

Amplificadores lineales de microondas

Carles Recasens i Aloy

PID_00193561



Los textos e imágenes publicados en esta obra están sujetos –excepto que se indique lo contrario– a una licencia de Reconocimiento-Compartir igual (BY-SA) v.3.0 España de Creative Commons. Se puede modificar la obra, reproducirla, distribuirla o comunicarla públicamente siempre que se cite el autor y la fuente (FUOC. Fundació per a la Universitat Oberta de Catalunya), y siempre que la obra derivada quede sujeta a la misma licencia que el material original. La licencia completa se puede consultar en: <http://creativecommons.org/licenses/by-sa/3.0/es/legalcode.ca>

Índice

| | |
|---|----|
| Introducción..... | 5 |
| Objetivos..... | 7 |
| 1. Conceptos de ganancia en amplificadores de microondas..... | 9 |
| 1.1. Análisis de ganancia mediante el circuito equivalente de pequeña señal del transistor | 9 |
| 1.2. Introducción al modelo lineal de parámetros S..... | 11 |
| 1.2.1. Ganancia de potencia, G_p | 14 |
| 1.2.2. Ganancia de potencia disponible, G_A | 15 |
| 1.2.3. Ganancia de potencia de transferencia, G_T | 15 |
| 1.2.4. Conclusiones | 16 |
| 1.3. Dependencia de la frecuencia y pequeña señal | 16 |
| 2. Ganancia unilateral..... | 19 |
| 2.1. Ganancia en amplificadores | 19 |
| 2.2. Aproximación unilateral | 23 |
| 2.3. Diseño de amplificadores para ganancia máxima | 26 |
| 2.4. Diseño de amplificadores para ganancia específica | 28 |
| 2.5. Círculos de ganancia unilateral constante | 30 |
| 2.6. Diseño en toda la banda de trabajo | 38 |
| 2.7. Tolerancias del diseño | 39 |
| 3. Estabilidad en amplificadores..... | 41 |
| 3.1. Círculos de estabilidad | 42 |
| 3.2. Factor de estabilidad, K | 47 |
| 4. Ruido en amplificadores..... | 51 |
| 4.1. Círculos de figura de ruido constante | 52 |
| 5. Técnicas de polarización de transistores de microondas..... | 57 |
| 6. Procedimiento de diseño..... | 68 |
| Resumen..... | 71 |
| Ejercicios de autoevaluación..... | 73 |
| Solucionario..... | 76 |
| Abreviaturas..... | 77 |

Bibliografía..... 78

Introducción

Los amplificadores constituyen uno de los dispositivos avanzados más importantes en los circuitos de microondas. Gracias a ellos somos capaces de detectar pequeñas señales de muy bajo nivel y, de esta manera, mejorar las características de un sistema de telecomunicación. Con ellos podemos emitir, con un nivel adecuado de potencia, señales de microondas a larga distancia a través de una antena transmisora y, al recibir el pequeño nivel de señal que nos llega a la antena receptora, amplificarlo de nuevo para poder ser detectada. Para ello nos interesa que el amplificador recoja la señal a su entrada y nos la entregue a un nivel superior a la salida, pero sin distorsionarla, es decir, obtener una réplica exacta pero con un mayor nivel de potencia. Sin embargo, los componentes básicos de los que está formado un amplificador, los transistores, no poseen una característica lineal perfecta, por lo que deben polarizarse correctamente para conseguir una respuesta lo más lineal posible en un margen de niveles de señal lo más amplio posible (margen dinámico) de manera que no distorsionen la señal de microondas a su entrada y, al mismo tiempo, obtener de ellos la máxima ganancia posible. Este será el objetivo principal en el diseño de amplificadores.

No obstante, para conseguirlo habrá que tener también muy en cuenta las características del generador a su entrada y de la carga a su salida para conseguir la máxima transferencia de potencia. Para ello, una vez fijado el circuito de polarización del transistor, pasaremos a utilizar el análisis lineal de circuitos y aquí es donde entrará el análisis mediante los parámetros S , que serán una herramienta de gran ayuda para facilitar el diseño y análisis del comportamiento del amplificador dentro del sistema.

Además de diseñar las redes de adaptación del amplificador con el generador y la carga, deberemos tener muy en cuenta la posibilidad de que el amplificador sea inestable, dado que siempre tendremos parte de la señal de salida que se acopla a la entrada, por lo que no todos los valores de ganancia estarán permitidos si queremos asegurar que el amplificador no oscile. Además, en muchos casos deberemos tener también en cuenta las características de ruido del amplificador, sobre todo cuando se utiliza en cadenas de recepción, donde la sensibilidad es un parámetro fundamental, por lo que el diseño final deberá buscar el mejor compromiso entre todos estos factores: linealidad, margen dinámico, ganancia de potencia, adaptación de impedancias, estabilidad y nivel de ruido. Dependiendo de la aplicación final del amplificador y su ubicación dentro del sistema de telecomunicaciones, deberemos enfocarnos más en uno u otro factor.

Este módulo sobre amplificadores de microondas se ha estructurado en varios apartados. En el apartado "Conceptos de ganancia en amplificadores de microondas", se describe el concepto más importante que caracteriza a un amplificador, la ganancia. Se explican los diferentes conceptos de ganancia típicamente utilizados en microondas y las diferencias entre ellos. En concreto, se da la definición para la ganancia de potencia, la ganancia de potencia disponible y la ganancia de transferencia de potencia. Se recuerda también en este apartado las figuras de mérito que caracterizan a un amplificador, que no deben olvidarse a la hora de diseñarlo, pero que no son el objeto de estudio de este módulo.

Seguidamente, en el apartado, "Ganancia unilateral", se realiza la aproximación de unilateralidad con el objetivo de simplificar el diseño de amplificadores sin perder demasiada precisión en los cálculos. Se abordan los métodos de diseño de amplificadores para obtener la ganancia máxima y para una ganancia específica, así como el concepto de círculos de ganancia constante en la carta de Smith. Esto nos ayudará a decidir la red de adaptación óptima. El apartado finaliza haciendo mención de las tolerancias a tener en cuenta en el diseño con objeto de evitar sorpresas en el comportamiento final del amplificador.

El apartado "Estabilidad en amplificadores", está dedicado a hacer un análisis de la estabilidad del amplificador. Este estudio es muy importante para evitar que el diseño implementado pueda entrar en oscilación para determinadas condiciones de la fuente o de la carga. De nada sirve tener un diseño en el que se ha conseguido un buen nivel de ganancia si luego resulta ser condicionalmente estable. Se explican las herramientas básicas para realizar este análisis, como son los círculos de estabilidad sobre la carta de Smith y el factor K de estabilidad.

En el apartado "Ruido en amplificadores", se aborda la metodología para analizar otro parámetro importante en un amplificador, sobre todo si debe ir en las primeras etapas de una cadena de recepción: el factor de ruido. Para ello se explica su principal herramienta de análisis, esto es, los círculos de factor de ruido constante sobre la carta de Smith.

Finalmente, en el apartado "Técnicas de polarización de transistores de microondas", se describen una serie de técnicas de polarización de transistores de microondas, y en el último apartado, "Procedimiento de diseño", se sugiere cuál debe ser el procedimiento correcto a seguir en el diseño lineal de amplificadores.

Objetivos

Con el estudio de este módulo se persiguen los objetivos siguientes:

1. Presentar los diferentes conceptos de ganancia de un amplificador de microondas.
2. Sistematizar el diseño lineal de un amplificador para una determinada ganancia utilizando los parámetros S y la carta de Smith.
3. Saber dibujar e interpretar los círculos de ganancia constante de un amplificador.
4. Saber analizar la estabilidad del amplificador diseñado y decidir la mejor opción de diseño buscando el mejor compromiso.
5. Saber interpretar los círculos de estabilidad de un amplificador en la carta de Smith.
6. Saber interpretar los círculos de ruido constante para poder diseñar un amplificador de bajo ruido con la máxima ganancia posible.
7. Mostrar diferentes técnicas de polarización de transistores de microondas.
8. Sistematizar el proceso de diseño lineal de un amplificador de microondas.

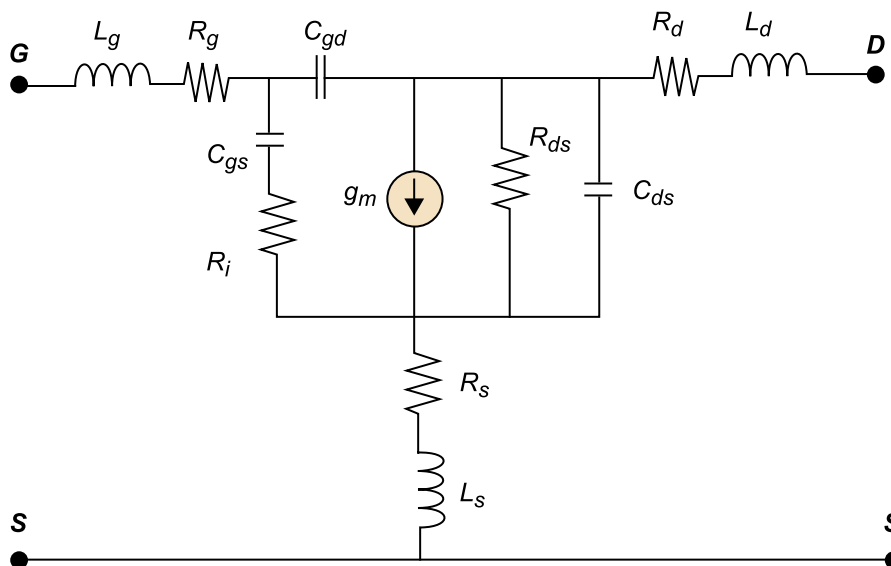
1. Conceptos de ganancia en amplificadores de microondas

1.1. Análisis de ganancia mediante el circuito equivalente de pequeña señal del transistor

Antes de comenzar a analizar y diseñar amplificadores basándonos en el modelo lineal de parámetros S , vamos a ver primero en el presente apartado una metodología de análisis y diseño basada en los parámetros físicos intrínsecos al transistor, tales como C_{ds} , C_{gd} , C_{gs} , R_{ds} , R_i i g_m , que son difíciles de medir, dado que requieren de instrumentación especializada que permita analizar internamente y a nivel microscópico el dispositivo.

La figura 1 nos recuerda el modelo en pequeña señal de un transistor MESFET. Distinguimos, por un lado, parámetros ajenos a la unión semiconductor (extrínsecos) como R_g , L_g , R_s , L_s , R_d i L_d , que son debidos a efectos parásitos del encapsulado y de conexión al circuito, y, por otro lado, parámetros debidos a su naturaleza física (intrínsecos) como R_i , R_{ds} , C_{gs} , C_{ds} , C_{gd} i g_m , que son los característicos del dispositivo semiconductor.

Figura 1. Circuito equivalente en pequeña señal de un transistor MESFET



Vamos a calcular la ganancia de potencia de transferencia unilateral para este dispositivo cuando se encuentra adaptado a las impedancias de fuente y de carga y suponiendo unilateralidad, es decir, la salida no influye en la entrada, lo cual ocurrirá considerando $C_{gd} \simeq 0$.

Nota

En este apartado tan solo se pretende recordar que existe la posibilidad de analizar un amplificador desde otro punto de vista diferente al método lineal de parámetros S que será el que utilizaremos a lo largo de todo el módulo, de manera que se puedan apreciar las diferencias entre metodologías.

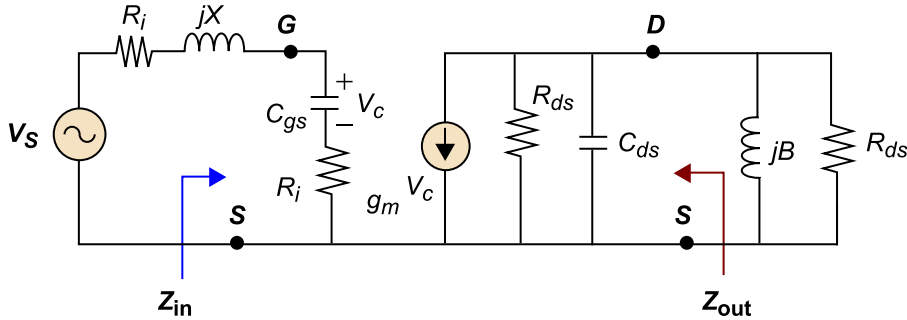
Ved también

El transistor MESFET se trata en el módulo sobre el transistor de la asignatura *Tecnología Electrónica*.

Para simplificar el análisis, vamos a suponer también despreciables los parámetros extrínsecos del modelo, $R_g = 0$, $L_g = 0$, $R_s = 0$, $L_s = 0$, $R_d = 0$, $L_d = 0$, que son debidos a efectos parásitos del dispositivo.

Por tanto, el circuito amplificador, en el que incluimos la fuente y la carga, nos queda según la figura 2.

Figura 2. Circuito equivalente en pequeña señal de un amplificador con transistor MESFET



Para cumplir con la condición de adaptación de impedancias del transistor, hemos incluido las redes de adaptación, jX y jB . A la entrada deberá cumplirse que la reactancia inductiva serie sea igual a la impedancia conjugada de la capacidad C_{gs} :

$$X = 1 / \omega C_{gs} \quad 4.1$$

De manera que se cumplirá la adaptación conjugada de impedancias a la entrada:

$$Z_{in} = Z_S^* \quad 4.2$$

Procediendo del mismo modo, a la salida deberá cumplirse que la susceptancia en paralelo a C_{ds} iguale a la susceptancia compleja conjugada de esta:

$$B = -\omega C_{ds} \quad 4.3$$

De esta manera se cumplirá adaptación conjugada de impedancias a la salida:

$$Z_{out} = Z_L^* \quad 4.4$$

Con esto, no queda más que analizar el circuito como un divisor de tensión:

$$V_c = \frac{V_S}{(2j\omega R_i C_{gs})} \quad 4.5$$

Y de aquí obtenemos la ganancia:

$$G_{TU} = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{\frac{1}{8} g_m V_d^2 R_{ds}}{\frac{1}{8} |V_s|^2 / R_i} = \frac{g_m^2 R_{ds}}{4 \omega^2 R_i C_{gs}^2} \quad 4.6$$

Siendo P_L la potencia entregada a la carga y P_{avs} la potencia disponible en la fuente.

Podemos expresar la ganancia en términos de la frecuencia, sustituyendo la expresión de la frecuencia de transición f_T :

$$G_{TU} = \frac{R_{ds}}{4R_i} \frac{g_m^2}{\omega^2 C_{gs}^2} = \frac{R_{ds}}{4R_i} \left(\frac{f_T}{f} \right)^2 \quad 4.7$$

Lo interesante de este resultado final es que nos muestra una característica típica común del amplificador con transistor FET adaptado a las impedancias de fuente y carga: *su ganancia decrece con el cuadrado de la frecuencia, según $1/f^2$* , o lo que es lo mismo, 6 dB por octava.

En este apartado hemos visto brevemente una metodología de análisis no lineal en pequeña señal de amplificadores, basada en sus parámetros físicos, los cuales son difíciles de medir, pero que nos ha permitido obtener una característica interesante de un amplificador con transistor FET. Sin embargo, normalmente, los circuitos de microondas interesa analizarlos en su zona de funcionamiento lineal, lo cual hace posible abordar su estudio mediante métodos de análisis lineales que facilitarán el cálculo de circuitos complejos.

1.2. Introducción al modelo lineal de parámetros S

Para analizar y diseñar amplificadores de microondas existen varios métodos claramente diferenciados. Entre otros, destacamos los siguientes:

- **Método no lineal en pequeña señal:** El modelo no lineal del transistor está basado en sus parámetros físicos. El problema de utilizar este método es la dificultad que entraña medir estos parámetros físicos del transistor, que tan solo el fabricante es capaz de conocer con detalle.
- **Método lineal de parámetros S:** Una vez polarizado el transistor en un punto de trabajo determinado, nos olvidaremos por completo de sus redes de polarización y características no lineales y pasaremos a analizar el circuito desde el punto de vista estrictamente de pequeña señal, es decir, será un análisis válido para tan solo un pequeño margen de valores de nivel de señal a la entrada que estén en la vecindad del punto de trabajo del transistor, de tal manera que en ese margen de trabajo veremos el transistor y toda su red de polarización como un único **dispositivo de dos puertos**, uno de entrada y otro de salida, el cual tendrá una **matriz de parámetros S**

Ved también

El concepto de frecuencia de transición se explica en el apartado "Magnitudes más relevantes del transistor MES-FET" del módulo "Mezcladores, multiplicadores y osciladores de microondas" de esta asignatura.

Método no lineal en pequeña señal

Debido a la dificultad de caracterización física del dispositivo, a lo largo de todo este módulo utilizaremos otro método de diseño que resulta más fácil de caracterizar, consistente en hacer un **análisis lineal** del circuito mediante los **parámetros S** del transistor.

característica que, o bien nos viene dada por su fabricante, o bien se puede medir experimentalmente mediante un analizador de redes.

A lo largo de todo este módulo veremos y comprenderemos la potencia de utilizar este método lineal, sin embargo, no debemos olvidar que este método está suponiendo que siempre estamos trabajando en zona lineal, siendo imposible a través del mismo el análisis de características no lineales del amplificador, que también son de extrema importancia, como puede ser el punto de compresión a menos un dB o el punto de intercepción de tercer orden.

Existen también otros métodos que están más orientados al análisis y diseño de osciladores, como es el **método de amplificadores de resistencia negativa**.

Las principales ventajas de utilizar el **método lineal de parámetros S** son:

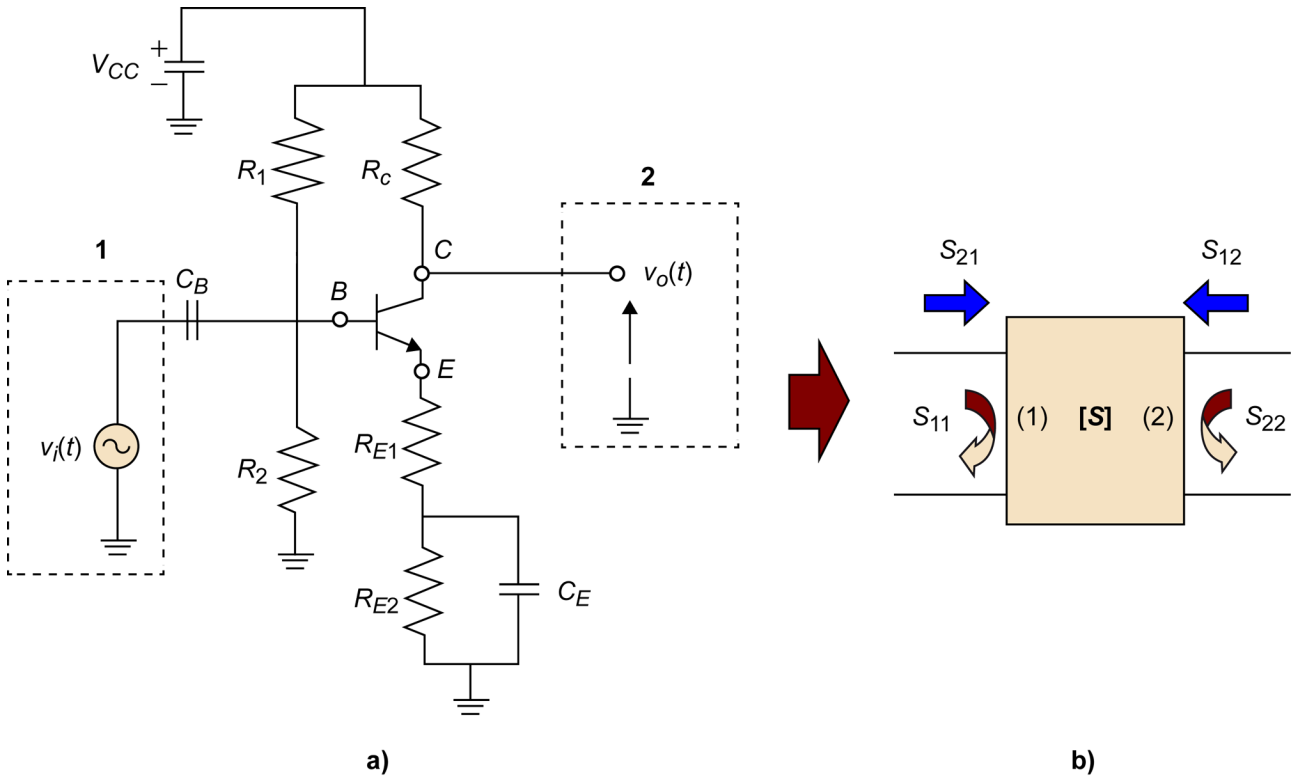
- Para la medida de los parámetros S tan solo se requieren terminaciones resistivas (Z_0) del mismo valor.
- Los parámetros S se pueden medir en planos alejados físicamente del transistor, lo cual permite hacer las medidas con comodidad, sin necesitar instrumental sofisticado que sea capaz de acceder a partes internas y microscópicas del dispositivo.
- Si el fabricante no proporciona información de los parámetros S , siempre existe la posibilidad de medirlos. Normalmente, el fabricante proporcionará, bien por escrito, en una tabla o directamente representados en la carta de Smith en la hoja de datos del transistor, o bien suministrando un fichero estandarizado (s2p) para que pueda ser utilizado en simuladores, los parámetros S del transistor, para diferentes puntos de polarización. Es importante tener presente que, para un mismo transistor, obtendremos parámetros S diferentes dependiendo del punto de trabajo en que lo hayamos polarizado.
- No se necesita conocer el circuito equivalente del transistor, que requiere un conocimiento detallado de sus parámetros físicos internos que solo el fabricante sabe de forma aproximada.
- Los parámetros S son representables en la carta de Smith, herramienta común para todos los subcircuitos de microondas, tanto pasivos como activos. Esto permitirá el análisis de circuitos complejos con una misma herramienta.
- Si no queremos trabajar con parámetros S es sencillo transformarlos a otros formatos que se adapten mejor a nuestras necesidades ($[Z]$, $[Y]$, $[ABCD]$, $[h]$, etc.).

Ved también

En el módulo "Mezcladores, multiplicadores y osciladores de microondas" de esta asignatura, se hace un breve análisis del método de amplificadores de resistencia negativa.

En la figura 3 podemos ver cómo se ha reducido el transistor y toda su red de polarización (a) a un simple dispositivo de dos puertos (b), uno de entrada (1) y otro de salida (2), gracias a su modelo de parámetros S , simplificándose de esta manera su análisis y diseño para su integración en un circuito de microondas más complejo.

Figura 3. Modelización lineal del transistor mediante parámetros S



Conviene recordar las principales **figuras de mérito** que caracterizan a un amplificador, y que sirven para comparar entre diferentes dispositivos y ayudan a decidir la elección del amplificador más adecuado para cada aplicación. Todas estas características son igualmente importantes, aunque en el presente módulo nos centremos tan solo en las que atañen al comportamiento lineal del amplificador. Recordemos las más usuales:

- Ganancia de potencia
- Aislamiento
- Pérdidas de retorno
- Nivel de compresión a -1 dB
- Punto de intercepción de tercer orden
- Figura de ruido

Sin duda, la característica principal y que más nos va a interesar es la ganancia del amplificador, pues define la razón de ser del dispositivo.

Ved también

Dado que el objetivo de este módulo es realizar un análisis lineal de los amplificadores, las figuras de mérito no se describen en profundidad, pudiéndose encontrar una descripción más detallada de cada una de ellas en el apartado sobre amplificadores del "Anexo" de la asignatura; así como también en el módulo "Introducción a los sistemas de comunicaciones" de la asignatura *Electrónica de comunicaciones*.

