3.28)$$

Pour illustrer la technique de stabilisation décrite ci-dessus, considérons le même circuit de la figure 3.12, avec la sonde duale connectée au même point du circuit. Les fonctions de transfert  $Z^n(s)$  et  $Y^m(s)$  sont respectivement l'impédance et l'admittance simulées avant de l'application du contrôle intégral, et elles viennent données par (3.20) et (3.21).

Ainsi, la connexion ultérieure d'une inductance  $L_{stab}$  en parallèle dans le nœud  $n$  ou d'une capacité  $C_{stab}$  en série dans la branche  $m$ , correspond à l'application d'un contrôle intégral sur  $Z^n(s)$  ou  $Y^m(s)$  respectivement. Alors, si la stabilisation est possible le Contour des Racines de  $Z^n(s)/s$  (Fig. 3.17) et de  $Y^m(s)/s$  (Fig. 3.18) donnent la valeur exacte de  $L_{stab}$  ou de  $C_{stab}$  qui est capable de stabiliser le circuit.



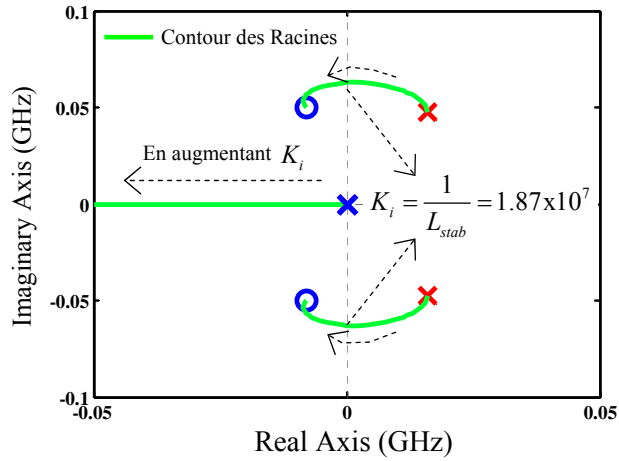


Fig. 3.17. Contour des Racines de  $Z^n(s)/s$ . Les pôles évoluent vers les zéros et ils deviennent stables pour  $K_i > 1.87 \times 10^7$ . Cela correspond à une valeur de

$$L_{stab} = \frac{1}{K_i} < 53.47 \text{ nH}.$$

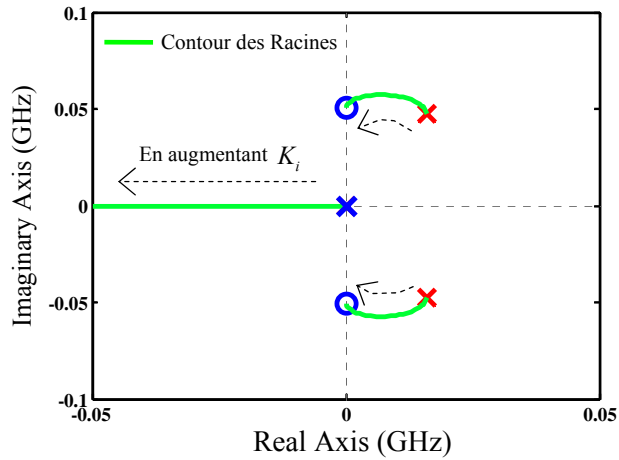


Fig. 3.18. Contour des Racines de  $Y^m(s)/s$ . Les pôles restent instables pour toute valeur

$$\text{de } K_i = \frac{1}{C_{stab}}.$$

Dans le premier cas (Fig. 3.17) les pôles instables deviennent stables pour une certaine valeur de  $K_i > 1.87 \times 10^7$ . D'après (3.27), cela correspond avec une valeur de  $L_{stab} < 53.47 \text{ nH}$ . Dans le deuxième cas (Fig. 3.18) il n'existe pas une valeur de  $C_{stab}$  qui connectée en série à la branche  $m$  soit capable de stabiliser le circuit. Ainsi, le tracé automatique du Contour des Racines prédit l'évolution des pôles ainsi que la valeur exacte de  $L_{stab}$  connectée en parallèle au nœud  $n$  qui est capable de stabiliser le circuit.

### 3.4.- DISCUSSION SUR LA STABILISATION DES OSCILLATIONS ASSOCIEES A UN ETAT PERIODIQUE FORT SIGNAL INSTABLE

La stabilisation des oscillations associées à une solution  $dc$  instable dans les circuits microondes est basée sur l'analyse de la position, dans le plan complexe, des pôles et des zéros d'une fonction de transfert SISO. Maintenant, nous étudions la possibilité de développer une procédure équivalente pour la stabilisation des oscillations associées à un état périodique fort signal instable. Comme expliqué dans le premier chapitre, la linéarisation d'un état établi périodique fort signal donne lieu à un système PLTV (Periodic Linear Time-Varying) qui ne peut pas être représentée par une simple fonction de transfert SISO LTI (Linear Time Invariant). En fait, le système PLTV est représenté par une fonction de transfert paramétrique qui peut être exprimée par une série harmonique des fonctions de transfert SISO LTI individuelles obtenues lors de considérer les différents produits de mélange, comme il est expliqué dans la section 1.4.2.3. À cet égard, le système PLTV a une nature MIMO (Multiple-Input, Multiple-Output), où les multiples sorties sont les tensions de nœud (ou les courants de branche) aux différents produits de mélange.

En ce qui concerne les zéros du système, il y a une différence fondamentale entre les systèmes SISO et MIMO [7]. Par définition, dans les systèmes SISO tous les zéros sont des zéros de transmission (aussi connus comme zéros du système), *i.e.* ils sont associés aux signaux d'entrée qui sont annulés (pas transmis) par le système. Toutefois, tous les zéros de transmission du système ne sont pas présents dans les composants individuels du système MIMO. Plus encore, tous les zéros d'un composant individuel du système MIMO ne sont pas forcément des zéros de transmission du système. Par conséquent, le tracé automatique du Lieu d'Evans (ou du Contour des Racines) comme défini pour les systèmes SISO n'est plus applicable aux composants individuels du système MIMO. Cela implique que les techniques de placement de pôles présentées tout au long de ce chapitre pour les fonctions de transfert SISO, qui représentent la linéarisation d'un état établi de *dc*, ne sont pas applicables aux composant individuels ( $H_0$  par exemple) de la fonction de transfert paramétrique obtenue lors de la linéarisation d'un état établi périodique fort signal.

Cependant, bien que le tracé automatique du Lieu d'Evans (ou du Contour des Racines) ne soit pas directement applicable, une faible contrôlabilité et/ou observabilité associée à l'isolation électrique partielle d'une partie de la dynamique du système depuis le port d'observation se transforme, dans ce cas aussi, en une quasi-compensation pôle-zéro dans  $H_0$ . Par conséquent, les quasi-compensations pôle-zéro donnent de l'information (au moins qualitative) sur les parties du circuit qui sont électriquement isolées de la boucle parasite responsable de l'oscillation. En conséquence, les ports d'observation (nœuds ou branches du circuit) qui donnent lieu à des fonctions de transfert avec quasi-compensations pôle-zéro instables seront moins appropriés pour la stabilisation du circuit que les ports d'observation dont la fonction de transfert présente des pôles instables isolés dans le DPD.

Ceci sera expérimentalement illustré dans le circuit suivant. La maquette de test est une cellule amplificatrice élémentaire d'un seul étage avec deux transistors HBT (Infineon BFP 650) en parallèle fabriquée en technologie hybride microstrip et conçue pour mettre en évidence une instabilité paramétrique à  $f_0 / 2$ . La figure 3.19 montre un schéma simplifié de la maquette de test et la figure 3.20 une photo du circuit.

Une fois la maquette de test fabriquée et mesurée, le circuit présente une instabilité à  $f_0 / 2$  pour certains conditions de puissance et de fréquence d'entrée ( $P_{in}, f_{in}$ ). La figure 3.21 montre le spectre mesuré pour  $P_{in} = 8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 1.6 \text{ GHz}$ . Une division de fréquence est appréciée pour ces conditions.

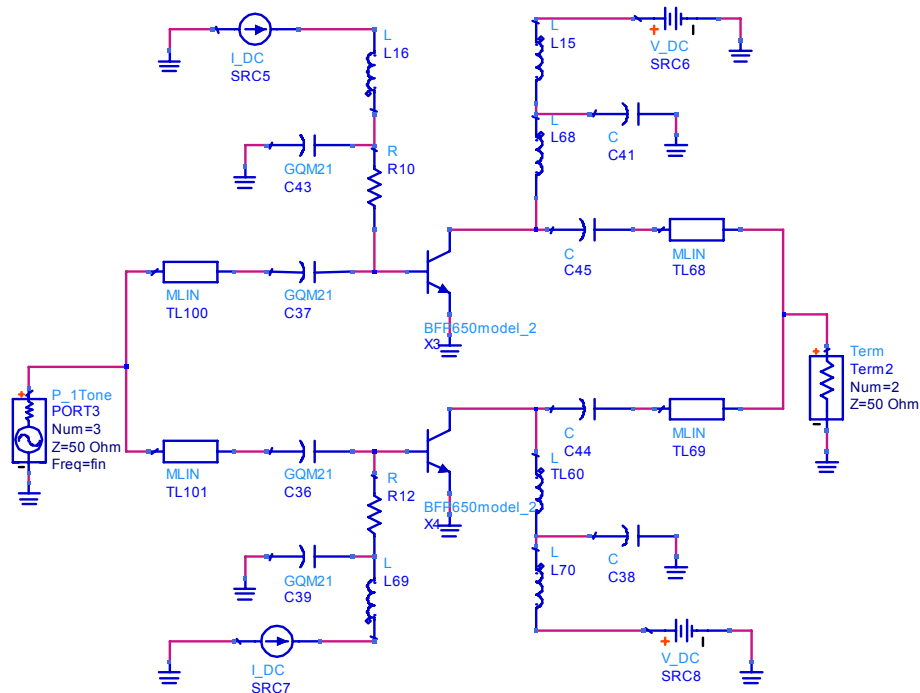


Fig. 3.19. Schéma simplifié de la cellule amplificatrice avec deux transistors HBT en parallèle.

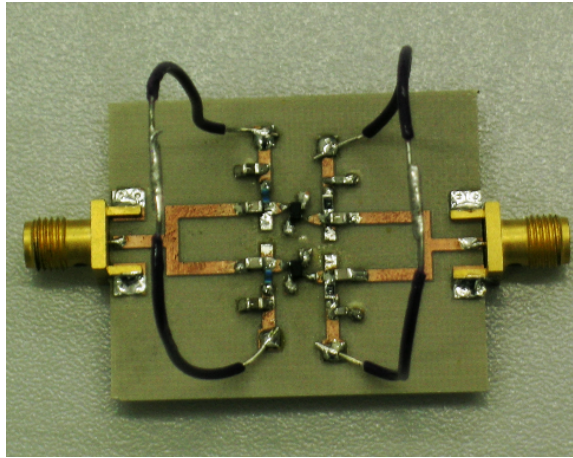


Fig. 3.20. Photo de la maquette de test fabriquée en technologie hybride microstrip.

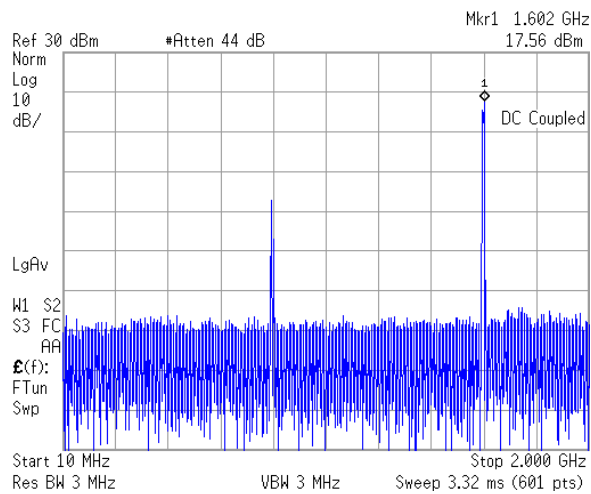


Fig. 3.21. Spectre mesuré de l'instabilité à  $f_0/2$  pour les conditions  $P_{in} = 8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 1.6 \text{ GHz}$ .

Considérons la possibilité de stabiliser la maquette de test avec une résistance “inter-branche”  $R_{stab}$  entre les bases des transistors HBT. L'analyse de stabilité détecte l'instabilité paramétrique rencontrée en

mesure pour les conditions de puissance d'entrée  $P_{in} = 8 \text{ dBm}$  et de fréquence d'entrée  $f_{in} = 1.6 \text{ GHz}$  lorsque la source de courant est connectée entre les bases des transistors (Fig. 3.22).

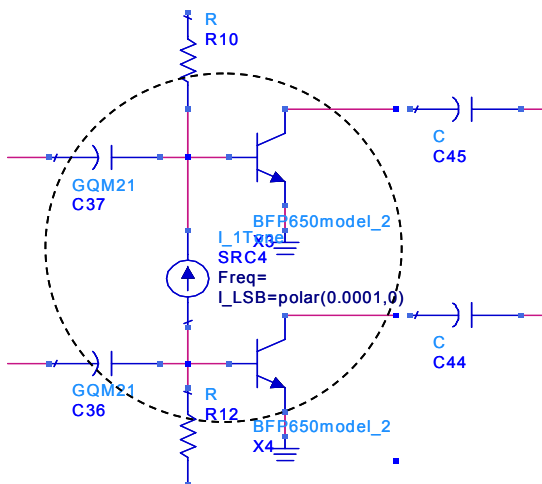


Fig. 3.22. Analyse de stabilité avec la source de courant connectée entre les bases des transistors HBT.

La réponse fréquentielle  $Z_0(j\omega)$  (impédance vue par la source de courant entre les deux nœuds de connexion à sa fréquence d'opération) obtenue montre une claire résonance avec un saut de phase de  $180^\circ$  (Fig. 3.23). Cela se transforme en deux pôles complexes conjugués isolés dans le DPD du diagramme pôle-zéro associé comme le montre la figure 3.24.

Afin de stabiliser le circuit en simulation, une résistance de stabilisation “inter-branche”  $R_{stab}$  est connectée en parallèle avec la source de courant pour mener une analyse paramétrique en fonction de la valeur de  $R_{stab}$ . La figure 3.25 montre l'évolution des pôles instables en fonction de la valeur de  $R_{stab}$  quand elle varie entre  $40 \Omega$  et  $215 \Omega$ . Dans ce cas, la stabilisation du circuit en simulation est réussie pour une valeur de  $R_{stab} \leq 154 \Omega$ .

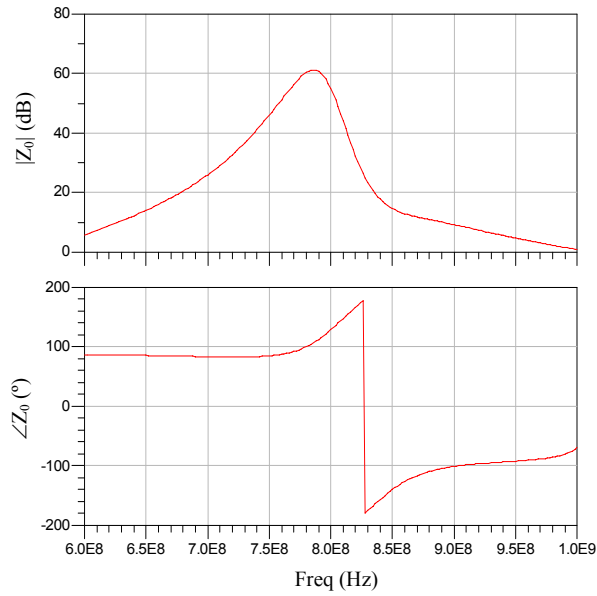


Fig. 3.23. Réponse fréquentielle  $Z_0(j\omega)$  de l'analyse de stabilité avec la source de courant connectée entre les bases des transistors pour les conditions de  $P_{in} = 8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 1.6 \text{ GHz}$ .

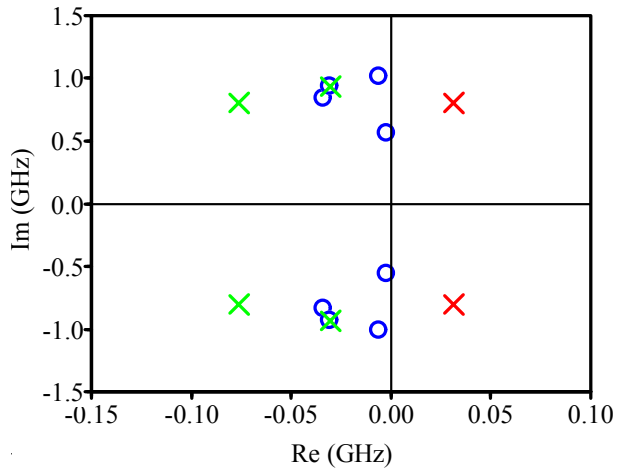


Fig. 3.24. Diagramme pôle-zéro associé de la réponse fréquentielle  $Z_0(j\omega)$ . Il y a deux pôles complexes conjugués isolés dans le DPD.

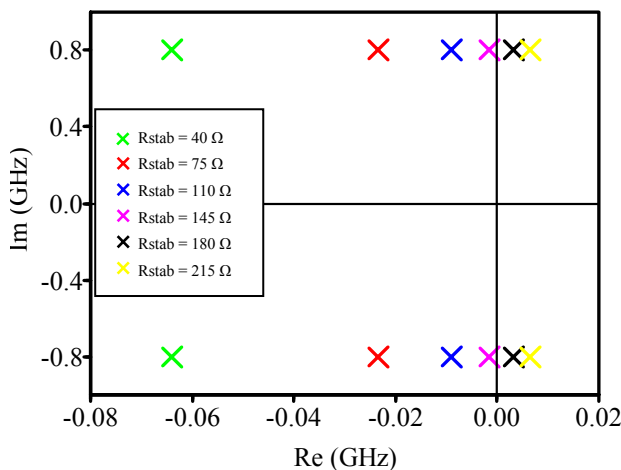


Fig. 3.25. Évolution des pôles instables en fonction de la valeur de  $R_{stab}$  quand elle est connectée entre les bases des transistors HBT. Dans ce cas, la stabilisation est réussie au moyen d'une résistance de stabilisation "inter-branche"  $R_{stab} \leq 154 \Omega$ .

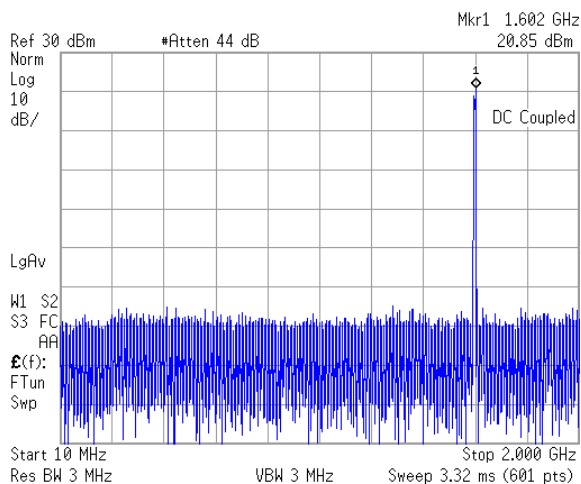


Fig. 3.26. Spectre mesuré de la maquette de test quand une résistance de stabilisation  $R_{stab} = 150 \Omega$  est connectée entre les bases des transistors.

Ces résultats ont été confirmés en mesure; la résistance la plus élevée capable de stabiliser le circuit est de 150  $\Omega$ . La figure 3.26 montre le spectre



mesuré quand une résistance “inter-branche” de  $150\ \Omega$  est connectée entre les bases des transistors. La raie fréquentielle à  $f_0/2$  n’est plus appréciée.

Maintenant, considérons la possibilité de stabiliser la maquette de test avec une résistance “inter-branche”  $R_{stab}$  entre les collecteurs des transistors HBT. Dans ce cas aussi, l’analyse de stabilité détecte l’instabilité paramétrique rencontrée en mesure pour les mêmes conditions de puissance d’entrée  $P_{in} = 8\ dBm$  et de fréquence d’entrée  $f_{in} = 1.6\ GHz$  lorsque la source de courant est connectée entre les collecteurs des transistors (Fig. 3.27).

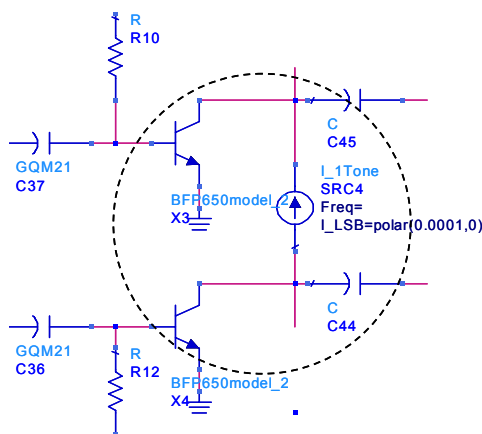


Fig. 3.27. Analyse de stabilité avec la source de courant connectée entre les collecteurs des transistors HBT.

Au contraire que dans le cas précédent, la réponse fréquentielle  $Z'_0(j\omega)$  obtenue montre maintenant une résonance plus faible en termes d’amplitude et de saut de phase (Fig. 3.28). Cela se transforme en une quasi-compensation pôle-zéro dans le plan complexe comme montre le diagramme pôle-zéro de la figure 3.29.

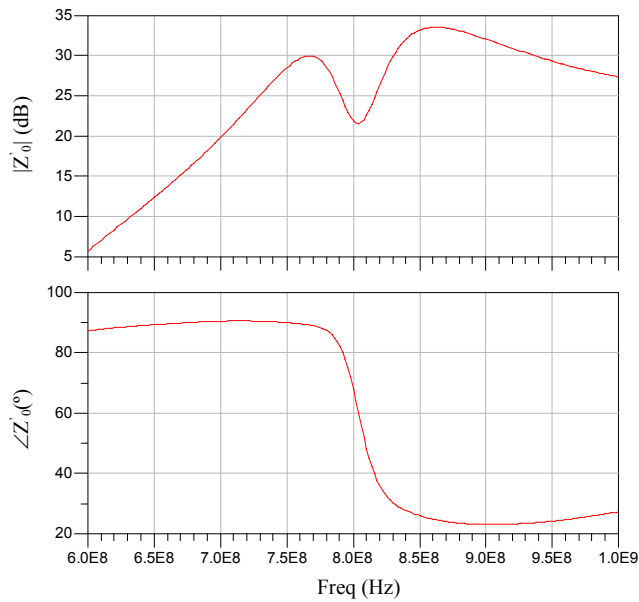


Fig. 3.28. Réponse fréquentielle  $Z'_0(j\omega)$  de l'analyse de stabilité avec la source de courant connectée entre les collecteurs des transistors HBT pour les conditions de  $P_{in} = 8 \text{ dBm}$  et  $f_{in} = 1.6 \text{ GHz}$ .

