

Capítulo 3

Fundamento teórico

3.1 La arquitectura superheterodina

3.1.1 Introducción

La arquitectura superheterodina es la arquitectura más popular usada en transceptores de comunicación. Se basa en el proceso heterodino de mezclar una señal entrante con un oscilador local desplazado en frecuencia (LO) en un dispositivo no lineal para generar una señal de frecuencia intermedia (IF) en el receptor, o bien para producir una señal de RF a partir de su versión en IF en el transmisor. El dispositivo no lineal que ejecuta el proceso heterodino es denominado mezclador en frecuencia o conversor de frecuencia. En un transceptor superheterodino, los procesos de translación en frecuencia pueden ser realizados más de una vez, y por tanto pueden existir múltiples frecuencias intermedias y múltiples bloques de IF.

Queda patente que la misma IF puede ser generada por una señal de entrada con una frecuencia bien por encima o bien por debajo de la frecuencia de LO. Entre estas dos frecuencias, la que corresponde a la señal no deseada es conocida como frecuencia imagen, y la señal en sí es denominada imagen. La diferencia en frecuencia entre la señal deseada y su imagen es dos veces la IF. Para prevenir que la imagen interfiera con la señal deseada y que otras señales fuertes no deseadas afecten al receptor superheterodino, se necesita un filtrado adecuado antes del conversor en frecuencia. El ancho de banda de este filtro de preselección es

bastante grande, y normalmente cubre toda la banda de recepción en un transceptor móvil inalámbrico. El filtrado de canal de un receptor superheterodino tiene lugar en los bloques de IF mediante filtros pasivos de alta selectividad. La sintonización del canal de recepción a menudo se lleva a cabo mediante la programación de un sintentizador de RF, y por tanto la frecuencia de cada bloque de IF puede permanecer fija.

En el transceptor superheterodino, la mayor parte de la ganancia de la señal deseada es proporcionada por los bloques de IF. En frecuencias intermedias fijas, es relativamente fácil obtener ganancias altas y estables. El consumo de potencia para obtener alta ganancia en IF es significativamente más bajo que aquél que tiene lugar si la misma ganancia es obtenida en RF. Esto es debido al hecho de que los filtros del canal eliminan de forma efectiva señales fuertes no deseadas o interferencias antes de que sean sustancialmente amplificadas, y por tanto no se requiere un rango dinámico alto para los amplificadores de IF. Además, los amplificadores de IF y los circuitos se suelen diseñar con impedancias altas. La alta selectividad del canal también ayuda a alcanzar una mayor sensibilidad del receptor dado que la ganancia adecuada antes del filtrado del canal puede ser ajustada para obtener la mejor sensibilidad, pero sin tener que saturar los amplificadores de la siguiente etapa. Las señales no deseadas o interferencias pueden ser filtradas más adelante en la banda base analógica mediante el uso de filtros paso de baja activos.

Dado que esta arquitectura se usa generalmente en sistemas de comunicación wireless, se describirá detalladamente su configuración en un transceptor full duplex. Como se puede prever, las múltiples frecuencias intermedias usadas en el sistema causarán un problema de respuestas espurias. Es necesario tener un buen plan de frecuencias para que un transceptor superheterodino opere de forma correcta en una banda de frecuencia específica.

3.1.2 Configuración de la radio superheterodina

Los sistemas inalámbricos tales como CDMA, WCDMA o AMPS, usan transceptores full-duplex. En estos transceptores, el transmisor y el receptor operan de forma simultánea en frecuencias desplazadas. La configuración de un transceptor full-duplex es normalmente más compleja que la de un half-duplex, dado que se necesitan algunos medios para proteger el receptor de la transmisión de alta potencia y de las potenciales emisiones espurias del transmisor. Un diagrama de bloques típico del transceptor superheterodino se muestra en la Figura 3.1.

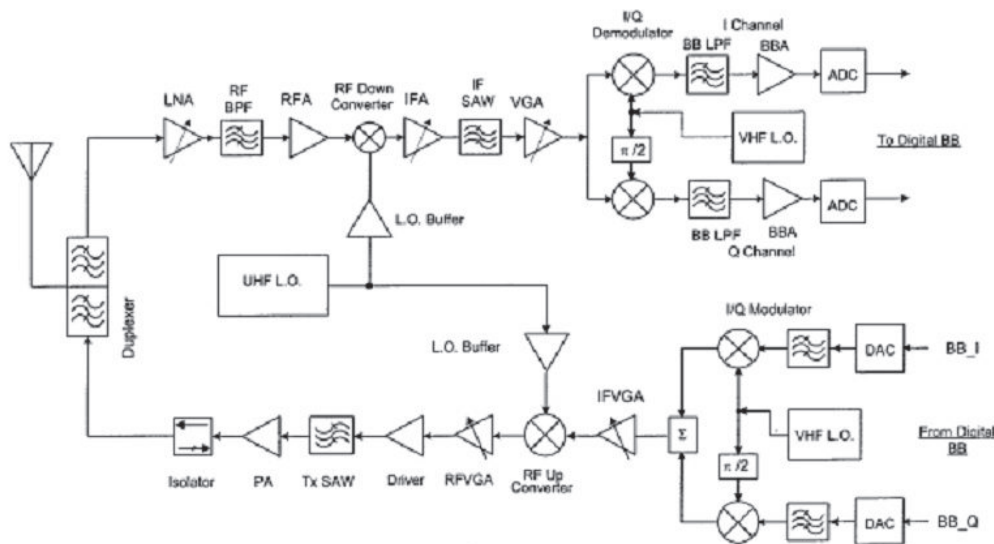


Figura 3.1: Diagrama de bloques de un transceptor superheterodino full-duplex.

Hay dos conversiones de frecuencia de RF a banda base y un bloque de IF tanto en el receptor como el transmisor. Ésta es una configuración típica de los transceptores superheterodinos empleados en estaciones móviles de diferentes protocolos de sistemas inalámbricos. En la Figura 3.1, la parte superior muestra el diagrama de bloques del receptor, y la parte baja corresponde al transmisor. El duplexer y el sintetizador del oscilador local (LO) que operan en la banda de frecuencia ultra alta (UHF) son compartidos tanto por el transmisor como por el receptor.

El duplexor consiste en dos filtros paso de banda con un puerto de entrada común y dos puertos de salida. Un filtro está centrado en la banda de frecuencia de recepción y es usado como filtro de preselección en recepción y para impedir que la potencia de transmisión se propague al receptor. El otro es un filtro de transmisión que se emplea para eliminar ruido y emisiones espurias en la banda de transmisión. El duplexor es necesario en un transceptor full duplex sólo si el receptor y el transmisor utilizan una antena común. Aunque no es necesario compartir un sintetizador UHF en un transceptor full-duplex, su uso puede disminuir el consumo de corriente y el coste total del mismo. El sintetizador full-duplex no solamente proporciona la potencia de LO a los convertidores de RF en el receptor y el transmisor, sino que también ejecuta la función de la sintonización del canal para el transceptor.

En un receptor superheterodino normalmente hay tres secciones: de RF, de IF y de BB. La sección de IF puede tener múltiples bloques que operan en diversas frecuencias intermedias, aunque tan sólo aparezca un bloque de IF en la Figura 3.1, como en la mayoría de receptores usados en estaciones móviles inalámbricas. La sección de RF del receptor incluye parte del duplexor como preselector de frecuencia, un amplificador de bajo ruido (LNA), un filtro paso de banda (BPF), un amplificador de RF como preamplificador del mezclador, y un convertidor de RF a IF (mezclador). El LNA juega un rol importante para lograr una buena sensibilidad en recepción. Su ganancia puede ser controlada para poder adaptarse al rango dinámico del receptor. El BPF de RF es normalmente un filtro SAW. La función de este filtro es suprimir las emisiones del transmisor, la imagen y otras interferencias. No todos los receptores superheterodinos van a usar este filtro SAW si el preselector presenta un rechazo lo suficientemente alto ante la potencia de transmisión, o si sólo hay un receptor en un sistema half-duplex. El amplificador de RF (RFA) o preamplificador del mezclador proporciona una ganancia suficiente al receptor como para que la figura de ruido del convertidor de RF a IF y las etapas posteriores tengan una influencia muy pequeña so-

bre la figura de ruido total y la sensibilidad. El RFA es necesario cuando se utiliza un mezclador pasivo como down-converter de RF. El down-converter realiza la conversión de frecuencia desde RF a IF. A continuación del down-converter hay un amplificador de IF (FA) y después un BPF de IF para seleccionar el canal y suprimir productos de mezcla no deseados. En la actualidad, se usan con bastante frecuencia filtros SAW de IF o filtros de cristal con alta selectividad para seleccionar el canal. Tal como se dijo anteriormente, el bloque de IF proporciona la mayor parte de la ganancia para el receptor, y el amplificador de ganancia variable de IF (VGA) –que está formado por múltiples etapas de amplificador–, es el principal bloque de ganancia de la sección de IF. El demodulador de I/Q es el segundo conversor de frecuencia y baja la frecuencia de la señal desde IF hasta BB. El demodulador contiene dos mezcladores, y convierte la señal de IF en señales de I y Q, por ejemplo en dos señales de BB desplazadas 90° . El desplazamiento de 90° puede implementarse bien con un filtro de polifase que cambia la fase entre dos señales de LO de VHF que se encaminan a los mezcladores en los canales de I y Q, o bien mediante el uso de un oscilador controlado por tensión (VCO) de VHF con una frecuencia el doble de la IF y dos divisores en frecuencia para generar dos señales de LO de IF con una diferencia de fase de 90° . Tras el mezclador sigue un filtro paso de baja (LPF) para filtrar los productos de mezcla no deseados y para suprimir interferencias. Las señales I y Q de banda base filtradas son amplificadas por amplificadores de BB, y el convertidor analógico-digital (ADC) convierte las señales de BB amplificadas a señales digitales para poder procesarlas en la banda base digital.

De manera similar al receptor superheterodino, el transmisor superheterodino también contiene tres secciones de BB, IF y RF. La parte inferior de la Figura 3.1 es un transmisor superheterodino típico usado en estaciones móviles inalámbricas. Las señales I y Q digitales en BB que transportan la información en transmisión, son convertidas a sus correspondientes señales digitales en BB por el convertidor digital-analógico (DAC) en los canales

de I y Q de la sección en BB del transmisor. Tras el filtrado en BB, las señales de BB de I y Q son convertidas en frecuencia a señales de IF, y la señal de IF del canal Q obtiene 90° más de fase que la del canal I durante la conversión en frecuencia en el modulador I/Q. La salida del modulador I/Q es la suma de las señales I y Q de IF. La señal completa de IF es amplificada por un VGA, que normalmente consiste en amplificadores multi etapa. Un up-converter sigue al VGA de IF, y la señal de IF amplificada es entonces convertida a una señal de RF. La señal de RF es a continuación amplificada por un VGA de RF, y seguidamente por un amplificador intermedio, también conocido como driver, hasta un nivel de potencia que es suficiente para activar al amplificador de potencia (PA). Un BPF de RF (filtro SAW) se inserta entre el amplificador intermedio y el PA para seleccionar la señal de RF deseada y suprimir otros productos de mezcla generados por el up-converter de RF. Es mejor colocar el BPF de RF justo después del up-converter, pero esta configuración puede no ser conveniente dado que el bloque entero desde el DAC hasta el amplificador intermedio puede ser integrado en un solo die (circuito integrado) de semiconductor o chip. El amplificador de potencia aumenta la señal de RF deseada hasta un nivel lo suficientemente alto como para que la potencia de transmisión en el puerto de la antena sea mayor que el mínimo requerido después de restar las pérdidas de inserción del aislador y el duplexor. El PA puede ser un amplificador de clase AB, como se usa en los sistemas móviles TDMA, CDMA y WCDMA o un amplificador de clase C, como el que se emplea en sistemas GSM y AMPS. En cualquiera de estos casos, el PA presenta características no lineales. El PA de clase C tiene mejor eficiencia de potencia que el amplificador de clase AB, pero sólo puede ser usado para sistemas con esquemas de modulación de envolvente constante, tales como las modulaciones FM o GMSK. El rendimiento del PA, incluyendo la ganancia y la linealidad, es muy sensible a su carga. Se necesita un aislador entre el PA y la antena para reducir la influencia de la variación de la impedancia de entrada de la antena de la estación móvil con su posición con respecto al PA. Puede observarse cómo el duplexor va a suprimir el ruido fuera de la

banda de transmisión y las emisiones espurias, así como reducir la filtración de potencia de transmisión hasta el receptor.

3.2 Amplificadores

Este apartado trata sobre amplificadores de microondas y de radiofrecuencia basados en transistores. En la literatura científica muchas veces se refiere a estos componentes como de estado sólido (solid state amplifiers, SSAs) para diferenciarlos de los circuitos construidos con válvulas electrónicas o de vacío.

Los amplificadores de alta frecuencia son lo suficientemente complejos como para escribir varios libros al respecto. Obviamente, entrar en tan alto grado de detalles trasciende el objetivo de este proyecto, por lo que se procederá a abordar los conceptos más importantes y las configuraciones más usadas. La mayor parte de esta sección se centrará en el amplificador clásico con un transistor, con una red de adaptación de entrada y una red de adaptación de salida. En esta arquitectura se distinguen tres casos importantes: amplificadores genéricos o de pequeña señal, amplificadores de bajo ruido y amplificadores de potencia. Los amplificadores de pequeña señal y de bajo ruido suponen un funcionamiento lineal del transistor. En el primer caso lo que importa es la ganancia, y por tanto las mejores adaptaciones de impedancia posibles a la entrada y salida. En amplificadores de bajo ruido, la entrada se adapta para lograr la mínima figura de ruido, de tal manera que la optimización de ganancia se busca en la salida. Los amplificadores de potencia usan el transistor en zona no lineal, con la adaptación en la salida intentando explotar al máximo la potencia del transistor de tal manera que cualquier mejora en la ganancia se basa sólo en la entrada.

