



## 2 Osciladores – Análisis lineal

### 2.1 Introducción

La gran mayoría de los circuitos electrónicos requieren la generación de una onda repetitiva, estable. En muchos de los casos la forma de onda debe ser sinusoidal, aunque a veces es necesario generar una forma de onda con flancos más abruptos para establecer referencias de tiempo en circuitos digitales.

En los sistemas de radiocomunicaciones se usan principalmente para

- 1) Establecer la frecuencia de portadora de los Tx
- 2) Excitar etapas mezcladoras en Rx
- 3) Como VCO (Voltage Controlled Oscillator) de PLL en sintetizadores de frecuencia
- 4) Osciladores de referencia con resonadores a cristal. Por ejemplo fijar la frecuencia de clock the microprocesadores, sintetizadores, etc.

Los osciladores más comunes son los astables, y los sinusoidales realimentados.

Las Secciones 2.1 y 2.2 están basadas en [1], todo lo que sigue está basado en [2].

#### 2.1.1 Osciladores astables

Los osciladores astables, o de relajación, Fig. 2.1, están constituidos por un dispositivo que solo puede tener dos estados, por ejemplo un comparador, quedando el tiempo de conmutación fijado por la carga y la descarga de un capacitor.

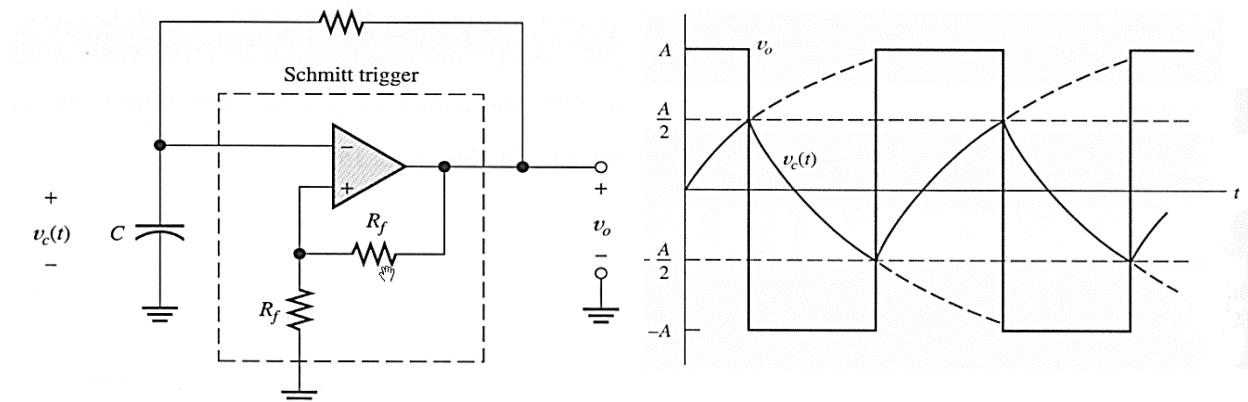


Fig. 2.1 Oscilador astable con amplificador operacional, circuito y formas de onda.

Los osciladores astables se usan generalmente en generadores de funciones y VCO para PLL de baja y mediana frecuencia.

#### 2.1.2 Osciladores sinusoidales realimentados

En general se refiere a osciladores compuesto por un único dispositivo amplificador, transistor, FET o IC, y un circuito de realimentación selectivo en frecuencia. Normalmente un resonador LC o piezoelectrónico.

Para bajas frecuencias se suele usar circuitos RC, como ejemplos, el oscilador puente de Wien y el oscilador por desplazamiento de fase.

Los factores que intervienen en la selección y/o diseño de un circuito oscilador son

- 1) Frecuencia
- 2) Amplitud o potencia de salida
- 3) Estabilidad de la frecuencia (pulling, pushing, temperatura, etc.)
- 4) Estabilidad de la amplitud
- 5) Forma de onda (sinusoidal, cuadrada, pulso, etc.)
- 6) Pureza espectral (contenido armónico, ruido de fase, jitter, etc.)
- 7) Arranque seguro
- 8) Rendimiento (sonoboyas, radiofaros, cajas negras, etc.)
- 9) Precio, tamaño, caja, etc.

## 2.2 Conceptos básicos del oscilador

A continuación se muestra un repaso rápido sobre la teoría del oscilador LC básico, del oscilador a cristal, el arranque del oscilador, el ruido, los componentes y el desacoplamiento así como consideraciones de diseño del oscilador en general, y la importancia de la polarización y el *Q* cargado.

### 2.2.1 Operación del oscilador

Cuando se aplica un impulso a un circuito tanque el mismo oscilará a su frecuencia de resonancia creándose una onda sinusoidal que irá decayendo con el tiempo, Fig. 2.2. Pero si se utiliza la amplificación de un dispositivo activo, tal como un transistor, para amplificar y mantener el nivel de salida queda configurado un oscilador. La frecuencia de resonancia natural del circuito tanque se establece por la inductancia *L* del tanque y los componentes capacitivos *C*

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \text{ [Hz]} \quad (1)$$

Los osciladores utilizan una pequeña parte de la señal de salida del dispositivo activo con el fin de regenerar o realimentar en fase su propia entrada. Esto sustentará una oscilación continua, con el transistor amplificando su propia retroalimentación.

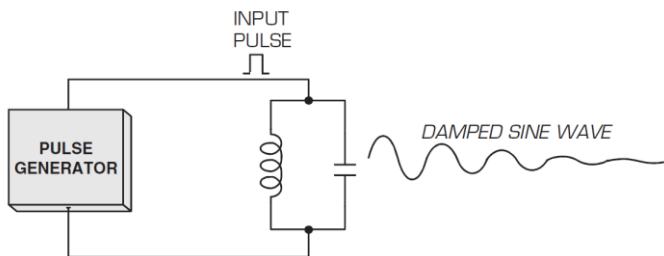


Fig. 2.2 Señal sinusoidal amortiguada producida por un pulso aplicado a un circuito tanque.

Normalmente el dispositivo activo que compone un oscilador es un transistor en configuración EC si es BJT o SC si es un FET, esta configuración desfase 180°, por lo tanto es necesario proveer al circuito del oscilador un desfasaje adicional de 180° para que el desfasaje total sea de 0°, Fig. 2.3 y Fig. 2.4. La forma más sencilla de producir este desfasaje para construir un oscilador de RF es mediante el uso de las reactancias de inductores y capacitores.

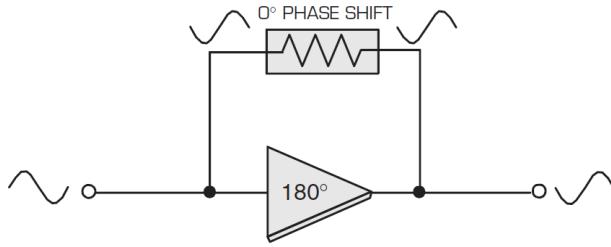


Fig. 2.3 Un amplificador con realimentación degenerativa no puede oscilar.

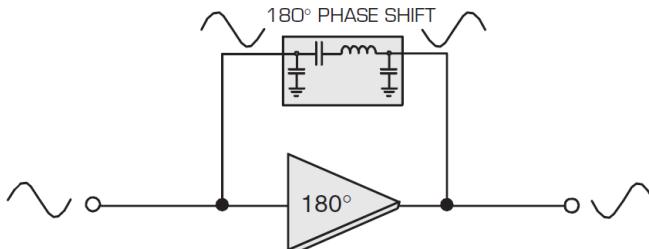


Fig. 2.4 Un amplificador con realimentación regenerativa puede oscilar.

Un oscilador auto arranca, y debe ser muy confiable en este sentido. Un oscilador de onda sinusoidal Clase A arranca por la siguiente secuencia de sucesos:

- 1) Se aplica potencia al dispositivo activo del oscilador.
- 2) El ruido o el transitorio de tensión de encendido causa que el oscilador arranque. El ruido o un impulso abrupto genera señales de todas las frecuencias, pero solo para aquellas en que la realimentación es regenerativa se establecerán las oscilaciones, convirtiendo la potencia de entrada de CC en oscilaciones sinusoidales.
- 3) Al comienzo la potencia sinusoidal de salida es pequeña, pero el proceso regenerativo incrementa rápidamente la potencia de salida hasta que el dispositivo activa se satura. El exceso de ganancia se disipa.
- 4) El oscilador genera ondas sinusoidales de frecuencia y amplitud estable.