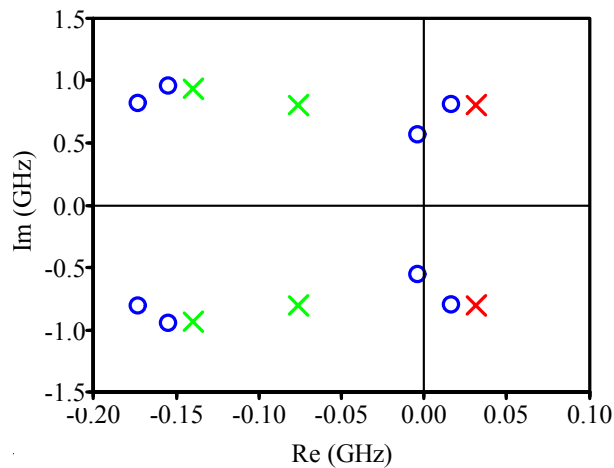


Fig. 3.29. Diagramme pôle-zéro associé de la réponse fréquentielle  $Z'_0(j\omega)$ . Dans ce cas, il y a une quasi-compensation pôle-zéro dans le DPD.

Afin de stabiliser le circuit en simulation, une résistance de stabilisation “inter-branche”  $R_{stab}$  est connectée en parallèle entre les collecteurs des transistors HBT pour mener une analyse paramétrique en fonction de la valeur de  $R_{stab}$ . La figure 3.30 montre l’évolution des pôles instables en fonction de la valeur de  $R_{stab}$  quand elle varie entre  $5 \Omega$  et  $35 \Omega$ . Dans ce cas, la stabilisation du circuit en simulation est réussie pour une valeur  $R_{stab} \leq 18 \Omega$ .

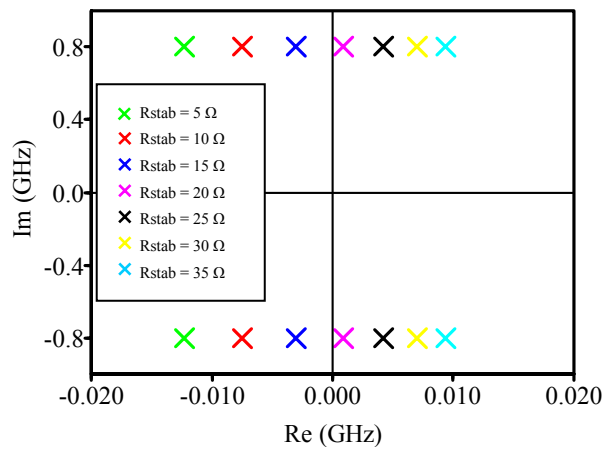


Fig. 3.30. Évolution des pôles instables en fonction de la valeur de  $R_{stab}$  quand elle est connectée entre les collecteurs des transistors HBT. Dans ce cas, la stabilisation est réussie au moyen d’une résistance de stabilisation “inter-branche”  $R_{stab} \leq 18 \Omega$ .

Ces résultats ont été confirmés en mesure; la résistance la plus élevée capable de stabiliser le circuit est de  $2 \Omega$  quand elle est connectée entre les collecteurs des transistors.

En effet, cette quasi-compensation pôle-zéro rencontrée à la sortie des transistors HBT implique que la stabilisation du circuit au moyen d’une résistance “inter-branche”  $R_{stab}$  entre les collecteurs des transistors est plus difficile qu’à l’entrée du circuit où les pôles instables sont isolés dans le

DPD. D'ailleurs, l'action de contrôle à la sortie des transistors avec la résistance de  $2 \Omega$  est plus forte que l'action de contrôle nécessaire à l'entrée des transistors où la résistance la plus élevée qui est capable de stabiliser le circuit est de  $150 \Omega$ .

En conclusion, les techniques de stabilisation décrites pour le cas d'oscillations associées à un régime *dc* ne sont pas directement applicables pour la stabilisation des régimes périodiques fort signal instables. Néanmoins, le niveau d'isolation électrique depuis le port d'observation (qui amène aux quasi-compensations pôle-zéro) nous indique quels sont, *a priori*, les nœuds/branches du circuit les plus appropriés pour la stabilisation. Dans ce contexte, les ports d'observation du circuit qui donnent lieu à des fonctions de transfert avec quasi-compensations pôle-zéro sont moins appropriés pour la stabilisation du circuit que les ports d'observation qui donnent lieu à des fonctions de transfert avec des pôles complexes conjugués isolés dans le DPD.

### 3.5.- CONCLUSIONS

Dans ce chapitre une méthodologie systématique a été présentée pour la stabilisation d'oscillations associées à une solution  $dc$  instable dans les circuits microondes. En effet, l'application d'un réseau de stabilisation série ou parallèle dans un circuit microondes complexe est équivalente à l'application d'une rétroaction négative dans un schème de contrôle classique. Par conséquent, les stratégies de stabilisation connues dans la théorie de contrôle sont applicables pour la stabilisation des circuits microondes complexes. De façon concrète, les stratégies de placement des pôles ont été proposées pour concevoir des actions de contrôle proportionnelles, dérivatives ou intégrales capables d'assurer la stabilité du circuit avec une certaine marge de stabilité.

Dans le cas d'un circuit électronique, l'insertion d'une résistance de stabilisation en série ou en parallèle (ou la modification de sa valeur) correspond à l'application d'un contrôle proportionnel. De même, l'insertion d'un élément réactif ou la modification de sa valeur (soit une capacité ou une inductance) correspond à l'application d'un contrôle intégral ou dérivatif pour le circuit étudié.

De plus, dans ce troisième chapitre l'importance de localiser un nœud ou une branche du circuit possédant une bonne sensibilité a été démontrée. Dans ce contexte, le fait d'avoir des zéros complexes conjugués à partie réelle positive qui sont très proches des pôles instables rendre difficile (parfois impossible) la stabilisation ultérieure du circuit en ajoutant un réseau de stabilisation. L'exemple du circuit RLC a été utile pour illustrer les différentes techniques de stabilisation proposées tout au long de ce chapitre. Cependant, l'application de toutes ces techniques de stabilisation dans un cas plus rigoureux et réaliste sera montrée dans le quatrième chapitre de cette thèse.

Finalement, le dernier point de ce chapitre est une discussion sur l'extension de la procédure de stabilisation aux régimes fort signal instables. Les techniques de placement de pôles décrites pour les cas d'oscillations associées à un régime *dc* ne sont pas applicables pour la stabilisation d'oscillations associées à un régime périodique fort signal. Cependant, l'isolation électrique depuis le port d'observation (nœud ou branche du circuit) est associée à une faible contrôlabilité et/ou observabilité, ce qui amène à des quasi-compensations pôle-zéro. En conséquence, les ports d'observation qui donnent lieu à des fonctions de transfert avec quasi-compensations pôle-zéro instables seront moins appropriés pour la stabilisation du circuit que les ports d'observation dont la fonction de transfert présente des pôles instables isolés dans le DPD.

---

### 3.6.- REFERENCES

- [1] C. Barquinero, A. Suárez, A. Herrera, J.L. Garcia, “Complete Stability Analysis of Multifunction MMIC Circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2024-2033, October 2007.
- [2] M. Soulard, M. Delmond, J.L. Cazaux, Y. Butel, E. Laporte, J.C. Sarkissian, J.F. Villemazet, “Evolution and Recent Development in MMICs for Space Application,” in *Proc. 2<sup>nd</sup> IEEE International Conference on Microwave and Millimetre Wave Technology*, pp. 219-222, Beijing, China, September 2000.
- [3] A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, S. Mons, A. Mallet, “Detecting and Avoiding Odd-Mode Parametric Oscillations in Microwave Power Amplifiers,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 15, no. 5, pp. 468-478, September 2005.
- [4] A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, S. Mons, A. Mallet, L. Lapierre, “Analysis of Odd-Mode Parametric Oscillations in HBT Multi-Stage Power Amplifiers,” in *11<sup>th</sup> European Gallium Arsenide and Other Compound Semicond. Appl. Symp.*, Munich, Germany, October 2003, pp. 533-536.
- [5] P. L. D. Abrie, *RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*, 2<sup>nd</sup> Edition, Artech House, 2009.
- [6] W.K. Chen, *Linear Networks and Systems*, 2<sup>nd</sup> Edition, Addison-Wesley, 1990.
- [7] B. C. Kuo, *Automatic Control Systems*, John Wiley & Sons Ltd., 2002.

- [8] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, "Sensitivity Enhancement in Pole-Zero Identification Based Stability Analysis of Microwave Circuits," *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, pp. 75-78, Málaga, November 2008.
- [9] S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control*, John Wiley & Sons Ltd., 1996.
- [10] G. F. Franklin, J. D. Powell, A. Emani-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*, Addison-Wesley, 1994.
- [11] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, M. E. Salgado, *Control System Design*, Prentice Hall 2001.
- [12] Matlab sur <http://www.mathworks.com/products/matlab>
- [13] Scilab sur <http://www.scilab.org>
- [14] A. Anakabe, *Detección y eliminación de inestabilidades paramétricas en amplificadores de potencia para radiocomunicaciones*, Thèse doctorale, Université du Pays Basque, Leioa, June 2004.



# **CHAPITRE 4**

## **EXEMPLE D'APPLICATION : AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE MMIC EN BANDE KU**

## 4.1.- INTRODUCTION

Dans ce quatrième chapitre, les principes et les techniques développés dans les premiers chapitres de ce document de thèse seront appliqués à un exemple issu d'une conception industrielle pour une application spatiale. Cet exemple est un amplificateur de puissance MMIC en bande Ku en technologie Arséniure de Gallium. L'objectif de cette conception est de démontrer les potentialités de la filière en termes de puissance et de rendement afin de l'intégrer à terme à un réseau d'amplificateurs à état solide pour former une antenne active en émission pour des applications de télécommunication.

La puce de puissance présentée ici a été conçue par Thales Alenia Space – France (TAS-F) avec le soutien du Centre National d'Études Spatiales (CNES). Lors de la phase de tests, la puce de puissance présente une oscillation parasite en basse fréquence sous sa polarisation nominale en classe AB profonde.

Suite au constat évoqué ci-dessus deux objectifs principaux doivent-être abordés :

Le premier objectif consiste à appliquer les techniques proposées dans le troisième chapitre pour la stabilisation des circuits et à vérifier expérimentalement leur validité sur un cas réaliste. Dans ce contexte, l'analyse de stabilité courant-tension (I-V) fondée sur l'identification pôle-zéro des réponses fréquentielles présentée dans le deuxième chapitre est d'une grande importance car elle est la base de tout le processus d'analyse.

Le deuxième objectif consiste à montrer l'intérêt d'intégrer l'analyse de stabilité pôle-zéro dans le processus de conception d'un amplificateur de puissance dès les premières étapes de la conception. Cela permet d'optimiser le fonctionnement et les performances de l'amplificateur de

puissance, tout en garantissant en même temps une marge de stabilité suffisante. Dans le cas particulier de cet amplificateur MMIC, la marge de stabilité a été vérifiée par des analyses de stabilité prenant en compte les dispersions technologiques en utilisant la méthode dite de Montecarlo.

#### 4.2.- AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE MMIC EN BANDE KU

L'amplificateur de puissance sera disposé au sein d'un réseau d'antennes actives afin de former un système de transmission possédant des "spots" reconfigurables en bande Ku.

Cet amplificateur a été fabriqué en technologie MMIC utilisant des transistors d'haute puissance GaAs pHEMT (pseudomorphic High Electron Mobility Transistors) de  $0.25\ \mu\text{m}$  de longueur de grille, capables de fournir une densité de puissance de  $900\ \text{mW}/\text{mm}^2$  (Fig. 4.1). Les résultats de simulation préliminaires de cet amplificateur à  $25^\circ\text{C}$ , sous un régime d'onde constante (CW) sont résumés dans le tableau 4.1.

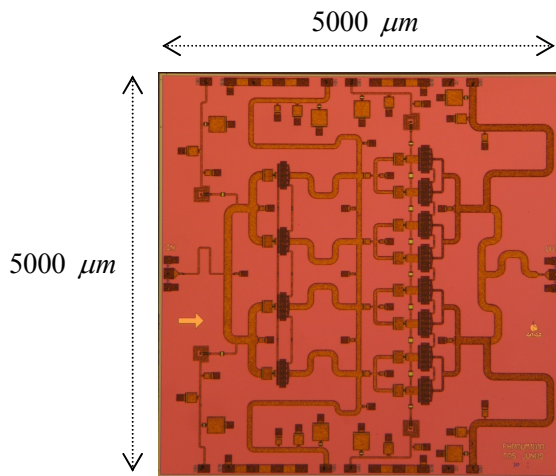


Fig. 4.1. Photo de la puce de l'amplificateur MMIC.

Tableau 4.1.- Simulations de l'amplificateur de puissance.

Paramètres	Simulations (25°C)
Bande de fréquence utile	11.2 – 13.2 GHz
Gain linéaire	> 20 dB
Puissance de sortie @ 2 dBc	> 3.2 W (35.1 dBm)
Coefficient de réflexion à l'entrée, $ S_{11} $	< -13 dB
Coefficient de réflexion à la sortie, $ S_{22} $	< -13 dB
Rendement en puissance ajoutée (PAE)	> 40 %

Pour permettre la réalisation de ces spécifications, la structure de l'amplificateur est constituée de deux étages. Le premier étage comporte 4 transistors en parallèle avec une largeur de grille totale de 3 mm. Le deuxième étage comporte 8 transistors en parallèle avec une largeur de grille de 8 mm. La figure 4.2 montre le schéma de l'amplificateur. Les réseaux de polarisation sont omis pour soucis de simplification.

Afin de garantir la stabilité du régime périodique fort signal, le circuit possède des réseaux de stabilisation RC parallèle connectés en série dans l'accès de la grille de chaque transistor. Des résistances de stabilisation  $R_{stab}$  "inter-branche" en parallèle entre tous les drains et toutes les grilles des transistors jouent aussi un rôle dans la stabilisation (Fig. 4.2). Ces éléments de stabilisation permettent l'élimination de la division de

fréquence paramétrique à mode impair qui est un mode parasite habituel dans les circuits avec des structures arborescentes de combinaison de puissance [1]-[3].

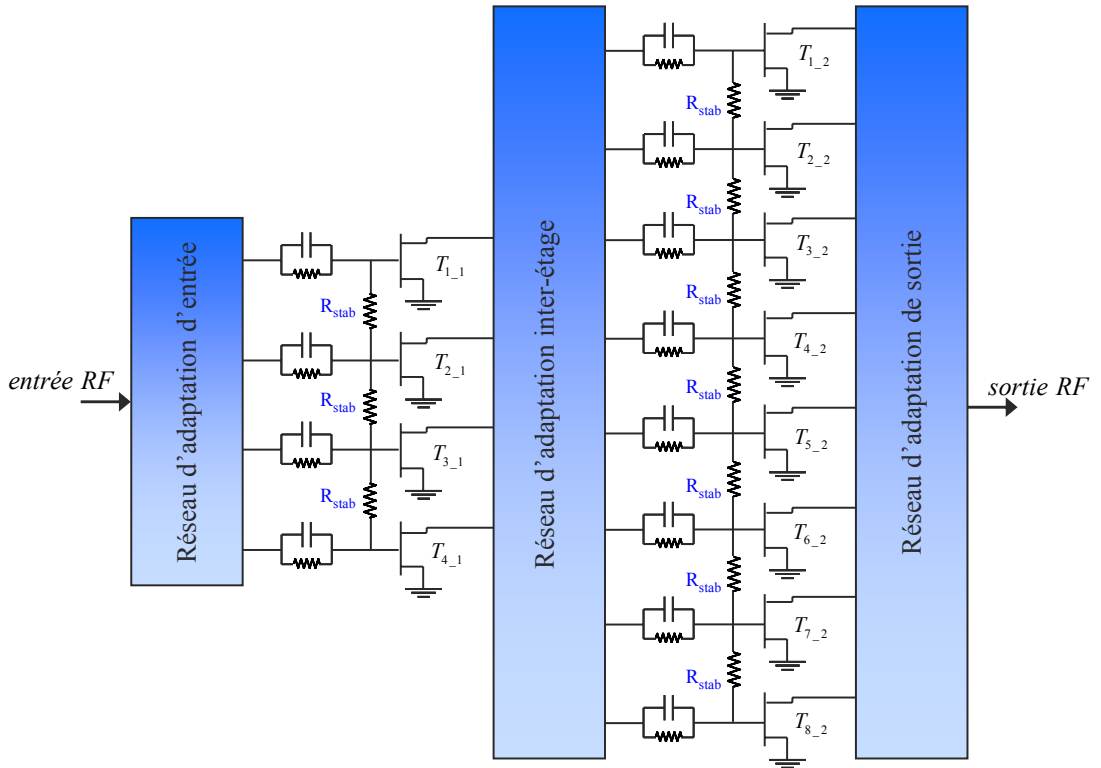


Fig. 4.2. Schéma de l'amplificateur de puissance avec les éléments de stabilisation (Réseaux RC parallèle et résistances "inter-branche"  $R_{stab}$ ).

Théoriquement, ces éléments de stabilisation n'affecteraient pas les performances RF mais en pratique, une influence naturelle existe. Pour éclaircir notre propos, nous pouvons noter dans le layout de la figure 4.1 que les résistances de stabilisation "inter-branche" ont des stubs associés avec une longueur de ligne qui, dans certains cas peut être considérable. Par conséquent ils doivent être pris en compte lors de la conception des réseaux

d'adaptation. Les réseaux RC parallèle sont eux idéalement conçus pour réduire le gain à  $f_0/2$ . Cependant, le gain à  $f_0$  est aussi réduit et les performances RF sont détériorés.

Intéressons nous maintenant aux réseaux de polarisation de l'amplificateur. Nous pouvons constater qu'il possède une symétrie horizontale comme le montre la figure 4.3. En fait, 4 réseaux de polarisation ramènent l'alimentation à la moitié supérieure de l'amplificateur et 4 autres réseaux de polarisation identiques ramènent l'alimentation à la moitié inférieure. Ces 4 réseaux de polarisation sont notés  $g_1$  pour la grille du premier étage,  $d_1$  pour le drain du premier étage,  $g_2$  pour la grille du deuxième étage et  $d_2$  pour le drain du deuxième étage.

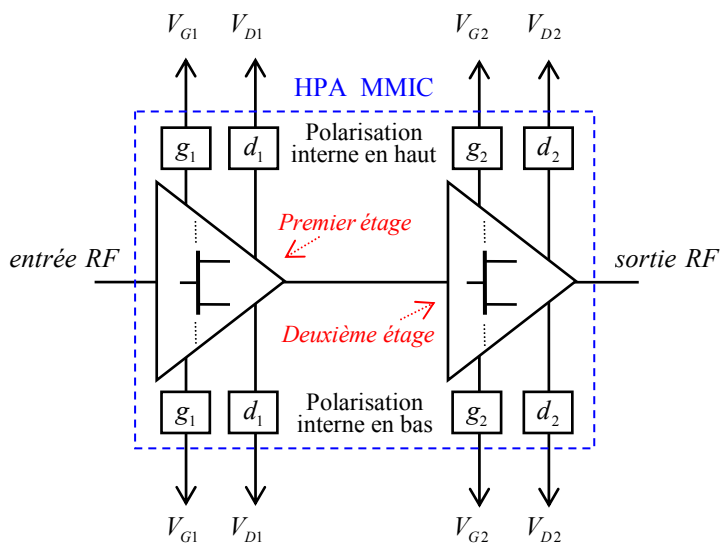


Fig. 4.3. Diagramme de blocs de l'amplificateur de puissance MMIC.

Finalement, la puce a été assemblée sur une structure de test afin d'être mesurée et caractérisée avec une station sous pointes. Une photo de l'assemblage incluant les circuits de polarisation externes au MMIC est présentée ci-dessous par la figure 4.4.

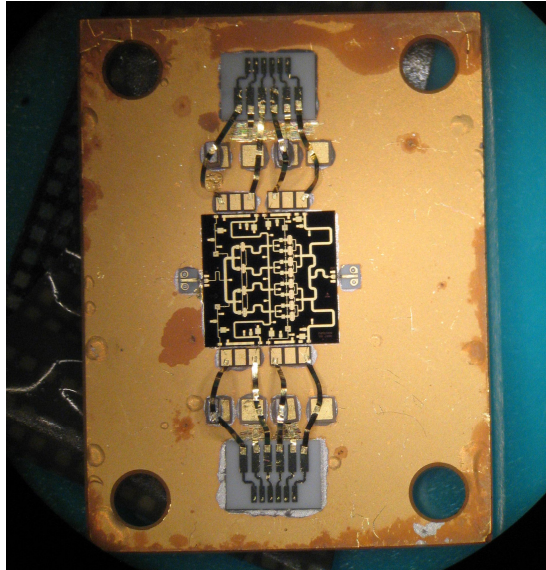


Fig. 4.4. Photo de l'amplificateur de puissance assemblée sur une structure de test.

Pour compléter le schéma bloc de la figure 4.3 les circuits de polarisation externes sont introduits dans la figure 4.5. En résumé, il y a huit blocs externes identiques permettant de ramener les polarisations nécessaires au MMIC. De manière symétrique, quatre polarisations sont positionnées en haut et quatre identiques en bas. Ces blocs externes de polarisation sont notés  $G_1$  pour la grille du premier étage,  $D_1$  pour le drain du premier étage,  $G_2$  pour la grille du deuxième étage et  $D_2$  pour le drain du deuxième étage.

Une fois la configuration de l'assemblage définie, les résultats de mesure de l'amplificateur MMIC montrent une oscillation autonome à 430 MHz pour les conditions nominales de polarisation. Le spectre mesuré est montré par la figure 4.6.

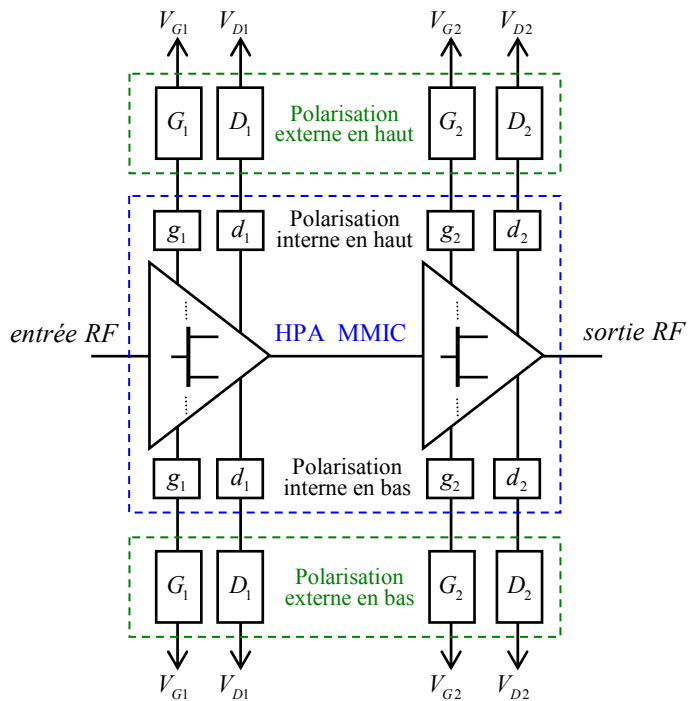


Fig. 4.5. Diagramme de blocs complète de l'amplificateur de puissance MMIC incluant les blocs de polarisation externes de la structure de test.