La **ganancia** es una medida de la relación entre la potencia de señal a la salida y la potencia de señal a la entrada de un amplificador:

$$G = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} \quad 4.8$$

Esta definición, que en un principio parece muy simple y sencilla, no lo es tanto cuando entramos en un análisis más sutil sobre cuál es la influencia de la impedancia de la fuente Z_S y la impedancia de la carga Z_L en las que se va a encontrar inmerso el transistor y, precisamente, será este uno de los aspectos a tener más en cuenta en el diseño de amplificadores, como veremos a lo largo de todo este módulo.

En función de la potencia a la que nos referimos, podemos definir y distinguir tres tipos de ganancias:

- Ganancia de potencia, G_P
- Ganancia de potencia disponible, G_A
- Ganancia de potencia de transferencia, G_T

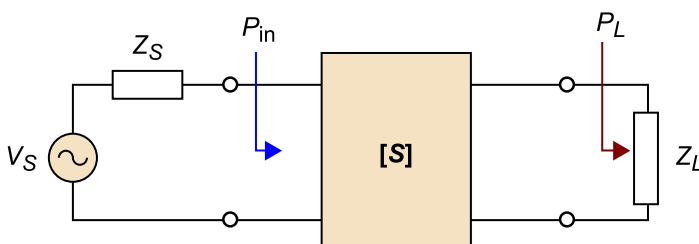
1.2.1. Ganancia de potencia, G_P

La **ganancia de potencia**, G_P , se define como la relación entre la potencia entregada a la carga P_L y la potencia existente a la entrada del transistor P_{in} :

$$G_P = \frac{P_L}{P_{\text{in}}} \quad 4.9$$

La ganancia así definida dependerá de la impedancia de carga Z_L , pero no de la impedancia de fuente Z_S . La figura 4 ilustra este concepto de ganancia.

Figura 4. Esquema genérico de un amplificador utilizando los parámetros S del transistor. Concepto de ganancia de potencia, G_P



1.2.2. Ganancia de potencia disponible, G_A

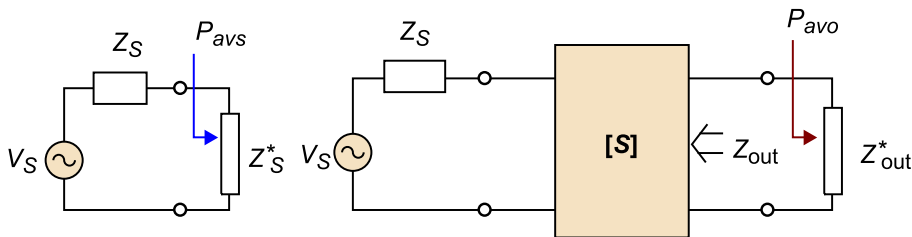
La **ganancia de potencia disponible**, G_A , se define como la relación entre la potencia de señal disponible a la salida del transistor P_{avo} y la potencia de señal disponible en la fuente P_{avs} .

$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} \quad 4.10$$

En este caso, la ganancia depende de la impedancia de la fuente Z_S y no depende de la impedancia de carga Z_L . La figura 5 muestra a la izquierda el circuito con el que obtenemos el valor de la potencia de señal disponible en la fuente P_{avs} , y a la derecha el circuito amplificador donde se fuerza adaptación de impedancias a la salida

$$Z_L = Z_{out}^*$$

Figura 5. Concepto de ganancia disponible de un amplificador, G_A

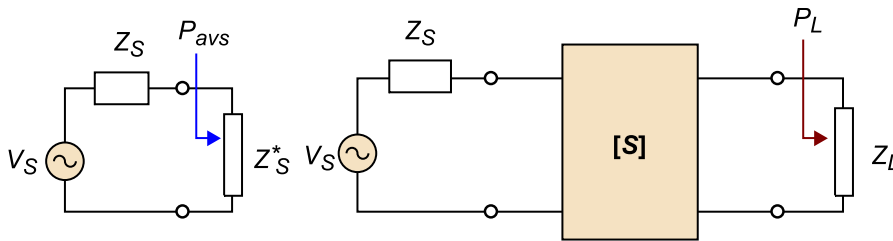


1.2.3. Ganancia de potencia de transferencia, G_T

La **ganancia de potencia de transferencia**, G_T , se define como la relación entre la potencia entregada a la carga P_L y la potencia de señal disponible en la fuente P_{avs} :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \quad 4.11$$

En este caso, la ganancia así definida depende de la impedancia de la fuente Z_S y también depende de la impedancia de carga Z_L . La figura 6 muestra a la izquierda el circuito con el que obtenemos el valor de la potencia de señal disponible en la fuente P_{avs} , y a la derecha el circuito amplificador.

Figura 6. Concepto de ganancia de transferencia de un amplificador, G_T 

1.2.4. Conclusiones

En definitiva, no podemos tomar los parámetros S del transistor directamente como los parámetros de ganancia y adaptación del amplificador, sino que deberemos tener muy en cuenta como son las impedancias de fuente Z_S y de carga Z_L en las que el transistor se va a integrar para amplificar la señal. El amplificador debe verse como el resultado del conjunto de estas impedancias y el transistor.

Tan solo para el caso particular ideal en que las impedancias de fuente Z_S y de carga Z_L estén perfectamente adaptadas al transistor, podemos afirmar que las tres ganancias definidas anteriormente son iguales:

$$G_P = G_A = G_T \quad 4.12$$

y entonces podremos decir que la ganancia en potencia es directamente:

$$G [\text{dB}] = 20 \log (|S_{21}|) \quad 4.13$$

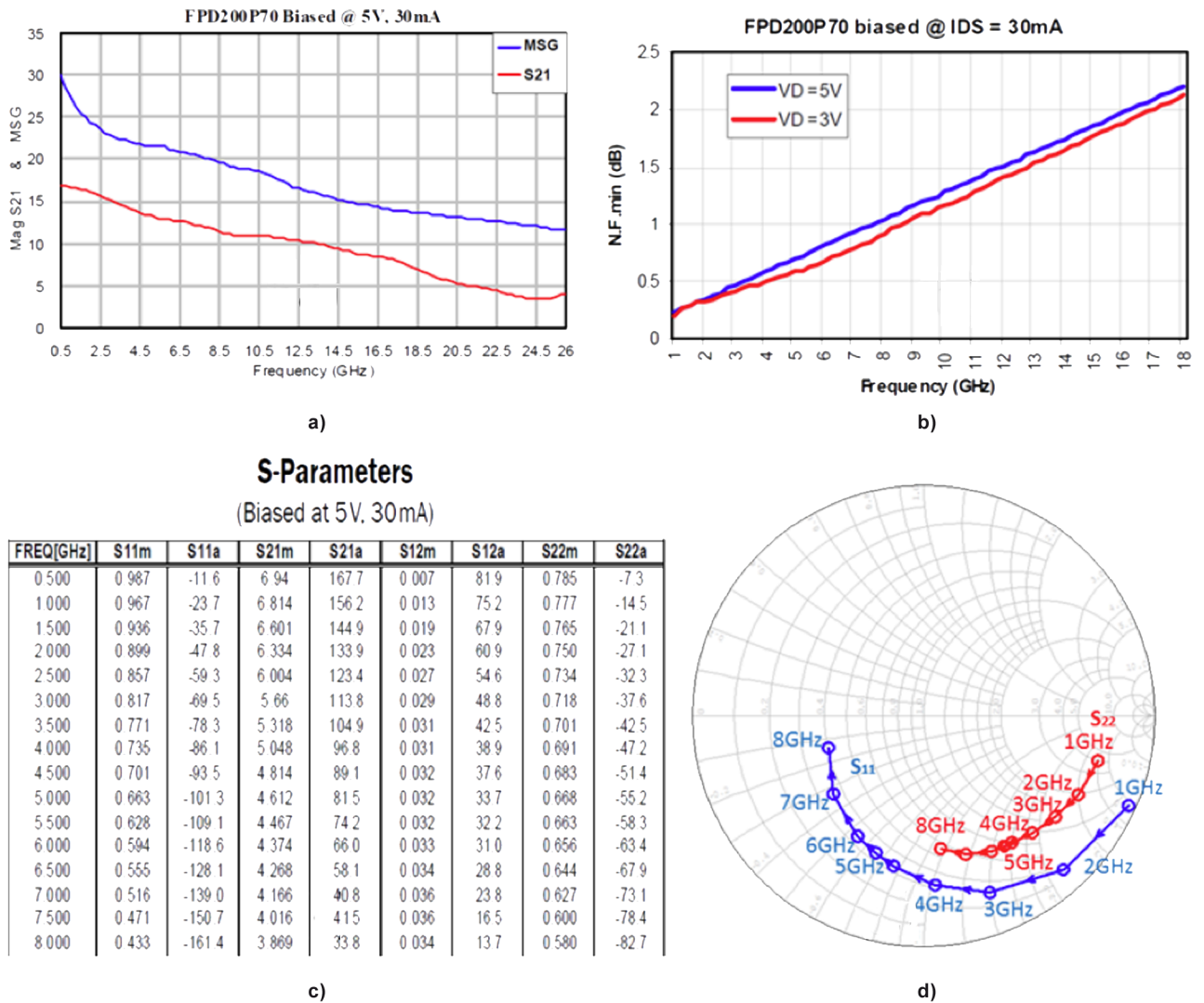
Hasta aquí hemos visto los principales conceptos de ganancia que utilizaremos más adelante para el diseño de amplificadores. Es importante primero intentar reparar en el sentido de cada uno de ellos antes de entrar en detalle sobre cómo calcular estas 3 ganancias en función de los parámetros S del transistor y las impedancias de fuente y de carga. Más adelante veremos cómo hacerlo acompañado de varios ejemplos para facilitar la comprensión.

1.3. Dependencia de la frecuencia y pequeña señal

Todas las figuras de mérito del amplificador, incluida la ganancia, se suelen especificar a una frecuencia de funcionamiento concreta y en unas condiciones determinadas de funcionamiento (tensión y corriente de polarización, o punto de trabajo). Dado que las características del amplificador van cambiando paulatinamente con la frecuencia, el fabricante suele acompañar esta información con gráficas de los parámetros en función de esta.

Por ejemplo, se suele dar la ganancia y el factor de ruido en gráficas cartesianas, representadas en función de la frecuencia (véase la figura 7a y b) y los parámetros S en tablas y/o en carta de Smith, mostrando también su evolución con la frecuencia (véase figura 7c y d).

Figura 7. Extracto de especificaciones en función de la frecuencia de parámetros del transistor pHEMT, ref. FPD200P70 de RFMD polarizado a 5 V y 30 mA



Todos estos parámetros que hemos visto son de **pequeña señal**, pero en un amplificador también se deben tener en cuenta los parámetros de continua y los no lineales, así como los ambientales y los físicos, tales como la tensión de **pinch-off** (en el caso de amplificador con transistor MESFET), la **corriente de saturación máxima**, la **transconductancia**, la tensión y corriente de operación, la **eficiencia** del amplificador (que relaciona la potencia *dc* suministrada y la potencia *RF* obtenida), el margen de **temperaturas** de funcionamiento, la **resistividad** térmica, etc. Parámetros, todos ellos, de vital importancia en el diseño del amplificador, pero que no son objeto de estudio en este capítulo, en el que solo nos centramos en las características lineales de pequeña señal.

Caracterización lineal de amplificadores. Analizador de espectros y analizador de redes

En radiofrecuencia y microondas es necesario disponer de sofisticados instrumentos de medida que sean capaces de caracterizar los diferentes dispositivos y circuitos en función de la frecuencia. Cuando solo nos interesa el módulo de los parámetros a medir, se puede utilizar un **analizador de espectros** con generador de *tracking*.

El **generador de tracking** es un generador de radiofrecuencia que barre un determinado margen de frecuencias preprogramado. Al estar sincronizado con el analizador de espectros podremos visualizar la respuesta en frecuencia en módulo del dispositivo bajo test

(DUT) conectando su salida a la entrada del analizador. Muy útil, por ejemplo, para visualizar la ganancia en función de la frecuencia de un amplificador.

Si lo que queremos es medir las pérdidas de retorno, nos valdremos de un acoplador direccional previamente calibrado con una carga (circuito abierto y cortocircuito) para medir el nivel de potencia reflejada por el dispositivo y así deducir sus pérdidas de retorno.

Por último, si lo que queremos es una medida en módulo y fase del dispositivo, entonces debemos recurrir al **analizador de redes**. Si el dispositivo a medir es de dos puertos (caso del amplificador), el analizador también deberá ser de dos puertos para poder hacer una medida completa de los parámetros S . La figura 8 muestra un analizador de redes y medida de los 4 parámetros S de un dispositivo en diferentes formatos, cartesiano o carta de Smith.

Figura 8. Analizador de redes: medida de parámetros S



El analizador de redes, mediante un sistema de combinadores, divisores de potencia y acopladores direccionales, es capaz de medir los fasores en módulo y fase que intervienen al aplicar, mediante un generador de *tracking* sincronizado con el receptor, una portadora tanto a la entrada como a la salida del DUT, la cual hace un barrido en frecuencia preprogramado, de manera que nos permitirá visualizar la evolución de los 4 parámetros S en función de la frecuencia, tal y como se muestra en la figura 8.

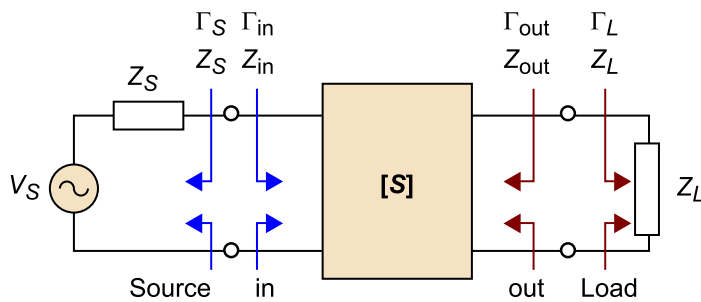
2. Ganancia unilateral

2.1. Ganancia en amplificadores

Ya se han definido con anterioridad los diferentes conceptos de ganancia en amplificadores G_P , G_A y G_T . Vamos a hacer ahora un análisis en profundidad de la dependencia de la ganancia resultante con las impedancias de la fuente Z_S y de carga Z_L , así como de sus respectivas redes de adaptación.

Si consideramos un dispositivo genérico de dos puertos (tal como puede ser un transistor polarizado para ser utilizado como amplificador), uno de entrada (*in*), conectado a una fuente genérica de impedancia, Z_S , y otro de salida (*out*), conectado a una carga, Z_L , tendremos el diagrama de bloques genérico que muestra la figura 9.

Figura 9. Dispositivo genérico de dos puertos con parámetros S e impedancias de fuente y de carga genéricas Z_S y Z_L



Considerando que el dispositivo de dos puertos tiene una matriz de parámetros S referida a una impedancia característica Z_0 podemos escribir los coeficientes de reflexión vistos hacia la fuente y hacia la carga de la manera siguiente:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad 4.14$$

Y las impedancias de entrada y de salida al dispositivo:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \quad Z_{out} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{out}}{1 - \Gamma_{out}} \quad 4.15$$

Según la definición de parámetros S podemos hacer el análisis siguiente del circuito:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^- \quad 4.16$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^- \quad 4.17$$

Resolviendo para encontrar Γ_{in} :

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad 4.18$$

Procediendo de forma análoga para Γ_{out} :

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad 4.19$$

Analizando el circuito como un divisor de la tensión V_S :

$$V_1 = V_S \frac{Z_{in}}{Z_S + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + \Gamma_{in}) \quad 4.20$$

Utilizando la expresión de Z_{in} de la ecuación 4.15 y, de la ecuación 4.20 resuelta para V_1^+ en función de V_S :

$$V_1^+ = \frac{V_S}{2} \frac{(1 - \Gamma_S)}{(1 - \Gamma_{in}\Gamma_S)} \quad 4.21$$

Considerando todas las tensiones valores de pico, la potencia media entregada al dispositivo será:

$$P_{in} = \frac{|V_1^+|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad 4.22$$

De forma análoga, la potencia entregada a la carga será:

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_L|^2) \quad 4.23$$

Y resolviendo para V_2^- utilizando el resultado de la ecuación 4.18 y utilizando posteriormente la ecuación 4.21 para sustituir V_1^+ :

$$P_L = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|V_S|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) |1 - \Gamma_S|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_L|^2 |1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad 4.24$$

Finalmente, de la ecuación 4.9 obtenemos la expresión para la **ganancia de potencia**, G_P :

$$G_P = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2)(1-S_{22}\Gamma_L)^2} \quad 4.25$$

Veamos ahora la expresión que resulta para la **ganancia de potencia disponible**, G_A . Por definición, la potencia disponible de la fuente, P_{avs} , es la máxima que se puede entregar al dispositivo, y esto ocurre cuando la impedancia de entrada, Z_{in} , es la compleja conjugada de la impedancia de la fuente, Z_S :

$$P_{avs} = P_{in}|_{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1-\Gamma_S|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)} \quad 4.26$$

Del mismo modo, la potencia disponible del dispositivo, P_{avo} , es la máxima que se puede entregar a la carga, lo cual sucederá cuando la impedancia de salida del dispositivo, Z_{out} , sea la compleja conjugada de la impedancia de carga, Z_L :

$$P_{avo} = P_L|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}^*|^2|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad 4.27$$

De la ecuación 4.18, y evaluando Γ_{in} para $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ en la ecuación 4.27:

$$|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2|_{\Gamma_L=\Gamma_{out}^*} = \frac{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}^*|^2} \quad 4.28$$

Por tanto, la expresión de P_{avo} queda reducida a:

$$P_{avo} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad 4.29$$

Es importante expresar cada término de potencia en función de V_S , que no depende de las cargas, y no en función de los fasores, que obtienen valores y expresiones distintas según de qué potencia estemos tratando.

La expresión que finalmente nos queda para la **ganancia de potencia disponible**, G_A es:

$$G_A = \frac{P_{avo}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{(1-|\Gamma_{out}|^2)(1-S_{11}\Gamma_S)^2} \quad 4.30$$

Aprovechando los cálculos realizados podemos obtener la **ganancia de potencia de transferencia**, G_T :

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-\Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad 4.31$$

Esta ganancia, G_T , es la más adecuada para ser utilizada y analizada en el diseño de amplificadores porque tiene en cuenta ambas impedancias, la de fuente, Z_S , y la de carga, Z_L , y así, mediante las redes de adaptación, podremos intentar maximizar la transferencia de potencia por un lado y por otro.

Nótese que para adaptación de impedancias, como se cumple por un lado:

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^* \quad 4.32$$

y por otro:

$$\Gamma_{in} = \Gamma_S^* \quad 4.33$$

la ecuación 4.31 queda reducida a:

$$G_T = |S_{21}|^2 \quad 4.34$$

Ejemplo 1

Calcular las tres ganancias definidas anteriormente G_p , G_A y G_T para el transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, a la frecuencia de trabajo de 5,5 GHz, suponiendo que la impedancia de fuente es $Z_S = 40 \Omega$ y la impedancia de carga $Z_L = 25 \Omega$.

Solución

Buscamos en la tabla de la figura 7 los parámetros S a la frecuencia de 5,5 GHz y obtenemos:

$$S_{11} = |0,628|_{\angle -109,1}; \quad S_{21} = |4,467|_{\angle 74,2}; \quad S_{12} = |0,032|_{\angle 32,2}; \quad S_{22} = |0,663|_{\angle -58,3} \quad 4.35$$

Calculemos ahora los coeficientes de reflexión, de fuente y de carga, según la ecuación 4.14:

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} = \frac{40 - 50}{40 + 50} = -0,11 \quad 4.36$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{25 - 50}{25 + 50} = -0,33 \quad 4.37$$

A continuación, ya podemos calcular los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida del transistor, según las ecuaciones 4.18 y 4.19:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = 0,628 \angle_{-109,1} + \frac{(0,032 \angle_{32,2})(4,467 \angle_{74,2})(-0,33)}{1 - (0,663 \angle_{-58,3})(-0,33)} = 0,658 \angle_{-106,5} \quad 4.38$$

$$\Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = 0,663 \angle_{-58,3} + \frac{(0,032 \angle_{32,2})(4,467 \angle_{74,2})(-0,11)}{1 - (0,628 \angle_{-109,1})(-0,11)} = 0,678 \angle_{-58,5} \quad 4.39$$

Ya solo queda aplicar la fórmula para cada una de las ganancias, según las ecuaciones 4.25, 4.30 y 4.31:

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_L|^2)}{(1 - |\Gamma_{in}|^2)|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{|4,467 \angle_{74,2}|^2(1 - |0,33|^2)}{(1 - |0,658 \angle_{-106,5}|^2)|1 - (0,663 \angle_{-58,3})(-0,33)|^2} = 24,54 \quad 4.40$$

$$G_P \text{ (dB)} = 10 \log(G_P) = 13,89 \text{ dB} \quad 4.41$$

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)}{(1 - |\Gamma_{out}|^2)|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} = \frac{|4,467 \angle_{74,2}|^2(1 - |0,11|^2)}{(1 - |0,678 \angle_{-58,5}|^2)|1 - (0,628 \angle_{-109,1})(-0,11)|^2} = 38,02 \quad 4.42$$

$$G_A \text{ (dB)} = 10 \log(G_A) = 15,8 \text{ dB} \quad 4.43$$

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{(1 - |0,11|^2)}{|1 - (0,658 \angle_{-106,5})(-0,11)|^2} |4,467 \angle_{74,2}|^2 \frac{(1 - |0,33|^2)}{|1 - (0,663 \angle_{-58,3})(-0,33)|^2} = 14,25 \quad 4.44$$

$$G_T \text{ (dB)} = 10 \log(G_T) = 11,54 \text{ dB} \quad 4.45$$

En este sencillo ejemplo podemos observar cómo obtenemos valores sensiblemente diferentes para los diferentes conceptos de ganancia.

2.2. Aproximación unilateral

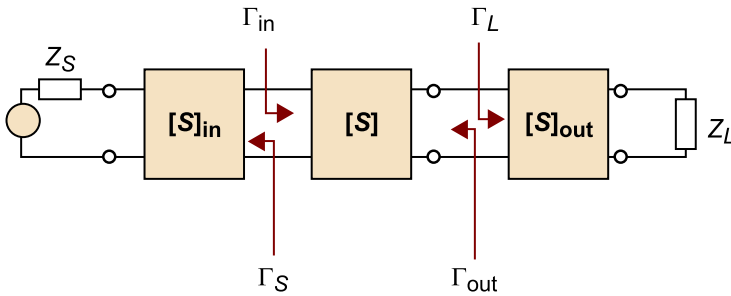
Con objeto de facilitar los cálculos y, sin perder demasiada precisión en el resultado, vamos a suponer unilateralidad en el dispositivo activo del amplificador (transistor), lo que significa que consideraremos:

$$S_{12} \simeq 0 \quad 4.46$$

O visto de otra manera, que la salida no influye en la entrada. Para ser estrictos no deberíamos hacer esta aproximación, pero nos saldrían unos cálculos muy complejos, que no aportarían ventajas al diseño final del amplificador, ya que en la mayoría de los casos, el error de aplicarla se puede considerar despreciable. Además, veremos más adelante cómo analizar la estabilidad del amplificador, por lo que si no fuera correcto hacer esta aproximación, en ese punto nos daríamos cuenta, revisando de nuevo el diseño.

En el diseño de amplificadores suele diferenciarse por un lado, el diseño de un transistor con la máxima transconductancia posible, polarizándolo en el punto de trabajo más adecuado y, por otro, el diseño de redes de adaptación a su entrada y a su salida para adaptar su impedancia de entrada, Z_{in} , a la impedancia de fuente, Z_S , y su impedancia de salida, Z_{out} , a la impedancia de carga, Z_L . La figura 10 ilustra el caso genérico de un dispositivo con unos determinados parámetros S al que se le ha añadido redes de adaptación a su entrada $[S]_{in}$ y a su salida $[S]_{out}$.