3.2.1 Amplificadores de pequeña señal

La Figura 3.2 muestra la estructura básica del amplificador de alta frecuencia más común. Aunque el símbolo de Q1 corres-

ponda al de un FET, también podría tratarse de un BJT o un MOS, con pequeños cambios relacionados con la circuitería DC. La conexión del componente activo más frecuente es la de fuente común/emisor común, aunque otras configuraciones son usadas también a veces. Además, la mayoría de los amplificadores reales usan tan sólo un componente activo, aunque algunas aplicaciones emplean múltiples componentes en conexión cascodo o Darlington.

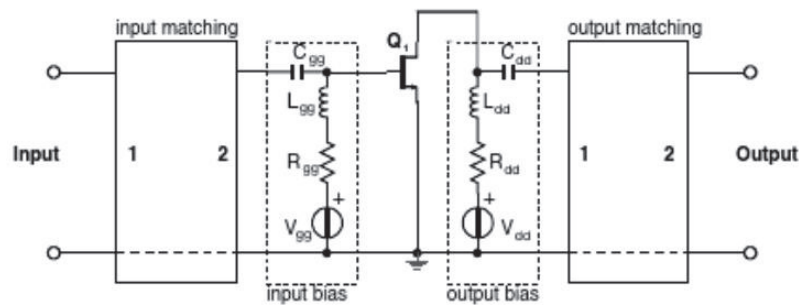


Figura 3.2: Estructura básica del amplificador.

Comenzaremos nuestra descripción refiriéndonos a la configuración en la Figura 3.2 tal y como se muestra en el dibujo, porque es la más simple de todas, y más adelante se analizarán otras variantes. Centrándonos en Q_1 , podemos ver dos redes de alimentación, una a la entrada y otra a la salida, compuestas cada una de ellas por una bobina, un condensador y una fuente de voltaje, con una resistencia en serie. El condensador tiene una impedancia infinita en DC (cortocircuito) y una impedancia insignificante en RF (circuito abierto), mientras que lo contrario se aplica a las bobinas. De este modo, los dos generadores DC pueden alimentar sus respectivos electrodos del transistor sin interferir en los elementos de alta frecuencia ni que estos interfieran en los generadores. Los dos generadores DC, V_{gg} y V_{dd} , junto con sus respectivas resistencias en serie, R_{gg} y R_{dd} , son los modelos Thévenin de cualquier voltaje real o fuente de corriente. Las dos redes de adaptación modifican las impedancias del transistor vistas por la entrada y la salida, a valores tan próximos como sea posible a los 50 ohmios. En muchos casos reales, las redes de adaptación y de alimentación no son distintas, y suelen compar-

tir uno o más componentes que hacen funciones de adaptación y alimentación de forma simultánea.

El diseño de un amplificador normalmente tiene dos fases: la elección del componente más apropiado, y el diseño de las redes de adaptación y alimentación. La decisión del mejor transistor para una aplicación concreta se basa no sólo en parámetros eléctricos, sino también en cuestiones de coste. Normalmente, los componentes que funcionan mejor tienen el coste más elevado. Por otra parte, los transistores de mejor funcionamiento podrían requerir mayor simplicidad, y por tanto menos coste, en las redes de adaptación de impedancia. La primera evaluación de un componente potencial reside en las especificaciones del fabricante, que son generalmente suficientes para el diseño completo. Algunas pocas aplicaciones, particularmente críticas, exigen una caracterización más exacta del componente. En estos casos el diseñador podría necesitar datos adicionales del transistor así como la obtención de un modelo específico hecho a medida para adecuarse a las exigencias de la aplicación. El diseño de la red de adaptación está estrictamente relacionado con el funcionamiento que se espera del amplificador. Hay técnicas de diseño disponibles para máxima ganancia, mejor planitud de la ganancia, mejor adaptación de impedancia, mínima figura de ruido, máxima potencia, máxima linealidad y una combinación de todas éstas.

Además de estos rendimientos eléctricos, el interés del amplificador en la producción tiene una importancia capital, desde el punto de vista de diseño, esto implica que la red debe proporcionar una sensibilidad mínima con respecto las tolerancias de los componentes.

3.2.1.1 Definiciones de ganancia

Existen tres definiciones principales de la ganancia de potencia del amplificador que se usan en ingeniería práctica:

1. Ganancia de transductor G_T es el cociente entre la potencia

proporcionada a la carga P_L y la disponible en el generador P_{AVS} .

2. Ganancia de potencia operativa o simplemente ganancia de potencia G_P , es el cociente entre la potencia entregada a la carga P_L y la potencia a la entrada P_{IN} .
3. Ganancia de potencia disponible es el cociente entre las potencias disponibles del transistor P_{AVN} y la potencia del generador P_{AVS} .

Expresados en fórmulas:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{AVS}}, \quad G_p = \frac{P_L}{P_{IN}}, \quad G_A = \frac{P_{AVN}}{P_{AVS}}. \quad (3.1)$$

La Figura 3.3 (a) muestra el diagrama genérico de un transistor conectado a una fuente de entrada y a una carga de salida. Los coeficientes de reflexión de la fuente y la carga son Γ_S y Γ_L respectivamente, mientras que el superíndice Q hace referencia a los parámetros del transistor. La fuente y la carga en la Figura 3.3 (a) podrían incluir sus redes de adaptación de impedancias respectivas, debido al valor genérico supuesto en Γ_S y Γ_L . Las Figuras Figura 3.3 (b) y (c) muestran los gráficos de flujo de señal correspondientes al esquemático de la Figura 3.3 (a), suponiendo que la fuente se termina con una carga genérica de valor Γ_L . Usaremos estos gráficos para deducir las expresiones explícitas de las ganancias de potencia, que se muestran en la Ecuación (3.1).

Comenzando con la Figura 3.3 (c), la potencia entregada por la fuente a la carga es igual a la amplitud al cuadrado de la onda incidente.

$$P_L = |a_l|^2 = \left| \frac{1}{(1 - \Gamma_S \Gamma_L)} \right|^2 |b_s|^2 \quad (3.2)$$

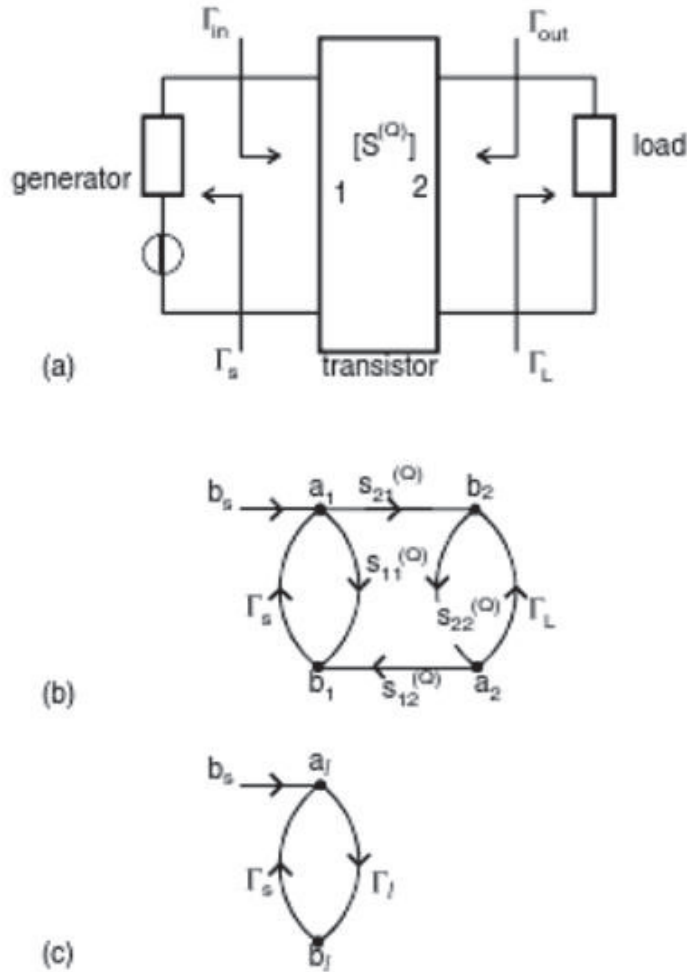


Figura 3.3: Estructuras para la computación del cociente de transferencia de potencia de una red de dos puertos: (a) esquemático eléctrico; (b) gráfica de flujo de señal del amplificador; (c) gráfica de flujo de señal del generador.

El tercer término en la Ecuación (3.2) se obtiene fácilmente aplicando la regla de Mason a la gráfica de flujo de señal de la Figura 3.3 (c).

La potencia disponible, por definición, es la potencia entregada a una carga conjugada/adaptada al generador. Por tanto (3.2) devuelve la potencia disponible del generador tras la sustitución $\Gamma_S = \Gamma_L^*$, donde el asterisco denota complejo conjugado:

$$P_{AVS} = \frac{1}{(1 - |\Gamma_S|^2)} |b_S|^2 \quad (3.3)$$

La potencia entregada a la carga vendrá dada por la diferencia entre las amplitudes al cuadrado de la onda reflejada y la incidente a la salida del amplificador:

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2) \quad (3.4)$$

Los términos en (3.3) y (3.4), junto con las definiciones de ganancia de transductor, incluyen las variables desde b_s a b_2 .

Mediante un análisis de la gráfica de flujo de señal del amplificador y tras hacer los cálculos pertinentes, podemos llegar a las siguientes expresiones:

$$G_T = \frac{|s_{21}|^2(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - s_{11}\Gamma_S)(1 - s_{22}\Gamma_L) - s_{12}\Gamma_S s_{21}\Gamma_L|^2} \quad (3.5)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.6)$$

$$G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_s|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_L|^2} \quad (3.7)$$

Las tres expresiones en (3.5), (3.6), y (3.7), dan tres puntos de vista sobre el efecto de los diversos coeficientes de reflexión en la ganancia de transducción.

En cuanto a las otras definiciones de ganancia de potencia, tenemos que la potencia de entrada del amplificador es la diferencia entre la potencia disponible del generador y la potencia reflejada. Considerando esto, las dos primeras expresiones en (3.1) dan:

$$G_P = \frac{P_L}{P_{IN}} = \frac{P_{AVS}}{P_{IN}} \frac{P_L}{P_{AVS}} = \frac{P_{AVS}}{P_{IN}} G_T = \frac{1}{1 - |\Gamma_S|^2} G_T \quad (3.8)$$

Sustituyendo esta expresión en (3.6) y (3.7) obtenemos:

$$G_p = \frac{1}{|1 - \Gamma_{in}\Gamma_s|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}\Gamma_L|^2} = \frac{1}{|1 - s_{11}\Gamma_s|^2} |s_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - \Gamma_{out}\Gamma_L|^2} \quad (3.9)$$

La potencia disponible del amplificador es la entregada a una carga adaptada por lo que la ganancia de potencia disponible coincide con el valor dado por (3.7) cuando $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$. Por tanto:

$$G_A = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11}\Gamma_s|^2} |s_{21}|^2 \frac{1}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (3.10)$$

Todas las expresiones derivadas para la ganancia de potencia del transistor pueden aplicarse para cualquier red lineal de dos puertos también. En concreto, si sustituimos los parámetros de Scattering del transistor por los del amplificador completo, y consideramos $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ en (3.7), (3.9) y (3.10), obtendremos las siguientes expresiones:

$$G_T = G_P = |S_{21}^{(AMP)}|^2; \quad G_A = \frac{|S_{21}^{(AMP)}|^2}{1 - |\Gamma_{out}|^2} \quad (3.11)$$

donde el superíndice (AMP) denota parámetros de Scattering del amplificador, que son combinación de la red de adaptación de entrada, el transistor, y la red de adaptación de salida.

3.2.1.2 Redes de adaptación

Habiendo definido la ganancia de potencia, podemos ahora describir las redes de adaptación que maximizan la transferencia de potencia desde el generador hasta el transistor, y desde éste hasta la carga.

Normalmente el generador de entrada y la carga de salida son resistivos, mientras que el transistor presenta impedancias reactivas y dependientes de la frecuencia en sus electrodos. Si miramos a la red de adaptación desde el dispositivo activo (a) o desde el

lado opuesto (b), tenemos dos descripciones diferentes pero equivalentes de su funcionamiento:

(a) La red de entrada (salida), transforma la impedancia del generador (carga) al conjugado de la impedancia del transistor de entrada (salida).

(b) La red de adaptación de entrada (salida), transforma la impedancia de entrada (salida) del transistor al conjugado de la impedancia del generador (carga). Esta segunda definición podría omitir la palabra conjugado, dado que la carga y el generador son normalmente resistivos, como se ha explicado anteriormente.

El diseño de la red de adaptación puede utilizar muchos métodos y topologías de circuitos distintos. El resultado podría ser una red concentrada, distribuida o mixta, una red puramente reactiva o de pérdidas, con una respuesta paso de baja o paso de banda.

Uno de los parámetros clave para el diseño de la red de adaptación es el ancho de banda del amplificador. Como regla general, los anchos de banda más grandes requieren redes más complicadas. Normalmente, los diseñadores de amplificadores prefieren adaptaciones reactivas antes que resistivas, debido a la pérdida de señal que implican estas últimas.

