



# Experimental Characterization and Control of Stability Margins in Microwave Amplifiers

Dissertation

to obtain the degree of Doctor of the University of Basque  
Country (UPV/EHU) presented by

*Joana Pelaz Sánchez*

Supervisors:

*Juan Mari Collantes Metola*  
*Nerea Otegi Urdanpilleta*

Leioa, 16th July 2016

Electrical and Electronics Department





# Acknowledgements

Quisiera mostrar mi agradecimiento a todas aquellas personas que, de una u otra manera, han contribuido a la realización de esta tesis:

A mis directores de tesis Juan Mari Collantes y Nerea Otegi por estar disponibles siempre que lo he necesitado pese a la carga de trabajo que tenían, por explicarme algunos conceptos básicos pero esenciales en el ámbito de las microondas y, ¡cómo no!, por sus continuos ánimos. Debo agradecer, sobre todo, a Juan Mari, por su paciencia y empatía. Si he continuado hasta el final, en parte ha sido, (no para obtener un título más, que también, si no) para no defraudarte. Me elegiste a mí, (entre otros también aptos para "el puesto"), y me alegro por ello, porque eres, en mi opinión, un ejemplo de persona, profesor, director, ponente a seguir, del cual espero haber aprendido algo más que de polos y ceros que tanto te gustan. ;-P

A todo el equipo de RF. A Aitziber Anakabe por enseñarme a manejar el programa STAN y guiarme cuando he tenido algún problemilla. A Natanael Ayllón, que aunque ya no pertenezca al grupo de RF, me enseñó a manejar los equipos de medida, realizar pedidos on-line en RS. . . En resumidas cuentas, me dio consejos y advertencias para un correcto uso/mantenimiento del laboratorio de RF. Y por último, pero no por ello menos importante, a mi compañero de laboratorio durante estos años, Rigoberto Jauregui, por ayudarme siempre que lo he necesitado, que no han sido pocas.

Je remercie vivement tout le département *C2S2* pour le soutien reçu, spécialement, Monsieur Denis Barataud et Monsieur Guillaume Neveux

pour toute leur aide et pour accepter de participer au jury de cette thèse. Je remercie également Monsieur Jean-Michel Nebus pour d'avoir être mon superviseur pendant mon stage chez laboratoire XLIM.

À Limoges, j'ai eu le plaisir de connaître de gens formidable (Anne Berjon, Philippe, Guillaume, Kassem, Lotfi, Suzy, Rafik, Ibtissam, Aloyse, Max, Yoann...). Ils ont tous fait de mon stage une expérience heureuse difficile d'oublier.

Je tiens également à remercier Michel Campovecchio et Tony Gasseling d'avoir accepté d'examiner ce mémoire.

A tod@s los del Departamento de Electricidad y Electrónica que me han acompañado durante las comidas. En especial, a Raúl Nistal, por esos descansillos que tan bien me venían, y por estar ahí en los buenos y malos momentos. Y también a Echanove, por darme chokolatinas para alegrarme la cara, porque sabía que con eso lo conseguía.

A tod@s mis excompañer@s de ingeniería electrónica y físicas que se han molestado en preguntarme y darme ánimos para que siguiera adelante, en especial, a Damián, a Muskiz y a Tere.

Por último, a mis padres, que sinceramente sin su aporte tanto económico como anímico esto no hubiera sido posible. Y por supuesto, a Aitor, por ser tan comprensible y apoyarme en todo momento en la recta final... la redacción de esta tesis.

Lo dicho, ¡gracias a tod@s!

*A mis padres Teófilo y Belinda  
y a mis herman@s Óscar y Belinda.*

*“Insanity is doing the same thing over and over  
again and expecting different results.”*

by Albert Einstein.



# Abstract

Robust design of microwave amplifiers implies the lack of undesired autonomous frequency components for operating conditions that can be very far from nominal. However, microwave amplifiers are prone to exhibit spurious oscillations of different nature and at different frequencies due to the large band gain of microwave transistors and their intrinsic non-linear behavior. To analyze the robustness of a design with respect to spurious oscillations, local stability analyses at simulation level could be performed. However, reliable models and fine circuit descriptions are not always available which often makes simulation impractical to analyze the robustness of an amplifier in terms of stability margin.

In this context, the goal of this thesis is to develop an experimental technique to characterize critical resonances departing from accurate measurement data that are coherent with the amplifier normal functioning. The method is based on applying pole-zero identification technique to analyze the stability of microwave circuits in small-signal and large-signal periodic regimes. A systematic methodology for microwave circuit stabilization has also been presented, since this can be very useful for the experimental control of the stability margins.

The proposed experimental technique for microwave circuit stability analysis has been applied to several prototypes in hybrid microstrip technology to demonstrate its reliability: an L-band FET amplifier in DC regime, a dual mode WiFi-WIMAX amplifier in large-signal regime, and

a GaN power amplifier in both regimes.



# Contents

<b>General introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Estabilidad en circuitos de microondas</b>	<b>5</b>
1.1 Introducción . . . . .	7
1.2 Principales métodos de análisis de estabilidad en circuitos de microondas . . . . .	9
1.2.1 Métodos de análisis de estabilidad en régimen DC . . . . .	9
1.2.2 Métodos de análisis de estabilidad en régimen gran señal . . . . .	13
1.3 Análisis de estabilidad mediante identificación polo-cero . . . . .	15
1.3.1 Obtención de la respuesta frecuencial . . . . .	16
1.3.2 Obtención de la función de transferencia . . . . .	23
1.4 estabilización a partir de la identificación polo-cero . . . . .	25
1.4.1 Redes de estabilización en serie o en paralelo . . . . .	25
1.4.2 Técnicas de control: lugar de las raíces . . . . .	28
1.5 Métodos experimentales de análisis de estabilidad . . . . .	32
1.5.1 Sondas coaxiales . . . . .	32

1.5.2	Criterio de arranque de una oscilación a partir de coeficientes de reflexión en modo mezclador . . . . .	32
1.6	Conclusiones . . . . .	34
<b>2</b>	<b>Caraterization and pole control in DC regime</b>	<b>37</b>
2.1	Introduction . . . . .	38
2.2	Obtaining $H(j\omega)$ from S parameters . . . . .	39
2.2.1	Obtention of $Z(j\omega)$ from S parameters . . . . .	39
2.2.2	Obtention of $Y(j\omega)$ from S parameters . . . . .	43
2.3	Adding a 3 <sup>rd</sup> port for observation and control of low-frequency dynamic . . . . .	46
2.3.1	Measurements of critical resonance . . . . .	47
2.3.2	Control of critical poles . . . . .	49
2.4	Application example: L-band FET amplifier . . . . .	51
2.4.1	Measurements of critical resonance . . . . .	53
2.4.2	Control of critical poles . . . . .	56
2.4.3	Measurement of critical resonances from the RF input port . . . . .	63
2.5	Conclusions . . . . .	66
<b>3</b>	<b>Caracterización de polos en régimen gran señal</b>	<b>69</b>
3.1	Introducción . . . . .	70
3.2	Obtención de una respuesta frecuencial experimental . . . . .	72
3.3	Requerimientos del sistema de medida . . . . .	75
3.4	Ejemplo de aplicación 1: Amplificador reconfigurable para aplicaciones WiFi/WiMAX . . . . .	76
3.4.1	Configuración de medida . . . . .	79
3.4.2	Validación del sistema de medida . . . . .	80

3.4.3	Resultados de la caracterización experimental . . . .	85
3.5	Ejemplo de aplicación 2: Divisor de frecuencia analógico a diodo varactor . . . . .	93
3.5.1	Resultados de la caracterización experimental . . . .	93
3.6	Conclusiones . . . . .	97
<b>4</b>	<b>Application example: Combined Control of Video Bandwidth and Low-Frequency Stability Margins in Power Amplifiers</b>	<b>99</b>
4.1	Introduction . . . . .	100
4.2	Bias networks for the observation of the low-frequency dynamics in large signal . . . . .	102
4.3	Multi-parameter root contours from experimental data . . .	105
4.4	Application to a GaN amplifier . . . . .	111
4.5	Automatic root contour tracing in large signal . . . . .	125
4.6	Conclusion . . . . .	133
	<b>Bibliography</b>	<b>135</b>
	<b>General conclusions</b>	<b>151</b>
	<b>Future works</b>	<b>155</b>
	<b>Publications</b>	<b>157</b>



# General introduction

As wireless communication systems evolve in modern information society, novel and more demanding services and applications are introduced in satellite, radar and mobile communications. The need for wider bandwidths and higher data rates impose new challenges in the design of the RF and microwave power amplifiers. For example, today we need power amplification solutions that are able to handle wideband multi-carrier signals for high data rate transmissions such as longterm evolution (LTE), mobile worldwide interoperability for microwave access (m-WiMAX), wideband code division multiple access (WCDMA), multimode and multiband capability to cover a number of functions in Software Defined Radio (SDR) applications, and wideband modulated pulsed signals for high resolution RADAR. In particular, solid-state amplifier technologies have been strongly boosted by several applications, mainly radio-communications, wireless infrastructures, signal broadcasting, avionics, radar, etc. As a consequence, performances of power amplifiers are constantly growing with the help of new technologies based on silicon, such as LDMOS, or on different semiconductor compounds as GaN. However, pushing the limits to improve performances in terms of gain and power is many times counterproductive in terms of circuit robustness and reliability.

Robust design of microwave amplifiers implies the lack of undesired autonomous frequency components for operating conditions that can be

very far from nominal. This means that an originally stable design must not exhibit undesired oscillations due to aging, technological dispersion or operating condition variations (such as temperature, bias, load or even the mounting setup). However, microwave amplifiers are prone to exhibit spurious oscillations of different nature and at different frequencies due to the large band gain of microwave transistors and their intrinsic non-linear behavior. To analyze the robustness of a design with respect to spurious oscillations, local stability analyses at simulation level could be performed. Different CAD methods are available for both small and large-signal regimes. Stability margins with respect to relevant circuit parameters can be estimated from parametric or Monte Carlo stability simulations. However, for that to be effective, accurate non-linear models of the active devices are needed, as well as a fine and accurate description (including electro-thermal) of all the circuit elements and circuit environment. Unfortunately, reliable models and fine circuit descriptions are not always available which often makes simulation impractical to analyze the robustness of an amplifier in terms of stability margin.

In this context, the goal of this thesis is to develop an experimental technique that, departing from accurate measurement data that are coherent with the amplifier normal functioning, is able to characterize critical resonances in solid-state power amplifiers. These critical resonances imply complex conjugate poles with very low damping ratio that can have an observable effect on the amplifier dynamics. They increase the oscillation risk affecting the amplifier reliability, produce high resonant peaks in the bias voltage transfer function of envelop tracking amplifiers, generate noise bumps in the output spectrum and oscillation transients in pulsed modulated signals for radar applications or switching mode amplifiers. Being able to determine this kind of critical dynamics with enough precision is important for getting the experimental stability margins, for circuit troubleshooting, reliability assessment and even for performance optimization. They will serve to obtain a better compromise between high-level system requirements and device reliability, which is a crucial factor in radio-communication, satellite and radar applications.

The thesis is organized in for chapters.

To establish the context, the first chapter is dedicated to general sta-

bility analysis techniques of microwave circuits. It reviews the main CAD methods for stability analysis of microwave active circuits that are available nowadays in commercial simulators. This includes the stability of small-signal and large-signal periodic regimes. In this review, a special emphasis is placed on the pole-zero identification method, because it will be used next as a basic tool of the experimental characterization technique. A specific section on pole control and placement is provided, since this will be very useful for the experimental control of the stability margins. Eventually, a revision of the few existing techniques related to the experimental determination of stability margins is given at the end of the chapter.

The second chapter deals with the detection of critical resonances over a DC steady state regime. We formulate here the bases that rely pole-zero identification of a closed loop frequency response to the scattering parameter measurements of the amplifier. The chapter focuses on the detection of low frequency resonances that are normally related to the bias lines. For that the inclusion of an additional RF port that improves the sensitivity of the measurement is proposed. The control of the stability margins will be performed with two stabilization elements applying an experimental tracing of root locus and contours. All the steps of the technique are illustrated and validated on an L-band FET amplifier prototype in microstrip hybrid technology with critical resonances between 100 MHz and 200 MHz.

The third chapter extends the approach to the detection of critical resonances on large-signal regimes, as in the case of parametric spurious oscillations or parametric frequency divisions. These oscillations depend on the power level and the fundamental frequency of the input drive. In this case, critical poles will be extracted from a single reflection measurement carried out in a mixer like characterization setup. The approach needs substantial modifications from the previous small-signal analysis because of the Periodic Linear Time Variant (PLTV) nature of the system resulting from the linearization of a periodic large-signal regime. This has an impact on the requirements of the characterization setup that is discussed in full detail along the chapter. The main application example is a dual mode WiFi-WIMAX amplifier prototype that exhibits parametric

frequency division and autonomous spurious. A second application example (frequency divider based on varactor diode) is given to show the generality of the method.

In chapter four, this technique is used to extract useful information to improve the design of bias lines in dynamically biased amplifiers. The approach is adapted to be applicable to dynamic bias in both gate and drain lines and is capable of taking into account the effect of the large-signal RF power on the low-frequency dynamics. A procedure for the automatic tracing of root contours versus four control parameters is developed, enabling a multi-parameter analysis and control of the low-frequency dynamics of the circuit. The experimental validation of the approach is performed on a GaN power amplifier prototype in hybrid technology, specifically built for that purpose.

Eventually, conclusions of the thesis and future works are summarized in different sections at the end of this thesis.



# Chapter 1

## Estabilidad en circuitos de microondas

### Contents

---

<b>1.1</b>	<b>Introducción . . . . .</b>	<b>7</b>
<b>1.2</b>	<b>Principales métodos de análisis de estabilidad en circuitos de microondas . . . . .</b>	<b>9</b>
1.2.1	Métodos de análisis de estabilidad en régimen DC	9
1.2.2	Métodos de análisis de estabilidad en régimen gran señal . . . . .	13
<b>1.3</b>	<b>Análisis de estabilidad mediante identificación polo-cero . . . . .</b>	<b>15</b>
1.3.1	Obtención de la respuesta frecuencial . . . . .	16
1.3.2	Obtención de la función de transferencia . . . . .	23
<b>1.4</b>	<b>estabilización a partir de la identificación polo-cero . . . . .</b>	<b>25</b>
1.4.1	Redes de estabilización en serie o en paralelo . . . . .	25
1.4.2	Técnicas de control: lugar de las raíces . . . . .	28
<b>1.5</b>	<b>Métodos experimentales de análisis de estabilidad . . . . .</b>	<b>32</b>
1.5.1	Sondas coaxiales . . . . .	32
1.5.2	Criterio de arranque de una oscilación a partir de coeficientes de reflexión en modo mezclador	32

**1.6 Conclusiones . . . . . 34**

---

## 1.1 Introducción

Los amplificadores de potencia de microondas en estado sólido poseen una fuerte tendencia a la aparición de oscilaciones parásitas tanto en régimen lineal de funcionamiento como en régimen no lineal. Las inestabilidades (es decir, la generación espontánea de señales no deseadas) impiden el buen funcionamiento nominal del amplificador pudiendo provocar su destrucción. Estas oscilaciones espurias aparecen en el sistema cuando se cumplen las condiciones de arranque y mantenimiento de una oscilación [1]. Detectar estas anomalías durante la fase de diseño del circuito es fundamental para reducir el coste tanto económico como temporal especialmente para circuitos fabricados con tecnología MMIC donde el arreglo posterior es imposible. De ahí que haga falta disponer de herramientas fiables que permitan detectar la posible aparición de oscilaciones tanto en régimen DC como en régimen gran señal.

Normalmente se analiza la estabilidad de un circuito de microondas utilizando herramientas CAD (Computer-Aided Design). Los simuladores basados en las técnicas de análisis en el dominio tempo-frecuencial, como la técnica de balance armónico, son las herramientas más utilizadas para el análisis y diseño de circuitos de microondas no lineales. Esto se debe principalmente a que los elementos de parámetros distribuidos, como son las líneas de transmisión, se modelan fácilmente en el dominio frecuencial [2], no sucediendo así en el dominio temporal. El análisis en el dominio temporal de elementos de parámetros distribuidos supondría el manejo de integrales de convolución de más costosa resolución. Asimismo, la simulación temporal de los circuitos de microondas implica unos transitorios muy largos en comparación con el periodo de la señal de excitación. Las técnicas de análisis en el dominio tempo-frecuencial, como balance armónico, resuelven directamente el estado estacionario de un circuito sin calcular su régimen transitorio. Por esta razón, el coste computacional con técnicas de análisis en el dominio tempo-frecuencial se reduce notablemente. Además, las partes pasivas del circuito se describen eléctricamente con bloques de parámetros de Scattering, o parámetros S [3–5], dependientes únicamente de la frecuencia. Por todo ello, las estrategias de análisis de estabilidad de circuitos de microondas son diferentes a las utilizadas en aplicaciones de baja frecuencia.

Las herramientas CAD para el análisis de circuitos lineales de microondas están suficientemente desarrolladas [6], pero el análisis de circuitos no lineales tiene dificultades añadidas. Hay que tener en cuenta que, a diferencia de los circuitos lineales, los no lineales no tienen una única solución. Pueden coexistir varias soluciones estacionarias siendo físicamente observables únicamente las soluciones estables. Los algoritmos de balance armónico resuelven directamente el estado permanente de un circuito sin analizar su régimen transitorio. Por tanto, el algoritmo puede converger hacia una solución meramente matemática, sin realidad física, es decir, una solución inestable. De ahí que sea necesario realizar un análisis de estabilidad a las soluciones obtenidas mediante balance armónico.

En el apartado 1.2, se presentan los principales métodos propuestos en la literatura para el análisis de estabilidad de soluciones de DC y de regímenes periódicos gran señal de los circuitos de microondas.

En el apartado 1.3, se hace una revisión más detallada del método central de este trabajo de tesis: el análisis de estabilidad por identificación polo-cero [7]. Este análisis consiste en obtener una función de transferencia SISO (Single-Input, Single-Output) asociada a la linealización del circuito en torno a su estado estacionario en régimen DC o gran señal. Esta función de transferencia se obtiene aplicando algoritmos de identificación polo-cero a una respuesta frecuencial simulada del circuito previamente linealizado en torno a su punto de funcionamiento. La estrategia habitual para obtener la respuesta frecuencial consiste en utilizar una fuente de corriente de pequeña señal en paralelo como entrada del circuito, y considerar como salida del mismo la tensión generada en el nodo de inserción de la fuente de corriente.

En el apartado 1.4, se revisa una metodología sistemática para la estabilización de regímenes estacionarios inestables en circuitos de microondas a partir de la posición de los polos y ceros sobre el plano complejo. Esta metodología permite determinar los valores de los elementos de la red de estabilización necesarios para la estabilización del circuito.

Por último, en el apartado 1.5, se describen los métodos experimentales de análisis de estabilidad que existen en la literatura. El primero de ellos consiste en la detección de resonancias con sondas coaxiales. El segundo

método, se basa en detectar experimentalmente resonancias aplicando el criterio de arranque de una oscilación a partir de medidas de coeficientes de reflexión obtenidas en modo mezclador con la señal de bombeo aplicada al circuito bajo análisis.

## 1.2 Principales métodos de análisis de estabilidad en circuitos de microondas

En primer lugar, se presentan los principales métodos formulados para el análisis de estabilidad en un régimen DC y a continuación algunos métodos propuestos para el análisis de estabilidad de un estado estacionario periódico gran señal.

El método de análisis de estabilidad por identificación polo-cero al ponerse en práctica a lo largo de esta tesis, tanto en régimen DC como en régimen periódico gran señal, se detallará de manera específica en la sección siguiente.

### 1.2.1 Métodos de análisis de estabilidad en régimen DC

En la literatura existe una amplia variedad de trabajos dedicados al estudio de la estabilidad de circuitos lineales y no lineales que operan en régimen de DC [8–28]. En esta sección del documento se presentan los métodos habituales más utilizados. Algunos pueden ser implementados con herramientas CAD (Computer Aided Design) comerciales, lo que facilita su uso por los diseñadores de circuitos de microondas.

- *Método del factor  $K$*

Originalmente, Rollett [9] dedujo los resultados básicos para la estabilidad de amplificadores lineales de RF de dos puertas en función de sus impedancias de carga. Estos resultados se expresaban en función de los parámetros  $[Z]$ ,  $[Y]$ ,  $[G]$  o  $[H]$  de la red.

Una red de dos puertas es incondicionalmente estable si no existe ninguna combinación de impedancias pasivas de fuente y carga que puedan

hacer oscilar al circuito. Para ello, es condición necesaria que la parte real de la inmitancia (impedancia o admitancia) observada a la entrada de cada uno de los puertos permanezca positiva con cualquier terminación pasiva que se conecte en la otra puerta. Esto se traduce en las siguientes condiciones [9]:

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

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(\gamma_{11}) &\geq 0 \\ \operatorname{Re}(\gamma_{22}) &\geq 0 \end{aligned} \quad (1.1)$$

donde  $\gamma_{ij}$  representa el elemento  $(i, j)$  de cualquiera de las matrices de parámetros  $[Z]$ ,  $[Y]$ ,  $[G]$  o  $[H]$ .

Las ecuaciones (1.1) constituyen un conjunto de condiciones necesarias pero no suficientes para que la red de dos puertos sea incondicionalmente estable. Para crear un conjunto de condiciones suficientes se requiere también que los polos de la red de dos puertos con terminaciones ideales estén situados en el semiplano izquierdo del plano complejo [9]. Las terminaciones ideales corresponden a inmitancias infinitas, es decir, circuito abierto para impedancias y cortocircuito para admitancias. Este requisito adicional se conoce como *Rollett proviso* [10].

Las condiciones (1.1) pueden reescribirse en función de parámetros de "Scattering" siguiendo [11], o en función de una única figura de mérito  $\mu$  [12]. El parámetro  $\mu$ , además de evaluar la estabilidad incondicional de una red de dos puertos, permite estimar su grado de inestabilidad potencial, ya que puede interpretarse geoméricamente como la distancia mínima entre el origen de la carta de Smith unitaria y la región de inestabilidad. Sin embargo, el parámetro  $\mu$  no ha conseguido suplantar al factor  $K$ , que sigue siendo utilizado mayoritariamente por los diseñadores de circuitos de microondas.

A pesar del uso extendido del factor  $K$ , existen pocas referencias al *Rollett proviso* y los diseñadores de circuitos de microondas tienden a veces a olvidar esa premisa y evalúan únicamente las condiciones (1.1) para determinar la estabilidad de un circuito. Esto conduce frecuentemente a conclusiones erróneas ya que pueden existir lazos de realimentación internos imperceptibles desde los accesos de la red de dos puertos. Woods [11]

muestra ejemplos simples de circuitos con resistencias negativas que no cumplen el *Rollett proviso*. Platzker [13] también prestó atención a este hecho ilustrando ejemplos reales de circuitos con varios elementos activos en los que la utilización del factor  $K$  conduce a conclusiones erróneas. Por ello, para asegurar la estabilidad del diseño es necesario evaluar también el *Rollett proviso* [10]. Es decir, es necesario verificar la estabilidad del circuito sin cargar para lo que se hace indispensable la utilización de métodos alternativos.

Las inestabilidades a bajas frecuencias suelen ser generadas por los circuitos de polarización [14–21]. En numerosas ocasiones, estas inestabilidades no pueden detectarse utilizando el factor  $K$  desde los accesos de RF de la red de dos puertas. Sin embargo, el análisis de estabilidad por medio del factor  $K$  pero tomando como puertos de RF los puntos de inserción de la polarización, permite la detección de estas inestabilidades debidas a los circuitos de polarización [14], [18].

Los amplificadores multi-etapa se analizan habitualmente separando las etapas activas en sucesivas redes de dos puertas en cascada y evaluando la estabilidad de cada una de las redes utilizando por ejemplo las condiciones (1.1) y verificando el *Rollett proviso*. Sin embargo, esta estrategia presenta varios inconvenientes. Por un lado, la separación de las distintas etapas del amplificador implica asumir ciertas aproximaciones ya que, por ejemplo, no se tienen en cuenta posibles realimentaciones entre etapas. Como las distintas etapas pueden tener componentes comunes como los circuitos de polarización, no siempre resulta sencillo determinar los límites de cada una de las etapas. Por otro lado, al analizar la estabilidad incondicional de cada una de las redes de dos puertas utilizando el factor  $K$ , se estudia el comportamiento de las mismas ante inmitancias pasivas de carga y de fuente. Sin embargo, en el amplificador multi-etapa completo, las entradas y/o salidas de las etapas intermedias se terminan con redes activas [14]. Por lo tanto, el análisis del factor  $K$  no es muy adecuado para el análisis de estabilidad de amplificadores multi-etapa.

El análisis de circuitos con estructuras de combinación de potencia como los amplificadores de potencia multi-etapa, representa un problema adicional. Estos circuitos con varios transistores en paralelo pueden presentar varios modos de oscilación. Así, en un circuito con  $n$  transistores

en paralelo existen  $n$  posibles modos de oscilación [22], [29]: un modo par en el que los  $n$  elementos activos oscilan en fase y  $n - 1$  modos de oscilación impares, debidos a lazos de realimentación internos del circuito, en los que varios transistores oscilan en oposición de fase. Sin embargo, el análisis del factor  $K$  únicamente permite detectar el modo de oscilación par de un circuito, no los modos impares. Como alternativa, en [18] proponen un análisis de factor  $K$  capaz de detectar oscilaciones impares utilizando un transformador ideal que fuerza el modo impar de oscilación en el circuito.

- *Estabilidad de un circuito cargado. Test de oscilación*

En lugar de evaluar la estabilidad incondicional de una red de dos puertas, puede analizarse la estabilidad del circuito en las condiciones de carga del diseño. Una posible estrategia, consiste en considerar el circuito cargado como un oscilador y verificar si se cumplen las condiciones de arranque de oscilación (test de oscilación) [1]. En [23], [24] y [25] se propone la construcción de una función circular a partir del diagrama de flujo de la señal del circuito completo; incluyendo las cargas externas. La función circular representa una función de transferencia en lazo abierto obtenida al cortar una rama del circuito y se calcula fácilmente a partir de los coeficientes de reflexión. La información sobre la estabilidad del sistema en lazo cerrado puede obtenerse aplicando el criterio de Nyquist [8] a la función de transferencia en lazo abierto.

Ohtomo [26] propone un método riguroso para evaluar la estabilidad de una solución de DC en circuitos de microondas con múltiples dispositivos activos que pueden contener múltiples lazos de realimentación. Se trata de una generalización del test de oscilación a circuitos con múltiples elementos activos. El método es válido para la detección de oscilaciones pares e impares y puede aplicarse a cualquier circuito lineal o a circuitos no lineales con un equivalente lineal en torno al punto de polarización. Este método puede implementarse en simuladores comerciales pero a causa de su complejidad, puede resultar bastante laborioso en el caso de circuitos con un gran número de elementos activos.



- *Factor de retroalimentación y NDF*

Platzker et al. [13] establecieron la inconveniencia de aplicar los criterios de estabilidad de Rollet [9] en redes lineales que presentan algún polo en el semiplano derecho del plano complejo. Adicionalmente, estos autores propusieron una técnica para determinar si un circuito posee o no algún polo en el semiplano complejo derecho antes de aplicar el criterio de estabilidad de Rollet [30]. Esta técnica está basada en el diagrama o lugar de una función determinante normalizada (*NDF*) del circuito en el plano complejo y es una generalización de los trabajos de Bode [31] a circuitos con múltiples elementos activos.

La función *NDF* puede obtenerse en simuladores comerciales. Para ello se requiere acceder a los nodos intrínsecos de los modelos de los transistores y modificar los circuitos equivalentes [32], [33].

### 1.2.2 Métodos de análisis de estabilidad en régimen gran señal

Los simuladores comerciales de balance armónico ofrecen actualmente distintos métodos para analizar la estabilidad del circuito en torno a una solución DC, es decir, en ausencia de señal de entrada de RF. Sin embargo, la mayoría de estos simuladores carecen de herramientas para el análisis de estabilidad del circuito en torno a un estado estacionario no lineal, también llamado estado gran señal. En la literatura se encuentran diferentes trabajos aplicables a circuitos de microondas [32–50], para compensar la ausencia de un análisis de estabilidad gran señal en la mayoría de los simuladores comerciales de balance armónico; al menos en aquellos que son utilizados por la mayoría de diseñadores de circuitos de microondas.

En este apartado se resumirán las contribuciones más significativas.

- *Aplicación del criterio de Nyquist al determinante característico del sistema perturbado*

Rizzoli et al. [35] proponen un método numérico para el análisis de estabilidad de regímenes periódicos en circuitos no lineales de microondas.

Es un método general y riguroso que consiste en el cálculo por balance armónico del determinante de una matriz que se obtiene introduciendo pequeñas perturbaciones en torno al punto de operación gran señal del circuito. Esta matriz contiene información sobre la dinámica de todas las variables del circuito linealizado y su determinante no tiene polos en el semiplano derecho del plano complejo.

La matriz obtenida por balance armónico para el sistema perturbado se conoce como matriz característica del sistema perturbado. Esta matriz es de dimensión infinita pero tomando  $NH$  armónicos en la representación de la solución periódica, es de orden  $n(2NH + 1) \times n(2NH + 1)$  donde  $n$  es el número de variables de estado. El determinante  $\Delta(\sigma + j\omega)$  de esta matriz se conoce como determinante característico.

En [35], la estabilidad del estado estacionario periódico se determina aplicando un análisis riguroso de Nyquist [8] al determinante característico  $\Delta(\sigma + j\omega)$ .

En [45] Suárez et al. generalizan el método formulado por Rizzoli et al. [35] al análisis de estabilidad de soluciones cuasi-periódicas obtenidas en balance armónico con la ayuda de generadores auxiliares [42].

El mayor inconveniente del método es que en un simulador de balance armónico comercial, el determinante característico no está accesible al usuario. Además, el coste computacional requerido es muy elevado y, en un sistema complejo, puede haber problemas de precisión numérica por el elevado orden de las matrices con las que se trabaja y por el valor numérico excesivamente alto que toma habitualmente el determinante.

- *NDF no lineal*

Como el determinante característico del sistema perturbado no está disponible en los simuladores comerciales de balance armónico, el método anterior no puede implementarse externamente al simulador. Para compensar la ausencia de análisis de estabilidad en la mayoría de simuladores comerciales de balance armónico, Mons y al. [32], [34] proponen el método de la función determinante normalizada (NDF) no lineal. Este método consiste en una generalización para el análisis de estabilidad gran señal

del método formulado por Platzker et al. [30] para el análisis de regímenes de DC.

El método propuesto por Mons et al. [32], [34] es completo y totalmente riguroso ya que mediante un análisis nodal se obtiene una función NDF sin polos en el semiplano derecho, que contiene toda la información dinámica del circuito linealizado en torno al estado estacionario gran señal y que garantiza la aplicación rigurosa del criterio de Nyquist [8].

### 1.3 Análisis de estabilidad mediante identificación polo-cero

A diferencia de otros métodos de análisis de estabilidad en los que se requiere abrir los distintos lazos de realimentación internos del circuito [23], [24], [26], [30] y [34], el método que se detalla en esta sección, se basa en analizar la estabilidad a partir de una función de transferencia en lazo cerrado [7,51]. Las funciones de transferencia se obtienen por identificación polo-cero de una respuesta en frecuencia [52]. Para la obtención de una respuesta frecuencial asociada al circuito lineal o linealizado en torno a su estado estacionario, se requiere la introducción de entradas adicionales en el sistema; entradas de pequeña señal que no deben alterar el estado del sistema. En la figura 1.1 se ilustra el procedimiento a seguir.

Salvo cancelaciones polo-cero exactas, todas las funciones de transferencia obtenidas bajo las mismas condiciones, comparten los mismos polos.

En el caso de analizar la estabilidad en un régimen DC, los polos de la función de transferencia son los autovalores de la matriz Jacobiana del circuito evaluada en la solución de DC [33].

En un régimen gran señal, los polos de una función de transferencia son los exponentes de Floquet [33], [53], [54], [55]. Estos exponentes se repiten periódicamente en la respuesta frecuencial.

Los polos son los que determinan la estabilidad del circuito, tanto de una solución de DC como de un régimen periódico gran señal. La existencia de un par de polos complejos conjugados con parte real positiva en

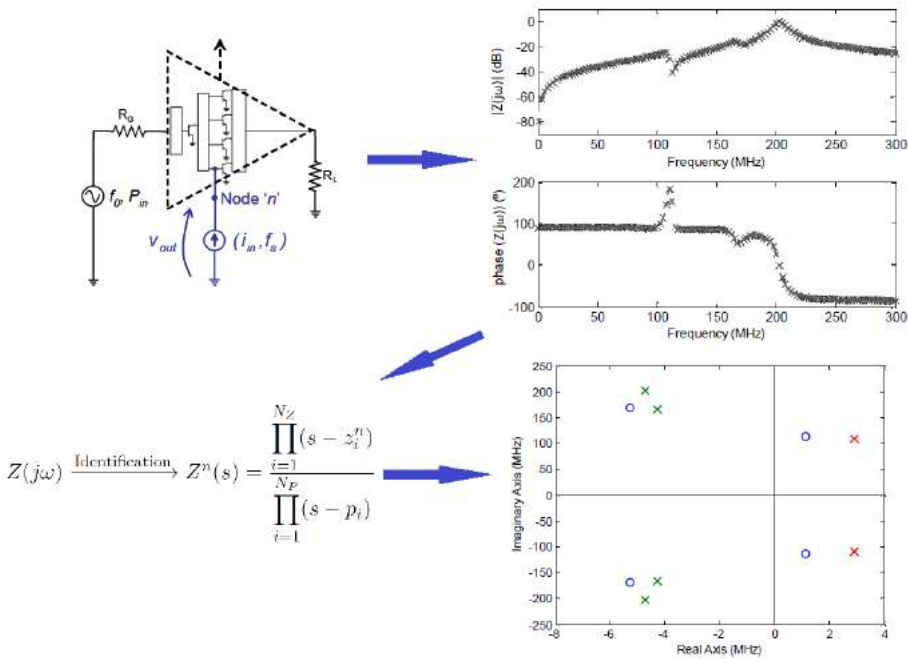


Figure 1.1: Procedimiento para el análisis de estabilidad por identificación polo-cero.

la función de transferencia predice la inestabilidad del sistema. Es decir, indica que el estado estacionario analizado es inestable y que se producirá el arranque de una oscilación de amplitud creciente a una frecuencia autónoma o a una paramétrica en el caso de un régimen periódico gran señal. La frecuencia de arranque de oscilación viene determinada por el módulo de la parte imaginaria de dichos polos.

### 1.3.1 Obtención de la respuesta frecuencial

A continuación se explicarán dos formas posibles de obtener una respuesta frecuencial SISO requerida para el análisis de estabilidad. En una de ellas se utiliza una fuente sinusoidal de corriente y en la otra, una fuente sinusoidal de tensión.

### Sonda de corriente

La forma más habitual de obtener la respuesta frecuencial asociada a un circuito linealizado entorno a un estado estacionario es insertando una fuente de corriente de pequeña señal  $i_{in}(j\omega)$  conectada en paralelo a un nodo  $n$  del circuito (Figura 1.2). Es importante destacar que, a causa de su conexión en paralelo, la fuente de corriente introducida no tendrá influencia a las frecuencias diferentes de su propia frecuencia de operación. La entrada del sistema es directamente la fuente de corriente  $i_{in}(j\omega)$  de pequeña señal, y como salida del sistema, lo más sencillo es escoger el voltaje, la  $v_n(j\omega)$ , en ese mismo nodo  $n$ . En definitiva, la respuesta frecuencial,  $H(j\omega)$ , corresponde a la impedancia observada por la fuente de corriente al barrer la frecuencia  $\omega$  de la fuente de corriente:

$$H(j\omega) \equiv Z^n(j\omega) = \frac{v_n(j\omega)}{i_{in}(j\omega)} \quad (1.2)$$

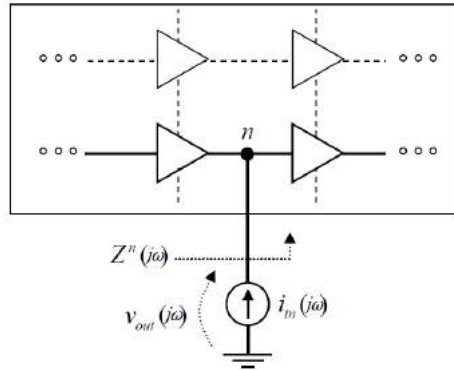


Figure 1.2: Obtención de una respuesta frecuencial SISO de un circuito eléctrico con una fuente de corriente conectada en paralelo al nodo  $n$ . (Figura obtenida de [56])

Desde un punto de vista teórico cualquier nodo es válido para realizar el análisis de estabilidad salvo los nodos de masa. Sin embargo en la práctica, algunos nodos son menos sensibles que otros debido a problemas de pérdida de controlabilidad y observabilidad que se traducen a cancelaciones polo-cero [57].

### Sonda de tensión

Se puede llevar a cabo un análisis equivalente introduciendo una fuente de voltaje de pequeña señal  $v_{in}(j\omega)$  en serie en una rama  $b$  del circuito. Ésta se introduce en serie para perturbar solamente el circuito a su frecuencia de operación (Figura 1.3). La entrada del sistema es la fuente de la tensión  $v_{in}(j\omega)$ , y como salida, lo más sencillo es escoger la corriente que atraviese la rama  $b$ ,  $i_b(j\omega)$ . Luego la respuesta frecuencial,  $H(j\omega)$ , corresponde a la admitancia vista por la fuente de tensión al barrer la frecuencia  $\omega$  de la fuente de tensión:

$$H(j\omega) \equiv Y^b(j\omega) = \frac{i_b(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} \quad (1.3)$$

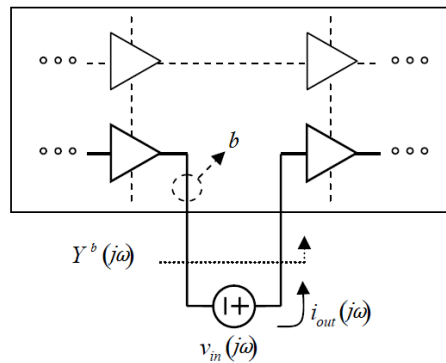


Figure 1.3: Obtención de una respuesta frecuencial SISO de un circuito eléctrico con una fuente de tensión conectada en serie con la rama  $b$ . (Figura obtenida de [56])

Al análisis de estabilidad de una función de transferencia identificada a partir de una respuesta frecuencial obtenida con una fuente de corriente en paralelo a un nodo del circuito, lo denominamos **análisis de impedancia**. Por el contrario, si la respuesta frecuencial se obtiene utilizando una fuente de tensión en serie con una rama del circuito, hablamos de **análisis de admitancia**.