La potencia de salida de la mayoría de los osciladores es alrededor de 0 dBm a 10 dBm, normalmente se polarizan en clase A o AB en configuración de emisor común (algunos osciladores de muy alta frecuencia son de configuración base común), pocos se polarizan en Clase C

### 2.2.2 Particularidades en el diseño de un oscilador

La auto polarización del dispositivo activo de un oscilador se emplea por las siguientes razones: Permite el uso de una única fuente  $V_{CC}$ , permite establecer el punto de polarización para una clase determinada de operación, atenúa los efectos debido a las variaciones del beta de los transistores, estabiliza el dispositivo activo ante amplias variaciones de la temperatura.

Un parámetro vital de cualquier circuito oscilador es su  $Q$  cargado. Un oscilador retroalimentado con una red selectiva de alto  $Q$  (tal como resonador de cristal o tipo SAW) tendrá una frecuencia de oscilación de RF mucho más estable que un simple oscilador  $L-C$  de bajo  $Q$ . Esto es porque las variaciones en las reactancias internas del transistor producidas por variaciones en la  $V_{CC}$  y de la temperatura, así como las variaciones de lote a lote en las características de los transistores, producirán cambios de frecuencia muchísimo más pronunciados en osciladores de bajo  $Q$  ( $L-C$ ) que en osciladores de alto  $Q$ . Por lo tanto mejorando el  $Q$  cargado de un oscilador se mejora la

estabilidad en la frecuencia y el comportamiento del ruido de fase contra variaciones de temperatura, variaciones de la tensión de alimentación  $V_{CC}$  y cambios en la impedancia de carga.

Un oscilador comienza a oscilar por el escalón de tensión aplicado a la entrada producido al alimentar al mismo, y no necesariamente por el ruido. La velocidad a la que un oscilador arranca y produce una señal de salida con una frecuencia estable, depende mucho más del tiempo que demoran en cargarse los capacitores de polarización, o la constante  $R-C$  de la fuente de alimentación  $V_{CC}$ , que del  $Q$  cargado.

La elección adecuada de cada componente de un oscilador es muy importante, ya que incluso los componentes pasivos pueden tener un impacto significativo en el funcionamiento correcto del oscilador. Por lo tanto, a menos que se desee realizar una compensación de frecuencia, los capacitores de la red de realimentación del oscilador deben ser del tipo NPO (coeficiente de temperatura *Negative Positive Zero*) para que la deriva de la frecuencia de oscilación sea mínima en condiciones normales en las variaciones de temperatura. La elección apropiada del dispositivo activo también es crítica. Los transistores con una  $f_T$  muy alta en comparación con la frecuencia de oscilación de trabajo funcionan mucho mejor en los circuitos osciladores que los dispositivos activos con valores marginales de  $f_T$ . Esto se debe a la capacidad que tiene un transistor con una  $f_T$  alta ( $> 5 \times f_r$ ), no solo para mantener su desfasaje de  $180^\circ$  en altas frecuencias, ya que el desfasaje de un transistor decae de  $180^\circ$  en altas frecuencias, sino también para mantener una alta ganancia de realimentación en  $f_r$ .

Un circuito sintonizado serie con acoplamientos capacitivos en derivación, Fig. 2.5, produce un desplazamiento de fase de  $180^\circ$  y filtrado pasabanda, por lo que es capaz de forzar la frecuencia de operación del oscilador  $L-C$ , Fig. 2.6, a un valor específico. En otras palabras, el resonador suministra un pico en  $S_{21}$  ( $S_{21}$  del amplificador, no del dispositivo activo) y un desfasaje de  $180^\circ$  en la frecuencia de oscilación deseada, con solo un único inductor y tres capacitores.

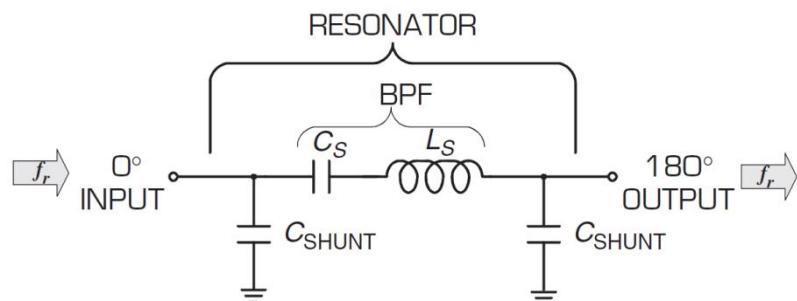


Fig. 2.5 Un circuito resonante, con un desfasaje de  $180^\circ$  desde su entrada a su salida.

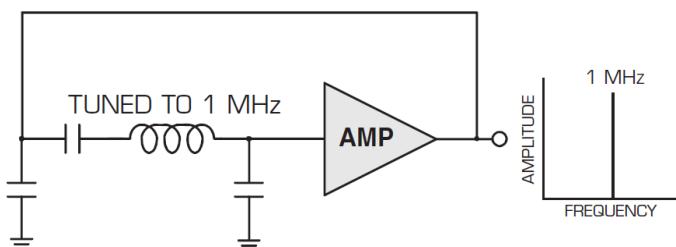


Fig. 2.6 El resonador fijando la frecuencia de las oscilaciones.

El acoplamiento capacitivo en derivación a cada lado del circuito serie  $L-C$  es necesario, sin ellos sería un circuito resonante serie ( $X_C$  y  $X_L$  se cancelan) pero no produciría desplazamiento de fase deseado.

La mayoría de los osciladores debieran estar fuertemente desacoplados de cualquier ruido general y variaciones intermitentes de la fuente de alimentación, además impedir que la RF generada por el oscilador sea inyectada en los otros circuitos alimentados con la misma fuente de alimentación.

### 2.2.3 Métodos de simulación de osciladores

Los procedimientos de diseño y simulación de osciladores, popularizados por Rhea y Mattheys, han hecho que el diseño de un oscilador sea un proceso sencillo y mucho más repetible que en el pasado.

Antes, los diseños de osciladores se basaban en procedimientos matemáticos intensivos, bastante desagradables, y con resultados inciertos. O simplemente se iniciaba el diseño, copiando el circuito de un oscilador exitoso, el que se ponía a funcionar, mientras se le iba cambiando los componentes  $L-C-R$  en forma empírica hasta que el oscilador funcionara tan cerca como sea posible a las especificaciones deseadas.

Al igual que con cualquier diseño de circuitos no lineales, tales como el AP (amplificadores de potencia) y mezcladores, gran parte de la fase final de diseño debe ser optimizada en una banco de pruebas en el laboratorio, ya que las simulaciones por sí solas raramente dan exactamente en el clavo, debido a las imprecisiones del modelo no lineal del dispositivo activo, o lo que es peor, que el modelo no lineal para el dispositivo seleccionado no esté disponible.

Si la simulación se realiza con un simulador basado en el Berkeley Spice (Simulation Program with IC Empahsis) tales como el PSPICE de Orcad, Proteus, Alltiun, MultiSim, LTSpice, etc., en lugar de usar simuladores especializados en RF (son mucho más costosos), con distintas opciones de análisis (CC, lineal, transitorio, harmonic balance, electro magnético, etc.), todos los componentes, trazas y parásitos del PCB no serán tenidos en cuenta, y tampoco, a veces muy críticos, desplazamientos de fase provocados por la longitud de las trazas.

Normalmente cualquier programa para simulación de circuitos de RF que use parámetros  $S$ , tal como el Qucs (libre), ADS, Genesys, o AWR, poseen los modelos lineales adecuados para la gran mayoría de los dispositivos pasivos, y una gran parte de los dispositivos activos de pequeña señal. La ventaja de estos últimos simuladores sobre los programas regulares basados en Berkeley Spice, es que una simulación lineal indicará inmediatamente cuando los puertos de entrada y salida del lazo abierto del oscilador están adecuadamente adaptados uno al otro.