3.2.1.3 Adaptación de impedancia para ganancia máxima

Para examinar el efecto de las redes de adaptación, de inicio asumiremos que no están presentes. La red en la Figura 3.2 se reduce al transistor con sus redes de alimentación, las cuales no afectan a la señal de RF, según nuestra hipótesis. Denotamos los parámetros del transistor con el superíndice (Q). La expresión en (3.5) con $\Gamma_S = \Gamma_L = 0$ nos da así la ganancia de potencia del amplificador simplificado.

$$G_{T,mismatched} = |S_{21}^{(Q)}|^2 \quad (3.12)$$

En esta configuración simplificada, la entrada del transistor

no absorbe toda la potencia disponible del generador, porque su coeficiente de reflexión no es cero. El cociente entre la potencia disponible del generador y la absorbida por la entrada del transistor es:

$$\frac{P_{AV,generator}}{P_{in,transistor}} = \frac{1}{1 - |S_{11}^{(Q)}|^2} \quad (3.13)$$

De manera similar, la desadaptación a la salida impide que la salida del transistor transfiera toda la potencia disponible a la carga. El cociente entre la potencia disponible desde la salida del transistor y la transferida a la carga es:

$$\frac{P_{AV,transistor}}{P_{load}} = \frac{1}{1 - |S_{22}^{(Q)}|^2} \quad (3.14)$$

Cuando el transistor se adapta a la entrada y a la salida, los dos cocientes en (3.13) y (3.14) se vuelve unitarios. Suponiendo que las dos redes de adaptación no presentan pérdidas y que el transistor es unilateral ($s_{12}^{(Q)} = 0$), la ganancia de potencia adaptada se ve incrementada por los dos cocientes mencionados anteriormente, resultando:

$$G_{Tmatched} = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - s_{11}^{(Q)}\Gamma_S|^2} |s_{21}^{(Q)}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - s_{22}^{(Q)}\Gamma_L|^2} \quad (3.15)$$

De (3.15) se deduce que la máxima ganancia de transducción se consigue cuando cada uno de los términos $(1 - |\Gamma_S|^2)|1 - s_{11}^{(Q)}\Gamma_S|^{-2}$, $|s_{21}^{(Q)}|^2$, $(1 - |\Gamma_L|^2)|1 - s_{22}^{(Q)}\Gamma_L|^{-2}$ alcanzan su máximo.

Puede demostrarse que el primer y tercer factor de la ganancia alcanzan su máximo cuando $\Gamma_S = s_{11}^{(Q)*}$, $\Gamma_L = s_{22}^{(Q)*}$ y que esos máximos son iguales a $(1 - |s_{11}^{(Q)}|^2)^{-1}$ y $(1 - |s_{22}^{(Q)}|^2)^{-1}$ respectivamente.

Cuanto más desadaptado esté un transistor, mayor será el incremento de ganancia producido por las redes de adaptación.

La expresión en (3.15) da la ganancia de potencia máxima absoluta con dispositivos perfectamente adaptados usando redes de adaptación sin pérdidas.

Sin embargo, los transistores unilaterales nunca son unilaterales, más bien su coeficiente de transmisión inversa es distinto de cero, aunque su amplitud es más pequeña que la del coeficiente de transmisión directa. Una de las consecuencias de esta situación es que el coeficiente de reflexión de entrada (salida) del transistor depende de la impedancia que termina la salida (entrada). Los parámetros $[S]$ del transistor son, por definición, medidos con los puertos terminados en 50 ohmios. Entonces, $s_{11}^{(Q)}$ ($s_{22}^{(Q)}$) es el coeficiente de reflexión de entrada (salida) del transistor cuando la salida (entrada) se termina con 50 ohmios. Por tanto, si comenzamos por adaptar la entrada, tenemos que diseñar una red que transforme $s_{11}^{(Q)}$ en 50 ohmios. Ahora, si consideramos el efecto de la red de adaptación de entrada, podremos ver que la reflexión a la salida del dispositivo ya no es ($s_{22}^{(Q)}$). Aún así, aún podríamos intentar adaptar el nuevo coeficiente de reflexión a la salida a 50 ohmios. Por desgracia, la red de adaptación de salida modifica el coeficiente de reflexión a la entrada, perjudicando así la adaptación en la entrada. Para corregir esto, debería ser posible cambiar la red de adaptación a la entrada para poder tener en cuenta el $s_{11}^{(Q)}$ modificado, pero esto cambiaría ($s_{22}^{(Q)}$) y así sucesivamente, obteniendo la misma conclusión que si comenzáramos por la adaptación a la salida.

Podría considerarse que una posibilidad para adaptar un transistor bilateral es retroceder modificando las redes de adaptación a la entrada y salida. Tal procedimiento normalmente converge después de varias iteraciones y podría ser bastante tedioso, particularmente para amplificadores de banda ancha. Una alternativa más eficiente y científica es la adaptación conjugada simultánea.

Los coeficientes de reflexión de entrada y salida del transistor son:

$$\Gamma_{IN}^{(Q)} = s_{11}^{(Q)} + \frac{s_{21}^{(Q)}s_{12}^{(Q)}\Gamma_{ML}}{1 - s_{22}^{(Q)}\Gamma_{ML}}, \quad \Gamma_{OUT}^{(Q)} = s_{22}^{(Q)} + \frac{s_{21}^{(Q)}s_{12}^{(Q)}\Gamma_{MS}}{1 - s_{22}^{(Q)}\Gamma_{MS}} \quad (3.16)$$

donde Γ_{MS} y Γ_{ML} son los coeficientes de reflexión presentados a la entrada y a la salida del transistor por las redes de adaptación respectivas.

La entrada y salida estarán simultáneamente adaptadas si

$$\Gamma_{MS} = \Gamma_{IN}^*; \quad \Gamma_{ML} = \Gamma_{OUT}^* \quad (3.17)$$

Combinando los coeficientes de la expresión en (3.16) con las condiciones en (3.17), y después de alguna manipulación, obtenemos los coeficientes de reflexión en los terminales del transistor para adaptación simultánea:

$$\Gamma_{MS} = \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|C_1|^2}}{2C_1}; \quad \Gamma_{ML} = \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|C_2|^2}}{2C_2} \quad (3.18)$$

donde

$$B_1 = 1 + |s_{11}^{(Q)}|^2 - |s_{22}^{(Q)}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.19)$$

$$B_2 = 1 + |s_{22}^{(Q)}|^2 - |s_{11}^{(Q)}|^2 - |\Delta|^2 \quad (3.20)$$

$$C_1 = s_{11}^{(Q)} - s_{22}^{(Q)*}\Delta \quad (3.21)$$

$$C_2 = s_{22}^{(Q)} - s_{11}^{(Q)*}\Delta \quad (3.22)$$

y Δ es el determinante de la matriz formada por los parámetros de Scattering

$$\Delta = s_{11}^{(Q)} s_{22}^{(Q)} - s_{12}^{(Q)} s_{21}^{(Q)} \quad (3.23)$$

Las dos expresiones en (3.18) devuelven dos valores distintos cada una de ellas. Sin embargo, tan sólo uno tiene amplitud menor que 1, y por tanto es la solución válida. Además, si el transistor es potencialmente inestable, entonces ambas parejas tendrán amplitud unitaria. Esto previene el diseño de la red de adaptación conjugada, como podemos demostrar fácilmente.

Vamos a considerar, por ejemplo, la red de adaptación de salida en el esquemático de la Figura 3.2. Sea Γ_{load} el coeficiente de reflexión del generador, que cumple $|\Gamma_{load}| < 1$, y vamos a denotar los parámetros de Scattering de la red de adaptación de salida con el superíndice (out). Ignorando la red de alimentación, o considerándola parte de la red de adaptación, tenemos que la máxima amplitud del coeficiente de reflexión visto por la salida del transistor es

$$|\Gamma_{out,Pl}| \leq \frac{|s_{22}^{(out)}| + |\Gamma_{load}|}{1 + |s_{22}^{(out)}| |\Gamma_{load}|} \quad (3.24)$$

donde el signo igual se aplica sólo en el caso de redes de adaptación puramente reactivas.

La relación anterior implica que $|\Gamma_{out,Pl}| = 1$ si y sólo si $|s_{22}^{(out)}| = 1$. De nuevo, esto sólo es posible si la red de adaptación no presenta pérdidas, implicando eso que $|s_{21}^{(out)}| = |s_{12}^{(out)}| = 0$. O en otras palabras, no hay transmisión entre los dos puertos de la red. Por tanto, una red de adaptación puede presentar una carga puramente reactiva si se la aísla de la carga, y no se le transfiere ninguna potencia. De forma similar, podríamos asumir que la carga es puramente resistiva -cualquier reactancia en serie se considera como parte de la red de adaptación-, y normaliza los parámetros S en la resistencia de carga. En este caso, el coeficiente de reflexión visto por la salida del transistor coincide con el de

la entrada de la red de adaptación, y tiene amplitud unitaria sólo si los dos puertos de la red de adaptación están aislados. Nótese que asumimos un valor genérico para el coeficiente de reflexión de carga: la impedancia de carga no tiene efecto en nuestras consideraciones, a menos que sea puramente reactiva por ella misma; en ese caso ninguna transferencia de potencia activa hacia la carga es posible, independientemente de cualquier otra circunstancia.

Las mismas consideraciones se aplican a la red de adaptación de entrada. La conclusión es que las adaptaciones conjugadas simultáneas son imposibles si el transistor es potencialmente inestable.

Una vez que los coeficientes Γ_{MS} y Γ_{ML} son conocidos mediante (3.21) y (3.23), podemos dimensionar la red de adaptación de forma similar a un transistor unilateral, teniendo a Γ_{MS}^* y Γ_{ML}^* como coeficientes de reflexión de entrada y salida, respectivamente.

Sustituyendo los coeficientes de (3.21) en (3.5), obtenemos la máxima ganancia de transducción de un transistor no unilateral perfectamente adaptado.

$$G_T = \frac{|s_{21}^{(Q)}|^2(1 - |\Gamma_{MS}|^2)(1 - |\Gamma_{ML}|^2)}{|1 - (s_{11}^{(Q)}\Gamma_{MS} + s_{22}^{(Q)}\Gamma_{ML} + s_{12}^{(Q)}s_{21}^{(Q)}\Gamma_{MS}\Gamma_{ML}) + s_{11}^{(Q)}\Gamma_{MS}s_{22}^{(Q)}\Gamma_{ML}|^2} \quad (3.25)$$

Como puede observarse, los coeficientes $\Gamma_{MS} = \Gamma_{IN}^*$ y $\Gamma_{ML} = \Gamma_{OUT}^*$ dados por (3.23) no son físicamente realizables si el transistor es inestable; entonces la máxima ganancia de la (3.25) no es alcanzable. La máxima ganancia para un transistor potencialmente inestable viene dada por la expresión:

$$G_T = \frac{|s_{21}^{(Q)}|^2}{|s_{12}^{(Q)}|^2} (K - \sqrt{K^2 - 1}) \quad (3.26)$$

La ganancia de transducción de la expresión (3.26) es una función decreciente monolítica del factor de estabilidad, y alcanza su

máximo en la condición de estabilidad mínima ($K=1$). El valor resultante es la ganancia máxima estable:

$$G_{MSG} = \frac{|s_{21}|^2}{|s_{12}|^2} \quad (3.27)$$

El valor de (3.27) es el máximo teóricamente alcanzable por el amplificador que se ha estudiado en esta sección, si las redes de adaptación presentan la mínima pérdida de disipación necesaria para la estabilización del transistor.

Los amplificadores que emplean transistores potencialmente inestables necesitan ser estabilizados, particularmente cuando las impedancias terminadoras son tales que el coeficiente de reflexión visto por el transistor viene de la región de inestabilidad, con el consecuente riesgo de oscilaciones. La estabilización previene el uso de redes de adaptación puramente reactivas, en el sentido de que pueden trasladar las regiones inestables desde una porción de la carta de Smith hasta otra, siempre permaneciendo dentro del círculo unidad ($|\Gamma| = 1$). En vez de eso, necesitamos expulsar las regiones inestables fuera de la Carta de Smith. Es decir, las redes de adaptación con pérdidas serán necesarias y las redes de adaptación de entrada y salida deberán incluir resistencias, que podrán ser o bien concentradas o bien elementos con pérdidas en elementos reactivos no ideales.

La ganancia con adaptación simultánea es la máxima posible: a medida que el coeficiente de reflexión del generador (carga) difiere de Γ_{MS} (Γ_{ML}), la ganancia decrece. Los coeficientes de reflexión de las terminaciones que producen la misma ganancia constituyen los lugares en el plano Γ con forma de círculos y son conocidos con el nombre de círculos de ganancia constante. El tratamiento completo de los círculos de ganancia envuelve muchos casos: entrada y salida, ganancia de transductor, ganancia de potencia disponible y operativa con transistores unilaterales, bilaterales, estables e inestables. Se estudiará a continuación el caso de la ganancia de potencia de un amplificador perfectamente

adaptado, con un transistor bilateral estable. Bajo estas premisas, la ganancia de potencia disponible y de transducción coinciden. Las localizaciones constantes disponibles son círculos en el plano del coeficiente de reflexión de entrada (Γ_S) con centro y radio:

$$C_A = \frac{\frac{G_A}{|s_{21}^{(Q)}|^2} (s_{11}^{(Q)*} - s_{22}^{(Q)} \Delta^*)}{1 + \frac{G_A}{|s_{21}^{(Q)}|^2} (|s_{11}^{(Q)}|^2 - |\Delta|^2)} \quad (3.28)$$

$$R_A = \frac{\sqrt{1 + 2K |s_{21}^{(Q)} s_{21}^{(Q)}| \frac{G_A}{|s_{21}^{(Q)}|^2} + |s_{21}^{(Q)} s_{21}^{(Q)}|^2 \frac{G_A^2}{|s_{21}^{(Q)}|^4} |\Delta|^2}}{|1 + |s_{11}^{(Q)}|^2 \frac{G_A}{|s_{21}^{(Q)}|^2} - |\Delta|^2|} \quad (3.29)$$

donde G_A es la ganancia disponible que se obtiene cuando el coeficiente de reflexión de entrada se mueve alrededor del círculo.