Figura 10. Redes de adaptación a la entrada $[S]_{in}$ y a la salida $[S]_{out}$



Fijémonos en la **ganancia de potencia de transferencia**, G_T . De la ecuación 4.31 podemos definir tres factores de ganancia claramente diferenciados que contribuyen a la ganancia de transferencia total, G_T :

- **Factor de ganancia a la entrada**, G_S :

$$G_S = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} \quad 4.47$$

- **Factor de ganancia del dispositivo** (transistor), G_0 :

$$G_0 = |S_{21}|^2 \quad 4.48$$

- **Factor de ganancia a la salida**, G_L :

$$G_L = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad 4.49$$

De esta manera podemos expresar la ganancia de transferencia de un amplificador como el producto de tres ganancias que podemos controlar de forma independizada:

$$G_T = G_S G_0 G_L \quad 4.50$$

La ganancia del dispositivo, G_0 , una vez diseñado el transistor y polarizado en su punto de trabajo óptimo, tendrá un determinado valor y en él ya no podremos influir más. Serán las ganancias de entrada, G_S y de salida, G_L , las que nos permitirán optimizar la ganancia, G_T , del amplificador, modificando las redes de adaptación a la fuente y a la carga respectivamente.

Podemos simplificar el diseño de amplificadores haciendo la aproximación unilateral sin desviarnos demasiado del resultado real final, pero deberemos hacer un análisis de la estabilidad (como estudiaremos más adelante) para asegurar que la aproximación es correcta.

La aproximación unilateral consiste en asumir que el parámetro S_{12} del dispositivo (transistor) es despreciable, $S_{12} \simeq 0$.

Esta aproximación es razonable puesto que típicamente el coeficiente de transmisión entre el puerto de salida y el de entrada es muy bajo.

Con esta asunción, tendremos que los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida del dispositivo transistor de la ecuación 4.18 y 4.19 se simplifican a las expresiones siguientes:

$$\Gamma_{in} = S_{11} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad ; \quad \Gamma_{out} = S_{22} = \frac{Z_{out} - Z_0}{Z_{out} + Z_0} \quad 4.51$$

En estas condiciones obtenemos la llamada **ganancia de potencia de transferencia unilateral**, G_{TU} :

$$G_{TU} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad 4.52$$

Donde vemos que ha quedado modificada G_S :

$$G_{SU} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \quad 4.53$$

Ejemplo 2

Siguiendo con el ejemplo del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, calcular el factor de ganancia a la entrada G_S , y la ganancia de transferencia G_T a la frecuencia de trabajo de 5,5 GHz, considerando primero el parámetro S_{12} , y luego haciendo la aproximación unilateral $S_{12} \simeq 0$ (G_{SU}), teniendo en cuenta que la impedancia de fuente es $Z_S = 40 \Omega$ y la impedancia de carga $Z_L = 25 \Omega$. Comparar ambos resultados.

Solución

Aplicaremos primero la ecuación 4.47 y los resultados del ejemplo 1 para encontrar G_S :

$$G_S = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_S|^2} = \frac{(1 - |-0,11|^2)}{|1 - (0,658)_{Z=106,5}(-0,11)|^2} = 1,02466 \quad 4.54$$

A continuación, aplicamos la ecuación 4.53 para la aproximación unilateral:

$$G_{SU} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} = \frac{(1 - |-0,11|^2)}{|1 - (0,628)_{Z=109,1}(-0,11)|^2} = 1,02953 \quad 4.55$$

Vemos pues que obtenemos prácticamente el mismo valor, $G_S \simeq G_{SU}$, con un error a partir de la milésima. Por tanto, el error debido a esta aproximación unilateral puede con-

siderarse despreciable, ahorrándonos con ello muchísima carga de cálculo. Teniendo en cuenta que en este ejemplo $S_{12} = |0,032|_{\angle 32,2}$ tampoco se trata de un valor muy bajo, en general pueden conseguirse valores aún mucho menores, se refuerza aún más la validez de la aproximación unilateral, al menos como una herramienta de estimación muy aproximada de los resultados.

Veamos ahora la ganancia de transferencia total.

En el ejemplo 1 ya calculamos la ganancia de transferencia, G_T , con un resultado de 14,25. Calculemos ahora la ganancia de transferencia unilateral, según 4.52. Pero antes, tenemos que, por un lado, el factor de ganancia a la salida es, según 4.49:

$$G_L = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{(1 - |0,33|^2)}{|1 - (0,663\angle -58,3)(-0,33)|^2} = 0,699 \quad 4.56$$

Por otro lado:

$$|S_{21}|^2 = |4,467\angle 74,2|^2 = 19,954 \quad 4.57$$

Por tanto, de 4.50 y 4.52:

$$G_{TU} = G_{SU}G_0G_L = 1,029 * 19,954 * 0,699 = 14,359 \quad 4.58$$

Si comparamos este resultado con el obtenido en el ejemplo 1, vemos que la diferencia es casi despreciable, de tan solo una décima, $G_{TU} = 14,35$ versus $G_T = 14,25$.

Por tanto, en este caso podemos considerar correcta la aproximación unilateral.

2.3. Diseño de amplificadores para ganancia máxima

Un posible criterio de diseño consiste en conseguir la **máxima ganancia de transferencia unilateral** posible $G_{TU\text{máx}}$.

Esto se conseguirá cuando tengamos la máxima transferencia de potencia posible a la entrada y a la salida, para lo cual debe cumplirse la **condición de impedancias conjugadas**:

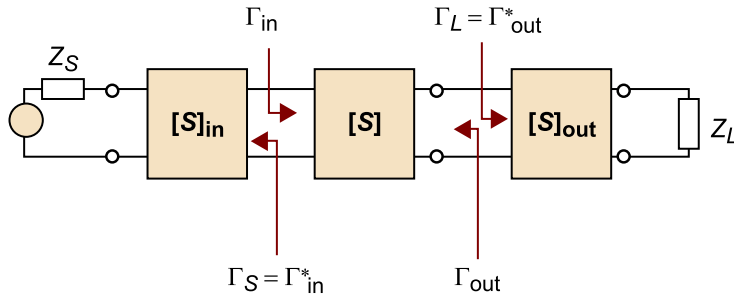
- La red de adaptación a la entrada del amplificador debe hacer que este vea una impedancia de fuente Z_S , que sea conjugada a la suya de entrada Z_{in} :

$$G_{S\text{máx}} \quad \text{si} \quad Z_S = Z_{in}^* \quad 4.59$$

- La red de adaptación a la salida del amplificador debe hacer que este vea una impedancia de carga Z_L , que sea conjugada a la suya de salida Z_{out} :

$$G_{L\text{máx}} \quad \text{si} \quad Z_L = Z_{out}^* \quad 4.60$$

La figura 11 muestra la condición de ganancia máxima aplicada a los coeficientes de reflexión.

Figura 11. Diseño de amplificadores para ganancia máxima, $G_{TU\text{máx}}$ 

Por tanto, diseñaremos las redes de adaptación de impedancias para conseguir:

$$\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = S_{11}^* \quad 4.61$$

$$\Gamma_L = \Gamma_{out}^* = S_{22}^* \quad 4.62$$

De esta manera obtendremos:

$$G_{TU\text{máx}} = G_{SU\text{máx}} G_0 G_{L\text{máx}} \quad 4.63$$

$$G_{TU\text{máx}} = \frac{(1 - |S_{11}^*|^2)}{|1 - S_{11}^* S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{(1 - |S_{22}^*|^2)}{|1 - S_{22}^* S_{22}|^2} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} \quad 4.64$$

Este criterio de diseño para amplificadores, si bien encuentra la máxima ganancia, no es muy efectivo en la práctica debido a que, generalmente, los parámetros S_{11} y S_{22} de un transistor suelen ser más bien elevados, es decir, los transistores no están demasiado adaptados a 50Ω . Por tanto, al diseñar una red de adaptación, esta será inevitablemente de banda estrecha y, en consecuencia, las características de máxima ganancia serán ciertas tan solo en un estrecho margen de frecuencias y fuera de allí empeorarán drásticamente.

Por lo general, desearemos sistemas con un cierto ancho de banda, de ahí que el principal método de diseño no sea este de maximización de la ganancia sino que se recurra al diseño para una ganancia específica, que es el siguiente que vamos a analizar, el cual se basa en sacrificar un cierto nivel de ganancia para asegurar un valor aceptable y aproximadamente constante en un margen más amplio de frecuencias.

Ejemplo 3

Tomando nuevamente el ejemplo del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, calcular $G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}}$ a la frecuencia de trabajo de 5,5 GHz, teniendo en cuenta que la impedancia de fuente es $Z_S = 40 \Omega$ y la impedancia de carga $Z_L = 25 \Omega$.

Solución

Recordemos los parámetros S del transistor:

$$S_{11} = |0,628|_{\angle -109,1}; \quad S_{21} = |4,467|_{\angle 74,2}; \quad S_{12} = |0,032|_{\angle 32,2}; \quad S_{22} = |0,663|_{\angle -58,3} \quad 4.65$$

Apliquemos ahora la ecuación 4.64:

$$G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} = \frac{1}{1-|0,628|_{\angle -109,1}|^2} |4,467|_{\angle 74,2}|^2 \frac{1}{1-|0,663|_{\angle -58,3}|^2} = 4.66$$

$$= 1,651 * 19,954 * 1,784 = 58,772$$

$$G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}}(\text{dB}) = 10 \log(G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}}) = 17,68 \text{ dB} \quad 4.67$$

Vemos pues que obtenemos el máximo valor posible para los factores de ganancia a la entrada y a la salida $G_{S\text{m}\acute{a}\text{x}} = 1,651$ y $G_{L\text{m}\acute{a}\text{x}} = 1,784$ respectivamente, resultando en la máxima ganancia de transferencia unilateral posible $G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}} = 58,772$ o 17,68 dB, que lógicamente es superior a la calculada en el ejemplo 1, donde obteníamos 11,54 dB al haberla calculado entonces sin redes de adaptación.

2.4. Diseño de amplificadores para ganancia específica

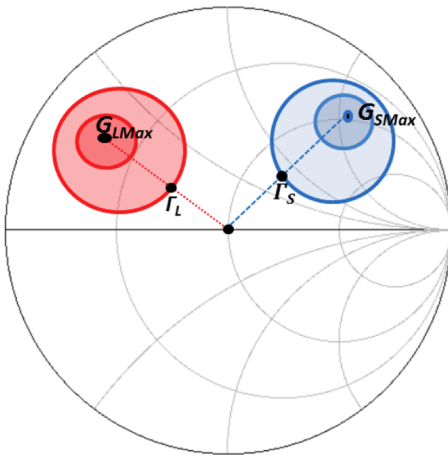
En este caso las redes de adaptación no se diseñan para dar los máximos factores de ganancia a la entrada y a la salida, es decir, no se diseñan para adaptación de impedancias, sino que se diseñan a propósito con cierta desadaptación para reducir la ganancia y repartirla más uniformemente a un valor aproximadamente constante en un margen más amplio de frecuencias.

Este procedimiento de diseño se facilita en gran medida gracias a la utilización de los llamados **círculos de ganancia constante** (G_S y G_L) que se pueden dibujar en la **carta de Smith** y que representan las impedancias o coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida respectivamente, para los cuales se obtiene un mismo valor de ganancia G_S o G_L . Estos círculos existen tanto para la impedancia de fuente (G_S) como para la impedancia de carga (G_L).

Se dibujan tanto para la entrada como para la salida, partiendo de un punto concreto que corresponde al de máxima ganancia ($G_{S\text{m}\acute{a}\text{x}}$ y $G_{L\text{m}\acute{a}\text{x}}$) y, disminuyendo en pasos discretos de 0,5 dB o 1 dB o en la cantidad deseada, que se corresponderán con círculos cada vez de mayor radio cuanto menor sea la ganancia que representan y, una vez decidida la ganancia que nos interesa para cada una (entrada y salida), escogeremos el punto de ambos círculos que quede más cercano al centro de la carta de Smith, es decir, el mejor adaptado a la impedancia de referencia Z_0 , con objeto de minimizar la desadaptación, que es intencionada, en el mayor ancho de banda posible.

En la figura 12 se ilustra un ejemplo de amplificador con círculos de ganancia constante G_S (en azul) y G_L (en rojo), donde se aprecia que, para un determinado Γ_L , se obtiene la máxima ganancia de carga $G_{Lm\acute{a}x}$ y para un determinado valor de Γ_S , se obtiene la máxima ganancia de fuente $G_{Sm\acute{a}x}$, siendo rodeados estos puntos por sucesivos círculos que representan valores del coeficiente de reflexión para los que se obtiene un mismo valor de ganancia, que es cada vez menor cuanto mayor es el radio del círculo. Con objeto de minimizar la desadaptación, tomaremos el punto del círculo de la ganancia deseada que esté más cercano al centro de la carta de Smith, tal y como se muestra en la figura.

Figura 12. Círculos de ganancia constante a la entrada y a la salida



En este tipo de diseño volveremos a hacer la asunción de unilateralidad, es decir, supondremos nuevamente $S_{12} \approx 0$.

Esta aproximación unilateral simplifica enormemente los cálculos en el proceso de diseño y, en la mayoría de los casos, el error obtenido es despreciable. Este error puede valorarse mediante la relación G_T/G_{TU} :

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad 4.68$$

donde U se define como la **figura de mérito unilateral**:

$$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} \quad 4.69$$

Normalmente, este error es de unas décimas de dB, lo que justifica hacer esta aproximación unilateral.

Ejemplo 4

Evaluar el error cometido por hacer la aproximación unilateral en los ejemplos anteriores, para el transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, a la frecuencia de trabajo de 5,5 GHz, haciendo uso del método de la figura de mérito unilateral, U :

Solución

Calculemos primero U :

$$U = \frac{|S_{12}| |S_{21}| |S_{11}| |S_{22}|}{(1 - |S_{11}|^2)(1 - |S_{22}|^2)} = U = \frac{|0,032| |4,467| |0,628| |0,663|}{(1 - |0,628|^2)(1 - |0,663|^2)} = 0,175356 \quad 4.70$$

$$\frac{1}{(1+U)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-U)^2} \quad 4.71$$

$$\frac{1}{(1+0,175356)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1-0,175356)^2} \quad 4.72$$

$$0,723871 < \frac{G_T}{G_{TU}} < 1,470506 \quad 4.73$$

Expresado en dB:

$$-1,40 \text{ dB} < G_T - G_{TU} < +1,67 \text{ dB} \quad 4.74$$

Por tanto, vemos que el error en la ganancia por el hecho de suponer unilateralidad será de entre -1,4 dB y +1,67 dB. Normalmente unas décimas de dB de error son despreciables. En este caso particular el error está ya en el orden de unidades de dB, por lo que, si bien continúa siendo un error pequeño, deberemos empezar a ser vigilantes a la hora de sacar conclusiones, aunque todavía puede considerarse aceptable. No existe una cota a partir de la cual podemos decir que sea o no aceptable hacer la aproximación, simplemente se trata de ser conscientes del error que estamos manejando y llegar a conclusiones con sensatez.

2.5. Círculos de ganancia unilateral constante

Se definen primero los factores de ganancia normalizados g_S y g_L como:

$$g_S = \frac{G_S}{G_{S\text{máx}}} = \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} (1 - |S_{11}|^2) \quad 4.75$$

$$g_L = \frac{G_L}{G_{L\text{máx}}} = \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} (1 - |S_{22}|^2) \quad 4.76$$

de donde se deduce que ambos factores tomarán valores entre 0 y 1:

$$0 \leq g_S \leq 1 \quad ; \quad 0 \leq g_L \leq 1 \quad 4.77$$

Para valores concretos de g_S y g_L las ecuaciones 4.75 y 4.76 representan círculos en el plano Γ_S y Γ_L respectivamente. Veamos que es cierto para el caso de g_S :

$$g_S |1 - S_{11}\Gamma_S|^2 = (1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |S_{11}|^2) \quad 4.78$$

$$(g_S |S_{11}|^2 + 1 - |S_{11}|^2) |\Gamma_S|^2 - g_S (S_{11}\Gamma_S + S_{11}^*\Gamma_S^*) = 1 - |S_{11}|^2 - g_S \quad 4.79$$

$$\Gamma_S \Gamma_S^* - \frac{g_S(S_{11}\Gamma_S + S_{11}^*\Gamma_S^*)}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} = \frac{1 - |S_{11}|^2 - g_S}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \quad 4.80$$

Añadiendo el factor necesario para completar el cuadrado a ambos lados de la igualdad, obtenemos:

$$\left| \Gamma_S - \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \right|^2 = \frac{(1 - |S_{11}|^2 - g_S)[1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2] + g_S^2 |S_{11}|^2}{|1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2|^2} \quad 4.81$$

Simplificando la expresión:

$$\left| \Gamma_S - \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \right|^2 = \frac{\sqrt{(1 - g_S)}[1 - |S_{11}|^2]}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \quad 4.82$$

Que no es más que la ecuación de un círculo en el plano Γ_S con centro C_S y radio R_S :

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \quad 4.83$$

$$R_S = \frac{\sqrt{(1 - g_S)}[1 - |S_{11}|^2]}{1 - (1 - g_S)|S_{11}|^2} \quad 4.84$$

Desarrollando de la misma manera para la sección de salida tenemos:

$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \quad 4.85$$

$$R_L = \frac{\sqrt{(1 - g_L)}[1 - |S_{22}|^2]}{1 - (1 - g_L)|S_{22}|^2} \quad 4.86$$

Más importante que saber deducir estas ecuaciones para los círculos de ganancia constante es saber interpretarlas y entender su significado. Normalmente se utilizarán potentes simuladores que ahorrarán todos estos cálculos, y que nos dibujarán automáticamente estos círculos en la carta de Smith, pero seguirá siendo necesario saber interpretar los resultados y entender el significado de los círculos.

Conclusiones importantes que emanan de las expresiones 4.83 a 4.86 de los círculos de ganancia constante:

- Los centros de cada familia de círculos se sitúan a lo largo de la línea definida por el ángulo de S_{11}^* o S_{22}^* .
- Para g_S (o g_L) = 1, es decir, para máxima ganancia, el radio del círculo de ganancia constante correspondiente es nulo, y su centro se reduce a S_{11}^* (o S_{22}^*).
- También, se puede deducir que los círculos de ganancia constante de 0 dB, es decir, aquellos cuya ganancia es la unidad ($G_S = 1$, o $G_L = 1$) pasarán siempre por el centro de la carta de Smith.

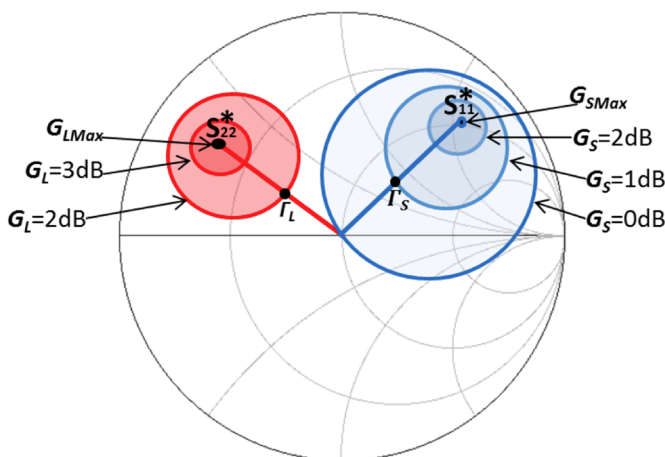
Estos resultados pueden utilizarse para dibujar una familia de círculos de ganancia constante para la entrada y para la salida.

Se elegirá un valor de Γ_S y Γ_L en algún punto del círculo cuya ganancia hayamos elegido previamente para cumplir la especificación, y el criterio que seguiremos tiene sentido que sea el de mejor adaptación, es decir, escogeremos el punto del círculo que esté más cerca del centro de la carta de Smith.

Más adelante veremos que hay que atender también a otros dos criterios en el diseño de amplificadores: la **estabilidad del amplificador** y el **nivel de ruido deseado**.

En la figura 13 puede observarse un ejemplo de cómo pueden ser los círculos de ganancia constante a la entrada (G_S) y los círculos de ganancia constante a la salida (G_L) de un amplificador, donde se ha detallado el valor que representa cada círculo.

Figura 13. Ejemplo de círculos de ganancia constante en la carta de Smith



Los dos círculos situados a la izquierda en rojo representan la sección a la salida del amplificador, siendo el círculo de menor radio el correspondiente a los valores de Γ_L para los cuales G_L es constante y de valor 3 dB, y el círculo de mayor radio, el de ganancia constante $G_L = 2$ dB. Se observa que $G_{Lmáx}$ se

obtiene para S_{22}^* . Por otro lado, se puede observar que se ha dibujado una recta que pasa por el centro de la carta de Smith y que también pasa por el centro de los círculos de ganancia constante y, en particular, por el de ganancia máxima, que es el punto S_{22}^* .

A la derecha, en azul, podemos ver los círculos de ganancia constante de la sección de entrada del amplificador. En este caso se han dibujado los círculos de ganancia 2 dB, 1 dB y 0 dB, así como el de ganancia máxima $G_{Smáx}$ que, como ya hemos visto, coincide con S_{11}^* . También se ha dibujado la recta que pasa por los centros de cada círculo, y en esta ocasión podemos observar cómo el círculo de ganancia 0 dB nos permite confirmar que efectivamente pasa por el centro de la carta de Smith.

Ejemplo 5

Siguiendo con el ejemplo del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, se pide diseñar un amplificador con este transistor para conseguir una ganancia de 15 dB a 5,5 GHz. Dibujar los círculos de ganancia constante de 0 dB a la entrada y de 2 dB a la salida. Seguiremos en el supuesto de que la impedancia de fuente es $Z_S = 40 \Omega$ y la impedancia de carga $Z_L = 25 \Omega$. Utilizaremos todas las líneas con un ancho $W = 1,54$ mm, que nos da una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, considerando un sustrato FR4 de $\epsilon_r = 4,6$ y grosor del dieléctrico $h = 0,813$ mm.

Solución

Recordemos nuevamente los parámetros S del transistor a 5,5 GHz:

$$S_{11} = |0,628|_{\angle -109,1}; \quad S_{21} = |4,467|_{\angle 74,2}; \quad S_{12} = |0,032|_{\angle 32,2}; \quad S_{22} = |0,663|_{\angle -58,3} \quad 4.87$$

Calculemos primero la ganancia máxima, $G_{TUmáx}$:

$$G_{TUmáx} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1}{1-|S_{22}|^2} = 1,651 * 19,954 * 1,784 = 58,772 \quad 4.88$$

Tal como ya se ha visto en el ejemplo 3.

Expresadas las ganancias en dB:

$$G_{TUmáx}(\text{dB}) = G_{Smáx}(\text{dB}) + G_0(\text{dB}) + G_{Lmáx}(\text{dB}) = 2,17 \text{ dB} + 13 \text{ dB} + 2,51 \text{ dB} = 17,68 \text{ dB} \quad 4.89$$

Por lo tanto nos sobra 2,68 dB para conseguir que la ganancia sea de 15 dB.

Una solución, de las muchas posibles, consistiría en diseñar las redes de adaptación, de tal manera que el coeficiente de reflexión Γ_S cayera en el círculo de ganancia constante a la entrada de 0 dB (perdiéndose 2,17 dB) y que el coeficiente de reflexión Γ_L cayera en el círculo de ganancia constante a la salida de 2 dB (perdiéndose otros 0,51 dB). Con ello el amplificador resultante tendría los 15 dB de ganancia deseada, pues perderíamos 2,17 dB + 0,51 dB = 2,68 dB, que eran los deseados.