### Respuesta frecuencial sobre un régimen DC

Consideremos inicialmente el circuito operando en un régimen DC. Bajo estas condiciones de operación, para obtener una respuesta frecuencial es suficiente con introducir en paralelo una fuente de corriente sinusoidal  $i_{in}$  de RF de pequeña señal a la frecuencia  $f_s$  en un nodo  $n$  del circuito. Esta fuente de corriente representa la entrada del sistema y tiene un único componente frecuencial a  $f_s$ . La tensión de salida  $v_{out}$  en dicho nodo es la salida del sistema y tiene una única componente frecuencial a la frecuencia de barrido  $f_s$ .

La respuesta frecuencial se obtiene ejecutando un análisis lineal AC, para calcular la impedancia vista por la fuente de corriente a su frecuencia de operación  $f_s$ .

$$Z^n(j\omega_s) = \frac{v_{out}(j\omega_s)}{i_{in}(j\omega_s)} \quad (1.4)$$

Análogamente, se puede obtener una respuesta frecuencial  $Y^b(j\omega)$  en lugar de una  $Z^n(j\omega)$  con una sonda de tensión de pequeña señal conectada en serie en una rama  $b$  para realizar el análisis de estabilidad.

### Respuesta frecuencial sobre un régimen periódico gran señal

Consideremos inicialmente el circuito operando en el régimen periódico forzado por un generador de entrada gran señal a la frecuencia fundamental  $f_0$ . Bajo estas condiciones de operación gran señal se introduce en paralelo una fuente de corriente  $i_{in}$  de RF de pequeña señal a la frecuencia  $f_s$  en un nodo del circuito. Esta fuente de corriente representa la entrada del sistema LTV y tiene un único componente frecuencial a  $f_s$ . La tensión de salida  $v_{out}$  en dicho nodo es la salida del sistema LTV y tiene componentes frecuenciales a:

$$kf_0 \pm f_s \quad k = -NH, \dots, 0, \dots, NH \quad (1.5)$$

siendo  $2NH + 1$  el número de armónicos significativos de la frecuencia fundamental  $f_0$ . Por consiguiente, pueden obtenerse  $2NH + 1$  componentes

frecuenciales (1.6). Cada respuesta frecuencial  $Z_k^n(j\omega)$  es un cociente entre una de las componentes frecuenciales de la señal de salida  $v_{out}(j\omega)$  y la señal de entrada  $i_{in}(j\omega_s)$ . En la figura 1.4 se ilustra esta relación entrada-salida para cada  $Z_k^n(j\omega)$  con  $-1 \leq k \leq 1$ .

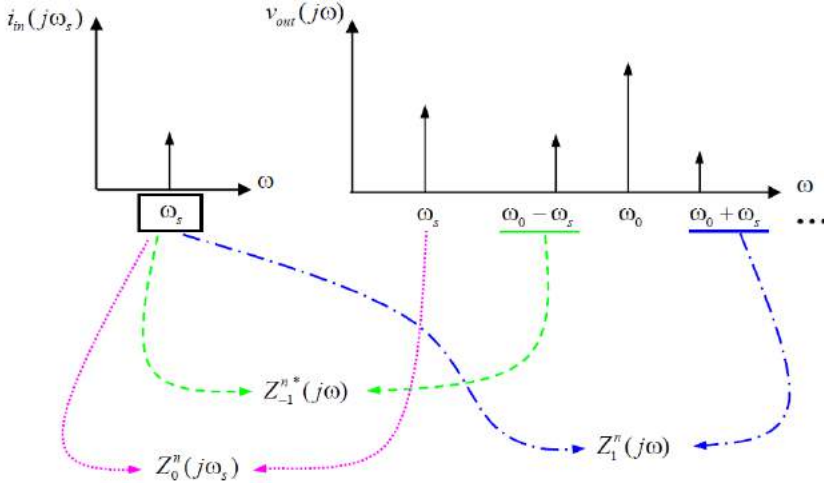


Figure 1.4: Respuestas frecuenciales  $Z_k^n(j\omega)$  con  $-1 \leq k \leq 1$ .

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

A partir de un único análisis de balance armónico en modo mezclador en el que se barre la frecuencia  $\omega_s$  de una sonda de corriente, puede obtenerse cualquiera de las  $Z_k^n(j\omega)$ . En el análisis en modo mezclador, la señal de entrada gran señal a  $f_0$  desempeña el papel de la señal de oscilador local mientras que la entrada de pequeña señal a  $f_s$  actúa como la señal de RF.

El análisis en modo mezclador está basado en el formalismo de matriz de conversión [58], [59]. En este análisis, se obtiene en primer lugar la respuesta gran señal del circuito realizando un análisis de balance armónico



en presencia únicamente de la excitación de gran señal. Linealizando el circuito en torno a la solución periódica obtenida por medio de la aplicación del algoritmo de la matriz de conversión se obtiene un sistema PLTV. Finalmente, se le aplica la excitación de pequeña señal al sistema PLTV para obtener la respuesta completa del circuito. Este segundo análisis es lineal, por lo que se garantiza que la excitación de pequeña señal no perturba el punto de operación del sistema PLTV. Salvo por cancelaciones polo-cero exactas [60], [61], las respuestas frecuenciales  $Z_k^n(j\omega)$  pueden obtenerse en cualquier nodo del circuito, ya que todas las  $Z_k^n(j\omega)$  comparten la misma ecuación característica, es decir, la misma información sobre la estabilidad.

Las respuestas frecuenciales  $Z_k^n(j\omega)$  pueden obtenerse también a partir de un análisis en balance armónico a dos tonos. En este tipo de análisis, la entrada  $i_{in}$  debe ser de pequeña amplitud para no alterar el estado estacionario a analizar. Como la amplitud de la pequeña señal de entrada es pequeña es suficiente con utilizar el armónico de  $i_{in}$  ( $m = 1$ ). Por lo tanto, la entrada puede tener una sola componente frecuencial.

En cuanto a la salida  $v_{out}$ , ésta tiene componentes frecuenciales a:

$$kf_0 \pm mf_s \quad k = -NH, \dots, 0, \dots, NH; m = 1 \quad (1.6)$$

Por concluir, el análisis en modo mezclador basado en el formalismo de matriz de conversión es más eficaz en términos de precisión y tiempo de cómputo. Además, la ventaja de utilizar un análisis en modo mezclador en lugar de un análisis de balance armónico a dos tonos es que el estado estacionario gran señal no depende de la amplitud de la corriente  $i_{in}$ .

Análogamente, se puede obtener las respuestas frecuenciales  $Y_k^b(j\omega)$  en lugar de las  $Z_k^n(j\omega)$  con una sonda de tensión de pequeña señal conectada en serie en una rama  $b$  para realizar el análisis de estabilidad.

## Consideraciones prácticas

### *a) Elección de un nodo o rama del circuito*

Desde un punto de vista teórico, tanto en régimen de DC como en uno periódico gran señal, cualquier nodo o rama del circuito es válido para realizar el análisis de estabilidad ya que todas las funciones de transferencia comparten los mismos polos. Sin embargo, aunque los polos de las funciones de transferencia asociadas a las respuestas frecuenciales obtenidas en distintos nodos o ramas sean los mismos, los ceros dependen del nodo o rama del circuito. Esto implica que, en la práctica, algunos nodos o ramas sean numéricamente menos sensibles a parte de la dinámica que otros y que, en el límite, puedan incluso existir cancelaciones matemáticas en ciertos nodos o ramas. Este fenómeno está ligado a la pérdida de observabilidad y/o controlabilidad del sistema [57]. A fin de evitar que los ceros enmascaren la dinámica de los polos conviene introducir el generador de corriente o de tensión, respectivamente, lo más cerca posible de las no linealidades. En particular, se ha comprobado que la elección más apropiada es colocar el generador de pequeña señal  $i_{in}$  o  $v_{in}$  a la entrada y/o salida de alguno de los elementos no lineales del circuito.

En circuitos realimentados como los osciladores y los divisores de frecuencia es suficiente realizar el análisis de estabilidad en un único nodo del circuito. Sin embargo, existen circuitos concretos con características específicas de simetría en los que es necesario realizar análisis en nodos adicionales, ya que en ciertos nodos pueden producirse cancelaciones exactas polo-cero. Este es el caso particular de los amplificadores de potencia multi-etapa, en los que se requiere realizar un análisis de estabilidad por etapa [17], [62], [63].

### *b) Elección del rango de frecuencias de análisis*

Por un lado, para el análisis de estabilidad de un régimen de DC se debe barrer la frecuencia  $f_s$  de la fuente de pequeña señal en todo el rango de frecuencias para el que se quiere analizar la estabilidad del circuito. Por lo tanto, la respuesta frecuencial debe ser calculada en todo el rango de frecuencias en el que los dispositivos activos presentan ganancia.

Por otro lado, para el análisis de estabilidad de una solución periódica es suficiente obtener la respuesta frecuencial barriendo la frecuencia  $f_s$  de la fuente de corriente de pequeña señal en una banda de 0 a  $f_0/2$ . Esto es debido a que los exponentes de Floquet se repiten de manera periódica en la respuesta frecuencial. Así, analizando la respuesta frecuencial del circuito obtenida entre  $f_{S1} = f_1$  y  $f_{S2} = f_1 + f_0/2$  puede detectarse la presencia de cualquier inestabilidad.

En el barrido, es preciso evitar que la frecuencia  $f_s$  del generador de corriente o tensión coincida exactamente con un armónico o un sub-armónico de la frecuencia de operación  $f_0$  gran señal del circuito, ya que en ese caso la matriz de conversión es singular.

Es importante destacar que la simulación para la obtención de la respuesta frecuencial se puede limitar a cualquier rango de frecuencias deseado. Esto permite realizar análisis más detallados en torno a las frecuencias de interés con un coste computacional mucho menor. Es interesante, por ejemplo, realizar análisis más minuciosos en torno a  $f_0/2$  que es una frecuencia habitual de aparición de inestabilidades.

### 1.3.2 Obtención de la función de transferencia

Para obtener la función de transferencia  $H(s)$  [60] asociada a la respuesta frecuencial en lazo cerrado  $H(j\omega)$  del circuito se aplican técnicas de identificación de sistemas en el dominio frecuencial [64].

$$H(j\omega) \longrightarrow H(s) = \frac{\prod_{i=1}^{N_Z} (s - z_i)}{\prod_{i=1}^{N_P} (s - p_i)} \quad (1.7)$$

donde  $z_i$  y  $p_i$  son respectivamente los ceros y los polos de la función de transferencia  $H(s)$  del sistema. Sus ubicaciones en el plano complejo, dan información de la dinámica del sistema tanto en el dominio temporal como en el dominio frecuencial.

Una función de transferencia correspondiente a un sistema que introduce retardos, por ejemplo debido a la presencia de líneas de transmisión [65], no puede representarse idealmente mediante un cociente de dos polinomios, pero sí que se puede aproximar a un cociente de polinomios de orden razonable en una banda de frecuencia limitada. No obstante, como se verá en los ejemplos de aplicación, la herramienta de identificación utilizada puede, en general, gestionar órdenes suficientemente elevados de funciones de transferencia que permiten modelar adecuadamente las líneas de transmisión en un rango amplio de frecuencias.

Podemos hallar en la literatura una amplia variedad de algoritmos para la estimación de parámetros de la función de transferencia a partir de una respuesta frecuencial dada [64], [66].

En nuestro caso, para obtener la función de transferencia SISO se utiliza la herramienta STAN (STability ANalysis) [67] basada en el software de cálculo numérico Scilab [68]. Esta herramienta es capaz de llevar a cabo la identificación polo-cero de respuestas frecuenciales mediante algoritmos de mínimos cuadrados. Las aplicaciones del programa son numerosas [67], [69] y han sido utilizadas, demostradas y validadas en muchos trabajos [46], [62], [63], [70–77]. El programa STAN fue desarrollado en el marco de un proyecto R&T de la Agencia Espacial Francesa CNES en colaboración con la Universidad del País Vasco UPV/EHU.

Los últimos desarrollos sobre esta herramienta han permitido la automatización del proceso de identificación [78]. Concretamente, esta funcionalidad permite automatizar la verificación de la calidad de la identificación y la posibilidad de llevar a cabo análisis multi-paramétricos.

Una vez obtenida, por identificación polo-cero, la función de transferencia  $H(s)$  asociada a una respuesta frecuencial del circuito para una solución de DC o un régimen periódico gran señal, se procede a extraer la información relativa a la estabilidad a partir de dicha función de transferencia.

## 1.4 estabilización a partir de la identificación polo-cero

En [79] y [80] se explica una metodología sistemática de estabilización, en simulación, de los regímenes permanentes inestables en los circuitos de microondas utilizando redes de estabilización sencillas. Para determinar los valores de los elementos de las redes de estabilización se aplica la teoría de control de sistemas realimentados [81–83].

### 1.4.1 Redes de estabilización en serie o en paralelo

En el diseño de circuitos de microondas, una práctica habitual para la estabilización del circuito es la inserción de circuitos de estabilización serie o paralelo, a menudo de resistencias, en un cierto nodo o rama del circuito [21], [84]. La inserción de estas redes de estabilización serie o paralelo puede asociarse al análisis de estabilidad admitancia o impedancia presentadas en la sección 1.3, y por consiguiente, como se verá a continuación, al esquema básico de control realimentado de la figura 1.6.

Consideremos primero la conexión en paralelo al nodo  $n$  de una red de estabilización de impedancia  $Z_{stab}(s)$  (Figura 1.5). Si la inclusión de  $Z_{stab}(s)$  no modifica la solución del estado de DC,  $\zeta_{DC}$ , la impedancia total  $Z_{lc}^n(s)$  vista desde la fuente de corriente de pequeña señal  $i_{in}(s)$  viene dada por la combinación en paralelo de  $Z^n(s)$  y  $Z_{stab}(s)$  :

$$Z_{lc}^n(s) = \frac{v_n(s)}{i_{in}(s)} = \frac{Z^n(s) \cdot Z_{stab}(s)}{Z^n(s) + Z_{stab}(s)} = \frac{Z^n(s)}{1 + \frac{Z^n(s)}{Z_{stab}(s)}} \quad (1.8)$$

Es importante recordar que  $Z^n(s)$  es la función de transferencia obtenida en el nodo  $n$  por el análisis de impedancia del circuito original (es decir, sin la inclusión de la red de estabilización  $Z_{stab}(s)$ ).

El sistema de la figura 1.5 está directamente relacionado con el esquema general de un sistema realimentado de la figura 1.6, donde  $H(s)$  representa el sistema lineal y  $B(s)$  es una realimentación negativa. La función de transferencia en lazo cerrado  $H_{lc}(s)$  del sistema de la figura 1.6 puede

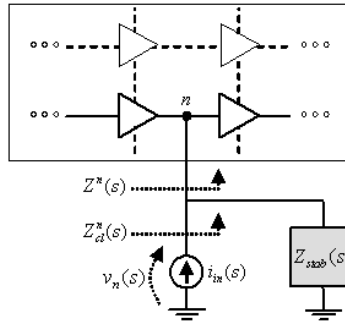


Figure 1.5: Conexión en paralelo de una red de estabilización durante el análisis de estabilidad impedancia. (Figura obtenida de [56])

expresarse como:

$$H_{lc}(s) = \frac{y(s)}{x(s)} = \frac{H(s)}{1 + H(s)B(s)} \quad (1.9)$$

Si la inclusión de  $Z_{stab}(s)$  no modifica la solución de DC,  $\zeta_{DC}$ , existe una equivalencia directa entre los sistemas (1.8) y (1.9):

$$H_{lc}(s) \equiv Z_{lc}^n(s); H(s) \equiv Z^n(s); B(s) \equiv \frac{1}{Z_{stab}(s)} \quad (1.10)$$

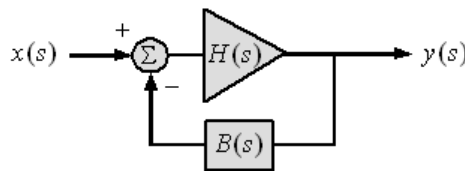


Figure 1.6: Conexión en paralelo de una red de estabilización durante el análisis de estabilidad impedancia.

Por tanto, la conexión en paralelo al nodo  $n$  de una red de estabilización de impedancia  $Z_{stab}(s)$  (Figura 1.5) es equivalente a la aplicación de una realimentación negativa en el sistema original  $Z^n(s)$ .

De la misma manera, la conexión en serie con la rama  $b$  de una red de estabilización admitancia  $Y_{stab}(s)$  (Figura 1.7) implica una realimentación negativa en el sistema lineal  $Y^b(s)$ . Notar que  $Y^b(s)$  es la función de transferencia obtenida en la rama  $b$  por un análisis de admitancia del circuito original (es decir, del previo a la conexión de  $Y_{stab}(s)$ ). Si la presencia de no modifica la solución de DC,  $\zeta_{DC}$ , la admitancia total  $Y_{lc}^b(s)$  vista por la fuente de voltaje viene dada por la combinación serie de  $Y^b(s)$  y  $Y_{stab}(s)$ :

$$Y_{lc}^b(s) = \frac{i_b(s)}{v_{in}(s)} = \frac{Y^b(s) \cdot Y_{stab}(s)}{Y^b(s) + Y_{stab}(s)} = \frac{Y^b(s)}{1 + \frac{Y^b(s)}{Y_{stab}(s)}} \quad (1.11)$$

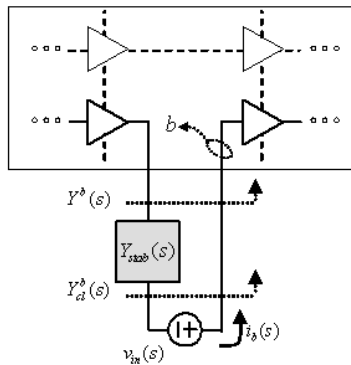


Figure 1.7: Conexión en serie de una red de estabilización durante el análisis de estabilidad admitancia.(Figura obtenida de [56])

Por consiguiente, la equivalencia con el sistema general de un sistema realimentado de la figura 1.6 es directa:

$$H_{lc}(s) \equiv Y_{lc}^b(s); H(s) \equiv Y^b(s); B(s) \equiv \frac{1}{Y_{stab}(s)} \quad (1.12)$$

En conclusión, la introducción de una red de estabilización en un determinado nodo/rama del circuito puede asociarse directamente al esquema de control de realimentación negativa. La realimentación se aplica a la

función de transferencia SISO obtenida por el análisis de estabilidad impedancia/admitancia. Por consiguiente, dada una función de transferencia inestable  $H(s)$  ( $Z^n(s)$  o  $Y^b(s)$ ) debería ser posible aplicar técnicas de diseño de control convencionales para determinar si la inserción de una red (en paralelo  $Z_{stab}(s)$  a  $Z^n(s)$  o en serie  $Y_{stab}(s)$  con  $Y^b(s)$ ) puede proveer un sistema en lazo cerrado  $H_{lc}(s)$  ( $Z_{lc}^n(s)$  o  $Y_{lc}^b(s)$ ) estable.

### 1.4.2 Técnicas de control: lugar de las raíces

En esta sección, se muestra cómo las técnicas de control convencionales pueden aplicarse automáticamente a los resultados obtenidos de los análisis de impedancia y/o admitancia (ya sea de forma experimental o simulada) de una solución de DC. Si la solución de DC es inestable, servirán para determinar si la inserción (o modificación) de una red de estabilización (en paralelo o en serie) puede dar lugar a un sistema en lazo cerrado estable. Por otro lado, si la solución de DC es estable, servirán para aumentar el margen de estabilidad del sistema por medio de una red de estabilización.

Volviendo al esquema genérico de un sistema realimentado de la figura 1.6, asumiremos que  $H(s)$  es inestable con polos en el semiplano derecho (SPD). En función de  $H(s)$  es posible encontrar una red de realimentación  $B(s)$  que proporcione una función de transferencia en lazo cerrado  $H_{lc}(s)$  sin polos inestables, es decir, un sistema estable. Existen diferentes técnicas en teoría de control para obtener  $B(s)$  partiendo del conocimiento de un  $H(s)$  inestable [81–83]. En este proyecto, nos centraremos en aplicar estrategias de posicionamiento de polos para concebir acciones de control proporcional, integral y derivativo apropiadas, desarrolladas y verificadas en [79] y [80]. Por un lado, la acción de un control proporcional puede asociarse fácilmente a la estabilización de circuitos de microondas con la ayuda de resistencias en serie o en paralelo. Por otro lado, la inclusión en serie o en paralelo de un elemento reactivo (o la modificación de su valor) puede asociarse a acciones de control integral y derivativo. Obviamente, las técnicas de colocación de polos podrían utilizarse para diseñar controladores de órdenes más elevados si fuese necesario.



### Control proporcional en el lazo de realimentación

En teoría de control convencional, los controladores están normalmente situados en la cadena directa antes de la entrada de la planta o sistema a controlar, con un lazo de realimentación negativo constante [81–83]. En nuestro caso, el controlador se sitúa en el lazo de realimentación. No obstante, la ecuación característica del sistema en lazo cerrado sigue siendo la misma que si el controlador estuviese en la cadena directa del sistema realimentado.

En una acción proporcional en el lazo de realimentación, la red de realimentación  $B(s)$  es un factor constante,  $B(s) = K$  [60]. Si describimos  $H(s)$  como un cociente de dos polinomios,

$$H(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad (1.13)$$

entonces, a partir de (1.9), la función de transferencia en lazo cerrado  $H_{lc}(s)$  puede expresarse como:

$$H_{lc}(s) = \frac{N(s)}{D(s) + K \cdot N(s)} \quad (1.14)$$

Los polos de  $H_{lc}(s)$  vienen dados por las raíces de la ecuación característica:

$$D(s) + K \cdot N(s) = 0 \quad (1.15)$$

La ecuación (1.15) expresa un resultado bien conocido relacionado con el control proporcional. Cuando la acción de control  $K$  tiende a cero, los polos de  $H_{lc}(s)$  tienden a los polos de  $H(s)$ . Por el contrario, cuando  $K$  tiende a infinito los polos de  $H_{lc}(s)$  tienden a los ceros de  $H(s)$  (o salen del plano complejo hacia el infinito si la dimensión de  $D(s)$  es mayor que la dimensión de  $N(s)$ ). La evolución de los polos de  $H_{lc}(s)$  en el plano complejo cuando el valor de  $K$  varía de cero a infinito es conocido como el lugar de las raíces de  $H_{lc}(s)$ . El lugar de las raíces puede trazarse automáticamente a partir del conocimiento de utilizando herramientas

estándares como Scilab [68] o Matlab [85]. En la práctica, cuando  $H(s)$  tiene ceros en el SPD que están muy próximos a polos inestables, como en el caso de una cuasi-cancelación polo-cero, los polos inestables tienden hacia dichos ceros a medida que la acción proporcional  $K$  aumenta [82]. Esto implica que no existe un control proporcional en el lazo de realimentación capaz de estabilizar el sistema  $H(s)$ .

### Control integral y derivativo en el lazo de realimentación

Los principios y rutinas del control proporcional vistos pueden generalizarse al caso de control puro integral o derivativo en el lazo de realimentación. En un circuito electrónico, estas acciones corresponden a la inserción o modificación de una inductancia o de un condensador. Retomemos el sistema general realimentado de la figura 1.6. Para el caso de una acción de control derivativa en el lazo de realimentación se corresponde con una realimentación  $B(s)$  de la forma:

$$B(s) = K_d s \quad (1.16)$$

Considerando que  $H(s)$  está definida por un cociente de dos polinomios como en (1.13), la ecuación característica que proporciona los polos de  $H_{lc}(s)$  sería:

$$D(s) + K_d \cdot s \cdot N(s) = 0 \quad (1.17)$$

Para el caso de una acción integral en el lazo de realimentación, la realimentación  $B(s)$  tiene la forma:

$$B(s) = \frac{K_i}{s} \quad (1.18)$$

y los polos de  $H_{lc}(s)$  son las raíces de la ecuación característica:

$$s \cdot D(s) + K_i \cdot N(s) = 0 \quad (1.19)$$

La evolución de los polos de (1.17) y (1.19) cuando el valor de  $K_d$  o  $K_i$  varía entre cero e infinito pueden obtenerse fácilmente a partir del conocimiento de  $D(s)$  y  $N(s)$ , como en el caso del control proporcional en la realimentación. Esta evolución es equivalente al caso proporcional (1.14) pero considerando un nuevo sistema dado por  $sH(s)$  para el caso del control derivativo, y  $H(s)/s$  para el caso del control integral. En ambos casos, si  $H(s)$  presenta una cuasi-cancelación inestable con polos y ceros complejos conjugados muy próximos entre ellos en el SPD, los polos del SPD evolucionarán hacia los ceros del SPD a medida que el valor de  $K_i$  o  $K_d$  aumenta. Bajo estas circunstancias, la estabilización del circuito con control integral o derivativo en el lazo de realimentación no será posible.

La traza de las raíces de (1.17) y (1.19) en el plano complejo se llama ‘contorno de las raíces’ y puede trazarse también utilizando las herramientas comerciales para el cálculo numérico. El contorno de las raíces puede ser muy útil cuando la estabilización se consigue insertando o modificando el valor de un condensador o de una inductancia del circuito.

A partir de (1.8) y (1.10), en el caso del análisis de impedancia, la conexión en paralelo de una capacidad  $C_{stab}$  al nodo  $n$  (Figura 1.5), corresponde a la aplicación de un control derivativo en el lazo de realimentación sobre  $Z^n(s)$  con,

$$B(s) = C_{stab} \cdot s \quad (1.20)$$

mientras que la conexión en paralelo de una inductancia  $L_{stab}$  al nodo  $n$  (Figura 1.5), corresponde a la aplicación de un control integral en el lazo de realimentación sobre  $Z^n(s)$  con,

$$B(s) = \frac{1}{L_{stab} \cdot s} \quad (1.21)$$

De la misma manera, a partir de (1.11) y (1.12), en el caso del análisis de admitancia, incluyendo un inductor en serie con la rama  $b$  del circuito (Figura 1.7), representa una acción de control derivativo en el lazo de

realimentación sobre  $Y^b(s)$  con,

$$B(s) = L_{stab} \cdot s \quad (1.22)$$

mientras que la inclusión en serie una capacitancia  $C_{stab}$  a la rama  $b$  (Figura 1.7), corresponde a la aplicación de un control integral en el lazo de realimentación sobre  $Y^b(s)$  con,

$$B(s) = \frac{1}{C_{stab} \cdot s} \quad (1.23)$$

## 1.5 Métodos experimentales de análisis de estabilidad

Existen dos trabajos en los que se analiza experimentalmente el riesgo de oscilación en un amplificador.

### 1.5.1 Sondas coaxiales

Rumery y Noori en [86] presentan una metodología para caracterizar resonancias críticas de baja frecuencia utilizando sondas coaxiales. Gracias a dichas sondas conectadas a un VNA con previa calibración, se consigue medir la magnitud y fase del coeficiente de transmisión  $S_{21}$  en un rango de frecuencias desde DC hasta unos 200MHz según la sonda utilizada. Esto permite detectar resonancias de baja frecuencia de un circuito de microondas, y observar el efecto frente a variaciones de valores de los componentes discretos adyacentes. En el caso de amplificadores de potencia, se puede determinar también el video bandwidth de las líneas de polarización.

### 1.5.2 Criterio de arranque de una oscilación a partir de coeficientes de reflexión en modo mezclador

Gasseling et al. [87], [88] muestran un nuevo sistema de caracterización de transistores de potencia en régimen no lineal a partir de medidas de

parámetros  $S$  de pequeña señal en modo mezclador, denominados en sus artículos parámetros *hot S*.

El comportamiento de un transistor de potencia a la frecuencia de funcionamiento  $f_0$  (en banda) está controlado por una fuente y una carga de impedancias variables, mientras la inyección de una pequeña perturbación a la frecuencia  $f_s$  distinta de  $f_0$ , permite extraer los parámetros *hot S* fuera de la banda. Los parámetros *hot S* son extraídos cuando el DUT (Device Under Test) está operando en régimen no lineal con una señal de bombeo  $f_0$  para una determinada configuración de impedancias de fuente y de carga.

Los parámetros *hot S* dependen de la potencia de entrada a  $f_0$ , de las terminaciones a la frecuencia fundamental y armónicos de la señal de bombeo, y de las terminaciones a las frecuencias de las bandas laterales. Para no modificar el punto de trabajo, y extraer los parámetros *hot S* referidos a  $50 \Omega$  fuera de la banda, independientes de las impedancias de fuente y de carga, tienen en cuenta 12 términos de error calculados durante la calibración de los 4 puertos del VNA.

Como ejemplo de aplicación, utilizan un transistor bipolar de heterounión (HBT).

Para evitar la saturación del receptor del VNA dedicado a medir los parámetros *hot S* por la señal de bombeo gran señal, utilizan filtros paso-bajo apropiados entre los reflectores y los puertos del VNA.

Con el fin de analizar el riesgo de inestabilidad, evalúan el criterio común para estudiar el arranque de una oscilación [1]. El arranque de una oscilación en una resonancia se producirá si se cumple el criterio de Barkhausen:

$$\begin{aligned} |\Gamma_{OUT}| \cdot |\Gamma_{LOAD}| &> 1 \\ \text{Argumento}(\Gamma_{OUT} \cdot \Gamma_{LOAD}) &= 0 \end{aligned} \quad (1.24)$$

donde  $\Gamma_{OUT}$  se define como el coeficiente de reflexión visto a la salida del transistor, y  $\Gamma_{LOAD}$ , como el coeficiente de reflexión visto desde la carga a  $f$  frecuencias.

Teniendo en cuenta este criterio, consiguen predecir, y es comprobado

posteriormente con un analizador de espectro, una oscilación paramétrica de baja frecuencia a  $373\text{ MHz}$ , cuando el transistor es bombeado por una señal a  $2.5\text{ GHz}$ . Esta oscilación depende del nivel de potencia de la señal de bombeo y de las impedancias de fuente y de carga.

Una vez que una oscilación ocurre, el estado del transistor cambia, y las definiciones de los parámetros *hot S* en modo mezclador con la señal de bombeo obtenidos previamente, dejan de ser apropiados.

## 1.6 Conclusiones

En este primer capítulo, se han descrito los métodos y técnicas más utilizados para el análisis de estabilidad de soluciones DC y regímenes periódicos en circuitos de microondas. La mayoría de simuladores comerciales ofrece herramientas más o menos eficaces para el análisis de estabilidad de soluciones DC. Sin embargo, los simuladores más empleados por los diseñadores de circuitos de microondas carecen de herramientas para el análisis de estabilidad de las soluciones obtenidas por balance armónico. Se han mostrado en este capítulo las distintas soluciones propuestas en la literatura para compensar esta carencia.

Por un lado, los métodos rigurosos disponibles tienen limitaciones importantes debido a su complejidad. La mayor parte de los métodos necesitan acceder al determinante característico del sistema por lo que no son implementables externamente en simuladores comerciales que no dan acceso al determinante característico. En este sentido, la aportación del método de NDF no lineal es muy importante ya que puede ser implementado externamente por el usuario en cualquier simulador comercial de balance armónico. No obstante, este método requiere la apertura de un lazo de realimentación para cada una de las no linealidades del circuito, por lo que la aplicación a circuitos con múltiples elementos activos es una tarea ardua. Además, no es aplicable cuando únicamente se dispone de modelos de tipo caja negra de los dispositivos, ya que es necesario acceder a las no linealidades del circuito para modificarlas.

Por otro lado, se ha expuesto en detalle el método de análisis de estabilidad que se aplicará a lo largo de esta tesis: método por identificación

polo-cero. Éste método consta de 2 etapas. La primera etapa consiste en obtener las respuestas frecuenciales del circuito insertando sondas de corriente o de tensión de pequeña señal en un nodo o rama respectivamente. Hay que tener en cuenta que el nodo o rama seleccionado debe tener una buena sensibilidad. Las cancelaciones polo-cero están relacionados con la pérdida de controlabilidad y / o observabilidad de una parte de la dinámica del sistema. Por lo tanto, la existencia de estas cancelaciones polo-cero aumenta considerablemente el riesgo de no detectar una inestabilidad entre el resto de la dinámica de un circuito. La segunda etapa consiste en la obtención de la función de transferencia correspondiente mediante técnicas de identificación numérica de la respuesta frecuencial SISO para finalmente extraer de ella la información relativa a la estabilidad. Si la función de transferencia posee polos complejo conjugados con parte real positiva, el sistema es inestable.

También, se ha expuesto una metodología sistemática para la estabilización de oscilaciones asociadas a una solución DC inestable en circuitos de microondas. De hecho, la aplicación de una red de estabilización serie o paralelo en un circuito de microondas complejo es equivalente a la aplicación de una retroalimentación negativa en un esquema de control clásico. Por consiguiente, las estrategias de estabilización conocidas en la teoría de control son aplicables para la estabilización de circuitos de microondas complejos. Más concretamente, se han descrito las técnicas de posicionamiento de polos para concebir las acciones de control proporcionales, derivativas o integrales capaces de asegurar la estabilidad del circuito con un cierto margen de estabilidad.

En el caso de un circuito electrónico, la inserción de una resistencia en serie o en paralelo (o la modificación de su valor) corresponde a la aplicación de un control proporcional. Del mismo modo, la inserción de un elemento reactivo o la variación de su valor (sea una capacidad o inductancia) corresponde a un control integral o derivativo para el circuito estudiado.

Finalmente, se han comentado los dos métodos de análisis de estabilidad a partir de medidas experimentales, que existen en la literatura, a parte del que se describirá en los dos capítulos siguientes.





## Chapter 2

# Caraterization and pole control in DC regime

### Contents

---

<b>2.1</b>	<b>Introduction</b> . . . . .	<b>38</b>
<b>2.2</b>	<b>Obtaining <math>H(j\omega)</math> from S parameters</b> . . . . .	<b>39</b>
2.2.1	Obtention of $Z(j\omega)$ from S parameters . . . . .	39
2.2.2	Obtention of $Y(j\omega)$ from S parameters . . . . .	43
<b>2.3</b>	<b>Adding a 3<sup>rd</sup> port for observation and control of low-frequency dynamic</b> . . . . .	<b>46</b>
2.3.1	Measurements of critical resonance . . . . .	47
2.3.2	Control of critical poles . . . . .	49
<b>2.4</b>	<b>Application example: L-band FET amplifier</b> .	<b>51</b>
2.4.1	Measurements of critical resonance . . . . .	53
2.4.2	Control of critical poles . . . . .	56
2.4.3	Measurement of critical resonances from the RF input port . . . . .	63
<b>2.5</b>	<b>Conclusions</b> . . . . .	<b>66</b>

---

## 2.1 Introduction

The prevention of spurious oscillations is crucial in order to develop robust designs of microwave amplifiers. A robust design implies, among other things, a stable behavior under conditions that can be very far from nominal operation mode. These conditions may include changes in the thermic environment, technological dispersion, modification on the elements of the load and bias. In particular, it is not unusual to find low-frequency oscillations in microwave amplifiers [14–18]. Those are the ones we are going to focus on in this chapter. In this kind of oscillations, the elements of the bias networks play an important role. These elements combined with the intrinsic feedback elements of the active device (generally a gate-to-drain, in case of a FET transistor, or a base-to-collector capacitance, in case of a BJT transistor) may satisfy the oscillation conditions as in a Hartley topology [1].

In the design stage of a microwave amplifier, stability can be analyzed with any of the CAD techniques presented in section 1.1.1. Unfortunately, reliable models and accurate descriptions of all the circuit elements and circuit environment are not always available. In these cases, simulation is not an option for the assessment of the stability margins versus changes in amplifier conditions. For this reason, the detection of critical poles of the circuit from experimental characterization is proposed, which allows us to measure stability margins versus circuit parameter variations.

In simulation, closed-loop impedance and admittance frequency responses of a circuit under a DC regime are generally obtained by a linear analysis (AC) previously carried out by inserting a small-signal current or voltage probe in parallel or in series respectively, as explained in chapter 1. However, in measurement, introducing current or voltage probes at high frequencies can be very difficult. Hence, in this chapter we propose the obtaining of valid frequency responses from Scattering parameter measurements. Once the frequency response of the circuit from a Scattering parameter is obtained, stability is analyzed by pole-zero identification.

In the case of microwave amplifiers, there are usually losses of controllability and observability of low-frequency dynamics from the RF access ports due to the isolating effect of the matching networks. This isolation

results in very tiny resonances that can be masked by the measurement noise. For this reason, the inclusion of an observation port with a higher degree of sensitivity is proposed to obtain the low-frequency poles of the circuit. Thanks to a stabilization network in series with that port, critical poles can be controlled based on control techniques listed in section 1.6.2.

The chapter is structured as follows:

First, the obtention of the closed-loop impedance and admittance frequency responses of the circuit from Scattering parameters is formulated. This formulation is particularized for the Scattering parameters obtained from the RF input and output ports of the amplifier, and from a generic observation port connected to a node or branch of the circuit.

Then the experimental obtaining of a closed-loop admittance frequency response of a microwave amplifier from an observation port is described. This port will be connected in series to a RC stabilization network at a certain node of the gate bias path to detect and control the low-frequency dynamic.

Finally, as an application example, the experimental detection of critical poles in a L-band FET amplifier is presented.

## 2.2 Obtaining $H(j\omega)$ from S parameters

The stability analysis of DC or small-signal state of a circuit can be obtained from the frequency domain identification of a closed-loop frequency response,  $H(j\omega)$ , impedance or admittance, as seen in chapter 1.

Next, we will address how to get these frequency responses from the S parameters, both in input and output RF ports as in a generic observation port, from the linearized circuit around a bias point.

### 2.2.1 Obtention of $Z(j\omega)$ from S parameters

Let  $Z(j\omega)$  be a closed-loop impedance frequency response as defined in section 1.3.

We consider the circuit from figure 2.1 where a two-port circuit linearized around an operating point is represented, with its input and output ports terminated on  $50 \Omega$  loads.

Let  $Z_1(j\omega)$  be the impedance observed from port 1 when port 2 is loaded with  $50 \Omega$ , and  $Z_2(j\omega)$ , the impedance seen from port 2 with port 1 loaded with  $50 \Omega$ . From measurements of the reflection coefficients  $\Gamma_1$  and  $\Gamma_2$  in the access ports 1 and 2, which in this case correspond to the parameters  $S_{11}$  and  $S_{22}$  respectively, the two impedance frequency responses can be calculated directly as:

$$Z_n(j\omega) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_n}{1 - \Gamma_n} \quad (2.1)$$

where  $n = 1, 2$ , and  $Z_0$  is the characteristic impedance of the circuit transmission lines.