Los círculos de ganancia constantes proporcionan una representación intuitiva de la sensibilidad de la ganancia ante los coeficientes de reflexión de entrada y salida: una región de la carta de Smith poblada con muchos (pocos) círculos de ganancia indica una sensibilidad alta (baja).

Normalmente, el coeficiente de transmisión directa del transistor y la ganancia máxima decrecen con la frecuencia, con una pendiente de unos 20 dB por década. Este comportamiento tendrá dos efectos principales en el diseño de la red de adaptación:

1. Si no se pone la suficiente precaución, la ganancia del amplificador tiende a crecer a baja frecuencia. Algunas veces, la ganancia a baja frecuencia podría ser incluso más alta

que el valor que tome en la banda de interés. De este modo, las señales fuera de la banda de interés, incluyendo el ruido, pueden reducir el rango dinámico del amplificador, causando intermodulación con la señal útil. El caso extremo sería que señales de entrada de baja frecuencia y relativamente fuertes saturasen el amplificador, comprometiendo así su funcionamiento. Por tanto, las redes de adaptación paso de alta son preferibles a las de paso de baja, porque la falta de ganancia asociada a la desadaptación hace que se decremente la ganancia a frecuencias menores a la mínima operativa, oponiéndose a la subida natural de la ganancia del transistor.

2. La disminución natural de la ganancia a bajas frecuencias, combinada con los límites en la adaptación de impedancia en banda ancha, nos llevan a una estrategia interesante para el diseño de amplificadores de banda ancha. El transistor es adaptado a la máxima frecuencia solamente; a frecuencias más bajas, una desadaptación controlada compensa el aumento de la ganancia del dispositivo aplanándola.

3.2.2 Amplificadores de bajo ruido

Los amplificadores añaden ruido a la señal amplificada. Es importante que el ruido añadido sea tan bajo como sea posible, particularmente si las señales que han de ser amplificadas son débiles. Podemos expresar este concepto en términos cuantitativos diciendo que la figura de ruido del amplificador debe ser lo más baja posible.

El factor de ruido de una red lineal de dos puertos genérica viene dado por la expresión:

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{Re(Y_S)} |Y_S - Y_{opt}|^2 \quad (3.30)$$

donde Y_S es la admitancia a la salida de la red de entrada.

El segundo término en el miembro final de la ecuación anterior es siempre no negativo, dado que la resistencia de ruido R_n y la admitancia del generador $Re(Y_s)$ lo son. Por tanto, el factor de ruido alcanza su mínimo F_{min} si el término mencionado anteriormente se desvanece, lo que significa que $Y_s = Y_{opt}$. El parámetro R_n determina cómo de rápido aumenta el factor de ruido para una desviación dada de la admitancia del generador a partir de Y_{opt} . Nótese que el factor de ruido depende tan sólo de la admitancia de entrada, no de la salida.

Todas las consideraciones anteriores se aplican a cualquier red lineal de dos puertos, en particular a transistores y amplificadores. Sin embargo, en el caso de un amplificador completo, el único parámetro relevante es la figura de ruido en 50 ohmios, dado que ésa es la impedancia de trabajo. El caso de un solo transistor es diferente, porque el set completo de parámetros de ruido es necesario para obtener el mejor comportamiento en cuanto a ruido en el amplificador completo. El diseño de un amplificador de bajo ruido (LNA) basándose en la configuración de la Figura 3.2 consiste en diseñar una red de adaptación de entrada que presente una admitancia a la entrada del transistor tan próxima como sea posible a Y_{opt} .

La expresión en (3.30) nos sugiere un método para medir los parámetros de ruido de una red de dos puertos, y de un transistor en particular, basado en múltiples medidas del factor de ruido con diferentes impedancias de entrada. La Figura 3.4 muestra la configuración necesaria para implementar la medida del parámetro de ruido del transistor. El *noise figure meter* mide la figura de ruido del transistor con diferentes cargas de entrada, proporcionadas por el *stub tuner*. El analizador de red mide la impedancia presentada a la entrada del transistor. Las dos redes *T-bias* no afectan a la medida dado que están calibradas de antemano. Las posibles diferencias en los dos caminos del conmutador también son tenidas en cuenta con diferentes técnicas de calibración.

El procedimiento de medida consiste en los siguientes pasos:

1. Con el conmutador en la posición 1, modificar la admitancia del generador mediante el *stub tuner*, para minimizar la figura de ruido medida por el *noise figure meter*. El factor de ruido correspondiente es F_{min} .

2. Mantener el *stub tuner* en el estado encontrado en 1 y el conmutador en la posición 2. La admitancia medida por el analizador de red es Y_{opt} .

3. Normalmente $1/Y_{opt}$ es diferente de 50Ω . Para poder explotar esta diferencia, medir la figura de ruido en 50Ω , $F_{50\Omega}$. Poner el conmutador en la posición 2, y ajustar el *stub tuner* para minimizar el coeficiente de reflexión medido por el analizador de red. A continuación, mover el conmutador a la posición 1: el factor de ruido medido coincide con $F_{50\Omega}$.

4. La Ecuación (3.30) nos dice que la resistencia de ruido es una función de los parámetros hallados en los puntos 1, 2 y 3. Por ejemplo:

$$R_n = (F_{50\Omega} - F_{min}) \frac{R_0}{|1 - R_0 Y_{opt}|^2} \quad (3.31)$$

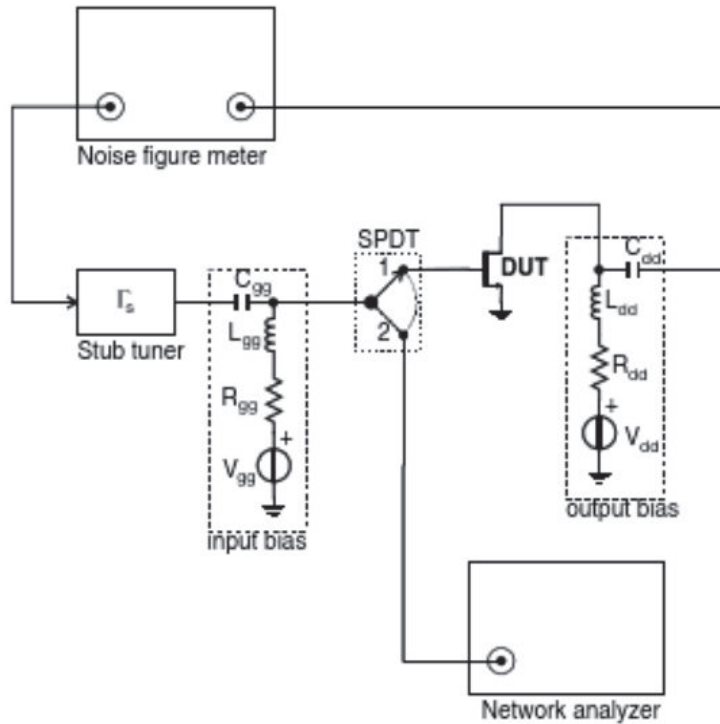


Figura 3.4: Configuración para la medida de los parámetros de ruido del transistor.

Obsérvese que cuando el conmutador está en la posición 2, el voltaje V_{dd} se aplica al puerto de medida del analizador de red. Esto podría ser peligroso para el instrumento, dependiendo del voltaje y del tipo del instrumento mismo. Por tanto, es recomendable desconectar V_{dd} , antes de poner el conmutador en la posición 2.

Podemos analizar más aspectos del amplificador de bajo ruido expresando el factor de ruido en forma de coeficientes de reflexión en lugar de admitancias. Las admitancias del generador y óptima se relacionan con sus respectivos coeficientes de la forma:

$$Y_s = \frac{1}{R_0} \frac{1 - \Gamma_s}{1 + \Gamma_s}; \quad Y_{opt} = \frac{1}{R_0} \frac{1 - \Gamma_{opt}}{1 + \Gamma_{opt}} \quad (3.32)$$

Sustituyendo la expresión anterior en la Ecuación (3.30), obtenemos:

$$F = F_{min} + 4 \frac{R_n}{R_0} \frac{|Y_{opt} - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)|1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.33)$$

Para cualquier factor de ruido que cumpla $F > F_{min}$ la Ecuación (3.33) devuelve los valores del coeficiente de reflexión Γ_s que producen F . Todos los valores de Γ_s que se corresponden con un valor constante de F se muestran en círculos, conocidos como círculos de ruido constante. Con un procedimiento similar usado en el de los círculos de estabilidad podemos determinar el centro C_F y radio R_F de los círculos de ruido constante:

$$C_F = \frac{\Gamma_{opt}}{1 + \frac{F - F_{min}}{4} \frac{R_o}{R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.34)$$

$$R_F = \frac{\frac{F - F_{min}}{4} \frac{R_o}{R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2}{1 + \frac{F - F_{min}}{4} \frac{R_o}{R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2} \sqrt{1 + \frac{1 - |\Gamma_{opt}|^2}{\frac{F - F_{min}}{4} \frac{R_o}{R_n} |1 + \Gamma_{opt}|^2}} \quad (3.35)$$

Tal como se vio con el círculo de ganancia constante, una región del plano Γ_s densamente poblada por círculos de ruido denota una alta sensibilidad del factor de ruido al coeficiente de reflexión de entrada.

Obsérvese que Γ_{MS} no coincide con Γ_{opt} , y por tanto la red de adaptación de entrada diseñada para el factor de ruido mínimo no proporciona la máxima ganancia y viceversa. Por tanto, el diseño de la red de adaptación de entrada podría perseguir ruido mínimo, ganancia máxima o un compromiso entre ambos. Sin embargo, la falta de ganancia asociada a la mínima figura de ruido implica una falta de adaptación a la entrada. Por ejemplo, si la ganancia asociada con Γ_{opt} es 1 dB menor que el máximo, entonces la pérdida de retorno de entrada para el ruido mínimo es $-10 \log(1 - 10^{-\frac{1}{10}}) \approx 6,9dB$. Esta relativamente mala adaptación a la entrada podría comprometer el funcionamiento de una cadena que incluyese al amplificador.

3.2.3 Amplificadores de potencia

La definición de un amplificador de potencia (PA) es un tanto arbitraria. Un criterio ampliamente usado -aunque no del todo riguroso- es que un amplificador de potencia es un amplificador cuya potencia de salida se acerca a su punto de compresión de 1 dB. Bajo ese prisma, los aspectos no lineales del dispositivo activo son no despreciables. De modo contrario, las secciones anteriores asumían que el transistor era un dispositivo puramente lineal y limitaban la influencia de generadores DC y redes de continua como elementos de las redes de adaptación, con posibles efectos colaterales en la ganancia y figura de ruido. Además, el único efecto del punto de operación era el de cambiar los parámetros de ruido y de Scattering del transistor. Finalmente, la potencia de DC era únicamente dependiente de la tensión de continua de alimentación, no de la amplitud de la señal de RF. La principal limitación de esta aproximación es que no da ninguna idea de cómo determinar la máxima salida de RF que el amplificador es capaz de proporcionar. En esta sección, examinaremos algunos de esos aspectos que no se tocaron, analizando cómo las características del transistor, el punto de operación y la impedancia de carga determinan la potencia de salida del amplificador. También se abordarán algunas características sobre las diferentes clases de los amplificadores de potencia.

3.2.3.1 Optimización de la potencia de salida con capacidades parásitas del transistor despreciables

Esta sección describe algunas técnicas básicas para obtener la máxima potencia de radiofrecuencia de salida en un transistor dado. Los conceptos que se abordarán analizan cómo los transistores convierten la potencia en DC a potencia en RF, y los factores limitantes asociados. Además, se asumirá que la corriente de salida del transistor es distinta de cero para el ciclo completo de la señal de RF. Este tipo de funcionamiento normalmente es referido como de clase A.

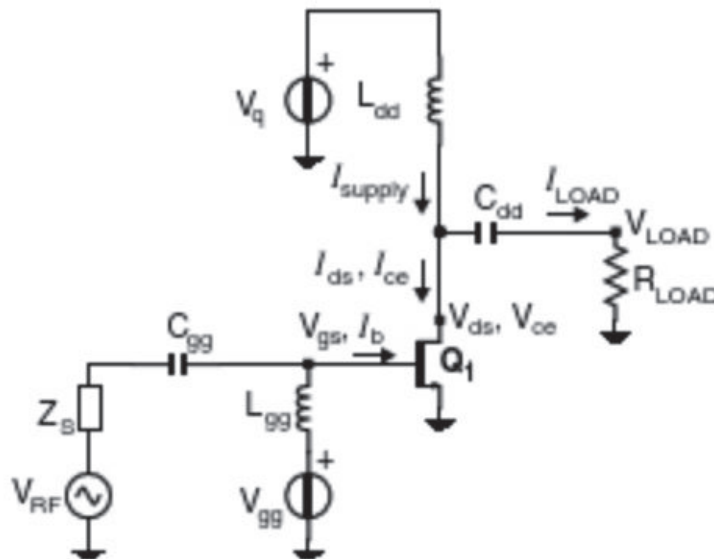


Figura 3.5: Amplificador con un transistor.