Esto se puede analizar fácilmente, ya que los resultados se pueden mostrar en una carta de Smith, la que confirmará que la impedancia de entrada ( $S_{11}$ ) y la impedancia de salida ( $S_{22}$ ) del lazo abierto están adaptadas para la frecuencia de interés, lo cual es crítico para la exactitud en el diseño del lazo abierto de un oscilador.

Un rápido resumen de los procedimientos normales en el diseño de un oscilador con el lazo abierto se detalla a continuación, más adelante se discutirán con más detalle:

- 1) Diseñe el circuito oscilador sobre un papel aplicando las ecuaciones específicas disponibles.
- 2) Optimice el circuito oscilador en un simulador lineal de RF como un circuito a lazo abierto ideal, sin usar todavía microstrip o modelo de parámetros  $S$  para los elementos pasivos.
- 3) Inserte todas las trazas microstrip y los modelos de parámetros  $S$  para todas las partes activas y pasivas, y optimice nuevamente el oscilador como un circuito de lazo abierto.
- 4) Si dispone de un simulador no lineal (si no es así, vaya al paso 5), configure el dispositivo activo con el modelo no lineal apropiado y optimice el funcionamiento.
- 5) Diseñe el PCB del oscilador con el software apropiado, fabrique la placa y realice el montaje del oscilador.
- 6) Realice los ajustes y ensayos en el banco de pruebas del laboratorio optimizando todos los parámetros del oscilador.

¿Podemos saltarnos alguno de los pasos anteriores y todavía tener éxito? Por supuesto, antes que las computadoras estuvieran disponibles para el ingeniero promedio, los osciladores se diseñaban con papel, lápiz y

regla de cálculo. Luego fabricados, ensamblado. Finalmente ajustados y optimizados usando solo bancos de prueba. Obviamente, la fase de simulación en el proceso de diseño se omitía completamente.

## 2.3 Técnicas lineales

El análisis lineal constituye el crítico primer escalón en el diseño de un oscilador. Aunque el análisis lineal no predice todas las características de un oscilador, establece las condiciones iniciales para el arranque y el formato básico del diseño. Un diseño inicial a lazo cerrado, usando técnicas no lineales puede indicar oscilación, pero no revela ningún criterio sobre el margen de seguridad en el arranque o el  $Q$  cargado.

Para el análisis lineal mediante simulación, son populares dos métodos, el análisis de la respuesta a lazo abierto de 2 puertos y la resistencia o conductancia negativa de 1 puerto.

Históricamente el método de diseño de lazo abierto se aplicó en el diseño de osciladores con resonadores piezoelectricos y osciladores de baja frecuencia, mientras que el método de 1 puerto se usó para el diseño de osciladores de microondas frecuentemente basados en dispositivos de 2 terminales con resistencia negativa (diodo túnel, Impatt, Gun, etc.).

Sin embargo el método de lazo abierto proporciona una mejor interiorización y es también adecuado para el diseño de microondas, por lo que actualmente es el preferido.

### 2.3.1 Método a lazo abierto

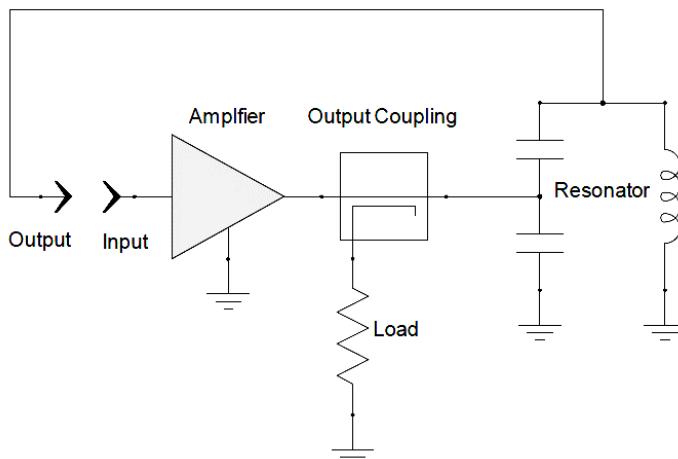


Fig. 2.7 Cascada amplificador-resonador con acoplamiento para la potencia de salida.

Considere el amplificador-resonador en cascada representado en la Fig. 2.7. El oscilador se forma mediante la conexión de la salida a la entrada. El análisis a lazo abierto considera las características del circuito a lazo abierto en lugar de considerarlo como un oscilador. El amplificador proporciona la energía para el sistema y a veces se lo llama etapa de sostenimiento. En este ejemplo, la energía se extrae a través de un acoplador. Es más común que la energía se tome de un nodo cualquiera del amplificador o del resonador usando un capacitor de acoplamiento. El resonador controla la frecuencia de funcionamiento y determina el comportamiento de otros muchos parámetros que definen el comportamiento de un oscilador.

La amplitud del parámetro de dispersión directo  $S_{21}$ , del circuito a lazo abierto se representa con símbolos circulares en la Fig. 2.8. El pico máximo de ganancia llega a unos 8 dB en 1000 MHz. La ganancia de lazo abierto de pequeña señal en el punto que la fase cruza por cero, se llama el margen de ganancia. El ángulo de  $S_{21}$  se representa con símbolos cuadrados. El cruce de fase por cero se llamará  $\phi_0$ . La magnitud y la fase de  $S_{21}$  en

conjunto constituyen la respuesta de Bode a lazo abierto. El  $Q$  cargado, que se define más adelante se representa con símbolos triangulares.

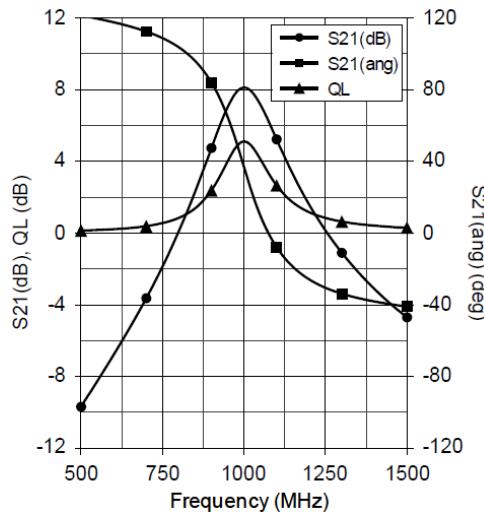


Fig. 2.8 Amplitud de  $S_{21}$  del oscilador a lazo abierto (símbolos circulares), el ángulo de  $S_{21}$  (símbolos cuadrados), y el  $Q$  cargado (símbolos triangulares)

### 2.3.2 Condiciones de arranque

Cuando el bucle está cerrado, se inician las oscilaciones hasta un nivel donde la no linealidad establece una condición de régimen estable con una ganancia de 0 dB a  $\phi_0$ . El comportamiento no lineal reduce la ganancia, desplaza la fase, y modifica las impedancias características del amplificador. Estos efectos plantean interrogantes en cuanto a la validez del análisis del oscilador de pequeña señal. Sin embargo, el resonador establece muchas características de funcionamiento del oscilador y él sigue siendo lineal. Con un margen de ganancia moderada, los efectos no lineales no son tan graves como podría parecer. Cuando comienza la oscilación, los niveles de señal son bajos y el sistema es lineal puro. A medida que aumenta la amplitud de las oscilaciones el sistema se convierte en no lineal.

Las condiciones necesarias para el arranque se pueden determinar del Bode de la respuesta a lazo abierto del oscilador:

- 1) la frecuencia de la fase de cruce por cero,  $\phi_0$ , es la frecuencia de oscilación
- 2) la ganancia inicial debe ser mayor de 0 dB a  $\phi_0$
- 3) la pendiente de fase en  $\phi_0$  debe ser negativa y si hay múltiples  $\phi_0$ , la cantidad con una pendiente de fase negativa debe ser superior a la cantidad con un pendiente positiva.