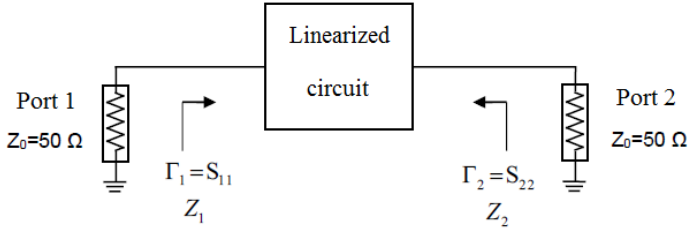


Figure 2.1: Scattering parameters in a two-port network.

However, if in normal operation the circuit has the access 1 and 2 loaded with source and load terminals ( $Z_S$  and  $Z_L$ ) of  $50 \Omega$ ,  $Z_1(j\omega)$  and  $Z_2(j\omega)$  are not valid closed-loop frequency responses for stability analysis. A correct closed-loop impedance frequency response for the stability analysis is, for example, the  $Z_{1\_TOT}(j\omega)$  impedance observed by a small-signal current probe connected in parallel at port 1 (Figure 2.2) or impedance  $Z_{2\_TOT}(j\omega)$  observed by a small-signal current probe connected in parallel at port 2 (Figure 2.3).

$$Z_{n\_TOT}(j\omega) = \frac{v_n(j\omega)}{i_{in}(j\omega)} \quad (2.2)$$

being  $n = 1, 2$ .

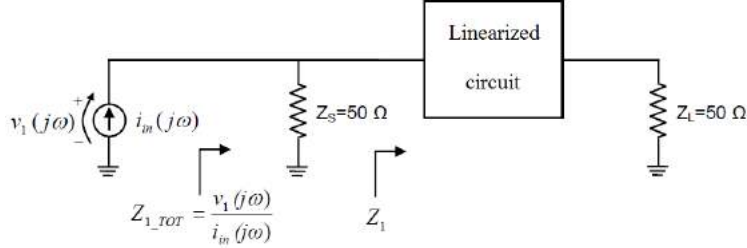


Figure 2.2: Obtaining  $Z_{1\_TOT}(j\omega)$  frequency response with a small-signal current probe connected in parallel at port 1.

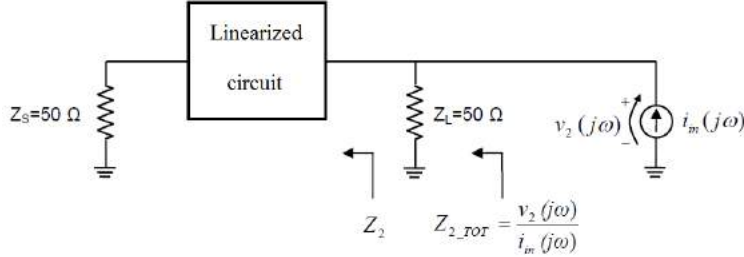


Figure 2.3: Obtaining the  $Z_{2\_TOT}(j\omega)$  frequency response with a small-signal current probe connected in parallel at port 2.

Knowing the S parameters of the circuit and the values of  $Z_S$  and  $Z_L$ , these two frequency responses  $Z_{1\_TOT}(j\omega)$  and  $Z_{2\_TOT}(j\omega)$  can be obtained directly as:

$$Z_{1\_TOT}(j\omega) = \frac{Z_1(j\omega) \cdot Z_S}{Z_1(j\omega) + Z_S} \quad (2.3)$$

$$Z_{2\_TOT}(j\omega) = \frac{Z_2(j\omega) \cdot Z_L}{Z_2(j\omega) + Z_L} \quad (2.4)$$

with  $Z_1(j\omega)$  y  $Z_2(j\omega)$  defined as in (2.1), and  $Z_S = Z_L = Z_0 = 50 \Omega$ .

A closed-loop impedance frequency response from a different access of the RF input and output can also be obtained. To do this, the generic

observation port must have two operating modes: normal operation mode and test mode. In normal operation mode, the observation port must be loaded with an open circuit, while in test mode is used to measure the reflection coefficient at that port,  $\Gamma_G$  (Figure 2.4). The  $\Gamma_G$  reflection coefficient corresponds, in this case, to the Scattering parameter,  $S_{GG}$ , because the other access ports are loaded with  $50 \Omega$ . Note that this third port must be chosen so that the connection of a charge of  $50 \Omega$  at this point, necessary to obtain  $\Gamma_G$  reflection coefficient, does not change the operating point of the circuit.

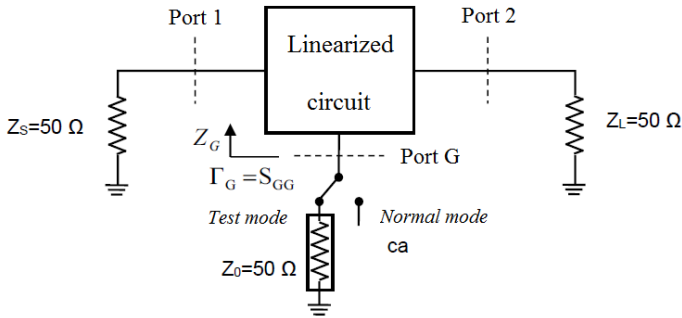


Figure 2.4: Obtaining  $Z_G(j\omega)$  frequency response from  $\Gamma_G$  reflection coefficient for impedance stability analysis.

Impedance  $Z_G(j\omega)$  can be calculated directly from  $\Gamma_G$  reflection coefficient as,

$$Z_G(j\omega) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_G}{1 - \Gamma_G} \quad (2.5)$$

$Z_G(j\omega)$  is the same impedance to that observed by a current probe inserted in parallel at port G (Figura 2.5):

$$Z_G(j\omega) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_G}{1 - \Gamma_G} = \frac{v_G(j\omega)}{i_{in}(j\omega)} \quad (2.6)$$

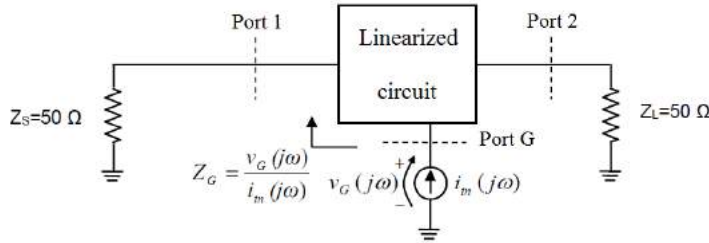


Figure 2.5: Obtaining  $Z_G$  frequency response with a current probe inserted in parallel at port G.

### 2.2.2 Obtention of $Y(j\omega)$ from S parameters

Let  $Y(j\omega)$  be a closed-loop admittance frequency response as defined in section 1.3.

We consider the circuit from figure 2.6, where a two-port circuit linearized around an operating point is represented, with its input and output ports terminated on  $50 \Omega$  loads.

Let  $Y_1(j\omega)$  be the admittance observed from port 1 when port 2 is loaded with  $50 \Omega$ , and  $Y_2(j\omega)$ , the admittance seen from port 2 with port 1 loaded with  $50 \Omega$ . From measurements of the reflection coefficients  $\Gamma_1$  and  $\Gamma_2$  in the access ports 1 and 2, which in this case correspond to the  $S_{11}$  and  $S_{22}$  parameters respectively, the two impedance frequency responses can be calculated directly as:

$$Y_n(j\omega) = \frac{1}{Z_n(j\omega)} = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_n}{1 + \Gamma_n} \quad (2.7)$$

where  $n = 1, 2$ , and  $Z_0$  is the characteristic impedance of the circuit transmission lines.

However, just as in the case of  $Z_1(j\omega)$  and  $Z_2(j\omega)$  impedances,  $Y_1(j\omega)$  and  $Y_2(j\omega)$  are not valid closed-loop frequency responses for the stability analysis if ports 1 and 2 of the circuit in normal operation are loaded with  $50 \Omega$ . A possible admittance frequency response for stability analysis is, for example, the admittance  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$  observed by a small-signal

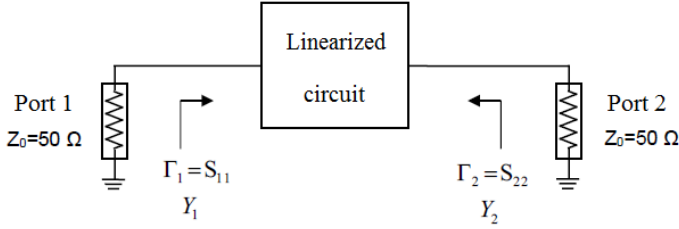
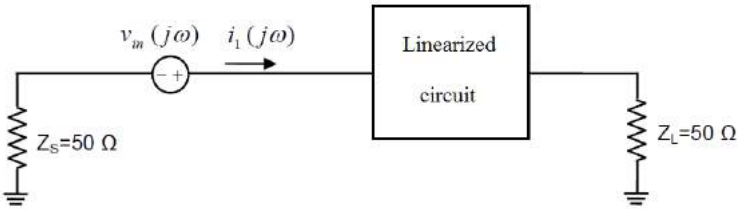
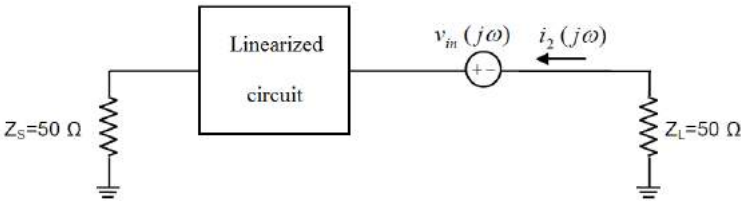


Figure 2.6: Scattering parameters in a two-port network.

voltage probe connected in series to port 1 (Figure 2.7) or the admittance  $Y_{2TOT}(j\omega)$  observed by a small-signal voltage probe connected in series to port 2 (Figure 2.8).

Figure 2.7: Obtaining  $Y_{1TOT}(j\omega)$  frequency response from a small-signal voltage probe connected in series with port 1.Figure 2.8: Obtaining  $Y_{2TOT}(j\omega)$  frequency response from a small-signal voltage probe connected in series with port 2.

$$Y_{nTOT}(j\omega) = \frac{i_n(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} \quad (2.8)$$

where  $n = 1, 2$ .



If the S parameters of the circuit and the values of  $Z_S$  and  $Z_L$  are known, these two frequency responses  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$  and  $Y_{2\_TOT}(j\omega)$  can be obtained as follows:

$$Y_{1\_TOT}(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{Y_1(j\omega)} + Z_S} = \frac{1}{Z_1(j\omega) + Z_S} \quad (2.9)$$

$$Y_{2\_TOT}(j\omega) = \frac{1}{\frac{1}{Y_2(j\omega)} + Z_L} = \frac{1}{Z_2(j\omega) + Z_L} \quad (2.10)$$

with  $Y_1(j\omega)$ ,  $Y_2(j\omega)$ ,  $Z_1(j\omega)$  and  $Z_2(j\omega)$  defined as in (2.7) and (2.1) respectively, and  $Z_S = Z_L = Z_0 = 50 \Omega$ .

A closed-loop admittance frequency response from a different access of the RF input and output can also be obtained. To do this, the generic observation port must have two operating modes: normal operation mode and test mode. In normal operation mode, the observation port must be short-circuited, and in test mode is used to measure the reflection coefficient at that port,  $\Gamma_G$  (Figure 2.9). The  $\Gamma_G$  reflection coefficient corresponds, in this case, to the Scattering parameter,  $S_{GG}$ , because the other access ports are loaded with  $50 \Omega$ . Note that this third port must be chosen so that the connection of a charge of  $50 \Omega$  at this point, necessary for obtaining  $\Gamma_G$  reflection coefficient, does not change the operating point of the circuit.

Admittance  $Y_G(j\omega)$ , calculated directly from the reflection coefficient  $\Gamma_G$  as,

$$Y_G(j\omega) = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_G}{1 + \Gamma_G} \quad (2.11)$$

is, in this case, an admittance frequency response identical to the measured one by a voltage probe connected in series with port G (Figure 2.10):

$$Y_G(j\omega) = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_G}{1 + \Gamma_G} = \frac{i_G(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} \quad (2.12)$$

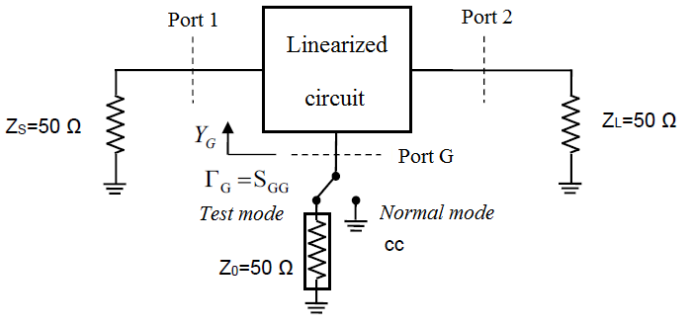


Figure 2.9: Obtaining  $Y_G(j\omega)$  frequency response from  $\Gamma_G$  reflection coefficient for admittance stability analysis.

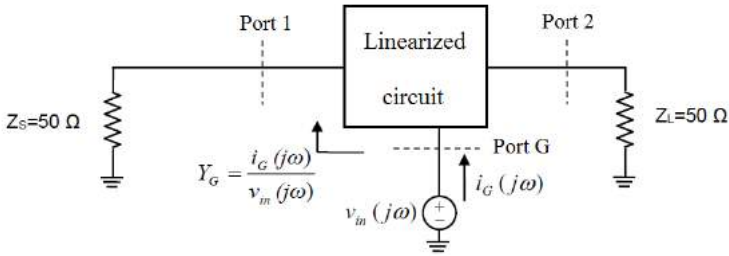


Figure 2.10: Obtaining  $Y_G$  frequency response with a voltage probe connected in series with port G.

### 2.3 Adding a 3<sup>rd</sup> port for observation and control of low-frequency dynamic

Normally, the accessible RF ports in a microwave circuit are the input and output ports. However, RF input and output ports generally have low sensitivity to observe the low-frequency dynamics of a DC or small-signal steady state of a microwave amplifier because of the matching networks. These networks can isolate low-frequency dynamics. This can be a problem when it comes to identifying the frequency responses obtained from these ports. For this reason, the inclusion of a RF coaxial observation port is proposed, with greater sensitivity at low frequencies than the in-

put and output access ports, when they are connected to an internal point of the bias path. This port is connected in series with a RC stabilization network in order to control low-frequency dynamics. Such RC networks are commonly used in power amplifiers to improve the stability at low frequencies [89,90].

### 2.3.1 Measurements of critical resonance

In order to measure and control the low-frequency critical poles of the DC analyzed state, a third port in series can be introduced with a RC stabilization network situated in parallel with the gate bias path of the microwave amplifier, as shown in Figure 2.11. Depending on what is connected to the third port, the circuit will work in normal operation or in test mode. On the one hand, the circuit will work in normal operation when the third port is short circuited. On the other hand, the circuit will work in test mode when the VNA is connected for measurement of the reflection coefficient  $\Gamma_3$ . The input impedance of the VNA must not modify, in any case, the DC state to analyze.

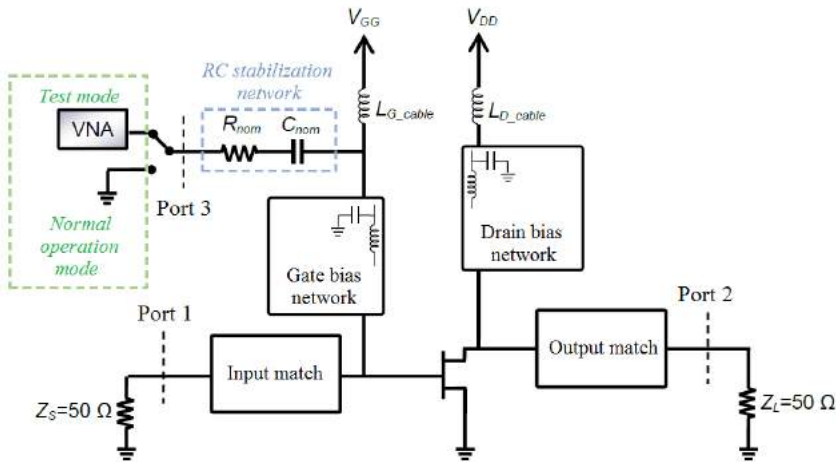


Figure 2.11: Scheme of the amplifier with an additional third port introduced in series with a RC network stabilization connected in parallel at the gate bias path.

With the circuit in test mode configuration, it is possible to measure the reflection coefficient  $\Gamma_3$  at the observation port. This reflection coefficient can be converted to the admittance frequency response  $Y_3(j\omega)$  as in (2.11).

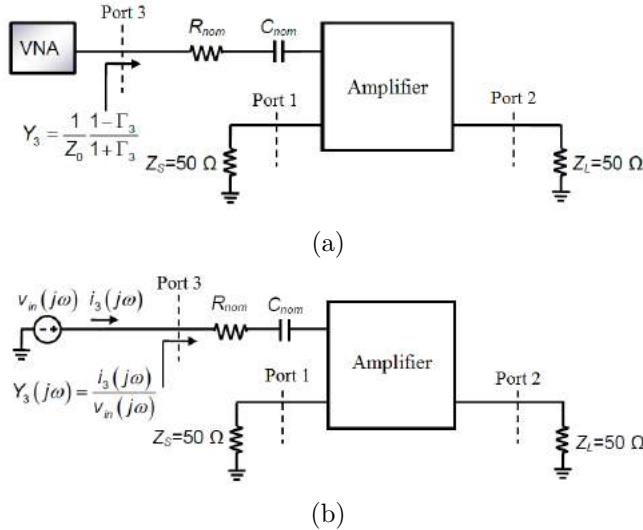


Figure 2.12: Comparison of  $Y_3(j\omega)$  in a) test mode and b) normal operating mode.

Figure 2.12 compares the meaning of  $Y_3(j\omega)$  in test mode and normal operation modes. In test mode,  $Y_3(j\omega)$  is the admittance that the amplifier presents to the VNA (Figure 2.12a). In addition,  $Y_3(j\omega)$  is also the admittance seen by an ideal voltage source connected in series at port 3 (Figure 2.12b). In fact, the schematic of figure 2.12b corresponds to a conventional stability analysis of the normal operation mode of the amplifier, in which pole-zero identification of the frequency response  $Y_3(j\omega)$  provides the poles of the circuit linearized around its DC solution. Therefore, the key point of the approach is that, in test mode, we are able to measure a valid frequency response for pole-zero identification of the circuit operating in normal mode. Obviously, the former is true provided that the dc solution does not change from normal to test mode. This is guaranteed by the presence of the stabilization capacitor in the RC network that is in

series with the observation port,  $C_{nom}$ .

### 2.3.2 Control of critical poles

The inclusion of a third port in series with a RC network, allows both detection and control of critical resonances. The variation of the two elements of the stabilization network ( $R_{nom}$  and  $C_{nom}$ ) correspond to proportional and integral control actions in the feedback loop of a system with negative feedback (Figure 1.6) as seen in section 1.3 [80]. In fact, as shown in figure 2.13, a variation  $\Delta R$  of the series stabilization resistance  $R_{nom}$  is equivalent to a proportional control action, applied on the feedback path, over the original admittance function  $Y_3$  (Figure 2.10). The value of this variation is directly the proportional constant of the control action:

$$K_p = \Delta R, \tag{2.13}$$

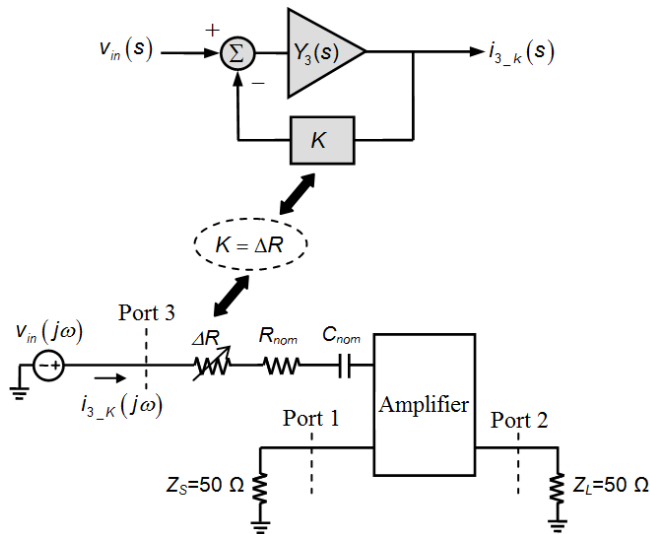


Figure 2.13: Variation of the series stabilization resistance: proportional control action over the original admittance function  $Y_3$  obtained with  $R_{nom}$  and  $C_{nom}$ .

so that the closed-loop transfer function resulting from the application of a proportional control action is given by:

$$Y_{3-K}(j\omega) = \frac{i_{3-K}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = \frac{Y_3(j\omega)}{1 + \Delta R Y_3(j\omega)} \quad (2.14)$$

Similarly, as it is shown in figure 2.14, variations of the original series stabilization capacitance  $C_{nom}$ , are equivalent to an integral control action over the original admittance function  $Y_3$ , applied on the feedback path. Here, the capacitance  $\Delta C$  added in series with the original stabilization capacitance is the inverse of the integral control constant:

$$K_i = \frac{1}{\Delta C} \quad (2.15)$$

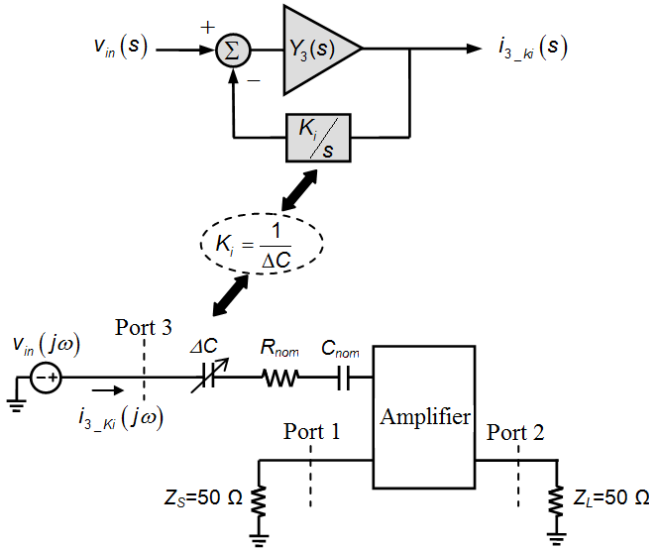


Figure 2.14: Variation of the series stabilization capacitance: integral control action on the original admittance function  $Y_3$  obtained with  $R_{nom}$  and  $C_{nom}$ .

In this way, the closed-loop transfer function resulting from the applic-

ation of an integral control action is given by:

$$Y_{3\_Ki}(j\omega) = \frac{i_{3\_Ki}(j\omega)}{v_{in}(j\omega)} = \frac{Y_3(j\omega)}{1 + \frac{1}{j\omega\Delta C}Y_3(j\omega)}. \quad (2.16)$$

Therefore, once the circuit poles have been detected from  $Y_3(j\omega)$ , these equivalences allow the automatic estimation of the pole evolution on the complex plane when the two stabilization parameters are modified. This can be easily done by tracing root locus for proportional control on the feedback loop, or root contour for integral control on the feedback loop [82, 83].

In conclusion, from a single measurement made with the nominal values, the evolution of the poles against the R and C values can be estimated. In this way, it is possible to act on the relative stability margins to get more robust designs.

## 2.4 Application example: L-band FET amplifier

In order to measure frequency responses in small-signal and validate experimentally the control stability margins, a medium power amplifier in L-band of a single stage based on a GaAs MESFET transistor [91] (Eudyna FLU17XM) has been used. The amplifier is designed and manufactured in microstrip hybrid technology, with SMD components from



Figure 2.15: Photography of the medium power FET amplifier in L band.

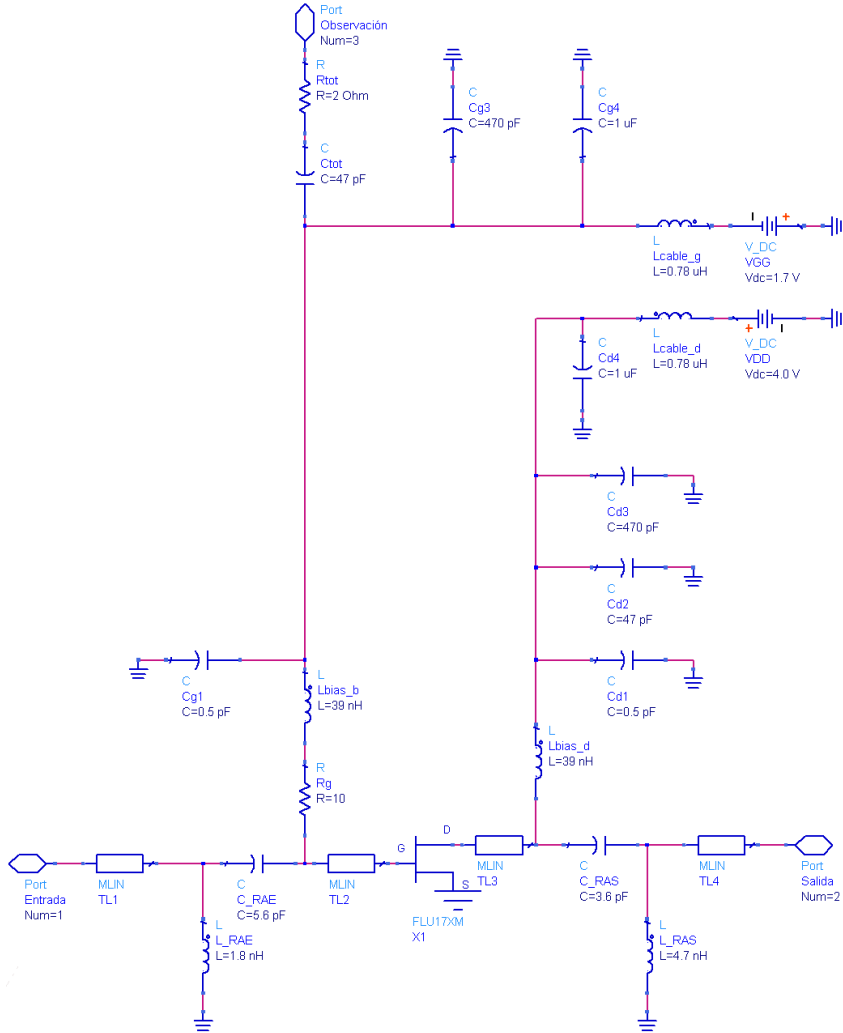
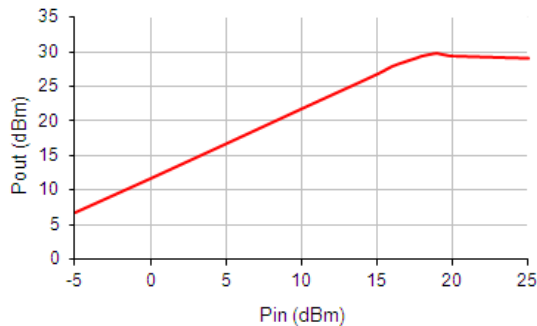


Figure 2.16: Schematic of the medium power FET amplifier in L band with the nominal values.

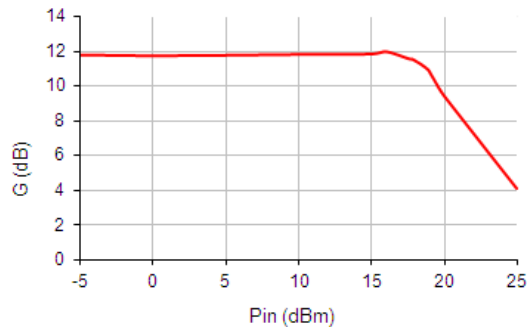
Murata manufacturing (Figura 2.15), as a prototype test for GALILEO radionavigation signals [92].

The amplifier schematic, with the nominal values of the components,





(a)



(b)

Figure 2.17: a) Output power versus input power. b) Amplifier gain, both graphs with the bias point  $V_{GS} = -1.7\text{ V}$  and  $V_{DS} = 5\text{ V}$ , and  $R_{tot} = 50\ \Omega$ .

is shown in figure 2.16. It has input and output matching networks formed by reactive elements. The central operating frequency is  $1.2\text{ GHz}$  with a power output of  $30\text{ dBm}$  (Figure 2.17). With nominal component values, the circuit presents a low-frequency oscillation ( $110\text{ MHz}$ ) as shown in figure 2.18a for the following bias values:  $V_G = -1.7\text{ V}$  and  $V_D = 4\text{ V}$ .

### 2.4.1 Measurements of critical resonance

In figure 2.19 the measurement system in test mode is shown. The third port is connected to a VNA in order to measure the reflection coef-

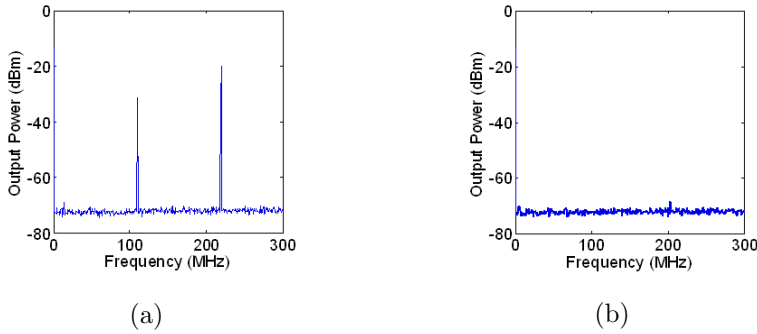


Figure 2.18: Output spectrum with  $V_{GS} = -1.7 V$  and  $V_{DS} = 4 V$  measured in: a) normal operating mode ( $3^{rd}$  port short circuited), b) test mode ( $3^{rd}$  port connected to the VNA).

ficient  $\Gamma_3$ . Additionally, a spectrum analyzer is connected at the output (port 2) to verify that the circuit does not oscillate in test mode (Figure 2.18b).

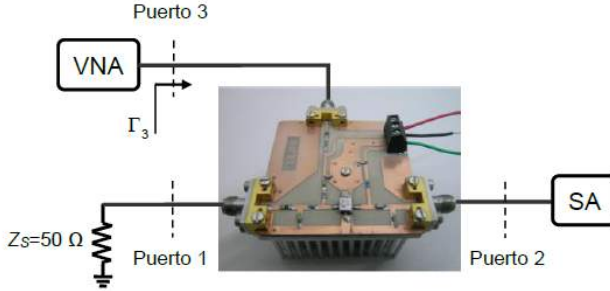


Figure 2.19: Photography of the amplifier and basic block diagram of the measurement system in test mode.

In normal operation, the amplifier exhibits an oscillation at around  $110 MHz$  (Figure 2.18a) for nominal bias conditions ( $V_G = -1.7 V$  and  $V_D = 4 V$ ). However, in test mode (Figure 2.19) the amplifier is stable, as shown in the output spectrum of figure 2.18b. This gives us the possibility to measure  $\Gamma_3$  and obtain the frequency response  $Y_3(j\omega)$  using the relation in (2.11). Obviously this also suggests that the circuit is stabil-

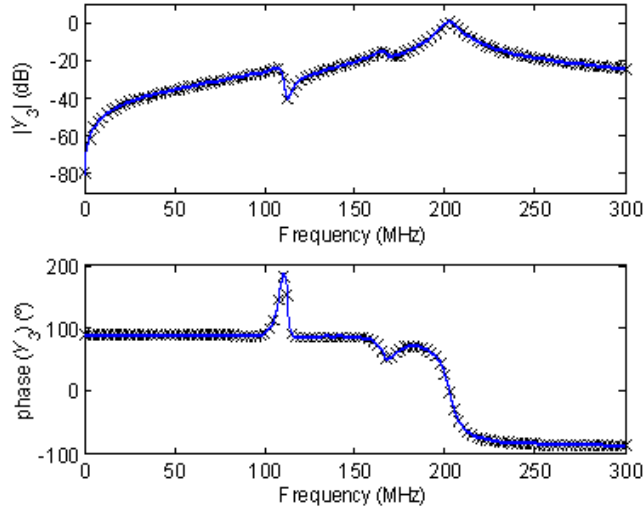


Figure 2.20: Identification results of  $Y_3(j\omega)$  with  $V_{GS} = -1.7 V$  and  $V_{DS} = 4 V$ : Magnitude and phase of the measured (crosses) and identified (solid line) frequency responses.

ized by the resistance of  $50 \Omega$  of the VNA connected to the third port. As discussed in section 2.3,  $Y_3(j\omega)$  is the admittance that the amplifier shows to the VNA, and in turn, it is a valid frequency response for circuit identification operating in the normal operation mode. It must be noted that, as discussed in section 2.3.1, thanks to the presence of the capacity in series with the third port,  $C_{nom}$ , the DC solution of the circuit is the same in test mode as in normal operation mode. The measurement results of  $Y_3(j\omega)$  are plotted with crosses in figure 2.20. Three clear resonances are observed at around  $110 MHz$ ,  $170 MHz$  and  $200 MHz$ . Next, the STAN tool is used to obtain the pole-zero map associated with  $Y_3(j\omega)$  (Figure 2.21).

It can be seen in figure 2.20 that, despite the measurement noise, the identification of  $Y_3(j\omega)$  (solid line) provides an excellent fit of the measured values (crosses). The corresponding pole-zero map is shown in figure 2.21. In it, you can see a complex conjugate pair of unstable poles at  $110 MHz$ , which is in accordance with the oscillation observed in figure 3.26. It is important to remember that the frequency response

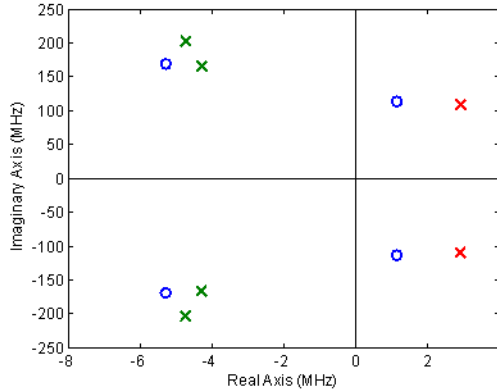


Figure 2.21: Pole-zero map associated with the identification results of  $Y_3(j\omega)$  with  $V_{GS} = -1.7 V$  and  $V_{DS} = 4 V$  (x: poles, o: zeros).

$Y_3(j\omega)$  obtained in test mode (stable circuit) provides the poles associated to normal operation (unstable in this case). That is why unstable poles can be actually measured in this circuit. Apart from these unstable poles, complex conjugate poles associated to the resonances at  $170 MHz$  and  $200 MHz$  are also present in the pole-zero map.

### 2.4.2 Control of critical poles

Once the pole-zero map is obtained from  $Y_3(j\omega)$ , the critical poles can be controlled with the elements of the RC stabilization network using the control techniques shown in section 1.3. The nominal values of this network are:  $R_{nom} = 2 \Omega$  and  $C_{nom} = 47 pF$ .

### Proportional control

In order to estimate the evolution of critical poles of the circuit on the complex plane versus variations of the stabilization network resistance,  $R_{nom}$ , the root locus can be traced. There are available automatic routines for plotting the root locus in most mathematical computation packages. As an example, we used the Matlab program [85].

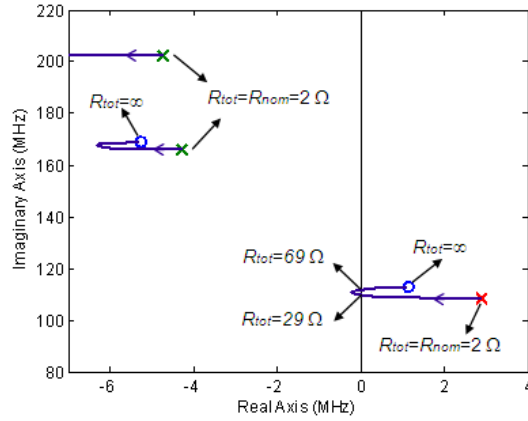


Figure 2.22: Direct root locus from  $Y_3(j\omega)$ : evolution of the critic poles depending on the value of the stabilization resistance  $R_{tot}$ .

Figure 2.22 shows the root locus corresponding to the proportional control action in the feedback loop over the transfer function identified of figure 2.20. For sake of clarity only positive frequencies of the complex plane are plotted. Note that the evolution parameter in the plot is not the proportional parameter  $K = \Delta R$ , but the total equivalent resistance  $R_{tot}$  required in the RC stabilization network to get the same control effect (Figure 2.13), i.e.

$$R_{tot} = R_{nom} + \Delta R, \quad (2.17)$$

which is more practical from the design point of view. The plot shows that a stabilization resistor in the interval  $[29 \Omega, 69 \Omega]$  can stabilize the amplifier. This is consistent with the fact that the amplifier is stable in test mode, with the VNA connected at port 3. Assuming that the VNA presents  $50 \Omega$ , its connection at port 3 is equivalent to a  $R_{tot}$  of  $52 \Omega$ , which is inside the stable interval. At higher values of  $R_{tot}$  the circuit becomes unstable again. This is expected due to the presence of the complex conjugate pair of zeros lying on the right half plane, close to the unstable poles. The proportional action departs from the pole and ends at the zero nearby, which makes it very difficult to stabilize. In conclusion,

proportional control is not a robust solution for the stabilization of this particular example.