Vamos entonces a dibujar primero estos dos círculos a partir de las ecuaciones 4.75, 4.76 y 4.83 a 4.86:

$$g_S(0 \text{ dB}) = \frac{G_S(0 \text{ dB})}{G_{Smáx}} = \frac{1}{1,651} = 0,605 \quad 4.90$$

$$g_L(2 \text{ dB}) = \frac{G_L(2 \text{ dB})}{G_{Lmáx}} = \frac{1,585}{1,784} = 0,888 \quad 4.91$$

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} = \frac{0,605 * |0,628|_{\angle 109,1}}{1 - (1 - 0,605) |0,628|_{\angle -109,1}^2} = |0,450|_{\angle 109,1} \quad 4.92$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S} [1 - |S_{11}|^2]}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} = \frac{\sqrt{1 - 0,605} [1 - |0,628|_{\angle -109,1}^2]}{1 - (1 - 0,605) |0,628|_{\angle -109,1}^2} = |0,450| \quad 4.93$$

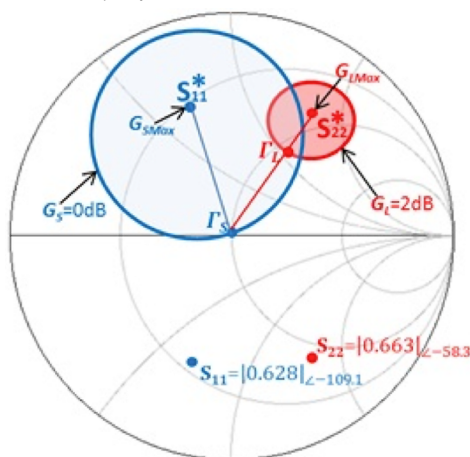
$$C_L = \frac{g_L S_{22}^*}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2} = \frac{0,888 * |0,663|_{\angle 58,3}}{1 - (1 - 0,888) |0,663|_{\angle -58,3}^2} = |0,619|_{\angle 58,3} \quad 4.94$$

$$R_L = \frac{\sqrt{1 - g_L} [1 - |S_{22}|^2]}{1 - (1 - g_L) |S_{22}|^2} = \frac{\sqrt{1 - 0,888} [1 - |0,663|_{\angle -58,3}^2]}{1 - (1 - 0,888) |0,663|_{\angle -58,3}^2} = 0,197 \quad 4.95$$

Nótese cómo el radio del círculo a la entrada es de igual magnitud que la ubicación del centro, lo que implica que pasa por el centro de la carta de Smith, tal como debe ser para un círculo de ganancia 0 dB.

En la figura 14 podemos ver dibujados los parámetros S_{11} y S_{22} y, a partir de ellos, buscamos sus complejos conjugados, que nos darán los coeficientes de reflexión que provocan ganancia máxima, $G_{S\text{máx}}$ y $G_{L\text{máx}}$. Se dibujan entonces los círculos de ganancia 0 dB a la entrada (en azul) y de 2 dB a la salida (en rojo).

Figura 14. Carta de Smith mostrando los puntos clave del ejemplo 5



Podemos elegir cualquier valor de coeficiente de reflexión que se encuentre sobre la circunferencia de estos círculos, con objeto de cumplir el objetivo inicial de ganancia 15 dB, pero siguiendo el criterio de optimización de la adaptación de impedancias, escogeremos los puntos que estén más cercanos al centro de la carta de Smith. Por tanto, el resultado es que la entrada estará adaptada a la impedancia de referencia de 50Ω (pues resulta un $\Gamma_S = 0$) y la salida tendrá un valor que podemos obtener leyéndolo directamente en la carta de Smith o deduciéndolo matemáticamente.

Por un lado, el ángulo del fasor Γ_L será el mismo que el de S_{22}^* , dado que, según el criterio de optimización de la adaptación de impedancias, deberá ser el punto del círculo de ganancia 2 dB que se encuentre sobre la recta que une S_{22}^* con el centro de la carta de Smith, por tanto:

$$\angle \Gamma_L = 58,3^\circ \quad 4.96$$

Por otro lado, el módulo de Γ_L , por el mismo razonamiento anterior, resultará de la diferencia entre el centro del círculo de ganancia 2 dB y su radio:

$$|\Gamma_L| = |C_L| - R_L = 0,619 - 0,197 = 0,422 \quad 4.97$$

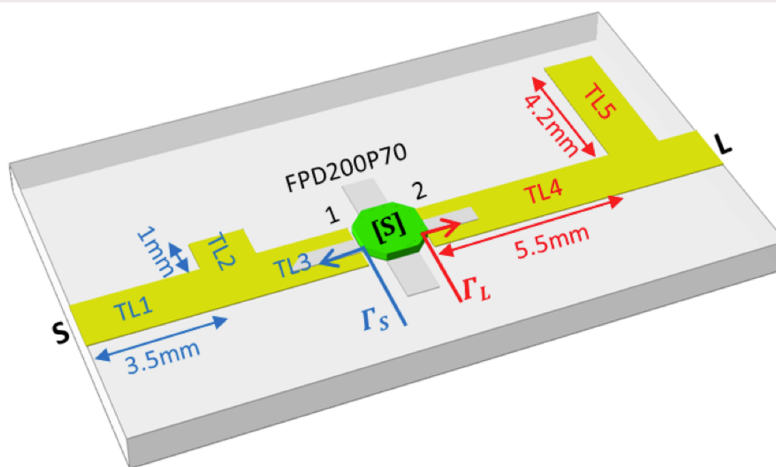
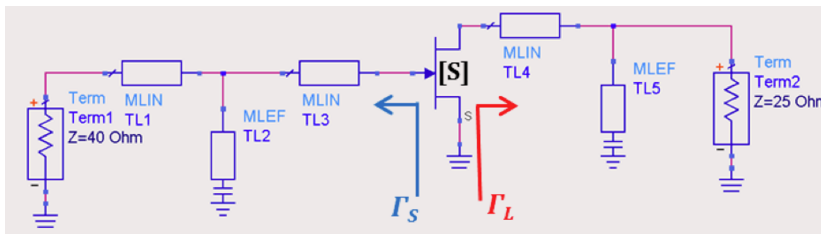
Por tanto:

$$\Gamma_L = 0,422 \angle_{58,3} \quad 4.98$$

Ya tenemos los coeficientes de reflexión que nos dan la ganancia deseada, ahora ya solo faltaría diseñar las redes de adaptación adecuadas para conseguir estos coeficientes de reflexión: $\Gamma_L = 0,422 \angle_{58,3}$ y $\Gamma_S = 0$. Aquí también podemos tener múltiples posibles soluciones diferentes, nosotros nos centraremos en una sola de ellas, que consiste en utilizar la técnica de adaptación de impedancias mediante *stub* acabado en circuito abierto seguido de una cierta longitud de línea de transmisión. Utilizaremos, pues, una cierta longitud de línea de transmisión de impedancia característica Z_0 y un *stub* también con impedancia característica Z_0 , de otra determinada longitud y acabado en circuito abierto, tanto a la entrada como a la salida.

La figura 15 muestra, arriba, el esquema del transistor con las redes de adaptación simuladas y abajo, su implementación física, donde en ambos casos se ha obviado la red de polarización del transistor, simplificándose por su modelo lineal de parámetros S de dos puertos.

Figura 15. Esquema de simulación de redes de adaptación e implementación física del ejemplo 5



Ya sea bien por simulación, o bien aplicando las técnicas ya vistas de circuitos pasivos de microondas, llegamos a una de las posibles soluciones en que las longitudes de los *stubs* son:

$$TL2 = 1 \text{ mm } (0,034\lambda) \text{ y } TL5 = 4,2 \text{ mm } (0,146\lambda) \quad 4.99$$

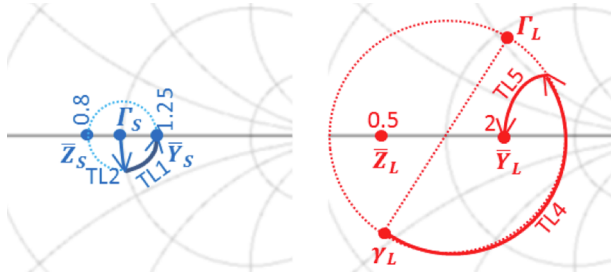
Mientras que las longitudes de las líneas son:

$$TL1 = 3,5 \text{ mm } (0,122\lambda) \text{ y } TL4 = 5,5 \text{ mm } (0,190\lambda) \quad 4.100$$

La longitud de $TL3$ puede ser cualquiera dado que ya ve una impedancia de 50Ω .

La figura 16 detalla el cálculo de las redes de adaptación sobre la carta de Smith.

Figura 16. Detalle de la evolución de las redes de adaptación a entrada y salida sobre la carta de Smith



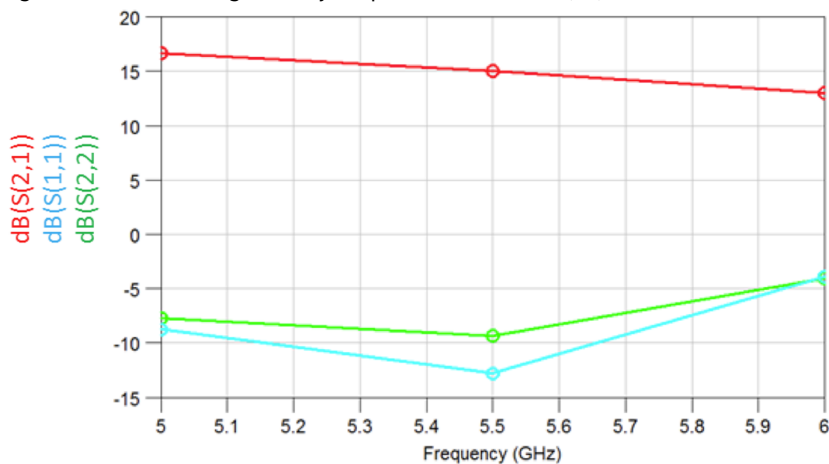
En la figura de la izquierda, en azul, vemos el cálculo sobre la impedancia de fuente Z_S : a partir de $\Gamma_S = 0$, se va construyendo la red de adaptación que nos debe llevar a obtener $Z_S = 40 \Omega$, que equivale a decir $\bar{Z}_S = 0,8$. Pasamos directamente a carta de admitancias sin movernos del centro de la carta de Smith y, en primer lugar, nos encontramos con la línea de transmisión $TL3$. Dado que todas las líneas que utilizaremos tienen impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, en el caso de $TL3$ no importará cuál sea su longitud, pues en este caso particular estamos viendo la misma impedancia de 50Ω y, por consiguiente, nos quedaremos en el mismo punto $\Gamma_S = 0$. A continuación, $TL2$ es un *stub* en circuito abierto de longitud 1 mm ($0,034\lambda$), nos desplazamos entonces por la línea de parte real constante tal como indica la figura. Por último, la línea de transmisión $TL1$ nos hace desplazar $3,5 \text{ mm}$ ($0,122\lambda$) en un círculo de radio constante (centrado en el punto central de la carta) hasta el punto $1,25$, que no es más que la admitancia de fuente \bar{Y}_S que queríamos obtener.

Por otro lado, en la figura de la derecha, en rojo, vemos el cálculo sobre la impedancia de carga Z_L : a partir del punto $\Gamma_L = |0,422|_{\angle 58,3}$, deberemos llegar a obtener la impedancia de carga $Z_L = 25 \Omega$, que equivale a decir $Z_L = 0,5$.

Primero pasamos a carta de admitancias, obteniendo $\gamma_L = |0,422|_{\angle -121,7}$ (mismo módulo que Γ_L y fase con 180° menos). A continuación nos encontramos con $TL4$, desplazándonos $5,5 \text{ mm}$ ($0,190\lambda$) en un círculo de radio constante con centro en el punto 1 de la carta, dado que se trata de una línea de transmisión de $Z_0 = 50 \Omega$. Nos detenemos en el momento que cortamos a la línea de parte real constante igual a nuestra admitancia objetivo, es decir, $\bar{Y}_L = 2$. El *stub* $TL5$, por último, nos desplaza hasta esa admitancia, gracias a su longitud de $4,2 \text{ mm}$ ($0,146\lambda$).

Con esto queda diseñado el amplificador. No obstante, finalizaremos con un estudio de la ganancia y adaptación conseguidas en función de la frecuencia, para lo cual añadimos los datos de parámetros S del transistor a las frecuencias vecinas de 5 y 6 GHz y, en vez de hacer el cálculo analíticamente, los introducimos en un simulador de circuitos de microondas, obteniendo la gráfica de la figura 17 de la ganancia en dB (en rojo) en función de la frecuencia para el amplificador diseñado.

Figura 17. Gráfica de la ganancia y adaptaciones simuladas (dB)



Las gráficas en azul y verde pertenecen al nivel de adaptación en dB en función de la frecuencia del amplificador diseñado a la entrada y a la salida respectivamente.

Se observa que, efectivamente, la ganancia es 15 dB a 5,5 GHz, tal y como deseábamos, y el nivel de adaptación es bueno, fruto de haber seguido el criterio de selección de los coeficientes de reflexión lo más cercanos posible al centro de la carta de Smith.

Como resumen de los apartados "Diseño de amplificadores para ganancia específica" y "Círculos de ganancia unilateral constante" y, siguiendo el procedimiento del ejemplo 5, podemos intentar sistematizar los pasos a seguir para diseñar un amplificador con una ganancia específica G (dB) de la manera siguiente:

1) Calculamos la ganancia de transferencia unilateral máxima según 4.63 y 4.64.

2) Deducimos la ganancia que debemos sacrificar de la ganancia máxima calculada:

$$\Delta G = G_{TU\text{máx}}(\text{dB}) - G \quad (\text{dB}) \quad 4.101$$

3) Primer grado de libertad en el diseño: decidimos cuántos dB sacrificamos de cada una de las ganancias G_S (dB) y G_L (dB). Obviamente, dependiendo de la decisión tomada en este punto, nos llevará a diferentes soluciones, pero todas ellas serán válidas.

4) Calculamos y/o dibujamos en la carta de Smith los círculos de ganancia constante que resulten de la decisión tomada en el punto anterior.

5) Segundo grado de libertad en el diseño: seleccionamos los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida. Cualquiera que elijamos en la circunferencia de la ganancia escogida será válido, por tanto, aquí se nos abre también un amplio abanico de posibles soluciones, que también serán todas válidas, pero en este caso el criterio más habitual será escogerlo en el punto de los círculos de ganancia constante que esté más cercano al centro de la carta de Smith, con objeto de conseguir optimizar el nivel de adaptación de impedancias del amplificador resultante.

6) Tercer grado de libertad en el diseño: diseñamos las redes de adaptación por el método que creamos más conveniente para conseguir los coeficientes de reflexión obtenidos en el punto anterior. De nuevo, existen multitud de posibles soluciones, todas ellas válidas, pero deberemos escoger un camino determinado. El diseño del amplificador quedará así finalizado.

7) Por último, con el amplificador ya diseñado, podemos hacer una simulación de sus características en función de la frecuencia, con objeto de ver su comportamiento en un determinado margen.

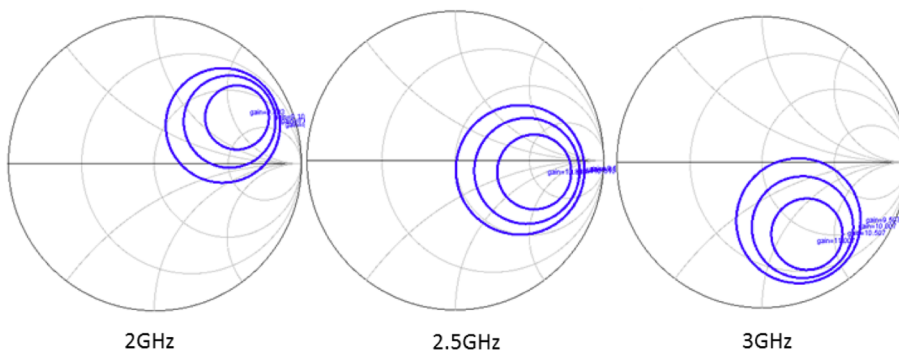
2.6. Diseño en toda la banda de trabajo

Es importante destacar que la metodología de diseño de amplificadores analizada hasta el momento se realiza únicamente a una frecuencia determinada. Sin embargo, todo sistema trabajará siempre en un cierto margen de frecuencias (ancho de banda), por lo que, idealmente, deberíamos hacer el estudio para cada una de las frecuencias del rango de trabajo del amplificador. Este estudio realizado analíticamente resulta tremendamente laborioso debido al gran volumen de cálculos necesario, pero puede realizarse mediante potentes simuladores de circuitos de microondas existentes en el mercado y en un tiempo razonable. Para asegurarnos de que el amplificador tenga una respuesta en frecuencia uniforme, deberemos seleccionar varias frecuencias dentro del ancho de banda de trabajo y ajustar las redes de adaptación para que se cumplan las especificaciones en cada una de ellas y, por extrapolación, podremos asegurar que se cumplen también en todo el ancho de banda de funcionamiento, teniendo en cuenta que las características del amplificador y de las redes de adaptación suelen tener una variación suave con la frecuencia.

En el caso más simple, deberíamos diseñar para las frecuencias mínima, central y máxima dentro del ancho de banda de trabajo y, si en las tres se cumple la especificación, podremos dar por bueno el diseño con mayor seguridad que habiendo diseñado a solo una frecuencia, donde generalmente se escogerá la central.

En la figura 18 se muestra un ejemplo para un amplificador en el que se puede observar los círculos de ganancia constante 1, 1,5 y 2 dB a la entrada. Estos círculos se han calculado para cada una de las tres frecuencias diferentes seleccionadas a estudio: 2, 2,5 y 3 GHz.

Figura 18. Círculos de ganancia constante de un amplificador a tres frecuencias distintas



Se puede apreciar cómo estos círculos están ubicados en zonas sensiblemente diferenciadas de la carta de Smith para cada una de las tres frecuencias sometidas a estudio. Por este motivo, nos llevarán a soluciones de diseño diferentes según hagamos el estudio a una u otra frecuencia.

Se tratará, por tanto, de seleccionar el valor de Γ a cada frecuencia que mejor se adapte a la respuesta en frecuencia de la red de adaptación, con objeto de mantener la ganancia lo más uniformemente constante posible a un valor determinado en todo el rango de frecuencias de operación del amplificador.

2.7. Tolerancias del diseño

Finalmente, otro fenómeno a tener en cuenta es el impacto en el diseño de las condiciones ambientales de trabajo y las tolerancias debidas a irregularidades en la fabricación de los componentes.

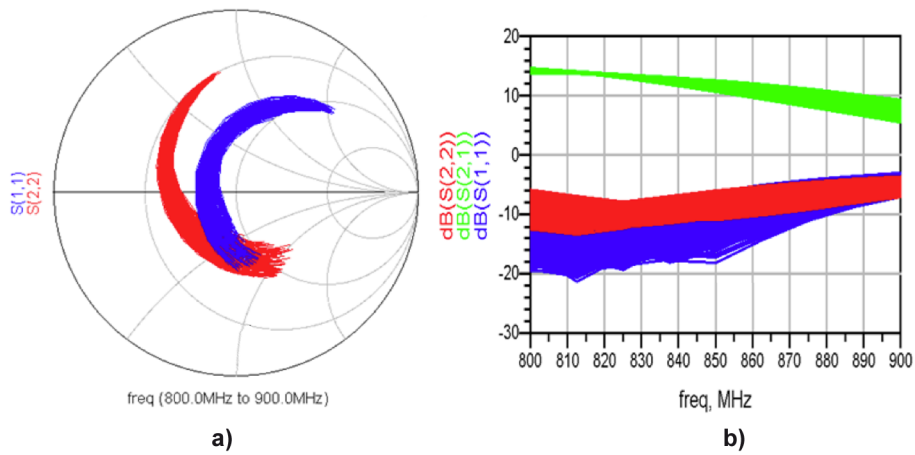
Ya sabemos que las características de un componente dependen de sus propiedades físicas y estas, a su vez, dependen de las condiciones ambientales de humedad, presión y, sobre todo, de temperatura. Por eso, en un diseño donde el amplificador deba ser operativo en un amplio margen de temperaturas, deberemos tener en cuenta que, tanto los parámetros S del transistor como los de las redes de adaptación a la entrada y a la salida, pueden sufrir sensibles variaciones alrededor de su valor nominal, por lo que los cálculos realizados y los resultados obtenidos a una temperatura determinada pueden variar sustancialmente a otra.

Por tanto, de forma análoga a como hacíamos para asegurar un buen diseño en todo el ancho de banda de operación del amplificador, deberemos hacer lo mismo para asegurar características del amplificador uniformes en un rango amplio de temperaturas de trabajo. Para ello podemos hacer el diseño a varios valores de temperatura, por ejemplo a la mínima, a la central y a la máxima especificada, y asegurarnos de que las características del amplificador están dentro de las especificaciones a cada una de ellas. Por extrapolación y, considerando que los cambios en los parámetros S no son bruscos sino que siguen una variación uniforme con la temperatura, consideraremos que también cumplirá especificaciones en el resto de temperaturas de trabajo.

La mayoría de simuladores de microondas permiten hacer un estudio de tolerancias, ya sean debidas a la temperatura o a la calidad en la fabricación de los componentes, tanto de los componentes discretos como de los circuitos *microstrip* utilizados en las redes de adaptación, así como evaluar el circuito con los parámetros S medidos del amplificador a diferentes temperaturas.

En la figura 19 podemos ver un ejemplo sobre cómo varían los parámetros S_{11} (en azul) y S_{22} (en rojo) de un amplificador diseñado para operar en la banda de 800 a 900 MHz, tanto en la carta de Smith (a) como en la representación cartesiana (b), donde también se ha representado el parámetro S_{21} .

Figura 19. Ejemplo de simulación de tolerancias de un amplificador. a) Carta de Smith. b) Representación cartesiana



Vemos que la respuesta en frecuencia varía sensiblemente en torno a una zona determinada debido al cambio de comportamiento del circuito al variar la temperatura u otras condiciones ambientales. Debemos tener en cuenta todos estos efectos al diseñar el circuito amplificador y aprender a considerar un cierto margen en los resultados, con objeto de prevenir los efectos de estas tolerancias en el comportamiento de los circuitos.

3. Estabilidad en amplificadores

Continuando con el análisis y diseño lineal del amplificador a través del modelo de parámetros S del transistor, vamos a analizar ahora su **estabilidad** para asegurar que su diseño, si bien cumple con las especificaciones de ganancia deseadas, no sea una solución que implique una realimentación excesiva y pueda entrar en una situación inestable que le lleve a oscilar, por lo que el diseño deje de ser válido.

Del circuito amplificador genérico de la figura 11 podremos decir que es inestable tan solo en el caso de que la impedancia de entrada, Z_{in} , y/o la impedancia de salida, Z_{out} presenten parte real negativa.

Partimos, pues, de esta condición para analizar si el circuito amplificador es o no es estable. Por supuesto, estamos suponiendo en todo momento que las impedancias de fuente y de carga son pasivas.

Esta condición se puede plantear en función de los coeficientes de reflexión. Si Z_{in} es de parte real negativa, ello implica que $|\Gamma_{in}| > 1$ y, de forma análoga, si Z_{out} es de parte real negativa, ello implica que $|\Gamma_{out}| > 1$.

Como ya vimos en 4.18 y 4.19 Γ_{in} y Γ_{out} dependen de las impedancias de carga, Z_L y de fuente, Z_S respectivamente, o lo que es lo mismo, dependen de Γ_L y Γ_S . Es decir, que la entrada depende de la salida y viceversa, por lo que tenemos realimentación y cualquier circuito realimentado sabemos que es susceptible de ser inestable.

De aquí se definen dos tipos posibles de estabilidad para un circuito:

1) Circuito incondicionalmente estable. Se dice que un circuito es incondicionalmente estable si para cualquier impedancia pasiva de fuente Z_S y de carga Z_L (es decir, para cualquier Γ_L y Γ_S de módulo menor a 1) se cumple:

$$|\Gamma_{in}| < 1 \quad \text{y} \quad |\Gamma_{out}| < 1 \quad 4.102$$

2) Circuito condicionalmente estable. Un circuito es condicionalmente estable si la condición de estabilidad anterior $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ solo se cumple para un determinado rango de valores de Z_S y Z_L , es decir, que habrá valores de Γ_L y Γ_S para los cuales $|\Gamma_{in}| > 1$ y/o $|\Gamma_{out}| > 1$.