Estas condiciones necesarias se denominan criterio de Barkhausen. Son intuitivas y fáciles de implementar. Una técnica alternativa, más rigurosa, se llama criterio de estabilidad de Nyquist. Establece que un sistema es inestable si la gráfica de  $-A\beta$  circunda el punto  $-1+j0$  en una determinada forma. Acá se usará la respuesta de Bode y el criterio de Barkhausen.

La oscilación no se produce en el pico de ganancia. Se produce a  $\phi_0$ . La ganancia inicial en  $\phi_0$  se conoce como el margen de ganancia. Otros objetivos del oscilador a lazo abierto son:

- 1) la máxima pendiente  $\partial\phi/\partial\omega$  se produzca en  $\phi_0$
- 2) ser un amplificador estable
- 3)  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sean pequeños
- 4) que la máxima ganancia ocurra en  $\phi_0$

5) el margen de ganancia debiera ser moderado, se sugiere 3 a 8 dB

Estas condiciones deseables se analizarán con más detalle.

### 2.3.2.1 Requerimientos de adaptación

Idealmente, las respuestas de ganancia y fase a lazo abierto de un potencial oscilador se obtienen la primera vez mediante simulación, una vez montado el circuito, se confirma mediante medición con un analizador vectorial de redes. Los analizadores utilizan una impedancia de referencia resistiva de 50 o 75 ohmios. No necesariamente  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del circuito a lazo abierto del oscilador están adaptados a esta impedancia de referencia. Por lo tanto, cuando el lazo se cierra, las condiciones de terminación no corresponden con la simulada o la medida, lo que resulta en un error de predicción. Esta situación se considera en las siguientes secciones. En primer lugar, se repasarán las relaciones entre impedancia y adaptación.

#### 2.3.2.1.1 Relaciones entre impedancia y adaptación

La impedancia y la magnitud del VSWR en un puerto están relacionados con los parámetros de dispersión de entrada  $S_{11}$  y salida  $S_{22}$  por

$$Z_n = Z_0 \frac{1+S_{nn}}{1-S_{nn}} \quad (2)$$

$$VSWR_n = \frac{1+|S_{nn}|}{1-|S_{nn}|} \quad (3)$$

donde n es el número de puerto y  $Z_0$  es la impedancia de referencia. La magnitud de los parámetros  $S$  de puerto, el coeficiente de reflexión, y la pérdida por reflexión están relacionados por

$$|S_{nn}|(dB) = 20\log|\rho_n| \quad (4)$$

$$|\rho_n| = \frac{VSWR-1}{VSWR+1} \quad (5)$$

$$L_A(dB) = -10\log(1 - |\rho_n|^2) \quad (6)$$

donde  $\rho_n$  es el coeficiente de reflexión del puerto n y  $L_A$  es la pérdida de transmisión debido a la reflexión ignorando la disipación.

La Tabla 2.1 incluye valores representativos relacionados con estos parámetros.

Estos parámetros se los llama de escala radial porque están en función de la distancia al centro de la carta de Smith.  $\rho_n$  está en escala lineal y varía desde 0 en el centro de la carta hasta 1 en la circunferencia exterior de una carta de Smith convencional. Los parámetros  $S$  de los puertos se muestran normalmente en una carta de Smith.

#### 2.3.2.1.2 Error de desadaptación

Si las impedancias de entrada y salida del oscilador a lazo abierto no están adaptadas a la impedancia de referencia de análisis, entonces el análisis no representa lo que sucederá cuando el lazo se cierre. Esto ocasiona que la ganancia y la fase de la ganancia analizadas sean erróneas. La magnitud de estos errores aumentan cuanto mayor es la desadaptación de las impedancias de entrada y salida del circuito a lazo abierto del oscilador respecto a la impedancia de referencia.

Tabla 2.1 Valores representativos de los parámetros de escala radial.

$ \rho_n $	$S_{nn}$ (dB)	VSWR <sub>n</sub>	L <sub>A</sub> (dB)
0,010	-40,00	1,020	0,0004
0,032	-30,00	1,065	0,0043
0,056	-25,00	1,119	0,0138
0,100	-20,00	1,222	0,0436
0,158	-16,00	1,377	0,1105
0,200	-14,00	1,499	0,1764
0,251	-12,00	1,671	0,2830
0,316	-10,00	1,925	0,4576
0,333	-9,54	2,000	0,5118
0,398	-8,00	2,323	0,7494
0,500	-6,02	3,000	1,2496
0,600	-4,44	3,997	1,9365
0,707	-3,01	5,829	3,0106
0,794	-2,00	8,724	4,3292

Si el parámetro de transmisión inversa,  $S_{12}$ , es pequeño, el error por desadaptación cuando la salida del lazo maneja a la entrada del lazo está dado por

$$\text{Error por desadaptación}(dB) = 20\log \left| \frac{1}{1-S_{11}S_{22}} \right| \quad (7)$$

$S_{11}$  y  $S_{22}$  son valores complejos por lo que el error puede ser positivo o negativo. La Tabla 2.2 lista los errores máximos posibles para valores representativos de  $S_{11}$  y  $S_{22}$ .

Tabla 2.2 Valores representativos del máximo error en la ganancia por desadaptación.

$S_{nn}$ (dB)	$S_{mm}$ (dB)	Error(dB)
-20	-20	+0,087, -0,086
-20	-10	+0,279, -0,270
-20	-6	+0,447, -0,425
-20	-3	+0,638, -0,594
-10	-10	+0,915, -0,828
-10	-6	+1,499, -1,278
-10	-3	+2,201, -1,755
-6	-6	+2,513, -1,946
-6	-3	+3,806, -2,638
-3	-3	+6,041, -3,529

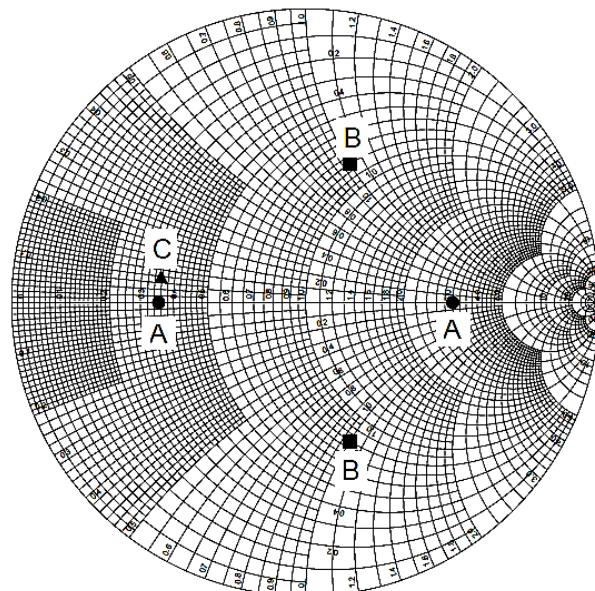


Fig. 2.9 Tres casos (A, B, y C) para los ángulos de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  todos con una magnitud de 0.5 o -6.02 dB.

Si  $S_{11}$  y  $S_{22}$  están cerca del centro de la carta circular el margen de error por desadaptación es pequeño. Para valores de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  de -6 dB el máximo error en la disminución de la ganancia llegaría a solo 1,9 dB. Salvo en

algún caso en que la ganancia pueda ser marginal la desadaptación no es crítica. Sin embargo, no sólo se ve afectada la ganancia de lazo abierto con este desajuste, sino también la frecuencia de  $\phi_0$ , y la pendiente de la fase  $\partial\phi/\partial\omega$ .