### Integral control

After realizing that the proportional control is not a robust solution for stabilization, the root contour of the integral control in the feedback loop over the transfer function identified of figure 2.20 has been traced in figure 2.23. Direct and inverse integral controls are plotted in solid and dashed lines respectively. Since the integral control factor is the inverse of  $\Delta C$ ,  $K_i = 1/\Delta C$ , direct integral control corresponds to decreasing positive values of  $\Delta C$ . In turn, inverse integral control implies negative  $\Delta C$  values of decreasing magnitude. Again, for convenience, the evolution parameter depicted in the root contours of figure 2.23 is the total equivalent capacity  $C_{tot}$  of the stabilization network resulting from the series connection of  $C_{nom}$  and  $\Delta C$  (Figure 2.14):

$$C_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{C_{nom}} + \frac{1}{\Delta C}} \quad (2.18)$$

Figure 2.23 shows that a direct integral control does not stabilize the system (solid line in figure 2.23). For the resonances at  $110 \text{ MHz}$  and  $170 \text{ MHz}$ , the pole evolution departs from the original pole location and ends at the zero nearby. Therefore, the unstable  $110 \text{ MHz}$  poles remain on the right half complex plane. This is an expected result, since direct integral control implies reducing the capacitance value  $C_{tot}$  of the RC stabilization network. On the contrary, inverse integral control (dashed line in figure 2.23)

is able to place the three pairs of critical poles on the left half plane. As the stabilization capacitance  $C_{tot}$  is increased, the  $110 \text{ MHz}$  poles move leftward and become stable for  $C_{tot} > 116 \text{ pF}$ . At the same time, poles at  $170 \text{ MHz}$  shift down in frequency and move rightward, although they never become unstable. In turn, poles at  $200 \text{ MHz}$  evolve very quickly towards the zero nearby so that they remain in the stable region. Note that the inverse integral contours depart from the original pole location (corresponding to  $|\Delta C| = \infty$ ,  $C = C_{tot}$ ) and end at a negative  $\Delta C$  value

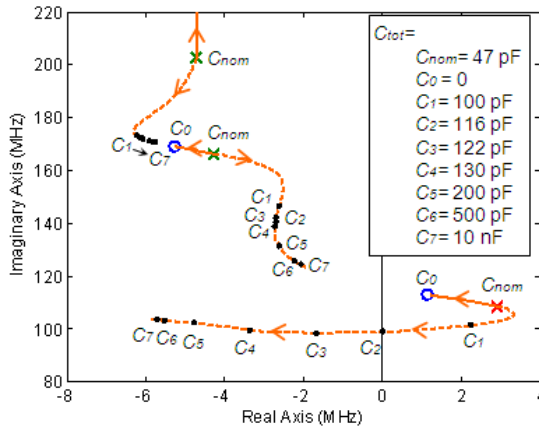


Figure 2.23: Direct (solid line) and inverse (dashed line) root contour of  $Y_3(s)/s$ : evolution of critic poles versus the value of the stabilization capacitance  $C_{tot}$ .

with  $|\Delta C| = C_{nom}$ ,  $C_{tot} \rightarrow \infty$ . Values of negative  $\Delta C$  with  $|\Delta C| < C_{nom}$  are not traced in the inverse integral control locus since they would imply non feasible negative values of  $C_{tot}$ . We can observe in the inverse integral contour of figure 2.23 that the pole evolution converges towards a fixed position on the left half plane as  $C_{tot}$  is increased. In fact, for  $C_{tot} > 500 \text{ pF}$  the poles lie practically in the same location.

Now, a tolerance analysis has been combined to the pole evolution of figure 2.23. For the analysis, two capacitance values that stabilize the amplifier have been selected,  $C_{tot} = 130 \text{ pF}$  and  $C_{tot} = 160 \text{ pF}$ . Then,  $\pm 10\%$  tolerances have been assigned to these  $C_{tot}$  values. In figure 2.24, the intervals of variation of the corresponding poles due to these tolerances are represented. As it can be seen,  $C_{tot} = 130 \text{ pF}$  does not guarantee a sufficient stability margin since the pole at  $110 \text{ MHz}$  dangerously approaches the imaginary axis. In contrast, the location of the poles is not significantly affected by the tolerance for the  $C_{tot} = 160 \text{ pF}$  case. This kind of analysis can serve to select the minimum capacitance value that guarantees reasonable stability margins. This can be useful in power amplifiers with dynamic supply architectures, such as envelope tracking amplifiers, where large low-frequency bypass capacitors are not recommended [93].

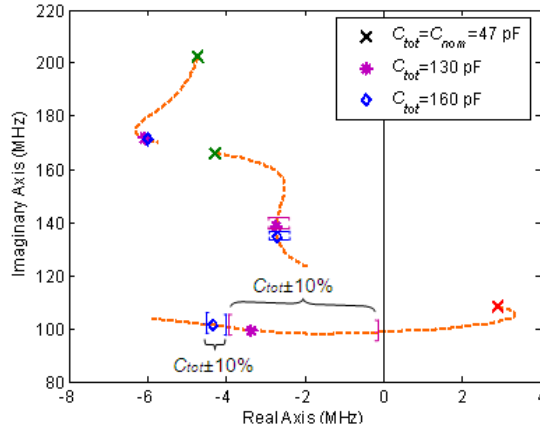


Figure 2.24: Intervals of variation of the poles due to a  $\pm 10\%$  tolerance of  $C_{tot}$  for two  $C_{tot}$  values:  $C_{tot} = 130 \text{ pF}$  and  $C_{tot} = 160 \text{ pF}$ .

To verify the accuracy of the estimations predicted by the root contours, we have physically mounted different discrete values of stabilization capacitors  $C_{tot}$  in the RC stabilization network. Then, the resulting critical poles have been measured and are superimposed to the inverse integral control plot in figure 2.25. Results show a very good agreement with the predictions of figure 2.23, which confirms that the root contour plot can be successfully extended at least up to a few hundreds of MHz. In conclusion, root contour plot from a single admittance measurement provides a reliable method to estimate the stability margins of the critical poles when the stabilization parameters R and C are varied.

The benefit of being able to measure and control critical poles is illustrated with an example in which the bias  $V_{DS}$  is varied from the nominal value ( $4 \text{ V}$ ) to two different values:  $1 \text{ V}$  and  $7 \text{ V}$  (Figure 2.26). Critical poles have been extracted for two different values of  $C_{tot}$ , one nominal ( $47 \text{ pF}$ ), which is unstable for any value of  $V_{DS}$ , and another of  $160 \text{ pF}$  which provides a greater stability margin than with  $130 \text{ pF}$  as shown in figure 2.25.

It can be seen that for any  $V_{DS}$ , for  $C_{tot} = 47 \text{ pF}$  the critical poles at  $110 \text{ MHz}$  have a positive real part (Figure 2.26). The instability for



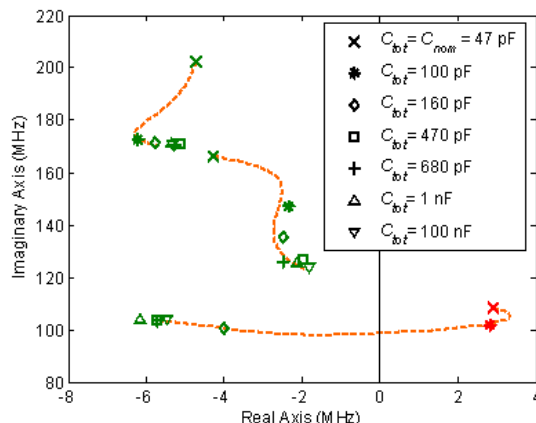


Figure 2.25: Evolution of critical poles of  $Y_3(j\omega)$  versus the stabilization capacitance. Dashed line: predicted by the integral control action over a single  $Y_3(j\omega)$  measured with nominal values. Superimposed (symbols) the measured poles corresponding to the mounting of different discrete values of  $C_{tot}$  in the circuit.

$V_{DS} = 4 V$  was already verified by measuring the output spectrum of the amplifier with a short circuit on the third port (Figure 3.26a). However, for a  $C_{tot} = 160 pF$  all poles stay in the left half complex plane. Under these conditions, there is no spurious oscillation as shown in the output spectrum of figure 2.27. Note that the amplifier performance in normal operating mode at the fundamental frequency is not affected by these changes of  $C_{tot}$ .

It is important to note that measurement noise is a critical aspect in identifying a measured frequency response because it can hide parts of the system dynamics or aggravate over-modelling problems [64,78]. Therefore, measurement noise must be minimized as much as possible in order to obtain a reliable identification. For this reason, the VNA is configured with a very narrow IF filter and a high average to measure the reflection coefficient [94]. Noise minimization is prioritized over measurement speed.

On the one hand, averaging the measurement reduces the background noise of the network analyzer since it is made, in fact, averages of the

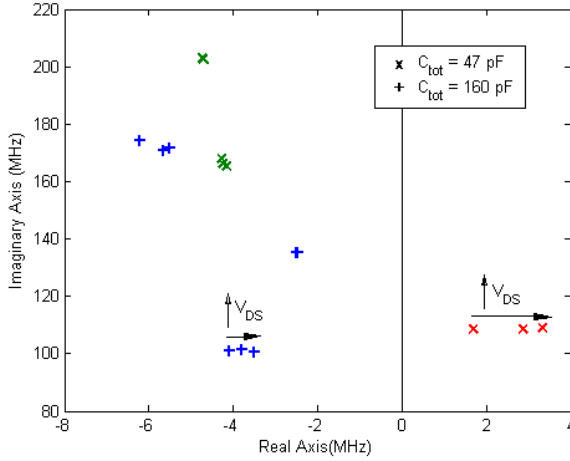


Figure 2.26: Evolution of the critical poles of  $Y_3(j\omega)$  when  $V_{DS}$  varies from the nominal value of 4 V to 1 V and 7 V, with  $C_{tot} = 47$  pF and with  $C_{tot} = 160$  pF.

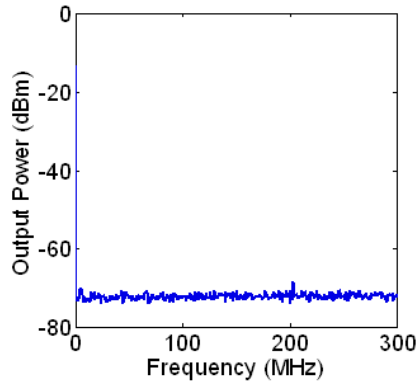


Figure 2.27: Measured output spectrum of the amplifier in normal operating configuration with  $V_{GS} = -1.7$  V and  $V_{DS} = 7$  V, and  $C_{tot} = 160$  pF.

complex data, not only the real part, as in the spectrum analyzer. Without phase information, the average does not improve the analyzer sensitivity.

On the other hand, bandwidth reduction is slightly faster than increasing the averaging to obtain an analog background noise so it would improve the dynamic range [95]. However, there are other factors to consider. For example, using averages to reduce background noise enables users to observe the traces on the screen of the VNA while the average progresses, which can be useful while measuring.

### 2.4.3 Measurement of critical resonances from the RF input port

In this case, to support the interest of the third port for the observation of low-frequency dynamics, the low sensitivity from the RF input port to obtain the poles of the circuit will be shown. For this, the third port has to be loaded with  $50\ \Omega$  in order to prevent the oscillation shown in figure 3.26a, and, in this way, to be able to measure correctly the reflection coefficient at the input port. This makes obtaining the poles corresponding to the normal operation mode impossible. However, in this example, we will evaluate the ability to detect the stable poles from the input port with the third port loaded with  $50\ \Omega$ .

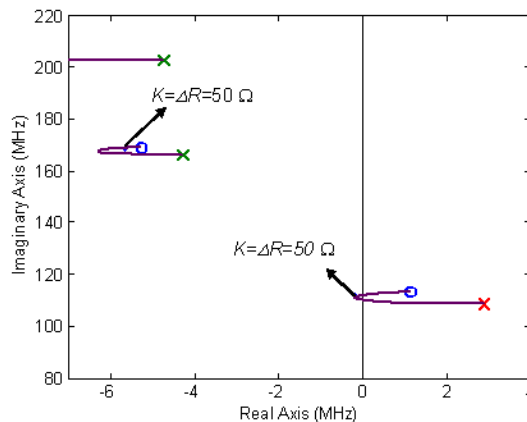


Figure 2.28: Location of the critic poles with proportional control  $K = \Delta R = 50\ \Omega$ .

From  $Y_3(j\omega)$ , the poles corresponding to the test mode of the amplifier can be eventually obtained (third port loaded with  $50 \Omega$ ). However, the poles detected from  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$  do not correspond to the poles of figure 2.21, but to the application of a proportional control ( $K = \Delta R = 50 \Omega$ ) on these poles. Figure 2.28 shows the location of these poles in these conditions. As can be seen in figure 2.28 the unstable resonance at  $110 \text{ MHz}$  is stabilized (complex poles conjugates to  $-0.17 \pm 111.29 \text{ MHz}$ ) and the critical resonance at  $170 \text{ MHz}$  is a bit less critical (complex poles conjugates to  $-5.65 \pm 168.8 \text{ MHz}$ ). Finally, the resonance around  $200 \text{ MHz}$  disappears due to the effect of the  $50 \Omega$  at the third port.

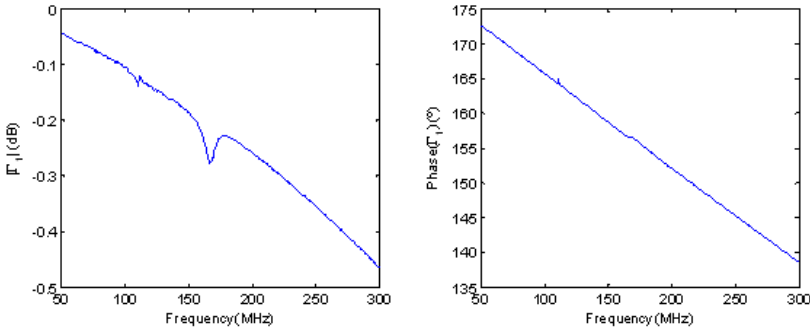


Figure 2.29: Reflection coefficient  $\Gamma_1$  measured with a resolution bandwidth of  $5 \text{ Hz}$  and 5 average.

In figure 2.29 the reflection coefficient  $\Gamma_1$ , measured in the input port, is shown. The input impedance observed from the input port is calculated from the equation (2.1).

As the input port of the amplifier is loaded with  $Z_S = 50 \Omega$ , both in measurement and in normal operation mode, the total admittance  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$  of the circuit, valid for the stability analysis, is given by the equation (2.9).

Figure 2.30 shows the identification results of the admittance frequency response  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$  obtained from  $\Gamma_1$  as shown in (2.1) and (2.9). In  $Y_{1\_TOT}(j\omega)$ , tiny resonances are detected, which are not completely hidden by the measurement noise, at  $110 \text{ MHz}$  and  $170 \text{ MHz}$ . The associated physical poles are quasi-cancelled with the zeros. These quasi-

cancellations make the control of these critical resonances from the input port impossible. Besides, the identification from the input port is more critical than from the third port.

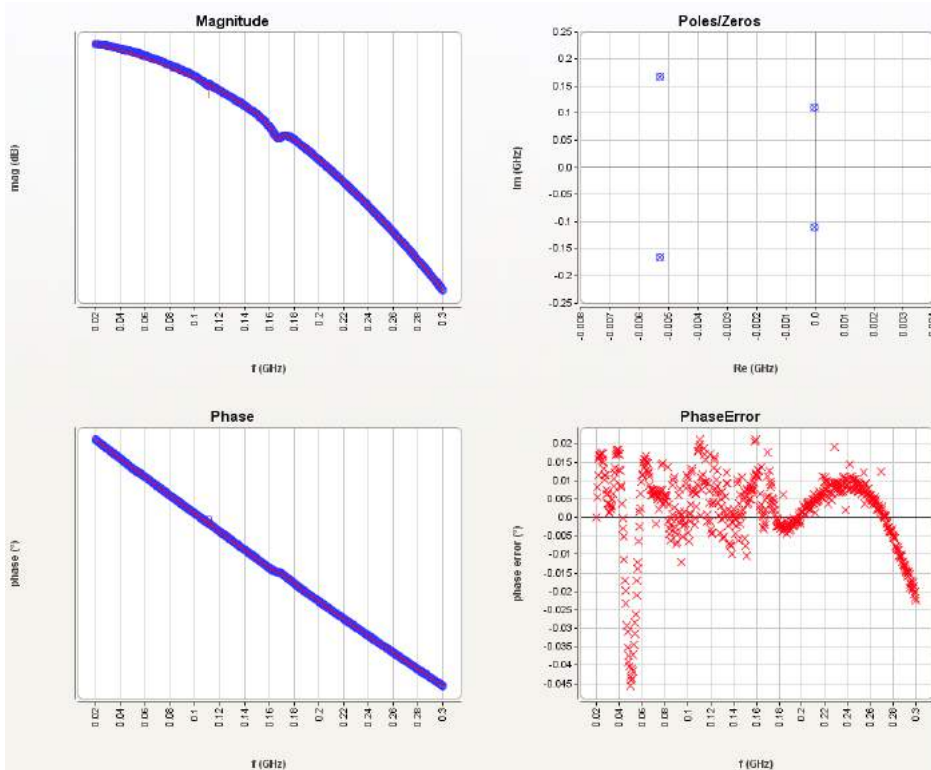


Figure 2.30: Identification results of  $Y_{1TOT}(j\omega)$  measured with a resolution bandwidth of  $5\text{ Hz}$  y  $5$  average.

Note that, in comparison with the measurements taken at the third port, a more demanding VNA configuration has been used for the measurements of the input reflection coefficient,  $\Gamma_1$ . The resolution bandwidth has been reduced from  $100\text{ Hz}$  to  $5\text{ Hz}$  while at the same time, the average number has increased from  $3$  to  $5$ . Thus, the possibility to detect the resonances among the measurement noise was considerably increased. Additionally, the number of measurement points was reduced by half to lighten the measurement time, but it must not be reduced too much to

ensure the detection of weak resonances.

## 2.5 Conclusions

In this chapter, an approach to obtain closed-loop frequency responses of a circuit in a DC regime from S parameters of both input and output ports, as well as from a generic observation port has been shown.

In the case of microwave amplifiers, inserting a third RF port in series with a RC network in the gate bias path allows the obtaining of a frequency response of high sensitivity of the low-frequency dynamic without modifying the DC state under analysis.

The evolution of the critical poles versus changes in the values of the RC stabilization network can be truthfully predicted by applying pole-placement techniques to a single measurement from the 3<sup>rd</sup> port with the nominal values of R and C. Note that, in this case, the characteristics of the amplifier in normal operation mode are not affected by modifications in  $C_{tot}$ .

Having good sensitivity from the 3<sup>rd</sup> port (isolated poles), allows the measurement to be more independent versus reasonable changes in the configuration parameters of the VNA (resolution bandwidth, average, point number, test power level, etc.). Adittionally, the identification in presence of noise is not a major problem.

With the FET amplifier as an example, the ability to detect critical resonances from a frequency response obtained from the input port has been shown. However, it has been verified that both the measurement and the identification of a frequency response obtained from the input port are much more critical than from the third port. On the one hand, the VNA bandwidth had to be reduced and the average number increased to avoid hiding resonances in the measurement noise. This more precise configuration of the VNA makes the measurement much slower. On the other hand, quasi-cancelled poles have been obtained, which prevents the possibility of controlling them. Therein lies the interest of the inclusion of a third RF port for the detection and control of low-frequency critical resonances.

Finally, note that this experimental methodology of stability analysis can be very useful for multi-stage amplifiers, where low-frequency dynamics of each stage are very decoupled.





## Chapter 3

# Caracterización de polos en régimen gran señal

### Contents

---

<b>3.1</b>	<b>Introducción . . . . .</b>	<b>70</b>
<b>3.2</b>	<b>Obtención de una respuesta frecuencial experimental . . . . .</b>	<b>72</b>
<b>3.3</b>	<b>Requerimientos del sistema de medida . . . . .</b>	<b>75</b>
<b>3.4</b>	<b>Ejemplo de aplicación 1: Amplificador reconfigurable para aplicaciones WiFi/WiMAX . . . . .</b>	<b>76</b>
3.4.1	Configuración de medida . . . . .	79
3.4.2	Validación del sistema de medida . . . . .	80
3.4.3	Resultados de la caracterización experimental . . . . .	85
<b>3.5</b>	<b>Ejemplo de aplicación 2: Divisor de frecuencia analógico a diodo varactor . . . . .</b>	<b>93</b>
3.5.1	Resultados de la caracterización experimental . . . . .	93
<b>3.6</b>	<b>Conclusiones . . . . .</b>	<b>97</b>

---

## 3.1 Introducción

Los amplificadores de microondas también pueden presentar inestabilidades que son función de la potencia y de la frecuencia de la señal de entrada. De ahí que surja la necesidad de extender el método de detección experimental de resonancias críticas en estados estacionarios de DC o pequeña señal, planteado en el capítulo 2, a estados estacionarios gran señal. El procedimiento necesita modificaciones importantes con respecto al caso de pequeña señal a causa de la naturaleza PLTV (Periodic Linear Time Variant) del sistema resultante de linealizar un régimen periódico gran señal [96]. Por otra parte, el trazado del lugar o contorno de las raíces no es aplicable, de una manera directa, dentro de este contexto a causa de la naturaleza MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) de los sistemas PLTV [97].

En el caso de estados estacionarios de gran señal la configuración de medida tiene dificultades añadidas:

- Dificultad derivada del hecho de combinar la señal de test de pequeña señal (necesaria para obtener la respuesta frecuencial) con la señal de bombeo (responsable de fijar el estado estacionario gran señal).
- La condición de “no perturbación” del estado estacionario y de linealización del mismo es complicada desde un punto de vista experimental.

Es importante recordar que la inserción de un puerto de observación para la obtención de la respuesta frecuencial no debe modificar el estado estacionario bajo análisis como ya se comentó en la sección 2.3. En el caso de oscilaciones de baja frecuencia sobre un estado estacionario de DC, es suficiente con añadir el puerto de observación en serie con una capacidad para asegurar que la inclusión del puerto de observación no modifica el estado estacionario. Sin embargo, para los estados estacionarios gran señal es más difícil en la práctica introducir un puerto específico de observación sin modificar el estado estacionario. Esto se debe a que dichos puertos de observación estarán cargados con  $50 \Omega$  (la impedancia del VNA). Por esta razón, son los accesos de entrada y salida de RF los

que se pueden usar para caracterizar la dinámica del circuito ya que estos accesos están normalmente cargados con  $50 \Omega$ . Por consiguiente, el éxito en la identificación de la respuesta frecuencial depende de la accesibilidad a la dinámica del circuito que haya a través de dichos puertos de RF de entrada y salida. Esto puede ser un desafío en el caso de los amplificadores multi-etapa con estructuras de combinación que tienen una gran tendencia a presentar divisiones de frecuencia paramétricas de modo impar. Idealmente, la dinámica de modo impar no es accesible desde los puertos de entrada o de salida [62], [63]. Sin embargo, en la práctica, puede esperarse un cierto grado de observabilidad a causa de las asimetrías provocadas por la dispersión tecnológica. Una observabilidad débil se traduce en resonancias débiles cuya identificación puede resultar muy complicada. De ahí la importancia de un proceso de caracterización muy preciso y fiable.

El capítulo está estructurado de la siguiente manera:

En primer lugar, se formula la obtención de las respuestas frecuenciales impedancia y admitancia en lazo cerrado del circuito en régimen gran señal a partir de parámetros Scattering. Esta formulación se particulariza para los parámetros de Scattering obtenidos en un puerto de observación genérico conectado en un nodo o rama del circuito.

En segundo lugar, se exponen los requerimientos del sistema de medida concernientes al procedimiento experimental en régimen gran señal.

A continuación, se ha elegido como maqueta de test para explorar la viabilidad de la obtención de respuestas frecuenciales en régimen periódico gran señal, un amplificador de una sola etapa reconfigurable para aplicaciones WiFi/WiMAX. Este ejemplo ha servido para validar el proceso de medida.

Por último, para verificar la repetibilidad de la metodología desarrollada se ha fabricado y medido un divisor de frecuencia analógico basado en diodo varactor.

## 3.2 Obtención de una respuesta frecuencial experimental

La estabilidad de un sistema PLTV viene determinada por sus multiplicadores de Floquet, que son los valores propios de la matriz de monodromía [98]. En [99], [100] se demuestra que los exponentes de Floquet coinciden con los polos de la función de transferencia del sistema PLTV que establece una relación entre una entrada arbitraria a una frecuencia de perturbación  $f_s$  y una salida arbitraria a  $nf_0 \pm f_s$ , siendo  $f_0$  la frecuencia de la señal de bombeo gran señal y  $n$  el índice armónico  $n = [-NH, \dots, 0, \dots, NH] \in \mathbb{Z}$ . En la práctica, como, salvo cancelaciones polo-cero exactas, todos los componentes armónicos de la función de transferencia del sistema PLTV comparten el mismo denominador, los polos del sistema son normalmente determinados a partir del primer término de la serie armónica ( $n = 0$ ) [55].

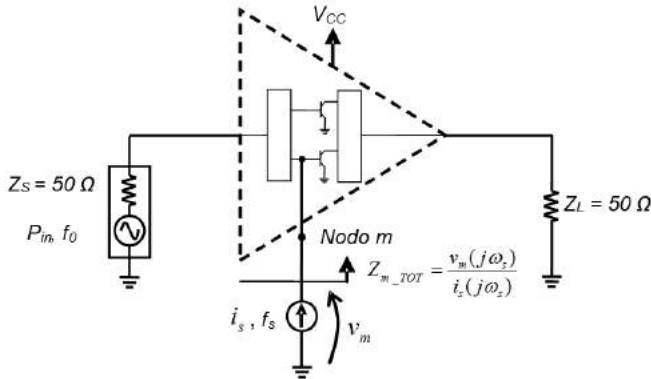


Figure 3.1: Análisis de estabilidad de un régimen gran señal: introducción de una fuente de corriente de pequeña señal en un nodo  $m$  del circuito para obtener una respuesta frecuencial impedancia en lazo cerrado  $Z_{m\_TOT}(j\omega_s)$ .

Esta función de transferencia se puede obtener a partir de una respuesta frecuencial. Esta respuesta frecuencial puede ser la impedancia total  $Z_{m\_TOT}(j\omega_s)$  observada por una fuente de corriente sinusoidal de pequeña

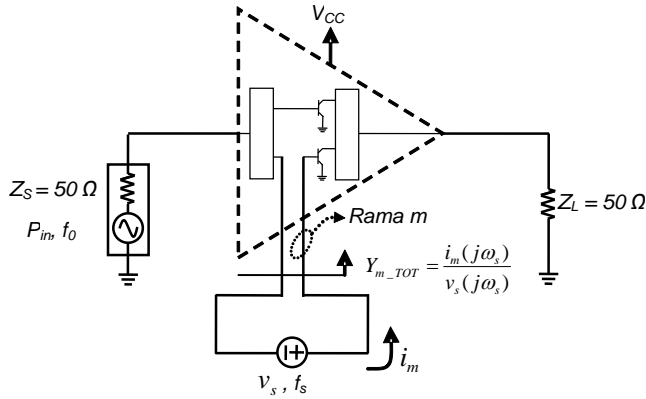


Figure 3.2: Análisis de estabilidad de un régimen gran señal: introducción de una fuente de tensión de pequeña señal en una rama  $m$  del circuito para obtener una respuesta frecuencial admitancia en lazo cerrado  $Y_{m\_TOT}(j\omega_s)$ .

señal a la frecuencia  $f_s$  conectada en paralelo en un nodo  $m$  del circuito (Figura 3.1) o la admitancia total  $Y_{m\_TOT}(j\omega_s)$  observada por una fuente de tensión sinusoidal de pequeña señal a la frecuencia  $f_s$  insertada en serie en una cierta rama  $m$  del circuito (Figura 3.2). En simulación, tanto  $Z_{m\_TOT}(j\omega_s)$  como  $Y_{m\_TOT}(j\omega_s)$  se obtienen realizando un análisis de balance armónico en modo mezclador (matriz de conversión) en la cual la señal de bombeo a  $f_0$  juega el papel del oscilador local y la perturbación de pequeña señal a  $f_s$  representaría la señal de RF.

Para la caracterización experimental de los polos del sistema, la linealización del régimen periódico gran señal se puede realizar midiendo un coeficiente de reflexión en función de la frecuencia  $f_s$  mientras que el circuito se bombea con la señal de entrada gran señal a  $f_0$ . Esto es equivalente a la medida de coeficientes de reflexión en los puertos de RF o IF en la caracterización de mezcladores [101]. En la figura 3.3 se muestra el esquemático de un circuito genérico en el cual el coeficiente de reflexión  $\Gamma_i$  se mide en el puerto  $i$  mediante un VNA mientras que una señal de bombeo es aplicada en el puerto 1. Es fundamental que el puerto  $i$  esté cargado con  $50 \Omega$  en funcionamiento normal para poder llevar a cabo la

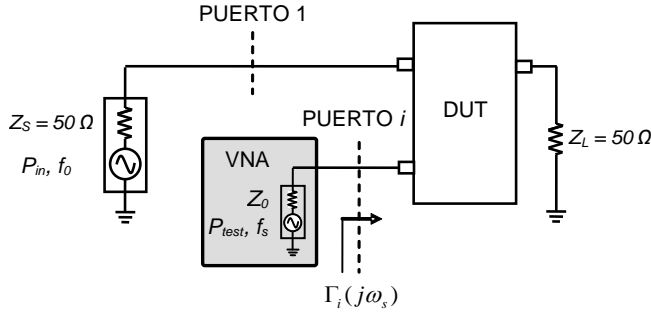


Figure 3.3: Esquemático de un circuito genérico en el cual  $\Gamma_i(j\omega_s)$  se mide desde el puerto  $i$  a una frecuencia diferente a la señal de bombeo  $f_0$  aplicada en el puerto 1.

medida de  $\Gamma_i(j\omega_s)$  sin alterar el estado estacionario periódico gran señal a analizar. A partir de  $\Gamma_i$ , la impedancia  $Z_i$  presentada a ese puerto puede ser calculada según:

$$Z_i(j\omega_s) = Z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad (3.1)$$

donde  $Z_0$  es la impedancia característica,  $50\Omega$ .

Por tanto, por analogía con la figura 3.1, la impedancia total presentada a una fuente de corriente ideal conectada en paralelo al puerto  $i$  viene dada por:

$$Z_{i.TOT}(j\omega_s) = \frac{Z_i Z_0}{Z_i + Z_0} \quad (3.2)$$

De la misma manera, por analogía con la figura 3.2, la admitancia total vista por una fuente de tensión conectada en serie con el puerto  $i$  puede calcularse según:

$$Y_{i.TOT}(j\omega_s) = \frac{1}{Z_i + Z_0} \quad (3.3)$$

$Z_{i,TOT}(j\omega_s)$  y  $Y_{i,TOT}(j\omega_s)$  comparten el mismo denominador y los dos son respuestas frecuenciales en lazo cerrado válidas para el análisis de estabilidad de un régimen periódico gran señal. La aplicación de técnicas de identificación polo-cero a  $Z_{i,TOT}(j\omega_s)$  o  $Y_{i,TOT}(j\omega_s)$ , permite obtener los polos del circuito linealizado, es decir, los exponentes de Floquet del sistema PLTV.

### 3.3 Requerimientos del sistema de medida

A continuación, se exponen tres consideraciones importantes a tener en cuenta concernientes al procedimiento experimental:

- La linealización del régimen periódico gran señal es dependiente de las terminaciones del circuito a  $nf_0$  y a  $nf_0 \pm f_s$  con  $n = [-NH, \dots, 0, \dots, NH] \in \mathbb{Z}$ . Por una parte, las terminaciones de fuente y carga a  $nf_0$  tienen una influencia en el estado estacionario periódico gran señal a linealizar. Por otra parte, el sistema PLTV resultante de la linealización es función de las condiciones de carga a la frecuencia de perturbación  $f_s$  y a las bandas laterales  $nf_0 \pm f_s$ . Por consiguiente, las respuestas frecuenciales en lazo cerrado  $Z_{i,TOT}(j\omega_s)$  y  $Y_{i,TOT}(j\omega_s)$  obtenidas como indica la figura 3.3 según las ecuaciones (3.2) y (3.3), son dependientes de  $Z_S(nf_0, nf_0 \pm f_s)$  y  $Z_L(nf_0, nf_0 \pm f_s)$ . Cualquier cambio en estas condiciones de carga implica un sistema linealizado diferente. Por consiguiente, las terminaciones fijadas por el sistema de medida deben ser totalmente coherentes con el modo de operación normal del circuito. En particular, el puerto  $i$  que se escoja deberá estar cargado con  $50 \Omega$  en funcionamiento normal como cuando se conecta el VNA.
- La señal de bombeo a  $f_0$  no debe saturar el VNA dedicado a la medida del coeficiente de reflexión a  $f_s$ . Esto no debe ser un problema para las frecuencias de perturbación  $f_s$  alejadas de la frecuencia de bombeo  $f_0$  porque, en todo caso, se podría utilizar un filtrado adecuado. No obstante, un VNA con un rango dinámico grande facilita el cumplimiento de esta condición.

- Un punto clave del proceso de linealización es que el nivel de la perturbación, es decir, el nivel de la potencia del generador del VNA en el puerto de test  $P_{test}(f_s)$ , debe ser suficientemente bajo para garantizar un comportamiento lineal del sistema con respecto a la perturbación. En simulación el comportamiento lineal se garantiza llevando a cabo un análisis de la matriz de conversión [58]- [59]. Por el contrario, en medida, garantizar la linealidad implica potencias de RF muy pequeñas en el puerto de test. Esto puede comprometer la precisión de los resultados debido al ruido de medida. Es, por lo tanto, importante elegir una configuración del VNA adecuada que minimice el ruido de medida (filtro estrecho de IF, alto promediado) aunque sea a costa de ralentizar considerablemente el proceso de medida.

Estos tres puntos son determinantes en la precisión de los resultados experimentales y se han analizado en detalle para el siguiente ejemplo de aplicación en la sección 3.4.2.

### 3.4 Ejemplo de aplicación 1: Amplificador reconfigurable para aplicaciones WiFi/WiMAX

La maqueta de test utilizada para explorar la viabilidad de la metodología experimental propuesta es un prototipo de amplificador reconfigurable para aplicaciones WiFi/WiMAX (2.4/3.5 GHz). El amplificador está fabricado en tecnología híbrida microstrip con un solo transistor SiGe BFP650 (Figura 3.4). En la figura 3.5 se muestra un esquema simplificado del amplificador. La reconfigurabilidad se obtiene mediante dos redes de adaptación de entrada en paralelo que son conmutadas externamente por un switch SPDT (Single-Pole Double-Throw). El prototipo tiene por tanto dos entradas separadas, una sintonizada a 2.4 GHz y la otra a 3.5 GHz. En el modo de operación normal, la entrada que no recibe potencia está en circuito abierto.

Cuando se utiliza la entrada a 3.5 GHz, el prototipo presenta dos tipos de inestabilidades paramétricas en función de las condiciones de polarización y de la potencia inyectada por el puerto de 3.5 GHz ( $P_{in3.5}$ ).



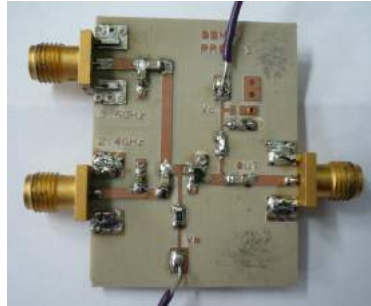


Figure 3.4: Foto del amplificador reconfigurable WiFi/WiMAX fabricado en tecnología híbrida microstrip.

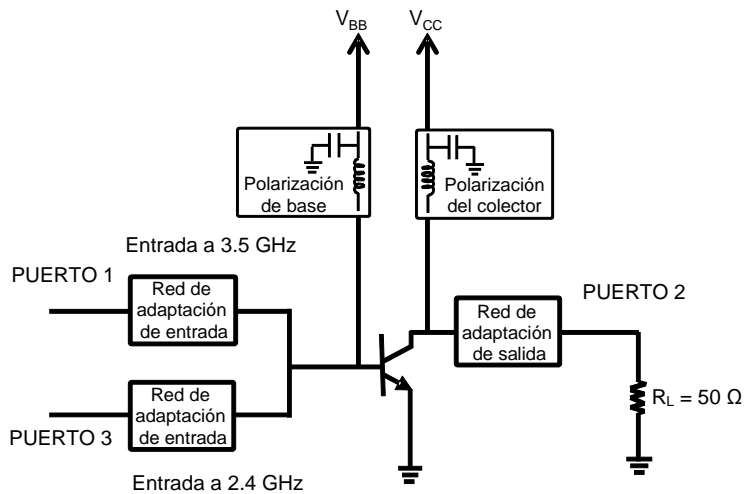


Figure 3.5: Esquema del amplificador.

A medida que aumenta  $P_{in_{3.5}}$ , en el espectro de salida se observa, para una polarización  $Q_1 : I_C = 51.2 \text{ mA}, V_{CE} = 3 \text{ V}$ , una división de frecuencia por dos paramétrica (Figura 3.6a), y para una polarización  $Q_2 : I_C = 24 \text{ mA}, V_{CE} = 3 \text{ V}$ , una oscilación autónoma (próxima a la frecuencia dividida) y los correspondientes productos de intermodulación (Figura 3.6b). Estas oscilaciones tienen su origen en la capacidad no-

lineal de entrada del transistor [1].

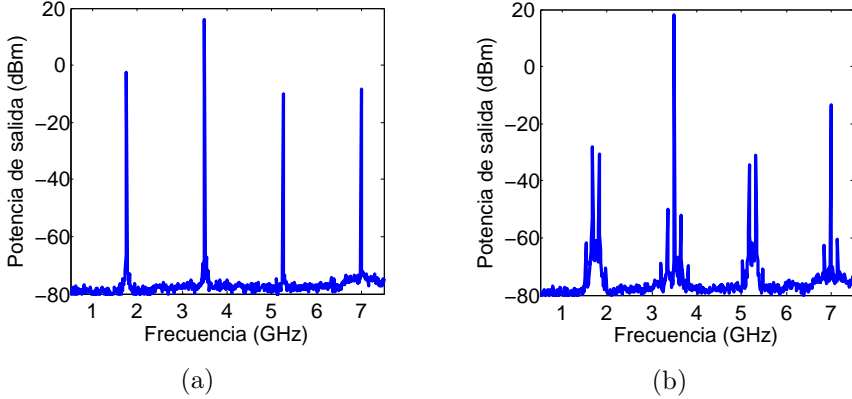


Figure 3.6: Espectro de potencia de salida con el amplificador polarizado en: a)  $Q_1$  ( $I_C = 51.2 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ ) con  $P_{in_{3.5}} = 10.2 \text{ dBm}$  (estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$  con división de frecuencia a  $f_0/2$ ); b)  $Q_2$  ( $I_C = 24 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ ) con  $P_{in_{3.5}} = 8.8 \text{ dBm}$  (estado estacionario quasi-periódico con una frecuencia parásita autónoma cercana a  $f_0/2$ ).

Como se mencionó anteriormente, en el modo de operación normal, la entrada que no recibe potencia, está en circuito abierto. Esta condición representa una limitación importante para realizar las medidas de reflexión ya que no podemos usar este puerto para la medida de reflexión mientras se aplica la gran señal en el puerto a  $3.5 \text{ GHz}$ . Las condiciones de medida ( $50 \Omega$  en el puerto 3) serían diferentes del funcionamiento normal (circuito abierto en el puerto 3) y por tanto, el estado estacionario bajo análisis cambiaría. Como solución, introduciremos la señal de bombeo y la perturbación por el mismo puerto, empleando para ello un combinador de potencia (Figura 3.7).