Con objeto de investigar los efectos de las características del transistor, el punto de funcionamiento en DC y la carga de salida, consideraremos de inicio la estructura en la Figura 3.5 derivada de la Figura 3.2. Como en la red original, el símbolo del transistor es el correspondiente a un FET, pero representa un dispositivo genérico. En el caso de un BJT, la corriente de base I_b , la corriente de colector I_{ce} , y el voltaje entre colector y emisor V_{ce} reemplazan al voltaje entre puerta y fuente V_{gs} , corriente de drenador I_{ds} y voltaje entre drenador y fuente V_{ds} respectivamente. A partir de ahora, las variables $V_{ds,ce}$, $I_{ds,ce}$ denotarán el voltaje y corriente genéricos drenador-fuente y colector-emisor. De manera similar, la variable x_{in} representará o bien el voltaje entre puerta y fuente o la corriente de base dependiendo de cada caso.

Comparada con la red de la Figura 3.2, la de la Figura 3.5, tiene algunas simplificaciones y especificaciones adicionales:

1. Las dos resistencias en serie con los dos generadores DC no se indican.
2. Las redes de alimentación son puramente ideales, en tanto que las dos inductancias L_{gg} , L_{dd} y las dos capacitancias

cias C_{gg} , C_{dd} se suponen con valor infinito. De este modo, las inductancias (capacitancias) presentan impedancia cero (infinita) en continua e impedancia infinita (cero) en altas frecuencias.

3. No aparecen las redes de adaptación de entrada y de salida.
4. El generador sinusoidal de RF con su impedancia en serie Z_s proporciona suficiente potencia al transistor para modular la corriente a la salida.
5. La resistencia R_{LOAD} modela la impedancia -que se supone resistiva- que la red de adaptación de salida le presenta a la salida del transistor.
6. El transistor es puramente unilateral, y no existen elementos parásitos reactivos que conecten con su salida.
7. Las curvas de continua del transistor son perfectamente horizontales en su región de saturación. En un MESFET o BJT, esto significa que $\lambda = 0$ o que $V_{AF} = \infty$ respectivamente.
8. La región cuadrática del dispositivo degenera en el punto $V_{ds,ce} = 0$. En un MESFET esto equivale a decir que su parámetro α tiende a ∞ .
9. Los $I_{ds,ce}$ correspondientes a incrementos iguales de x_{in} estarán equiespaciados. O en otras palabras, asumiremos que la corriente de salida del transistor es linealmente dependiente de la excitación de entrada, $I_{ds,ce} = B_1 x_{in} + B_0$, donde B_1 y B_0 son constantes.
10. La entrada del transistor se comporta como una red lineal.

Las suposiciones 1, 3 y 4 tienen como único objetivo simplificar la descripción y no tienen implicaciones importantes. La número 2 no implica falta de generalidad, en tanto en cuanto cualquier elemento no ideal de las redes de alimentación pueden ser consideradas como parte de la red de adaptación correspondiente. Las hipótesis restantes son necesarias para abordar un tratamiento analítico más fácil del problema.

De acuerdo con las hipótesis 4, y 8 hasta 10, la corriente de salida del transistor es la suma de un término DC debido al término de continua de la entrada, más un término sinusoidal debido al generador de RF. Por ejemplo:

$$I_{ds,ce}(t) = I_q + I_{peak} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.36)$$

El término I_q en la expresión anterior es la corriente de reposo del amplificador, definida como aquella que proporciona V_q cuando no existe una señal de entrada de RF.

Nuestra aproximación del modelo será válida hasta que $I_{ds,ce} \geq 0$, por tanto la corriente de reposo no debe ser menor que la corriente de pico (peak) de RF, I_{qpeak} . Bajo esta suposición la corriente directa de un amplificador de clase A es independiente de la señal de entrada, y por tanto de la potencia de salida.

La capacitancia de bloqueo de DC permite que tan sólo la corriente de alta frecuencia fluya. Entonces, la corriente que atraviesa R_{LOAD} , que coincide con la que atraviesa C_{dd} , es:

$$I_{LOAD}(t) = I_{LOADpeak} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (3.37)$$

La corriente que proporciona el generador DC, V_q , que coincide con la que atraviesa la inductancia L_{dd} , es la suma de las dos cantidades en (3.36) y la (3.37). Además, ninguna corriente de RF, puede atravesar la inductancia L_{dd} debido a la especificación 2. Por tanto:

$$I_{supply}(t) = I_{ds,ce}(t) + I_{LOAD}(t) = I_q + (I_{peak} + I_{LOADpeak}) \text{sen}(\omega_0 t) = I_q \quad (3.38)$$

La Ecuación (3.38) implica que $I_{peak} = -I_{LOAD,peak}$, con lo que la corriente en (3.37) resulta ser:

$$I_{LOAD}(t) = -I_{peak}sen(\omega_0 t) \quad (3.39)$$

El voltaje de carga es igual a la corriente en (3.39) multiplicada por la resistencia R_{LOAD} . Entonces, aplicando superposición, tenemos que:

$$V_{ds,ce}(t) = V_q - R_{LOAD}I_{peak}sen(\omega_0 t) \quad (3.40)$$

De forma similar a lo que se consideró para (3.36), nuestro modelo será válido hasta que $V_{ds,ce} \geq 0$. Por tanto $R_{LOAD}I_{peak} \leq V_q$ debe cumplirse y en consecuencia el voltaje de carga pico no debe ser mayor que V_q tampoco.

Extrayendo el factor $I_{peak}sen(\omega_0 t)$ de (3.40) y sustituyendo el resultado en (3.37), obtenemos la relación entre la corriente de salida del transistor y su voltaje:

$$I_{ds,ce}(t) = I_q + \frac{V_q}{R_{LOAD}} - \frac{V_{ds,ce}(t)}{R_{LOAD}} \quad (3.41)$$

La Ecuación (3.41) es la muy conocida expresión de línea de carga, que describe una línea recta que pasa a través del punto (V_q, I_q) . Las intersecciones de la línea de carga con los ejes de coordenadas $V_{ds,ce}$ ($I_{ds,ce}$) se hallan imponiendo $I_{ds,ce} = 0$ ($V_{ds,ce} = 0$). Los valores resultantes son $V_x = R_{LOAD}I_q + V_q$ ($I_x = I_q + V_q R_{LOAD}^{-1}$).

Consideraremos tres casos distintos:

1. $R_{LOAD} < \frac{V_q}{I_q}$. En este caso la corriente de equilibrio es el factor limitante para el voltaje pico de salida de RF, que tiene un valor máximo de $I_q R_{LOAD}$. La potencia de RF a la salida es $P_{LOAD\alpha} = (I_q R_{LOAD})^2 / (2R_{LOAD}) = 0,5 I_q^2 R_{LOAD}$. Por tanto la potencia de salida del amplificador se incrementa con la resistencia de carga.
2. $R_{LOAD} > \frac{V_q}{I_q}$. En este caso, la limitación del pico del voltaje

de carga viene dada por el voltaje proporcionado a la salida. El máximo voltaje de pico a la salida es igual a V_q , con una potencia resultante de $P_{LOAD,\beta} = 0,5V_q^2 R_{LOAD}^{-1}$. La potencia de salida se decrementa con la resistencia de carga, en oposición al caso (a).

3. $R_{LOAD} = \frac{V_q}{I_q}$. En este caso los dos factores limitantes (a) y (b) dan el mismo resultado. La máxima potencia es $P_{LOAD} = 0,5I_q^2 R_{LOAD} = 0,5V_q I_q$.

Combinando las tres expresiones para la potencia, obtenidas en (a), (b) y (c), obtenemos:

$$P_{LOAD,max} = \begin{cases} \frac{I_q^2 R_{LOAD}}{2} & \text{si } R_{LOAD} < \frac{V_q}{I_q} \\ \frac{I_q^2 R_{LOAD}}{2} = \frac{V_q^2}{2R_{LOAD}} = \frac{V_q I_q}{2} & \text{si } R_{LOAD} = \frac{V_q}{I_q} \\ \frac{V_q^2}{2R_{LOAD}} & \text{si } R_{LOAD} > \frac{V_q}{I_q} \end{cases} \quad (3.42)$$

La Ecuación (3.42) nos dice que la carga máxima para la máxima potencia de salida es la que especifica el caso (c). Esto es, en nuestras hipótesis simplificadas, la red de adaptación de salida diseñada para maximizar la potencia de salida tiene que transformar los 50Ω en $R_{LOAD} = V_q/I_q$.

Al cumplirse esta condición, $V_{ds,ce}$ se mueve entre cero y $2V_q$, y este máximo debe ser menor que el que supondría la ruptura (breakdown) del dispositivo, con un cierto margen. Por tanto el voltaje DC aplicado al electrodo de salida del transistor tiene que ser más pequeño que la mitad del voltaje de ruptura de la unión entre drenador y puerta o colector y base. De manera similar, la corriente de salida es una senoide en la que el mínimo es cero y el máximo es $2I_q$. esto es, la corriente de equilibrio necesita ser menor que la corriente máxima permitida para el transistor, tal y como la especifique el fabricante. Nótese que si la resistencia

de carga se hace mayor que $R_{LOAD\alpha}$, entonces el pico positivo de $V_{ds,ce}$ se vuelve mayor que $2V_q$, con el consecuente riesgo de daño permanente al dispositivo.

De (3.38) y consideraciones que le siguen, se deduce que la corriente de salida DC del generador V_q coincide con I_q , independientemente del valor de R_{LOAD} . La potencia DC absorbida por el amplificador -también conocida como potencia de entrada DC- es entonces:

$$P_{DC} = V_q I_q \quad (3.43)$$

La cantidad en la Ecuación (3.43) considera insignificante la potencia de RF y DC absorbida desde la entrada, que es normalmente una pequeña fracción de la propia P_{DC} .

Una cualidad importante de los PAs es su capacidad de proporcionar una alta potencia de RF con un consumo de potencia DC lo más pequeña posible. El parámetro cuantitativo para esta característica es la eficiencia del drenador o del colector, o de manera más simple, la *eficiencia*, definida como:

$$\eta = \frac{P_{LOAD}}{P_{DC}} \quad (3.44)$$

Otra definición importante es la eficiencia de potencia añadida (PAE), que tiene en cuenta la potencia de RF a la entrada:

$$PAE = \frac{P_{LOAD} - P_{IN}}{P_{DC}} = \frac{P_{LOAD} - G_P^{-1} P_{LOAD}}{P_{DC}} = \left(1 - \frac{1}{G_P}\right) \eta \quad (3.45)$$

La razón por la que se emplea el término *añadido* es porque la definición de PAE elimina la contribución de la entrada a la potencia de RF; PAE tiende a η cuando la ganancia de potencia operativa tiende a infinito. Normalmente las dos cantidades en (3.46) y (3.45) se expresan en tanto por ciento.

En nuestro caso, (3.42) y (3.43) dan la máxima potencia de RF y DC del amplificador. En el mejor caso, para $R_{LOAD} = V_q/I_q$, y con la corriente de salida al máximo, también tendremos eficiencia del 50%:

$$\eta_{max} = \frac{V_q I_q / 2}{V_q I_q} = 50\% \quad (3.46)$$

La potencia total de entrada DC es igual a la suma de la potencia RF entregada a la carga más la disipada por el transistor. Esta última es:

$$P_{transistor} = P_{DC} - P_{LOAD} = \left(1 - \frac{P_{LOAD}}{P_{DC}}\right) P_{DC} = \left(1 - \frac{\eta}{100}\right) V_q I_q \quad (3.47)$$

Teniendo en cuenta desde (3.41) hasta la (3.47), se concluye que la eficiencia del amplificador se desvanece si no hay señal de entrada. Teniendo eso en cuenta, la disipación de potencia del transistor alcanza su máximo, $P_{transistor,max} = V_q I_q$ y disminuye hasta alcanzar la mitad de su valor cuando la potencia de RF de salida alcanza su máximo absoluto.

3.2.3.2 Load pull

La sección anterior consideraba la potencia de salida máxima en un amplificador ideal. En este apartado se completa la discusión, describiendo un método general para encontrar la carga óptima que proporciona la potencia máxima de un transistor dado, a una frecuencia y valor de continua específicos. Este método se conoce como *load pulling*, y puede ser aplicado no sólo para maximizar la potencia de salida, sino también para otros comportamientos no lineales, como linealidad, eficiencia, contenido armónico y así sucesivamente. Además, el *load pull*, puede basarse tanto en medidas como en simulaciones.

La Figura 3.6 muestra la configuración experimental del load-pull. Dos generadores DC y bias T determinan el punto de operación DC requerido para el transistor, con efectos de RF despreciables. De nuevo, las redes de alimentación son genéricas y el transistor puede ser bipolar o de efecto de campo, aunque el símbolo usado sea el del MESFET.

Un generador de RF se comunica con la entrada del transistor a través del camino de RF del bias T de entrada. En algunos casos, una red de adaptación de entrada se coloca entre el generador de RF y la entrada de transistor. El diseño unilateral es el único posible para esta red, en tanto que la carga de salida del transistor es variable por definición, como veremos en breve. En cualquier caso, el generador de RF de entrada -adaptado o no- tiene suficiente potencia para activar el transistor.

La salida del transistor se conecta a una carga variable a través del camino de RF de la bias T de salida. La carga variable consiste en un *stub tuner* (o *stub tuner doble*), un conmutador y un acoplador direccional. El conmutador y el acoplador direccional presentan una atenuación despreciable. Un medidor de potencia adaptado se conecta a la salida del *stub tuner*, haciendo que la impedancia resultante no sea puramente reactiva, mientras que se mide la potencia de salida del transistor.

Un analizador de espectro se conecta al puerto acoplado del acoplador direccional y selecciona una pequeña fracción (del orden de entre -10 a -30 dB) de la señal de salida del transistor. También puede controlar pequeñas oscilaciones del transistor.