### 2.3.2.1.3 Signo del error por desadaptación

El error por desadaptación listado en la Tabla 2.2 es el máximo error posible asociado con la magnitud de la desadaptación, y con un  $S_{12}$  pequeño. El margen de ganancia predicho por la simulación o la medición del circuito del oscilador a lazo abierto puede ser optimista o pesimista. Considere el caso A en la Fig. 2.9, donde las magnitudes de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  son -6,02 dB (0,5) con una impedancia de referencia de 50 ohm. Los ángulos de los parámetros S de los puertos son  $0^\circ$  y  $180^\circ$ , que representan impedancias de 150 y 16,67 ohm respectivamente. Cuando el lazo se cierra, un generador con 16,67 ohm de resistencia interna maneja una carga de 150 ohm, esto representa una VSWR de 9:1 que se corresponde con un coeficiente de reflexión, parámetro  $S_{nn}$ , de -1,94 dB, ver Tabla 2.1. Esta desadaptación es significativamente peor que los -6,02 dB de la medición. El margen de ganancia predicho para el caso A es optimista en 1,94 dB.

$$\text{Error por desadaptación}(dB) = 20 \left| \log \frac{1}{1 - S_{11}S_{22}} \right| = 20 \log \left| \frac{1}{1 - (0,5\angle 0^\circ)(0,5\angle 180^\circ)} \right| = -1,94 \text{ dB}$$

Consideremos ahora el caso B, también con magnitudes de los parámetros S de -6,02 dB. Los ángulos correspondientes son  $90^\circ$  y  $-90^\circ$ . Cuando el lazo se cierra, los valores de impedancias de entrada y salida son complejos conjugados y el lazo está adaptado. En este caso, el margen de ganancia pronosticado es pesimista por 2,5 dB.

$$\text{Error por desadaptación}(dB) = 20 \log \left| \frac{1}{1 - (0,5\angle 90^\circ)(0,5\angle -90^\circ)} \right| = 2,513 \text{ dB}$$

Finalmente, considere el caso C, con parámetros S iguales de -6,02 dB en  $170^\circ$ . Al igual que en el caso B, la medición de bucle abierto no coincide con el de 50 ohm de la impedancia de referencia, pero las resistencias de los puertos son iguales con sólo una pequeña componente reactiva. El margen de ganancia pronosticado es pesimista por 2,3 dB.

$$\text{Error por desadaptación}(dB) = 20 \log \left| \frac{1}{1 - (0,5\angle 170^\circ)(0,5\angle 170^\circ)} \right| = 2,284 \text{ dB}$$

Cuando los parámetros S de los puertos son similares y cerca del eje real de la Carta de Smith, la impedancia de referencia se puede cambiar para que  $S_{11}$  y  $S_{22}$  queden en el centro del gráfico, lo que mejora la predicción del margen de ganancia. Esto es fácil de lograr con la simulación, pero es más difícil con un analizador de redes vectorial.

En resumen, el margen de ganancia predicho por la simulación o medición puede ser bajo (pesimista) o alto (optimista) en función de la fase de los parámetros S de los puertos. Además, no sólo el margen de ganancia se altera por la desadaptación, sino también la frecuencia de  $\phi_0$ , y la pendiente de la respuesta de fase.

### 2.3.2.1.4 Ejemplo de adaptación

Consideremos el oscilador Colpitts del esquemático en la Fig. 2.10. En este ejemplo se utiliza un transistor bipolar en configuración colector común como dispositivo activo, y una derivación capacitiva para transformar la baja impedancia del emisor a la alta impedancia del circuito de base. Para el análisis, el lazo se abre entre el emisor y la derivación capacitativa. La potencia de salida del oscilador se entrega a una resistencia de 50 ohm en el puerto 3. Para este análisis, la impedancia de referencia de medición es de 50 ohm.

Las respuestas circuito a lazo abierto se calculan utilizando los datos de los parámetros  $S$  del dispositivo activo. Esta técnica ha sido utilizada con éxito durante décadas, para la simulación de circuitos lineales. Los datos de los parámetros  $S$  se miden con una tensión y corriente específica, y para la simulación se asume que el dispositivo se polariza en el mismo punto de trabajo.

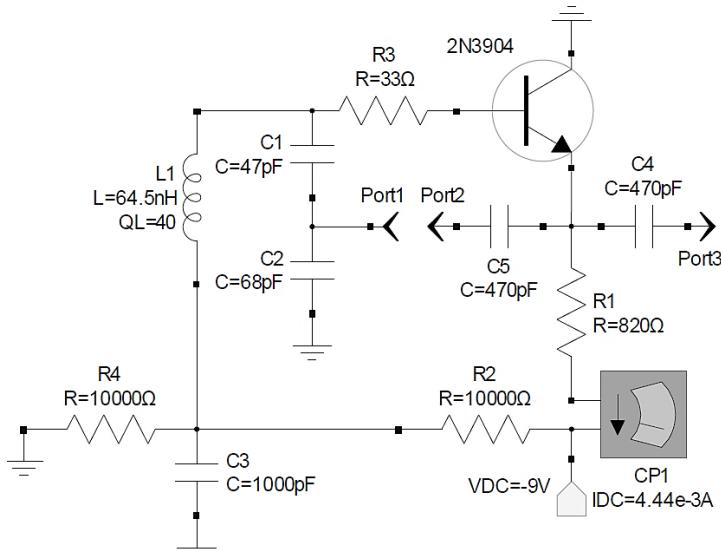


Fig. 2.10 Oscilador Colpitts con un dispositivo activo bipolar. Para el análisis, se abre el lazo entre la toma capacitiva y el emisor.

En el presente ejemplo, el dispositivo activo es un 2N3904 que está caracterizado por un modelo tipo Spice (buscar como QMMBT3904 de Philips Spice Parts). El circuito de polarización debe incluirse en el esquemático. Se calcula la polarización de CC y el dispositivo es linealizado por el simulador GENESYS [4] quién calcula los parámetros de pequeña señal. Este tipo de modelo permite simulaciones para diferentes polarizaciones. Al capacitor  $C_5$  no es necesario incluirlo en el circuito del oscilador definitivo. Solo se pone para evitar que la carga de 50 que pone el simulador para calcular los parámetros  $S$  del circuito a lazo abierto, no modifiquen la polarización del transistor.

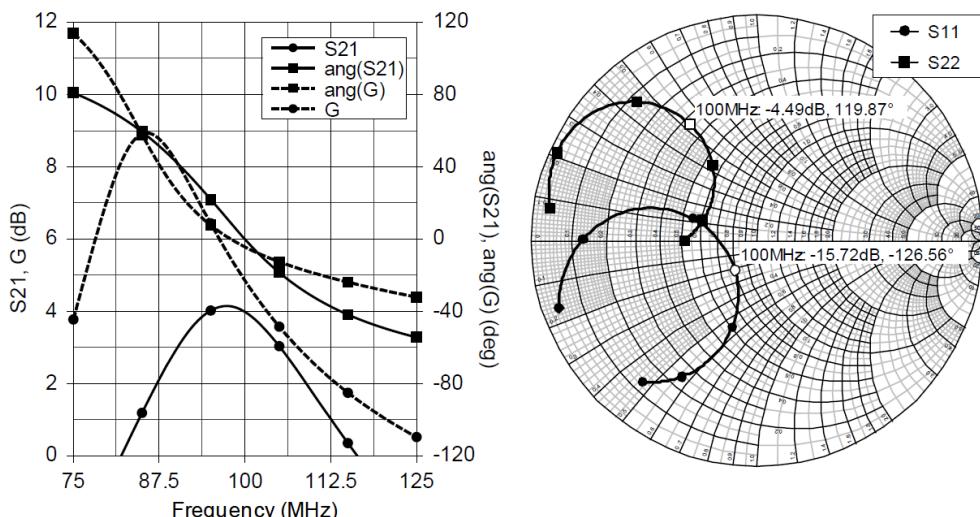


Fig. 2.11  $S_{21}$  (dB) y el ángulo de  $S_{21}$  (grados) del circuito a lazo abierto (izquierdo) y  $S_{11}$  (dB) y  $S_{22}$  (dB) representados en una carta de Smith (derecha).

La Fig. 2.11 muestra en el lado izquierdo la magnitud y el ángulo de  $S_{21}$  con línea continua, y en el lado derecho se grafican los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  en una carta de Smith de radio unitario, normalizada con 50 ohm,

correspondientes al lazo abierto del circuito del oscilador de la Fig. 2.10. El valor del inductor  $L_1$  se ajustó hasta que la fase cruce por cero en 100 MHz. El margen de ganancia pronosticado es de 3,98 dB.