Dado que el objetivo de este prototipo es ilustrar y verificar la metodología experimental, consideraremos a partir de ahora que el combinador forma parte del amplificador WiFi/WiMAX. En un caso práctico real sería posible realizar un de-embedding del combinador.

### 3.4.1 Configuración de medida

La figura 3.7 muestra un esquemático del sistema de medida. El combinador a la entrada de  $3.5\text{ GHz}$  sirve para aplicar la potencia de entrada a  $f_0 = 3.5\text{ GHz}$  mientras que las medidas de reflexión se realizan con el PNA E8358A [102] en el puerto 1. Este PNA proporciona las prestaciones requeridas en términos de sensibilidad y rango dinámico para esta exigente medida. El rango dinámico es de  $128\text{ dB}$  desde  $300\text{ KHz}$  hasta  $9\text{ GHz}$ . De hecho, el PNA permite medidas de parámetros de Scattering con potencias de test muy bajas (hasta  $-90\text{ dBm}$ ). En el puerto de salida del amplificador se conecta un analizador de espectros (SA) para visualizar el espectro de salida durante el proceso de medida. En la figura 3.8 se muestra una fotografía del setup real utilizado para llevar a cabo todas las medidas.

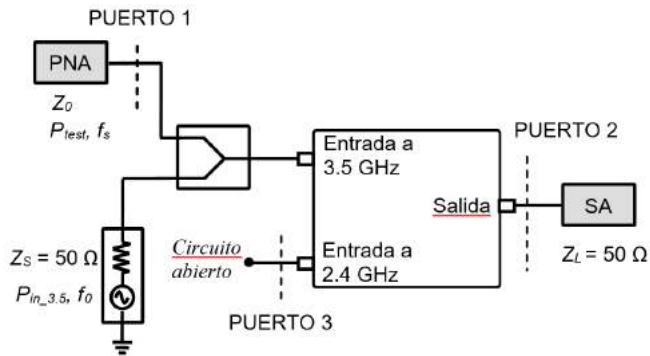


Figure 3.7: Esquemático del sistema de medida: la señal de bombeo ( $P_{in,3.5}$  a  $f_0 = 3.5\text{ GHz}$ ) de un generador y la potencia de test ( $P_{test}$  a  $f_s$ ) se combinan en la entrada a  $3.5\text{ GHz}$ . La salida está conectada a un analizador de espectros y la entrada a  $2.4\text{ GHz}$  permanece en circuito abierto (como en funcionamiento normal).

Las medidas del coeficiente de reflexión,  $\Gamma_i(j\omega_s)$ , en el puerto 1 se han realizado en un rango de frecuencias  $f_s \in [1.6 - 1.9\text{ GHz}]$  para capturar la dinámica del amplificador en torno a  $f_0/2$ . A continuación, la admitancia  $Y_{1,TOT}(j\omega_s)$  se calcula a partir de  $\Gamma_1(j\omega_s)$  según las ecuaciones (3.1) y (3.3).

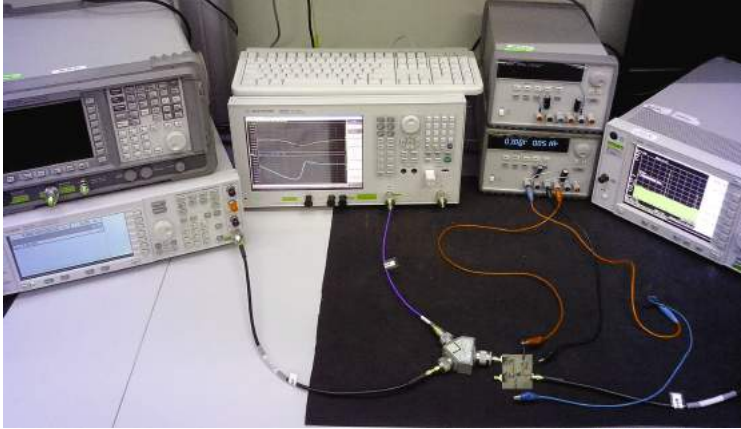


Figure 3.8: Setup del sistema de medida: la señal de bombeo ( $P_{in_{3.5}}$  a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$ ) de un generador y la potencia de test ( $P_{test}$  a  $f_s$ ) se combinan en la entrada a  $3.5 \text{ GHz}$ . La salida está conectada a un analizador de espectros y la entrada a  $2.4 \text{ GHz}$  permanece en circuito abierto (como en funcionamiento normal).

Es necesario recordar que las tres condiciones, concernientes al sistema de medida, expuestas en la sección 3.2 deben satisfacerse. Estas cuestiones se han analizado en detalle en la siguiente sección.

### 3.4.2 Validación del sistema de medida

A continuación se verifica la manera en la que cumplen los requisitos comentados en la sección 3.3 para llevar a cabo una medida precisa.

#### Verificación de la linealización del estado estacionario gran señal periódico con respecto a la perturbación

En relación al nivel de la perturbación, es decir, al nivel de potencia en el puerto de test del PNA,  $P_{test}(f_s)$ , éste debe ser suficientemente bajo para garantizar un comportamiento lineal del sistema con respecto a la

perturbación. Para verificarlo se ha realizado un análisis del efecto del nivel de la perturbación en la medida.

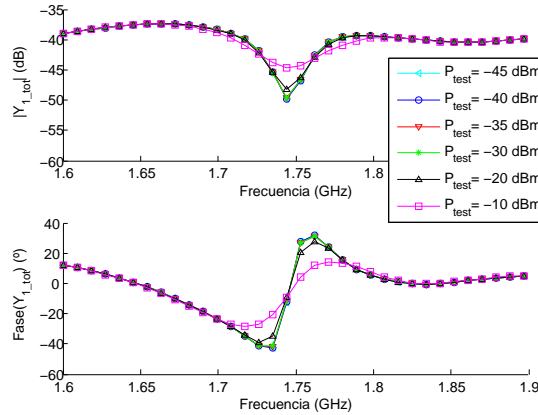


Figure 3.9: Comparación de las respuestas frecuenciales  $Y_{1\_TOT}(j\omega_s)$  correspondientes a  $P_{in_{3.5}} = 9.3 \text{ dBm}$  medidas con seis valores de  $P_{test}(f_s)$  :  $-45, -40, -35, -30, -20$  y  $-10 \text{ dBm}$ .

En la figura 3.9 se han comparado diferentes respuestas frecuenciales  $Y_{1\_TOT}(j\omega_s)$  obtenidas para distintos valores de  $P_{test}(f_s)$ . Todas las respuestas frecuenciales se han medido con una señal de bombeo de  $P_{in_{3.5}} = 9.3 \text{ dBm}$  a  $3.5 \text{ GHz}$  con el amplificador polarizado en  $Q_1$ . Se puede observar que a partir de  $-20 \text{ dBm}$  empieza a haber una diferencia (aunque leve). La respuesta  $Y_{1\_TOT}(j\omega_s)$  del sistema linealizado no debe depender del nivel de potencia del PNA. Por tanto, la potencia de test no debe sobrepasar, en este caso,  $-30 \text{ dBm}$  para garantizar un funcionamiento lineal.

En conclusión, se ha obtenido la potencia de test del PNA,  $P_{test}(f_s)$ , que garantiza un comportamiento lineal del DUT con respecto a la perturbación.

### Verificación de la no saturación del receptor

Además de los problemas tratados en la subsección anterior, se debe evitar la saturación del receptor del PNA debido a la presencia de la señal

de bombeo gran señal a  $3.5\text{ GHz}$ .

Para verificar que la potencia de entrada  $P_{in}$  a  $3.5\text{ GHz}$  no satura el receptor del PNA en el rango de medida, se ha estudiado la precisión de las medidas del PNA en presencia de una señal de bombeo gran señal. Para ello, en lugar del dispositivo activo, se ha conectado un componente pasivo y caracterizado en el rango de medida (en torno a  $1.75\text{ GHz}$ ) con diferentes potencias de bombeo a  $3.5\text{ GHz}$  aplicadas a través del combinador, como muestra el sistema de medida de la figura 3.10. El DUT pasivo que se ha empleado es un filtro pasa banda sintonizable de  $1.5$  a  $3\text{ GHz}$ , 5TF-1500/3000-5S de Lorch Microwave.

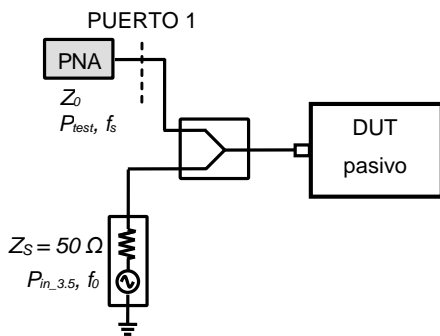


Figure 3.10: Esquemático del sistema de medida de un DUT pasivo para verificar la no saturación del receptor.

La figura 3.11 muestra los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  medidos para diferentes valores de  $P_{in,3.5}$  ( $2, 7, 9, 10, 12$ , y  $15\text{ dBm}$ ). Es importante señalar que la potencia  $P_{in,3.5}$  más elevada que se utilizará en la medida del amplificador bi-banda será de  $10.1\text{ dBm}$ . Estos parámetros  $S_{11}$  medidos con la señal de bombeo se comparan en la figura 3.11 en magnitud y fase con el parámetro  $S_{11}$  medido sin señal de bombeo. También se representan a la derecha de la figura 3.11 los errores de magnitud y fase causados por la presencia de la señal de bombeo.

Las respuestas frecuenciales  $Y_{1\_TOT}(j\omega_s)$  calculadas a partir de las medidas son comparadas con la respuesta frecuencial calculada sin señal de bombeo en la figura 3.12. Se puede observar que el error aumenta a

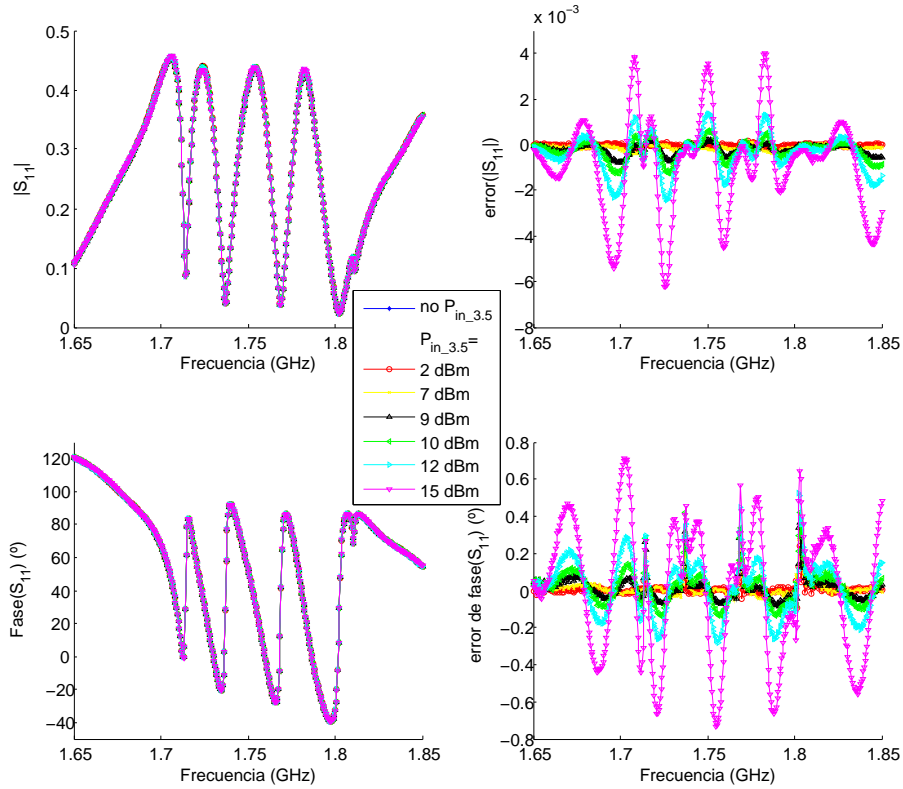


Figure 3.11: Coeficientes de reflexión  $S_{11}$  de un pasivo estándar medidos en el rango de frecuencias  $1.65-1.85 GHz$  para diferentes valores de  $P_{in,3.5}$  y comparación con el  $S_{11}$  medido sin señal de bombeo  $P_{in,3.5}$ .

medida que la señal de bombeo aumenta, aunque de forma poco significativa. Si nos centramos en la diferencia de magnitudes con respecto a la de la respuesta frecuencial sin señal de bombeo, alcanza hasta un  $0.08 dB$  aproximadamente para la potencia máxima medida,  $P_{in,3.5} = 15dBm$ . En cuanto a los errores de fase no llegan a un grado.

Con el fin de verificar cómo se traducen estos errores en la obtención de los polos del sistema, se han identificado las respuestas frecuenciales  $Y_{1,ROT}(j\omega_s)$  asociadas a los diferentes niveles de señal de bombeo. Los

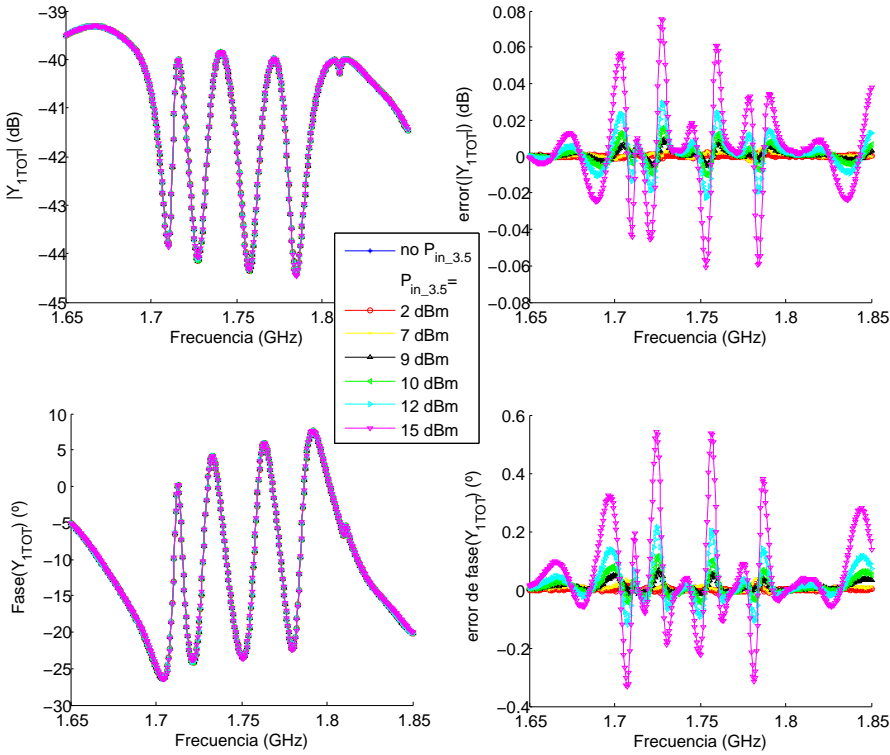


Figure 3.12: Respuestas frecuenciales  $Y_{1,TOT}(j\omega_s)$  calculadas a partir de los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  de la figura 3.11. El error con respecto a la respuesta frecuencial sin  $P_{in_{3.5}}$  es pequeño.

resultados se muestran en la figura 3.13 para todos los valores de  $P_{in_{3.5}}$  (2, 7, 9, 10, 12, y 15 dBm) superpuestos. Se puede observar que el efecto de la señal de bombeo a 3.5 GHz no es notable en el posicionamiento de polos, los cuales prácticamente se solapan.

En conclusión, en este caso, no hay saturación significativa en el receptor que impacte en la precisión de la medida del coeficiente de reflexión en un estado estacionario gran señal.



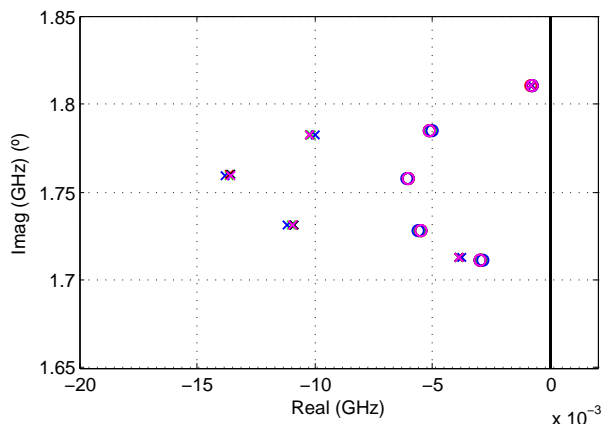


Figure 3.13: Resultados de identificación de las respuestas frecuenciales  $Y_{1.TOT}(j\omega_s)$  de la figura 3.12.

### 3.4.3 Resultados de la caracterización experimental

#### a) Polarización $Q_1$ : $I_C = 51.2 \text{ mA}$ , $V_{CE} = 3 \text{ V}$

En primer lugar se analizará el comportamiento del amplificador polarizado en el punto  $Q_1$ :  $I_C = 51.2 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ . Para estas condiciones de polarización el circuito presenta una división de frecuencia paramétrica en función de la potencia inyectada en el puerto 1 a  $3.5 \text{ GHz}$ ,  $P_{in_{3.5}}$  (Figura 3.6a). Dicha división sucede para aquellos valores de  $P_{in_{3.5}}$  mayores que  $10.1 \text{ dBm}$ .

Se ha medido el parámetro de Scattering  $S_{11}$  según la figura 3.7, para diferentes valores de  $P_{in_{3.5}}$ , entre  $8.2 \text{ dBm}$  y  $10.1 \text{ dBm}$ . Para todas las medidas,  $P_{test}(f_s)$  se ha mantenido en  $-40 \text{ dBm}$ .

A partir de la ecuación (3.3) se han calculado las distintas respuestas frecuenciales admitancia  $Y_{1.TOT}(j\omega_s)$ , con  $P_{in_{3.5}}$  entre  $8.2 \text{ dBm}$  y  $10.1 \text{ dBm}$ , mostradas en la figura 3.14.

La identificación de estas respuestas frecuenciales proporciona los resultados mostrados en la figura 3.15. En ella se muestra la evolución de los

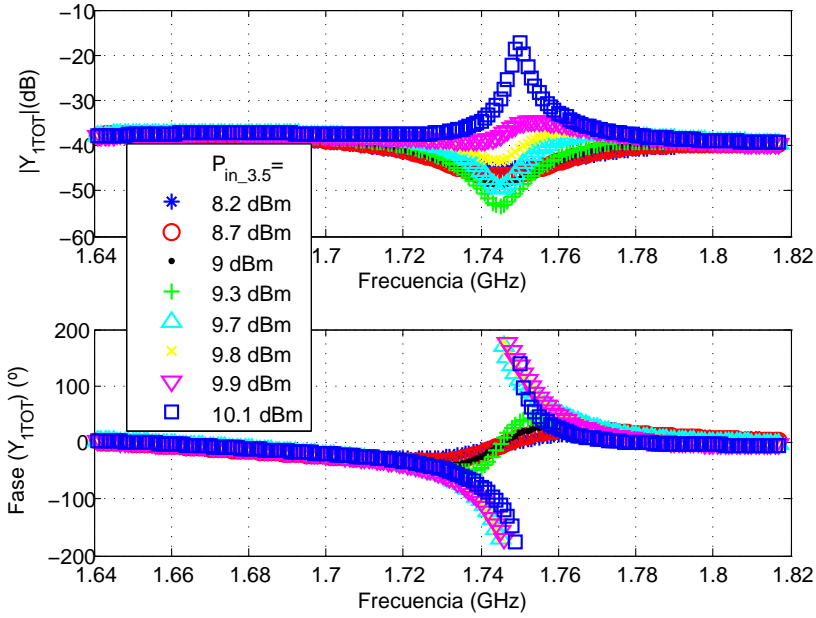


Figure 3.14: Respuestas frecuenciales  $Y_{1TOT}(j\omega_s)$  obtenidas con  $P_{in,3.5}$  entre 8.2 dBm y 10.1 dBm con el amplificador polarizado en  $Q_1$ .

polos críticos obtenida para una  $P_{in,3.5}$  entre 8.2 dBm y 10.1 dBm (potencia añadida a la entrada del amplificador). Para mayor claridad, se han trazado solamente las frecuencias positivas. Se puede observar cómo dos pares de polos complejos conjugados tienden a colisionar a la frecuencia dividida ( $f_0/2 = 1.75 \text{ GHz}$ ) a medida que  $P_{in,3.5}$  aumenta. Después, un par se desplaza hacia la derecha y el otro par hacia la izquierda. Esta evolución es muy típica en bifurcaciones del tipo Flip [98]. Notar que la identificación del último punto de medida es un poco defectuosa, debido a que las parejas de polos a  $P_{in,3.5} = 10.1 \text{ dBm}$  no siguen la evolución esperada (aparecen dos polos cercanos al eje y).

Para estudiar la identificación de este último punto, en la figura 3.16 se muestran los errores de fase de los resultados de identificación correspondientes a las respuestas frecuenciales admittance  $Y_{1TOT}(j\omega_s)$  obtenidas

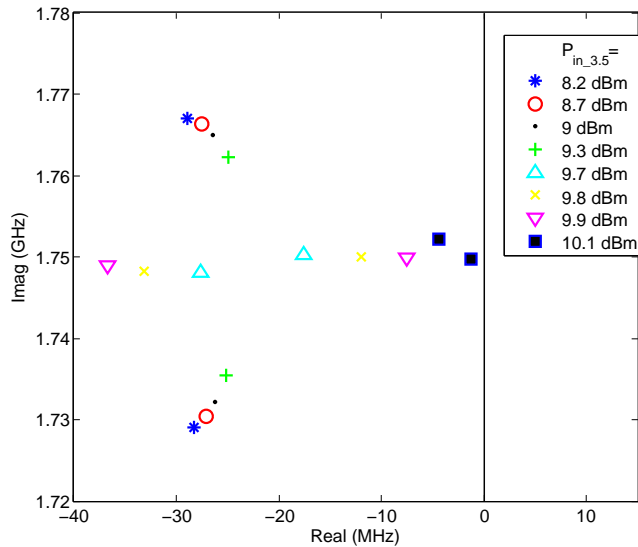


Figure 3.15: Evolución de los polos críticos para  $P_{in_{3.5}}$  entre 8.2 dBm y 10.1 dBm con el amplificador polarizado en  $Q_1$ .

con  $P_{in_{3.5}}$  entre 8.2 dBm y 10.1 dBm. Se puede observar que el último valor medido, con  $P_{in_{3.5}} = 10.1$  dBm, alcanza un error de fase de hasta  $4^\circ$ . El posible origen de esta identificación poco satisfactoria cuando nos acercamos al borde de la estabilidad se discutirá a continuación.

En las figuras 3.17-3.19 se han representado los espectros de potencia completos y los zooms en torno a la frecuencia dividida. La figura 3.17 muestra el espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 8.2$  dBm. El amplificador es estable y en el espectro no hay evidencias de riesgo de división de frecuencia aunque ya se detectaron los polos críticos (Figura 3.15). Sin embargo, para  $P_{in_{3.5}} = 10.1$  dBm, el espectro de potencia de salida de la figura 3.18 muestra el precursor de ruido característico a  $f_0/2$ , como se observa claramente en el zoom de la figura 3.18b. Por tanto, para una  $P_{in_{3.5}} = 10.1$  dBm el sistema está prácticamente en el límite de la estabilidad y puede ser la causa de la dificultad que encuentra la identificación para ajustar la respuesta en frecuencia.

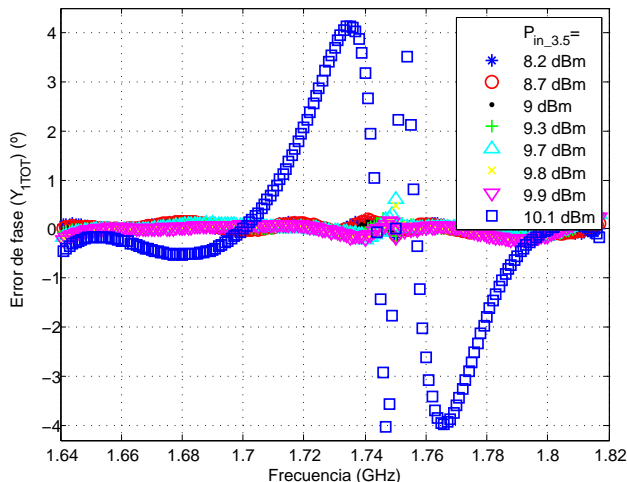


Figure 3.16: Error de fase de la identificación de las respuestas frecuenciales y las funciones de transferencia identificadas para  $P_{in_{3.5}}$  entre  $8.2 \text{ dBm}$  y  $10.1 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_1$ .

Finalmente, en la figura 3.19 se representa el espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 10.2 \text{ dBm}$ . La división de frecuencia por dos es aquí claramente visible.

Hay que mencionar que los espectros de potencia de salida correspondientes a los diferentes valores de  $P_{in_{3.5}}$  se han medido al mismo tiempo que las respuestas frecuenciales. La evolución de los polos críticos mostrados en la figura 3.15 coincide perfectamente con los espectros medidos para los diferentes valores de  $P_{in_{3.5}}$ .

**b) Polarización  $Q_2$ :  $I_C = 24 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3 \text{ V}$**

A continuación analizamos el comportamiento del amplificador polarizado en el punto  $Q_2$ :  $I_C = 24 \text{ mA}$ ,  $V_{CE} = 3 \text{ V}$ . En este caso, el circuito presenta una oscilación parásita paramétrica en función de la potencia inyectada en el puerto 1 a  $3.5 \text{ GHz}$  a una frecuencia cercana a la división de frecuencia por dos (Figura 3.6b). Dicha división sucede para aquellos

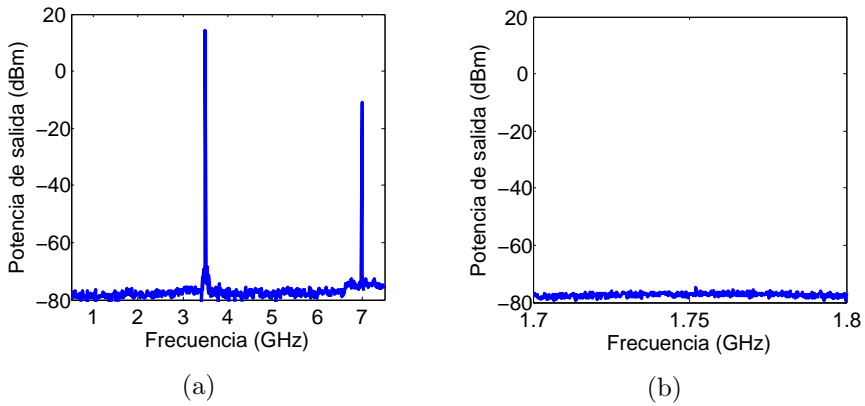


Figure 3.17: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 8.2 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_1$ : a) Rango de frecuencias  $0.5 - 7.5 \text{ GHz}$ , b) Rango de frecuencias  $1.7 - 1.8 \text{ GHz}$ . Estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$ .

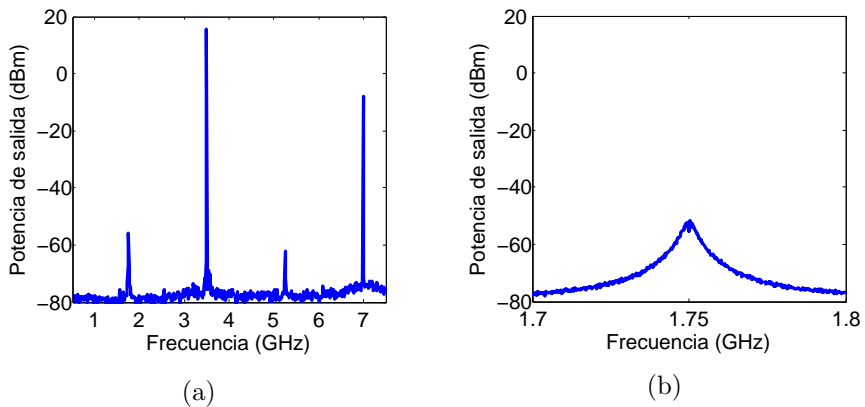


Figure 3.18: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 10.1 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_1$ : a) Rango de frecuencias  $0.5 - 7.5 \text{ GHz}$ , b) Rango de frecuencias  $1.7 - 1.8 \text{ GHz}$ . Estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$  con precursor de ruido en torno a  $f_0/2$ .

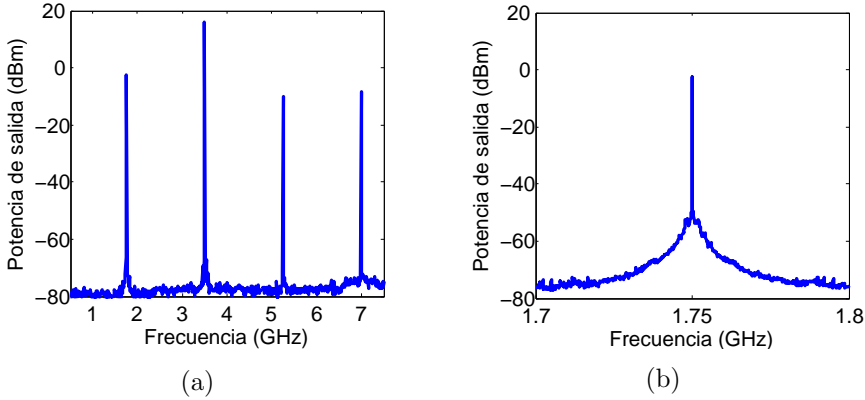


Figure 3.19: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 10.2 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_1$ : a) Rango de frecuencias  $0.5 - 7.5 \text{ GHz}$ , b) Rango de frecuencias  $1.7 - 1.8 \text{ GHz}$ . Estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$  con división de frecuencia ( $f_0/2 = 1.75 \text{ GHz}$ ).

valores de  $P_{in_{3.5}}$  mayores que  $8.5 \text{ dBm}$ .

En la figura 3.20 se muestra la evolución de los polos críticos en función de  $P_{in_{3.5}}$  para este punto de polarización  $Q_2$ . Una vez más, solamente se han trazado las frecuencias positivas para una mayor claridad. En estas condiciones, las dos parejas de polos complejos conjugados se desplazan hacia la derecha a medida que  $P_{in_{3.5}}$  aumenta, pero no colisionan en el semi-plano izquierdo si no que ambas parejas tienden a cruzar el eje a medida que aumenta  $P_{in_{3.5}}$ . De nuevo, según nos acercamos al límite de la estabilidad ( $P_{in_{3.5}} = 8.5 \text{ dBm}$ ) la identificación se hace defectuosa. La evolución de los polos de la figura 3.20 predice, para  $P_{in_{3.5}}$  superiores a  $8.5 \text{ dBm}$ , la aparición de una componente autónoma cercana a la frecuencia dividida así como los productos de intermodulación correspondientes.

En las figuras 3.21-3.23 en las cuales se representan diferentes espectros de potencia de salida para diferentes valores de  $P_{in_{3.5}}$ , se confirma el comportamiento esperado a partir de la figura 3.20. También se representa un zoom en torno a la frecuencia dividida para todos los casos. Para  $P_{in_{3.5}} = 8 \text{ dBm}$  el amplificador es estable, sin indicios de riesgo de oscilación (Figura 3.21). En la figura 3.22 para  $P_{in_{3.5}} = 8.5 \text{ dBm}$  se ob-

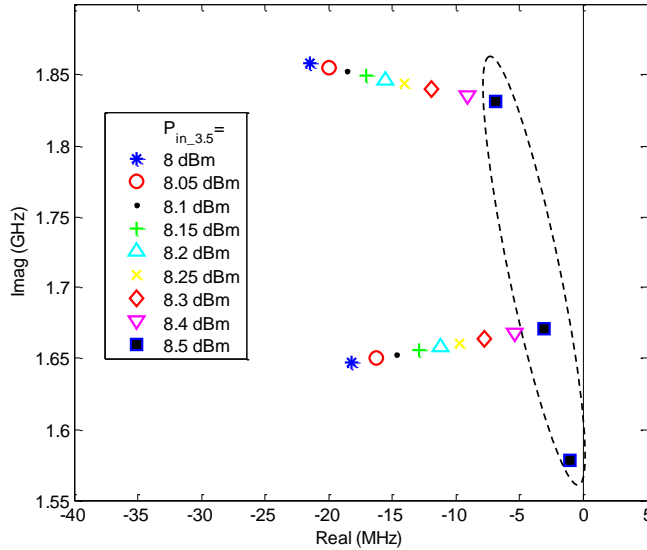


Figure 3.20: Evolución de los polos críticos para  $P_{in_{3.5}}$  entre 8.2 dBm y 10.1 dBm con el amplificador polarizado en  $Q_2$ . Los polos rodeados son aquellos cuya identificación ha sido defectuosa.

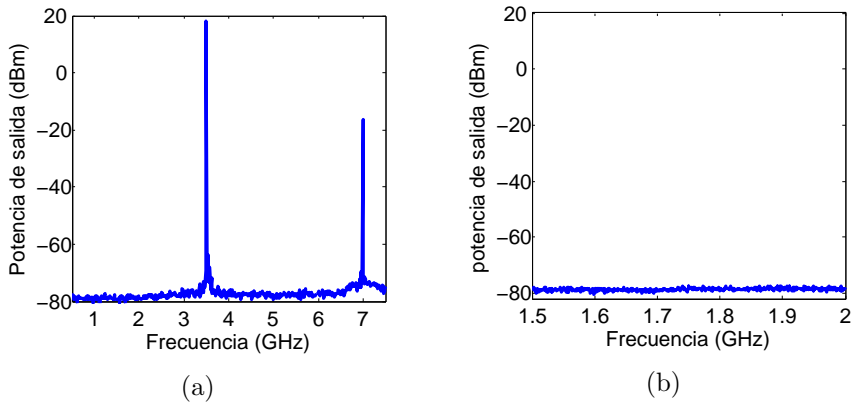


Figure 3.21: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 8 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_2$ : a) Rango de frecuencias 0.5 – 7.5 GHz, b) Rango de frecuencias 1.5 – 2 GHz. Estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$ .

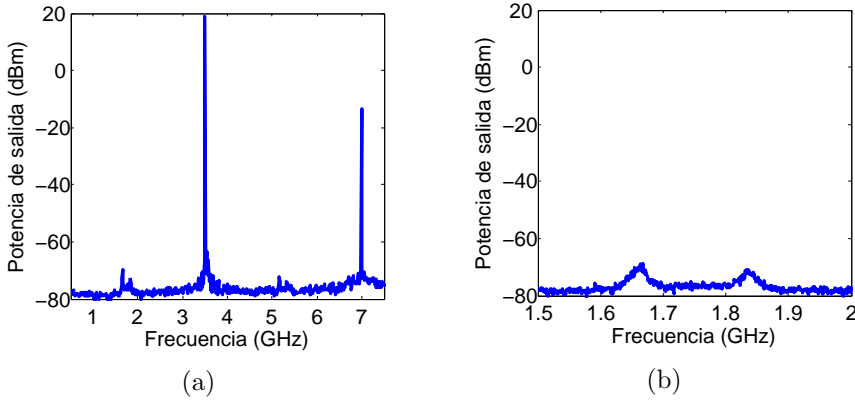


Figure 3.22: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 8.5 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_2$ : a) Rango de frecuencias  $0.5 - 7.5 \text{ GHz}$ , b) Rango de frecuencias  $1.5 - 2 \text{ GHz}$ . Estado estacionario periódico a  $f_0 = 3.5 \text{ GHz}$  con dos precursores de ruido en torno a  $f_0/2$ .

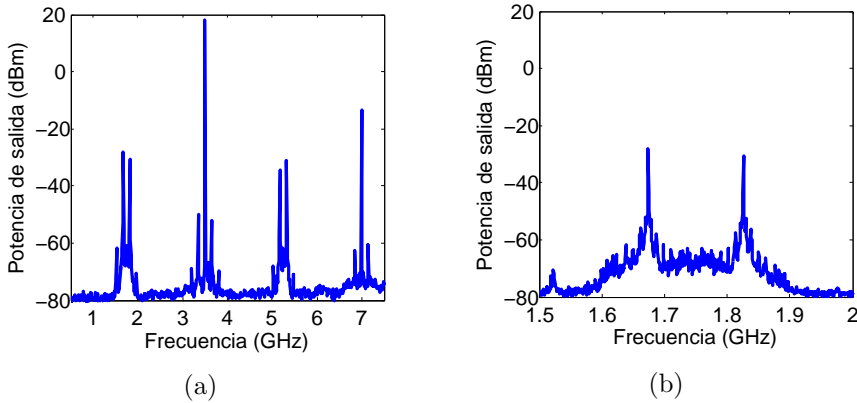


Figure 3.23: Espectro de potencia de salida para  $P_{in_{3.5}} = 8.8 \text{ dBm}$  con el amplificador polarizado en  $Q_2$ : a) Rango de frecuencias  $0.5 - 7.5 \text{ GHz}$ , b) Rango de frecuencias  $1.5 - 2 \text{ GHz}$ . Estado estacionario quasi-periódico con una frecuencia parásita autónoma cercana a  $f_0/2$ .

servan dos precursores de ruido en torno a  $f_0/2$ . Los polos más cercanos al eje imaginario de la figura 3.20 corresponden a esta nueva situación.



El efecto de los precursores tiene una incidencia sobre la respuesta frecuencial medida. En consecuencia, la identificación pierde coherencia y se detecta una tercera pareja de polos complejos conjugados no físicos para  $P_{in_{3.5}} = 8.5 \text{ dBm}$ , como muestra la figura 3.20. Finalmente, para  $P_{in_{3.5}} = 8.8 \text{ dBm}$  el sistema es inestable, en el espectro de la figura 3.23 aparecen una componente autónoma y los correspondientes productos de intermodulación.

### 3.5 Ejemplo de aplicación 2: Divisor de frecuencia analógico a diodo varactor

Como segundo ejemplo de aplicación, para validar la metodología desarrollada, se ha diseñado, fabricado y medido un divisor de frecuencia analógico. Éste está basado en diodo varactor debido a su reactancia no lineal, la cual permite convertir energía de RF de una frecuencia a otra con gran eficiencia [103].

El diseño del divisor de frecuencia se ha realizado con un diodo varactor SMV1255, teniendo en consideración las técnicas de diseño explicadas en [104], [105], [106] y [107]. En la figura 3.24 se muestra el esquemático de dicho divisor de frecuencia.

El divisor de frecuencia se ha fabricado en tecnología híbrida microstrip con sustrato de Arlon. En la figura 3.25 se expone una fotografía del mismo.