Es importante destacar que, nuevamente, estamos haciendo el análisis a una frecuencia determinada, sin embargo, la condición de estabilidad dependerá de la frecuencia a la que se haga el estudio, por lo que es posible que se dé el caso de un amplificador que en su zona de trabajo salga incondicionalmente estable, pero a otras frecuencias sea inestable. Habrá que estudiar también, por tanto, frecuencias incluso fuera del rango de trabajo, y esto se suele hacer típicamente a través del llamado **factor de Rollet**, K , mediante el cual es posible comprobar si la condición de estabilidad (que definiremos más adelante) se cumple o no en todo un rango determinado de frecuencias, incluso fuera de la banda de trabajo, aunque por lo general, al estar convenientemente filtradas estas últimas, no darán demasiados problemas.

3.1. Círculos de estabilidad

Los **círculos de estabilidad** definen la frontera entre los valores de Γ_L y Γ_S que hacen al circuito amplificador incondicionalmente estable de los que lo hacen condicionalmente estable.

Para encontrar esta frontera, basándonos en 4.102, no hay más que aplicar:

$$|\Gamma_{in}| = 1 \text{ y } |\Gamma_{out}| = 1 \quad 4.103$$

a las ecuaciones 4.18 y 4.19 que nos relacionan Γ_{in} y Γ_{out} con Γ_L y Γ_S .

Aquellos valores de Γ_L y Γ_S de la carta de Smith que hagan $|\Gamma_{in}| < 1$ y $|\Gamma_{out}| < 1$ nos definirán la **zona estable** del plano Γ_L y Γ_S respectivamente, el resto de valores, los ubicados al otro lado del círculo de estabilidad, constituirá la llamada **zona condicionalmente estable**.

Nótese que en el caso de unilateralidad ($S_{12} \simeq 0$) la condición de estabilidad se reduce a:

$$|S_{11}| < 1 \text{ y } |S_{22}| < 1 \quad 4.104$$

Veamos cómo obtener la expresión del centro y radio de estos círculos de estabilidad para poder dibujarlos en la carta de Smith y así poder identificar de forma clara y sencilla las zonas de estabilidad condicional e incondicional. Vamos a verlo para el círculo de estabilidad a la entrada y, para el círculo de estabilidad a la salida, el procedimiento a seguir sería análogo, tan solo habría que intercambiar S_{22} y S_{11} en las expresiones obtenidas.

Si aplicamos la condición de círculo de estabilidad a la ecuación 4.19:

$$|\Gamma_{\text{out}}| = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \right| = 1 \quad 4.105$$

$$|S_{22}(1 - S_{11}\Gamma_S) + S_{12}S_{21}\Gamma_S| = |1 - S_{11}\Gamma_S| \quad 4.106$$

Definamos, para simplificar:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad 4.107$$

Entonces la expresión obtenida anteriormente queda así simplificada:

$$|S_{22} - \Delta\Gamma_S| = |1 - S_{11}\Gamma_S| \quad 4.108$$

Elevando al cuadrado y simplificando:

$$|S_{22}|^2 + |\Delta|^2 |\Gamma_S|^2 - (\Delta\Gamma_S S_{22}^* + \Delta^* \Gamma_S^* S_{22}) = |1 - S_{11}\Gamma_S|^2 - (S_{11}^* \Gamma_S^* + S_{11}\Gamma_S) \quad 4.109$$

$$(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2) \Gamma_S \Gamma_S^* - (S_{11} - \Delta S_{22}^*) \Gamma_S - (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) \Gamma_S^* = |S_{22}|^2 - 1 \quad 4.110$$

$$\Gamma_S \Gamma_S^* - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*) \Gamma_S + (S_{11}^* - \Delta^* S_{22}) \Gamma_S^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{|S_{22}|^2 - 1}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad 4.111$$

si añadimos a ambos lados:

$$\frac{|S_{11} - \Delta S_{22}^*|^2}{(|S_{11}|^2 - |\Delta|^2)^2} \quad 4.112$$

$$\left| \Gamma_S - \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad 4.113$$

Y esta expresión tiene la forma $|\Gamma - C| = R$, la cual representa un círculo de radio R (número real) y centro C (número complejo) en el plano Γ .

Por tanto, tenemos que, finalmente, las expresiones para el centro y el radio del círculo de estabilidad a la entrada son:

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \quad 4.114$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad 4.115$$

De modo análogo llegaríamos a la expresión de los círculos de estabilidad a la salida:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \quad 4.116$$

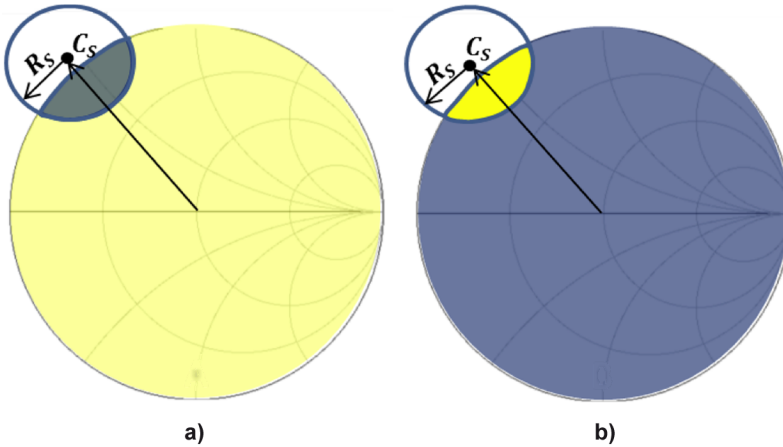
$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad 4.117$$

Con estas expresiones para el centro y el radio de ambos círculos de estabilidad, estamos ya en condiciones de, conocidos los parámetros S del dispositivo (transistor en nuestro caso), dibujar el círculo de estabilidad a la entrada que representa los valores de Γ_S para los cuales $|\Gamma_{\text{out}}| = 1$ en la carta de Smith. Solo nos faltará determinar qué lado del círculo es donde se encuentran los valores de Γ_S que hacen que $|\Gamma_{\text{out}}| < 1$ (incondicionalmente estable) y qué lado es donde se encuentran los valores de Γ_S que hacen que $|\Gamma_{\text{out}}| > 1$ (condicionalmente estable). El razonamiento análogo aplica para el círculo de estabilidad a la salida y a Γ_L .

Una manera de averiguar si la zona incondicionalmente estable es la interna al círculo de estabilidad o la zona exterior a él, consiste en calcular simplemente un punto que sea muy sencillo y analizar su estabilidad. Si ese punto nos da incondicionalmente estable y resulta que cae en el exterior del círculo de estabilidad, entonces ya sabremos que todos los demás puntos externos al círculo constituyen la zona incondicionalmente estable, mientras que serán los puntos internos al círculo los condicionalmente estables. Si por el contrario, este punto cae en el interior del círculo de estabilidad, entonces las zonas serán a la inversa de antes, es decir, la zona incondicionalmente estable será la interna al círculo y la condicionalmente estable será la exterior a él.

Un punto sencillo de calcular será por ejemplo el centro de la carta de Smith, es decir, para nuestro caso particular, $\Gamma_S = 0$. Para este punto, según la ecuación 4.19 deducimos que $\Gamma_{\text{out}} = S_{22}$, y si $|S_{22}| < 1$ entonces significa que este punto de la carta de Smith corresponde a la zona incondicionalmente estable. Por consiguiente, en este ejemplo, si el centro de la carta de Smith cae fuera del círculo de estabilidad, la zona incondicionalmente estable será la externa al círculo, mientras que la condicionalmente estable será la interna.

La figura 20 muestra un ejemplo de círculo de estabilidad a la entrada de un amplificador, para el caso en que $|S_{22}| < 1$ (a) y para el caso en que $|S_{22}| > 1$ (b). Las zonas incondicionalmente estables aparecen de color amarillo.

Figura 20. Círculo de estabilidad a la entrada. a) $|S_{22}| < 1$. b) $|S_{22}| > 1$.

El procedimiento a seguir sería, en primer lugar, dibujar la carta de Smith del plano Γ_S .

A continuación, dados los parámetros S del transistor, deducimos su círculo de estabilidad a la entrada mediante las ecuaciones analizadas anteriormente 4.114 y 4.115, obteniendo el centro C_S y el radio R_S del círculo.

Seguidamente debemos determinar si la zona incondicionalmente estable es la interna o la externa al círculo. Para ello, como ya se ha explicado antes, recurrimos a calcular un punto determinado, en concreto, escogemos el centro de la carta de Smith, es decir, $\Gamma_S = 0$. Como ya hemos visto, para $\Gamma_S = 0$ tenemos que $\Gamma_{out} = S_{22}$ y, si resulta ser que $|S_{22}| < 1$ entonces se deduce que el centro de la carta de Smith $\Gamma_S = 0$ pertenece a la zona incondicionalmente estable y, como él, todo el resto de puntos del plano Γ_L que estén ubicados al exterior del círculo de estabilidad (figura 20a, en amarillo), mientras que los puntos internos al círculo de estabilidad y a la carta de Smith serán los condicionalmente estables (zona de azul).

Si en cambio resulta que $|S_{22}| > 1$, entonces toda esa zona externa al círculo de estabilidad será la condicionalmente estable (figura 20b, en azul), y tan solo una pequeña área inscrita en el interior del círculo de estabilidad y de la carta de Smith será la zona incondicionalmente estable (figura 20b, zona amarilla).

Ejemplo 6

Siguiendo con el ejemplo del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, se pide calcular y dibujar los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida a la frecuencia de trabajo de 5,5 GHz. Encontrar las zonas incondicionalmente estables a la entrada y a la salida. Hacer también el cálculo y el gráfico de los círculos a las frecuencias vecinas de 5 y 6 GHz.

Solución

Los parámetros S del transistor a 5,5 GHz eran:

$$S_{11} = |0,628|_{\angle -109,1}; \quad S_{21} = |4,467|_{\angle 74,2}; \quad S_{12} = |0,032|_{\angle 32,2}; \quad S_{22} = |0,663|_{\angle -58,3} \quad 4.118$$

Calculemos primero el factor Δ según definimos en la ecuación 4.107:

$$\begin{aligned} \Delta &= S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} = \\ &= |0,628|_{\angle -109,1} |0,663|_{\angle -58,3} - |0,032|_{\angle 32,2} |4,467|_{\angle 74,2} = |0,43|_{\angle -148,1} \end{aligned} \quad 4.119$$

A continuación, apliquemos la ecuación 4.114 hasta la 4.117 para calcular centro y radio de ambos círculos:

- Círculo de estabilidad a la entrada:

$$C_S = \frac{(S_{11} - \Delta S_{22}^*)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{(|0,628|_{\angle -109,1} - |0,43|_{\angle -148,1} |0,663|_{\angle 58,3}^*)^*}{||0,628|_{\angle -109,1}|^2 - ||0,43|_{\angle -148,1}|^2} = |1,78|_{\angle 124} \quad 4.120$$

$$R_S = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{|0,032|_{\angle 32,2} |4,467|_{\angle 74,2}}{||0,628|_{\angle -109,1}|^2 - ||0,43|_{\angle -148,1}|^2} \right| = 0,68 \quad 4.121$$

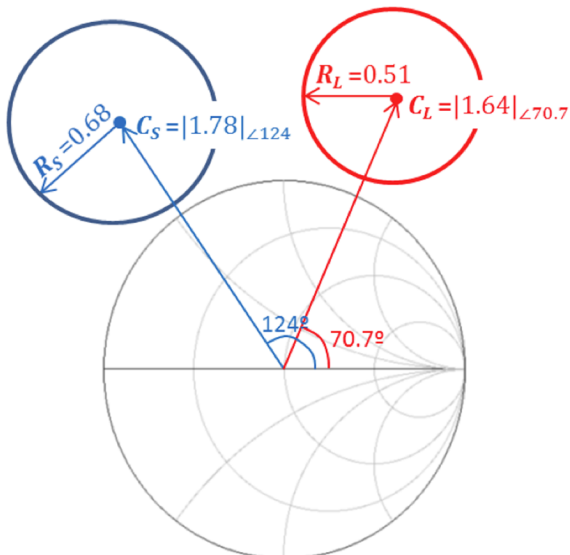
- Círculo de estabilidad a la salida:

$$C_L = \frac{(S_{22} - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} = \frac{(|0,663|_{\angle -58,3} - |0,43|_{\angle -148,1} |0,628|_{\angle 109,1}^*)^*}{||0,663|_{\angle -58,3}|^2 - ||0,43|_{\angle -148,1}|^2} = |1,64|_{\angle 70,7} \quad 4.122$$

$$R_L = \left| \frac{S_{12}S_{21}}{|S_{22}|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{|0,032|_{\angle 32,2} |4,467|_{\angle 74,2}}{||0,663|_{\angle -58,3}|^2 - ||0,43|_{\angle -148,1}|^2} \right| = 0,51 \quad 4.123$$

Una vez calculados los centros y radios de cada círculo, podemos pasar a dibujarlos en la carta de Smith, obteniendo el resultado de la figura 21. En ella puede apreciarse cómo ambos círculos caen completamente fuera de la carta de Smith.

Figura 21. Círculo de estabilidad a la entrada (azul) y a la salida (rojo) para el ejemplo 6



Dado que tanto el coeficiente S_{22} como el S_{11} poseen módulo menor a 1, deducimos que tanto $\Gamma_S = 0$ como $\Gamma_L = 0$ respectivamente son puntos estables, por lo que en este ejemplo, todos los puntos de la carta de Smith son incondicionalmente estables, tanto a la entrada como a la salida.

Siguiendo el mismo procedimiento, encontraremos los valores a las frecuencias de 5 y 6 GHz siguientes:

- A 5 GHz:

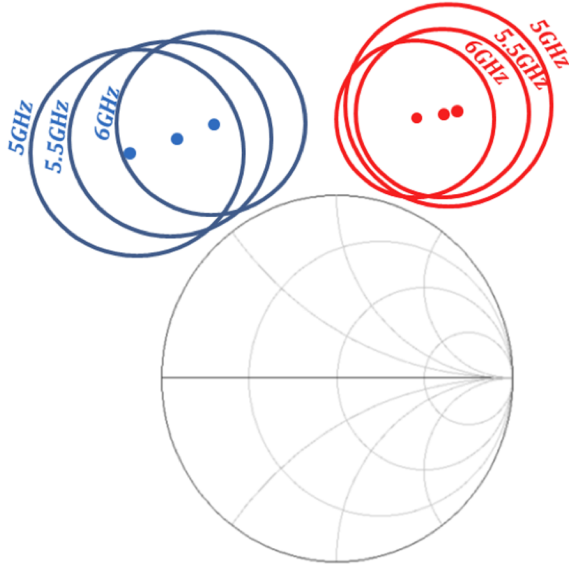
$$C_S = |1,70|_{\angle 116} \quad R_S = 0,62 \quad C_L = |1,68|_{\angle 69,7} \quad R_L = 0,56 \quad 4.124$$

- A 6 GHz:

$$C_S = |1,85|_{\angle 133} \quad R_S = 0,73 \quad C_L = |1,62|_{\angle 74,3} \quad R_L = 0,44 \quad 4.125$$

La figura 22 presenta los tres círculos de estabilidad a la entrada (a 5, 5,5 y 6 GHz, en azul) y los tres círculos de estabilidad a la salida (en rojo). Resulta toda la carta de Smith incondicionalmente estable, tanto a la entrada como a la salida a las tres frecuencias estudiadas, dado que tanto $\Gamma_S = 0$ como $\Gamma_L = 0$ son puntos estables.

Figura 22. Círculos de estabilidad a la entrada (azul) y a la salida (rojo) para tres frecuencias distintas de estudio



3.2. Factor de estabilidad, K

Para que un circuito sea incondicionalmente estable para cualquier valor de Γ , ya sea a la entrada o a la salida, deberá cumplirse que el círculo de estabilidad esté íntegramente en el exterior de la carta de Smith y, por supuesto, que los puntos internos a la carta de Smith tengan módulo de S_{ij} menor a 1.

Ejemplo 6

El ejemplo 6 es un caso de circuito incondicionalmente estable.

Analíticamente, tendremos que las condiciones de *circuito incondicionalmente estable* son las siguientes:

$$| |C_L| - R_L | > 1, \quad \text{para } |S_{11}| < 1 \quad 4.126$$

$$| |C_S| - R_S | > 1, \quad \text{para } |S_{22}| < 1 \quad 4.127$$

Es evidente que si $|S_{11}| > 1$ o $|S_{22}| > 1$ el amplificador no podrá ser incondicionalmente estable para ningún valor de impedancia de fuente o carga, pues siempre podremos hacer que estas sean Z_0 y, por consiguiente Γ_S y Γ_L sean nulas y, de las ecuaciones 4.18 y 4.19 tendremos que $|\Gamma_{in}| > 1$ y $|\Gamma_{out}| > 1$, por tanto, circuito inestable.

Partiendo de la condición de estabilidad incondicional y de las ecuaciones 4.18 y 4.19 tendremos que debe cumplirse:

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \quad 4.128$$

Y desarrollando adecuadamente esta expresión, podemos llegar a definir el **factor K de estabilidad de un circuito** (o **factor de Rollet**) de manera que para que sea incondicionalmente estable deberá cumplirse la condición alternativa a la ecuación 4.126 y la 4.127 siguiente:

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad 4.129$$

y

$$|\Delta| < 1 \quad 4.130$$

El factor K de estabilidad nos da otro método, en este caso más analítico, para estudiar la estabilidad de un circuito, y es tan válido como la ecuación 4.126 y la 4.127.

Ejemplo 7

Siguiendo con el ejemplo anterior del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, se pide calcular el factor K de estabilidad a 5,5 GHz. Se pide también dibujar la evolución de este factor K en el margen de frecuencias de 1 a 8 GHz.

Solución

Calculemos primero el factor de estabilidad a la frecuencia específica de 5,5 GHz.

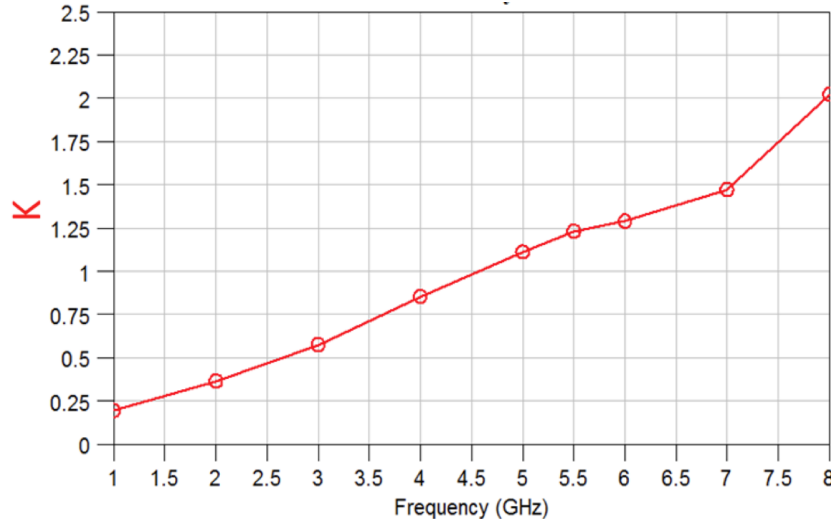
Ya vimos en el ejemplo 6 que $\Delta = |0,431|_{\angle -148,1}$, por tanto, se cumple $|\Delta| < 1$.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} = \frac{1 - |0,628|_{\angle -109,1}|^2 - |0,663|_{\angle -58,3}|^2 + |0,431|_{\angle -148,1}|^2}{2|0,032|_{\angle 32,2}|4,467|_{\angle 74,2}|} = 1,23 \quad 4.131$$

Por lo que, a 5,5 GHz se cumple que el circuito es incondicionalmente estable, tal como debíamos esperar en coherencia con los resultados del ejemplo 6.

Introducidos los parámetros S del transistor en todo el rango de frecuencias de 1 a 8 GHz, obtenemos el resultado de la figura 23. En ella puede apreciarse que, si bien el amplificador resulta incondicionalmente estable en el margen de interés de 5 a 6 GHz (pues $K > 1$), existe una zona en que es potencialmente inestable, alrededor de 4 GHz hacia frecuencias menores, donde $K < 1$. Este ejemplo nos indica la importancia de hacer el estudio de estabilidad no solo en el margen de frecuencias del amplificador, donde nos ha salido incondicionalmente estable, sino también en todo el margen de frecuencias posible, porque siempre puede ocurrir que en un determinado margen de frecuencias sea potencialmente inestable.

Figura 23. Factor de estabilidad K entre 1 y 8 GHz



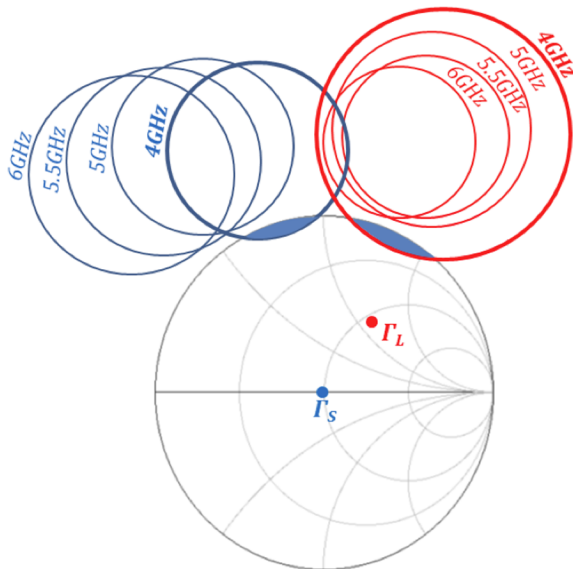
Para asegurar que el diseño sea estable, deberemos hacer el análisis de estabilidad a cada frecuencia en la que $K < 1$. Vamos a analizar la estabilidad para 4 GHz, donde el factor K empieza a estar por debajo de 1, y por tanto, el circuito empieza a tener soluciones que pueden ser inestables.

Procediendo de manera análoga al análisis hecho a 5,5 GHz, partimos de los parámetros S del transistor a 4 GHz y calculamos el centro y radio de los círculos de estabilidad. A 4 GHz:

$$C_S = |1,56|_{\angle 102} \quad R_S = 0,56 \quad C_L = |1,75|_{\angle 67,2} \quad R_L = 0,79 \quad 4.132$$

y a continuación dibujamos los círculos de estabilidad a entrada y salida a 4 GHz en la carta de Smith, según se observa en la figura 24.

Figura 24. Círculos de estabilidad a la entrada y a la salida a 4 GHz



Se aprecia que, efectivamente, los círculos a 4 GHz empiezan a invadir la carta de Smith, definiéndose, ahora sí, las zonas condicionalmente inestables, que se han marcado en azul, y que se corresponden con la zona interior de los círculos que intersecta con la carta. En la figura 24, se han marcado los coeficientes de reflexión que se escogieron para el amplificador en el ejemplo 5, y vemos que se encuentran en la zona estable, considerablemente alejados de las zonas inestables definidas a 4 GHz, por lo que podemos concluir que a esta frecuencia el amplificador diseñado sigue siendo estable. No obstante, estos coeficientes de reflexión también habrán evolucionado en función de la frecuencia, por

lo que, para ser estrictos, deberíamos calcular cuál es su ubicación a 4 GHz y comprobar si continúan en zona incondicionalmente estable.

El mismo análisis deberíamos hacer a 3, 2 y 1 GHz para terminar de asegurar la estabilidad del diseño en toda la gama de frecuencias.