A 100 MHz el parámetro  $S_{11}$  es -15,72 dB a  $-126,56^\circ$  y  $S_{22}$  es -4,49 dB a  $119,87^\circ$ . El error esperado en el margen de ganancia estimado por la Ec. 7 es 0,88 dB pesimista, por lo tanto, el margen de ganancia del lazo abierto, suponiendo  $S_{12}$  pequeño, es 4,86 dB. Los arcos de los coeficientes de reflexión giran como las agujas del reloj con el aumento de la frecuencia. En la Fig. 2.11,  $S_{11}$  cruza el eje real ligeramente por debajo de 100,0 MHz.

### 2.3.2.1.5 Corrección de Randall/Hock

El método más simple para reducir el error de predicción es diseñar la cascada del lazo abierto del oscilador con una adaptación razonable. Esto no se logra añadiendo redes de adaptación al circuito. Agregar más componentes reactivos de los que requiere el resonador puede producir ambigüedades en  $\phi_0$ . Una función de la derivación capacitiva en el resonador de un oscilador Colpitts, con una etapa de sostenimiento en configuración CC, es adaptar la baja impedancia del emisor, a la alta impedancia en la base. El resonador del Colpitts se utiliza como un dispositivo para la adaptación de impedancias.

Cuando sea difícil adaptar las impedancias del lazo abierto, o cuando sea necesario una predicción más exacta del margen de ganancia (porque el margen de ganancia es bajo), se aplica la expresión de Randall-Hock [4], que permite determinar el valor exacto de la ganancia teniendo en cuenta las desadaptaciones

$$G = \frac{S_{21} - S_{12}}{1 - S_{11}S_{22} + S_{21}S_{12} - 2S_{12}} \quad (8)$$

$G$  se calcula a partir de los parámetros  $S$  del lazo abierto del circuito del oscilador. La ecuación es exacta. Cuando el lazo se abre en cualquier punto se obtienen los mismos resultados. Incluso puede ser abierto dentro del mismo resonador.

En la Fig. 2.11 a la izquierda, la líneas de guiones muestran la magnitud y el ángulo  $G$  calculados utilizando la ecuación de Randall/Hock. Los parámetros  $S$ , producto de la simulación del lazo abierto los usa el post procesador de GENESYS para calcular  $G$ . La pobre adaptación de  $S_{22}$  de -4,49 dB sugiere el uso de la expresión Randall/Hock.  $\phi_0$  se produce en aproximadamente 98 MHz, un 2 % menor que la predicción del cruce por cero sin corregir. A esta frecuencia, el margen de ganancia es aproximadamente 5,45 dB, 1,47 dB mayor que la predicción de lazo abierto no corregida de 3,98 dB. Recordemos que la Ec. 7 predijo un aumento de 0,88 dB más alto que la ganancia no corregida, la diferencia se debe a que  $S_{12}$  tiene un valor no nulo. Note también que la pendiente de la respuesta de fase en  $\phi_0$  es más baja que la predicción sin corregir. La importancia de la pendiente de fase en  $\phi_0$  se considera más adelante.

### 2.3.2.1.6 Resumen adaptación

Un objetivo del proceso de diseño inicial del oscilador es utilizar el resonador como una red de adaptación para que los parámetros  $S$  de los puertos sean tan pequeños como sea posible. Con la simulación por computadora, el usuario es libre de elegir la impedancia de referencia que mejor centra los parámetros  $S$  de los puertos en la carta de Smith. Es deseable confirmar con un analizador vectorial de redes el diseño del lazo abierto y es conveniente diseñar para una impedancia de referencia de 50 ohm. Se muestra más adelante, cuando se cubra el diseño de la etapa de sostenimiento, que una impedancia de referencia de 50 ohm es más factible de lo que cabría suponer.

Cuando los parámetros  $S$  de los puertos dan un valor de -10 dB o mejor, los errores en la ganancia y en la fase de la ganancia serán mínimos. Si el parámetro  $S$  de uno de los puertos es pequeño, es más tolerable que en el otro

exista una pobre adaptación. Cuando el margen de ganancia es pequeño, lo cual puede ocurrir con algunos dispositivos activos, o cuando se requiere una mayor precisión de la predicción, es conveniente aplicar la ecuación Randall/Hock.

### 2.3.2.2 Alineación de la máxima pendiente de la fase

Es muy conveniente para el comportamiento del oscilador que la pendiente de la fase sea la máxima para la frecuencia de funcionamiento. Algunas perturbaciones, tales como cambios en la polarización, variaciones de temperatura, ruido y cambios en la impedancia de carga pueden desplazar la curva de la fase de la ganancia. Si la fase de G en la Fig. 2.11 se desplaza 10° hacia arriba, el  $\phi_0$  ocurre aproximadamente a 103,2 MHz en lugar de 98 MHz. Sin embargo si la pendiente de fase es empinada, una perturbación de fase tiene un efecto menor en la frecuencia de oscilación. Una pendiente empinada de la fase es una medida crítica de la estabilidad en frecuencia de un oscilador.

Considere la fase de  $S_{21}$  representada en la Fig. 2.8. Observe que  $\phi_0$  se produce 1075 MHz, pero que la pendiente máxima de fase se produce a 1000 MHz. Hay un amplio margen de ganancia en la frecuencia de oscilación de 1075 MHz, pero la pendiente de la fase es más pronunciada en 1000 MHz. Idealmente, la máxima pendiente de fase debe producirse en  $\phi_0$ .

### 2.3.2.3 Amplificador estable

El oscilador se forma cerrando el lazo. Si las condiciones iniciales del lazo abierto son correctas, la oscilación se produce. El amplificador del lazo abierto del oscilador debe tener un dispositivo activo estable. Un dispositivo inestable puede causar que las oscilaciones ocurran a una frecuencia distinta o sumada a la frecuencia de  $\phi_0$ . Las mismas técnicas que se utilizan para estabilizar una etapa de un amplificador convencional, se utilizan para estabilizar la fase del amplificador de sostenimiento de un oscilador, se aplican en forma previa al diseño del lazo abierto del circuito del oscilador.

La situación es diferente para osciladores de resistencia negativa y de conductancia negativa. En este caso, se selecciona un dispositivo activo y una topología que fomenta la inestabilidad. Esta inestabilidad luego es controlada para que se produzcan las oscilaciones a la frecuencia deseada.

### 2.3.2.4 Ganancia pico en la intersección de fase cero

Es deseable que la ganancia llegue a su valor máximo cerca de  $\phi_0$ . El oscilador utiliza toda la ganancia disponible de la etapa de sostenimiento. Este objetivo es menos crítico que otros objetivos de diseño. Este objetivo tiende a ocurrir de forma natural si  $\phi_0$  se produce en la máxima pendiente de la fase.

### 2.3.2.5 Ganancia moderada

Un error común es el diseño del circuito a lazo abierto para el máximo margen de ganancia, o en el caso de un análisis de un oscilador por resistencia negativa, el diseño para el máximo valor de resistencia negativa. En un oscilador lineal, se puede implementar el uso de un circuito de AGC para limitar el nivel de la señal y asegurar que la etapa de sostenimiento funcione en un modo casi lineal. En un oscilador convencional, la limitación

causada por las no linealidades del dispositivo activo, es el método más simple y económico para establecer la ganancia de régimen en 0 dB.

Un margen de ganancia grande, lleva a una a una compresión excesiva que produce muchos armónicos, modos de oscilación espurios y un performance de ruido degradadas. Una ganancia de 3 a 8 dB es un típico valor de diseño. Si la ganancia de la etapa sostenimiento de la etapa está bien controlada, la adaptación es buena tal que los errores de análisis sean pequeños, y el ruido es la consideración primordial en el diseño del oscilador, es aconsejable una ganancia cercana a 3 dB. Si las características más importantes de un oscilador son potencia de salida grande, alto rendimiento, y arranque rápido, una ganancia alta cercana a 8 dB, puede ser una buena elección.