Un analizador vectorial de red también se conecta al conmutador, y mide la impedancia vista por el transistor. Un amperímetro, cuya función es medir la intensidad del drenador, completa la configuración.

Las medidas de *load-pull* constan de dos pasos:

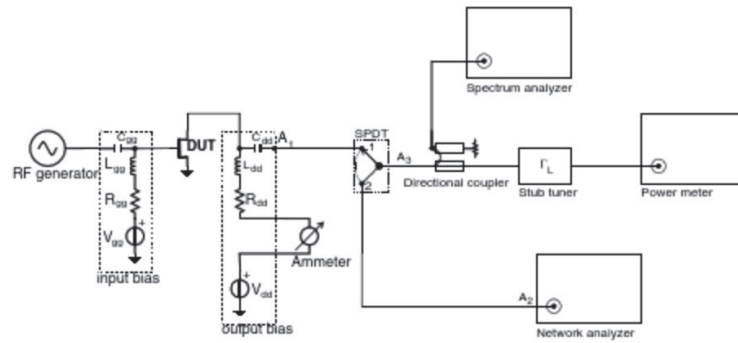


Figura 3.6: Test de configuración para el load pull del transistor.

1. Con el conmutador en la posición 1, la potencia de RF de entrada y el *stub tuner* se ajustan para maximizar la potencia medida por el medidor de potencia. Una vez que se encuentra el máximo, el espectro de salida debe contener la frecuencia de entrada y sus armónicos. Cualquier componente espectral distinta a las anteriores revelarían la presencia de oscilaciones. En este caso, la carga hallada debe ser rechazada, porque las oscilaciones corrompen la señal útil y dan un valor de la potencia medida demasiado optimista. Una vez que encontramos una carga óptima libre de oscilaciones, fijamos el *tuner* y guardamos la potencia de salida, nivel de los armónicos y la corriente de transistor. Después de esto, el generador de continua del drenador se apaga ($V_{dd} = 0$), antes de pasar al siguiente punto.
2. Con el conmutador en la posición 2 y la salida del transistor sin nivel de continua, el analizador de red mide el coeficiente de reflexión complejo que se presenta a la salida del transistor, tal como se hizo en el paso anterior. Esto requiere que los dos caminos A_1 hasta A_3 y A_2 hasta A_3 sean iguales o calibrados correctamente. Como se hizo en el paso 1, guardamos el coeficiente de reflexión medido en la frecuencia de trabajo.

La generación de coeficientes de reflexión teóricos arbitrarios requiere que el conmutador tenga una pérdida de inserción baja, ya que si no la impedancia que el transistor ve sería insensible a las regulaciones del *stub tuner*. Es por esta razón que los dispo-

sitivos electromecánicos son la opción preferida.

El resultado de este procedimiento es la impedancia de carga óptima para la potencia de salida máxima en una frecuencia dada. De forma alternativa, el mismo procedimiento puede aplicarse para optimizar la eficiencia, la linealidad o cualquier otra característica no lineal, incluyendo las combinaciones. Una vez que la carga óptima es conocida, la red de adaptación tiene que transformar los 50Ω a la carga.

Algunas veces, el procedimiento de *load-pull* incluye algunos pasos adicionales para determinar comportamientos no lineales del transistor para una impedancia de carga que sea ligeramente distinta de la óptima. El resultado es un comportamiento no lineal que es una función tabular de la impedancia de carga o el coeficiente de reflexión, que son variables complejas. Las figuras de contorno son la representación más usada para esta función de dos variables. Dependiendo del comportamiento no lineal de interés, tenemos figuras de potencia de salida, eficiencia, punto de compresión de 1dB y así sucesivamente. Un programa por ordenador puede hacer un barrido de medidas, generando la carga de salida y las figuras de contorno.

La Figura 3.7 muestra la gráfica de contorno de load-pull del amplificador en la Figura 3.2 (a). La impedancia de normalización para esa carta de Smith es $R_{norm} = R_{LOAD,opt} = V_{cc}/I_q = 1k\Omega$, que es la carga óptima aproximada dada por el método empleado en la sección anterior. Los puntos señalados en cada línea presentan coeficientes de reflexión de carga constantes que proporcionan la misma potencia de salida. De manera clara, las medidas con load-pull son finitas en número, y en consecuencia las líneas de contorno son lineales definidas a trozos. Una región de la Carta de Smith densamente poblada con líneas de contorno denota una alta sensibilidad de los comportamientos no lineales a la carga de salida.

La impedancia de carga efectiva óptima en la Figura 3.7 es

$Z_{LOAD,opt} = (0, 472 + j0, 198)R_{norm} = (472 + j198)\Omega$, mientras que la $Z_{LOAD} = R_{norm} = 1k\Omega$ corresponde a una potencia de salida aproximadamente 1,5dB menor que el máximo. La parte reactiva de $Z_{LOAD,opt}$ compensa de algún modo la reactancia parásita del transistor, y la parte real es menor que $V_{cc}/I_q = 1k\Omega$, debido a que la corriente media del colector se incrementa a alta potencia de salida.

Nótese también que la carga óptima en la Figura 3.7 se encuentra en el semiplano inductivo de la carta de Smith, dado que compensan la capacitancia de salida del transistor.

El método de *load-pull* es bastante general: por ejemplo podría ser usado para hallar la carga para la máxima ganancia lineal. En este caso, las líneas de contorno serían los círculos de ganancia constante a la salida.

Un método más reciente de diseño se basa en simulaciones no lineales con modelos de transistor no lineales adecuados. Algunos métodos reproducen el test de la Figura 3.6 en el simulador, encontrando la carga óptima y algunas veces los contornos de carga. Después de eso, el diseño de la red de adaptación de salida continúa exactamente igual a como se hace con el método de diseño de *load-pull* experimental. Tal método es algunas veces llamado *load pulling* simulado. En otros casos, el diseñador describe el amplificador completo en el simulador no lineal, incluyendo la red de adaptación de entrada, el modelo del transistor no lineal y la red de adaptación de salida. Los parámetros del último elemento son entonces optimizados hasta que el mejor valor posible sea alcanzado.

Ambos métodos de diseño, experimental y de simulación por ordenador, presentan ventajas y desventajas. El método experimental es normalmente más preciso y menos flexible, en tanto que la carga óptima obtenida se refiere a un comportamiento bien definido, que no tiene una relación directa con los otros; por ejemplo, la carga óptima para la potencia podría ser muy diferen-

te de la que se obtendría para la eficiencia. Por si esto no fuera poco, los comportamientos no lineales del amplificador no dependen exclusivamente de la carga de la frecuencia fundamental. Más bien, la carga armónica también influye, y esto es complejo de controlar independientemente de la presente en la frecuencia fundamental. Sin embargo, algunas cargas electrónicas variables controladas por ordenador tienen la capacidad de generar cargas arbitrarias en armónicos distintos, aunque se trata por supuesto de dispositivos bastante caros. Por el contrario la simulación es más flexible, en el sentido de que el mismo modelo no lineal puede ser usado para optimizar cualquier comportamiento no lineal. Además, el análisis completo del amplificador tiene en cuenta la carga armónica en consideración de manera automática. La principal desventaja de la simulación es su menor precisión inherente a la misma naturaleza de la simulación no lineal; muchas veces ni siquiera converge, particularmente en condiciones de alta compresión.

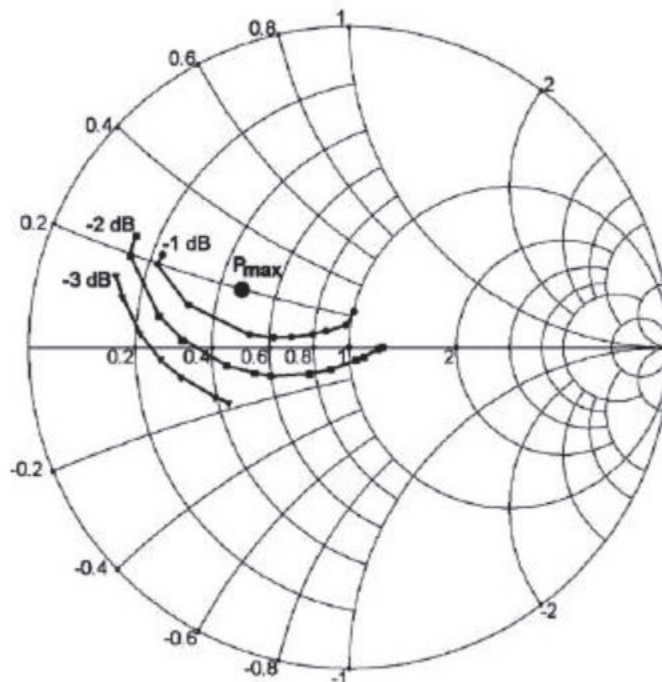


Figura 3.7: Contornos de load pull del amplificador de la Figura 3.2.

3.3 Mezcladores

Un *mezclador de frecuencia* o, abreviando, un *mezclador* es una red no lineal de tres puertos. En el mezclador del receptor, dos de los puertos son entradas: el de *radio frecuencia* (RF) y el del *oscilador local* (LO); a la salida se la denomina normalmente puerto de *frecuencia intermedia* (IF). En el mezclador del transmisor, las entradas son IF y LO, mientras que la salida es RF. En el primer nivel de esquematización ideal, un mezclador trabaja como un detector de producto, en tanto que la señal de salida es el producto de dos señales de entrada. La Figura 3.8 muestra el símbolo estándar de un mezclador. La cruz dentro del símbolo es un símbolo de la esquematización ideal del componente. Dentro del contexto de esta sección, el término señal es una denominación genérica para un voltaje, corriente o cualquier combinación lineal de los dos, tales como ondas incidentes o reflejadas.

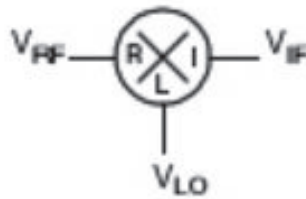


Figura 3.8: Símbolo del mezclador

3.3.1 Detector de producto

Comenzando desde la esquematización del detector de producto, y asumiendo que las señales de entrada son sinusoidales, las señales aplicadas en las entradas de RF y LO respectivamente son:

$$v_{RF}(t) = v_R \cos(\omega_R t + \varphi_R); \quad v_{LO}(t) = v_L \cos(\omega_L t + \varphi_L) \quad (3.48)$$

La salida de IF, proporcional al producto de las dos entradas es, por tanto:

$$\begin{aligned} v_{IF}(t) &= 2k_{IF}v_{RF}(t)v_{LO}(t) = 2k_{IF}v_Rv_L\cos(\omega_R t + \varphi_R)\cos(\omega_L t + \varphi_L) \\ &= k_{IF}v_Rv_L\cos[(\omega_R + \omega_L)t + \varphi_R + \varphi_L] + k_{IF}v_Rv_L\cos[(\omega_R - \omega_L)t + \varphi_R - \varphi_L] \end{aligned} \quad (3.49)$$

donde la constante $2k_{IF}$ tiene una dimensión adecuada para adaptar la salida con las entradas.

La Ecuación (3.49) nos dice que la señal de IF es la suma de dos productos de conversión sinusoidales, expresados por los dos cosenos en el cuarto término de la ecuación. La frecuencia y la fase instantánea del primer (segundo) componente sinusoidal de IF es igual a la suma (diferencia) de las dos frecuencias de entrada y de las fases respectivamente; por esta razón, normalmente son referidas como el producto de conversión de la *suma* y la *diferencia*. Generalmente, tan sólo una de las dos señales es útil, y se utiliza un filtro para eliminar la no deseada. La frecuencia suma siempre es mayor que la de RF, así que cuando el producto suma es el que nos sirve, al mezclador se le refiere a veces como un *upconversion mixer*. En el caso contrario, la denominación *downconversion mixer* no siempre es apropiada, dado que la diferencia de frecuencia es más baja que la de RF si y sólo si $\omega_L < 2\omega_R$. El coseno no varía si hay una inversión de signo en su argumento, por lo que la diferencia de frecuencia no cambia si $\omega_L = \omega_R \pm \Delta\omega$.

La expresión en (3.49) también muestra que la amplitud de los dos términos de IF es proporcional al producto de las dos amplitudes de entrada. Sin embargo, la amplitud de LO es normalmente constante con el tiempo. Además, en mezcladores reales, las variaciones de amplitud de IF son menos que proporcionales a variaciones en la amplitud de LO, provocando que este último se encuentre acotado por unos límites determinados. Por tanto, podemos incluir la amplitud de LO dentro de la constante

$K_{IF} = v_L k_{IF}$ y reescribir la señal de salida de IF como:

$$v_{IF}(t) = K_{IF}v_R \cos[(\omega_R + \omega_L)t + \varphi_R + \varphi_L] + k_{IF}v_R \cos[(\omega_R - \omega_L)t + \varphi_R - \varphi_L] \quad (3.50)$$

Una especificación importante del mezclador es la *ganancia de conversión* -normalmente expresada en dB- que es el cociente entre la potencia del producto de IF (suma o diferencia) y la potencia de RF. Si las señales consideradas en las ecuaciones anteriores son del mismo tipo, por ejemplo voltajes, la constante K_{IF} es un número puro. Pero además, si RF e IF tienen la misma impedancia de normalización, la ganancia de conversión es:

$$CG_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{IF}}{P_{RF}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{k_{IF}^2 v_R^2}{v_R^2} \right) = 20 \log_{10} (K_{IF}) dB \quad (3.51)$$

Con gran frecuencia, la ganancia de conversión es negativa, y su valor absoluto es denominado *pérdida de conversión*.