4. Ruido en amplificadores

Hasta este punto del módulo hemos visto cómo analizar y diseñar amplificadores de microondas con una cierta ganancia y asegurando su funcionamiento estable. Esto sería ya suficiente para un diseño robusto, pero existe además otro parámetro que en determinadas aplicaciones es importante también considerar en el diseño lineal de amplificadores. Se trata de la **figura de ruido**, F , o bien de su acepción logarítmica conocida como *factor de ruido* (NF):

$$NF = 10 \log F \quad 4.133$$

En sistemas receptores de microondas, ya hemos visto en otros módulos que la primera etapa del sistema tiene un efecto claramente dominante sobre el factor de ruido global de todo el sistema.

En general, no será posible el diseño para obtener la máxima ganancia posible y, al mismo tiempo, obtener el mínimo factor de ruido posible. Esta sería la situación ideal, pero casi siempre habrá que asumir y buscar el compromiso más adecuado a cada aplicación concreta entre la ganancia y el factor de ruido del amplificador final.

Este diseño, que toma en consideración ambos parámetros, puede hacerse muy bien mediante la herramienta que nos proporciona los círculos de ganancia constante y los círculos de figura de ruido constante que veremos en este apartado.

Tomemos como punto de partida la expresión genérica de la figura de ruido para un amplificador de dos puertos:

$$F = F_{\min} + \frac{r_n}{g_s} \left| \bar{Y}_S - \bar{Y}_o \right|^2 \quad 4.134$$

donde:

- F_{\min} : es la figura de ruido mínima que puede tener el transistor. Es un dato que suele suministrar el fabricante o que puede ser medido de manera empírica. Se consigue cuando la admitancia normalizada de fuente es igual a la óptima ($\bar{Y}_S = \bar{Y}_o$).
- r_n : es la llamada resistencia equivalente de ruido del transistor. También es un dato suministrado por el fabricante o que se puede medir.
- $Y_S = g_s + jb_s$: es la admitancia de la fuente o generador.

Ved también

Un análisis de esta última afirmación puede examinarse en el "Anexo", donde se ve la fórmula de Friis para el cálculo del factor de ruido de varias etapas, y se analiza un ejemplo en el que se pone de manifiesto este efecto.

Lectura recomendada

La figura de ruido se analiza en detalle en:

C. Gentile (1987). *Microwave Amplifiers and Oscillators*. Nueva York: McGraw-Hill.

- $Y_o = g_o + jb_o$: es la admitancia de la fuente para la que se obtiene el mínimo valor de figura de ruido. Su valor es suministrado por el fabricante o bien se puede medir.

F_{\min} , r_n y Y_o constituyen los llamados **parámetros de ruido** del transistor.

Teniendo en cuenta la ecuación 4.14, podemos escribir:

$$\Gamma_S = \frac{1 - \bar{Y}_S}{1 + \bar{Y}_S} \quad \Gamma_o = \frac{1 - \bar{Y}_o}{1 + \bar{Y}_o} \quad 4.135$$

$$Y_S = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} \quad Y_o = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - \Gamma_o}{1 + \Gamma_o} \quad 4.136$$

Combinando la ecuación 4.135 y la 4.136 obtenemos:

$$\left| \bar{Y}_S - \bar{Y}_o \right|^2 = \frac{4}{Z_0^2} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{|1 + \Gamma_S|^2 |1 + \Gamma_o|^2} \quad 4.137$$

Por otro lado tenemos que:

$$g_s = \text{Re} [Y_S] = \frac{1}{2Z_0} \left(\frac{1 - \Gamma_S}{1 + \Gamma_S} + \frac{1 - \Gamma_S^*}{1 + \Gamma_S^*} \right) = \frac{1}{Z_0} \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 + \Gamma_S|^2} \quad 4.138$$

Por lo que finalmente la ecuación 4.134 nos queda expresada en función de Γ_S :

$$F = F_{\min} + \frac{4r_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{(1 - |\Gamma_S|^2) |1 + \Gamma_o|^2} \quad 4.139$$

4.1. Círculos de figura de ruido constante

Fijado un valor de figura de ruido F , se puede demostrar que define un círculo en el plano Γ_S .

Definimos el parámetro de ruido N :

$$N = \frac{|\Gamma_S - \Gamma_o|^2}{1 - |\Gamma_S|^2} = \frac{F - F_{\min}}{4r_n/Z_0} |1 + \Gamma_o|^2 \quad 4.140$$

Este parámetro N es una constante, dado un F y un conjunto de parámetros de ruido F_{\min} , r_n , Γ_o .

Desarrollando la ecuación 4.140:

$$(\Gamma_S - \Gamma_o)(\Gamma_S^* - \Gamma_o^*) = N(1 - |\Gamma_S|^2) \quad 4.141$$

$$\Gamma_S \Gamma_S^* - (\Gamma_S \Gamma_o^* + \Gamma_S^* \Gamma_o) + \Gamma_o \Gamma_o^* = N - N|\Gamma_S|^2 \quad 4.142$$

$$\Gamma_S \Gamma_S^* - \frac{(\Gamma_S \Gamma_o^* + \Gamma_S^* \Gamma_o)}{N+1} = \frac{N - |\Gamma_S|^2}{N+1} \quad 4.143$$

Añadiendo $|\Gamma_S|^2 / (N+1)^2$ a ambos lados de 4.143:

$$\left| \Gamma_S - \frac{\Gamma_o}{N+1} \right| = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_S|^2)}}{N+1} \quad 4.144$$

y esta ecuación define los círculos de figura de ruido constante cuyo centro y radio son:

$$C_F = \frac{\Gamma_o}{N+1} \quad 4.145$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_S|^2)}}{N+1} \quad 4.146$$

Ejemplo 8

Siguiendo con el ejemplo del transistor pHEMT ref. FPD200P70 de la figura 7, se pide diseñar un amplificador para conseguir una figura de ruido $NF = 1$ dB y la máxima ganancia de transferencia a la entrada posible a 5,5 GHz. Dibujar el círculo de figura de ruido constante 1 dB y el círculo de ganancia a la entrada seleccionado. Hacer los cálculos mediante la aproximación de unilateridad del dispositivo. Utilizar todas las líneas con un ancho $W = 1,54$ mm, que nos da una impedancia característica $Z_0 = 50 \Omega$, considerando un sustrato FR4 de $\epsilon_r = 4,6$ y grosor del dieléctrico $h = 0,813$ mm.

Solución

Primero debemos averiguar cuáles son los parámetros de ruido del transistor a 5,5 GHz. Para ello consultamos dichos parámetros en la hoja de datos del fabricante según se puede observar en la figura 25.

Figura 25. Parámetros de ruido del transistor
ref. FPD200P70 polarizado a 5 V, 30 mA

Biased at 5V, 30mA

| Freq (GHz) | N.F.min. (dB) | Γ_{opt} | | Rn/50 |
|---------------|------------------|----------------|-------|-------|
| | | Mag. | Angle | |
| 0.800 | 0.20 | 0.788 | 10.9 | 0.454 |
| 0.900 | 0.22 | 0.788 | 12.1 | 0.443 |
| 1.000 | 0.24 | 0.788 | 13.2 | 0.433 |
| 1.500 | 0.30 | 0.787 | 19.1 | 0.386 |
| 1.800 | 0.34 | 0.784 | 22.6 | 0.362 |
| 2.000 | 0.35 | 0.782 | 24.9 | 0.347 |
| 2.200 | 0.38 | 0.778 | 27.2 | 0.334 |
| 2.400 | 0.40 | 0.774 | 29.6 | 0.321 |
| 2.600 | 0.43 | 0.769 | 31.9 | 0.310 |
| 2.800 | 0.47 | 0.763 | 34.2 | 0.300 |
| 3.300 | 0.50 | 0.746 | 39.9 | 0.280 |
| 3.500 | 0.53 | 0.738 | 42.2 | 0.274 |
| 3.700 | 0.56 | 0.730 | 44.5 | 0.269 |
| 4.000 | 0.59 | 0.715 | 47.9 | 0.263 |
| 4.500 | 0.64 | 0.688 | 53.5 | 0.257 |
| 4.900 | 0.69 | 0.662 | 58.0 | 0.255 |
| 5.100 | 0.71 | 0.649 | 60.2 | 0.255 |
| 5.300 | 0.74 | 0.634 | 62.4 | 0.255 |
| 5.500 | 0.76 | 0.619 | 64.7 | 0.255 |
| 5.700 | 0.79 | 0.604 | 66.9 | 0.255 |
| 5.900 | 0.81 | 0.587 | 69.1 | 0.256 |
| 7.000 | 0.93 | 0.470 | 78.6 | 0.214 |
| 8.000 | 1.05 | 0.367 | 90.8 | 0.177 |

A 5,5GHz tenemos que:

$$NF_{\min} = 0,76 \text{ dB}, \quad r_n = 12,75, \quad \Gamma_o = |0,619|_{\angle 64,7} \quad 4.147$$

A continuación, ya tenemos los datos para calcular el círculo de figura de ruido constante 1 dB. Para ello aplicamos la ecuación 4.140, la 4.145 y la 4.146:

$$NF = 1 \text{ dB} \rightarrow F = 1,259; \quad NF_{\min} = 0,76 \text{ dB} \rightarrow F_{\min} = 1,191 \quad 4.148$$

$$N = \frac{F - F_{\min}}{4r_n/Z_0} |1 + \Gamma_o|^2 = \frac{1,259 - 1,191}{4 \cdot 0,255} |1 + |0,619|_{\angle 64,7}|^2 = 0,127 \quad 4.149$$

$$C_F = \frac{\Gamma_o}{N+1} = \frac{|0,619|_{\angle 64,7}}{1,127} = |0,549|_{\angle 64,7} \quad 4.150$$

$$R_F = \frac{\sqrt{N(N+1 - |\Gamma_o|^2)}}{N+1} = \frac{\sqrt{0,127(0,127 + 1 - |0,619|_{\angle 64,7}^2)}}{0,127 + 1} = 0,273 \quad 4.151$$

En la figura 26 puede verse dibujado este círculo de figura de ruido constante 1 dB, así como el punto:

$$\Gamma_o = |0,619|_{\angle 64,7} \quad 4.152$$

De figura de ruido mínima:

$$NF_{\min} = 0,76 \text{ dB} \quad 4.153$$

A continuación calculamos varios círculos de ganancia constante a la entrada G_S de los que seleccionaremos aquel de mayor valor que todavía asegure la intersección con el círculo de figura de ruido constante 1 dB. De esta manera, seleccionando un punto Γ_S de intersección entre ambos círculos, cumpliremos las condiciones de diseño que se nos solicitaba: factor de ruido 1 dB y máxima ganancia posible a la entrada que cumpla con ese factor de ruido.

Calculemos el círculo de ganancia constante 1,5 dB a la entrada:

$$G_S(0 \text{ dB}) = \frac{G_S(1,5 \text{ dB})}{G_{S\text{máx}}} = \frac{1,41}{1,651} = 0,855 \quad 4.154$$

$$C_S = \frac{g_S S_{11}^*}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} = \frac{0,855 |0,628|_{\angle -109,1}}{1 - (1 - 0,855) |0,628|_{\angle -109,1}^2} = |0,569|_{\angle 109,1} \quad 4.155$$

$$R_S = \frac{\sqrt{1 - g_S} [1 - |S_{11}|^2]}{1 - (1 - g_S) |S_{11}|^2} = \frac{\sqrt{1 - 0,855} [1 - |0,628|_{\angle -109,1}^2]}{1 - (1 - 0,855) |0,628|_{\angle -109,1}^2} = 0,244 \quad 4.156$$

Si dibujamos este círculo en la carta de Smith, veremos que corta al círculo de figura de ruido constante 1 dB. Hemos encontrado, pues, una solución válida al problema planteado. Seleccionamos el punto Γ_S de intersección de ambos círculos que resulta ser:

$$\Gamma_S = |0,524|_{\angle 88,2} \quad 4.157$$

Para Γ_L mantendremos el ya calculado en el ejemplo 5, que aunque no sea el valor de ganancia máxima a la salida, se acerca mucho, y de este modo haremos que la respuesta en frecuencia sea más plana.

$$\Gamma_L = |0,422|_{\angle 58,3} \quad 4.158$$

Por tanto, ahora ya no nos queda más que calcular las redes de adaptación a la entrada y a la salida para conseguir los coeficientes de reflexión obtenidos. Para ello procederemos de modo análogo al ejemplo 5. La red a la salida será la misma que la calculada entonces, pues hemos escogido idéntica solución. Para la red a la entrada, ahora tendremos una solución distinta. Ya sea bien por simulación, o bien aplicando las técnicas ya vistas de circuitos pasivos de microondas, llegamos a una de las posibles soluciones en que las longitudes son:

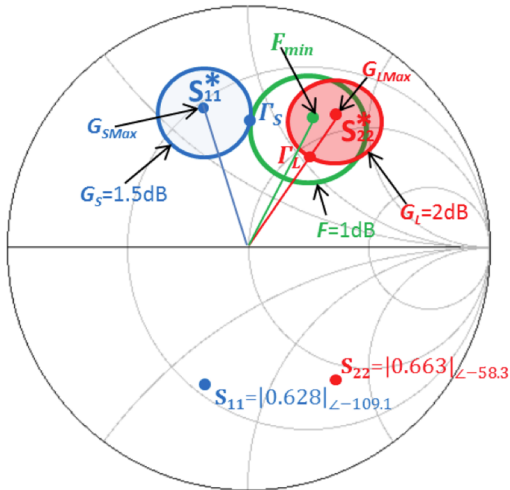
$$TL2 = 4 \text{ mm } (0,139\lambda) \quad \text{y} \quad TL3 = 5,6 \text{ mm } (0,195\lambda) \quad 4.159$$

La longitud de $TL1$ es, en este caso, nula.

La figura 26 muestra la geometría en la carta de Smith de la solución encontrada. Por un lado, en azul, vemos cuál sería la ganancia a la entrada máxima y el círculo de ganancia constante 1,5 dB a la entrada, el cual se ve cómo interseca al círculo de figura de ruido constante 1 dB, dibujado en verde. Nótese cómo en la figura se detalla también la ubicación del punto que nos daría la $F_{\text{mín}}$. Existen otras soluciones posibles que serían válidas para la especificación de NF pero que, sin embargo, obligarían a utilizar círculos de mayor radio para la ganancia a la entrada, de manera que se incumpliría la especificación de máxima ganancia.

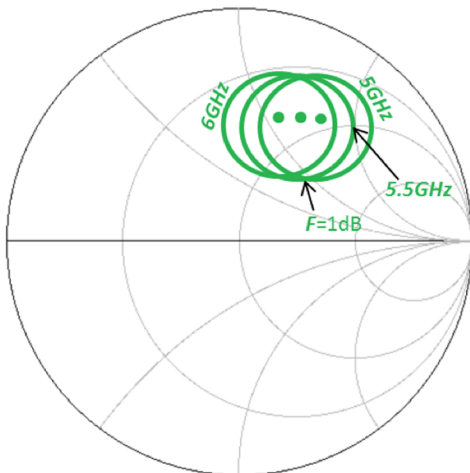
Por último, en rojo, se detalla la solución a la salida, que hemos decidido sea análoga a la diseñada en el ejemplo 5.

Figura 26. Círculo de $F = 1$ dB constante (en verde) y círculo de $G_s = 1,5$ dB constante (en azul) intersectan en la solución Γ_s



Para finalizar este apartado de círculos de figura de ruido constante, cabe mencionar que, tal y como ocurría con los círculos de ganancia constante y también con los círculos de estabilidad, también hay una variación de la solución encontrada en dependencia con la frecuencia y con las tolerancias de trabajo (fabricación, temperatura, etc.). La figura 27 muestra los círculos de figura de ruido constante 1 dB a 5, 5,5 y 6 GHz. Se observa cómo también el comportamiento va variando con la frecuencia. Habrá que tenerlo en cuenta en diseños que requieran un comportamiento estable en un cierto ancho de banda.

Figura 27. Círculo de $F = 1$ dB constante a tres frecuencias distintas 5, 5,5 y 6 GHz



5. Técnicas de polarización de transistores de microondas

Como ya se ha venido comentando a lo largo de todo el módulo, el análisis lineal de amplificadores implica la modelización del transistor y toda su red de polarización como un dispositivo de dos puertos, según se representa en la figura 3.

Sin embargo, no podemos olvidar toda la parte relativa a la polarización del transistor, necesaria para que este opere en un punto de trabajo adecuado y realice su función amplificadora. El presente apartado trata de explicar las técnicas básicas sobre cómo polarizar transistores de microondas, para hacerlos trabajar en un determinado punto de trabajo afectando mínimamente a su comportamiento en pequeña señal a alta frecuencia. No se trata, pues, de explicar cómo diseñar estructuras de amplificadores, ni tampoco de analizar los parámetros físicos del transistor ni los circuitos básicos de polarización. Tampoco se trata de hacer un análisis del modelo en pequeña señal del transistor, tanto del transistor MESFET como del bipolar. En este apartado nos centraremos en explicar algunas técnicas que permiten polarizar en continua transistores de microondas afectando mínimamente su comportamiento y características de pequeña señal a frecuencias de microondas.

En general, para polarizar un dispositivo activo de microondas (como puede ser un transistor) en un punto de trabajo en continua sin afectar a su comportamiento en pequeña señal y a alta frecuencia existen varias estrategias. La más común consiste en utilizar las llamadas **bobinas de choque**, que permiten inyectar la corriente continua de polarización al transistor, afectando mínimamente a su comportamiento en alta frecuencia. La ventaja de utilizar estas bobinas radica en que presentan una impedancia prácticamente nula en continua, y al mismo tiempo, una elevada impedancia a señales de microondas.

La impedancia que presenta una bobina se puede escribir como:

$$Z_L = j\omega L \quad 4.160$$

Es decir, la impedancia de una bobina es directamente proporcional a su valor nominal L y a la frecuencia ω . Por tanto, a frecuencia nula, es decir, en continua, su impedancia es de valor nulo, tan solo habrá que considerar su resistencia serie, que suele ser muy baja, ya que el fabricante se esmera en conseguirlo, pues se trata de una figura de mérito del componente. En cambio, a frecuencias elevadas, para un valor suficientemente grande de su inductancia

Ved también

El diseño de estructuras de amplificadores se aborda ampliamente en el módulo "Subsistemas de radiocomunicaciones analógicas" de la asignatura *Electrónica de comunicaciones*.

Los parámetros físicos del transistor y los circuitos básicos de polarización se abordan en detalle en el módulo "El transistor" de la asignatura *Tecnología electrónica*.

El modelo en pequeña señal del transistor se aborda en el módulo "Mezcladores, multiplicadores y osciladores" de este material didáctico.

Ved también

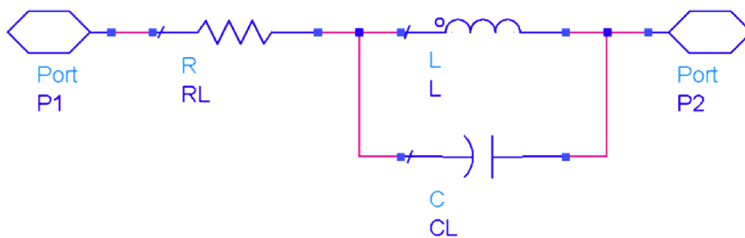
La impedancia se trata en el apartado "Componentes pasivos de alta frecuencia" del módulo "Circuitos pasivos de microondas" del material didáctico.

L , la impedancia que presenta la bobina es muy elevada, debido a la relación directa con ω . Cuanto mayor sea la frecuencia de la señal de microondas, mayor será la impedancia que presenta la bobina.

Sin embargo, la utilización de bobinas de choque está muy limitada en frecuencia, debido a los efectos parásitos que presenta toda componente. Por un lado tenemos su resistencia serie, R_L , que es debida a la resistividad propia del material con que está fabricada, y por otro lado está su capacidad parásita en paralelo, C_L , debido a los efectos del campo eléctrico entre las diferentes espiras de que está compuesta.

Por tanto, como ya vimos en el módulo "Circuitos pasivos de microondas", el modelo equivalente en pequeña señal de una bobina es, realmente, el que se muestra en la figura 28.

Figura 28. Modelo equivalente en pequeña señal de una inductancia L



Se trata pues de un circuito con tres componentes, la inductancia L , la resistencia parásita serie R_L y la capacidad parásita en paralelo C_L . Con este circuito equivalente queda modelada la bobina con todos sus efectos parásitos. Existen modelos más sofisticados pero nos centraremos en analizar este, que es el más básico, y suficiente para comprender el problema.

Si analizamos su comportamiento, vemos que, en continua y a bajas frecuencias, la influencia de la capacidad C_p puede despreciarse, pues la impedancia que presenta un condensador es muy elevada, debido a su relación inversa con la frecuencia:

$$Z_C = -j/\omega C_L \quad 4.161$$

Sin embargo, a medida que aumente la frecuencia de la señal, la impedancia del condensador irá disminuyendo de valor, de manera que, a partir de una cierta frecuencia, llegará a predominar el comportamiento capacitivo de C_L sobre el inductivo de L , desvirtuando totalmente el comportamiento ideal que quisiéramos obtener de la bobina, pasando a asemejarse más al de una capacidad.

La figura 1 del apartado "Componentes pasivos de alta frecuencia" del módulo "Circuitos pasivos de microondas" del material didáctico, muestra el comportamiento que tendría una bobina ideal (en rojo) frente al que tendría una bobina real de inductancia $L = 10$ nH, $Cp = 0,1$ pF y $Rs = 5$ Ω , que es un ejemplo de valores típicos de bobina de choque para radiofrecuencia.

Vemos, en rojo, la impedancia que presentaría una bobina ideal de 10 nH en función de la frecuencia. Su comportamiento sería lineal con la frecuencia, es decir, una recta, aumentando la impedancia en una proporción L (que es su pendiente) a medida que esta aumenta.

Sin embargo, el comportamiento de la bobina real del ejemplo (en azul) vemos que es muy diferente. Se aprecia que de continua hasta aproximadamente 1 GHz se puede decir que el comportamiento es prácticamente el de una bobina ideal, pero a partir de ahí el efecto de la capacidad parásita empieza a impactar de forma importante a su comportamiento, entrando en resonancia con la inductancia aproximadamente a unos 5 GHz. A partir de ahí el comportamiento pasa a ser predominantemente capacitivo y la bobina se empieza a comportar como un condensador.

Debido a este fenómeno, se define un parámetro llamado **frecuencia propia de resonancia ó autoresonancia** (SRF^1) que nos indica a qué frecuencia concreta la bobina entra en resonancia debido al efecto de su capacidad parásita. En el ejemplo anterior la SRF sería aproximadamente de 5 GHz, y se calcularía mediante la siguiente ecuación:

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} \quad 4.162$$

En general, deberemos asegurarnos de que las bobinas de choque que utilizamos tienen una SRF suficientemente más elevada que la frecuencia máxima a la que debe trabajar el circuito de microondas, para asegurar que su comportamiento en el margen de frecuencias de funcionamiento sea correcto, de lo contrario la bobina no nos servirá, pues afectará drásticamente al comportamiento del circuito, y entonces deberemos recurrir a otro método para poder polarizar el transistor sin que le afecte a frecuencias de microondas.

Con la tecnología actual es difícil encontrar bobinas de choque que puedan funcionar correctamente más allá de 2 o 3 GHz. Por este motivo, es necesario recurrir a otras técnicas de polarización para los circuitos de microondas.

Un segundo método para polarizar circuitos de microondas consiste en utilizar líneas *microstrip* con las dimensiones adecuadas para interferir mínimamente con el comportamiento ideal del circuito de microondas y, al mismo tiempo, permitir el flujo de corriente continua a través de ellas para poder polarizar el

⁽¹⁾Acrónimo de *self-resonant frequency*.

dispositivo activo del circuito. La técnica más comúnmente utilizada consiste en utilizar un **doble stub**, uno de baja impedancia y otro inversor de impedancias.