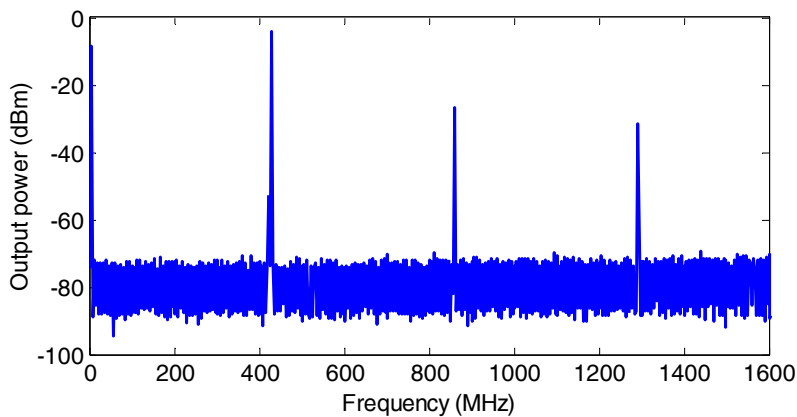


Fig. 4.6. Oscillation mesurée à 430 MHz pour des conditions nominales de polarisation.



### 4.3.- STABILISATION DE LA STRUCTURE DE TEST

L'objectif de ce paragraphe est d'illustrer les possibilités de l'approche systématique introduite dans cette thèse pour la stabilisation des circuits microondes multi-transistors. En particulier, l'approche systématique proposée comporte trois points clés lors de la conception d'un réseau de stabilisation dans un circuit microondes, à savoir déterminer :

- a. la topologie appropriée (série ou parallèle),
- b. l'emplacement approprié (nœud ou branche),
- c. et la valeur exacte des éléments de stabilisation.

Pour les deux premiers aspects, le concept de sensibilité de l'identification pôle-zéro des réponses fréquentielles introduit dans le deuxième chapitre de la thèse sera utilisé afin de localiser l'endroit approprié pour mener correctement la stabilisation du circuit. Quant au troisième aspect, l'application des techniques de stabilisation décrites dans le troisième chapitre, comme le placement des pôles, seront l'objet d'analyse au moyen du contrôle proportionnel, intégral et dérivatif. L'idée générale est d'obtenir l'information essentielle afin de savoir où et comment agir quand une oscillation est détectée dès la mise sous tension d'un circuit microondes de forte complexité.

Afin d'éviter l'oscillation de la figure 4.6, la première action est de modifier les réseaux de polarisation externes car une modification ultérieure du MMIC est par nature impossible. Ainsi, la procédure systématique servira à déterminer automatiquement dans quel(s) nœud(s), branche(s) et bloc(s) de polarisation externe l'introduction d'un réseau de stabilisation permet d'éliminer l'oscillation. Une fois le bon emplacement détecté, des techniques de stabilisation du placement de pôles seront appliquées pour assurer la stabilisation. Enfin, le travail de stabilisation par les blocs

externes présente l'avantage d'une mise en œuvre des techniques de stabilisation *a posteriori* de la conception du MMIC. Cela démontre aussi la forte influence du monde extérieur à la puce sur sa stabilité.

Les huit blocs de polarisation externe montrés dans la figure 4.5 ont la même architecture (Fig. 4.7). Chaque bloc a trois inductances en série ( $L_1$ ,  $L_2$  et  $L_3$ ) qui modèlent les fils de *bonding* et deux capacités en parallèle ( $C_1$  et  $C_2$ ).

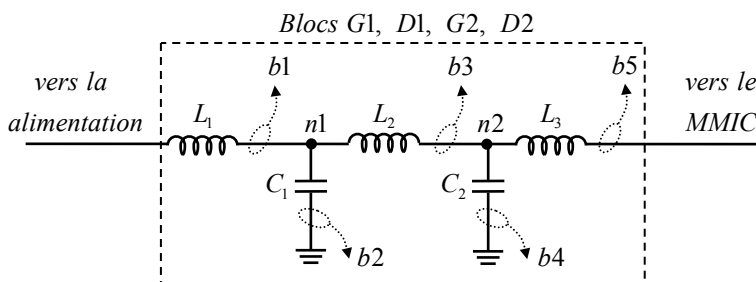


Fig. 4.7. Architecture des blocs de polarisation externe. Les huit blocs ont la même architecture. Le circuit a deux nœuds ( $n1$ ,  $n2$ ) et cinq branches ( $b1$ - $b5$ ).

À cause de la symétrie horizontale du circuit, toute solution de stabilisation doit être appliquée dans le bloc de polarisation simultanément en haut et en bas. L'analyse de stabilité prend en compte cette symétrie et, par conséquent, il est seulement nécessaire l'analyse dans les quatre blocs en haut ou en bas.

En prenant en compte ces considérations, l'analyse de stabilité est menée dans toutes les branches ( $b1$  à  $b5$ ) et dans tous les nœuds ( $n1$  et  $n2$ ) des quatre blocs de polarisation externe ( $G_1$ ,  $D_1$ ,  $G_2$  et  $D_2$ ). Cela donne au total 28 réponses fréquentielles qui peuvent être extraites par une seule exécution du simulateur CAO avec le "template" approprié. De plus, l'algorithme d'identification proposé dans [4] permet d'obtenir automatiquement les 28 fonctions de transfert et les diagrammes pôle-zéro

associés. Cette identification peut se faire avec une seule exécution de l'outil [5]. Finalement, par analyse de la position des zéros, le nœud ou la branche approprié pour la stabilisation du circuit est ensuite sélectionné.

Afin de vérifier la validité d'un nœud ou d'une branche pour la stabilisation du circuit, nous considérons d'abord la possibilité d'utiliser la branche  $b1$  pour introduire une résistance de stabilisation en série avec l'inductance  $L_1$  des blocs de polarisation de grille du premier et du deuxième étage, blocs  $G_1$  et  $G_2$  respectivement. Pour cela, on connecte séquentiellement une source de tension de petit signal en série dans la branche  $b1$  des blocs de polarisation externes  $G_1$  et  $G_2$  comme le montre la figure 4.8, pour calculer les fonctions de transfert  $Y_{G_1}^{b1}(s)$  et  $Y_{G_2}^{b1}(s)$ .

Il faut noter qu'une résistance en série avec  $L_1$  des blocs  $G_1$  et  $G_2$  ne modifie pas les conditions de polarisation nominales du circuit. Sa connexion en série avec l'inductance  $L_1$  est une modification simple qui peut se faire au niveau technique à l'extérieur du MMIC et en plus, elle est la stratégie habituelle pour l'élimination des oscillations de  $dc$ .

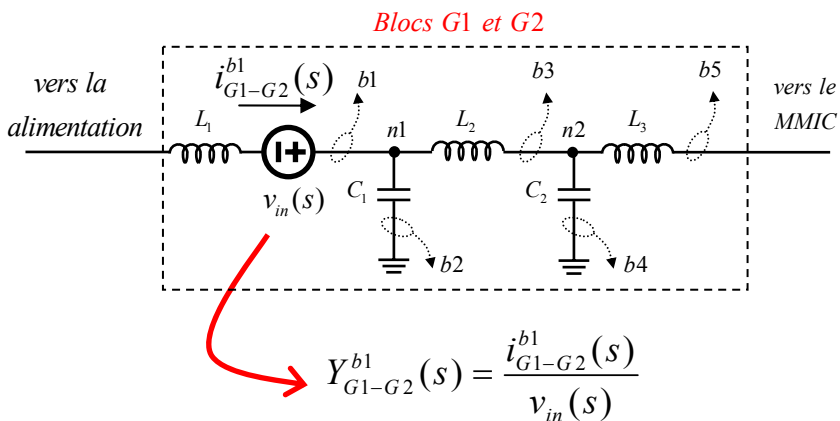


Fig. 4.8. Analyse de stabilité avec la source de tension en série avec  $L_1$  des blocs  $G_1$  et  $G_2$  pour extraire les fonctions de transfert  $Y_{G_1}^{b1}(s)$  et  $Y_{G_2}^{b1}(s)$ .

Considérons d'abord le diagramme pôle-zéro de la fonction de transfert  $Y_{G_1}^{bl}(s)$  montré dans la figure 4.9a pour étudier la possibilité de stabilisation au niveau du bloc de polarisation  $G_1$ . La première conclusion qui vient est que l'instabilité observée en mesure est détectée aussi en simulation. D'ailleurs, la simulation prédit le démarrage de l'oscillation à 386 MHz ce qui est proche de la fréquence observée en mesure (430 MHz). Cependant, la dynamique instable du système est difficilement observable depuis la branche  $bl$ . En effet,  $Y_{G_1}^{bl}(s)$  a deux pôles complexes conjugués dans le demi-plan de droite (DPD) autour de 386 MHz qui sont quasi-compensés avec deux zéros complexes conjugués. Cette quasi-compensation pôle-zéro indique que l'instabilité est électriquement très isolée depuis la branche  $bl$  du bloc  $G_1$ . Ce niveau d'isolation est dû à la valeur élevée de l'inductance  $L_1 = 25 \text{ nH}$ . Par conséquent, le résultat de la figure 4.9 implique que l'ajout d'une résistance de stabilisation  $R_{stab}$  en série avec  $L_1$  dans le bloc de polarisation externe de la grille du premier étage ( $G_1$ ) ne sert pas à éliminer l'oscillation.

Pour confirmer ces résultats, le Lieu d'Evans associé à  $Y_{G_1}^{bl}(s)$  est tracé dans la figure 4.10. Comme il est expliqué dans le troisième chapitre de cette thèse, le Lieu d'Evans est tracé automatiquement à partir de la connaissance de  $Y_{G_1}^{bl}(s)$  en utilisant des outils standards pour le calcul numérique comme Matlab [6] ou Scilab [7]. Comme prévu, les pôles du DPD évoluent vers les zéros du DPD et, par conséquent, le système reste instable pour toute valeur de  $K$  (avec  $K = R_{stab}$ ).

Les mêmes résultats sont obtenus dans le bloc de polarisation de grille du deuxième étage (bloc  $G_2$ ). Comme le montre la figure 4.9b, il existe une quasi-compensation pôle-zéro dans la fonction de transfert  $Y_{G_2}^{bl}(s)$ . En conséquence, l'évolution des pôles obtenue à partir du tracé du Lieu

d'Evans de  $Y_{G2}^{bl}(s)$  est équivalente à celle de la figure 4.10. Ainsi, les pôles instables restent dans le DPD pour toute valeur de  $K$ .

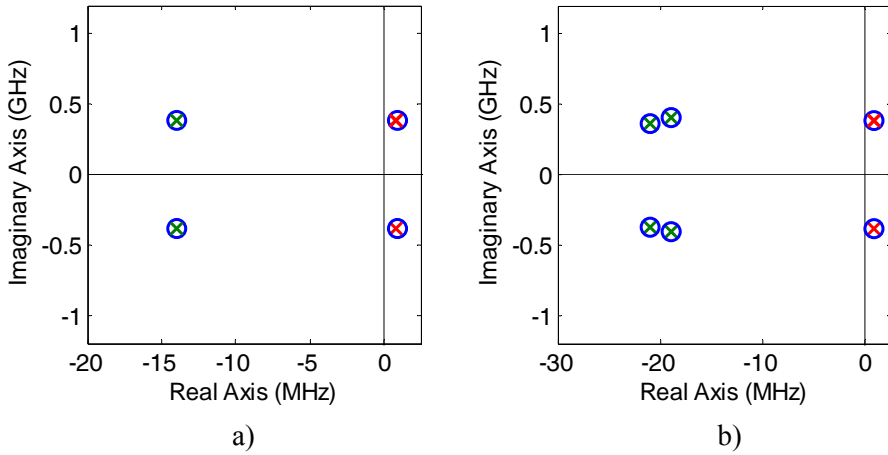


Fig. 4.9. Diagramme pôle-zéro de a)  $Y_{G1}^{bl}(s)$  et b)  $Y_{G2}^{bl}(s)$ . Les pôles instables sont détectés dans les deux cas, mais ils sont quasi-compensés avec des zéros du système.

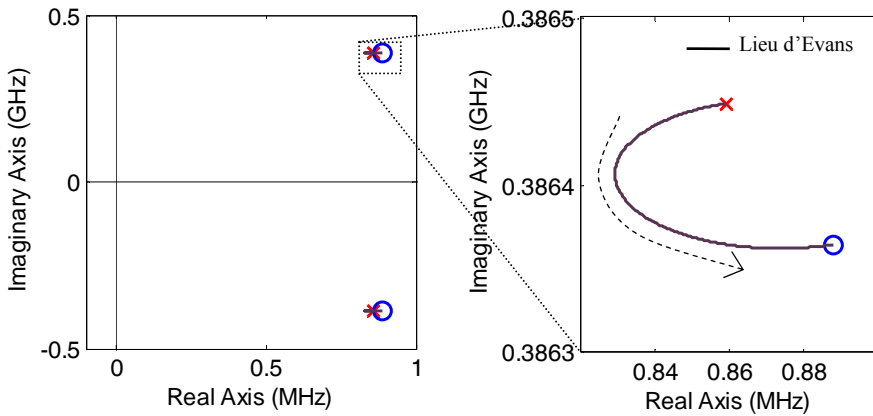


Fig. 4.10. Lieu d'Evans de  $Y_{G1}^{bl}(s)$ . Un zoom est représenté pour montrer l'évolution des pôles selon la valeur  $K$  est augmentée. Le circuit ne peut pas être stabilisé avec une résistance de stabilisation en série dans la branche  $bl$  du bloc  $G1$ .

Ces résultats ont été vérifiés expérimentalement : Il n'y a aucune valeur de  $R_{stab}$  capable d'éliminer l'oscillation de la figure 4.6 quand elle est connectée en série avec  $L_1$ , dans le bloc de polarisation de grille du premier et deuxième étage ( $G_1$  et  $G_2$ ).

Maintenant, considérons la possibilité d'utiliser la branche  $b2$  d'un des quatre blocs de polarisation externe  $G_1$ ,  $D_1$ ,  $G_2$  ou  $D_2$  pour introduire une résistance de stabilisation en série avec  $C_1$  (Fig. 4.11). Cette connexion est aussi une modification simple qui peut se faire au niveau technique à l'extérieur du MMIC. De plus, étant la résistance en série avec  $C_1$ , le point d'opération nominale du circuit n'est pas modifié.

Pour cela, on connecte séquentiellement une source de tension de petit signal en série dans la branche  $b2$  des blocs de polarisation externes  $G_1$ ,  $D_1$ ,  $G_2$  et  $D_2$ , comme montre la figure 4.11, pour calculer les fonctions de transfert  $Y_{G1}^{b2}(s)$ ,  $Y_{D1}^{b2}(s)$ ,  $Y_{G2}^{b2}(s)$  et  $Y_{D2}^{b2}(s)$ .

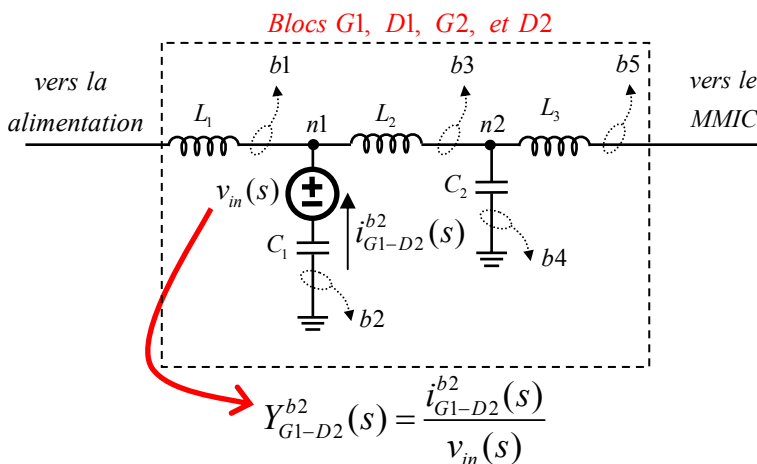


Fig. 4.11. Analyse de stabilité avec la source de tension en série avec  $C_1$  dans les blocs  $G_1$ ,  $D_1$ ,  $G_2$  et  $D_2$  pour extraire les fonctions de transfert  $Y_{G1}^{b2}(s)$ ,  $Y_{D1}^{b2}(s)$ ,  $Y_{G2}^{b2}(s)$  et  $Y_{D2}^{b2}(s)$ .

La représentation pôle-zéro des fonctions de transfert obtenues est montrée dans la figure 4.12. Les pôles instables autour de 386 MHz sont détectés dans les quatre cas.

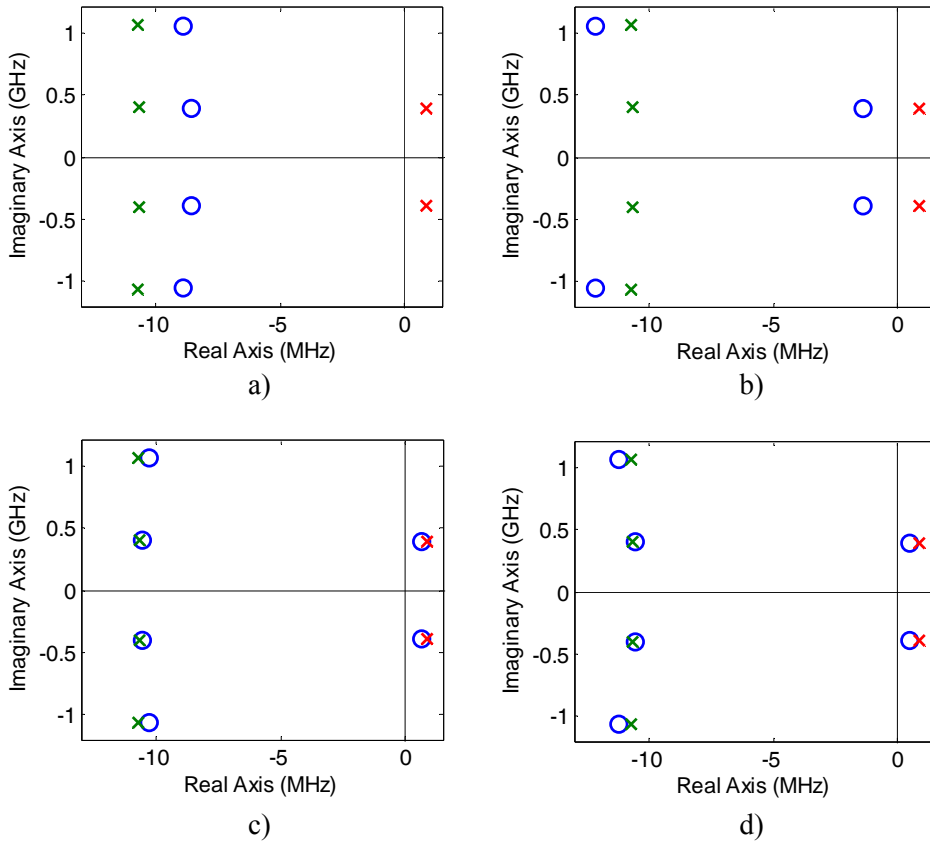


Fig. 4.12. Diagrammes pôle-zéro associés à : a)  $Y_{G1}^{b2}(s)$ , b)  $Y_{D1}^{b2}(s)$ , c)  $Y_{G2}^{b2}(s)$  et d)  $Y_{D2}^{b2}(s)$ .

En particulier, les pôles instables au niveau du deuxième étage ( $Y_{G2}^{b2}(s)$ ) et  $Y_{D2}^{b2}(s)$ ) restent quasi-compensés avec des zéros du DPD (Fig. 4.12c et Fig. 4.12d). Tout comme dans le cas précédent de la figure 4.10, l'oscillation ne peut pas être éliminée en ajoutant une résistance de

stabilisation en série dans la branche  $b_2$  des circuits de polarisation externes du deuxième étage (blocs  $G_2$  et  $D_2$ ).

En conséquence, les Lieux d'Evans associés à  $Y_{G_2}^{b_2}(s)$  et à  $Y_{D_2}^{b_2}(s)$  montrés dans les figures 4.13a et 4.13b ont le même comportement que la quasi-compensation de la figure 4.10. Les pôles instables évoluent vers les zéros du DPD et restent instables pour toute valeur de  $K$ . Ce qui revient à dire qu'il n'existe pas une valeur de résistance de stabilisation capable d'éliminer l'oscillation de la figure 4.6 quand elle est connectée en série à la branche  $b_2$  des blocs de polarisation externes du deuxième étage ( $G_2$  ou  $D_2$ ).

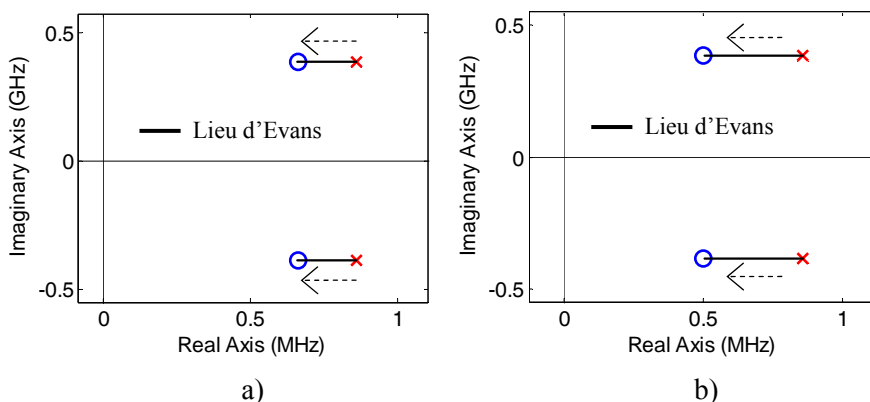


Fig. 4.13. Zoom du Lieu d'Evans de a)  $Y_{G_2}^{b_2}(s)$  et b)  $Y_{D_2}^{b_2}(s)$ .

Au contraire, au niveau du premier étage ( $Y_{G_1}^{b_2}(s)$  et  $Y_{D_1}^{b_2}(s)$ ) les pôles instables sont isolés dans le DPD (Fig. 4.12a et Fig. 4.12b). Cela signifie qu'une résistance de stabilisation connectée en série avec la branche  $b_2$  des blocs  $G_1$  ou  $D_1$  (premier étage de l'amplificateur) devrait être capable de stabiliser le circuit.

Le tracé du Lieu d'Evans de  $Y_{G_1}^{b_2}(s)$  et de  $Y_{D_1}^{b_2}(s)$  nous permet de confirmer la validité de cette solution de stabilisation. L'évolution des pôles



versus  $K$  (avec  $K = R_{stab}$ ) prédit une opération stable pour une valeur de  $R_{stab}$  plus grande que  $1.5 \Omega$ , quand elle est connectée en série avec  $C_1$  dans le bloc de polarisation externe de la grille du premier étage (bloc  $G_1$ ) (Fig. 4.14). De la même façon, une résistance de stabilisation  $R_{stab}$  plus grande que  $2.1 \Omega$  connectée en série avec  $C_1$  dans le bloc de polarisation externe du drain du premier étage (bloc  $D_1$ ) est aussi capable de stabiliser le circuit comme montre la figure 4.15.