Para una polarización de  $-2V$  y una frecuencia de entrada de  $670\text{MHz}$ , el circuito divide la frecuencia a partir de una potencia de entrada de  $16.2\text{dBm}$  (figura 3.26b).

En la figura 3.26a se muestra el precursor previo a la división de frecuencia, para una  $P_{in} = 16.0 \text{ dBm}$  a  $670\text{MHz}$ .

#### 3.5.1 Resultados de la caracterización experimental

Para asegurarnos que la caracterización se lleva a cabo sobre estados estacionarios estables, es necesario visualizar el espectro de salida del cir-

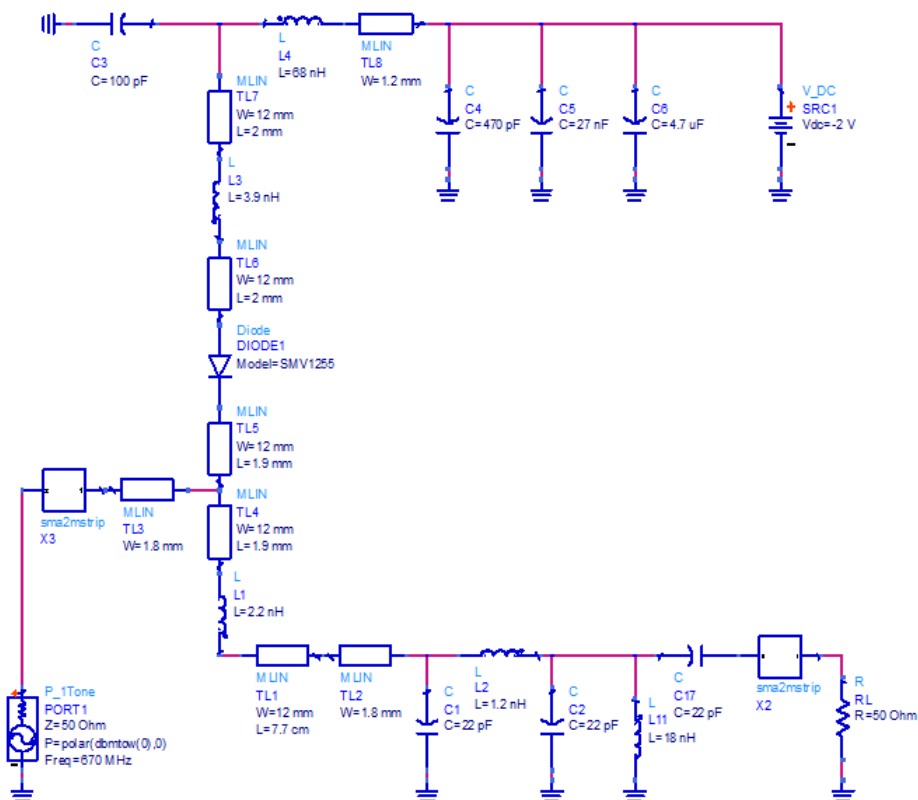


Figure 3.24: Esquemático simplificado del divisor de frecuencia con el diodo varactor SMV1255.



Figure 3.25: Fotografía del divisor de frecuencia.

cuito durante el proceso de medida. Para poder monitorizar el espectro de salida a la vez que se realiza la medida del coeficiente de reflexión,  $\Gamma_{out}$ , se

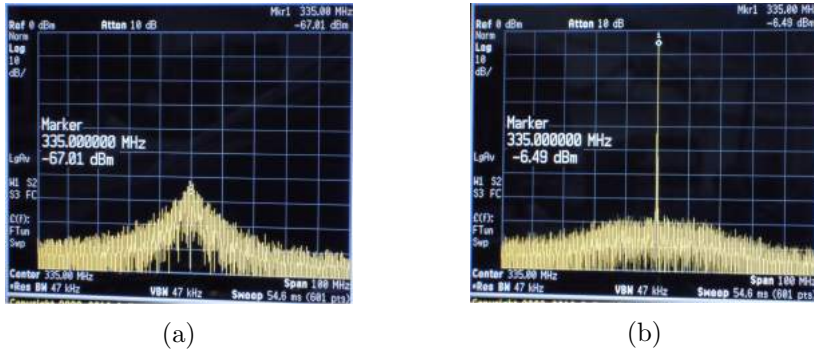


Figure 3.26: Espectro de salida del divisor de frecuencia con el diodo polarizado a  $-2 V$  para una potencia de entrada de: a)  $16.0 dBm$ , b)  $16.2 dBm$  a  $670 MHz$ .

ha conectado un divisor de potencia a la salida del divisor de frecuencia. En uno de sus puertos se conecta el analizador de espectros, y en el otro el VNA, tal y como se muestra en la figura 3.27. Este divisor de potencia lo consideraremos parte del circuito para la medida de  $\Gamma_{out}$ . El divisor de potencia utilizado es el mismo power splitter empleado en las medidas del coeficiente de reflexión de entrada del amplificador WiFi-WiMAX.

En primer lugar, se han medido los coeficientes de reflexión,  $\Gamma_{out}$ , para diferentes potencias de entrada,  $P_{in}$ , entre  $10 dBm$  y  $15.9 dBm$ , con  $f_0 = 670 MHz$ . Para todos los casos, se ha empleado una configuración de medida de bajo ruido (estrecho filtro IF, alto promediado...) y se ha mantenido  $P_{test}(f_s)$  en  $-40 dBm$ .

A partir de la ecuación (3.3) se han obtenido las distintas respuestas frecuenciales admitancia en función de la potencia  $P_{in}$ . En la figura 3.28 se muestra la evolución de los polos obtenidos tras identificar dichas respuestas frecuenciales admitancia. Para mayor claridad, se han representado solamente las frecuencias positivas. Se puede observar cómo dos pares de polos complejos conjugados tienden a colisionar a la frecuencia dividida ( $f_0/2 = 335 MHz$ ) según  $P_{in}$  aumenta. Después, un par se desplaza hacia la derecha y el otro par hacia la izquierda a medida que  $P_{in}$  sigue aumentando.

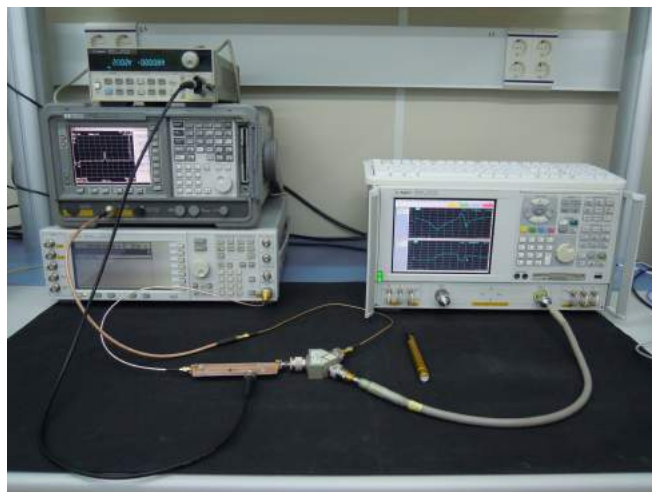


Figure 3.27: Setup de medida del  $\Gamma_{out}$  del divisor de frecuencia más divisor de potencia con el diodo polarizado a  $-2\text{ V}$ .

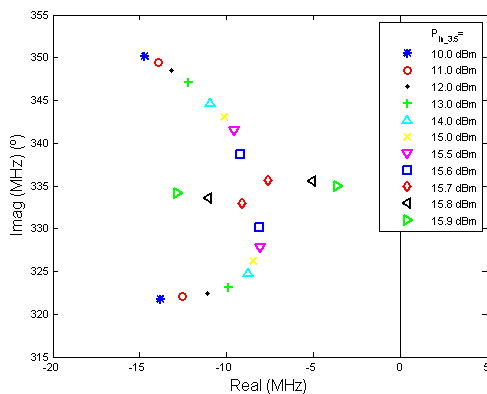


Figure 3.28: Resultados de identificación de las respuestas frecuenciales  $Y_{out}$  obtenidas con el power splitter.

La evolución es consistente con las medidas espectrales de la figura 3.26 en la que se aprecia ya el precursor de ruido para una potencia de  $16\text{ dBm}$ .

## 3.6 Conclusiones

El método de detección experimental de resonancias críticas se ha extendido a estados estacionarios gran señal. Las medidas del coeficiente de reflexión en presencia de una gran señal de bombeo, permiten obtener la evolución de los polos críticos asociados a inestabilidades paramétricas de división de frecuencia y a oscilaciones autónomas parásitas.

En el caso de estados estacionarios de gran señal el proceso de medida es más complicado que en estados estacionarios de DC. Tiene la dificultad derivada del hecho de tener que combinar la señal de test de pequeña señal con la señal de bombeo sin modificar las terminaciones de fuente y carga para evitar linealizar un estado estacionario gran señal diferente. Además, la presencia de la señal de bombeo no debe, bajo ningún caso, saturar el receptor del propio VNA.

Con un amplificador WiFi-WiMAX como maqueta de test, se ha analizado previamente la influencia de la distorsión no lineal sobre la respuesta frecuencial medida. Se ha determinado el nivel de potencia de test del VNA que no alterase el estado estacionario bajo análisis. Se ha verificado que la presencia de la señal de bombeo no saturase el receptor del VNA a la frecuencia de perturbación. Una vez verificado estas condiciones, indispensables para una caracterización fiable, se han realizado las medidas y obtenido una evolución de los polos coherente con el comportamiento observado en el analizador de espectros.

Para mostrar la repetibilidad del proceso, la metodología se ha aplicado con éxito a un circuito divisor basado en diodo varactor.



## Chapter 4

# Application example: Combined Control of Video Bandwidth and Low-Frequency Stability Margins in Power Amplifiers

### Contents

---

4.1	Introduction . . . . .	100
4.2	Bias networks for the observation of the low-frequency dynamics in large signal . . . . .	102
4.3	Multi-parameter root contours from experimental data . . . . .	105
4.4	Application to a GaN amplifier . . . . .	111
4.5	Automatic root contour tracing in large signal	125
4.6	Conclusion . . . . .	133

---

## 4.1 Introduction

Dynamic control of the bias supply is an attractive solution to satisfy the stringent efficiency and linearity requirements to amplify signals with high peak-to-average ratios. A variety of dynamic power supply schemes are proposed in the literature for the drain bias [108–116] and for the gate bias [117–122]. Signal bandwidth requirements of modern communication systems are continuously increasing and so does the need for wider video bandwidths in dynamically biased Power Amplifiers (PA). To reach wide video bandwidths in PA supply paths, the large-value low-frequency (LF) decoupling capacitors are normally reduced or even eliminated. Reducing LF decoupling can turn out in critical resonances with complex conjugate poles with very low damping ratio. On the one hand, this can increase the oscillation risk [113], [123], affecting the amplifier robustness against changes in any circuit parameter. On the other hand, it can impact negatively the amplifier normal operation with effects like high resonant peaks in the bias voltage transfer function; the presence of noise bumps in the output spectrum [124]; longer transients in switching mode amplifiers [125] or a change of the in-band frequency response performances in large-signal regime due to the relationship between poles and Floquet exponents and the periodicity of the latter [126]. Therefore, a careful design of the bias networks is essential in amplifiers with dynamic bias [127].

In chapter 2, experimental techniques were developed to characterize and modify the low-frequency dynamics in amplifiers. These were based on the introduction of specific RF observation ports in the bias lines. From reflection measurements at those extra ports, the position and evolution of low-frequency critical poles on the complex plane was obtained. However, as we saw in chapter 3, there is an important limitation that prevents their direct application to the analysis of the low-frequency dynamics in the presence of a large RF signal. The low-frequency system poles obtained using an extra RF port on the bias correspond to a dc steady state fixed by a bias point when no input RF signal is applied. These poles can be modified (shifted on the complex plane) by the large-signal RF power, affecting the LF characteristics of the circuit. This cannot be measured with the approach explained in chapter 2 because, contrarily to what happens around the dc bias point, the large-signal steady state and its linearization



can be affected by the connection of the Vector Network Analyzer (VNA) at any of the observation ports. In addition, the approach described in chapter 3 to characterize the poles in the presence of an input RF drive cannot be used for the observation of the low-frequency resonances due to the poor sensitivity to the low-frequency dynamics from RF ports.

The goal now is to develop a methodology that, departing from accurate measurement data that are coherent with the amplifier normal functioning, provides useful information to improve the design of bias lines in dynamically biased amplifiers. In order to be accurate, general and complete, this methodology needs to be applicable to dynamic bias in both gate and drain lines and must be capable of taking into account the effect of the large-signal RF power on the low-frequency dynamics. For that, we present a novel solution based on implementing an RC network at each bias observation port, with a topology that is simple (with series capacitance and series and shunt resistors), but very effective. It allows the synthesis of a wide range of impedances that serve to move the dominant low-frequency poles on the complex plane to the designer's convenience, while at the same time, the large-signal steady state under analysis is not affected by the connection of the VNA. A procedure for the automatic tracing of root contours versus four control parameters is developed, enabling a multi-parameter analysis and control of the low-frequency dynamics of the circuit.

The chapter is organized as follows. Section 4.2 describes the topology of the bias networks and the procedure required for the observation of the low-frequency dynamics from dc to large-signal regimes. The automatic root contour tracing, applicable to dc regimes, is presented in section 4.3. Experimental validation of the approach on a GaN PA prototype is given in section 4.4. Comparison with simulation results and a detailed analysis on the voltage transfer characteristics of the bias lines are also provided in section 4.4. Finally, section 4.5 extends the automatic root contour tracing to large-signal regimes and illustrates, on the demonstrator prototype, the possibilities of the methodology.

## 4.2 Bias networks for the observation of the low-frequency dynamics in large signal

As stated in the introduction of this chapter, the RF input power can have a significant effect on the amplifier low-frequency dynamics, shifting the position of the low-frequency poles on the complex plane. Therefore, it is important to provide a solution to monitor, in the presence of a large RF signal, the low-frequency poles that are responsible for characteristics like the stability margins and video bandwidth. With generality, this cannot be done with the results and techniques presented in chapters 2 and 3, as will be explained next.

As we told in chapter 3, the PLTV system is a function of the large-signal RF steady state and the load terminations at fundamental RF frequency  $f_0$ , harmonics  $nf_0$  and sidebands  $nf_0 \pm f_s$ , with  $f_s$  being the frequency of the small sinusoidal signal used to obtain the closed-loop frequency response [128] and  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm NH$ , where  $NH$  indicates the number of relevant harmonics. Changes in the load conditions imply different PLTV systems and, thus, different poles. Therefore, for the methodology to be correct, the load conditions at all ports of the amplifier must be consistent between the normal operation of the amplifier and the measurement process in which a VNA (with  $50 \Omega$  input impedance) is connected at some port. This consistency could be maintained if the VNA was connected to an RF port (input or output RF ports that expect a  $50 \Omega$  load in normal operation) as was done in chapter 3. This would serve for critical resonances at RF frequencies (like a possible instability at  $f_0/2$ ) but it is useless to analyze the low-frequency dynamics due to the lack of observability of low-frequency dynamics from the RF ports. This lack of observability was shown in section 2.4.3.. As a result, we need to connect the VNA to specific observation ports implemented in the bias paths in order to get enough sensitivity to capture the low-frequency dynamics. However we cannot use the approaches presented in chapter 2 for that because consistency is not maintained between the test mode (the VNA connected at the port with its  $50 \Omega$  impedance) and normal operation (in which observation ports are short-circuited).

To overcome this problem, a new configuration for the low-frequency

access ports is proposed with respect to chapter 2. A simple, though effective, RC topology is proposed for the topology of the low-frequency access networks in both drain and gate lines. Series and shunt resistances are connected between the LF decoupling capacitors ( $C_G$  and  $C_D$ ) and the observation ports (Port G and Port D respectively), as depicted in Figure 4.1. In addition, the observation ports are terminated with a broadband  $50 \Omega$  load. The total effective resistances that connect the LF decoupling capacitors to ground are:

$$R_{n,eff} = R_{n,1} + \frac{50 \cdot R_{n-2}}{50 + R_{n-2}} \quad (4.1)$$

where  $n = G, D$ , and the parasitic effect of the connectors has been neglected. Unlike chapter 2, here the  $50 \Omega$  load stays connected in normal operation of the amplifier prototype. At the moment of measuring the low-frequency circuit dynamics, the  $50 \Omega$  loads will be substituted by the VNA at the two observation ports. Assuming a good input match of VNA ports, which is typical, the effective resistances  $R_{D,eff}$  and  $R_{G,eff}$  do not change substantially between normal operation regime and the process of measuring the low-frequency dynamics.

In order to calculate the closed-loop transfer functions required to analyze the circuit dynamics in normal operation, it is necessary to account for the presence of the  $50 \Omega$  load at ports G and D, as was done in section 2.2.2 to DC regimes at input and output ports and in section 3.2 to large-signal regimes at  $i$  port. Actually, the admittances  $Y_D$  and  $Y_G$  seen at each port (Figure 4.1) do not represent the closed-loop frequency responses of the circuit in normal operation regime (contrarily to chapter 2). Thus, they are not valid for obtaining the low-frequency poles of the system. Closed-loop frequency responses of the circuit in normal operation are now the admittances,  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$ , given by the series combination of  $Y_D$  and  $1/50 \Omega^{-1}$  and  $Y_G$  and  $1/50 \Omega^{-1}$ , respectively:

$$Y_{D,tot} = \frac{Y_D}{Y_D 50 + 1} \quad (4.2)$$

$$Y_{G,tot} = \frac{Y_G}{Y_G 50 + 1} \quad (4.3)$$

Application of pole-zero analysis to  $Y_{D,tot}$  and to  $Y_{G,tot}$  gives the dominant poles that govern the low-frequency dynamics of the amplifier.

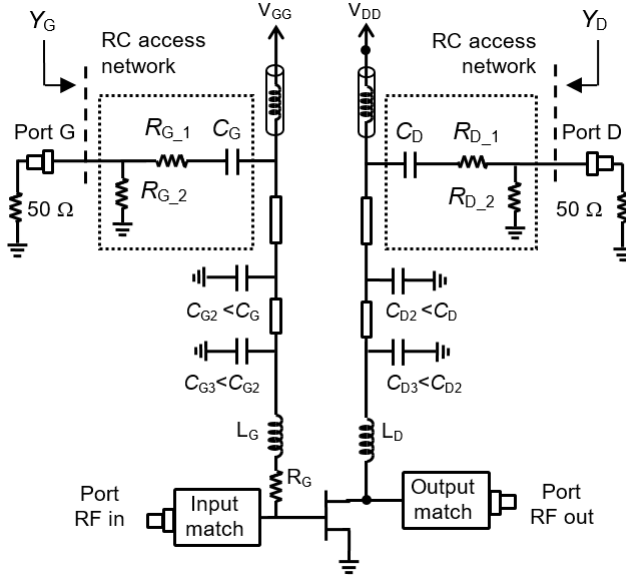


Figure 4.1: Topology of the bias networks with the RC access networks connected at the observation ports G and D, loaded with broadband  $50 \Omega$ . The RC networks consist of decoupling capacitors  $C_D$  and  $C_G$  and series ( $R_{G,1}$  and  $R_{D,1}$ ) and shunt ( $R_{G,2}$  and  $R_{D,2}$ ) resistances.

We get two important benefits from this new topology. First, the load consistency at the observation ports is maintained between characterization process and the normal operation of the amplifier even when the RF signal is applied, which will enable the accurate measurement of the poles from dc to high compression regimes. Second, besides  $C_D$  and  $C_G$ , we can also use  $R_{D,eff}$  and  $R_{G,eff}$  as additional parameters to control the position of the low-frequency poles on the complex plane. Selecting different values for  $R_{D,1}$ ,  $R_{G,1}$ ,  $R_{D,2}$ ,  $R_{G,2}$  we can synthesize  $R_{D,eff}$  and  $R_{G,eff}$  values under or above  $50 \Omega$ .

To obtain  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$  for a particular dc bias point, a conventional 2-port scattering parameter measurement can be performed with the VNA connected at ports G and D. In turn, to obtain  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$

when the input power is applied, we need to perform a VNA small-signal measurement between ports G and D in the low-frequency range, while a signal generator is connected to the RF input port to provide the large signal at input frequency  $f_0$ . To perform this kind of measurement with accuracy some points have to be considered as was explained in chapter 3 (section 3.3). First, the large signal at  $f_0$  must not saturate the VNA receiver, tuned at the low-frequency measurement frequency  $f_s$ . Second, the power level at VNA ports at  $f_s$  has to be low enough to guarantee that the large-signal steady state is correctly linearized. These conditions can be easily accomplished in modern VNAs that typically have a considerable dynamic range.

### 4.3 Multi-parameter root contours from experimental data

In this section we will formulate a general methodology that, departing from a single 2-port scattering measurement, systematizes the control of the low-frequency poles for both gate and bias lines. It takes advantage of four independent control parameters available for pole location, whose effect can be predicted through the automatic tracing of multi-parameter root contours. For the moment, the procedure concerns steady states fixed by dc bias point with no RF applied. Extension to large-signal regimes will be addressed later in section 4.5.

#### A. 2-port scattering measurements at original control values

Originally, resistances  $R_{D,1} = R_{G,1} = 0$  and  $R_{D,2} = R_{G,2} = \infty$  are mounted in the access ports (actually, no resistances  $R_{D,2}$  and  $R_{G,2}$  are mounted initially) as shown in Figure 4.2a.

Initial values for the LF decoupling capacitors  $C_G = C_{G_i}$  and  $C_D = C_{D_i}$  are also mounted in the circuit. Next, with a VNA connected at ports G and D, a two-port scattering parameter measurement is performed in the low-frequency range to get the scattering matrix S:

$$S(j\omega) = \left( \begin{array}{cc} S_{GG}(j\omega) & S_{GD}(j\omega) \\ S_{DG}(j\omega) & S_{DD}(j\omega) \end{array} \right)_{50\Omega} \quad (4.4)$$

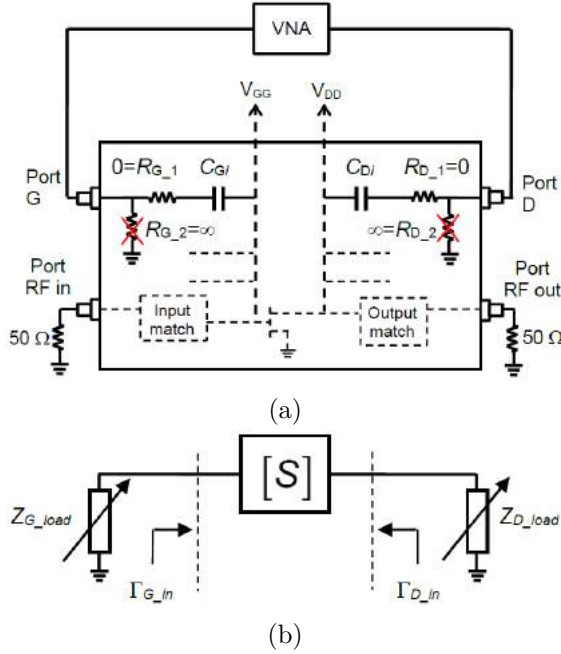


Figure 4.2: a) Basic configuration for the two-port scattering parameter measurement between the two LF observation ports; b) Representation of the measured S-parameter block terminated by load impedances  $Z_{D,load}$  and  $Z_{G,load}$  in order to calculate evolution of dominant poles versus load impedances.

Note that the conventional RF access ports are terminated with  $50 \Omega$  during the measurement (Figure 4.2a). Next, let us consider the schematic of Figure 4.2b in which the block defined by the measured S-parameter matrix is terminated by two load impedances  $Z_{D,load}$  and  $Z_{G,load}$ , both with capacitive reactances.

$$Z_{D,load} = R_{D,load} - j \frac{1}{\omega C_{D,load}} \quad (4.5)$$

$$Z_{G,load} = R_{G,load} - j \frac{1}{\omega C_{G,load}} \quad (4.6)$$

Frequency responses  $Y_{D\_tot}$  and  $Y_{G\_tot}$  can be calculated as a function of the measured scattering parameter matrix  $S$  and  $Z_{D\_load}$  and  $Z_{G\_load}$ , respectively:

$$Y_{D\_tot}(j\omega) = \frac{\frac{1-\Gamma_{D\_in}}{50(1+\Gamma_{D\_in})}}{\frac{1-\Gamma_{D\_in}}{50(1+\Gamma_{D\_in})}Z_{D\_load} + 1} \quad (4.7)$$

$$Y_{G\_tot}(j\omega) = \frac{\frac{1-\Gamma_{G\_in}}{50(1+\Gamma_{G\_in})}}{\frac{1-\Gamma_{G\_in}}{50(1+\Gamma_{G\_in})}Z_{G\_load} + 1} \quad (4.8)$$

where

$$\Gamma_{D\_in} = S_{DD}(j\omega) - \frac{S_{DG}(j\omega)S_{GD}(j\omega)}{S_{GG}(j\omega) - \frac{Z_{G\_load}+50}{Z_{G\_load}-50}} \quad (4.9)$$

$$\Gamma_{G\_in} = S_{GG}(j\omega) - \frac{S_{GD}(j\omega)S_{DG}(j\omega)}{S_{DD}(j\omega) - \frac{Z_{D\_load}+50}{Z_{D\_load}-50}} \quad (4.10)$$

Note that  $Z_{D\_load}$  and  $Z_{G\_load}$  are not physical impedances connected at actual ports G and D. They are mathematically used to derive, from (4.7) and (4.8), the evolution of dominant poles on the complex plane versus  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$ , as will be shown in sub-section 4.3.B. Eventually, their effect has to be implemented in practice by a suitable selection of  $C_G$ ,  $C_D$ ,  $R_{D\_1}$ ,  $R_{G\_1}$ ,  $R_{D\_2}$  and  $R_{G\_2}$  in the actual prototype, as will be explained in sub-section 4.3.C.

The two responses  $Y_{D\_tot}$  and  $Y_{G\_tot}$  in (4.7) and (4.8) are closed loop frequency responses of the system in Figure 4.1. Therefore, they share a common denominator from which, in principle, the same system poles can be determined. However, we may have a low sensitivity to the dynamics of one bias path when observed from the other. This translates into pole-zero cancellations in the corresponding transfer function that makes necessary the analysis of both  $Y_{D\_tot}$  and  $Y_{G\_tot}$ .

### B. Root contour tracing

As shown in section 1.4.2. [56], the variation of a resistance value in a branch of a circuit is equivalent to a proportional control action over the admittance seen at that branch, with the proportional factor  $K$  being the resistance value. The effect of this proportional control is to modify the position of the system poles on the complex plane as the resistance is varied. In turn, the variation of a capacitive reactance in series at a branch generates an integral control action  $K/s$  over the total admittance seen at that branch [56], with  $K/s$  being the capacitive reactance.

In our case,  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  are four control parameters that can be varied independently to apply proportional or integral control such as to modify the position of system poles on the complex plane. We can apply pole-zero identification to (4.7) and (4.8) for different values of  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  and obtain the variation on the complex plane of the dominant poles that rule the low-frequency dynamics in the drain and gate bias lines. Note that we are dealing with a multidimensional problem because the pole evolution can be traced versus any of the four control parameters  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$ . In practice, we can trace the root contour versus one parameter at a time while maintaining the rest of parameters constant. Then, an iterative process can be followed varying  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  until the desired performances in terms of bandwidth and stability margins are attained.

The pole evolution obtained this way corresponds to a given scattering parameter matrix  $S$  measured at some particular conditions (bias, temperature, etc...). Further scattering parameter measurements can be performed as some circuit parameter  $\eta$  is modified (bias voltage, temperature, access cable lengths, etc.) to get an ensemble  $S_\eta$  of scattering matrixes that depend on  $\eta$ . Introducing sequentially the elements of the ensemble  $S_\eta$  in (4.7) and (4.8) and next applying pole-zero identification we can obtain the root contour versus the varying parameter  $S_\eta$  for a given set of  $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  values. This process can be repeated for several circuit parameters.



The evolution of critical poles on the complex plane versus any of the four control parameters (root contours) can be automatically deduced from a single 2-port scattering measurement using (4.7) and (4.8). For that, we need to make use of existing pole-zero identification tools that allow the identification of multiple transfer functions [129], [130] in a single program execution. Next, the process can be repeated measuring the 2-port scattering matrix for different values of a relevant parameter  $\eta$  of the circuit. Note that this measurement process can also be automated with the appropriate software-controlled characterization setup. We may end up with a large amount of frequency responses to deal with, but again, they can be identified in a single execution of the identification tool. Some practical difficulties may arise at the moment of plotting these multidimensional results in a comprehensible representation of the pole evolution. An iterative process in which plots of the complex plane are drawn sequentially may be required.

It is important to remark that there is a limitation in frequency for the tracing of the root contours. At very low frequencies, the two initial LF decoupling capacitors  $C_{Gi}$  and  $C_{Di}$  that are in series at the access ports tend to an open circuit, annulling the observability of the circuit dynamics. In turn, at very high frequencies, the small value high frequency decoupling capacitors  $C_{G2}$ ,  $C_{D2}$ ,  $C_{G3}$ ,  $C_{D3}$  that are in parallel with  $C_G$  and  $C_D$  (see Figure 4.1) provide a low impedance path to ground, reducing as well the observability at the access ports. In both limiting cases, the effect is the reduction of the sensibility to detect the poles at those frequencies. The frequency range in which we have enough sensibility to accurately predict the evolution of the poles depends on the particular case under study.

### C. Practical implementation of $Z_{D\_load}$ and $Z_{G\_load}$

Let us consider first the practical implementation of the resistive parts of  $Z_{D\_load}$  and  $Z_{G\_load}$ . Given the conditions in which the measurements were performed ( $R_{D.1} = R_{G.1} = 0$  and  $R_{D.2} = R_{G.2} = \infty$ ),  $R_{G\_load}$  and  $R_{D\_load}$  are equivalent to the effective resistances  $R_{G\_eff}$  and  $R_{D\_eff}$  that connect the LF decoupling capacitors  $C_G$  and  $C_D$  to ground:

$$R_{G\_load} \equiv R_{G\_eff} \quad (4.11)$$

$$R_{D\_load} \equiv R_{D\_eff} \quad (4.12)$$

Therefore, in practice, we simply need to chose values for  $R_{n-1}$ ,  $R_{n-2}$ , that satisfy (4.1) ( $n = G, D$ ). The more convenient way to do it, in both access, is explained next. If  $R_{n\_load} \geq 50 \Omega$ , it is reasonable to remove  $R_{n-2}$  and use a series resistor  $R_{n-1}$  of value:

$$R_{n-1} = R_{n\_load} - 50 \quad (4.13)$$

On the contrary, if  $R_{n\_load} < 50 \Omega$ , then  $R_{n-1}$  should be set to zero and a shunt resistance  $R_{n-2}$  of the following value has to be mounted.

$$R_{n-2} = \frac{50R_{n\_load}}{50 - R_{n\_load}} \quad (4.14)$$

Eventually, only one of the two resistances  $R_{n-1}$  or  $R_{n-2}$  would be needed at each port, although the prototype layout should be designed a priori with the possibility to accommodate any of the two. Note that setting the series resistance  $R_{n-1}$  equal to zero imply the actual mounting of a SMD resistor with a nominal value of  $0 \Omega$ .

We consider now the implementation of the imaginary part of  $Z_{G\_load}$  and  $Z_{D\_load}$ . It is important to note that, in this case, the effect of  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  will be actually integrated in  $C_G$  and  $C_D$ . The scattering parameter matrix S was measured with some initial values  $C_G = C_{Gi}$  and  $C_D = C_{Di}$  already mounted in the circuit. Therefore, to implement some particular values of  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$ , the initial values  $C_{Gi}$  and  $C_{Di}$  have to be substituted in the circuit by new capacitances  $C_G$  and  $C_D$  fulfilling:

$$C_G = \frac{C_{Gi}C_{G\_load}}{C_{Gi} + C_{G\_load}} \quad (4.15)$$

$$C_D = \frac{C_{Di}C_{D\_load}}{C_{Di} + C_{D\_load}} \quad (4.16)$$

Note that, since  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$  are virtual elements they can be negative. To get realizable values of  $C_G$  and  $C_D$ , negative values of  $C_{G\_load}$

or  $C_{D.load}$  have to satisfy  $|C_{G.load} \geq C_{Gi}$ ,  $|C_{D.load} \geq C_{Di}$ . This has to be taken into account if a root contour is traced versus  $C_{D.load}$  or  $C_{G.load}$ .

## 4.4 Application to a GaN amplifier

In this section, we will illustrate and validate the proposed methodology on a proof-of-concept demonstrator specifically built for this purpose (Figure 4.3). The prototype is a wideband  $[0.4 - 1.7GHz]$  power amplifier based on GaN HEMT device CGH40010F from CREE, fabricated in microstrip hybrid technology. The two observation ports G and D are added in the bias paths, in series with the RC access networks, as in the topology of Figure 4.1.

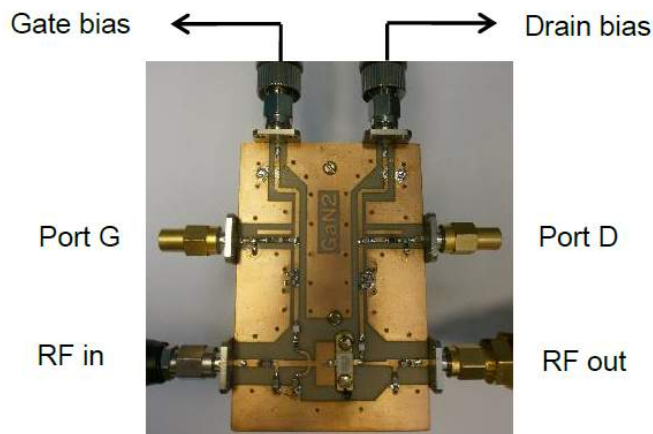


Figure 4.3: Photograph of the amplifier, including ports G and D and RC access networks.

It is important to remark upfront that the results shown in the following are particular to this circuit demonstrator. Their aim is to validate the methodology, which is applicable in a general manner, and to show its possibilities and potential, not to extract general conclusions on the specific values and trends suitable for this particular case.

A. *Critical poles versus  $V_{DD}$  bias voltage*

In this sub-section, we will use the new approach based on the 2-port scattering parameter measurement. Let us consider  $C_{Gi} = C_{Di} = 0.1nF$  and gate bias voltage  $V_{GG} = -2.9V$ . Besides, as proposed in sub-section 4.3.A,  $R_{D.1} = R_{G.1} = 0$  and  $R_{D.2} = R_{G.2} = \infty$  (no shunt resistances) are mounted in the prototype initially. In these conditions, 2-port scattering parameter measurements between ports G and D are performed with  $V_{DD}$  bias voltage as varying parameter (from 3V to 25V). From these measurements, and using (4.7), the frequency response  $Y_{D,tot}$  is calculated for  $Z_{D,load} = Z_{G,load} = 0$ . These conditions would be equivalent to placing short circuits at both ports. Figure 4.4 shows the magnitude and phase of  $Y_{D,tot}$  for all the values of  $V_{DD}$ . Applying pole-zero identification to the set of frequency responses  $Y_{D,tot}$ , we can get the evolution of the dominant poles versus  $V_{DD}$  observed from port D. This is shown in Figure 4.5, where the evolution of a complex conjugate pair of critical poles is represented. Only positive frequencies of the complex plane are plotted for the sake of simplicity in Figure 4.5. It is important to note that the way the results in Figure 4.5 are obtained should not be confused with what was done in chapter 2. In chapter 2, a short circuit was connected at port G to measure the admittance seen at port D,  $Y_D$ , from which the poles were obtained. Here, no short circuit is connected physically at any port, but its effect is predicted from (4.7), using  $Z_{D,load} = Z_{G,load} = 0$ . The agreement between the dominant poles obtained from port D of 2-port scattering measurements and seen from port D with port G physically short-circuited, shown in Figure 4.5, simply confirms the validity of using (4.7) and (4.8) to predict the pole evolution versus  $Z_{D,load}$  and  $Z_{G,load}$ . Further verification is provided in the next examples.

Departing from the same set of 2-port S-parameter measurements and using (4.8), we can calculate  $Y_{G,tot}$  with  $Z_{D,load} = Z_{G,load} = 0$  and proceed with a pole-zero identification to get the dominant poles seen from port G. The obtained pole evolution versus  $V_{DD}$  is superimposed in Figure 4.5, and exactly agrees with the one observed from port D. This means that, for this configuration of the LF decoupling capacitors ( $C_{Gi} = 0.1nF$ ,  $C_{Di} = 0.1nF$ ), the two observation ports have a good sensitivity to detect these critical poles. This high sensitivity from the two accesses is maintained

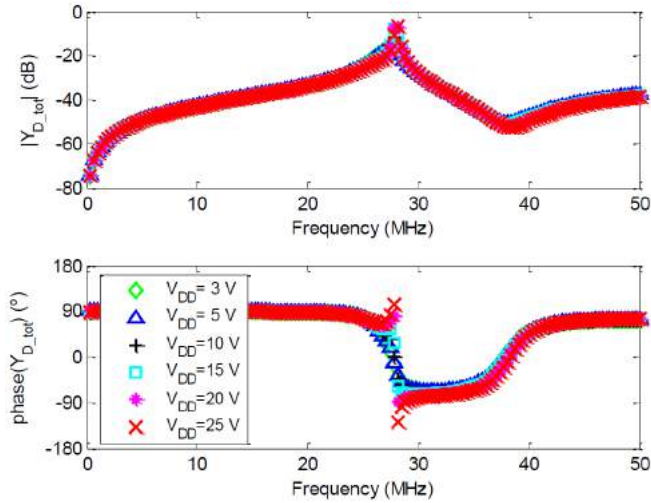


Figure 4.4: Measured  $Y_{D,tot}$ , magnitude and phase, as a function of  $V_{DD}$  ( $V_{GG} = -2.9V$ ).

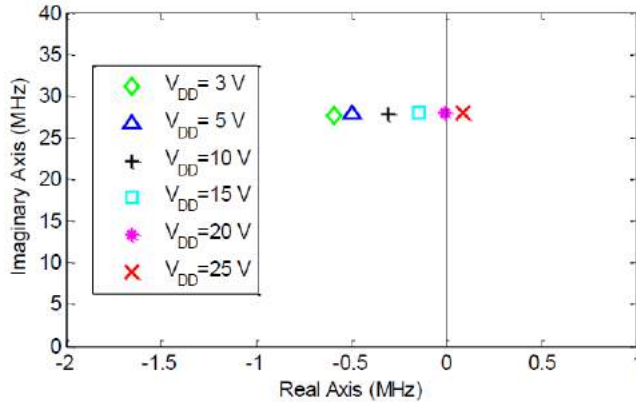


Figure 4.5: Evolution of the complex conjugate dominant poles obtained from  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$  as a function of  $V_{DD}$  ( $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 0$ ,  $C_{Gi} = C_{Di} = 0.1nF$ ,  $V_{GG} = -2.9V$ ). The two set of poles are perfectly overlapped. Only positive frequencies of the complex plane are plotted.

along the results shown in the following examples because the values of

the LF decoupling capacitances are not modified.