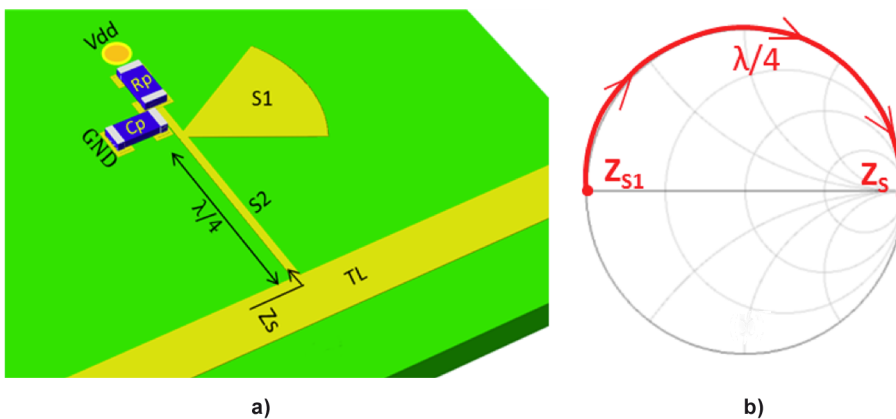
Se trata, pues, de diseñar una línea de transmisión que presente muy baja impedancia a la frecuencia de trabajo (suele hacerse mediante un trozo de línea con impedancia característica muy capacitiva), que pueda ser considerada casi como un cortocircuito virtual a la frecuencia de microondas de trabajo y, a continuación, añadir otra línea inversora de impedancias, con una impedancia característica Z_1 de longitud $l = \lambda/4$, de manera que la impedancia que se verá a su entrada será la inversa de la primera:

$$Z_S = \frac{K^2}{Z_{S1}} = \frac{Z_1^2}{Z_{S1}} \quad 4.163$$

De esta manera, la impedancia que verá una línea de transmisión TL del circuito de microondas a la que se le conecte este subcircuito de doble *stub*, a la frecuencia de trabajo, será muy elevada, afectándole por consiguiente, mínimamente, mientras que, al mismo tiempo, la corriente continua de polarización podrá fluir sin problemas a la línea de transmisión TL y, de esta manera, hacer trabajar al dispositivo activo ubicado en ella en un determinado punto de trabajo.

La figura 29 muestra un ejemplo genérico de implementación de esta técnica de polarización.

Figura 29. a) Implementación de circuito de polarización mediante líneas *microstrip*. b) Evolución de la impedancia en carta de Smith



Se diseña un *stub* $S1$ cuya impedancia a su entrada sea muy baja a la frecuencia de trabajo. Observar que Z_{S1} está prácticamente ubicada en el punto de cortocircuito de la carta de Smith. Este tipo de líneas suelen hacerse con formas triangulares o semicirculares, de manera que ofrezcan una anchura razonable a su entrada para permitir su integración física y se van expandiendo progre-

Ved también

La ecuación 4.163 parte de las ecuaciones correspondientes del apartado "Inversores. Transformadores $\lambda/4$ " del módulo "Circuitos pasivos de microondas" del material didáctico.

sivamente para conferir a la línea un fuerte carácter capacitivo a masa, de manera que a la frecuencia de trabajo su impedancia sea muy pequeña, próxima a un cortocircuito a masa.

A continuación, el *stub* $S2$ se diseña como un inversor de impedancias, de manera que traslada la pequeña impedancia de $S1$, Z_{S1} , justo al lado contrario de la carta de Smith, es decir, la impedancia a la entrada de este segundo *stub*, Z_S , será muy elevada. Para que $S2$ se comporte efectivamente como inversor de impedancias, se diseña para que su longitud sea $l = \lambda/4$ y, por tanto, actuará como tal. Como Z_S será muy elevada, la línea de transmisión TL se verá mínimamente perturbada, pudiéndose despreciar el efecto del doble *stub* a las frecuencias de microondas de trabajo.

La tensión de polarización, V_{da} , podrá entonces generar una corriente de polarización que fluya a través los *stubs* hacia la línea de transmisión del circuito de microondas, TL , de manera que el dispositivo activo que haya en ella podrá ser polarizado en continua. Dado que $S1$ presenta muy baja impedancia a la frecuencia de microondas de trabajo, cualquier componente que coloquemos en paralelo tan solo podrá contribuir a reducirla aún más, así, la resistencia de polarización R_p podrá colocarse sin problemas para controlar la corriente de polarización del dispositivo activo y, del mismo modo, la capacidad C_p , la cual servirá para filtrar otras frecuencias más bajas sobre las que el doble *stub* ya no cause efecto, debido a su naturaleza de banda estrecha, que pudieran provocar realimentación indeseada y hacer que el dispositivo activo entrara en inestabilidad, aunque sea a frecuencias distintas a las de trabajo.

Esta técnica del doble *stub* es ampliamente utilizada en todos los circuitos de microondas, ya que se integra y adapta perfectamente a la tecnología *microstrip* del resto del circuito y las dimensiones que suelen resultar empiezan a ser razonables a partir de las frecuencias en que, precisamente, las bobinas de choque empiezan a dejar de ser útiles.

Ejemplo 9

Determinar si la bobina comercial LQP15TN18NH02 de valor nominal 18 nH, capacidad parásita 0,6 pF y resistencia serie 1,5 Ω puede ser utilizada como bobina de choque para polarizar un transistor de microondas que debe funcionar a 5 GHz. Alternativamente, diseñar mediante simulador una red en doble *stub* que permita polarizar el dispositivo a dicha frecuencia, indicando la impedancia resultante de la red. Considerar un sustrato del circuito impreso con $\epsilon_r = 4,6$ y grosor del dieléctrico $h = 0,813$ mm, con grosor de cobre de 35 μm y el segundo *stub* con dimensiones $L = 4.870$ μm , $W = 250$ μm .

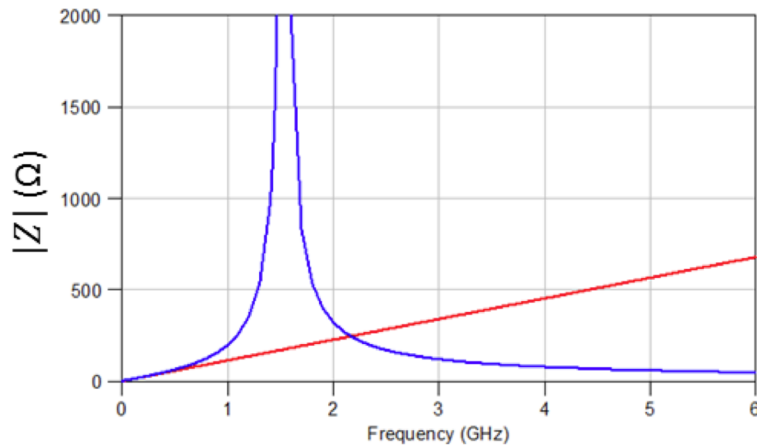
Solución

Si hacemos la simulación del modelo real de la impedancia de la bobina con los valores dados, obtenemos la gráfica de la figura 30.

Ved también

Véase el módulo "Circuitos pasivos de microondas" del material didáctico.

Figura 30. Simulación de la impedancia de la bobina LQP15TN18NH02 en función de la frecuencia (en azul) frente a bobina ideal (en rojo)



Evidentemente, esta bobina no podrá ser utilizada como bobina de choque a 5 GHz, pues como podemos ver en la gráfica, a esa frecuencia su comportamiento es ya claramente capacitivo, presentando una impedancia mucho menor a la que presentaría si fuera ideal, hecho que afectaría drásticamente al comportamiento del circuito.

También podemos resolver analíticamente el problema calculando la *SRF* mediante la ecuación 4.162:

$$SRF = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{18 \cdot 10^{-9} \cdot 6 \cdot 10^{-13}}} = 1,531 \text{ GHz} \quad 4.164$$

Dado que 5 GHz está muy por encima de la *SRF*, esta bobina no es posible utilizarla como bobina de choque.

Alternativamente, diseñamos un *stub* capacitivo por simulación, de manera que su impedancia a 5 GHz resulta ser $Z_{S1} = 100 \text{ m}\Omega + j 100 \text{ m}\Omega$, según se aprecia en la figura 31b.

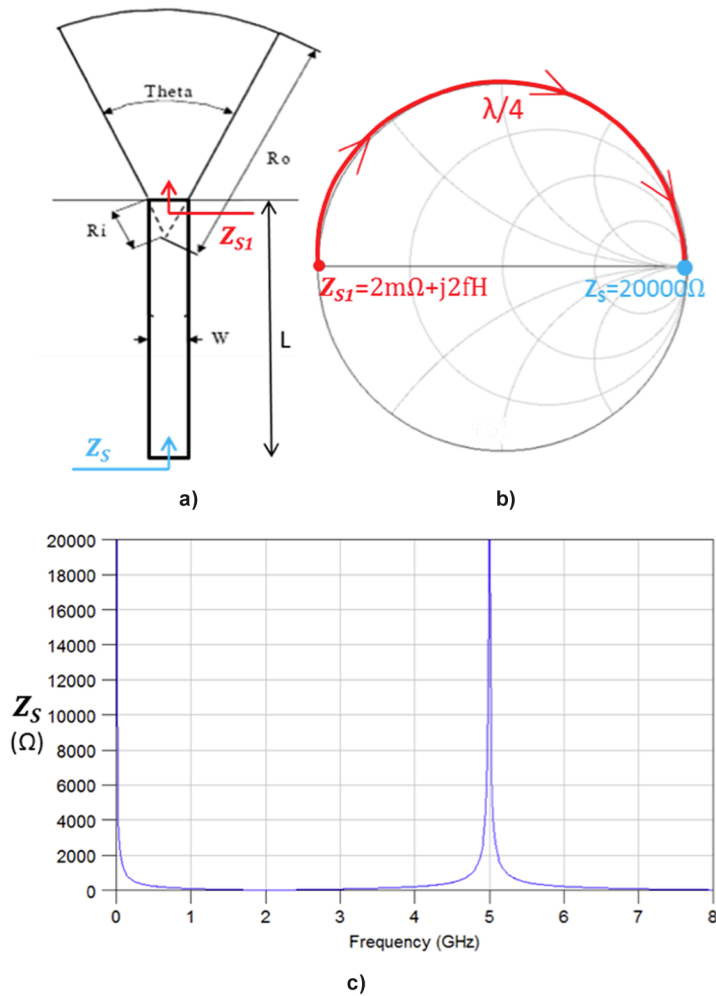
Esto se consigue para unos valores de $\theta = 50^\circ$ (ángulo de apertura del arco), $R_o = 4.600 \mu\text{m}$ (radio exterior del arco) y $R_i = 250 \mu\text{m}$ (radio interior del arco), que son valores implementables para un circuito impreso comercial, según se ve en la geometría de la figura 31a.

Según la ecuación 4.163, al añadir el segundo *stub* de longitud $L = \lambda/4$, a 5 GHz veremos una impedancia total:

$$Z_S = \frac{Z_1^2}{Z_{S1}} = \frac{2.000 \Omega + j 2.000 \Omega}{0,1 \Omega + j 0,1 \Omega} = 20 \text{ K}\Omega \quad 4.165$$

Tal y como se aprecia en la figura 31c.

Figura 31. a) Geometría. b) Ubicación de impedancias en carta de Smith. c) Simulación de la impedancia del *stub* doble diseñado en función de la frecuencia

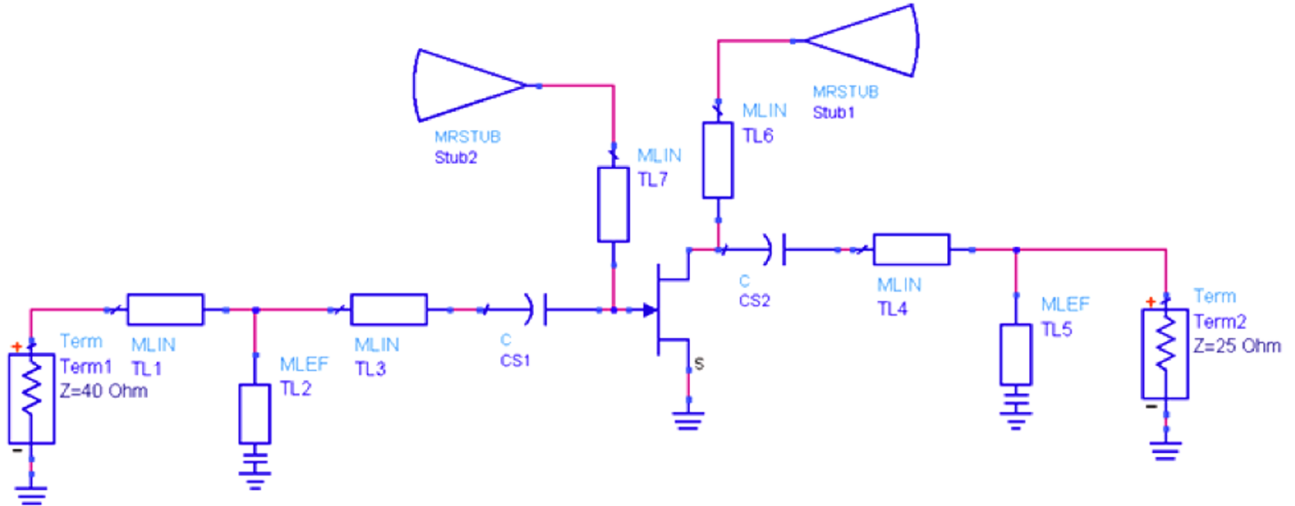


Con este ejemplo podemos comprobar que, efectivamente, a 5 GHz este doble *stub* no influirá prácticamente en el circuito debido a la elevada impedancia que presenta a esa frecuencia. Sin embargo es importante notar que fuera de esa frecuencia enseguida la impedancia vuelve a bajar, es decir, su comportamiento de alta impedancia es de banda estrecha. Por este motivo debemos acompañar siempre al doble *stub* de condensadores de desacoplo a masa que aseguren una baja impedancia en el primer *stub*, también a otras frecuencias.

Para terminar este apartado, tenemos que buscar una solución para acabar de aislar el circuito de polarización en continua de los puertos de entrada y salida de microondas. Para ello, se puede recurrir a los condensadores de desacoplo en serie, que consiste en introducir un condensador de baja capacidad que asegura que la corriente de polarización quedará confinada al dispositivo activo (transistor) y no fluirá hacia el puerto de microondas, al mismo tiempo que la señal de alta frecuencia conseguirá pasar por el condensador sin problemas debido a la baja impedancia que este presenta a estas frecuencias, según se deduce de la ecuación 4.161.

La figura 32 muestra ya un esquema completo de cómo sería un amplificador genérico incluyendo las redes de adaptación ($TL1$, $TL2$, $TL3$, $TL4$ y $TL5$), las redes de polarización en doble *stub* ($TL6$, $Stub1$, $TL7$, $Stub2$) y los condensadores de desacoplo serie $CS1$ y $CS2$.

Figura 32. Esquema completo de amplificador incluyendo transistor, redes de polarización y redes de adaptación



Notar cómo la corriente continua de polarización quedará confinada al transistor, mientras que la señal de microondas ignorará los dobles *stubs* (por su elevada impedancia a la frecuencia de trabajo) y atravesará perfectamente los condensadores serie de desacoplo (por su baja impedancia a la frecuencia de trabajo).

Los condensadores, sin embargo, al igual que ocurre con las bobinas de choque, también están limitados en frecuencia debido a sus efectos parásitos de inductancia y resistencia. También tienen su frecuencia propia de resonancia *SRF*. Por eso es frecuente no utilizarlos y, en sustitución de estos, se recurre a insertar un filtro paso-banda mediante la técnica de líneas acopladas. Estos filtros se diseñan para que solo pase la banda de frecuencias de trabajo del amplificador y, debido a su arquitectura, no dejan pasar la corriente continua, por lo que nos sirven también para confinarla en el transistor.

Figura 33. Mismo amplificador de la figura 32 donde se han sustituido los condensadores serie por filtros de líneas acopladas

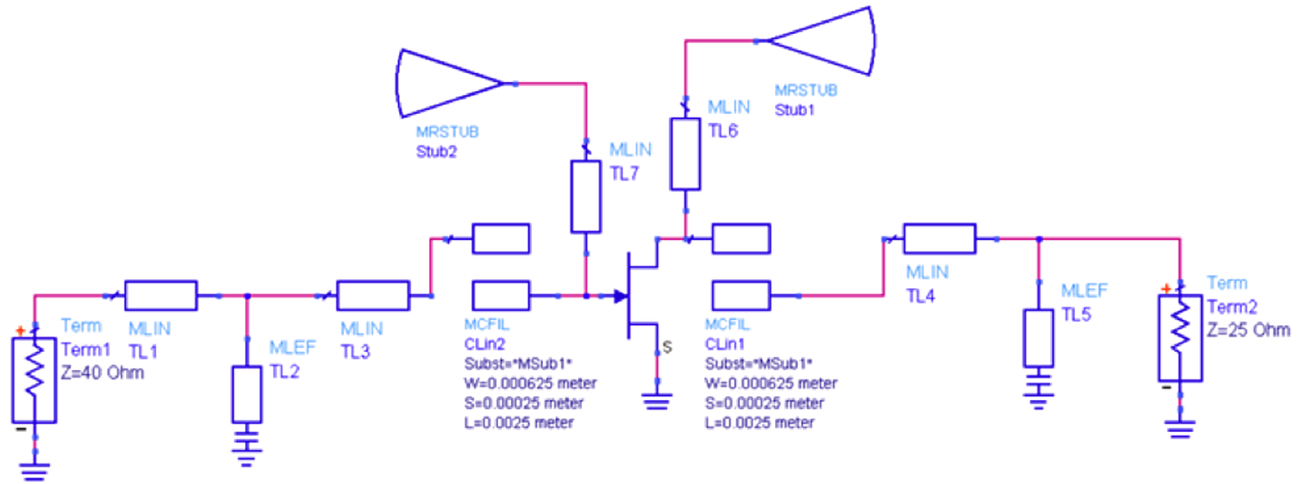
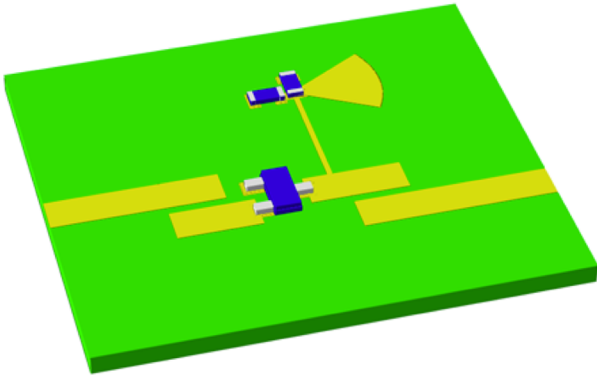
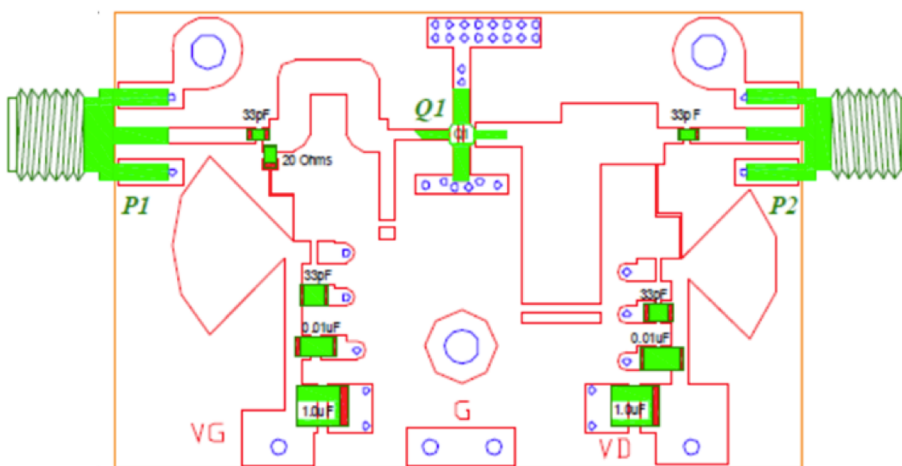


Figura 34. Aspecto de transistor polarizado mediante doble stub y con filtros de líneas acopladas a la entrada y a la salida



La figura 35 muestra un ejemplo de *layout* de circuito amplificador.

Figura 35. Implementación de amplificador de microondas incluyendo redes de adaptación y redes de polarización mediante líneas *microstrip*



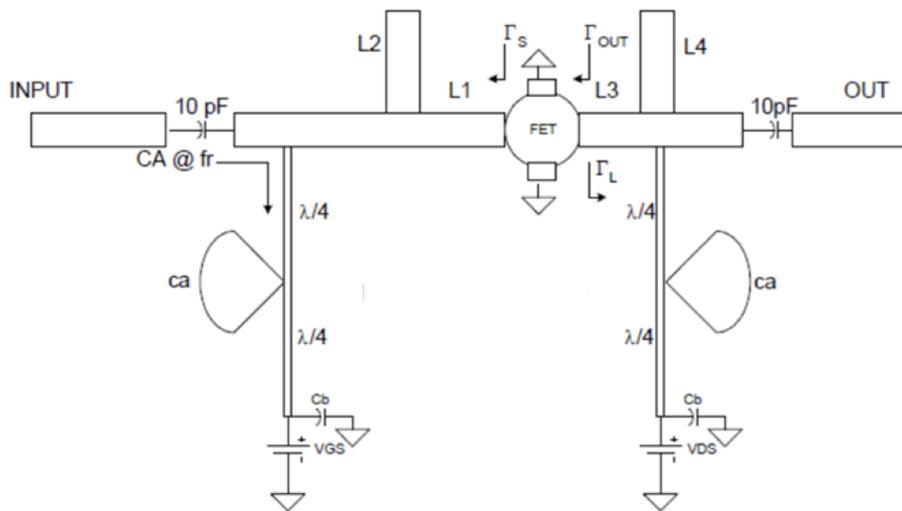
A nivel cualitativo, pueden distinguirse en este *layout* los detalles siguientes:

- Los puertos de entrada, *P1*, y salida, *P2*, son accesibles a través de conectores coaxiales del tipo SMA.

- Ambos puertos están desacoplados en continua gracias a condensadores en serie de valor 33 pF. Estos condensadores permiten el paso de la señal de microondas y, al mismo tiempo, bloquean la corriente de polarización del transistor Q1 para que fluya toda por este.
- Tanto a la entrada como a la salida se distinguen circuitos de polarización del tipo doble *stub*, con una línea de longitud $\lambda/4$ que actúa como inversora de impedancias, seguida de una línea de impedancia característica capacitiva, que se puede distinguir por su peculiar forma de arco semicircular.
- En ambos circuitos de polarización se aprecian condensadores en paralelo, cuyo objetivo es filtrar el resto de frecuencias sobre las que el doble *stub* no actúa. Se utilizan diferentes valores para actuar sobre diferentes rangos de frecuencias:
 - 33 pF para las frecuencias más elevadas, cercanas a las de trabajo,
 - 10 nF para frecuencias más bajas, en las que el doble *stub* ya no tiene ningún efecto y es visto como una simple línea de conexión, y
 - 1 μ F, para muy bajas frecuencias, en las que por supuesto el doble *stub* todavía tiene menos efecto que en las anteriores y sirve para que las frecuencias muy bajas no introduzcan fluctuaciones en el punto de trabajo del transistor Q1 y así asegurar que este tenga una corriente constante de polarización, y de este modo, evitar que aparezcan modulaciones indeseadas de baja frecuencia en la señal de microondas.
- La tensión de puerta V_G del transistor Q1 está controlada por la resistencia de polarización de 20 Ω .
- Tanto a la entrada como a la salida se distinguen sendas líneas *microstrip* de adaptación de impedancias y un *stub* en paralelo.
- El transistor Q1 aparece en el centro del circuito, con su doble terminal surtidor directamente a masa, con abundantes vías para asegurar que no aparezcan efectos inductivos en su puesta a masa.