En principio, las dos fases de RF y LO (ϕ_R, ϕ_L), varían con el tiempo, y ambas variaciones tienen un impacto en la señal IF. En particular, si la señal LO es afectada por el ruido de fase, ésta se añade a los productos de conversión como ruido de fase con el mismo nivel y espectro. Si la fase del LO es constante, entonces es posible una elección adecuada del origen de tiempo para hacer $\phi_{LO} = 0$, y de este modo la señal de IF se simplifica:

$$v_{IF}(t) = K_{IF}v_R \cos[(\omega_R + \omega_L)t + \phi_R] + K_{IF}v_R \cos[(\omega_R - \omega_L)t + \phi_R] \quad (3.52)$$

La Ecuación (3.52) revela cómo tanto la señal suma como la señal diferencia son sinusoides con amplitudes proporcionales a la de RF. Además, cualquier variación de fase en la señal de RF se transfiere al producto de conversión sin modificación alguna. En

otras palabras, los productos de IF son réplicas trasladadas en frecuencia de la señal de RF: cualquier modulación en amplitud o fase en la RF se reproduce en la IF, idealmente sin distorsión. Ésta es una propiedad clave de los mezcladores, y se utiliza en receptores para convertir la señal variable en frecuencia que se recibe, en una de frecuencia fija, mediante la sintonización de la frecuencia LO. Por otra parte, los transmisores usan la translación en frecuencia para convertir una señal modulada con el objetivo de generar la señal modulada radiada.

La relación entre la IF y RF de un detector de producto se asemeja a la linealidad, con la excepción de que las frecuencias de entrada y de salida son diferentes. Diremos que el mezclador opera *linealmente* cuando las amplitudes de IF y RF son proporcionales, aunque el mezclador sea inherentemente no lineal.

El detector de producto es un mezclador lineal en el sentido especificado justo antes. Los mezcladores lineales son sólo lineales aproximadamente, y sólo para niveles de RF de entrada menores que un límite específico que depende de la desviación de linealidad aceptada. Por tanto, los mezcladores producen componentes armónicos de IF si la RF es un único tono, e intermodulación con múltiples tonos; además, añaden ruido a la señal convertida.

3.3.2 Comportamiento no lineal del mezclador

Esta sección proporciona más detalles acerca del mezclador considerándolo como una caja negra. El funcionamiento real de un mezclador se desvía del modelo ideal de un detector de producto. Aquí completaremos la discusión acerca del comportamiento no ideal del mezclador y algunas de sus implicaciones en la práctica.

3.3.2.1 Comportamientos no lineales con un solo tono de RF

Las expresiones derivadas para los varios tipos de mezcladores nos muestran que el voltaje de salida de IF es la suma de

un número -idealmente infinito- de componentes espectrales con una frecuencia angular $m\omega_R + n\omega_L$, donde ω_R , ω_L y m , n son las frecuencias angulares e índices de RF y LO respectivamente. Además, m , n son enteros positivos o negativos, incluyendo al cero. En las consiguientes consideraciones, la frecuencia espuria $m\omega_R + n\omega_L$ será referida como (m, n) , entre paréntesis: por ejemplo, el espurio $(-2, 3)$, es el producto de mezcla en la frecuencia $-2\omega_R + 3\omega_L$.

El espurio (m, n) resulta de todos los productos entre los factores $v_{RF}^{|m|}$, $v_{RF}^{|m|+2}$, $v_{RF}^{|m|+4}$... y $v_{LO}^{|n|}$, $v_{LO}^{|n|+2}$, $v_{LO}^{|n|+4}$... donde v_{RF} , v_{LO} son los voltajes de RF y LO. Los factores de orden más bajos que producen el espurio (m, n) son $v_{RF}^{|m|}$, $v_{LO}^{|n|}$; por tanto para v_{RF} , v_{LO} pequeños, la amplitud del espurio (m, n) es proporcional a $v_R^{|m|} v_L^{|n|}$. En particular, el producto de conversión principal ($|m| = |n| = 1$), se obtiene de las combinaciones infinitas de números enteros de potencia de la señal de RF, por tanto su amplitud es proporcional a la de RF sólo para pequeños valores de esta última.

Hay que resaltar que, para una combinación dada de tonos sinusoidales de RF y LO, un gran rango de frecuencia está potencialmente presente en IF. Los filtros adecuados atenúan parte del espectro, pero no aquellos espurios que están cerca de la IF deseada. Si m , n , o ambos, son lo suficientemente grandes, entonces el coeficiente no lineal correspondiente es pequeño y el espurio se atenúa de forma natural. De manera contraria, para un orden de armónico bajo, (por ejemplo $|m| = |n| \leq 4$) el nivel de espurio no puede ser despreciado.

Los espurios siempre afectan cualquier conversión de frecuencia del mezclador. Si sus frecuencias están cerca de la banda de IF, su eliminación mediante filtros se vuelve engorrosa. Por la misma razón, un ruido de RF que tenga una frecuencia próxima a ω_R podría ser traspasada a la IF como espurios.

Como aclaración, vamos a considerar el siguiente ejemplo con

los parámetros:

$$f_R = \omega_R / (2\pi) = 10 \text{GHz}$$

$$f_L = \omega_L / (2\pi) = 11 \text{GHz}$$

Paso de banda de RF, 9,2 – 10,7GHz

Paso de banda de IF, 300 – 1800MHz

Entonces, el producto de frecuencia (1, 1) es $f_R + f_L = 21 \text{GHz}$; queda muy alejado del paso de banda de IF, y puede ser fácilmente filtrado. La frecuencia diferencia es $f_R - f_L = 1 \text{GHz}$ que está cerca de la frecuencia central de IF, y que por tanto es recibida. Desafortunadamente, el producto (-2, -2) tiene una frecuencia $-2 \times 10 + 2 \times 11 = 2 \text{GHz}$, que está cerca de uno de los extremos de la IF, y que es difícil de eliminar. Además, una interferencia de RF localizada en 10,8 GHz, generaría una frecuencia diferencia de 200 MHz, que está fuera de la banda de IF, pero también el espurio (-2, 2) tiene una frecuencia de $-2 \times 10,8 + 2 \times 11 = 0,4 \text{GHz}$, que cae dentro de la banda de IF y que no es filtrable.

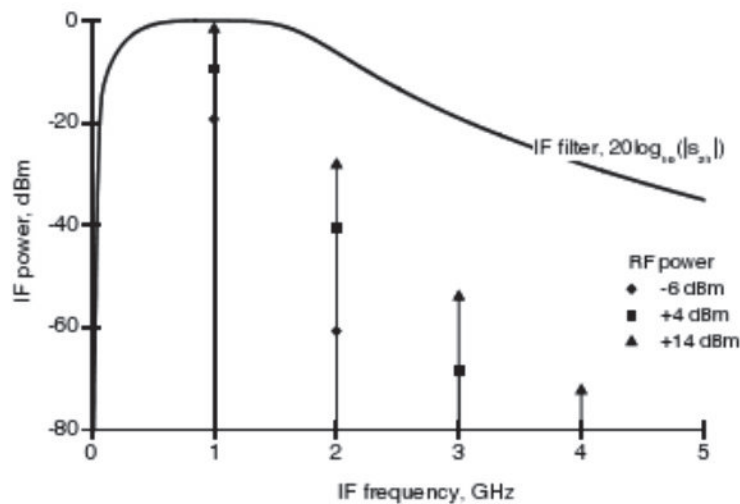


Figura 3.9: Ejemplo de espectro de IF, con excitación sinusoidal de RF para tres niveles de potencia de RF

La Figura 3.9 muestra el espectro de salida simulado de nues-

tro ejemplo anterior. Nótese cómo la amplitud del espurio $2\omega_R - 2\omega_L$ se incrementa en 20 dB a medida que la potencia de RF se incrementa en 10 dB, pasando de -6 a +4dBm, mientras que esta relación no se mantiene para el incremento de la potencia de RF en unos 10 dB más. Las consideraciones al principio de la presente sección ofrecen una explicación simple para tal comportamiento. Para pequeños valores de v_R , v_L , los productos de mezcla con $|m| = |n| = 1$ ($|m| = |n| = 2$), tienen una amplitud proporcional a $v_R v_L$ ($v_R^2 v_L^2$). Por tanto el cociente entre las dos amplitudes mencionadas previamente es proporcional a $v_R v_L$ también. Consecuentemente, la diferencia entre los niveles del producto de IF principal y el espurio (2, -2) se incrementa en 1 dB a medida que la potencia de RF se decrementa en la misma cantidad. A mayor potencia de RF, más términos proporcionales de mayor orden se vuelven significativos, y la amplitud del producto de mezcla (m, n) ya no es proporcional a $v_R^{|m|} v_L^{|n|}$ como muestra la figura. Además, a niveles de RF altos, la principal potencia de IF deja de ser proporcional a la de RF; en otras palabras, el mezclador ya no trabaja linealmente.

Los productos de mezcla visibles en el caso específico de la Figura 3.9 tienen el mismo índice de RF y LO, $m = n = 1, 2, 3, 4$. Esto es típico para anchuras de paso de banda de IF mayores que una octava. Espurios de mayor orden tienen un nivel que va decreciendo, como efecto combinado del filtro de IF, y el mecanismo natural del efecto de mezcla. El mejor diseño posible consiste en usar frecuencias de IF y LO que impiden el incremento de espurios no filtrables.

3.3.2.2 Comportamientos no lineales dos tonos de RF

La excitación con un solo tono de RF es útil para desarrollar cálculos fundamentales del mezclador, pero las señales de RF son normalmente más complejas que puras sinusoides. Sin embargo la teoría de la transformada de Fourier nos dice que cualquier señal práctica puede ser aproximada por múltiples -idealmente, infinitos- términos sinusoidales, cada uno de ellos con una frecuencia adecuada, amplitud y fase. El caso más simple -aunque

significativo- a considerar es el de dos tonos a la entrada. Sean las señales de RF y LO:

$$v_{RF}(t) = v_{R1}\cos(\omega_{R1}t + \varphi_{R1}) + v_{R2}\cos(\omega_{R2}t + \varphi_{R2}); \quad v_{LO}(t) = v_L\cos(\omega_L t + \varphi_L) \quad (3.53)$$

A partir de ahora supondremos que $\varphi_{R1} = \varphi_{R2} = \varphi_L = 0$.

La discusión sobre los varios tipos de mezclador, muestra que el voltaje de IF es una señal del tipo:

$$\sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k [v_{RF}(t) + v_{LO}(t)]^k \quad (3.54)$$

Algunos de los términos resultantes de la expansión de (3.54) pueden ser atenuados -o idealmente, cancelados- en configuraciones de mezcladores balanceados.

Partiendo de la Ecuación (3.54), puede demostrarse que el voltaje de IF presenta productos espectrales en las siguientes frecuencias:

Segundo orden ($k=2$): cero, $2\omega_{R1}$, $2\omega_{R2}$, $2\omega_L$ y $\omega_{R1} \pm \omega_{R2}$, $\omega_{R1} \pm \omega_L$, $\omega_{R2} \pm \omega_L$.

Tercer orden ($k=3$): ω_{R1} , ω_{R2} , ω_L , $3\omega_{R1}$, $3\omega_{R2}$, $3\omega_L$, $\omega_{R1} \pm 2\omega_{R2}$, $2\omega_{R1} \pm \omega_{R2}$, $\omega_{R1} \pm 2\omega_L$, $2\omega_{R1} \pm \omega_L$, $\omega_{R2} \pm 2\omega_L$, $2\omega_{R2} \pm \omega_L$ y $2\omega_{R1} \pm \omega_L$.

De modo más general, considerando los otros términos del sumatorio en (3.54), tenemos que el voltaje de IF incluye todas las líneas espectrales con frecuencia $\omega_{R1}\omega_{R2}\omega_L$, y su amplitud para pequeños valores de v_{R1} , v_{R2} , v_{LO} es proporcional a v_{R1}^m , v_{R2}^p , v_{LO}^n .

Si $\omega_{R1} \approx \omega_{R2}$, entonces los productos de mezcla con $m = 2$, $p = -1$ y $n = 1$, producen IFs que están próximas a $\omega_{R1} + \omega_{LO} \approx \omega_{R2} + \omega_{LO}$. De manera similar, las combinaciones $m = 2$, $p = -1$ y

$n = -1$ producen IFs que están próximas a $\omega_{R1} + \omega_{LO} \approx \omega_{R2} - \omega_{LO}$.

Por tanto, si el producto de IF deseado es $(1, 1)$ o $(-1, 1)$, los productos de mezcla $m = 2, p = -1, |n| = 1$ y $m = -1, p = 2, |n| = 1$ caen dentro de la banda de paso de IF si las frecuencias de los dos tonos de RF están lo suficientemente cerca. Este comportamiento es equivalente a la intermodulación de tercer orden para redes de dos puertos. Además, si un espectro de banda ancha se aplica al puerto de RF, cada porción de banda estrecha de ese espectro se comporta de manera similar a un tono sinusoidal: el espectro de IF resultante presenta un ensanchamiento espectral.