Note that the proposed formulation has the advantage of allowing a simultaneous control of the gate and drain low-frequency dynamics from the 2-port measurement obtained in a single connection configuration.

Figure 4.5 shows that, as  $V_{DD}$  increases, poles shift rightwards and become unstable for  $V_{DD} = 25 V$ . This can be confirmed by spectral measurements. Figure 4.6 shows the spectrum at the RF output port when short circuits are connected at both ports G and D, for  $V_{GG} = -2.9 V$  and  $V_{DD} = 25 V$ . The amplifier oscillates at about  $27 MHz$ . Note that we are able to deduce the circuit poles for  $V_{DD} = 25 V$  (an unstable configuration with ports G and D short circuited) because the circuit is stable during the measurement process (thanks to the  $50 \Omega$  terminations of the VNA connected at ports G and D). This is already indicating that an increase in the resistance between the LF decoupling capacitor and ground tends to stabilize the amplifier.

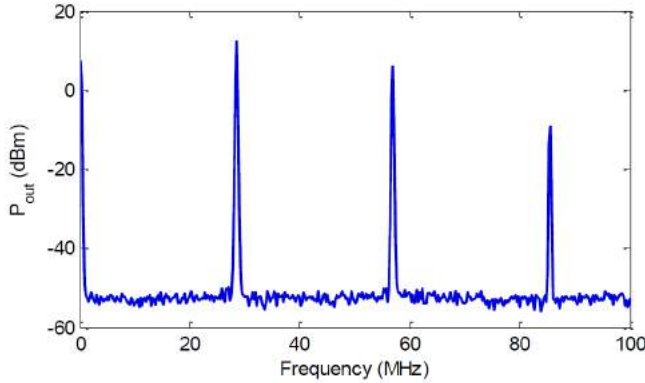


Figure 4.6: Output spectrum of the amplifier with  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 0 \Omega$  and  $V_{GG} = -2.9 V$ ,  $V_{DD} = 25 V$ .

We have corroborated these results with simulations. For that, a fine tuning of the model of the access elements was required. As an example, Figure 4.7 superimposes the simulated and measured  $Y_{D_{tot}}$  for  $V_{GG} = -2.9 V$  and  $V_{DD} = 15 V$ . The critical poles obtained from the simulated  $Y_{D_{tot}}$  for several values of  $V_{DD}$  are compared to measurement results

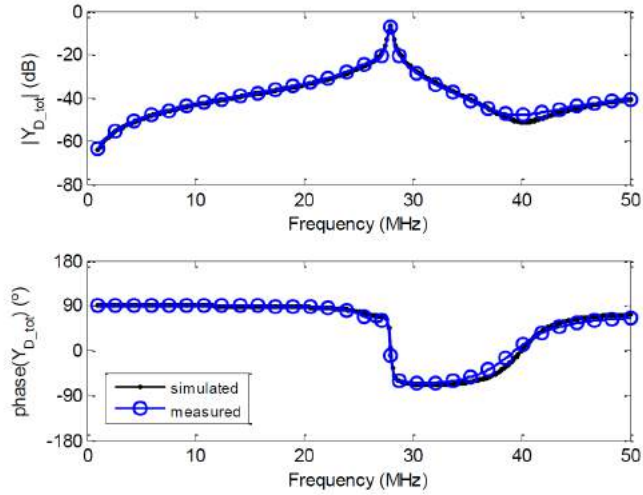


Figure 4.7: Simulated and measured  $Y_{D,tot}$ , magnitude and phase, with  $V_{GG} = -2.9 V$ ,  $V_{DD} = 15 V$ .

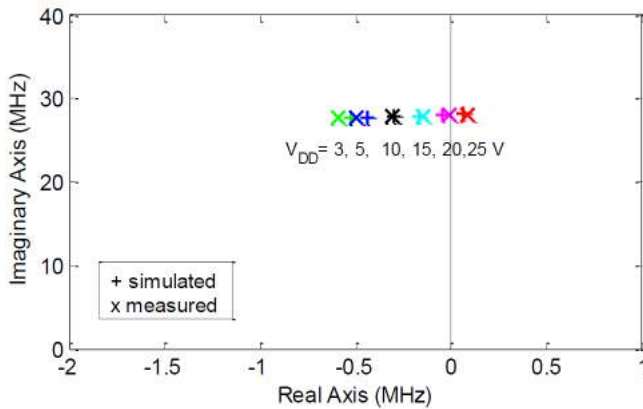


Figure 4.8: Comparison of simulation and measurements. Evolution of dominant poles versus  $V_{DD}$  ( $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 0 \Omega$ ,  $C_{Gi} = C_{Di} = 0.1 nF$ ,  $V_{GG} = -2.9 V$ ).

in Figure 4.8. The good agreement shown in Figure 4.7 and Figure 4.8 confirms the validity of the approach.

B. Bandwidth Analysis

The good agreement shown between simulations and measurements allows us to investigate further the links between the bias voltage transfer characteristics and the critical poles obtained by the proposed approach. First, we will verify that the low-frequency dominant poles, obtained from  $Y_{D\_tot}$  and  $Y_{G\_tot}$  measured at the observation ports, serve to get a good estimation of the voltage transfer function on the bias lines. The following discussion is focused on the drain bias network, but the same reasoning and analysis will hold for gate bias. Video bandwidth at the drain line is determined by the voltage transfer characteristics from the input bias port to the drain terminal of the transistor. Let  $H_v$  be the transfer function that relates the voltage at the drain bias input port,  $V_{di}$ , to the voltage at the transistor drain terminal,  $V_{do}$  (Figure 4.9):

$$H_v = \frac{V_{do}}{V_{di}} \quad (4.17)$$

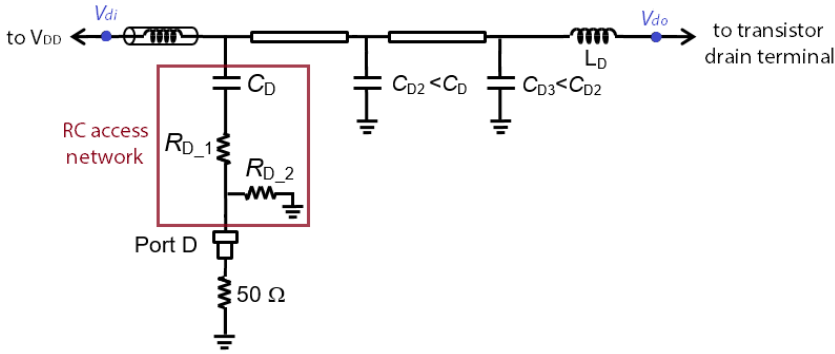


Figure 4.9: Schematic of the drain bias line from the power supply to the transistor drain, where  $V_{di}$  is the voltage at the power supply output, and  $V_{do}$  is the voltage at the transistor drain terminal.

Both  $H_v$  and  $Y_{D\_tot}$  are closed-loop transfer functions of the system linearized around the same steady state. Therefore,  $H_v$  and  $Y_{D\_tot}$  share the same denominator (same poles), although they can have different numerator (different zeroes).



From  $Y_{D,tot}$ , we are able to obtain with good sensitivity the dominant low-frequency pair of complex conjugate poles of the drain bias line,  $p_d = r_d \pm j\omega_d$ . These poles are also the dominant poles of  $H_v$ . If  $H_v$  does not have low-frequency zeroes, the bandwidth of  $H_v$  can be estimated from  $\omega_d$  because  $|H_v|$  decays asymptotically 40 dB/dec at higher frequencies. Note that, for a pair of complex conjugate poles with low damping ratio, the natural frequency approximates to  $\omega_d$ . The assumption that  $H_v$  does not have low-frequency zeroes is explained next. The bias networks are normally implemented with low-pass ladder networks. Zeroes in  $H_v$  are due to the parasitic elements of the network components, whose effect is only noticeable as frequency increases. In a properly designed bias network these parasitic effects will appear at frequencies higher than the one fixed by the low-frequency dominant poles.

Since  $H_v$  cannot be directly measured, the above discussion will be verified using simulation results of the circuit under analysis. Let us start with the dominant poles obtained from measured  $Y_{D,tot}$  for  $V_{GG} = -2.9$  V and  $V_{DD} = 5$  V with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 0$   $\Omega$ ,  $C_{Gi} = C_{Di} = 0.1$  nF (plotted with  $\Delta$  in Figure 4.5):  $p_d = 2\pi(-0.5 \pm j27.7) \times 10^6$ . Using this pair of poles we can obtain the following ideal second order low-pass transfer function:

$$H = \frac{p_d p_d^*}{(s - p_d)(s - p_d^*)} \quad (4.18)$$

Magnitude and phase of  $H$  are plotted in Figure 4.10. Now, we can simulate the voltage transfer function  $H_v$  that relates the voltage at the bias input port  $V_{di}$  to the voltage at the transistor drain terminal  $V_{do}$  for the same parameter conditions and same dc steady state ( $V_{GG} = -2.9$  V and  $V_{DD} = 5$  V). The simulation uses library models from the manufacturers for all the lumped elements to take into account their parasitic effects. Magnitude and phase of  $H_v$  are also plotted in Figure 4.10. We can observe how the transfer function  $H$ , ideally built from the low-frequency dominant pair of complex conjugate poles extracted from the measured  $Y_{D,tot}$ , perfectly agrees with the simulated  $H_v$  in the low-frequency range. This confirms that the low-frequency characteristics of the voltage transfer function  $H_v$  can be accurately predicted by the dominant poles obtained

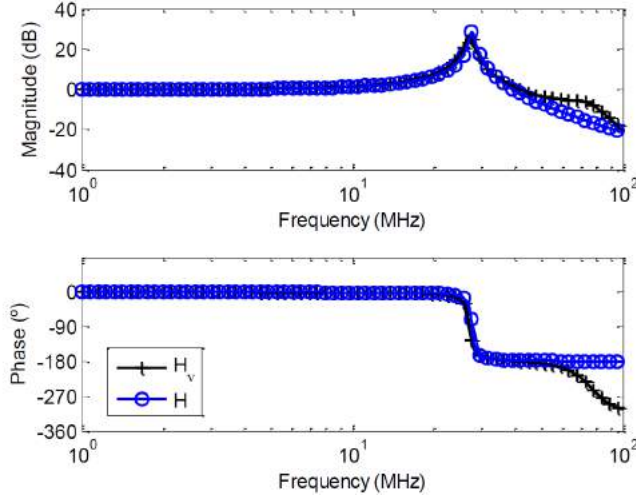


Figure 4.10: Magnitude and phase of  $H$  (ideally built from the dominant pair of conjugate poles extracted from measured  $Y_{D,tot}$ ) and  $H_v$  (simulated voltage transfer function in drain bias line).  $V_{GG} = -2.9V$ ,  $V_{DD} = 5V$ .

from  $Y_{D,tot}$ .

Figure 4.10 reveals that poles of the low-pass system  $H_v$  have a low damping ratio which turns out into a large resonant peak in  $|H_v|$  at the natural frequency. Obviously, this strong resonance is not convenient for the voltage transfer along the bias line in a dynamically biased amplifier.

We have simulated  $H_v$  for different values of  $C_D$  and  $R_{D,eff}$ , maintaining  $R_{G,eff} = 0$  and  $C_G = 0.1nF$  and for the same dc steady state ( $V_{GG} = -2.9V$  and  $V_{DD} = 5V$ ). The evolution of  $|H_v|$  versus  $C_D$  and  $R_{D,eff}$  is shown in Figs. 10a and 10b respectively. In Figure 4.11a we can observe that, as expected, the bandwidth of the system decreases with the increase of  $C_D$ . Figure 4.11b shows that the damping can be controlled with the value of the  $R_{D,eff}$ . This will be confirmed experimentally in the next sub-section.

C. *Automatic root contour tracing versus effective resistance  $R_{G\_eff} = R_{D\_eff}$*

Reducing the video bandwidth in one of the bias path may be problematic if the designer aims a dynamic control of this bias. As a result, this solution is discarded here and a different strategy is explored. Besides, as shown in Figure 4.11, it is important to get dominant poles with enough damping to avoid the large resonances in Hv. This may imply to shift the poles leftwards on the complex plane. Figure 4.11 shows that this damping can be controlled with the value of the effective resistance that connects the LF decoupling capacitors to ground. Consequently, in this sub-section the experimental root contour tracing versus effective resistance will be illustrated.

With this aim, we depart from the original configuration of LF decoupling capacitors ( $C_{Gi} = 0.1nF$ ,  $C_{Di} = 0.1nF$ ), and series and shunt resistors ( $R_{D.1} = R_{G.1} = 0$  and  $R_{D.2} = R_{G.2} = \infty$ ) at which the 2-port scattering parameters were measured. With this capacitor configuration, video bandwidths of about 30 MHz are achievable, both in gate and drain bias lines, when short circuits are connected at ports G and D (Figure 4.5). Now, let us consider the bias point  $V_{GG} = -2.9 V$  and  $V_{DD} = 25 V$  that was unstable with poles located on the right half plane (Figure 4.5). As described in sub-section 4.3.B, using (4.7) and (4.8) we can obtain the root contour of the dominant poles seen at port G (from  $Y_{G\_tot}$ ) and at port D (from  $Y_{D\_tot}$ ) varying any of the four parameters  $R_{D\_load}$ ,  $R_{G\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$ . In this case, we will trace the root contour varying  $R_{D\_load} = R_{G\_load} = R$ , from 0 to 50  $\Omega$ , while the LF decoupling capacitors are not modified and will be maintained at their initial values  $C_G = C_{Gi} = 0.1 nF$ ,  $C_D = C_{Di} = 0.1nF$ . Obviously, the tracing of root contours for  $R_{G\_eff} \neq R_{D\_eff}$  would also be possible. Note that, since the 2-port scattering parameters are measured with an initial configuration in which  $R_{D.1} = R_{G.1} = 0 \Omega$  and  $R_{D.2} = R_{G.2} = \infty \Omega$  then (4.11) and (4.12) apply. Therefore, in the following  $R_{n\_eff}$  instead of  $R_{n\_load}$  ( $n = G, D$ ) will be used to describe the control parameter in the root contour. The obtained root contour for  $Y_{D\_tot}$  is plotted with solid line in Figure 4.12. Like in the case of Figure 4.5, having good sensitivity from the two observation ports, the same dominant complex conjugate poles

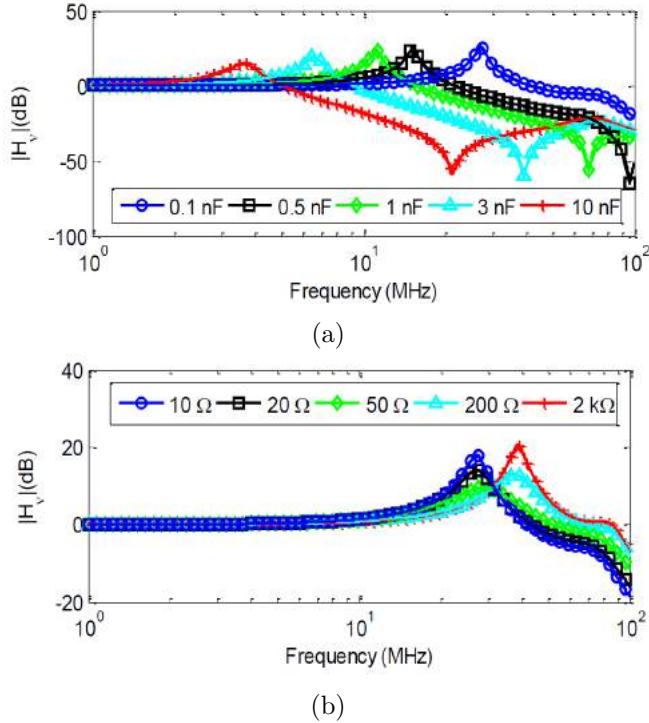


Figure 4.11: Magnitude of  $H_v$  for different values of: (a)  $C_D$ ; (b)  $R_{D\_eff}$ . ( $V_{GG} = -2.9V$  and  $V_{DD} = 5V$ )

are obtained from  $Y_{G\_tot}$ . In view of the root contour of Figure 4.12, two conclusions can be extracted:

- Increasing  $R$  from 0  $\Omega$  to 50  $\Omega$  (with  $R = R_{G\_eff} = R_{D\_eff}$ ) tends to stabilize the poles, shifting them leftwards on the complex plane and increasing their damping ratio.
- The frequency of the dominant poles is not significantly affected by the parameter  $R$ . Therefore, the stabilization will not affect the video bandwidth neither at the gate nor at the drain bias paths.

These two conclusions are consistent with the simulation results of the voltage transfer function  $H_v$  depicted in Figure 4.11.

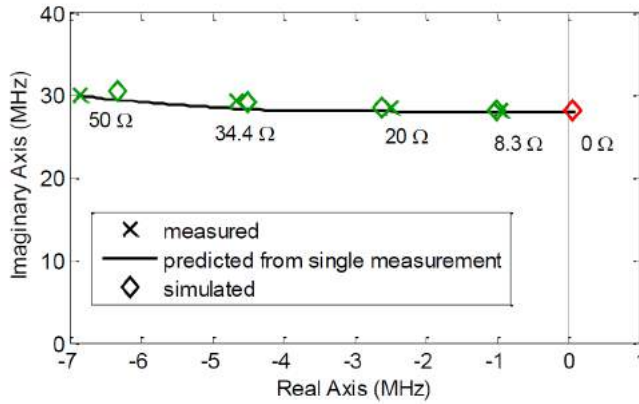


Figure 4.12: Evolution of the complex conjugate dominant poles obtained from  $Y_{D_{tot}}$  versus  $R = R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}}$  varying from 0 to 50  $\Omega$ : predicted (solid line) from a single measurement, measured ( $\times$ ) physically mounting different  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}}$  values in the circuit and simulated ( $\diamond$ ) ( $V_{GG} = -2.9$  V,  $V_{DD} = 25$  V). Only positive frequencies of the complex plane are plotted.

In order to validate the root contour traced in Figure 4.12, various values of  $R = R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}}$  connecting the LF decoupling capacitors to ground have been implemented at both ports. They are made in practice by mounting  $R_{D_{1,1}}, R_{G_{1,1}}, R_{D_{2,2}}$  and  $R_{G_{2,2}}$  with values according to (4.1). Next, 2-port scattering parameters are measured between ports G and D, and  $Y_{D_{tot}}$  and  $Y_{G_{tot}}$  are calculated from (4.2) and (4.3) respectively. Pole-zero identification is then applied to the  $Y_{D_{tot}}$  and  $Y_{G_{tot}}$  responses obtained this way.  $Y_{D_{tot}}$  results for  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 8.3$   $\Omega$ , 20  $\Omega$ , 34.3  $\Omega$  and 50  $\Omega$  are plotted with crosses in Figure 4.12. The excellent agreement found confirms the validity of using (4.7) and (4.8) to get reliable root contours that predict the pole evolution without the need of actually mounting each value of the control parameter ( $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}}$  in this case). The agreement for  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 50$   $\Omega$  is trivial since this point corresponds to the original configuration from which the root contour is traced.

Simulation results are also superimposed with diamonds in Figure 4.12,

confirming that, at least in dc, the circuit electrical model is accurate enough to predict the experimental behavior.

#### D. Pole evolution versus input power $P_{in}$

As stated in the introduction of this chapter, the LF system poles can be modified (shifted) by the large-signal RF power, affecting damping ratio, video bandwidth and stability margins. In some cases, an amplifier, originally stable in dc, happens to oscillate when some  $P_{in}$  level is reached at some input frequency  $f_0$ . This behavior was observed in the prototype under study and is evidenced in Figure 4.13, where the output spectrum for  $V_{GG} = -2.9 V$  and  $V_{DD} = 25 V$  and  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  (implemented by means of  $R_{D,1} = R_{G,1} = 0 \Omega$ ,  $R_{D,2} = R_{G,2} = 10 \Omega$ ) is measured for three different  $P_{in}$  values at  $f_0 = 1.2 GHz$ . In Figure 4.13a,  $P_{in} = 2 dBm$  is applied and the amplifier is stable. However, for  $P_{in} = 6 dBm$ , the amplifier oscillates, as can be seen in Figure 4.13b where a low-frequency oscillation of about  $30 MHz$  is mixing with the input RF signal. Eventually, for higher values of  $P_{in}$ , like  $P_{in} = 23 dBm$ , oscillation dies out (Figure 4.13c).

In view of this behavior, it is worthy to analyze in detail the evolution of the LF dynamics in the presence of the large RF signal. Following the approach described in section 4.2,  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$  have been obtained for several values of  $P_{in}$  at 1.2 GHz (with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$ ,  $V_{GG} = -2.9 V$  and  $V_{DD} = 25 V$ ). The evolution for the dominant pair of complex conjugate poles obtained for  $Y_{D,tot}$  is plotted in Figure 4.14 with crosses. Only positive frequencies are plotted in the plane for better detail. Again, the same dominant poles are obtained from  $Y_{G,tot}$ . Some points can be outlined from Figure 4.14:

- Since these poles are measured with the actual  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  implemented in the circuit, they can only be obtained for  $P_{in}$  values at which the amplifier does not oscillate. So only poles on the left half plane can be obtained.
- The pole evolution agrees with the behavior found in the spectra of Figure 4.13, confirming the validity of the pole characterization.

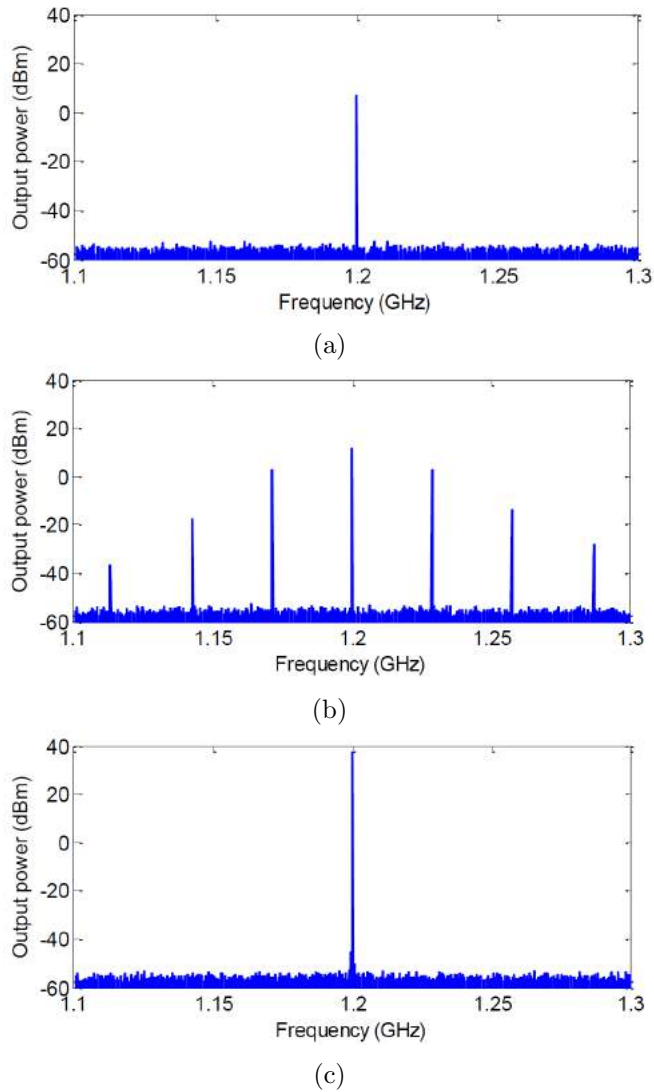


Figure 4.13: Output spectrum for three different  $P_{in}$  values at  $f_0 = 1.2 \text{ GHz}$  ( $V_{GG} = -2.9 \text{ V}$ ,  $V_{DD} = 25 \text{ V}$  and  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 8.3 \ \Omega$ ): (a)  $P_{in} = 2 \text{ dBm}$ ; (b)  $P_{in} = 6 \text{ dBm}$ ; (c)  $P_{in} = 23 \text{ dBm}$ .

- Departing from small signal, the increase of  $P_{in}$  shifts the pole rightwards, while the frequency of the pole does not change significantly. For  $P_{in}$  values just before and after the instability, dominant poles have a very low damping. Although stable, this situation would not be convenient because of the large unwanted resonance in the voltage transfer function  $H_v$ , as shown in sub-section 4.4.B.

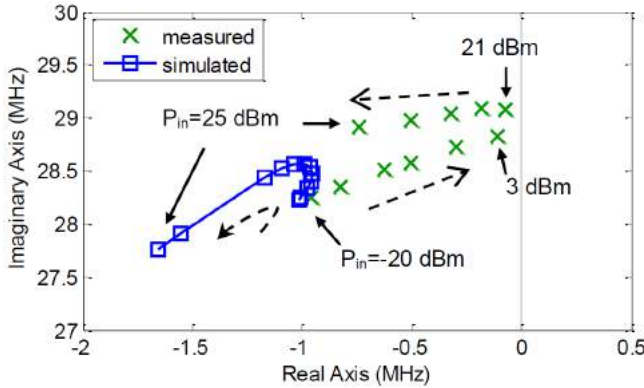


Figure 4.14: Dominant poles obtained from  $Y_{D_{tot}}$  as a function of  $P_{in}$  at  $f_0 = 1.2 \text{ GHz}$  for  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 8.3 \ \Omega$  ( $V_{GG} = -2.9 \text{ V}$  and  $V_{DD} = 25 \text{ V}$ ). Only positive frequencies of the complex plane are plotted.

We have tried to duplicate in simulation the measured pole evolution of Figure 4.14. For that, the nonlinear model of the active device is considered. Simulated  $Y_{D_{tot}}$  is obtained as in a conventional stability analysis of a large-signal periodic steady state [131]: First, a small-signal voltage source is connected at port D in series with the  $50 \ \Omega$  load while the large-signal input drive is applied to the input RF port. Second, a large-signal/small-signal simulation, based on conversion matrix algorithm, is performed sweeping the frequency of the small-signal voltage source. The admittance seen by the small-signal voltage source is the frequency response  $Y_{D_{tot}}$ . Finally, pole-zero identification of the simulated  $Y_{D_{tot}}$  for different values of the input drive provides the simulated pole evolution versus  $P_{in}$ . These simulated poles are superimposed in Figure 4.14 with squares. We can observe that the simulated poles agree with the measured ones for small signal values of  $P_{in}$  ( $P_{in} = -20 \text{ dBm}$ ) accordingly to the



results shown in sub-section 4.4.C. However, as  $P_{in}$  increases, simulated poles evolve differently and fail to predict the circuit instability. Note that the correctness of the measured pole evolution is confirmed by the output spectra of Figure 4.13.

Results from Figure 4.14 evidence a limitation in the prediction capabilities of the nonlinear electrical model at low frequencies that is particular to the circuit under study. However, this kind of discrepancies between experiments and simulation happens relatively often in active circuit design, particularly in the prediction of involved performances like stability or intermodulation. The experimental approach developed here can be a useful option when confidence in the reliability of the simulation results is limited.

## 4.5 Automatic root contour tracing in large signal

In section 4.3, the methodology to trace the critical pole evolution on the complex plane versus any of the control parameters ( $R_{G.load}$ ,  $R_{D.load}$ ,  $C_{G.load}$  and  $C_{D.load}$ ) using (4.7) and (4.8) was shown. Those root contours were automatically traced from a single 2-port scattering parameter measurement performed at some particular conditions (bias, temperature, etc.). However, this automatic tracing was constrained to steady states fixed by dc bias point (no RF power applied). When the steady state is forced by a periodic large-signal RF drive, its linearization corresponds to a PLTV system with a Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) nature. Root contour tracing is defined for Single-Input Single-Output systems and cannot be directly applied to MIMO systems [56], [132]. Besides, as described in section 4.2, the PLTV system is a function of the RF large-signal steady state and the load terminations at fundamental RF frequency  $f_0$ , harmonics  $nf_0$  and sidebands  $nf_0 \pm f_s$ . Consequently, load conditions at ports G and D have to be the same between the measurement process, in which a VNA is connected, and circuit normal operation. Thus, in general, once a large-signal RF input is driving the circuit, the pole evolution versus a control parameter cannot be deduced using (4.7) and (4.8) from a single scattering parameter matrix with generality. In order

to obtain the variation of the poles versus any of the control parameters ( $R_{G\_load}$ ,  $R_{D\_load}$ ,  $C_{G\_load}$  and  $C_{D\_load}$ ), we are forced to physically implement the various values of the control parameters in ports G and D using the specific topology proposed in section 4.2. This implies the sequential soldering and desoldering of components with different values on the bias lines, which might be tedious and time consuming.

However, in some cases we can take advantage of the wide separation between video and RF frequencies to provide a solution that allows the automatic tracing of the root contour versus the control parameters even in the presence of the large-signal RF drive. For that, it is necessary that the terminations at ports G and D have negligible influence on the active device at frequencies  $nf_0$  and  $nf_0 \pm f_s$  with  $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm NH$ . This condition can be satisfied if we manage to completely decouple ports G and D from the rest of the circuit at high frequencies. If this decoupling holds, then input power  $P_{in}$  can be treated as a conventional parameter  $\eta$  (like bias, temperature, etc.) and the process can be automated similarly to the dc case.

This decoupling may be achieved with an appropriate selection of the high frequency decoupling capacitors  $C_{G2}$ ,  $C_{D2}$ ,  $C_{G3}$ ,  $C_{D3}$  and the bias inductances  $L_D$  and  $L_G$  (Figure 4.1). In the case of the prototype under study, the following element values have been used:  $C_{G2} = C_{D2} = 47 \text{ pF}$ ,  $C_{G3} = C_{D3} = 10 \text{ pF}$ ,  $L_G = L_D = 220 \text{ nH}$ .

Let us verify next the quality of this decoupling for the automatic tracing of the root contour versus control parameters in the presence of the large RF signal. 2-port scattering parameter measurements for different values of  $P_{in}$  at  $1.2 \text{ GHz}$  have been performed with the circuit in the original configuration:  $C_{Gi} = 0.1 \text{ nF}$ ,  $C_{Di} = 0.1 \text{ nF}$ ,  $R_{D-1} = R_{G-1} = 0 \text{ } \Omega$  and  $R_{D-2} = R_{G-2} = \infty \text{ } \Omega$ . It is important to remember that, in these conditions,  $R_{G\_load}$  and  $R_{D\_load}$  are equivalent to  $R_{G\_eff}$  and  $R_{D\_eff}$  respectively. Bias point was  $V_{GG} = -2.9 \text{ V}$  and  $V_{DD} = 25 \text{ V}$ . Using (4.7) and pole-zero identification, the position of the dominant poles of  $Y_{D\_tot}$  for  $R_{G\_eff} = R_{D\_eff} = 8.3 \text{ } \Omega$  has been predicted and plotted with solid line in Figure 4.15. Superimposed with crosses are the results obtained for the same conditions when the actual  $R_{G\_eff} = R_{D\_eff} = 8.3 \text{ } \Omega$  are physically implemented in the circuit (note that these latter results were

plotted in Figure 4.14 and are recalled here for better illustration).

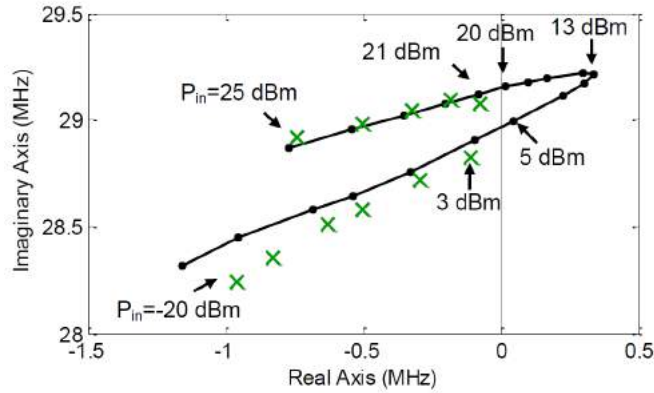


Figure 4.15: Dominant poles obtained from  $Y_{D,tot}$  as a function of  $P_{in}$  at  $f_0 = 1.2 \text{ GHz}$  for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  ( $V_{GG} = -2.9 \text{ V}$  and  $V_{DD} = 25 \text{ V}$ ). Only positive frequencies of the complex plane are plotted. Crosses:  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  are physically implemented in the circuit. Solid line: poles predicted for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  from the 2-port data measured with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 50 \Omega$ .

In view of the results in Figure 4.15, we can make the following comments:

- There is a reasonable agreement between the crosses (poles obtained with a physical  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  connected in the circuit) and the solid lines (poles predicted for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 8.3 \Omega$  from the 2-port data measured with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 50 \Omega$ ).
- The circuit becomes unstable as  $P_{in}$  increases, as already shown in section 4.4. We are able to predict the pole evolution on the right half plane because the amplifier is stable during the measurement process thanks to the  $50 \Omega$  terminations of the VNA (that make  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 50 \Omega$ ).

A. *Multi-parameter analysis in large signal*

Once it is verified that ports G and D are decoupled from the rest of the circuit at high frequencies and the pole evolution can be predicted from (4.7) and (4.8), input power  $P_{in}$  can be treated as a conventional parameter  $\eta$  (like bias, temperature, etc.) for the root contour tracing, as described in section 4.3. Then, we can predict the root contour versus  $R_{G.load}$  and  $R_{D.load}$  without the need of physically implementing in the circuit each value of  $R_{G.load}$  and  $R_{D.load}$  (equivalent for  $C_{G.load}$  and  $C_{D.load}$ ).

In the following, we will take advantage of this benefit to perform an exhaustive multi-parameter analysis that provides extensive information on the evolution of low-frequency dynamics at both gate and drain bias paths.

Three parameters will be varied in the circuit: the two bias voltages  $V_{GG}$  ( $-2.9V$  to  $-2V$ ) and  $V_{DD}$  ( $3 V$  to  $25 V$ ) and the input power  $P_{in}$  ( $-20 dBm$  to  $25 dBm$ ). The input RF frequency is set to  $f_0 = 1.2 GHz$ . The original configuration is considered ( $C_{Gi} = 0.1 nF$ ,  $C_{Di} = 0.1 nF$ ,  $R_{D.1} = R_{G.1} = 0 \Omega$  and  $R_{D.2} = R_{G.2} = \infty \Omega$ ). A 2-port scattering parameter matrix is measured for each vector of parameter values, as described in section 4.3. Note that these measurements are performed between ports D and G, in the low-frequency range and with the RF input power at  $f_0$  applied to the amplifier. The measurement setup has been programmed to vary the parameters through three nested sweeps in an automatic manner. Next, for each vector of parameter value,  $Y_{D.tot}$  and  $Y_{G.tot}$  can be calculated from (4.7) and (4.8). Then, the LF dominant poles can be predicted for any value of  $R_{G.eff}$  and  $R_{D.eff}$ .

As an example, results for  $R_{G.eff} = R_{D.eff} = 20 \Omega$  are shown in Figure 4.16. We can observe in Figure 4.16 that, for these effective resistances, the dominant poles are located on the left half plane for all the combinations of parameter values and the frequency of the poles has little dispersion. However, for some parameter values, the pair of poles is located very close to the imaginary axis (low damping factor). These low-damping poles result in large resonances in the bias voltage transfer function, as shown in sub-section 4.4.B. Besides, they can entail oscillation risks that affect the robustness of the circuit when other parameters change.

In addition to that, there may be another undesired effect associated to

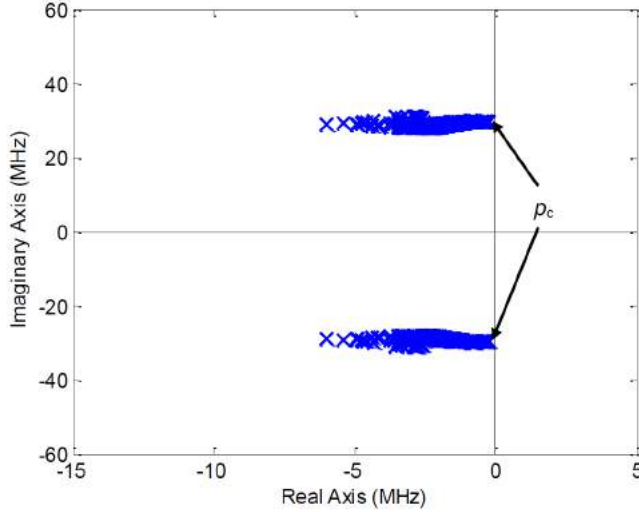


Figure 4.16: Dominant complex conjugate poles from  $Y_{D,tot}$  and  $Y_{G,tot}$  for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 20 \Omega$  varying VGG ( $-2.9 V$  to  $-2 V$ ) and  $V_{DD}$  ( $3 V$  to  $25 V$ ) and the input power  $P_{in}$  ( $-20 dBm$  to  $25 dBm$ ). Poles are predicted for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 20 \Omega$  from the 2-port data measured with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 50 \Omega$ . The label  $p_c$  indicates the poles with the smallest absolute value of the real part.

these low damping poles that will be shown next. Low-frequency complex conjugate poles having real parts with small absolute values can modify the frequency response characteristics at the RF band once the input signal is applied due to the relationship between poles and Floquet exponents [126].

To illustrate this effect we will focus on the pair of complex conjugate poles with the real part of smallest absolute value, poles at  $2\pi(-0.25 \pm j29.76) \times 10^6$ . This pair of poles is labeled as  $p_c$  in Figure 4.16 and corresponds to the parameter configuration:  $V_{DD} = 25 V$ ,  $V_{GG} = -2 V$  and  $P_{in} = 5 dBm$ . Next, for this configuration and with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 20 \Omega$  implemented in the circuit (by means of  $R_{D,1} = R_{G,1} = 0 \Omega$ ,  $R_{D,2} = R_{G,2} = 33 \Omega$ ), the small signal S-parameter  $S_{21}(\omega_s)$  has been measured in a frequency band around  $f_0 = 1.2 GHz$  in the presence of a large signal ( $P_{in} = 5 dBm$  at  $f_0$ ). As in chapter 3, a power combiner

is placed in the amplifier RF input port to enable the simultaneous application of the large signal at  $f_0$  (from an external signal generator) and the small signal at  $f_s$  (from one of the VNA ports). Note that the considerations discussed in section 4.2, and reported in chapter 3 (section 3.3), concerning accurate scattering parameter measurements in the presence of a large signal are more critical in this case, due to the proximity between  $f_0$  and  $f_s$ . Figure 4.17 shows the obtained  $S_{21}(\omega_s)$  after de-embedding the effect of the power combiner. Two small resonant peaks deforming the shape of the curve are neatly observed at about  $f_0 \pm 30 \text{ MHz}$ . Note that the sweep in  $f_s$  leaves an empty region with no measurement points very close to  $f_0$ . This is to avoid the exact coincidence of  $f_s$  and  $f_0$  that makes the measurement impossible. The causes for the peaks in Figure 4.17 are explained next.