### 2.3.3 Combinación resonador amplificador elegida arbitrariamente

Considere el lazo abierto del circuito de un oscilador compuesto por un resonador seguido por un amplificador en cascada como se muestra en la Fig. 2.12. El resonador en 100 MHz es un circuito  $L-C$  paralelo y la etapa de sostenimiento es un transistor bipolar de UHF.

Los puertos de análisis son 1 y 2, se cierran para formar el oscilador. La potencia de salida se entrega a una carga de 50 ohmios se toma en el puerto 3. La resistencia  $R_2$  produce una realimentación en paralelo para reducir la impedancia de entrada y de salida del amplificador a cerca de 50 ohm.  $R_2$  y  $R_3$  forman un divisor de tensión para polarizar la base cerca de 0,8 voltios con aproximadamente 3,8 voltios en el colector. La caída de tensión en la resistencia de colector  $R_1$  aumenta con el aumento de la corriente de colector, reduciendo de este modo la corriente de base, y de esta forma contrarrestando el aumento de la corriente de colector.

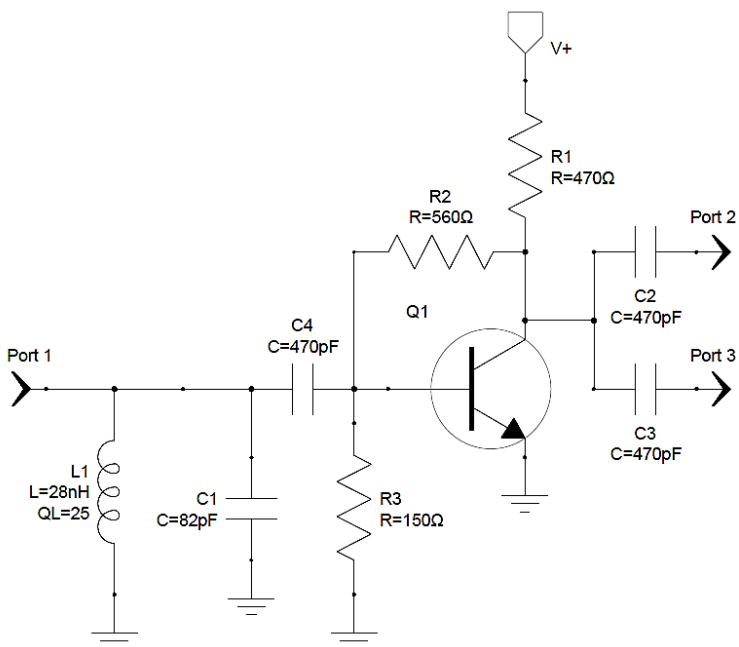


Fig. 2.12 Circuito de lazo abierto de un oscilador poco exitoso, compuesto por un resonador paralelo y una etapa amplificadora implementada con un transistor bipolar en configuración emisor común.

Las respuestas de la ganancia y de la fase del circuito a lazo abierto se muestran a la izquierda en la Fig. 2.13 y los parámetros  $S$  de los puertos se muestran en una carta de Smith a la derecha.

Observe la adaptación casi perfecta a 50 ohm que se obtiene en ambos puertos 1 y 2. También que el pico de la ganancia es ligeramente mayor que 8 dB, y se ubica en la frecuencia de 100 MHz, aparentemente todo está muy

cerca de los objetivos de diseño. Sin embargo, la fase de transmisión de lazo abierto es  $146^\circ$  en el pico de la ganancia y no intersecta los  $0^\circ$  en cualquier frecuencia en la que el margen de ganancia es mayor que 0 dB.

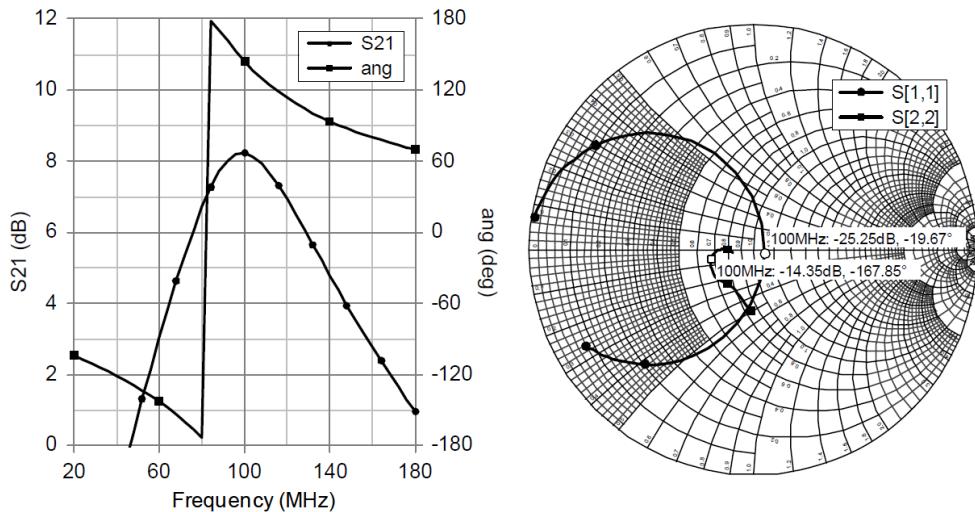


Fig. 2.13 Ganancia y fase de la respuesta de lazo abierto (izquierda) para el esquema de la Fig. 2.12 y los parámetros S de los puertos representados en una cata de Smith (derecha).

Este no es un diseño apropiado del lazo abierto del circuito de un oscilador. El diseñador debe gestionar no sólo el margen de ganancia y la adaptación, sino también la fase de transmisión. Una elección arbitraria de un resonador y una etapa de sostenimiento no garantiza el éxito de un diseño. Cuando se diseña un oscilador se debe considerar el desplazamiento de la fase del dispositivo activo de transmisión a la frecuencia de funcionamiento deseada, el desplazamiento de fase del resonador en el pico de amplitud de la ganancia, el impacto de los parásitos del PWB (Printed Wired Board) y la longitud eléctrica del lazo.

#### 2.3.4 Topologías estándar

Dado que una combinación arbitraria de un resonador y una etapa de sostenimiento no satisfacen necesariamente las condiciones de arranque que se requieren para un oscilador, históricamente, cuando se encontró un diseño acertado, dicha topología se convirtió en un diseño estándar, y en muchos casos denominada con el nombre de su descubridor.

El diseño de un buen oscilador requiere satisfacer múltiples objetivos. El hábito de diseñar osciladores comenzando con una topología estándar persiste hasta nuestros días. Este es un buen método, siempre que el circuito a lazo abierto del oscilador se analice cuidadosamente. Los resultados pueden no ser buenos cuando el diseño no satisface las condiciones especificadas. Hace algunas décadas, el análisis se realizaba sobre modelos excesivamente simplificados, ya que era muy tediosa la matemática involucrada, tanto para dispositivos activos como para los pasivos. Estas dificultades animaron el uso de un enfoque basado en los diseños estándar. Las herramientas de simulación modernas actuales permiten realizar un análisis conveniente a los circuitos a lazo abierto de los osciladores. Estos incluyen excelentes modelos o datos recopilados de mediciones de muchos dispositivos, tanto activos como pasivos. Esto facilita una exploración de la alternativa de diseño más apropiada, la optimización de las condiciones iniciales, e incluso el descubrimiento de nuevas topologías, o modificar otras mejorando el comportamiento o reduciendo la cantidad de componentes.

El análisis del circuito a lazo abierto de un oscilador como una metodología de diseño puede ser desconcertante para el diseñador acostumbrado a trabajar con los llamados diseños estándar. Los nombres son una forma conveniente de describir y categorizar topologías, pero a veces su uso conduce a situaciones engañosas.