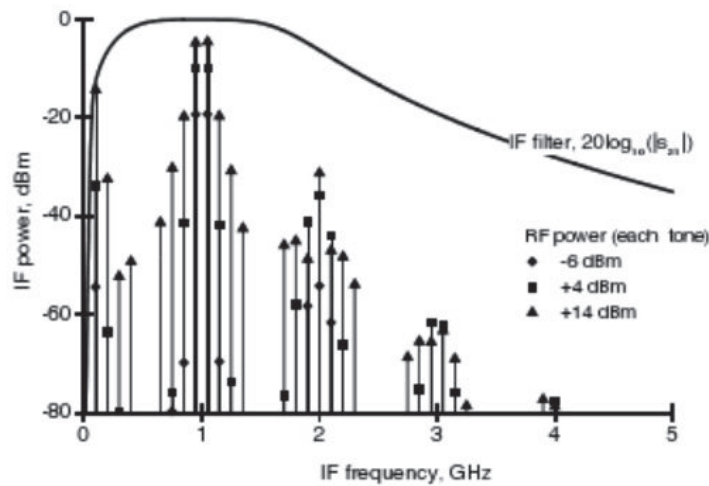


Figura 3.10: Ejemplo de espectro de IF, con excitación sinusoidal de dos tonos de RF para tres niveles de potencia de RF

La Figura 3.10 muestra el espectro de salida simulado del mismo mezclador del ejemplo de la sección anterior, pero con una excitación con dos tonos de RF. La señal de RF es la suma de dos tonos centrados en 10 GHz y espaciados por 100 MHz, por ejemplo 9,95 y 10,05 GHz, respectivamente. La potencia de cada tono de RF es -6, 4 y 14 dBm.

La misma figura también muestra la respuesta del filtro de IF, como en la Figura 3.9. La Figura 3.10 muestra ocho líneas espectrales situadas alrededor de 1 GHz que tienen las siguientes frecuencias:

- $11 - 10,05 = 0,95$ GHz y $11 - 9,95 = 1,05$ GHz, los principales productos de conversión.
- $11 - (2 \times 10,05 - 9,95) = 0,85$ GHz y $11 - (10,05 - 2 \times 9,95) = 1,15$ GHz, los productos de intermodulación de tercer orden. Al incrementar la potencia de RF en 10 dB, desde -6 dBm hasta 4 dBm, los niveles de intermodulación de tercer orden se incrementan en unos 30 dB, de acuerdo con la teoría conocida al respecto.
- $11 - (3 \times 10,05 - 2 \times 9,95) = 0,75$ GHz y $11 - (2 \times 10,05 - 3 \times 9,95) = 1,25$ GHz, los productos de intermodulación de quinto orden. Sólo son visibles en la potencia máxima de RF de 14 dBm.
- No son visibles los productos de intermodulación de mayor orden.

Este grupo de ocho líneas es replicado con algo de atenuación alrededor de 2 GHz, que es la diferencia entre dos veces la frecuencia de LO y la central de RF. Lo mismo sucede alrededor de 3 y 4 GHz, con una atenuación que se incrementa con el factor multiplicador de LO.

Una alternativa para investigar el comportamiento no lineal del mezclador consiste en usar un único tono de RF con un barrido de amplitud. La Figura 3.11 muestra la potencia de IF con respecto a la potencia de RF y deja ver la clásica forma de la compresión. La potencia de RF y de IF en la compresión de 1 dB es $I1$ dB = 9,45 dBm, $O1$ dB = -1,65 dBm, respectivamente. La pérdida de conversión del mezclador en el punto de conversión de 1 dB es entonces $9,45$ dBm + $1,65$ dBm = 11,1 dB, con la pérdida de conversión de pequeña señal correspondiente de $9,45 + 1,65 - 1 = 10,1$ dB.

La Figura 3.11 también incluye los productos de intermodulación de tercer orden, además de la línea de extrapolación de bajo

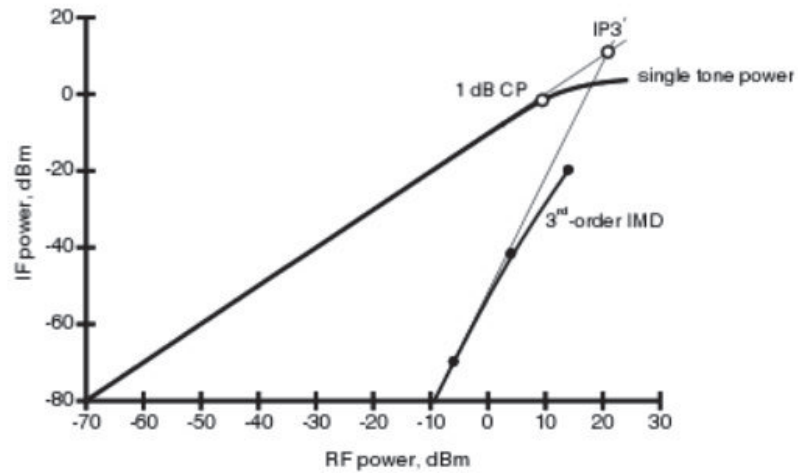


Figura 3.11: Ejemplo de curva de compresión simulada

nivel. Los puntos de intercepto de entrada y salida son $IIP3 = 20,9$ dBm, $OIP3 = 10,94$ dBm y la diferencia $IIP3 - I1 \text{ dB} = 20,9 - 9,45 = 11,45$ dB.

3.4 Filtros de microondas

Los filtros de microondas son bloques fundamentales en muchos sistemas electrónicos, tales como teléfonos móviles, comunicaciones inalámbricas, radar, etc. El estudio de los filtros de microondas es tan extenso que ningún libro puede cubrirlo por sí mismo. El propósito de esta sección es abordar algunos conceptos básicos de diseño de filtros de microondas y de su funcionamiento. El diseño de filtros implica muchas aproximaciones teóricas: análisis y síntesis de circuitos, teoría de circuitos distribuidos, teoría electromagnética. Además de la teoría, también deben ser considerados aspectos prácticos y tecnológicos.

3.4.1 Definiciones

La necesidad de filtrar una señal eléctrica para limpiarla de componentes no deseados es tan antigua como el electromagnetismo en sí. Las técnicas de síntesis de circuitos más primitivas fueron desarrolladas a principios del siglo XX. Se basaban en el uso de celdas de elementos concentrados en cascada, para reproducir de forma aproximada las propiedades de redes distribuidas. Los filtros obtenidos consistían en cascadas de celdas con elementos concentrados, cada una de ellas adaptadas a sus dos bloques adyacentes. Además, la primera célula se adaptaba a la fuente, mientras que la última lo hacía a la carga. Ésta idea básica supone la base del método de diseño del parámetro imaginario: la principal ventaja del método es su simplicidad; la principal desventaja es la limitación en el potencial de su funcionamiento. Hoy en día, el método de diseño mediante parámetro imaginario rara vez se usa, siendo limitada su aplicación a casos especiales como el de estructuras periódicas. En cualquier caso, se considera que sus conceptos básicos todavía pueden ser útiles en un número de aplicaciones emergentes, tales como los metamateriales o las estructuras electrónicas de salto de banda (EBG), sin la necesidad de reinventar nuevos métodos.

El método de diseño moderno de filtros se basa en una idea

distinta, desarrollada entre 1920 y 1930. Consiste en aproximar la respuesta de un filtro ideal con funciones matemáticas que pueden ser conseguidas con redes reales. La base teórica del método es la muy consolidada teoría de las redes eléctricas concentradas. Esta teoría proporciona las técnicas para identificar redes físicamente realizables además de los procedimientos matemáticos para sintetizarlas.

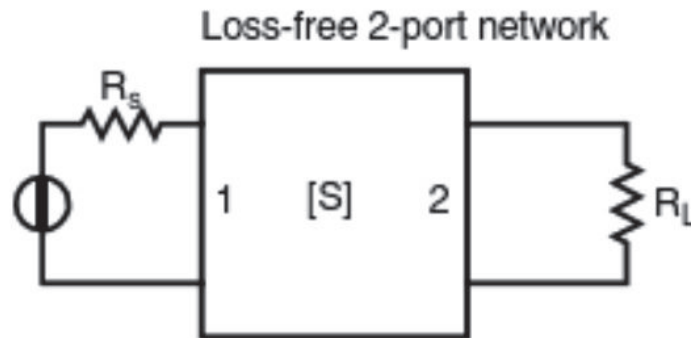


Figura 3.12: Esquemático básico de un filtro. Red de dos puertos sin pérdidas.

Aquí consideramos un filtro como una red de dos puertos - idealmente sin pérdidas- situada entre una carga resistiva R_L y una fuente con una resistencia en serie R_S , tal y como se muestra en la configuración de la Figura 3.12. El filtro tiene la función de transferir potencia de la fuente a la carga con una atenuación dependiente de la frecuencia. Los rangos de frecuencia de baja o alta atenuación se denominan pasos de banda o rechazos de banda, respectivamente. Dependiendo del tipo de respuesta, los filtros se clasifican en cuatro categorías principales: paso de baja, paso de alta, paso de banda y rechazo de banda.

Podemos caracterizar el filtro por medio del coeficiente de transmisión o parámetro de scattering s_{21} . Puede demostrarse que el cuadrado de la amplitud del coeficiente de transmisión para cualquier red de parámetros concentrados es una función racional de la frecuencia, o dicho de otro modo, el cociente de dos polinomios cuyas variables son ω al cuadrado.

$$|s_{21}|^2 = \frac{\sum_{i=1}^M a_i \omega^{2i}}{\sum_{i=1}^N b_i \omega^{2i}} \quad (3.55)$$

La cantidad en la (3.55) es conocida como el cociente de transferencia de potencia del filtro o, cuando se expresa en dB, la ganancia de potencia o, simplemente, la ganancia. Dado que el filtro no presente pérdidas puede decirse que

$$|s_{11}|^2 = |s_{22}|^2; |s_{11}|^2 + |s_{21}|^2 = 1 \quad (3.56)$$

La atenuación del filtro se mide en dB, y se define como

$$L = -10 \log_{10} |s_{21}|^2 = -20 \log_{10} |s_{21}| \quad (3.57)$$

Pueden usarse otros parámetros para caracterizar la respuesta del filtro. Por ejemplo, la pérdida de inserción de la banda de paso, *IL*, y la pérdida de retorno, *RL*. La primera cantidad es el valor máximo de la atenuación en la banda de paso

$$IL = \max(-10 \log_{10} |s_{21}|^2) = L_{max} \quad (3.58)$$

Mientras que *RL* se define como el mínimo valor absoluto del coeficiente de reflexión en la banda de paso

$$RL = \min[-10 \log_{10} |s_{11}|^2] = \min[-10 \log_{10} (1 - |s_{21}|^2)] = \quad (3.59)$$

El primer paso en el proceso de diseño de filtros es la aproximación. El problema en la aproximación consiste en encontrar los coeficientes de los polinomios de la Ecuación (3.55), dada la mejor aproximación -de acuerdo con el criterio propio establecido- entre las respuestas dadas por (3.55) y la deseada. Una vez que los polinomios han sido determinados, la teoría de redes nos permite sintetizar el filtro, por ejemplo determinar la red de pa-

rámetros concentrados (incluyendo los valores de todos sus elementos) obteniendo la respuesta dada por la función anterior. Las transformaciones en frecuencia adecuadas permiten que este procedimiento se extienda a filtros constantes de parámetros distribuidos, lo que supone un caso de interés para aplicaciones de microondas.

Una vez considerado esto, el procedimiento de síntesis más común para un filtro genérico comienza con un filtro paso de baja de referencia denominado prototipo a partir del cual, después de transformaciones adecuadas, puede obtenerse el filtro con la respuesta final deseada. En algunos casos pueden utilizarse métodos distintos que permiten una síntesis directa del filtro de microondas.

3.4.2 Prototipo paso de baja

El prototipo es un filtro paso de baja de parámetros concentrados, con un cociente de transferencia de potencia $|s_{21}|^2$ que aproxima la respuesta ideal paso de baja mostrada en la Figura 3.13 como una función de la frecuencia angular ω' . El cociente de transferencia de potencia ideal es igual a uno o cero dependiendo de si la frecuencia ω' es más pequeña o más grande que la unidad respectivamente. La atenuación correspondiente es cero (o infinito) para ω' menor que 1 (o mayor que 1), mientras que la ganancia de potencia es 0 dB (o $-\infty$ dB), respectivamente. La resistencia de carga del prototipo se supone igual a la unidad, sin ninguna pérdida de generalidad: esto es equivalente a normalizar todas las impedancias dividiendo por R_L . La desnormalización en frecuencia, consistirá en escalar todas las inductancias y capacitancias del prototipo de tal manera que las reactancias correspondientes en la frecuencia de corte permanezcan inalteradas. O resumiendo, todas las inductancias y capacitancias deberán ser divididas por ω_0 .

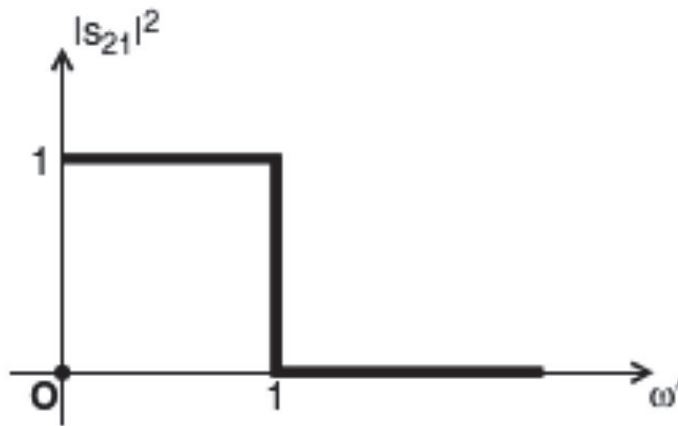


Figura 3.13: Respuesta del filtro ideal paso de baja.

Cinco funciones como la de (3.55) están disponibles para aproximar la respuesta ideal de la Figura 3.13. Se trata de las aproximaciones de Butterworth, Chebyshev, Cauer, Bessel y Chebyshev inverso. Sin embargo, no se profundizará en el estudio de las mismas, dado que no son realmente necesarias para la realización del proyecto. Una vez obtenida nuestra función es interesante recordar que la síntesis de los filtros paso de alta, paso de banda y rechazo de banda puede ser obtenida mediante las transformaciones de frecuencia adecuadas en cada caso.