Il faut noter que le tracé des Lieux d'Evans est direct à partir de la connaissance de  $Y_{G1}^{b2}(s)$  et  $Y_{D1}^{b2}(s)$ . Ces évolutions peuvent être confirmées en simulation avec des analyses de stabilité paramétriques, en faisant varier la valeur de la résistance de stabilisation  $R_{stab}$ . Ces analyses de stabilité paramétriques impliquent la connexion d'une résistance dans le circuit et la répétition de l'analyse de stabilité pour toutes les valeurs de  $R_{stab}$ .

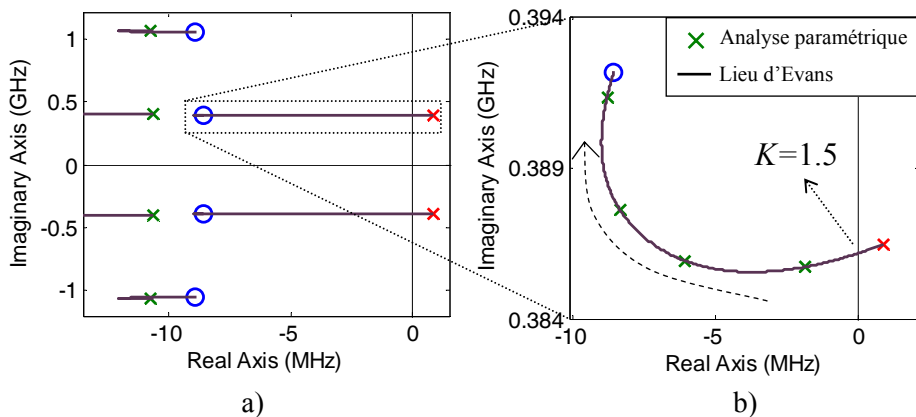


Fig. 4.14. a) Lieu d'Evans associé à  $Y_{G1}^{b2}(s)$ ; b) Zoom du Lieu d'Evans. L'évolution des pôles au fur et à mesure que la valeur  $K$  est augmentée est représentée en ligne solide. Les pôles obtenus de l'analyse de stabilité paramétrique en faisant varier la valeur de la résistance de stabilisation sont superposés avec croix.

L'analyse paramétrique est évidemment plus exigeant en termes du temps de calcul que le tracé du Lieu d'Evans (qui est directement obtenu à partir de  $Y_{G1}^{b2}(s)$  et de  $Y_{D1}^{b2}(s)$ ) mais elle est montrée ici pour valider les résultats obtenus avec le Lieu d'Evans. Ainsi, l'évolution des pôles de l'analyse paramétrique est superposée avec des croix dans la figure 4.14b pour le cas de  $Y_{G1}^{b2}(s)$  et dans la figure 4.15b pour le cas de  $Y_{D1}^{b2}(s)$ . Cette évolution coïncide avec les résultats du Lieu d'Evans.

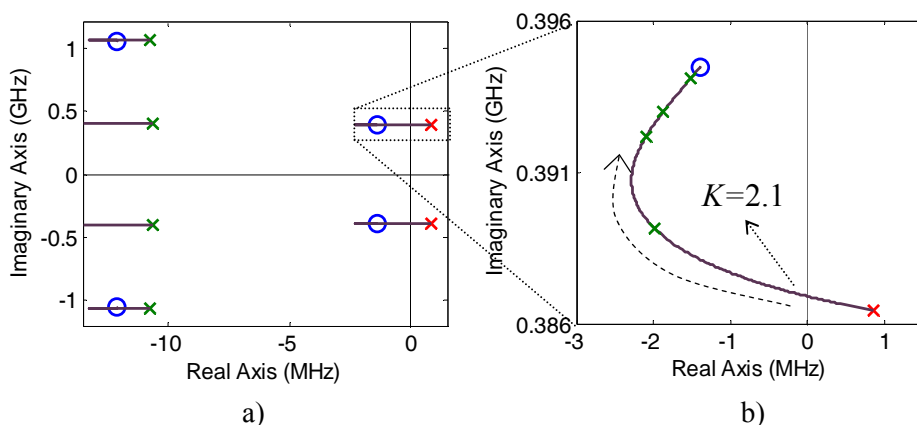


Fig. 4.15. a) Lieu d'Evans associé à  $Y_{D1}^{b2}(s)$  ; b) Zoom du Lieu d'Evans. L'évolution des pôles au fur et à mesure que la valeur  $K$  est augmentée est représentée en ligne solide. Les pôles obtenus de l'analyse de stabilité paramétrique en faisant varier la valeur de la résistance de stabilisation sont superposés avec croix.

Les conclusions ci-dessus ont été vérifiées expérimentalement. Comme exemple, la figure 4.16 montre le spectre mesuré de l'amplificateur de puissance quand une  $R_{stab}$  de  $10 \Omega$  est connectée en série avec la capacité  $C_1$  du bloc  $G_1$  qui ramène la polarisation à la grille des transistors du premier étage. Il faut souligner que, à cause de la symétrie horizontale du circuit, la résistance de stabilisation est connectée aux blocs de polarisation

$G_1$ , en haut en en bas du circuit en même temps. Le spectre mesuré de la figure 4.16 montre que l'oscillation est éliminée comme l'analyse l'avait prévu.

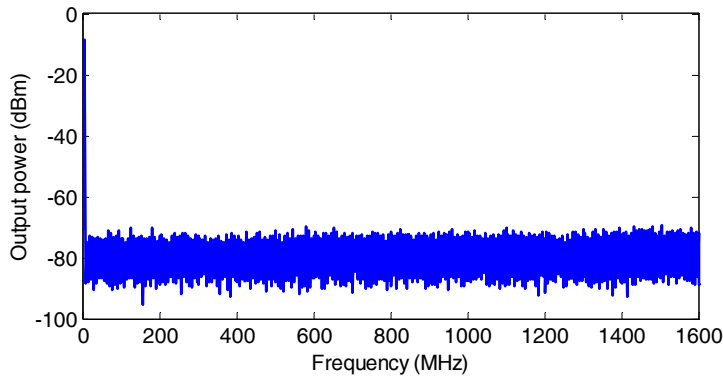


Fig. 4.16. Résultats de mesure de l'amplificateur de puissance avec une  $R_{stab}$  de  $10 \Omega$  connectée en série avec la capacité  $C_1$  du bloc  $G_1$  (Circuit de polarisation externe des grilles du premier étage).

Bien que la stabilisation du circuit au moyen d'une résistance dans la branche  $b2$  du bloc  $G_1$  soit appropriée pour cette configuration, une solution de stabilisation alternative sera montrée pour des motifs illustratifs. En particulier, l'action de contrôle dérivative montrée dans le troisième chapitre sera appliquée à cet exemple pour illustrer le fonctionnement de la technique de stabilisation sur un cas réel.

Considérons donc, la possibilité d'utiliser le nœud  $n1$  du bloc de polarisation de grille du premier étage  $G_1$  pour appliquer une action de contrôle dérivative dans ce nœud en incluant une capacité  $C_{stab}$  en parallèle ou en modifiant la valeur de la capacité  $C_1$  existante (Fig. 4.17). Pour cela, on connecte une source de courant de petit signal en parallèle dans le nœud

$n1$  du bloc de polarisation externe  $G_1$ , comme montre la figure 4.17, pour calculer la fonction de transfert  $Z_{G_1}^{n1}(s)$ .

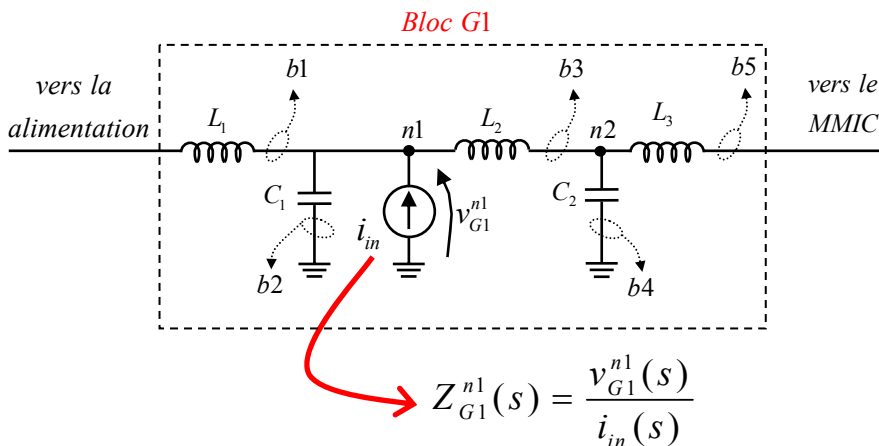


Fig. 4.17. Analyse de stabilité avec la source de courant en parallèle avec  $C_1$  du bloc  $G_1$  pour extraire la fonction de transfert  $Z_{G_1}^{n1}(s)$ .

Dans le troisième chapitre, il a été montré que l'ajout d'une capacité  $C_{stab}$  en parallèle dans le nœud  $n1$  représente un contrôle dérivatif sur la fonction de transfert obtenue dans ce nœud,  $Z_{G_1}^{n1}(s)$ . En pratique, l'insertion d'une capacité  $C_{stab}$  en parallèle à  $C_1$  est équivalente à augmenter la capacité  $C_1$  à une valeur de  $C_1 + C_{stab}$ .

Le Contour des Racines de  $s \cdot Z_{G_1}^{n2}(s)$  tracé dans la figure 4.18 montre l'effet d'une action de contrôle dérivatif sur  $Z_{G_1}^{n1}(s)$ . En regardant le tracé, il n'existe aucune valeur de  $K_d$  (avec  $K_d = C_{stab}$ ) capable de stabiliser le circuit dans le nœud  $n1$ . Une analyse paramétrique a été menée en fonction de la valeur de  $C_1$  et les pôles obtenus ont été superposés sur la figure 4.18b afin de valider l'approche. Les résultats obtenus coïncident exactement avec le Contour des Racines tracé.

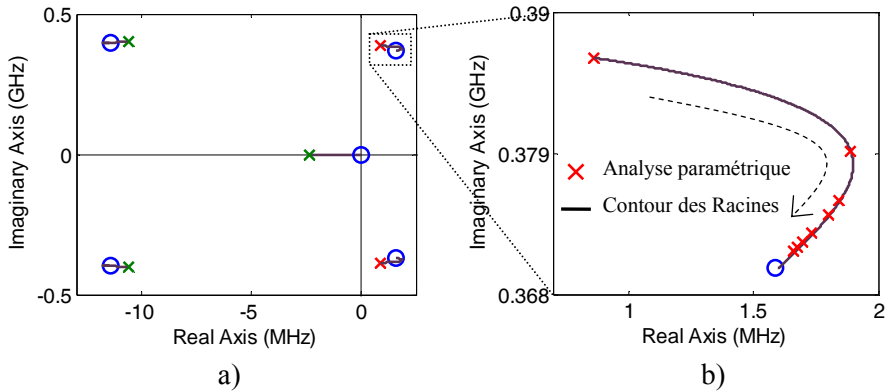


Fig. 4.18. a) Contour des Racines associé à  $s \cdot Z_{G_1}^1(s)$ ; b) Zoom du Contour des Racines.

L'évolution des pôles au fur et à mesure que la valeur  $K_d$  est augmentée est représentée en ligne solide. Les pôles obtenus de l'analyse de stabilité paramétrique en faisant varier la valeur de la capacité de stabilisation  $C_{stab}$  sont superposés avec croix.

Considérons maintenant la possibilité d'utiliser le nœud  $n2$  du bloc de polarisation externe de la grille du premier étage  $G_1$ , pour appliquer une action de contrôle dérivative dans ce nœud en mettant une capacité  $C_{stab}$  en parallèle ou en modifiant la valeur de la capacité  $C_2$  existante (Fig. 4.19). Pour cela, on connecte une source de courant de petit signal en parallèle dans le nœud  $n2$  du bloc de polarisation externe  $G_1$ , comme montre la figure 4.19, pour calculer la fonction de transfert  $Z_{G_1}^{n2}(s)$ .

Le Contour des Racines de  $s \cdot Z_{G_1}^{n2}(s)$  tracé dans la figure 4.20 montre l'effet d'une action de contrôle dérivative sur  $Z_{G_1}^{n2}(s)$ . En regardant le tracé, l'évolution des pôles versus  $K_d$  prédit un comportement stable du circuit pour une valeur de  $K_d = C_{stab} > 87.5 \text{ pF}$ . En pratique, cela implique la nécessité d'une capacité dans le nœud  $n2$  d'une valeur égal à  $C_2 + C_{stab}$ .

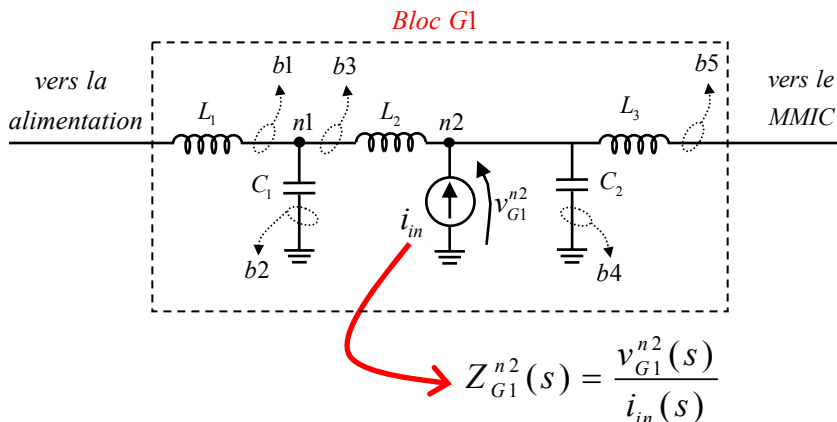


Fig. 4.19. Analyse de stabilité avec la source de courant en parallèle avec  $C_2$  du bloc  $G_1$  pour extraire la fonction de transfert  $Z_{G_1}^{n2}(s)$ .

De nouveau, une analyse de stabilité paramétrique a été utilisée pour valider le tracé du Contour des Racines. L'évolution des pôles de l'analyse paramétrique a été superposée dans la figure 4.20b pour montrer la validité de l'approche.

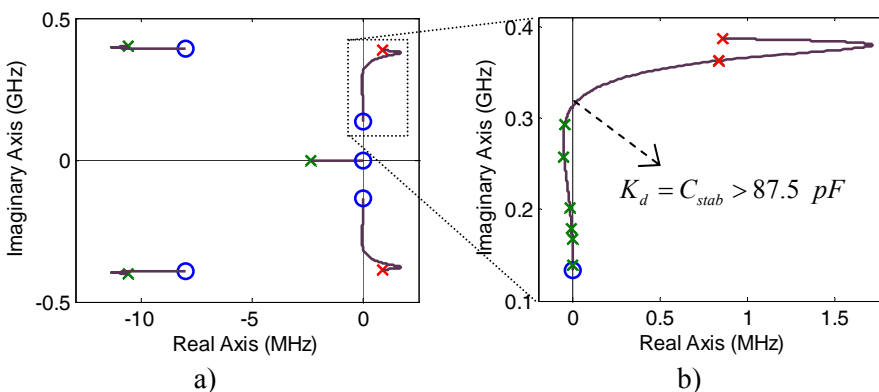


Fig. 4.20. a) Contour des racines associé à  $s \cdot Z_{G_1}^{n2}(s)$ ; b) Zoom du Contour des Racines.

L'évolution des pôles au fur et à mesure que la valeur  $K_d$  est augmentée est représentée en ligne solide. Les pôles obtenus de l'analyse de stabilité paramétrique en faisant varier la valeur de la capacité de stabilisation  $C_{stab}$  sont superposés avec croix.

Cependant, les pôles stables obtenus restent très proches de l'axe imaginaire selon  $C_{stab}$  se fait varier. Par rapport aux résultats de la solution de stabilisation précédente (Fig. 4.14b) les pôles stables dans la figure 4.20b sont plus proches à l'axe imaginaire que dans le cas précédent et par conséquent, cela suggère une marge de stabilité plus petite. Ainsi, la stratégie de stabilisation précédente avec une résistance connectée en série avec la capacité  $C_1$  du bloc  $G_1$  est, *a priori*, plus prudente et robuste. En fait, cette dernière stratégie est la solution finale qui a été adoptée pour supprimer l'oscillation autour de 430 MHz.

#### 4.4.- STABILISATION DU MMIC

Maintenant, la même approche systématique de stabilisation est appliquée à la conception du MMIC afin de le rendre robuste à son environnement extérieur pouvant induire une instabilité en basse fréquence. L'objectif est donc de modifier la conception du MMIC afin d'éliminer l'oscillation avec une marge de stabilité suffisante pour que le circuit soit robuste face aux variations des éléments des réseaux de polarisation externes.

L'approche systématique a été appliqué dans tous les nœuds et toutes les branches des réseaux de polarisation internes du MMIC :  $g_1$ ,  $d_1$ ,  $g_2$  et  $d_2$  (Fig. 4.5). Les valeurs nominales des éléments de polarisation externes pour lesquelles l'oscillation à 430 MHz avait été détectée en mesure sont maintenues. L'étude des différents nœuds et branches montre qu'une localisation appropriée pour la stabilisation du MMIC est la branche  $bl$  du circuit de polarisation de grille des transistors du premier étage, c'est-à-dire, en série avec  $R_1$  et  $C_1$  dans le bloc  $g_1$  (Fig. 4.21).

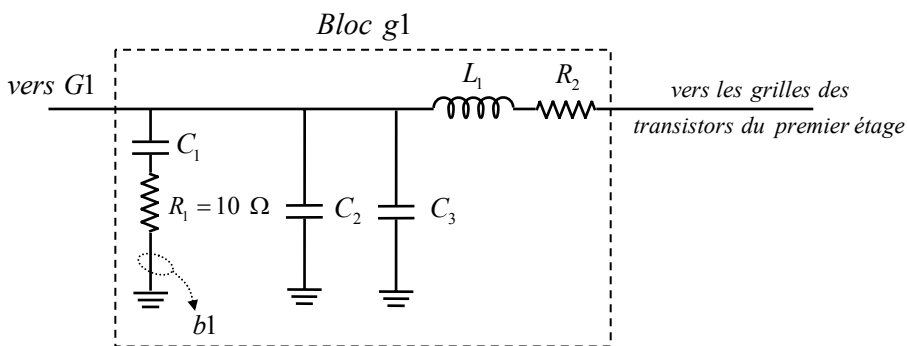


Fig. 4.21. Architecture du bloc de polarisation interne  $g_1$  dans la grille des transistors du premier étage.

Considérons donc la possibilité de stabiliser le circuit en modifiant la valeur initiale de la résistance  $R_1$  du bloc de polarisation de grille au niveau du premier étage (bloc  $g_1$ ). Ceci revient à appliquer un contrôle proportionnel sur la fonction de transfert  $Y_{g_1}^{b1}(s)$  obtenue avec la source de tension en série avec  $R_1$  et  $C_1$  (branche  $b1$ ) (Fig. 4.22).

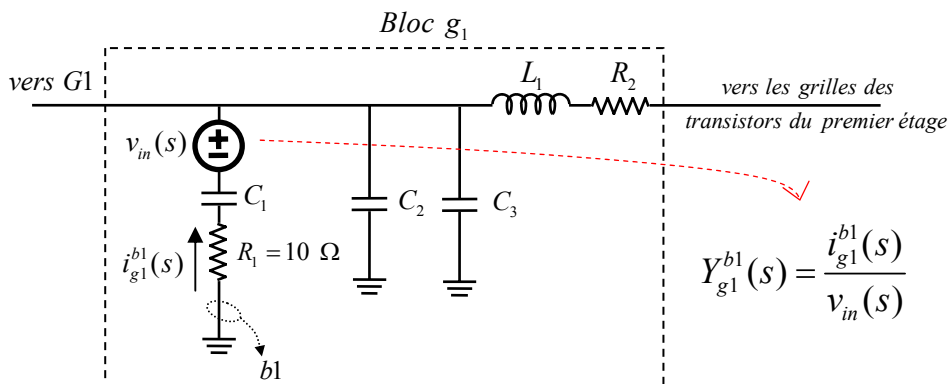


Fig. 4.22. Analyse de stabilité avec la source de tension en série avec  $R_1$  et  $C_1$  du bloc  $g_1$  pour extraire la fonction de transfert  $Y_{g_1}^{b1}(s)$ .

Le diagramme pôle-zéro de  $Y_{g_1}^{b1}(s)$  montre que les pôles instables sont isolés dans le DPD (Fig. 4.23). Cela implique qu'un contrôle proportionnel



sur  $Y_{g1}^{bl}(s)$  devrait être capable de stabiliser le MMIC. Le Lieu d'Evans associé à  $Y_{g1}^{bl}(s)$  (Fig. 4.24) confirme la stabilisation du circuit pour une valeur de  $K = R_{stab} > 4 \Omega$ .

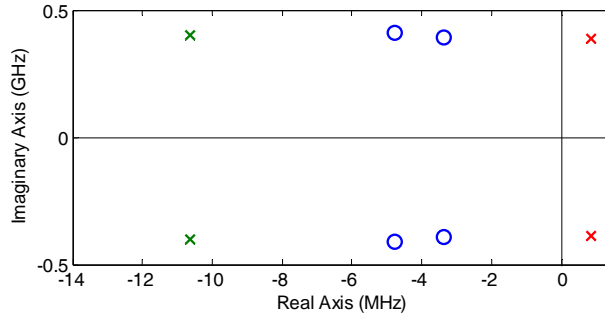


Fig. 4.23. Diagramme pôle-zéro associée à  $Y_{g1}^{bl}(s)$ . Les pôles instables sont isolés dans le DPD.

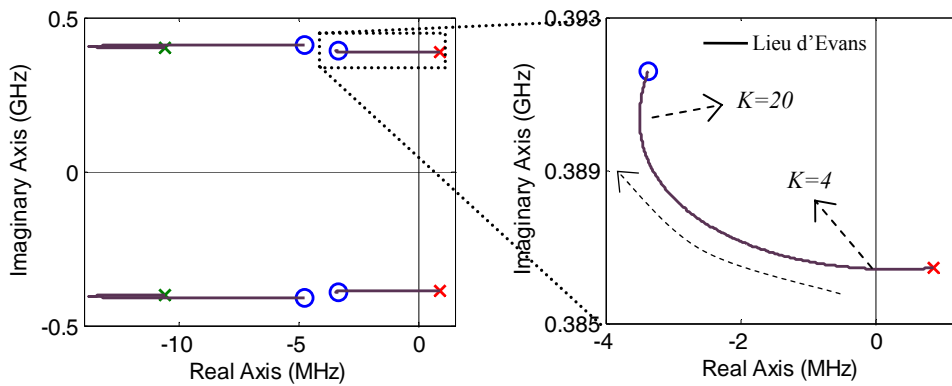


Fig. 4.24. Lieu d'Evans associée à  $Y_{g1}^{bl}(s)$ . Un zoom est représenté à droite pour montrer l'évolution des pôles vers les zéros selon la valeur de  $K$  est augmentée. Le circuit est stable pour une valeur de  $K = R_{stab} > 4 \Omega$ .

Une valeur de  $K = R_{stab} = 20 \Omega$  est sélectionnée afin de stabiliser le circuit avec une marge de stabilité suffisante pour maintenir le circuit stable face aux variations des éléments des circuits de polarisation externes. La

valeur de la résistance  $R_1$  (Fig. 4.21) doit, par conséquent, être augmentée en  $20 \Omega$ . Comme dans le cas précédent, la symétrie horizontale du circuit requiert que la résistance soit augmentée dans les deux blocs de polarisation internes  $g_1$ , en haut et en bas en même temps (Fig. 4.5).