La figura 36 muestra otro ejemplo de posible implementación de amplificador con sus redes de polarización y de adaptación, así como sus condensadores llamados de desacoplamiento (pues desacoplan la corriente continua) de un valor de 10 pF, detallándose en qué puntos debemos considerar los diferentes coeficientes de reflexión.

Figura 36. Otro ejemplo de implementación de amplificador de microondas incluyendo redes de adaptación y redes de polarización mediante líneas *microstrip*



A nivel cualitativo pueden distinguirse en este otro *layout* los detalles siguientes:

- Distinguiamos la red de adaptación a la entrada como dos líneas *microstrip* $L2$ y $L1$.
- Los condensadores de 10 pF sirven para desacoplar la corriente continua de polarización, tanto de la entrada como de la salida, presentando una impedancia en serie muy baja a la frecuencia de trabajo.
- Red de adaptación a la salida formada por dos líneas de transmisión *microstrip* $L3$ y $L4$.
- Transistor FET polarizado por sendas redes de polarización en doble *stub*, una línea angular de baja impedancia a la frecuencia de trabajo "ca" y otra línea de longitud $\lambda/4$ actuando de inversor de impedancias. En este caso particular, vemos además una tercera línea de longitud $\lambda/4$ hasta la tensión de polarización respectiva, ya sea V_{GS} a la entrada o V_{DS} a la salida. Esta línea garantiza aislamiento a la frecuencia de trabajo, también desde el lado de los generadores de tensión continua, lo cual fortalece la inmunidad a posible realimentación del circuito.

6. Procedimiento de diseño

Para finalizar este módulo, vamos a resumir y sistematizar los diferentes pasos a seguir en el proceso de diseño de amplificadores.

1) **Especificaciones a cumplir.** En primer lugar debemos saber cuáles son las especificaciones del diseño: cumplir una determinada ganancia G (dB) de transferencia de potencia y una determinada figura de ruido F , en un rango concreto de frecuencias, BW . Evidentemente, se nos puede exigir otras figuras de mérito como el $IIP3$, $P-1$ dB, pérdidas de retorno, etc.

2) **Búsqueda de transistor.** Buscaremos transistores que puedan cumplir con todas estas especificaciones, consultando sus hojas de datos.

3) **Parámetros S del transistor.** Una vez seleccionado el transistor que mejor cumpla las especificaciones, partiremos siempre de sus datos de parámetros S , bien sean suministrados por el fabricante, bien sean medidos mediante un analizador de redes.

4) **Método de polarización.** Elegiremos la mejor estrategia para diseñar las redes de polarización, analizando si es posible utilizar bobinas de choque o debemos recurrir a la utilización de líneas *microstrip* con doble *stub*, o decidimos utilizar otro método alternativo.

5) **Diseño de la red de polarización.** Los parámetros S se dan para un punto de trabajo del transistor. Se procederá entonces a diseñar la red de polarización para cumplir con esas condiciones de trabajo. En el caso de utilizar doble *stub*, se calcularán las dimensiones para el *stub* capacitivo y la longitud para el *stub* inversor en $\lambda/4$, añadiendo capacidades en paralelo al *stub* capacitivo para paliar su naturaleza de banda estrecha y cubrir así un mayor rango de frecuencias.

6) **Ganancia de transferencia unilateral máxima.** A continuación podemos pasar al diseño lineal del amplificador, calculando en primer lugar la ganancia de transferencia unilateral máxima según la ecuación 4.63 y la 4.64.

7) **Error de unilateralidad.** Opcionalmente, en este punto podemos optar por evaluar el margen de error que tendremos por el hecho de hacer la suposición de unilateralidad, aplicando la ecuación 4.68.

8) **Ganancia a sacrificar.** Si debemos diseñar el amplificador para ganancia máxima podemos saltarnos este paso. No obstante, si debemos diseñarlo para una ganancia específica, entonces deducimos la ganancia ΔG que debemos sacrificar de la ganancia máxima calculada según la ecuación 4.101:

$$\Delta G = G_{TU\text{m}\acute{a}\text{x}} \text{ (dB)} - G \text{ (dB)}$$

9) Círculos y factor K de estabilidad. A continuación debemos hacer un análisis de la estabilidad para asegurar que los sucesivos pasos no sean en vano. Para ello calculamos el factor de estabilidad K en un amplio margen de frecuencias, y aplicamos la ecuación 4.114 a la 4.117 para dibujar en la carta de Smith los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida en todo el margen de frecuencias de operación. Buscamos cuál es el área incondicionalmente estable para cada caso analizando qué ocurre para $\Gamma = 0$.

10) Decisión de niveles de ganancias a la entrada y a la salida. En este punto debemos tomar una decisión: decidimos cuántos dB sacrificamos de cada una de las ganancias G_S (dB) y G_L (dB). Obviamente, dependiendo de la decisión tomada en este punto, nos llevará a diferentes soluciones, todas ellas en principio pueden ser válidas, si vamos cumpliendo los requisitos de diseño en los pasos sucesivos siguientes.

11) Círculos de ganancia constante. Calculamos y/o dibujamos en la carta de Smith los círculos de ganancia constante que resulten de la decisión tomada en el punto anterior, utilizando la ecuación 4.83 a la 4.86.

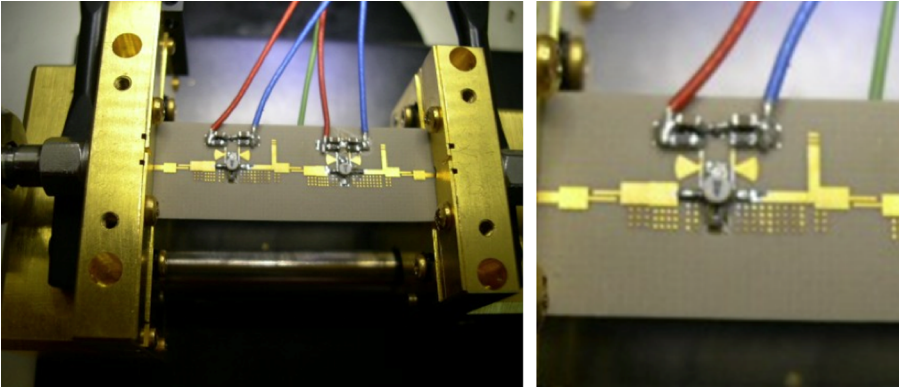
12) Decisión de coeficientes de reflexión. Con los círculos de ganancia constante y los de estabilidad dibujados en la carta de Smith, debemos buscar los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida que nos den una solución que sea estable, esto es, que estén en el área incondicionalmente estable definida por el círculo de estabilidad correspondiente y, al mismo tiempo, procurando escoger el punto que caiga más cercano a $\Gamma = 0$ pues es el que resultará en una solución con mejor adaptación de impedancias. Obviamente, en este paso tendremos un amplio margen de libertad pues habrá muchos posibles coeficientes de reflexión que cumplan con el diseño y nosotros tan solo podemos decidirnos por uno.

13) Diseño de las redes de adaptación. Una vez decididos los coeficientes de reflexión a la entrada, Γ_S , y a la salida, Γ_L , debemos diseñar las redes de adaptación que consigan tales coeficientes. Nuevamente nos encontramos con una amplia gama de posibles soluciones de las que deberemos apostar solamente por una.

14) Simulación de tolerancias y en función de la frecuencia. Por último, con el amplificador ya diseñado, podemos hacer una simulación de sus características en función de la frecuencia, con objeto de comprobar su comportamiento en un determinado margen, y también es muy aconsejable hacer un estudio de tolerancias para asegurar que la solución no esté demasiado cerca

de la zona condicionalmente estable y pueda llegar a traspasar la frontera para algunos valores dentro del margen de tolerancias de los componentes del circuito.

Figura 37. Implementación de amplificador de microondas



La figura 37 muestra una implementación real de un amplificador de dos etapas en serie funcionando a la frecuencia de 24 GHz. En la imagen de la derecha pueden diferenciarse varias partes de una de las etapas, con el transistor en el centro, las dos redes de polarización en doble *stub*, la adaptación de impedancias mediante línea de transmisión y *stub* en circuito abierto a la entrada y una simple línea a la salida, y finalmente, podemos distinguir dos líneas acopladas tanto a la entrada como a la salida que hacen las veces de desacoplo en continua y filtro a la frecuencia de microondas de trabajo.

Resumen

En este módulo se han explicado las líneas generales para el diseño lineal de amplificadores mediante parámetros S .

En una primera fase se han explicado los diferentes conceptos de ganancia, que es la característica principal que define la razón de ser de este dispositivo. Básicamente existen tres conceptos de ganancia atendiendo a la definición de potencias que relaciona:

- ganancia de potencia G_P ,
- ganancia de potencia disponible G_A y
- ganancia de transferencia de potencia G_T .

La ganancia más adecuada para ser utilizada y analizada en el diseño de amplificadores es la *ganancia de potencia de transferencia*, G_T , porque tiene en cuenta ambas impedancias, la de fuente, Z_S y la de carga, Z_L , y así, mediante las redes de adaptación, podremos intentar maximizar la transferencia de potencia por un lado y por otro.

A continuación hemos visto cómo diseñar un amplificador para que tenga, bien la ganancia máxima o bien una determinada ganancia, haciendo uso de la herramienta de los círculos de ganancia constante a la entrada y a la salida, de los que se ha desarrollado su cálculo analítico.

Se recurre a la aproximación de unilateridad del amplificador, con objeto de simplificar los cálculos en el diseño, con un error que normalmente es aceptable y que es cuantificable mediante la figura de mérito unilateral.

Con esta aproximación, la ganancia de transferencia del amplificador se puede dividir en tres factores, la ganancia a la entrada, la ganancia a la salida y la ganancia propia del transistor debida a su parámetro S_{21} . De este modo, se puede conseguir la ganancia deseada del amplificador, diseñando adecuadamente las redes de adaptación a la entrada y a la salida del transistor, haciendo que los coeficientes de reflexión estén en el círculo de ganancia deseado.

No obstante, para asegurar un diseño correcto, hay que hacer un estudio de la estabilidad del amplificador, utilizando la herramienta de los círculos de estabilidad a la entrada y a la salida. Se han desarrollado las fórmulas para calcular analíticamente la ubicación de estos círculos en la carta de Smith y averiguar dónde se encuentra la zona incondicionalmente estable. También se ha desarrollado analíticamente la expresión para calcular el factor de estabilidad

K , que nos permite hacer un estudio en un amplio margen de frecuencias de la estabilidad del transistor y detectar posibles problemas incluso fuera de la banda de trabajo.

Seguidamente se ha realizado un estudio para calcular el diseño de un amplificador para conseguir un determinado factor de ruido F , muy indicado en amplificadores utilizados en cadenas de recepción de microondas. Para ello se ha explicado la herramienta de los círculos de factor de ruido constante y se ha desarrollado su expresión analítica. Gracias a estos círculos y a los ya mencionados de ganancia constante, es posible diseñar un amplificador con una ganancia y un factor de ruido determinados, a base de encontrar un punto común en la carta de Smith para el coeficiente de reflexión a la entrada que se conseguirá diseñando la red de adaptación adecuada.

Finalmente, se han explicado diferentes técnicas para polarizar los transistores de microondas, que formarán parte de un amplificador, utilizando técnicas de líneas *microstrip*, más adecuadas para los circuitos de microondas que las tradicionales bobinas de choque, cuya frecuencia propia de resonancia limita su utilización a frecuencias más bajas. La combinación de una línea capacitiva de baja impedancia y otra inversora de impedancias permiten inyectar corriente continua de polarización del transistor sin afectar al comportamiento del circuito a la frecuencia de microondas de trabajo.

Para terminar, se hace un resumen de los pasos a seguir en el diseño lineal de amplificadores, sistematizando en la medida de lo posible el proceso, si bien es inevitable encontrarnos con muchos grados de libertad a lo largo del camino que nos pueden llevar a encontrar múltiples soluciones para una misma especificación de amplificador.

Ejercicios de autoevaluación

1. En un amplificador de microondas...

- a) la ganancia de potencia siempre es igual a la ganancia de potencia disponible.
- b) la ganancia de potencia siempre es mayor a la ganancia de transferencia de potencia.
- c) la ganancia de potencia disponible y la ganancia de transferencia de potencia son iguales si la impedancia de fuente y la de carga están adaptadas al transistor.
- d) la ganancia no depende de la impedancia de carga.

2. En el diseño de un amplificador de microondas...

- a) no es necesario tener en cuenta el $IIP3$ del transistor.
- b) hay que tener en cuenta el punto de trabajo del transistor.
- c) la resistividad térmica del transistor es una característica de poca importancia.
- d) basta con analizar la frecuencia central de funcionamiento.

3. No se puede diseñar un amplificador de microondas...

- a) sin conocer sus parámetros S .
- b) sin conocer los detalles de sus redes de polarización.
- c) sin conocer la transconductancia g_m del transistor.
- d) sin conocer la capacidad entre drenador y surtidor del transistor, C_{ds} .

4. La potencia disponible de la fuente, P_{avs} ...

- a) es la máxima que se puede entregar al transistor.
- b) depende de la impedancia de carga del amplificador.
- c) siempre es menor a la potencia de entrada del transistor, p_{in} .
- d) depende del parámetro s_{22} del transistor.

5. La ganancia de transferencia de potencia G_T ...

- a) depende únicamente de la impedancia de carga.
- b) no depende ni de la impedancia de carga ni de la impedancia de fuente.
- c) depende solamente del parámetro s_{21} del transistor.
- d) depende de la impedancia de fuente y de la impedancia de carga.

6. La ganancia máxima de transferencia de potencia de un amplificador, $G_{Tmáx}$, se consigue cuando...

- a) se aplica la máxima tensión de polarización posible al transistor.
- b) la impedancia de fuente es conjugada de la impedancia de entrada del transistor, es decir $Z_S = Z_{in}^*$ y la impedancia de carga es conjugada de la impedancia de salida del transistor, es decir $Z_L = Z_{out}^*$.
- c) la impedancia de fuente es la conjugada de la impedancia de carga $Z_S = Z_L^*$.
- d) el módulo del coeficiente de reflexión a la entrada $|\Gamma_{in}|$ es 1 y el módulo del coeficiente de reflexión a la salida $|\Gamma_{out}|$ es también 1.

7. La aproximación de amplificador unilateral...

- a) consiste en considerar $S_{21} = 0$ en el transistor.
- b) suele dar un error demasiado grande en los cálculos de diseño lineal de un amplificador.
- c) consiste en considerar $S_{12} = 0$ en el transistor.
- d) No es posible valorar el error que provoca en los cálculos del diseño de un amplificador.

8. En referencia a los círculos de ganancia constante...

- a) cualquier punto de coeficiente de reflexión que escojamos en su interior nos dará la misma ganancia.
- b) delimitan la zona condicionalmente estable de la incondicionalmente estable del amplificador.
- c) es recomendable escoger el punto de su circunferencia más próximo al centro de la carta de Smith para asegurar un buen nivel de adaptación.
- d) nunca se cortan con los círculos de figura de ruido constante.

9. En el estudio de la estabilidad de un amplificador...

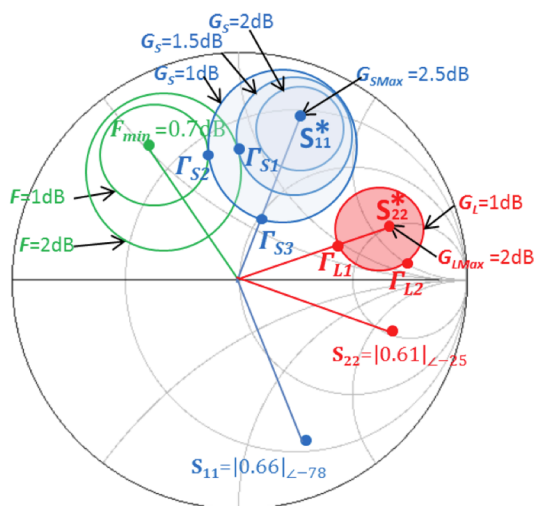
- si es incondicionalmente estable a la salida, también lo será a la entrada.
- la zona condicionalmente estable siempre es la interior al círculo de estabilidad.
- el factor de estabilidad k debe ser menor a la unidad para asegurar que es estable.
- debemos escoger un punto de coeficiente de reflexión externo al círculo de estabilidad para asegurar que el amplificador sea incondicionalmente estable.

10. La estabilidad de un amplificador...

- es independiente del parámetro S_{11} del transistor.
- es independiente del parámetro S_{21} del transistor.
- dado el círculo de estabilidad a la entrada, se observa que no contiene en su interior el centro de la carta de Smith. Entonces si $|S_{22}| < 1$ el centro de la carta de Smith pertenece a la zona condicionalmente estable del amplificador.
- es mayor cuanto mayor es el factor K de estabilidad.

En la figura 38 se han dibujado los círculos de ganancia constante a la entrada de 1, 1,5, 2 y 2,6 dB en azul, los círculos de ganancia constante 2 y 2,4 dB en rojo, los círculos de figura de ruido constante de 0,7, 1 y 2 dB en verde y los parámetros S_{11} y S_{22} de un transistor. Sabemos, por otro lado, que $|S_{21}|^2 = 20$. Responded las preguntas 11, 12 y 13 según estos datos.

Figura 38. Carta de Smith con los principales parámetros de una implementación de amplificador de microondas



11. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es falsa?

- Un diseño de amplificador para ganancia máxima sería escoger el coeficiente de reflexión a la entrada $\Gamma_S = S_{11}^*$ y el coeficiente de reflexión a la salida $\Gamma_L = S_{22}^*$.
- Un diseño de amplificador para ganancia máxima daría como resultado una ganancia de 17,5 dB.
- Un buen diseño de amplificador para obtener una ganancia de 15 dB sería diseñar redes de adaptación a la entrada y a la salida para conseguir Γ_{S3} y Γ_{L1} los cuales nos darían un buen nivel de adaptación.
- La ganancia de potencia es $|S_{21}|^2 = 20$, es decir, 13 dB.

12. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes sobre el transistor es correcta?

- Un buen diseño de amplificador con la mínima figura de ruido posible para obtener una ganancia de 15 dB sería diseñar las redes de adaptación a entrada y salida para obtener Γ_{S2} y Γ_{L1} .
- Se puede diseñar un amplificador con figura de ruido mínima F_{min} y máxima ganancia de 17,5 dB.
- Si se diseñan las redes de adaptación a entrada y salida para conseguir Γ_{S1} y Γ_{L1} entonces la ganancia de transferencia resultante es de 16 dB.

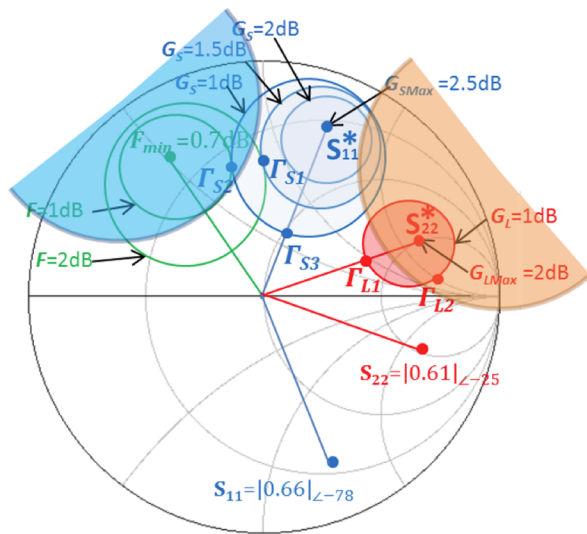
d) El mejor diseño es siempre el que consiga la máxima ganancia, es decir, para $\Gamma_S = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = S_{22}^*$, con $G_{Tm\acute{a}x} = 17,5$ dB, independientemente de la figura de ruido que resulte.

13. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es falsa?

- Si se diseñan las redes de adaptación a entrada y salida para conseguir Γ_{S1} y Γ_{L1} , entonces la ganancia de transferencia resultante es de 16,5 dB y la figura de ruido resultante es $F = 2$ dB.
- Γ_{S3} y Γ_{L2} maximizan la ganancia y minimizan la figura de ruido.
- Γ_{S3} y Γ_{L2} dan como resultado un amplificador de ganancia 15 dB.
- Si queremos diseñar un amplificador manteniendo una $G_{Lm\acute{a}x} = 2$ dB y una ganancia $G_T > 16,5$ dB, no es posible conseguir una figura de ruido $F < 2$ dB.

Para el mismo transistor de la figura 38, se han dibujado los círculos de estabilidad a la entrada (en azul) y a la salida (en naranja) en la carta de Smith, según puede verse en la figura 39. Responded las preguntas 14 y 15 según estos datos.

Figura 39. Carta de Smith donde se han dibujado los círculos de estabilidad del amplificador de microondas



14. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es falsa?

- Los puntos interiores al círculo de estabilidad a la entrada son condicionalmente estables.
- Se puede diseñar un amplificador de bajo ruido con F_{min} incondicionalmente estable.
- Un amplificador diseñado para $\Gamma_S = S_{11}^*$ y $\Gamma_L = \Gamma_{L1}$ será incondicionalmente estable.
- Un amplificador diseñado para $\Gamma_L = S_{22}^*$ será condicionalmente estable.

15. ¿Cuál de las afirmaciones siguientes es correcta?

- Un amplificador diseñado para $\Gamma_L = S_{22}^*$ será condicionalmente estable dado que $|S_{11}| > 1$.
- Si se diseñan las redes de adaptación a entrada y salida para conseguir Γ_{S1} y Γ_{L1} entonces el amplificador será incondicionalmente estable.
- Si se diseñan las redes de adaptación a entrada y salida para conseguir Γ_{S2} y Γ_{L1} entonces el amplificador será incondicionalmente estable.
- Dado que $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$ cualquier coeficiente de reflexión que diseñemos dentro de la carta de Smith dará como resultado un amplificador incondicionalmente estable.

Solucionario

Ejercicios de autoevaluación

1. c

2. b

3. a

4. a

5. d

6. b

7. c

8. c

9. a

10. d

11. d

12. a

13. b

14. b

15. b

Abreviaturas

AGC *m* Automatic gain control

AM *f* Amplitude modulation

BJT *m* Bipolar junction transistor

BPF *m* Band pass filter

BPSK *f* Binary phase shift keying

CNR *m* Carrier to noise ratio

DSB *f* Double sided band

DUT *m* Device under test (dispositivo bajo ensayo)

FM *f* Frequency modulation

HPF *m* High pass filter

IF *f* Frecuencia intermedia

IMPATT *m* Impact avalanche and transmit time

LNA *m* Low noise amplifier (amplificador de bajo ruido)

LO *m* Oscilador local

LPF *m* Low pass filter

LSB *f* Lower side band

MESFET *m* Metal semiconductor field effect transistor

PLL *m* Phase locked loop

RF *f* Radiofrecuencia

ROE *f* Relación de onda estacionaria

SFDR *m* Spurious free dynamic range

SNR *m* Signal to noise ratio

SSB *f* Single side band

USB *f* Upper side band

VSWR *m* Voltage standing wave ratio

Bibliografía

Bara Iniesta, M.; Escudero Quesada, A. M.; González Llobet, O.; Ibeas Hernández, A. (2012). *Tecnología electrónica*. Barcelona: UOC.

Carey, E.; Lidholm, S. (2005). *Millimeter-Wave Integrated Circuits*. Springer Science+Business Media, Inc.

Collin, R. E. (2001). *Foundations for Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.

Gentile, C. (1987). *Microwave Amplifiers and Oscillators*. Nueva York: McGraw-Hill.

Glover, I. A.; Pennock, S. R.; Shepherd, P. R. (2005). *Microwave devices, circuits and subsystems for communications engineering*. John Wiley & Sons, Ltd.

López i Rocafiguera, E.; Martí i Puig, P. (2012). *Electrónica de comunicaciones*. Barcelona: UOC.

Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering*. John Wiley & Sons.

Sweet, A. A. (1990). *MIC&MMIC Amplifier And Oscillator Circuit Design*. USA: Artech House.