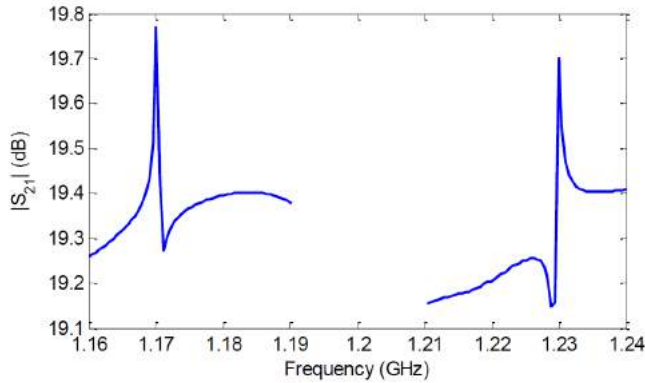


Figure 4.17: Small signal S-parameter  $S_{21}$  measured in the presence of a large-signal input at  $f_0 = 1.2 \text{ GHz}$ , obtained for  $R_{G.eff} = R_{D.eff} = 20 \Omega$  ( $V_{GG} = -2 \text{ V}$ ,  $V_{DD} = 25 \text{ V}$  and  $P_{in} = 5 \text{ dBm}$ ).

The stability of a PLTV system is determined by its Floquet multipliers [126] that can be expressed as:

$$m_k = e^{\lambda_k T_{in}} \quad (4.19)$$

where  $T_{in} = 1/f_{in}$  and  $\lambda_k$  are the Floquet exponents. These are non-univocally related with Floquet multipliers since, for each single multiplier  $m_k$ , there is an infinite set of exponents that appear periodically as  $\lambda_k +$

$jn(2\pi/T_{in})$  with  $n$  an integer. To preserve system dimension, the number of poles obtained for a dc solution must agree with the total number of Floquet multipliers of the PLTV system. Therefore, for continuity, each pair of LF complex conjugate poles obtained in dc turn into a pair of complex conjugate Floquet multipliers of the PLTV system. As a matter of fact, the pair of poles ( $p_c$ ) are the canonical Floquet exponents of a complex conjugate pair of multipliers ( $0.987 \pm j0.155$ ). This means that other Floquet exponents (or, equivalently, other poles of the closed-loop transfer function) associated to this pair of multipliers will be found with same real part at frequencies about  $1.17 \text{ GHz}$  and  $1.23 \text{ GHz}$ . These poles have a real part with very small absolute value and are the ones responsible for the resonances seen in Figure 4.17.

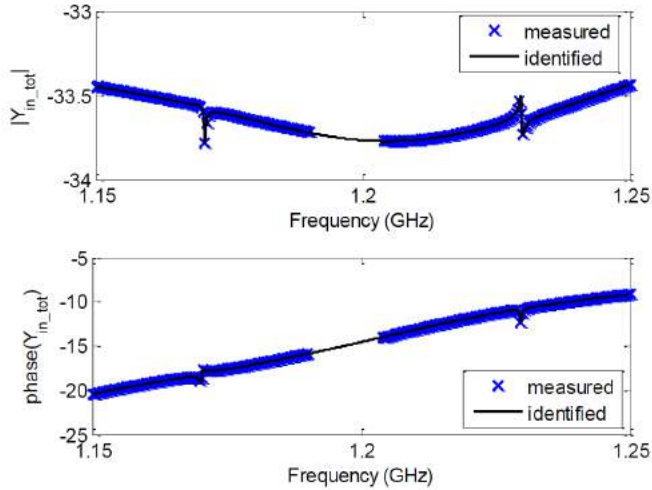


Figure 4.18: Identification results for the total admittance  $Y_{in,tot}$  seen from the RF input port measured in the presence of a large input signal at  $f_0 = 1.2 \text{ GHz}$ , with  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 20 \Omega$  implemented ( $V_{DD} = 25 \text{ V}$ ,  $V_{GG} = -2 \text{ V}$  and  $P_{in} = 5 \text{ dBm}$ ).

This has been corroborated using the approach in chapter 3 to get the poles of the total admittance seen at the RF input port,  $Y_{in,tot}$ , after de-embedding the effect of the power combiner and for the same circuit conditions. Measurement results of  $Y_{in,tot}$  are plotted with crosses in Fig-

ure 4.18, where the resonant peaks are also noticeable. The identified transfer function is superimposed in Figure 4.18 while the resulting pole-zero map is shown in Figure 4.19. Although quasi-cancelled with zeroes, the two pairs of complex conjugate poles representing the Floquet exponents at  $f_{in} \pm 30 \text{ MHz}$  can be identified. The LF dominant pole at 30 MHz has also been drawn in Figure 4.19 for better illustration of the periodicity of Floquet exponents.

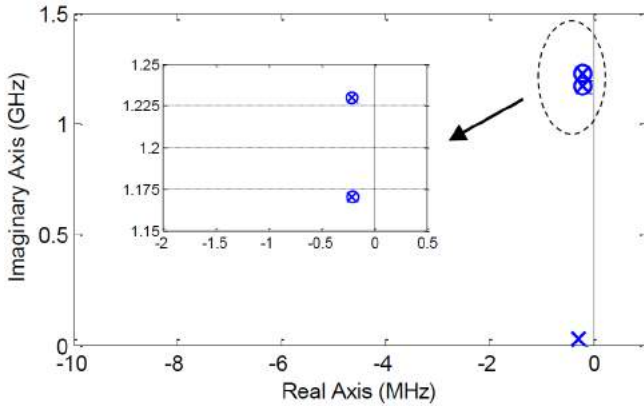


Figure 4.19: Pole-zero map ( $\times$ : poles,  $o$ : zeros) of the identification results for frequency response  $Y_{in,tot}$  of Figure 4.18. The LF dominant pole at 30 MHz has also been drawn. Only positive frequencies of the complex plane are plotted.

We can use the root contour tracing to conveniently modify the control parameters ( $R_{G,eff} = R_{D,eff}$  in this case) so as to obtain a more robust design. Results in Figure 4.16 predict the position of the dominant poles for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 20 \Omega$ . From the same set of multi-parameter scattering measurements we can predict now the position of the dominant pole for  $R_{G,eff} = R_{D,eff} = 50 \Omega$ . This is plotted in Figure 4.20. We can observe that the poles have shifted leftwards, but maintain the same frequency (no significant effect on the video bandwidth). The pair of poles labeled  $pc$  is now at  $2\pi(-3.25 \pm j31.8) \times 10^6$ . Its real part has increased in absolute value, increasing its damping ratio and reducing its resonant effect on the voltage transfer function.



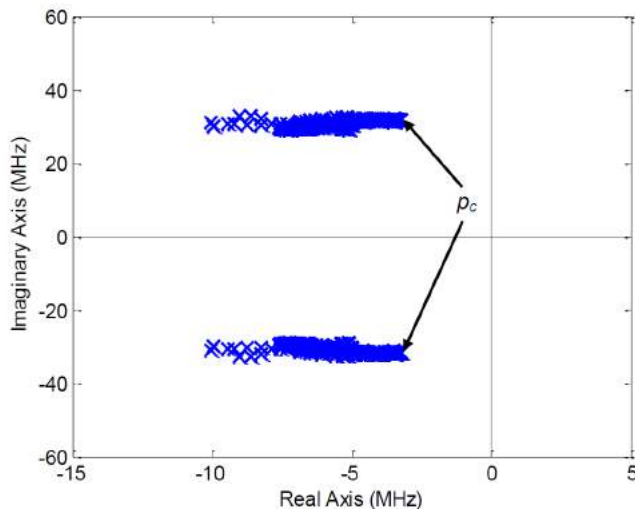


Figure 4.20: Dominant poles obtained from  $Y_{D_{tot}}$  and  $Y_{G_{tot}}$  for  $R_{G_{eff}} = R_{D_{eff}} = 50 \Omega$  varying VGG ( $-2.9 \text{ V}$  to  $-2 \text{ V}$ ) and  $V_{DD}$  ( $3 \text{ V}$  to  $25 \text{ V}$ ) and the input power  $P_{in}$  ( $-20 \text{ dBm}$  to  $25 \text{ dBm}$ ). The label  $p_c$  indicates the poles with the smallest absolute value of the real part.

Plots like Figures 4.16 and 4.20 offer insightful information on how to tune the bias networks to accomplish the requirements of video bandwidth and low-frequency relative stability margins. Similar root contours can also be obtained in the same manner varying other relevant circuit parameters.

## 4.6 Conclusion

In this chapter, an experimental methodology has been proposed to monitor and control the low-frequency behavior of the bias lines in power amplifiers intended for dynamic biasing. The approach allows measuring the position of the dominant LF poles of the bias lines (both drain and gate) from dc to high power compression. This is important because poles in dc can be shifted on the complex plane due to the effect of the large RF signal on the active device. The position of these poles directly impacts

the stability margins, video bandwidth and damping characteristics of the voltage transfer function in the bias lines.

A specific bias network topology is proposed in order to have available four control parameters to modify the position of the dominant poles on the complex plane, for both gate and drain bias paths. Conditions for automatic tracing of the root contours versus the four control parameters are given in dc and large-signal regimes. With the proposed approach the designer can predict, from experimental data, the values of the control parameters that satisfy the requirements in terms of video bandwidth, stability margin or damping characteristics with respect to some critical parameter or circuit condition. Since critical poles can depend on numerous circuit parameters, this pole monitoring has a multidimensional nature.

The potential of the approach to determine a suitable configuration for the design of the bias networks has been illustrated in a single stage GaN power amplifier demonstrator. In the case of a multiple stage amplifier, additional observation ports may be required to access all the relevant LF dynamics. In general, the presented approach to monitor and control the dominant low-frequency poles has more interest for complex bias networks with active devices or feedback topologies.

The experimental nature of the proposed methodology makes it particularly valuable for those cases in which simulations are not fully reliable. It can be suitable in early stages of the amplifier development, where a prototype with extra ports could be acceptable in order to get empirical information to improve the design. Once the low-frequency dynamics has been tuned to the designer convenience, the selected solution can be implemented in final versions of the amplifier without the observations ports.

# Bibliography

- [1] G. González, *Foundations of oscillator circuit design*. Boston-London: Artech House Publishers, 2006.
- [2] F. Filicori and V. Monaco, “Computer-aided design of non-linear microwave circuits,” *Alta Frequenza*, vol. LVII, no. 7, pp. 355–378, Septiembre 1988.
- [3] D. Pozar, *Microwave engineering*. New York: Addison-Wesley Publishing Company, 1990.
- [4] D. K. Misra, *Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits: Analysis and Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2001.
- [5] K. Chang, *RF and Microwave Wireless Systems*. John Wiley & Sons, Inc., 2000.
- [6] V. Monaco and P. Tiberio, “Computer-aided analysis of microwave circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-22, no. 3, pp. 249–263, Marzo 1974.
- [7] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. Collantes, “Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers,” *IEE Electronics Letters*, vol. 37, pp. 226–228, Febrero 2001.
- [8] H. Nyquist, “Regeneration theory,” *Bell Syst. Tech. J*, vol. 11, pp. 126–147, 1932.

- 
- [9] J. Rollett, "Stability and power-gain invariants of linear twoports," *IRE Transactions on Circuit Theory*, vol. 9, no. 1, pp. 29–32, Marzo 1962.
- [10] 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, Mayo 1995.
- [11] 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. 23, no. 2, pp. 73–81, Febrero 1976.
- [12] M. Edwards and J. 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, Diciembre 1992.
- [13] A. Platzker, W. Struble, and K. Hetzler, "Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits," vol. 3, pp. 11895–1188.
- [14] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston: Artech House, 1999.
- [15] D. Miller and M. Bujatti, "Mechanisms for low-frequency oscillations in gaas fet's," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 34, no. 6, pp. 1239–1244, Agosto 2005.
- [16] 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, Octubre 1976.
- [17] C. Barquinero, A. Suárez, A. Herrera, and J. García, "Complete stability analysis of multifunction MMIC circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 10, pp. 2024–2033, Octubre 2007.
- [18] L. Samoska, K. Lin, H. Wang, H. Wang, Y. Chung, M. Aust, S. Weinreb, and D. Dawson, "On the stability of millimeter-wave power amplifiers," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 429–432, Junio 2002.

- [19] C. Brackett, "The elimination of tuning-induced burnout and bias circuit oscillations in IMPATT oscillators," *Conference on Solid-State Circuits*, vol. 16, pp. 114–115, Febrero 1973.
- [20] Y. Hirachi, T. Nakagami, Y. Toyama, and 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, Noviembre 1976.
- [21] P. Abrie, *RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*. Artech House, 2 ed., 2009.
- [22] R. Freitag, S. Lee, D. Krafcsik, D. Dawson, and J. Degenford, "Stability and improved circuit modeling considerations for high power MMIC amplifiers," *IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest*, pp. 125–128, Mayo 1998.
- [23] R. Martinez and R. 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, pp. 569–574, Marzo 1992.
- [24] R. Jackson, "Criteria for the onset of oscillation in microwave circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 3, pp. 566–569, Marzo 1992.
- [25] R. 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, Septiembre 1992.
- [26] 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, Junio/Julio 1993.
- [27] F. Centurelli, G. Scotti, P. Tommasino, and 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, Marzo 2000.

- [28] F. Centurelli, G. Scotti, P. Tommasino, and 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, Noviembre 2000.
- [29] R. Freitag, "A unified analysis of MMIC power amplifier stability," *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 297–300, Junio 1992.
- [30] W. Struble and A. Platzker, "A rigorous yet simple method for determining stability of linear n-port networks," *15th Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium Technical Digest*, pp. 251–254, Octubre 1993.
- [31] H. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. New York: Inc. Princeton, 1945.
- [32] S. Mons, "Nouvelles méthodes d'analyse de stabilité intégrées à la c.a.o. des circuits monolithiques micro-ondes non linéaires," Enero 1999.
- [33] A. Suárez and R. Quéré, *Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*. Boston-London: Artech House Publishers, 2003.
- [34] S. Mons, J. Nallatamby, R. Quéré, P. Savary, and 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, Diciembre 1999.
- [35] V. Rizzoli and 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.
- [36] V. Rizzoli and 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.

- 
- [37] A. Suárez, R. Quéré, M. Camiade, and E. Ngoya, “Large signal design of broadband monolithic microwave frequency dividers,” in *Microwave Symposium Digest, 1992., IEEE MTT-S International*, pp. 1595–1598 vol.3, 1992. ID: 1.
- [38] V. Iglesias, A. Suárez, and J. L. Garcia, “New technique for the determination through commercial software of the stable-operation parameter ranges in nonlinear microwave circuits,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 8, no. 12, pp. 424–426, 1998. ID: 1.
- [39] A. Suárez, V. Iglesias, J. M. Collantes, J. Jugo, and J. L. Garcia, “Nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercial software,” *Electronics Letters*, vol. 34, no. 13, pp. 1333–1335, 1998. ID: 1.
- [40] P. Bolcato, J. C. Nallatamby, C. Rumolo, R. Larchevîque, M. Prigent, and J. Obregon, “Efficient algorithm for steady-state stability analysis of large analog/RF circuits,” in *MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 451–454, Mayo 2001.
- [41] S. Basu, S. A. Maas, and T. Itoh, “Stability analysis for large signal design of a microwave frequency doubler,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 12, pp. 2890–2898, 1995. ID: 1.
- [42] R. Quéré, E. Ngoya, M. Camiade, A. Suárez, M. Hessane, and J. Obregon, “Large signal design of broadband monolithic microwave frequency dividers and phase-locked oscillators,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 11, pp. 1928–1938, 1993. ID: 1.
- [43] A. Suárez, J. C. Sarkissian, R. Sommet, E. Ngoya, and R. Quéré, “Stability analysis of analog frequency dividers in the quasi-periodic regime,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 4, no. 5, pp. 138–140, 1994. ID: 1.
- [44] A. Suárez, “Aplicación del análisis de estabilidad de los circuitos no lineales a la concepción de osciladores y divisores de frecuencia monolíticos en microondas,” Julio 1992.

- [45] A. Suárez, J. Morales, and R. Quéré, “Chaos prediction in an MMIC frequency divider in millimetric band,” *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 8, no. 1, pp. 21–23, 1998. ID: 1.
- [46] A. Anakabe, S. Mons, T. Gasseling, P. Casas, R. Quéré, J. Collantes, and A. Mallet, “Efficient nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools,” in *32nd European Microwave Conference*, pp. 1017–1020, Septiembre 2002.
- [47] S. Mons, T. Gasseling, R. Quiñirí, and A. Mallet, “Stabilité non-linéaire des amplificateurs de puissance MMICs ? un outil efficace pour le concepteur,” in *13ième JNM*, May 2003.
- [48] F. D. Paolo and G. Leuzzi, “A design approach for sub-harmonic generation of suppression in non-linear circuits,” in *Proceedings of Gallium Arsenide applications symposium (GAAS 2002)*, 2002.
- [49] G. Leuzzi and F. D. Paolo, “Bifurcation synthesis by means of harmonic balance and conversion matrix,” in *Proceedings of Gallium Arsenide Applications Symposium (GAAS 2003)*, pp. 521–524, October 2003.
- [50] M. Mochizuki, M. Nakayama, Y. Tarui, Y. Itoh, S. Tsuji, and T. Takagi, “Nonlinear analysis of  $f_{sub 0}/2$  loop oscillation of high power amplifiers,” in *Microwave Symposium Digest, 1995., IEEE MTT-S International*, pp. 709–712 vol.2, 1995. ID: 1.
- [51] A. Anakabe, “Detección y eliminación de inestabilidades paramétricas en amplificadores de potencia para radiocomunicaciones,” Junio 2004.
- [52] J. Portilla, J. Jugo, A. Anakabe, F. J. Casas, J. P. Pascual, and J. M. Collantes, “Analysis of nonlinear RF and microwave circuits using harmonic balance and system identification methods,” *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 12, no. 5, pp. 448–459, 2002.
- [53] M. G. F. Bonani, “Analysis of stability and bifurcations of limit cycles in chuas’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.
- [54] S. Novo, R. Obaya, and J. Rojo, *Ecuaciones y sistemas diferenciales*. Madrid: Mc. Graw Hill, 1995.
- [55] J. M. Collantes, I. Lizarraga, A. Anakabe, and J. Jugo, “Stability verification of microwave circuits through floquet multiplier analysis,” in *Circuits and Systems, 2004. Proceedings. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on*, vol. 2, pp. 997–1000 vol.2, 2004.
- [56] N. Ayllon, J. Collantes, A. Anakabe, I. Lizarraga, G. Soubercaze-Pun, and S. Forestier, “Systematic approach to the stabilization of multitransistor circuits,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2073–2082, 2011.
- [57] N. Ayllón, A. Anakabe, J. Collantes, G. Soubercaze-Pun, and S. Forestier, “Sensitivity enhancement in pole-zero identification based stability analysis of microwave circuits,” in *Workshop on Integrated Nonlinear Microwave and Millimetre-Wave Circuits*, pp. 75–78, Noviembre 2008.
- [58] S. A. Maas, *Nonlinear Microwave and RF Circuits*. Artech House, 2003.
- [59] P. Bolcato, J.-C. Nallatamby, R. Larcheveque, M. Prigent, and J. Obregon, “A unified approach of pm noise calculation in large rf multitone autonomous circuits,” in *Microwave Symposium Digest. 2000 IEEE MTT-S International*, vol. 1, pp. 417–420 vol.1, 2000.
- [60] B. Kuo and F. Golnaraghi, *Automatic Control systems*. (Mexico): Prentice-Hall (Hispanoamericana), (1996).
- [61] B. Y. T. Kamath, R. G. Meyer, and P. R. Gray, “Relationship between frequency response and settling time of operational amplifiers,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 9, no. 6, pp. 347–352, 1974. ID: 1.
- [62] A. Anakabe, J. M. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, S. Mons, A. Mallet, and L. Lapiere, “Analysis of odd-mode parametric oscillations

- in hbt multi-stage power amplifiers,” in *Proc. European Microwave 11th GAAS Symposium*, pp. 533–536, Octubre 2003.
- [63] A. Anakabe, J. Collantes, J. Portilla, S. Mons, and 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, Septiembre 2005.
- [64] R. Pintelon and J. Schoukens, *System Identification: A Frequency Domain Approach*. Wiley-IEEE Press, 2001.
- [65] M. N. R. A. A. Dounavis, X. Li, “Passive closed-form transmission-line model for general-purpose circuit simulators,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 12, pp. 2450–2459, Diciembre 1999.
- [66] B. Gustavsen and A. Semlyen, “Rational approximation of frequency domain responses by vector fitting,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, no. 3, pp. 1052–1061, July 1999.
- [67] A. Mallet, A. Anakabe, J. Collantes, J. Portilla, J. Jugo, L. Lapierre, and J. Sombrin, *STAN : An efficient tool for non lineal stability analysis*. Paris: RF and Hyper Europe 2004, Microwave Power Amplifier Workshop, Marzo 2004.
- [68] “Software scilab en <http://www.scilab.org>.”
- [69] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*. 2009.
- [70] Y. Butel, D. Langrez, and J. D. J. C. J.F. Villemazet, G. Coury, “Low cost mmic chipset for VSAT ground terminals,” *European Microwave Conference*, vol. 3, Octubre 2005.
- [71] J. Sanggeun, A. Suárez, and D. 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, Marzo 2006.

- [72] S. Piotrowicz, E. Chartier, J. Jacquet, D. Floriot, J. Obregón, P. Dueme, J. Delaire, and 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>, booktitle=IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, location=San Francisco, pages=1867-1870," Junio 2006.
- [73] A. Collado, F. Ramírez, and A. Suárez, "Analysis and stabilization tools for microwave amplifiers," in *IEEE Microwave Theory and Techniques International Microwave Symposium Digest*, pp. 945–948, Junio 2004.
- [74] F. Ramírez, A. Suárez, I. Lizarraga, and J. Collantes, "Stability analysis of nonlinear circuits driven with modulated signals," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 4, pp. 929–940, Abril 2010.
- [75] F. Ramírez, A. Suárez, S. Jeon, and D. Rutledge, "Stability analysis of power amplifiers," in *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, pp. 203–206, Diciembre 2009.
- [76] K. Narendra, J. Collantes, C. Paolini, and E. Limiti, "Parametric oscillations in distributed power amplifiers," *Electronic Letters*, vol. 45, no. 25, pp. 1325–1326, Diciembre 2009.
- [77] A. Suárez, S. Jeon, and D. Rutledge, "Stability analysis and stabilization of power amplifiers," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, no. 5, pp. 51–65, Octubre 2006.
- [78] A. Anakabe, N. Ayllón, J. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, and K. Narendra, "Automatic pole-zero identification for multivariable large-signal stability analysis of RF and microwave circuits," in *European Microwave Conference*, Septiembre 2010.
- [79] N. Ayllón, "Développement des méthodes de stabilisation pour la conception des circuits hyperfréquences: Application à l'optimisation d'un amplificateur de puissance spatiale," Febrero 2011.

- [80] N. Ayllón, J. Collantes, A. Anakabe, I. Lizarraga, G. Soubercaze-Pun, and S. Forestier, "Systematic approach to the stabilization of multitransistor circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 8, pp. 2073–2082, 2011.
- [81] S. Skogestad and I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control*. John Wiley & Sons, 1996.
- [82] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emani-Naeini, *Feedback control of dynamic systems*. Addison-Wesley, 1994.
- [83] G. C. Goodwin, S. F. Graebe, and M. E. Salgado, *Control system design*. Prentice Hall, 2001.
- [84] W. Chen, *Linear Networks and Systems*. Addison-Wesley, 2 ed., 1990.
- [85] Matlab, "<http://www.mathworks.com>."
- [86] S. Rumery and B. Noori, "A new technique for measuring the resonant behavior of power amplifier bias network," in *69th ARFTG Conference*, Junio 2007.
- [87] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J. M. Nebus, J. P. Villotte, J. J. Obregon, and R. Quéré, "Hot small-signal S-parameter measurements of power transistors operating under large-signal conditions in a load-pull environment for the study of nonlinear parametric interactions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 805–812, 2004.
- [88] T. Gasseling, D. Barataud, S. Mons, J. M. Nebus, J. P. Villotte, and R. Quéré, "A new characterization technique of "four hot S parameters" for the study of nonlinear parametric behaviors of microwave devices," in *Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International*, vol. 3, pp. 1663–1666 vol.3, 2003. ID: 1.
- [89] R. Basset, "High-power gaas fet device bias considerations," *Fujitsu Application Note 010*.

- 
- [90] C. M. Olsen, S. L. Sweeney, and K. A. Remley, "Representing bias-network baseband characteristics when simulating intermodulation distortion," in *76th Microwave Measurement Symposium ARFTF*, Noviembre 2010.
- [91] I. Glover, S. R. Pennock, and P. R. Shepherd, *Microwave Devices, Circuits and Subsystems for Communications Engineering*. 2005.
- [92] GALILEO, "<http://ec.europa.eu/galileo>."
- [93] E. McCune, "Envelope tracking or polar - which is it?," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 34–56, Junio 2012.
- [94] A. Technologies, "Network analyzer basics," Agilent Application Note 5965-7917E, Agosto 2004.
- [95] A. Technologies, "Understanding and improving network analyzer dynamic range," Agilent Application Note 1363-1.
- [96] S. Sastry, *Nonlinear Systems: Analysis, Stability and Control*. New York? Berlin?Heidelberg: Springer?Verlag, 1999.
- [97] E. Möllerstedt and B. Bernhardsson, "Out of control because of harmonics - an analysis of the harmonic response of an inverter locomotive," *Control Systems, IEEE*, vol. 20, no. 4, pp. 70–81, 2000.
- [98] A. Suarez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*. 2009. Wiley-IEEE Press.
- [99] J. Roychowdhury, "Reduced-order modelling of linear time-varying systems," in *Computer-Aided Design, 1998. ICCAD 98. Digest of Technical Papers. 1998 IEEE/ACM International Conference on*, pp. 92–95, 1998. ID: 1.
- [100] F. Bonani and M. Gilli, "Analysis of stability and bifurcations of limit cycles in chua's circuit through the harmonic-balance approach," *Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 881–890, Aug 1999.

- 
- [101] A. Technologies, “Agilent Product Note PN 8753-2, RF component measurements - Mixer measurements using the 8753B Network Analyzer,” 2000.
- [102] A. Technologies, “Agilent PNA Series RF Network Analyzers.” <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5980-1236E.pdf?id=1000066609:epsg:dow>, 2006.
- [103] P. Penfield and R. P. Rafuse, *Varactor Applications*. Cambridge, MA: MIT Press, 1962.
- [104] V. Manassewitsch, *Frequency Synthesizers: Theory and Design*. New York: Wiley, 1987.
- [105] G. R. Sloan, “The modeling, analysis, and design of filter-based parametric frequency dividers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41, no. 2, pp. 224–228, 1993.
- [106] A. Suárez and R. Quéré, *Global Stability Analysis of Microwave Circuits*. Norwood, MA: Artech house, 2003.
- [107] A. Suarez. and R. Melville, “Simulation-assisted design and analysis of varactor-based frequency multipliers and dividers,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1166–1179, 2006.
- [108] F. H. Raab, “High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1717–1720, 2003.
- [109] N. Wang, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. B. Popovic, “60efficient 10-ghz power amplifier with dynamic drain bias control,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, no. 3, pp. 1077–1081, 2004.
- [110] F. Lepine, R. Jos, and H. Zirath, “A load modulated high efficiency power amplifier,” in *36th European Microwave Conference*, pp. 411–414, 2006.

- 
- [111] D. F. Kimball, J. Jeong, C. Hsia, P. Draxler, S. Lanfranco, W. Nagy, K. Linthicum, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, “High-efficiency envelope-tracking w-cdma base-station amplifier using gan hfets,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 11, pp. 3848–3856, 2006.
- [112] Y. Jeon, J. Cha, and S. Nam, “High-efficiency power amplifier using novel dynamic bias switching,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 55, no. 4, pp. 690–696, 2007.
- [113] S. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston: Artech House, 1999.
- [114] P. Abrie, *RF and Microwave Amplifiers and Oscillators*. Artech House, 2 ed., 2009.
- [115] J. Moon, J. Son, J. Lee, and B. Kim, “A multimode/multiband envelope tracking transmitter with broadband saturated amplifier,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 59, no. 12, pp. 3463–3473, 2011.
- [116] J. Hoversten, S. Schafer, M. Roberg, M. Norris, D. Maksimovic, and Z. Popovic, “Codesign of pa, supply, and signal processing for linear supply-modulated rf transmitters,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, no. 6, pp. 2010–2020, 2012.
- [117] J. Taudinger, R. Sherman, and T. Quach, “Gate and drain power tracking methods enhance efficiency in reverse link cdma amplifiers,” 2011.
- [118] A. M. Conway, Y. Zhao, P. M. Asbeck, M. Micovic, and J. Moon, “Dynamic gate bias technique for improved linearity of gan hfet power amplifiers,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 4 pp., 2005.
- [119] P. Medrel, A. Ramadan, J. M. Nebus, P. Bouysse, L. Lapierre, and J. F. Villemazet, “High efficiency class b gan power amplifier with dynamic gate biasing for improved linearity,” *Electronics Letters*, vol. 48, no. 18, pp. 1136–1137, 2012.

- 
- [120] P. Medrel, T. Reveyrand, A. Martin, P. Bouysse, J. M. Nebus, and J. Sombrin, "Time domain envelope characterization of power amplifiers for linear and high efficiency design solutions," in *IEEE 14th Annual Wireless and Microwave Technology Conference (WAMICON)*, pp. 1–6, 2013.
- [121] I. Kim and B. Kim, "A 2.655 ghz 3-stage doherty power amplifier using envelope tracking technique," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 1–1, 2010.
- [122] P. Medrel, A. Delias, P. Augeau, A. Martin, G. Neveux, P. Bouysse, and J. M. Nebus, "Implementation of dual gate and drain dynamic voltage biasing to mitigate load modulation effects of supply modulators in envelope tracking power amplifiers," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, pp. 1–4, 2014.
- [123] E. McCune, "Envelope tracking or polar - which is it?," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 13, no. 4, pp. 34–56, Junio 2012.
- [124] S. Jeon, A. Suárez, and 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, Marzo 2006.
- [125] C. T. Rodenbeck, M. M. Elsbury, and J. W. Dimsdle, "Techniques for the analysis and elimination of transient oscillations in wideband and ultra-wideband pulsed power amplifiers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 10, pp. 3733–3742, 2013.
- [126] A. Suárez, *Analysis and Design of Autonomous Microwave Circuits*. 2009.
- [127] E. Bertran, J. A. Garcia, G. Montoro, P. L. Gilabert, and J. Berenguer, "On passive bias networks for drain-modulated power amplifiers," in *12th International Symposium on Microwave and Optical Technology*, pp. 34–36, 2009.



- 
- [128] J. M. Collantes, I. Lizarraga, A. Anakabe, and J. Jugo, “Stability verification of microwave circuits through floquet multiplier analysis,” in *Circuits and Systems, 2004. Proceedings. The 2004 IEEE Asia-Pacific Conference on*, vol. 2, pp. 997–1000 vol.2, 2004.
- [129] A. Anakabe, N. Ayllón, J. Collantes, A. Mallet, G. Soubercaze-Pun, and K. Narendra, “Automatic pole-zero identification for multivariable large-signal stability analysis of rf and microwave circuits,” in *European Microwave Conference*, Septiembre 2010.
- [130] S. Dellier, R. Gourseyrol, G. Soubercaze-Pun, J. M. Collantes, A. Anakabe, and K. Narendra, “Stability analysis of microwave circuits,” in *Wireless and Microwave Technology Conference (WAMI-CON), 2012 IEEE 13th Annual*, pp. 1–5, 2012.
- [131] J. Jugo, J. Portilla, A. Anakabe, A. Suárez, and J. Collantes, “Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers,” *IEE Electronics Letters*, vol. 37, pp. 226–228, Febrero 2001.
- [132] E. Möllerstedt and B. Bernhardsson, “Out of control because of harmonics-an analysis of the harmonic response of an inverter locomotive,” *Control Systems, IEEE*, vol. 20, no. 4, pp. 70–81, 2000.



# General conclusions

In this document, an experimental technique to characterize and control critical resonances has been developed. This method is based on applying pole-zero identification technique to analyze the stability of microwave circuits in small-signal and large-signal periodic regimes.

First, general stability analysis techniques of microwave active circuits have been presented. The main CAD methods that are available nowadays in commercial simulators, have been reviewed. This included the stability of small-signal and large-signal periodic regimes. However, reliable models and fine circuit descriptions are not always available which often makes simulation impractical to analyze the robustness of an amplifier in terms of stability margin. For this reason, we have focused on experimental characterization for stability analysis. An experimental technique based on pole-zero identification of a measured frequency response has been proposed.

First, closed-loop frequency responses of a circuit, valid for stability analysis of DC regimes, are deduced from conventional S-parameter measurements at both input and output ports, as well as from a generic observation port. Then, pole-zero identification of this closed loop frequency response provide the stability information of the steady state under study.

In addition, a systematic methodology to stabilize an unstable oscillations associated with dc solution in microwave circuits has been explained.

In fact, the application of a serial or parallel stabilization network in a complex microwave circuit is equivalent to applying negative feedback in a classic control scheme. In particular, pole-placement techniques has been described to obtain proportional, integral or derivative control actions capable to ensure the stability of the circuit with a certain stability margin.

The approach to characterize and control critical poles in a microwave circuit operating in dc regime is illustrated and validated on a L-band FET amplifier prototype in micro-strip hybrid technology with critical resonances between 100 MHz and 200 MHz. An additional RF port in series with a RC stabilization network is included at drain bias to gain sensitivity of this low frequency dynamics. The evolution of the critical poles versus changes in the values of a RC stabilization network in series with an observation port, has been truthfully predicted by applying pole-placement techniques, as root and contours locus traces, to a single measurement from that port with the nominal values of R and C.

Next, the experimental method of detection of critical resonances has been generalized to large signal steady states. This is important because poles in dc can be shifted on the complex plane due to the effect of the large RF signal on the active device. The measurements of the reflection coefficient in the presence of a RF input drive, allow obtaining the evolution of the critical poles associated with parametric frequency divisions and autonomous parasitic oscillations.

In the case of large signal-steady states, the approach needs substantial modifications from the previous small-signal analysis because of the PLTV nature of the system resulting from the linearization of a periodic large-signal regime. It has the difficulty derived from having to combine small-signal test signal with the input RF signal drive without modifying the source and load terminations to avoid the linearization of a different steady state. In addition, the presence of the pump signal must not, under any circumstances, saturate the VNA receiver.

A WiFi-WiMAX amplifier has been selected as test prototype. This one exhibits parametric frequency division and autonomous spurious over different conditions (bias, input power level. . .). Previously, the influence of nonlinear distortion on the measured frequency response has been analyzed. Once verified the consistency of the characterization conditions,

measurements have been performed and a pole evolution consistent with the behavior observed in the spectrum analyzer has been obtained. To demonstrate the generality of the process, the methodology has been also successfully applied to a frequency divider circuit based on varactor diode.

Finally, a specific bias network topology is proposed in order to have available four control parameters to modify the position of the dominant poles on the complex plane, for both gate and drain bias paths. This can be particularly interesting in dynamically biased amplifiers. Conditions for automatic tracing of the root contours versus the four control parameters are given in dc and large-signal regimes. With the proposed approach the designer can predict, from experimental data, the values of the control parameters that satisfy the requirements in terms of video bandwidth, stability margin or damping characteristics with respect to some critical parameter or circuit condition.

The potential of the approach to determine a suitable configuration for the design of the bias networks has been illustrated in a single stage GaN power amplifier demonstrator. In the case of a multiple stage amplifier, additional observation ports may be required to access all the relevant LF dynamics. In general, the presented approach to monitor and control the dominant low-frequency poles has more interest for complex bias networks with active devices or feedback topologies.

In conclusion, the experimental nature of the proposed methodology makes it particularly valuable for those cases in which simulations are not fully reliable. It can be suitable in early stages of the amplifier development, where a prototype with extra ports could be acceptable in order to get empirical information to improve the design. Once the low-frequency dynamics has been tuned to the designer convenience, the selected solution can be implemented in final versions of the amplifier without the observations ports.



# Future works

There are two main activities that, departing from these works, can be tackled in the future:

- Extend the experimental technique to the characterization of critical poles at internal nodes of the amplifier through high impedance and contactless (electromagnetic) probing. This will be very useful for circuit diagnosis since it will provide relevant information about the origin of the critical poles.
- Development and evaluation of the characterization techniques for in-circuit measurement of noisy precursor and correlation to experimental stability margins. In other words, development of solutions to enable the use of noisy precursors as a tool for monitoring stability margins and circuit diagnosis. This objective puts special emphasis in hysteresis phenomena, where vector measurements are impracticable to get the critical poles because their closeness to the carrier.





# Publications

- J. Pelaz and J. -M Collantes and N. Otegi and A. Anakabe and G. Collins,  
"Experimental Control and Design of Low-Frequency Bias Networks for Dynamically Biased Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol.63, no. 6, pp. 1923-1936, June 2015.
- J. Pelaz and J. -M Collantes and N. Otegi and A. Anakabe and G. Collins,  
"Combined control of drain video bandwidth and stability margins in power amplifiers for envelope tracking applications", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, Tampa, Florida, June 2014.
- N. Otegi and A. Anakabe and J. Pelaz and J. Collantes and G. Soubercaze-Pun,"Experimental Characterization of Stability Margins in Microwave Amplifiers", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*,vol.60, no. 10, pp. 4145-4156, 2012.
- J. Pelaz and J. -M Collantes and N. Otegi and A. Anakabe and G. Collins,  
"Detección experimental y control de resonancias críticas de baja frecuencia en amplificadores de microondas", *XXVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI2012)*, Elche, Spain, September 2012.

- N. Otegi and A. Anakabe and J. Pelaz and J. -M Collantes and G. Soubercaze-Pun, "Increasing low-frequency stability margins in microwave amplifiers from experimental data", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT 2012)*, Montreal, Canada, June 2012.