Pour vérifier qu'une marge de stabilité suffisante existe, une analyse Montecarlo (avec 300 tirages) a été réalisée en tenant compte de la dispersion de la valeur des composants formant le réseau de polarisation externe de la puce. La valeur de ces composants a été modifiée suivant une distribution gaussienne avec une déviation standard d'un 50 % sur leur valeur nominale. Les résultats d'identification de l'analyse Montecarlo sont montrés dans la figure 4.25. Les pôles critiques autour de 386 MHz restent dans le demi-plan à gauche pour tous les tirages.

Finalement, il est important de souligner que l'identification pôle-zéro de nombreuses réponses fréquentielles et le tracé des Lieux d'Evans peut être fait en utilisant une routine automatique avec les outils appropriés [4].

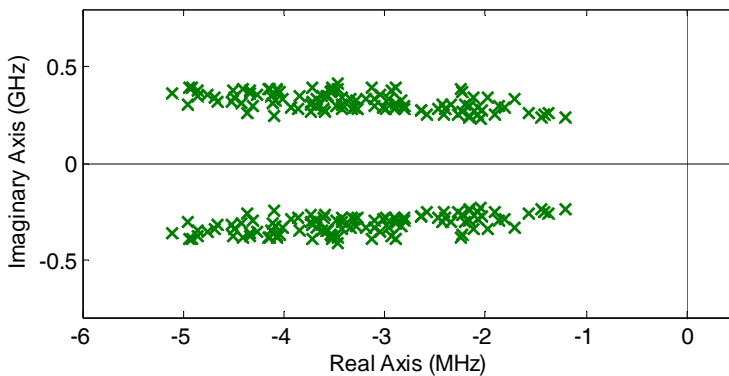


Fig. 4.25. Résultats d'identification de l'analyse Montecarlo. Les pôles critiques restent dans la zone stable pour tous les tirages.

## 4.5.- OPTIMISATION DES PERFORMANCES

Reprenons la structure de l'amplificateur de puissance décrite au début de ce chapitre (Fig. 4.26). Cet amplificateur a deux étages avec quatre et huit transistors en parallèle dans le premier et deuxième étage respectivement.

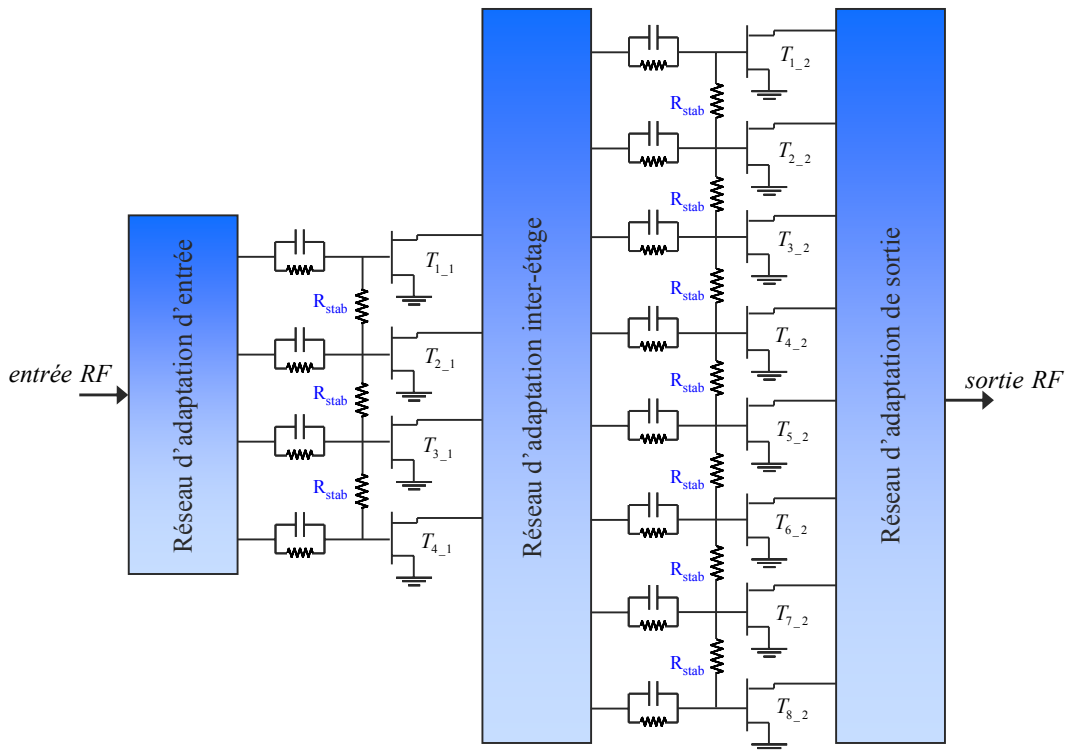


Fig. 4.26. Schéma simplifié de l'amplificateur de puissance initial.

Les structures de combinaison de puissance comme celle de la figure 4.26 avec plusieurs transistors connectés en parallèle possèdent une forte tendance à présenter des problèmes de division de fréquence à mode impair [1]-[3]. Afin de garantir la stabilité du régime périodique fort signal, le

concepteur introduit habituellement des réseaux de stabilisation RC parallèle connectés en série dans la grille de chaque transistor, ainsi que des résistances de stabilisation  $R_{stab}$  “inter-branche” en parallèle entre tous les drains et toutes les grilles des transistors, comme le montre la figure 4.26.

Ces réseaux de stabilisation peuvent affecter les performances RF. D'un côté, les résistances de stabilisation “inter-branche” sont théoriquement équivalentes à un circuit ouvert pour le mode de fonctionnement nominal (mode pair). Néanmoins, si pour des raisons topologiques il faut connecter des stubs en série avec ces résistances de stabilisation, le circuit ouvert n'est pas physiquement localisé dans la grille des transistors. En réalité, il y a une impédance complexe additionnelle qu'il faut prendre en compte lors de la conception des réseaux d'adaptation. Cela peut impliquer une perte de performances RF à cause de la désadaptation provoquée par l'impédance complexe additionnelle des stubs et à cause de la possible perte de symétrie du circuit que la connexion de ces stubs implique. D'un autre côté, les réseaux RC parallèles sont idéalement conçus pour réduire le gain à  $f_0/2$ . Cependant, le gain à  $f_0$  est aussi réduit et les performances RF sont détériorés. D'ailleurs, ils introduisent aussi une petite désadaptation qu'il faut compenser après et ils favorisent aussi l'apparition des phénomènes d'auto-polarisation, surtout en compression.

La valeur de ces éléments de stabilisation et l'endroit de connexion sont communément choisis de façon empirique par les concepteurs pour assurer la stabilité à  $f_0/2$ . Normalement, cette stratégie de stabilisation est très conservatrice et sécurisante car elle garantit la stabilité à  $f_0/2$  dans la plupart de cas mais elle implique aussi une perte de performances RF.

La stabilité du circuit initial (Fig. 4.26), qui a tous les réseaux de stabilisation, a été analysée pour les valeurs de fréquence du générateur d'entrée de 11.7 GHz, 12.2 GHz et 12.7 GHz depuis un régime d'opération

linéaire jusqu'à 4 dB de compression en puissance de sortie. Le circuit reste stable à toutes les fréquences et à tous les niveaux de puissance analysés. En particulier l'analyse de stabilité du circuit initial autour de  $f_0/2$  lorsque la source de courant est connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage (Fig. 4.27) est montrée dans la figure 4.28 pour les conditions de fréquence du générateur d'entrée  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Le circuit initial ne présente pas de pôles complexes conjugués autour de  $f_0/2$  dans le diagramme pôle-zéro.

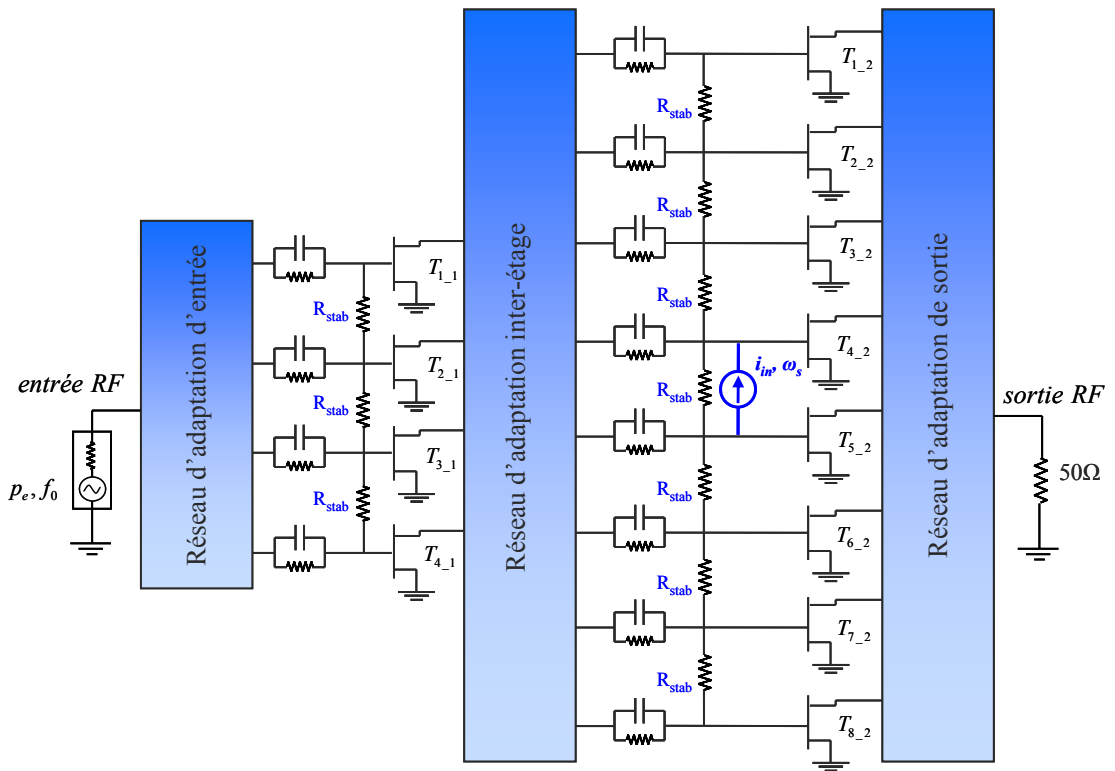


Fig. 4.27. Schéma simplifié du circuit initial avec la source de courant connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage pour analyser la stabilité sous les conditions :  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression.

Dans cette partie du document, les réseaux de stabilisation et les réseaux d'adaptation seront ré-optimisés pour obtenir une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle du circuit initial (aucun pôle autour de  $f_0/2$ ) tout en améliorant les performances RF. Pour cela, l'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal sera intégrée dans le processus de ré-optimisation de la conception, qui se fait sur 2 GHz de bande utile autour de la fréquence centrale nominale (11.2 GHz - 13.2 GHz) pour prendre en compte les possibles déplacements fréquentielles de la bande de fonctionnement à cause de la dispersion technologique.

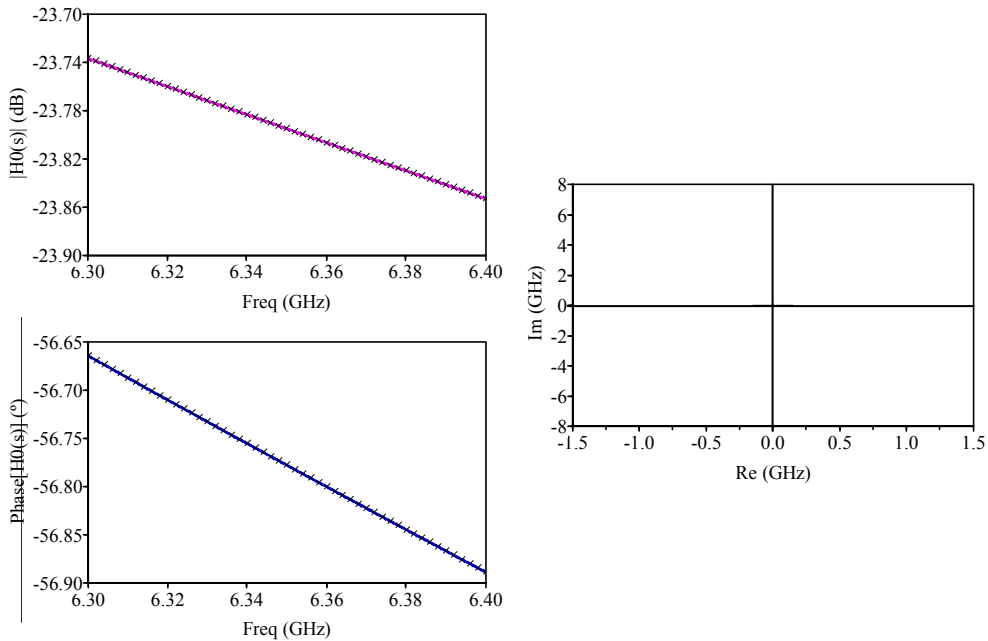


Fig. 4.28. Analyse de stabilité du circuit initial pour les conditions  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Aucun pôle est retrouvé autour de  $f_0/2$ .

## 4.5.1.- CALCUL DES RESEAUX DE STABILISATION OPTIMAUX

Afin de calculer les réseaux de stabilisation optimaux, commençons par éliminer tous les éléments de stabilisation du circuit sauf ceux qui sont nécessaires par topologie. Dans ce contexte, le circuit doit maintenir deux résistances “inter-branche” entre les grilles des transistors 2-3 et 6-7 du deuxième étage car elles sont utilisées pour ramener la polarisation de grille à tous les transistors de cet étage (Fig. 4.29).

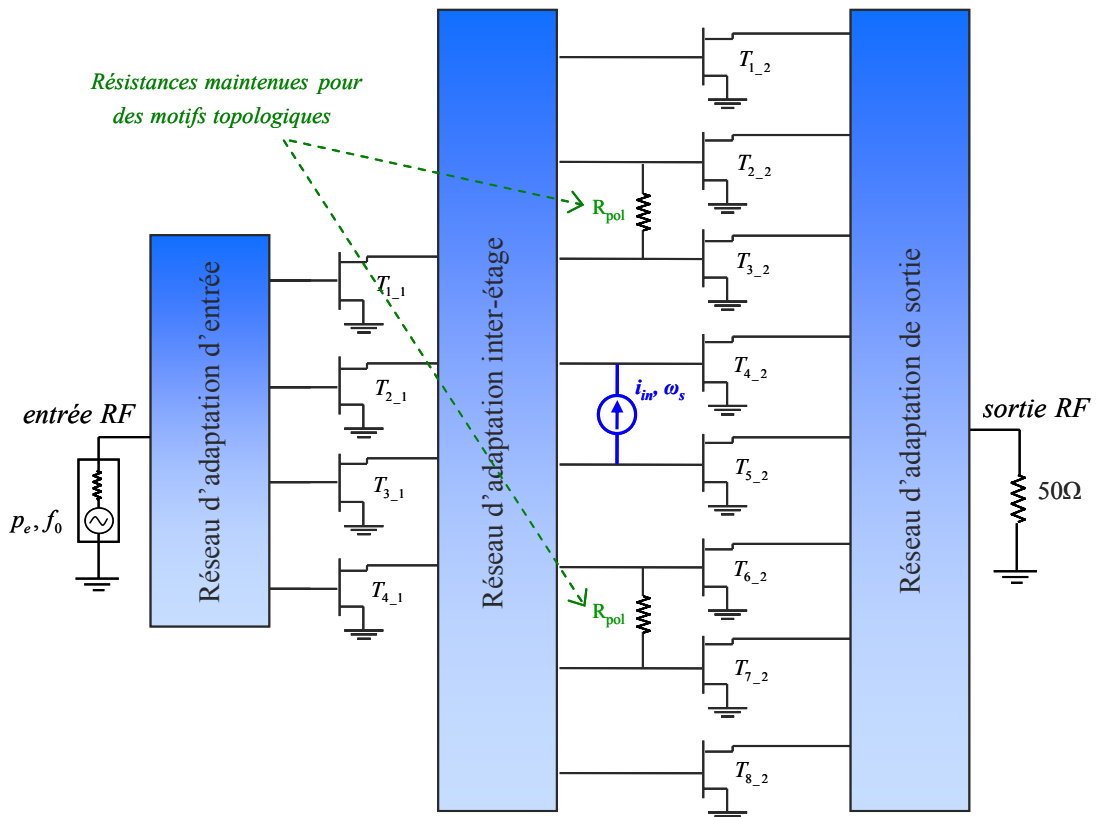


Fig. 4.29. Schéma simplifié du circuit sans réseaux de stabilisation et avec la source de courant connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage pour analyser la stabilité dans les conditions :  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression.

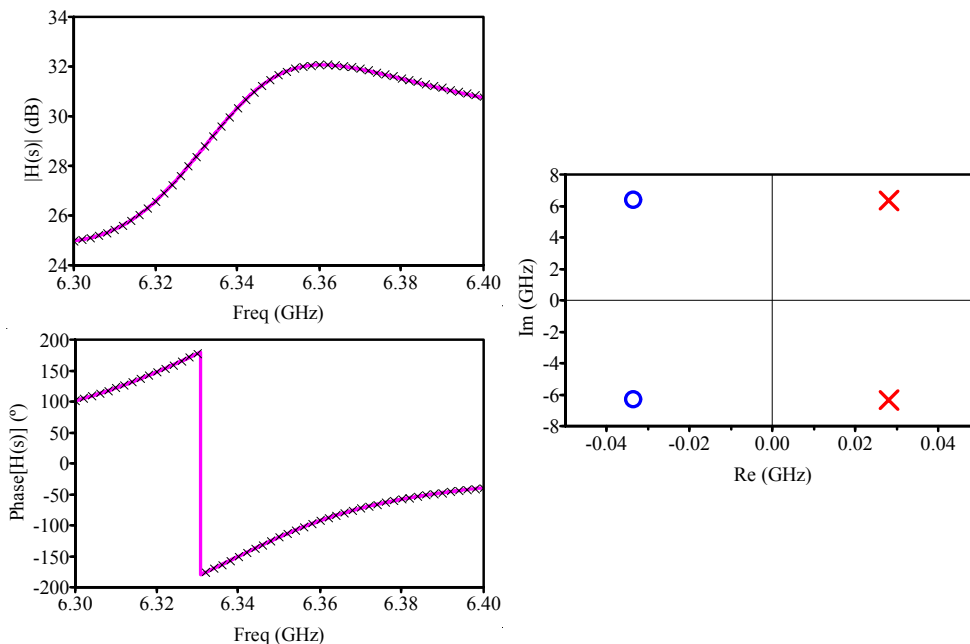


Fig. 4.30. Analyse de stabilité du circuit sans réseaux de stabilisation pour les conditions de fréquence d'entrée  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Deux pôles complexes conjugués isolés indiquent l'instabilité paramétrique à  $f_0/2$ .

Pour cette configuration du circuit, la stabilité du MMIC est étudiée au moyen d'une source de courant connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage (Fig. 4.29). L'analyse de stabilité révèle une instabilité paramétrique à  $f_0/2$  pour certaines valeurs de fréquence et de puissance d'entrée. En particulier, la figure 4.30 montre les résultats de stabilité à 4 dB de compression et avec  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$ .

Cette division de fréquence est une oscillation de mode impair car l'instabilité n'est pas détectée ni dans le premier ni dans le dernière nœud de combinaison du circuit (nœuds nommés *entrée RF* et *sortie RF* dans la figure 4.29). Ces nœuds sont des points de masse virtuelle pour le mode



impair d'oscillation et par conséquent, il existe une compensation pôle-zéro exacte dans la fonction de transfert obtenue dans ces nœuds [1]-[3].

Une fois l'instabilité détectée, la stratégie de stabilisation choisie a été d'éliminer l'oscillation en appliquant les minimums éléments de stabilisation tout en garantissant la stabilité du circuit avec une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle du circuit initial de la figure 4.26. Ce critère qualitatif peut se traduire par l'obtention d'une réponse fréquentielle plate autour de  $f_0/2$ , c'est-à-dire, par l'absence de résonances associées aux pôles autour de  $f_0/2$ . Logiquement, cette stratégie doit prendre en compte l'influence des éléments de stabilisation sur les performances RF du circuit. Dans ce contexte, on va essayer de stabiliser le circuit seulement avec des résistances de stabilisation "inter-branche". Les réseaux de stabilisation RC ne seront pas considérés à moins qu'ils soient nécessaires pour arriver à la marge de stabilité obtenue avec la conception initiale. Par rapport aux résistances "inter-branche", l'idée est de les considérer d'abord au niveau du deuxième étage, car les stubs associés à ces résistances sont très petits et donc, ils ont un effet moindre sur l'impédance des réseaux d'adaptation. Ceci implique une perte plus négligeable des performances RF.

Suivant les conclusions du troisième chapitre par rapport à la stabilisation des oscillations associés aux régimes périodiques fort signal, il semble raisonnable d'introduire une résistance de stabilisation "inter-branche"  $R_{stab}$  entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage (Fig. 4.31), car les pôles instables obtenus de l'analyse de stabilité sont isolés dans le DPD.

Afin de voir l'effet de cette résistance de stabilisation  $R_{stab}$  sur les pôles complexes conjugués instables obtenues dans la figure 4.30, une analyse paramétrique en faisant varier sa valeur est menée pour les conditions de

fréquence du générateur d'entrée  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. L'analyse de stabilité pour une valeur de  $R_{stab}$  variant entre  $30 \Omega$  et  $115 \Omega$  est montré dans la figure 4.32.

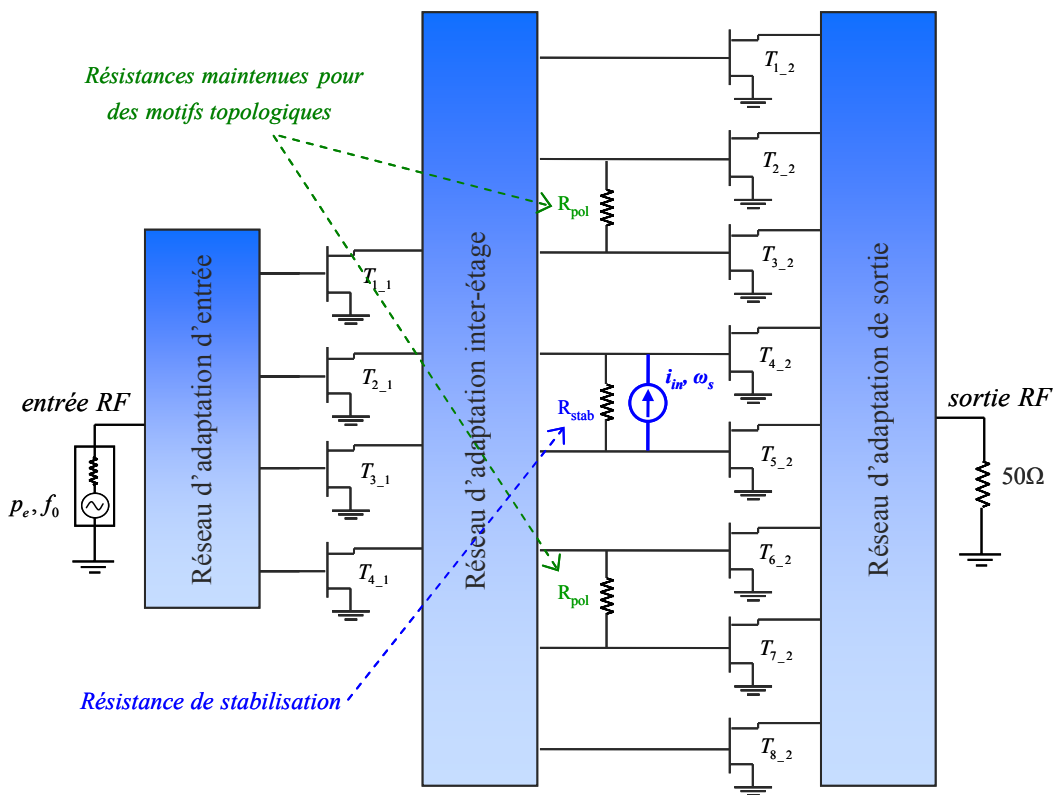


Fig. 4.31. Première solution de stabilisation proposée pour l'élimination de la division de fréquence paramétrique. La source de courant est connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage pour mener à terme une analyse de stabilité paramétrique en fonction de la valeur de  $R_{stab}$ .

L'analyse paramétrique montre qu'une valeur de  $R_{stab} \leq 100 \Omega$  est capable de stabiliser le circuit (Fig. 4.32). Pour arriver à une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle obtenue avec la conception du

circuit initial de la figure 4.26 (réponse fréquentielle plate autour de  $f_0/2$ ), une valeur de  $R_{stab} = 15 \Omega$  est choisie. Noter que toutes les résistances “inter-branche” du circuit initial avaient une valeur de  $15 \Omega$ . Pour cette configuration et valeur de  $R_{stab}$ , avec  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression, la réponse fréquentielle obtenue est plate autour de  $f_0/2$  et, par conséquent, il n’y a pas de pôles complexes conjugués à  $f_0/2$  (Fig. 4.33).

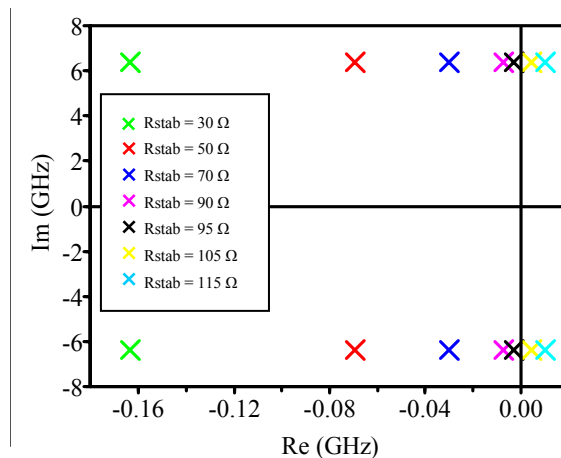


Fig. 4.32. Analyse de stabilité paramétrique avec une résistance de stabilisation entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage pour  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Une  $R_{stab} \leq 100 \Omega$  est capable de stabiliser le circuit.

La stabilité de cette solution particulière a été analysée pour les différentes fréquences d’entrée du générateur : 11.2 GHz, 11.7 GHz, 12.2 GHz, 12.7 GHz et 13.2 GHz. Pour chaque fréquence d’entrée, une analyse de stabilité multiparamétrique a été menée en faisant varier le niveau de puissance du générateur d’entrée depuis un niveau d’opération linéaire jusqu’à 4 dB de compression et le niveau de polarisation de grille des transistors entre  $V_{G1} = V_{G2} = -0.2 \text{ V}$  et  $V_{G1} = V_{G2} = -0.6 \text{ V}$ . Dans tous les cas, l’amplificateur présente un comportement stable sans pôles

complexes conjugués à  $f_0/2$ , ce qui garantit une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle obtenue avec la conception du circuit initial.

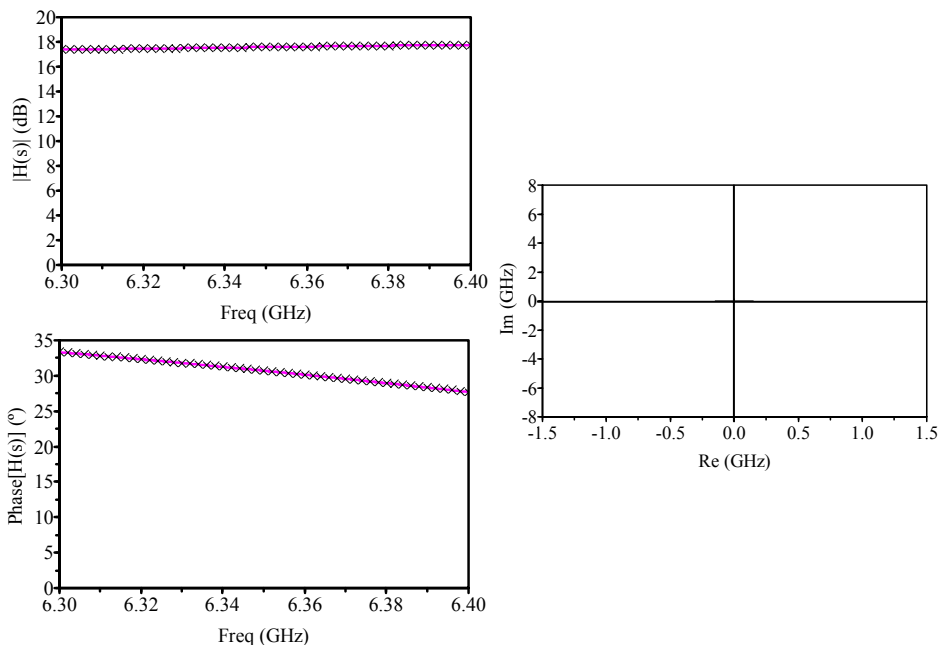


Fig. 4.33. Analyse de stabilité de la première solution de stabilisation proposée ( $R_{stab} = 15 \Omega$ ) pour les conditions de fréquence d'entrée  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Aucun pôle est retrouvé autour de  $f_0/2$ .

#### 4.5.2.- OPTIMISATION DES RESEAUX D'ADAPTATION

En partant de la solution de stabilisation précédente, le circuit reste stable pour toutes les conditions d'opération analysées. Cependant, par rapport aux performances RF, le fait d'enlever tous les réseaux de stabilisation RC ainsi que la plupart des résistances "inter-branche" modifie l'impédance des réseaux d'adaptation d'entrée et inter-étage de la conception initiale. Par conséquent, il faut ré-optimiser ces réseaux

d'adaptation sur la bande de fréquence tout en garantissant que la marge de stabilité de la solution finale est qualitativement équivalente à celle de la conception initiale. Le réseau d'adaptation de sortie n'est pas modifié car il est déjà parfaitement défini pour présenter une impédance optimale aux transistors de puissance du deuxième étage. Le processus d'optimisation se fait sur 2 GHz de bande (11.2 GHz – 13.2 GHz) pour assurer une optimisation réaliste sur 1 GHz de bande après la fabrication du MMIC à cause de la dispersion technologique.

Il faut remarquer que pour pouvoir faire une optimisation de ces réseaux d'adaptation (entrée et inter-étage), il est nécessaire de travailler avec ses modèles électriques afin de pouvoir modifier la valeur de ces éléments. Quant au réseau d'adaptation de sortie, le modèle utilisé est un modèle électromagnétique (EM) défini par des blocs de paramètres de "Scattering" obtenus au moyen des simulations EM [8] avec Momentum, afin de mieux représenter la réalité du circuit en simulation. Dans ce contexte, les deux circuits (initial et optimisé) seront comparés sous les mêmes conditions (réseaux d'adaptation d'entrée et inter-étage avec des modèles électriques et réseau d'adaptation de sortie issu de la simulation électromagnétique).

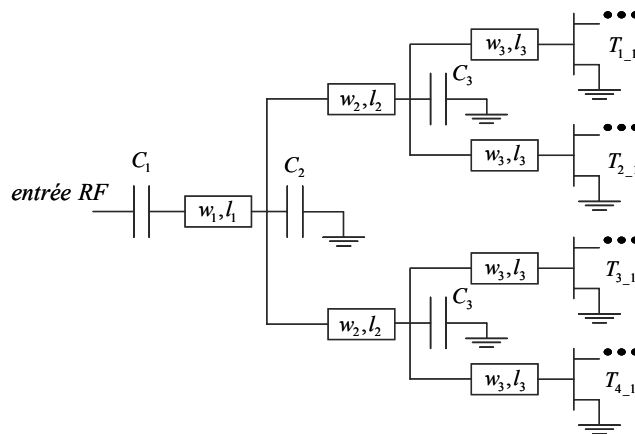


Fig. 4.34. Schéma simplifié du réseau d'adaptation d'entrée du MMIC.

Commençons d'abord par l'optimisation du réseau d'adaptation d'entrée. La figure 4.34 montre un schéma simplifié de ce réseau. Les capacités  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  ainsi que la longueur du ligne  $l_1$  sont prises en compte pour le processus d'optimisation. Par rapport au réseau d'adaptation inter-étage, la figure 4.35 montre un schéma simplifié de ce réseau. Dans ce cas, les capacités  $C_4$ ,  $C_5$  et  $C_6$  ainsi que la largeur de ligne  $w_4$  sont pris en compte pour le processus d'optimisation. Cela fait au totale huit variables d'optimisation entre les deux réseaux.

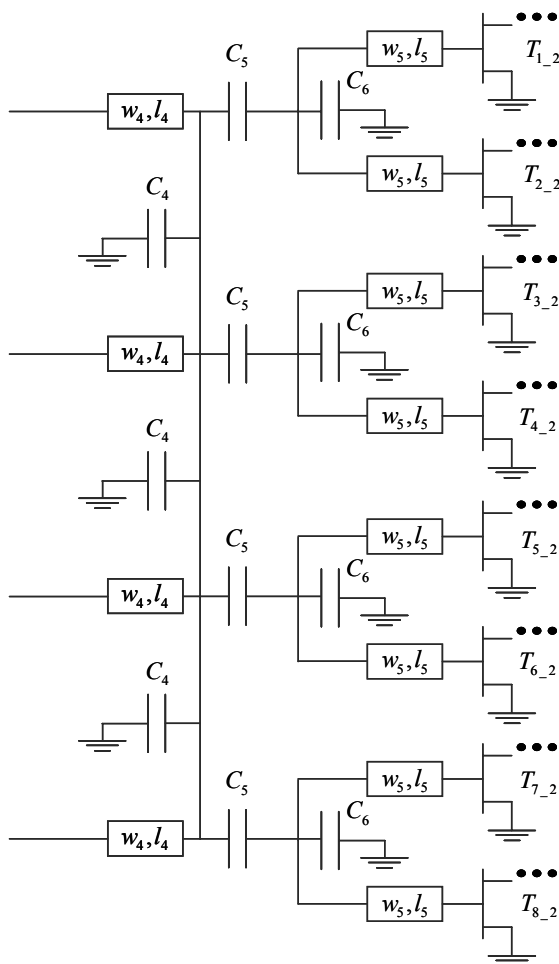


Fig. 4.35. Schéma simplifié du réseau d'adaptation inter-étage du MMIC.

Le processus consiste à modifier la valeur des huit paramètres du circuit pour arriver à une solution optimisée par rapport aux performances RF en régime linéaire et non linéaire en même temps. Cependant, chaque modification du circuit implique un possible changement par rapport à la stabilité du circuit. Alors, la stabilité en régime périodique fort signal du circuit MMIC est analysée chaque fois qu'une modification remarquable du circuit est faite.

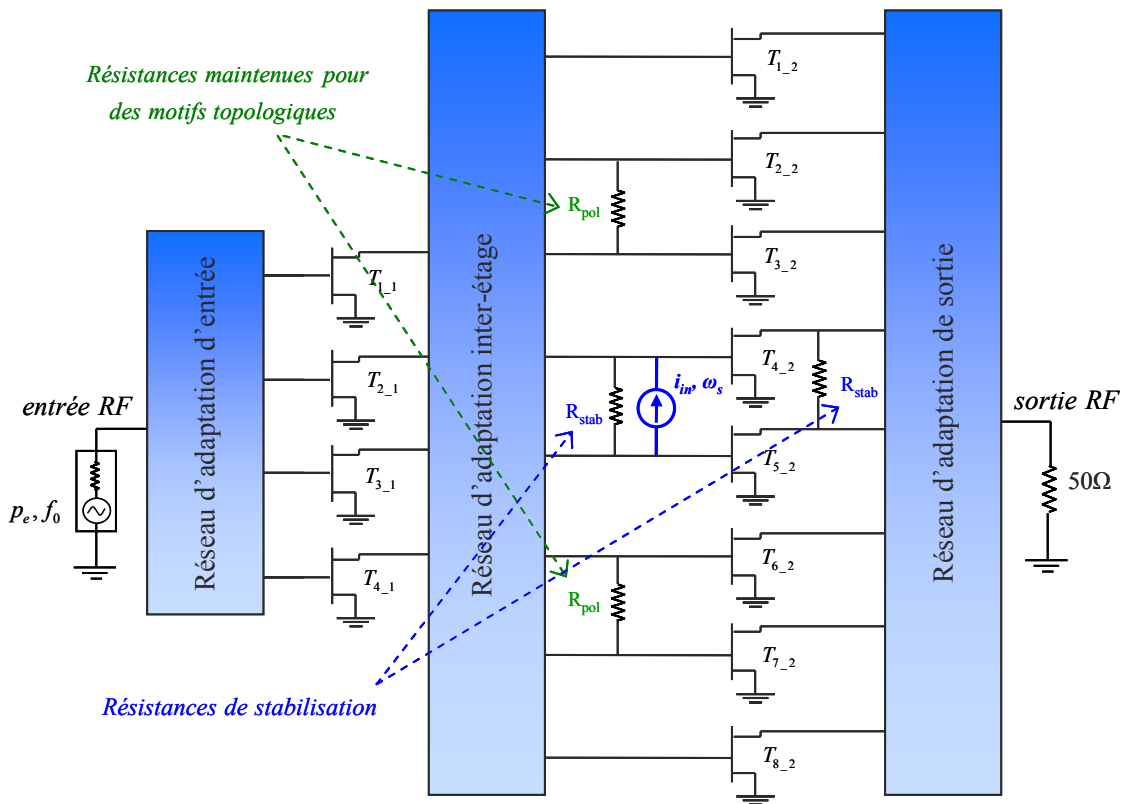


Fig. 4.36. Solution de stabilisation retenue pour l'élimination de la division de fréquence paramétrique. La source de courant est connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage pour mener à terme une analyse de stabilité.

Une fois le circuit optimisé, la solution de stabilisation retenue qui garantit la stabilité du circuit avec une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle obtenue avec le circuit initial de la figure 4.26 est légèrement différente de la solution présentée avant dans la figure 4.31.

La solution de stabilisation proposée maintenant a une résistance de stabilisation “inter-branche” additionnelle de  $15 \Omega$  entre les drains des transistors 4 et 5 du deuxième étage (Fig. 4.36).

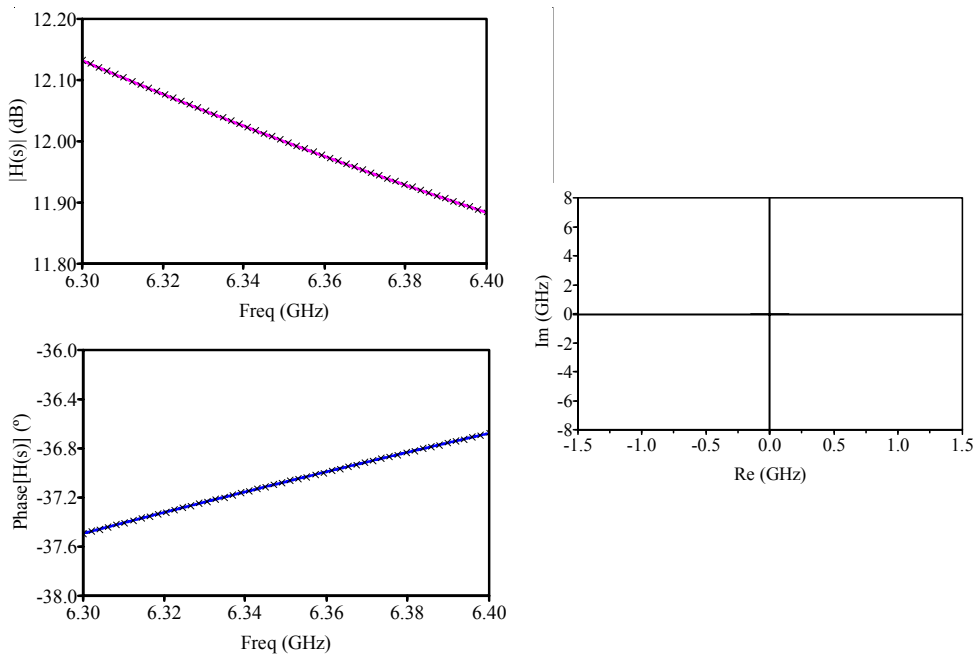


Fig. 4.37. Analyse de stabilité de la solution de stabilisation retenue ( $R_{stab} = 15 \Omega$  entre les grilles et les drains des transistors 4 et 5 du deuxième étage), pour les conditions de fréquence d’entrée  $f_{in} = 12.7 \text{ GHz}$  et à 4 dB de compression. Aucun pôle est retrouvé autour de  $f_0 / 2$ .

La stabilité de cette solution particulière de stabilisation a été analysée pour des différentes fréquences d’entrée : 11.2 GHz, 11.7 GHz, 12.2 GHz,



12.7 GHz et 13.2 GHz. Pour chacune des fréquences d'entrée, une analyse de stabilité multiparamétrique a été menée en faisant varier le niveau de puissance du générateur d'entrée depuis un niveau d'opération linéaire jusqu'à 4 dB de compression et le niveau de polarisation de grille des transistors entre  $V_{G1} = V_{G2} = -0.2 V$  et  $V_{G1} = V_{G2} = -0.6 V$ . L'amplificateur présente un comportement stable en tous les cas. En particulier, l'analyse de stabilité du circuit optimisé quand la source de courant est connectée entre les grilles des transistors 4 et 5 du deuxième étage (Fig. 4.36) est montrée dans la figure 4.37, pour les conditions de fréquence d'entrée  $f_{in} = 12.7 GHz$  et à 4 dB compression. La réponse fréquentielle obtenue est plate et, par conséquent, il n'y a pas de pôles complexes conjugués autour de  $f_0 / 2$  dans le diagramme pôle-zéro.

#### 4.5.2.1.- ANALYSE DE STABILITE DE LA SOLUTION DE STABILISATION RETENUE

Comme il est montré dans le paragraphe précédent, le circuit optimisé reste stable dans tous les cas analysés. Cependant, pour vérifier que la marge de stabilité obtenue avec le circuit initial de la figure 4.26 est qualitativement équivalente à celle obtenue avec le circuit optimisé de la figure 4.36, des analyses de stabilité Montecarlo ont été exécutées sur le circuit initial et sur le circuit optimisé.

Avec l'amplificateur de puissance en régime fort signal à 4 dB de compression et pour trois fréquences d'entrée (11.7 GHz, 12.2 GHz et 12.7 GHz) une analyse de dispersion de 100 tirages a été réalisée. Pour ces analyses, la dispersion technologique des transistors ainsi que la dispersion technologique des éléments passifs du circuit sont prises en compte. Cette dispersion est définie par le fondeur et sa valeur ainsi que la méthode de variation est particulière du procès. Les figures 4.38, 4.39 et 4.40 montrent

les résultats obtenus pour chacune des fréquences d'entrée : 11.7 GHz, 12.2 GHz et 12.7 GHz respectivement.

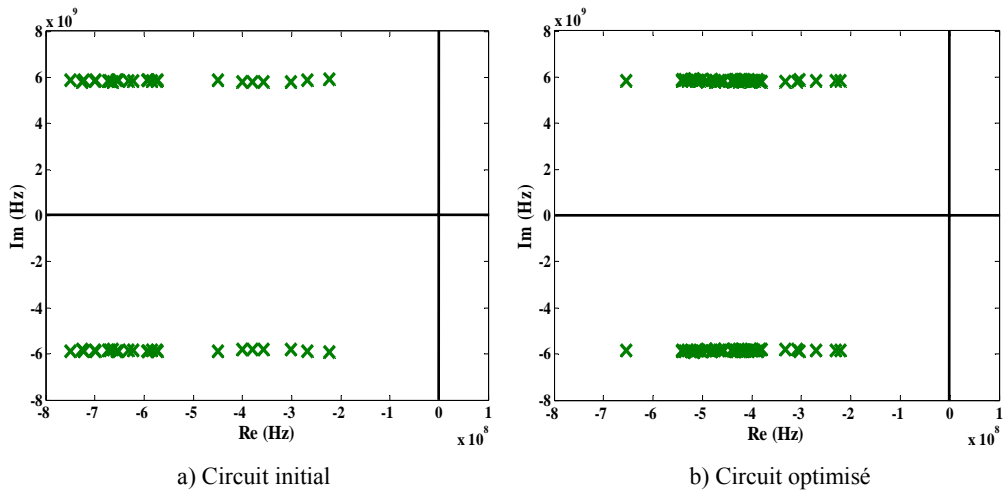


Fig. 4.38. Analyse de dispersion Montecarlo à  $f_{in} = 11.7$  GHz et à 4 dB de compression du a) Circuit initial et b) Circuit Optimisé.

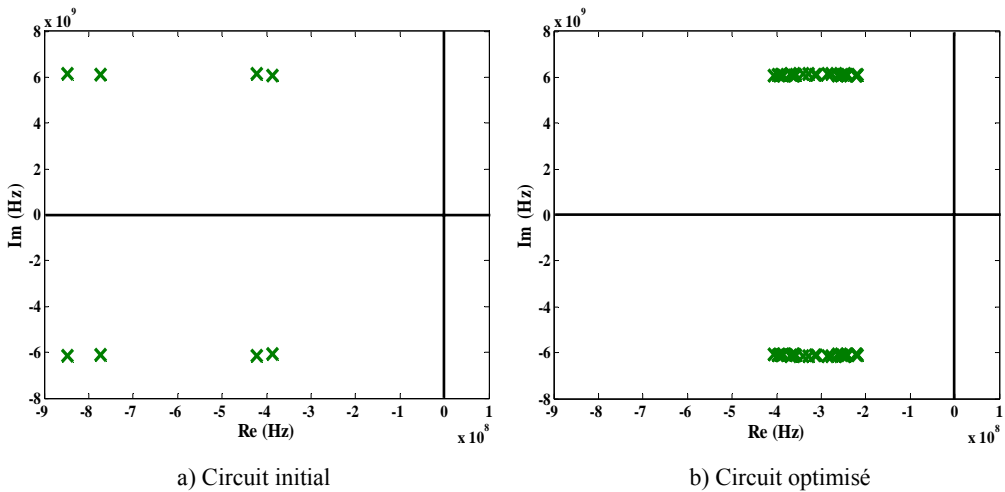


Fig. 4.39. Analyse de dispersion Montecarlo à  $f_{in} = 12.2$  GHz et à 4 dB de compression du a) Circuit initial et b) Circuit Optimisé.

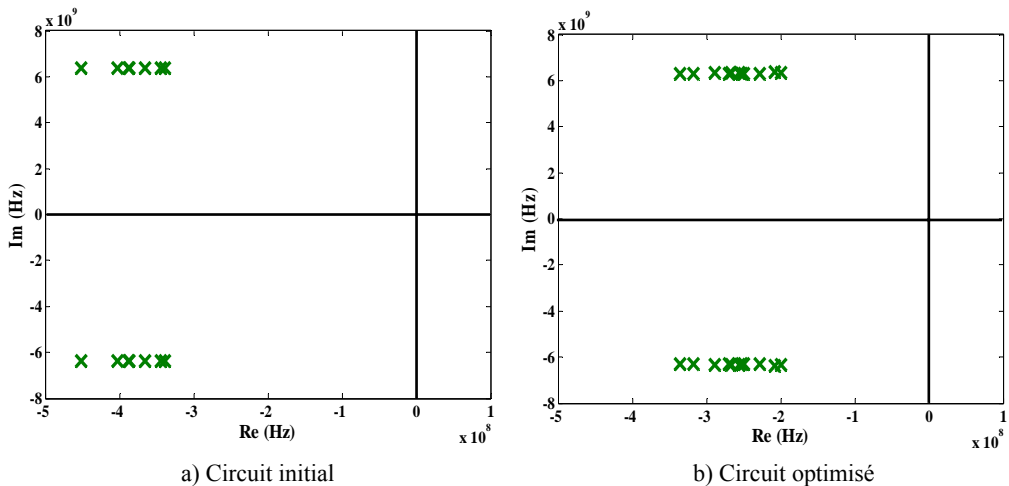


Fig. 4.40. Analyse de dispersion Montecarlo à  $f_{in} = 12.7$  GHz et à 4 dB de compression du  
a) Circuit initial et b) Circuit Optimisé.

Dans les trois cas analysés, les nuages de pôles critiques sont un peu plus denses pour le circuit optimisé et elles sont légèrement déplacées vers le DPD. Cependant, ce déplacement n'est pas significatif et, par conséquent, on peut considérer que la marge de stabilité relative du circuit optimisé de la figure 4.36 est qualitativement équivalente à la marge de stabilité obtenue avec le circuit initial de la figure 4.26.

#### 4.5.2.2.- PERFORMANCES RF DU CIRCUIT OPTIMISÉ

Dans cette section, les résultats du processus d'optimisation par rapport aux performances RF sont présentés en régime linéaire (paramètres de "Scattering") et non linéaire (Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE). Pour cela, une comparaison des performances RF sur 2 GHz de bande (11.2 GHz – 13.2 GHz) est réalisée entre le circuit initial et le circuit optimisé sous les conditions de polarisation nominales.

Cette comparaison sert à montrer l'intérêt d'intégrer l'analyse de stabilité dans le processus de conception d'un amplificateur de puissance. Cependant, il est important de rappeler que les réseaux d'adaptation d'entrée et inter-étage du circuit sont décrits par des modèles électriques. Par conséquent, afin d'extraire des résultats plus proches à la réalité, il serait nécessaire de faire une modélisation EM de ces réseaux. Cela pourrait être la suite de ce travail dans le cas d'une deuxième fabrication du MMIC.

### COMPARAISON DES PERFORMANCES RF EN REGIME LINEAIRE

Les paramètres de "Scattering" sont optimisés pour essayer de remplir les spécifications initiales du tableau 4.1. Ainsi, les figures 4.41, 4.42 et 4.43 montrent les résultats obtenus du  $|S_{11}|$ ,  $|S_{21}|$  et  $|S_{22}|$ .

#### S(1,1)

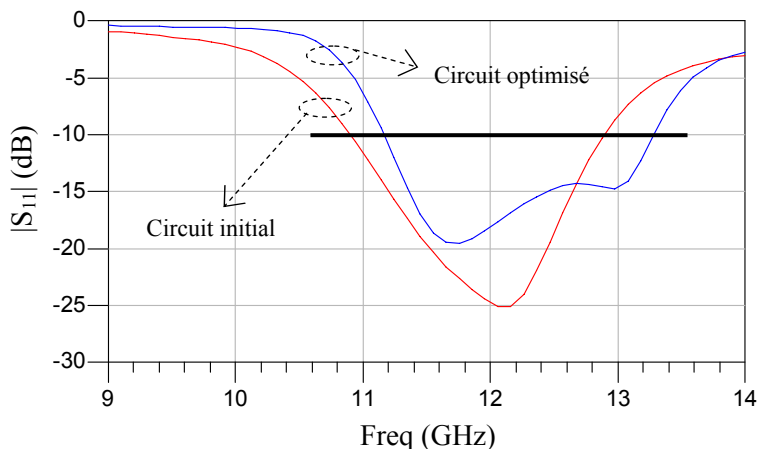


Fig. 4.41. Coefficient de réflexion à l'entrée du circuit initial (ligne rouge) et du circuit optimisé (ligne bleu). La ligne noire horizontale indique les spécifications initiales du circuit.

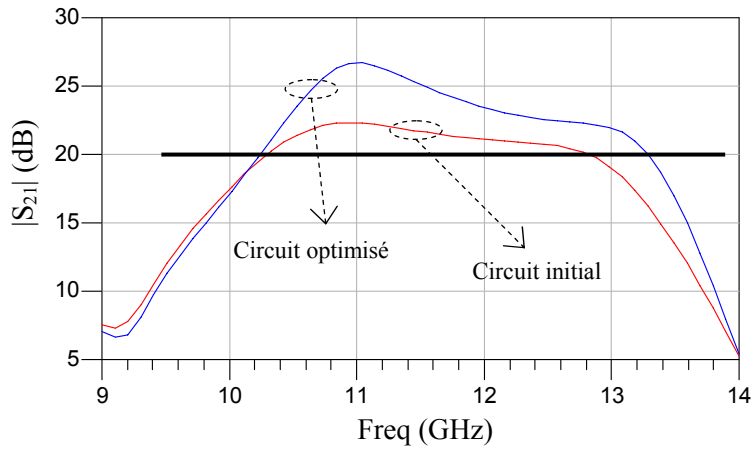
**S(2,1)**

Fig. 4.42. Coefficient de transmission directe du circuit initial (ligne rouge) et du circuit optimisé (ligne bleu). La ligne noire horizontale indique les spécifications initiales du circuit.

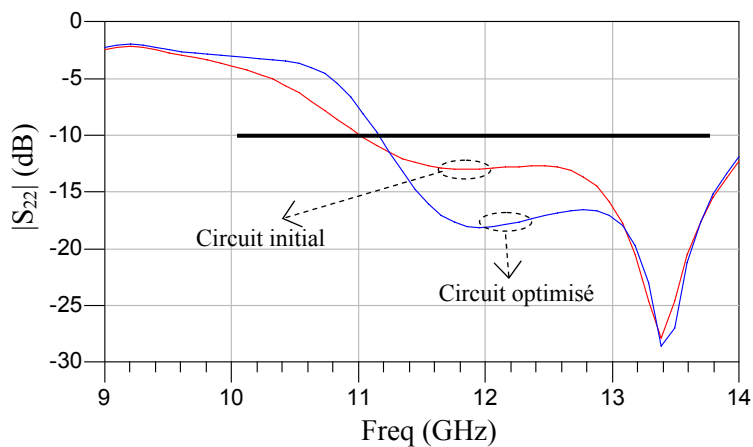
**S(2,2)**

Fig. 4.43. Coefficient de réflexion à la sortie du circuit initial (ligne rouge) et du circuit optimisé (ligne bleu). La ligne noire horizontale indique les spécifications initiales du circuit.

**COMPARAISON DES PERFORMANCES RF EN REGIME NON LINEAIRE**

Dans ce cas, le Gain, la courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et le rendement en puissance ajoutée (PAE) sont optimisés à chacune des fréquences sous étude pour essayer d'améliorer les simulations initiales du tableau 4.1, sur 2 GHz de bande (11.2 GHz – 13.2 GHz). Chaque figure a deux marqueurs pour mieux représenter les différences entre les deux circuits. La courbe du Gain a les marqueurs dans la région linéaire d'opération. Au contraire, la courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et le PAE ont les deux marqueurs à 2 dB de compression pour faire la comparaison.

**Résultats à 11.2 GHz**

Les résultats à la fréquence de 11.2 GHz en termes du Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE sont montrés dans les figures 4.44, 4.45 et 4.46 respectivement.

**Gain**

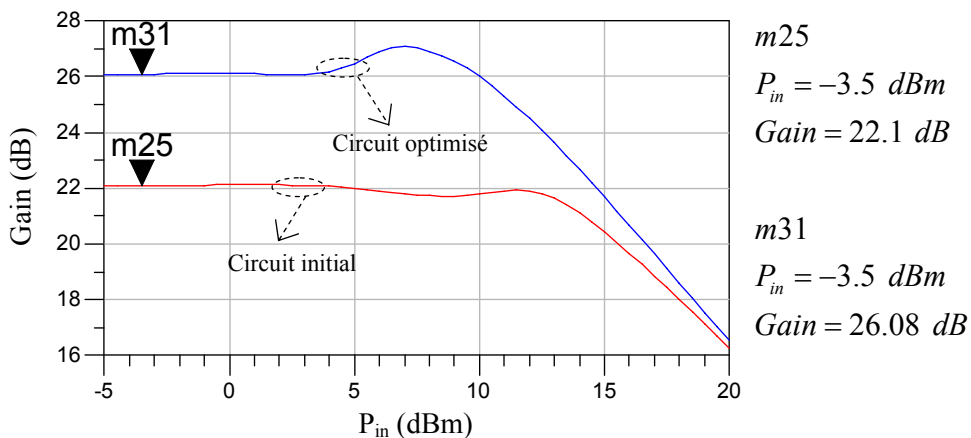


Fig. 4.44. Gain du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.2 GHz.

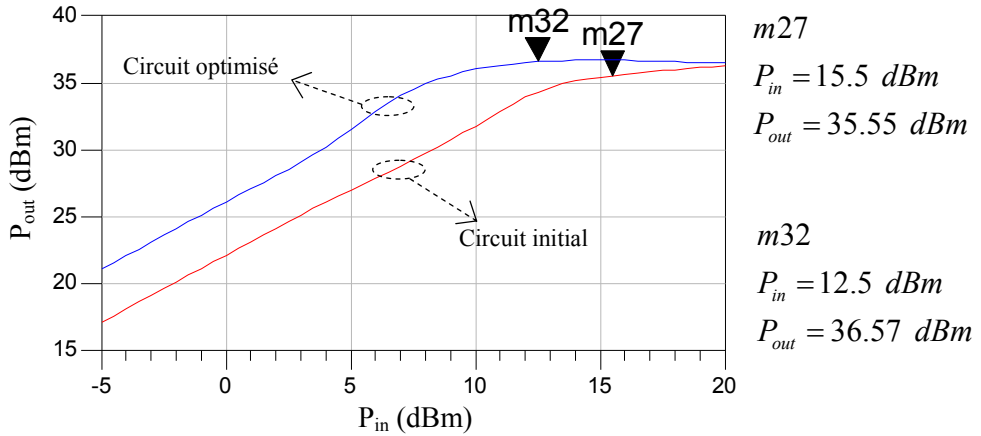
**Pin-Pout**

Fig. 4.45. Courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.2 GHz.

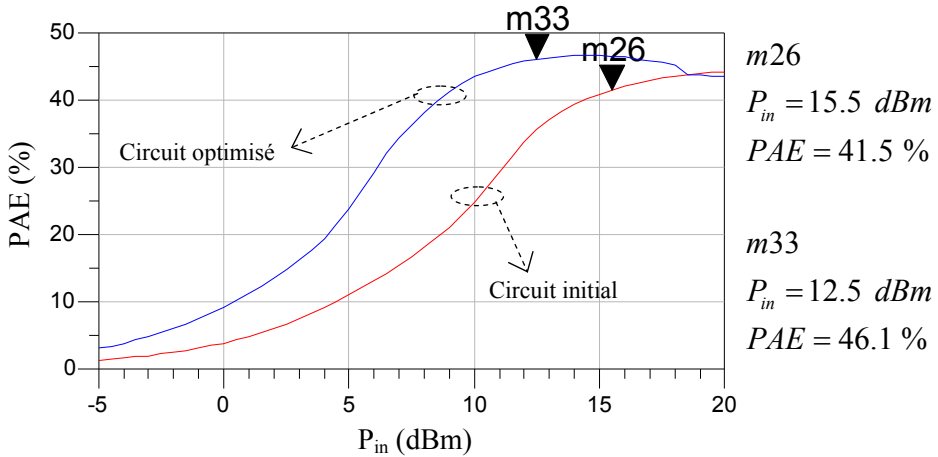
**PAE**

Fig. 4.46. PAE du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.2 GHz.

### Résultats à 11.7 GHz

Les résultats à la fréquence de 11.7 GHz en termes du Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE sont montrés dans les figures 4.47, 4.48 et 4.49 respectivement.

#### Gain

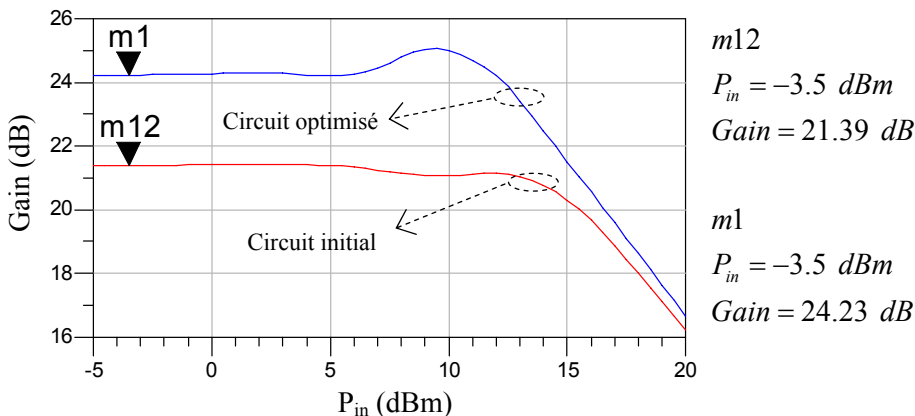


Fig. 4.47. Gain du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.7 GHz.

#### Pin-Pout

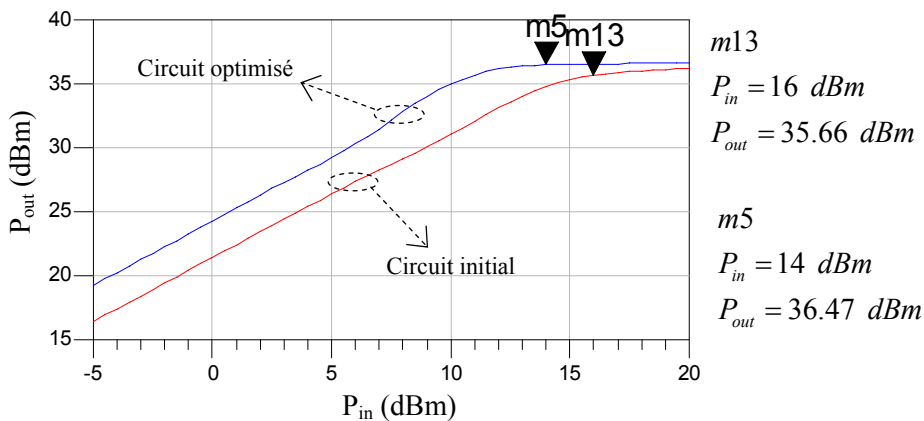


Fig. 4.48. Courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.7 GHz.



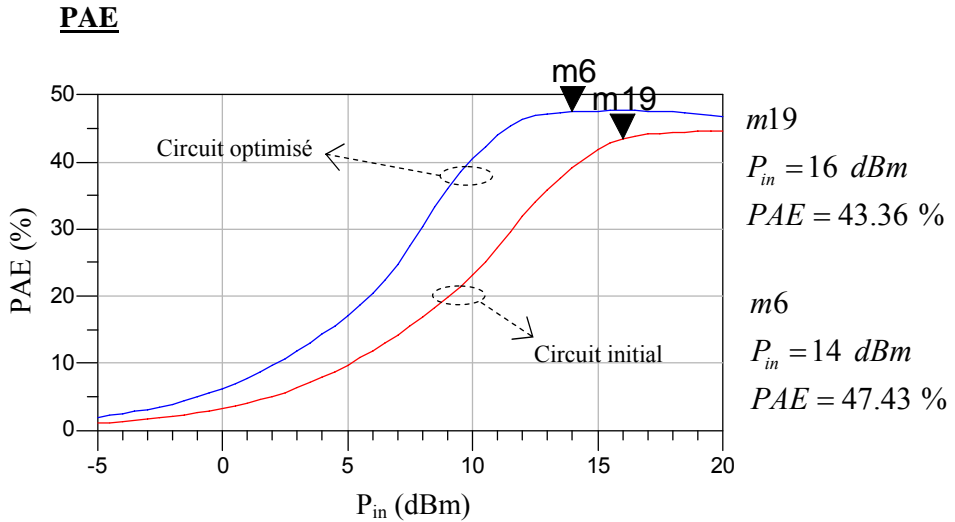


Fig. 4.49. PAE du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 11.7 GHz.

### Résultats à 12.2 GHz

Les résultats à la fréquence de 12.2 GHz en termes du Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE sont montrés dans les figures 4.50, 4.51 et 4.52 respectivement.

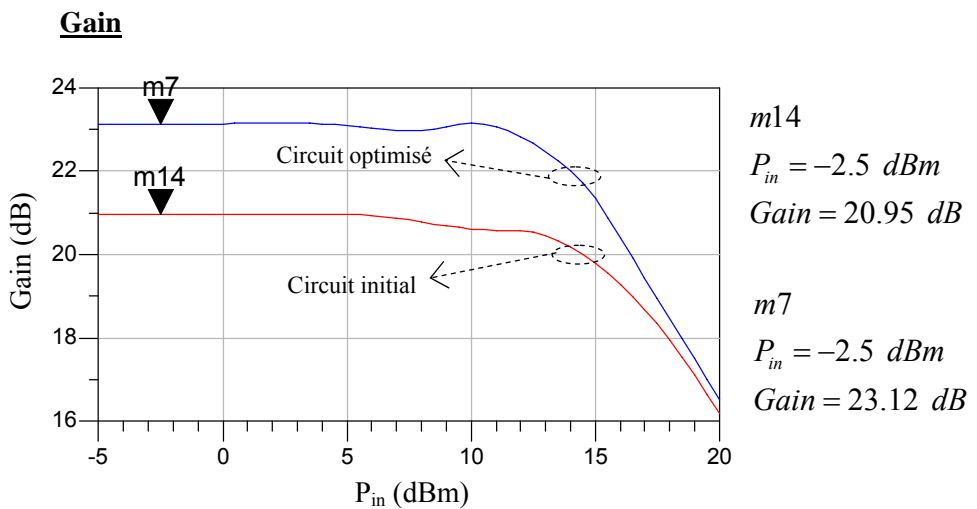


Fig. 4.50. Gain du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.2 GHz.

**Pin-Pout**

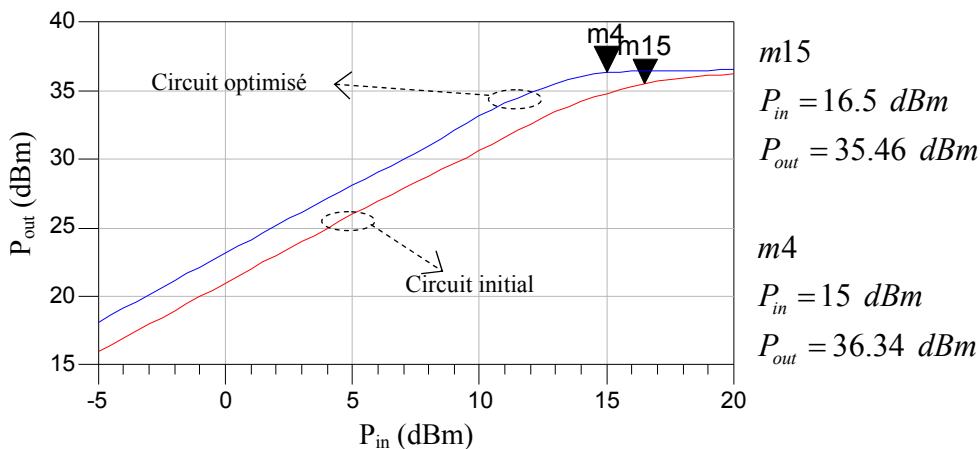


Fig. 4.51. Courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.2 GHz.

**PAE**

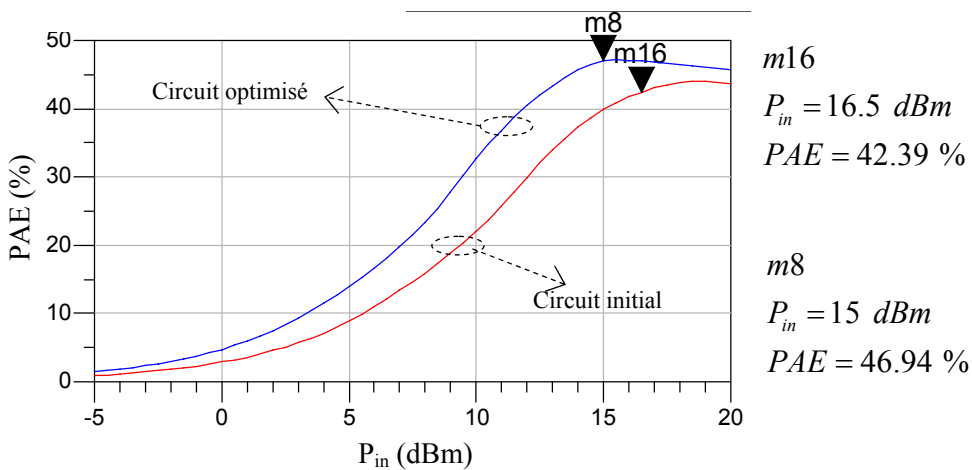


Fig. 4.52. PAE du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.2 GHz.

### Résultats à 12.7 GHz

Les résultats à la fréquence de 12.7 GHz en termes du Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE sont montrés dans les figures 4.53, 4.54 et 4.55 respectivement.

#### Gain

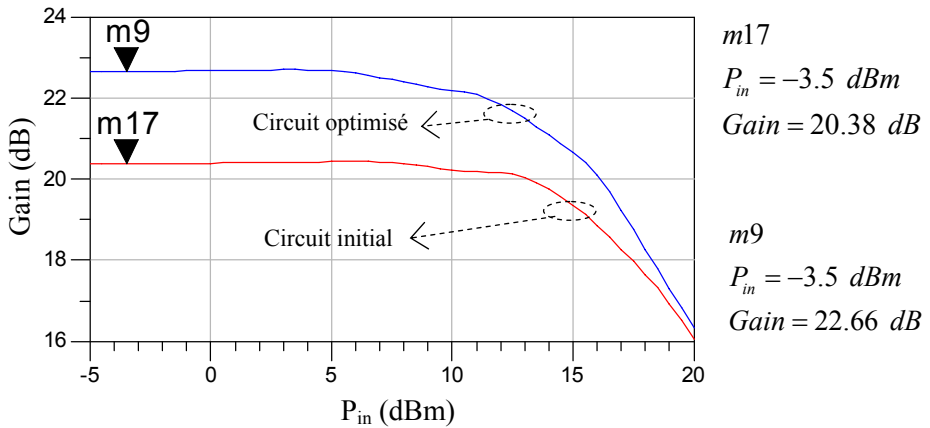


Fig. 4.53. Gain du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.7 GHz.

#### Pin-Pout

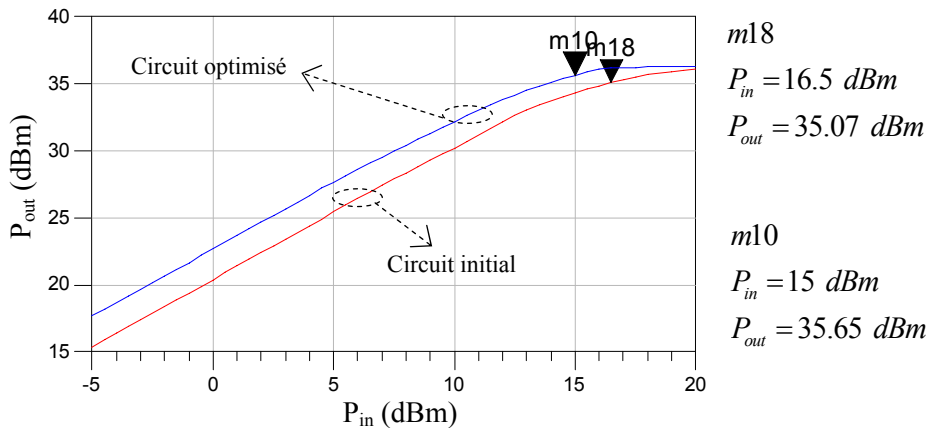


Fig. 4.54. Courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.7 GHz.

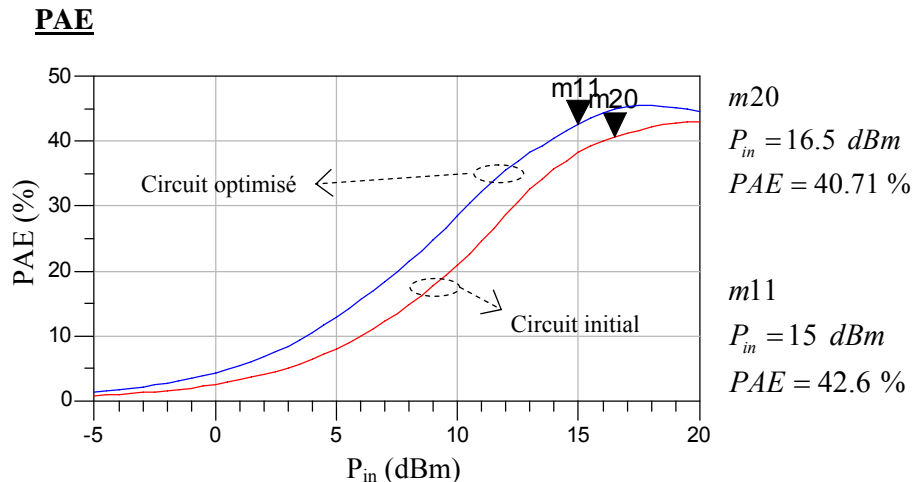


Fig. 4.55. PAE du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 12.7 GHz.

### Résultats à 13.2 GHz

Les résultats à la fréquence de 13.2 GHz en termes du Gain, courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  et PAE sont montrés dans les figures 4.56, 4.57 et 4.58 respectivement.

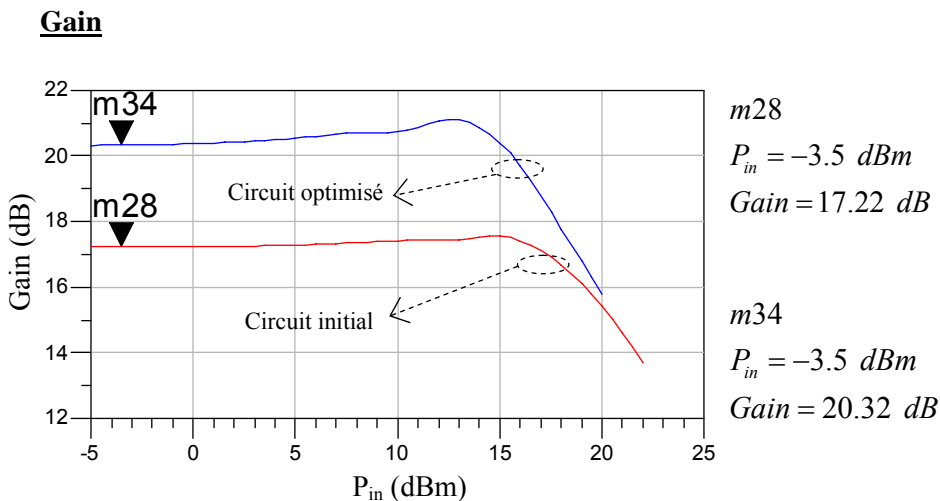


Fig. 4.56. Gain du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 13.2 GHz.

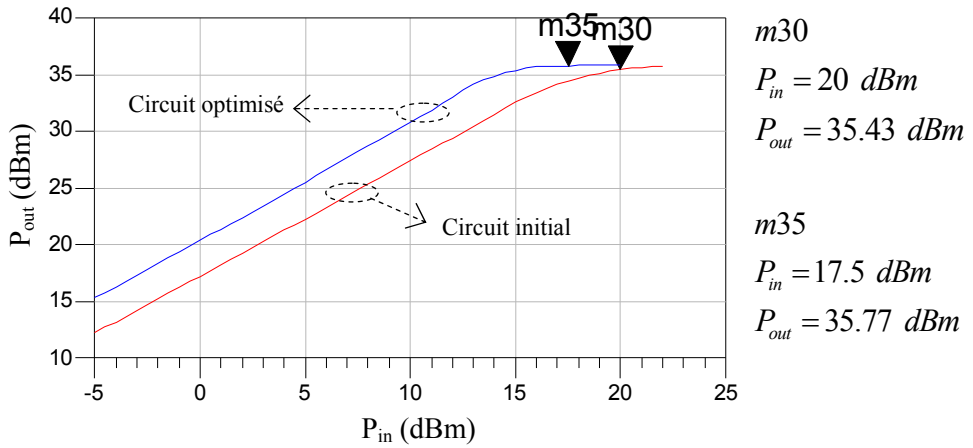
**Pin-Pout**

Fig. 4.57. Courbe  $P_{in}$ - $P_{out}$  du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 13.2 GHz.

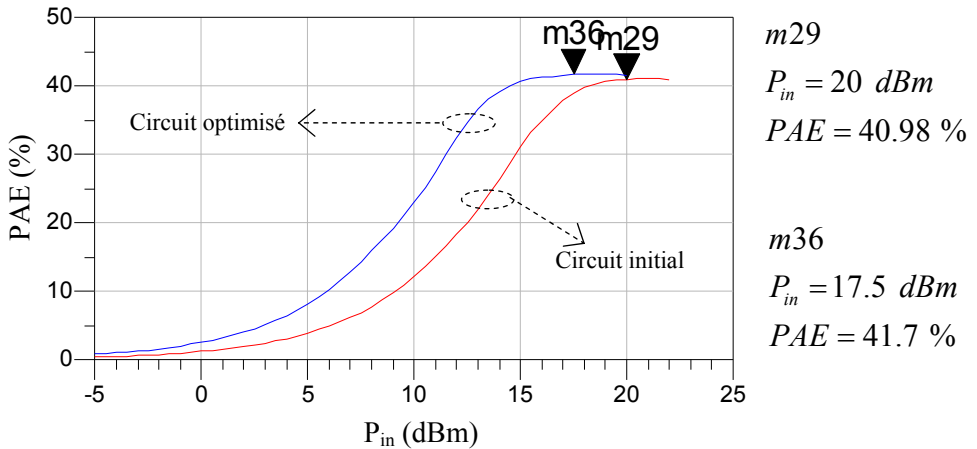
**PAE**

Fig. 4.58. PAE du MMIC initial (ligne rouge) et optimisé (ligne bleu) à 13.2 GHz.

En général, les performances du circuit optimisé sont meilleures en termes de performances en régime linéaire et non linéaire. En effet, l'élimination des éléments de stabilisation en combinaison avec le processus de ré-optimisation des réseaux d'adaptation a aidé à améliorer les performances RF. En plus, il faut noter que l'élimination des résistances de stabilisation "inter-branche" du premier étage implique, en plus, l'élimination de ses longs stubs associés. Cela permet de faire le circuit optimisé plus symétrique que le circuit initial comme le montre la figure 4.1.

Tableau 4.2.- Comparaison des performances entre le circuit initial (en bleu) et le circuit optimisé (en noir).

Fréquence	Gain Linéaire (dB)	Pout @ 2 dB de compression (dBm)	PAE @ 2 dB de compression (%)
<b>11.2 GHz</b>	22.1 / 26.08	35.55 / 36.57	41.5 / 46.1
<b>11.7 GHz</b>	21.39 / 24.23	35.66 / 36.47	43.36 / 47.43
<b>12.2 GHz</b>	20.95 / 23.12	35.46 / 36.34	42.39 / 46.94
<b>12.7 GHz</b>	20.38 / 22.66	35.07 / 35.65	40.71 / 42.6
<b>13.2 GHz</b>	17.22 / 20.32	35.43 / 35.77	40.98 / 41.7

Le tableau 4.2 montre la synthèse des performances obtenues à chaque fréquence d'analyse en les comparant à celles du circuit initial. L'amélioration des performances est plus remarquable à 11.2 GHz dont le gain est augmenté en 4 dB, le rendement en puissance ajoutée est un 4.6 % plus grand et la puissance de sortie augmente de 35.55 dBm (3.58 W) à 36.57 dBm (4.54 W) après l'optimisation. Par rapport aux paramètres de

“Scattering”, l’adaptation à l’entrée ( $S_{11}$ ) est un peu pire pour le cas du circuit optimisé et l’adaptation à la sortie du circuit optimisé possède un  $S_{22}$  quelques dB meilleur que le circuit initial sur la bande de fréquences d’intérêt.

Il faut remarquer aussi une petite expansion du gain lorsque le circuit est optimisé qui peut introduire une perte de linéarité pour son utilisation en régime multi-porteuses pour une transmission en télécommunication.

## 4.6.- CONCLUSIONS

Dans ce dernier chapitre, une application industrielle a été analysée grâce à la méthodologie mise en place tout au long de ce document. L’exemple étudié est un amplificateur de puissance MMIC en bande Ku pour des applications de télécommunications spatiales présentant une oscillation *dc* autour de 430 MHz.

Dans la première partie de ce chapitre, les techniques de stabilisation de placement de pôles proposées dans le troisième chapitre ont été appliquées pour la stabilisation de la structure de test. Pour cela, des différentes alternatives de stabilisation ont été proposées pour essayer de stabiliser le circuit au moyen d’un contrôle proportionnel et d’un contrôle dérivatif. D’autre côté, afin de garantir la stabilité de la puce MMIC dans une deuxième fabrication, une solution de stabilisation du circuit au moyen d’un contrôle proportionnel a été proposée. Dans ce paragraphe de stabilisation, les concepts de sensibilité et des quasi-compensations pôle-zéro présentées dans le deuxième chapitre ont été mis à profit pour décider la meilleure stratégie de stabilisation.

En général, l'application des différentes alternatives de stabilisation permettent d'avoir un champ d'outils de stabilisation plus étendue. Ainsi, à partir de toutes les possibilités de stabilisation, le concepteur peut décider quelle stratégie mettre en œuvre afin d'obtenir une solution stable du circuit conçu.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, la conception initiale du MMIC a été ré-optimisée pour améliorer les performances RF. Pour cela, l'analyse de stabilité des régimes périodiques fort signal a été intégrée dans le processus de ré-optimisation. D'un côté, ceci a permis d'obtenir des réseaux de stabilisation optimaux qui garantissent une marge de stabilité qualitativement équivalente à celle du circuit initial. D'un autre côté, l'obtention des réseaux de stabilisation optimaux en combinaison avec un processus de ré-optimisation des réseaux d'adaptation a permis d'améliorer les performances RF. Les résultats positifs de ce processus de ré-optimisation indiquent l'intérêt potentiel d'intégrer l'analyse de stabilité dès les premières étapes de la conception.

Finalement, les résultats de stabilité du circuit optimisé ainsi que la comparaison des performances RF entre le circuit initial et le circuit optimisé sont montrés à la fin de ce chapitre.



## 4.7.- REFERENCES

- [1] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*, Wiley-IEEE Press, 2009.
- [2] A. Anakabe, J. M. Collantes, J. Portilla, S. Mons, A. Mallet, “Detecting and Avoiding Odd-mode Parametric Oscillations in Microwave Power Amplifiers,” *International Journal of RF Microwave Computer Aided Engineering*, vol. 15, pp. 469-478, 2005.
- [3] M. Mochizuki, M. Nakayama, Y. Tarui, Y. Itoh, S. Tsuji, T. Takagi, “Non linear Analysis of  $\pi/2$  Loop Oscillation of High Power Amplifiers,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Orlando, FL, pp. 709-712, 1995.
- [4] A. Anakabe, N. Ayllón, J. M. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, K. Narendra, “Automatic Pole-Zero Identification for Multivariable Large-Signal Stability Analysis of RF and Microwave Circuits,” in *40<sup>th</sup> European Microwave Conference*, Paris, France, September 2010, pp. 447-480.
- [5] A. Mallet, A. Anakabe, J.M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, L. Lapierre, J. Sombrin, “STAN : An efficient tool for non lineal stability analysis,” *RF and Hyper Europe 2004, Microwave Power Amplifier Workshop*, Paris, March 2004.
- [6] Matlab sur <http://www.mathworks.com/products/matlab>
- [7] Scilab sur <http://www.scilab.org>
- [8] M. Ney, “Simulation Électromagnétique : Outils de Conception,” *Revue des Techniques de l'ingénieur*, vol. E4, n° E1030, 2006.



## CONCLUSIONS GENERALES

Dans ce document une méthodologie de stabilisation systématique des circuits microondes a été présentée. Cette méthodologie est basée sur l'application des techniques d'identification pôle-zéro pour l'analyse de stabilité des circuits microondes en régime statique d'opération tout comme dans leur régime périodique fort signal. La méthode a été développée selon le schéma suivant :

Tout d'abord, les techniques les plus utilisées pour l'analyse de stabilité des régimes statiques et des régimes périodiques fort signal dans les circuits microondes ont été décrites dans le premier chapitre de ce document de thèse. La technique d'analyse de stabilité pôle-zéro qui est utilisée tout au long de ce document a été présentée en détail permettant de conserver un socle théorique rigoureux, tout en alliant une mise en œuvre aisée dans le contexte de la simulation numérique via les logiciels commerciaux.

Puis, les concepts de quasi-compensation pôle-zéro et de sensibilité dans la détection ont été introduits dans le deuxième chapitre. Cette partie du document a montré que la sensibilité de l'analyse de stabilité est fonction de la position des zéros dans le plan complexe. Afin d'augmenter la possibilité d'obtenir une bonne sensibilité, l'analyse de stabilité pôle-zéro conventionnelle avec l'approche source de courant a été combinée avec l'approche source de tension. Pour cela, une nouvelle sonde duale courant-tension (I-V) a été présentée dans ce chapitre. De plus, l'analyse de stabilité duale (I-V) en combinaison avec l'analyse multi-nœuds et multi-branches a été proposée car l'emplacement des zéros dans le plan complexe est fonction de la source d'analyse et fonction aussi du nœud/branche utilisé pour mener à terme l'analyse de stabilité. Ceci a été illustre avec un

exemple du circuit résonateur RLC série idéal et vérifié par deux exemples réalistes : Un amplificateur FET de moyen puissance en bande L fabriqué en technologie hybride microstrip comme maquette de test et un amplificateur de puissance MMIC en bande X pour des applications spatiales.

Ensuite, l'information apportée par la position des zéros dans le plan complexe a été utilisée pour développer le noyau principal de l'approche systématique de stabilisation dans le troisième chapitre. En fait, cette information a permis de déterminer le bon endroit (nœud ou branche du circuit) et le type de réseau de stabilisation à appliquer (série ou parallèle) dans ce nœud ou cette branche afin de stabiliser le circuit lorsqu'il existe une oscillation parasite dans un circuit microondes. Une fois localisée le nœud/branche approprié, la procédure de stabilisation est différente selon l'oscillation parasite soit associé à un régime statique instable ou à un régime périodique fort signal instable.

Pour le premier cas, les techniques standard de la théorie de contrôle linéaire comme le placement des pôles ont été développées au moyen des actions de contrôle proportionnelles, dérivatives et intégrales capables d'assurer la stabilité du circuit avec une certaine marge de stabilité. En plus, ces techniques de stabilisation ont permis d'obtenir la valeur exacte des éléments de stabilisation pour garantir la stabilité de la fonction hyperfréquence. Enfin, cela permet d'avoir un champ d'outils de stabilisation plus étendue pour le concepteur des circuits microondes.

Pour le deuxième cas, les techniques de placement de pôles ne sont plus applicables à cause de la nature MIMO des systèmes obtenus à partir de la linéarisation d'un état établi périodique fort signal. Cependant, la dernière partie du troisième chapitre a inclus une extension de la procédure de stabilisation aux régimes périodiques fort signal en partant de l'information apportée par la position des zéros dans le plan complexe. De même que dans

le cas précédent, il a été montré que les ports d'observation (nœuds/branches) qui donnent lieu à des fonctions de transfert avec quasi-compensations pôle-zéro instables sont moins appropriés pour la stabilisation du circuit que les ports d'observation dont la fonction de transfert présente des pôles instables isolés dans le demi-plan de droite. Ceci a été expérimentalement illustré par une cellule amplificatrice d'un seul étage avec deux transistors HBT en parallèle qui a été conçue pour mettre en évidence une instabilité paramétrique de division de fréquence par deux.

Finalement, cette méthodologie de stabilisation systématique a été appliquée dans le quatrième chapitre à un exemple issu d'une conception industrielle pour une application spatiale. L'exemple analysé est un amplificateur de puissance MMIC en bande Ku pour des applications de télécommunication, conçu par Thales Alenia Space – France avec le soutien du Centre National d'Études Spatiales. Deux objectifs ont été abordés là-dessous :

D'un côté, les techniques de placement de pôles décrites dans le troisième chapitre ont été appliquées pour éliminer une oscillation parasite autour de 430 MHz lors de la polarisation nominale du circuit en classe AB. D'un autre côté, la conception initiale du MMIC a été ré-optimisée afin de concevoir des réseaux de stabilisation optimaux. Ceci a permis d'améliorer les performances RF de l'amplificateur tout en garantissant la stabilité avec une marge équivalente à celle de la conception initiale.

Enfin, l'utilisation de la méthode de stabilisation développée dans ce document, a permis de mettre en avant l'importance de la maîtrise des mécanismes d'instabilité liés à la topologie du circuit choisie par le concepteur. De plus, la compréhension des mécanismes d'instabilité permet non seulement une optimisation des performances RF mais aussi la maîtrise d'une instabilité détectée *a posteriori*, du à l'environnement électrique de la

puce MMIC. Dans tous les cas, le temps d'analyses supplémentaire introduit lors de la conception par cette méthode, semble être négligeable face au risque de la perte d'une fonction élémentaire hyperfréquences. Effectivement, plus la détection de l'instabilité est tardive dans le processus industriel, plus le coût et les dérives calendaires engendrées seront importants.

La méthodologie d'analyse développée dans ce document associée à l'outil numérique STAN, participe à la maîtrise du risque lors du processus de conception de puces hyperfréquences monolithiques.

Pour conclure, les perspectives de travaux envisagées suite à cette thèse sont déclinées dans les quelques points présentés ci-dessous :

- Compléter le processus d'optimisation avec la fabrication d'une deuxième puce MMIC afin de vérifier expérimentalement les résultats obtenus par les simulations.
- Étudier en approfondissant les mécanismes physiques qui donnent lieu aux oscillations de basse fréquence pour concevoir des circuits robustes et indépendant des réseaux de polarisation externes au MMIC.
- Approfondir l'étude des procédures de stabilisation d'oscillations associées à un régime périodique fort signal instable.
- Étudier la possibilité d'implémenter des contrôleurs d'un ordre plus élevée pour la conception des réseaux de stabilisation plus complexes.
- Faire évoluer la technique d'identification pôle-zéro en présence du bruit numérique.

***PUBLICATIONS ET COMMUNICATIONS RELATIVES  
A CE TRAVAIL***

- [1] N. Ayllón, J.M. Collantes, A. Anakabe, I. Lizarraga, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Approche Systématique à la Stabilisation des Circuits Microondes Multi-Transistor,” *Journées Nationales de Microondes (JNM 2011)*, Mai 2011, Brest, France.
- [2] J. M. Collantes, N. Otegi, A. Anakabe, N. Ayllón, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, “Monte-Carlo Stability Analysis of Microwave Amplifiers,” *12<sup>th</sup> IEEE Wireless and Microwave Technology Conference (Wamicon 2011)*, April 2011, Florida, EEUU.
- [3] N. Ayllón, J.M. Collantes, A. Anakabe, I. Lizarraga, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Systematic Approach to the Stabilization of Multi-transistor Circuits,” *Papier soumis au IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*.
- [4] A. Anakabe, N. Ayllón, J.M. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, K. Narendra. “Automatic Pole-Zero Identification for Multivariable Large-Signal Stability Analysis of RF and Microwave Circuits,” *European Microwave Conference (Eumc 2010)*, September 2010, Paris, France.
- [5] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Improving Pole-Zero Identification Techniques of Microwave Circuits,” *Workshop on Microwave Technology and Techniques*, ESA-ESTEC, Noordwijk, The Netherlands, May 2010.

- [6] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Stabilisation des Circuits Microondes avec le Lieu des Racines,” *Journées Nationales de Microondes (JNM 2009)*, Mai 2009, Grenoble, France.
- [7] J.M. Collantes, N. Ayllón, A. Anakabe, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Expanding the Capabilities of Pole-Zero Identification Techniques for Stability Analysis,” *IEEE Microwave Theory and Techniques International Symposium (IMS 2009)*, Boston, EEUU.
- [8] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Estabilización de Circuitos de Microondas mediante la Técnica del Lugar de las Raíces,” *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2009)*, Santander, España.
- [9] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Sensitivity Enhancement in Pole-Zero Identification Based Stability Analysis of Microwave Circuits,” *Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-wave Circuits (INMMIC 2008)*, pp. 75-78, November 2008, Málaga, Spain.
- [10] N. Ayllón, A. Anakabe, J.M. Collantes, G. Soubercaze-Pun, S. Forestier, “Mejora de la Sensibilidad en la Identificación Polo-Cero para el Análisis de Estabilidad de Circuitos de Microondas,” *Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2008)*, Septiembre 2008, Madrid, España.