Compare un antiguo oscilador Colpitts de tubo de vacío en el lado izquierdo de la Fig. 2.14 con un moderno oscilador Colpitts JFET a la derecha. En el Colpitts valvular el lazo se cierra por la alimentación de la señal de la placa a la red a través del capacitor de paso C. El resonador es esencialmente una red de pasa bajos Pi, con  $C_1$  en derivación,  $L_0$  en serie, y  $C_2$  en derivación con la trayectoria de la señal. En el Colpitts moderno la señal se realimenta desde el surtidor a la puerta a través de una derivación capacitiva de un resonador tanque con  $C_2$  en paralelo,  $C_1$  en serie, y  $L_0$  en derivación con el camino de la ruta de señal. La antigua topología Colpitts realizada con dispositivos de estado sólido se refiere a menudo como Pierce! Para empeorar las cosas, autores descuidados pueden referirse a cualquier oscilador como un Colpitts!

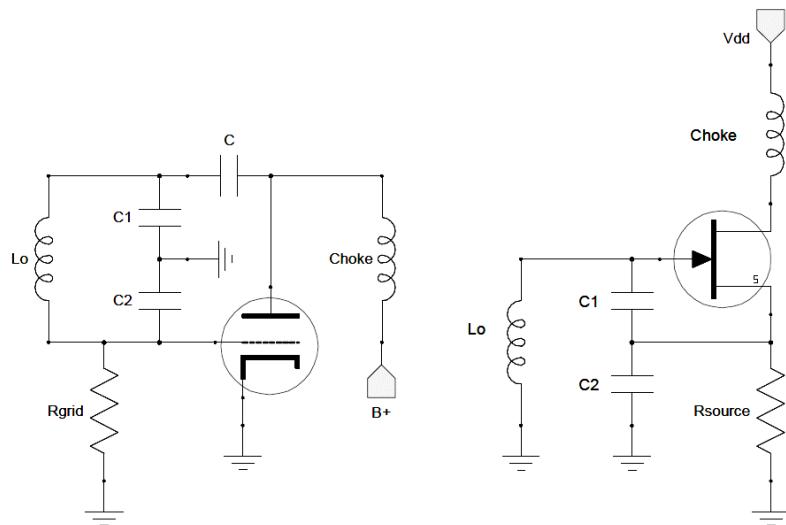


Fig. 2.14 Un oscilador Colpitts valvular (izquierda) y un Colpitts moderno a JFET (derecha).

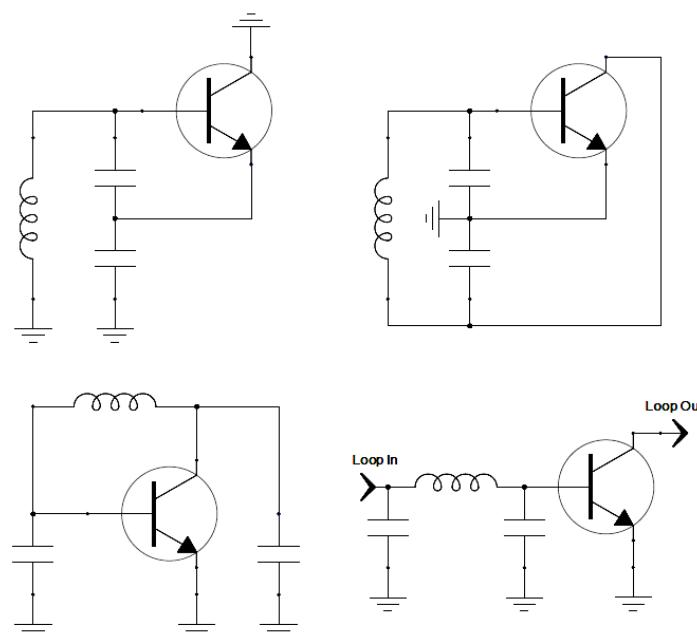


Fig. 2.15 En la parte superior izquierda un esquema simplificado de un Colpitts, arriba a la derecha el mismo Colpitts redibujado con las masas unidas y trasladada la referencia a la derivación capacitiva, nuevamente el Colpitts redibujado con las tierras separadas apareciendo como un Pierce abajo a la izquierda, finalmente con el lazo abierto por el colector abajo a la derecha

Considere el esquema simplificado de un oscilador Colpitts moderno en la parte superior izquierda de la Fig. 2.15. En la parte superior derecha, las tierras están conectadas y se elige una nueva referencia de tierra en la derivación capacitiva del resonador. Note la semejanza con el antiguo oscilador Colpitts valvular. En la parte inferior izquierda, el esquema se redibuja separando las tierras. Esta topología se la denomina a menudo como un oscilador Pierce. El Colpitts y el Pierce son esencialmente el mismo circuito con una referencia de tierra diferente. En la parte inferior derecha, el lazo se abre para facilitar el método de análisis de lazo abierto.

### 2.3.5 Amplificadores para las etapas de sostenimiento

La etapa de sostenimiento de un oscilador provee ganancia y potencia de RF para mantener la oscilación. El amplificador ideal utilizado como una etapa de sostenimiento debe ser estable, tener una ganancia moderada y bajo ruido. Idealmente, las características del amplificador no deben cambiar de un dispositivo a otro con las fluctuaciones de la tensión de alimentación o de la temperatura. Por último, el proceso de diseño de osciladores con un rango amplio de sintonía es más fácil, si la ganancia, la fase de transmisión, y las impedancias de los puertos no cambian mucho con la frecuencia. Para un dispositivo dado, estas características solo se pueden lograr hasta una pequeña fracción del producto ganancia ancho. Los osciladores son realizables por encima de este límite de frecuencia pero serán necesarios ajustes en el diseño. Estos ajustes pueden incluir compensaciones en la fase de transmisión, reducción de las pérdidas en la cascada para aumentar la ganancia disponible, o el ajuste de otros parámetros del diseño. En las secciones siguientes se analizarán las características básicas del dispositivo amplificador, y las técnicas más importantes de amplificación para las etapas de sostenimiento.

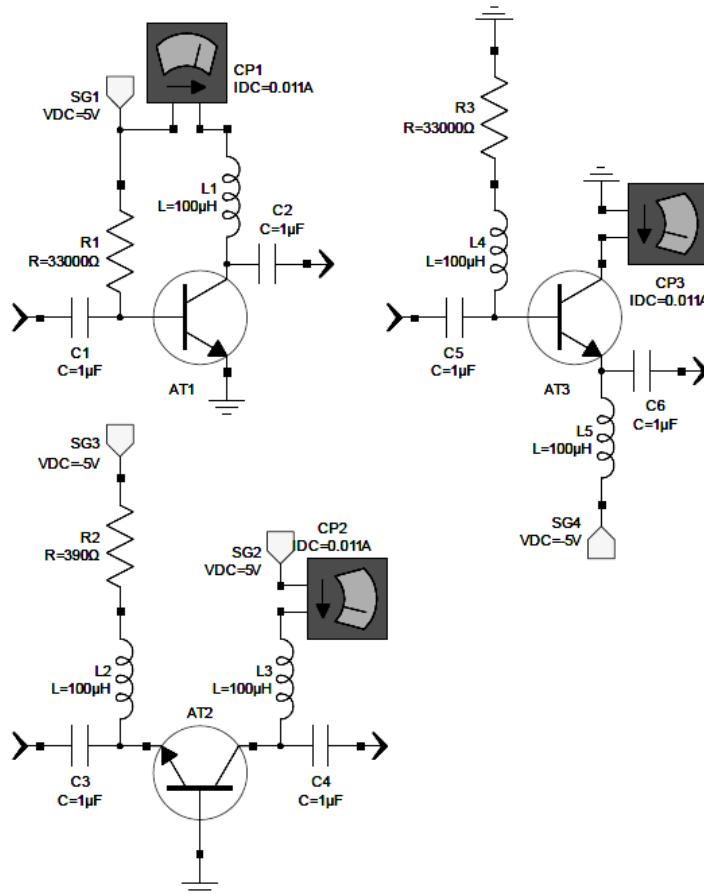


Fig. 2.16 Circuitos de polarización y ensayo de amplificadores implementados con transistores bipolares. Emisor común (parte superior izquierda), colector común (superior derecha) y base común (parte inferior derecha).

### 2.3.5.1 Configuraciones de amplificador con transistor bipolar

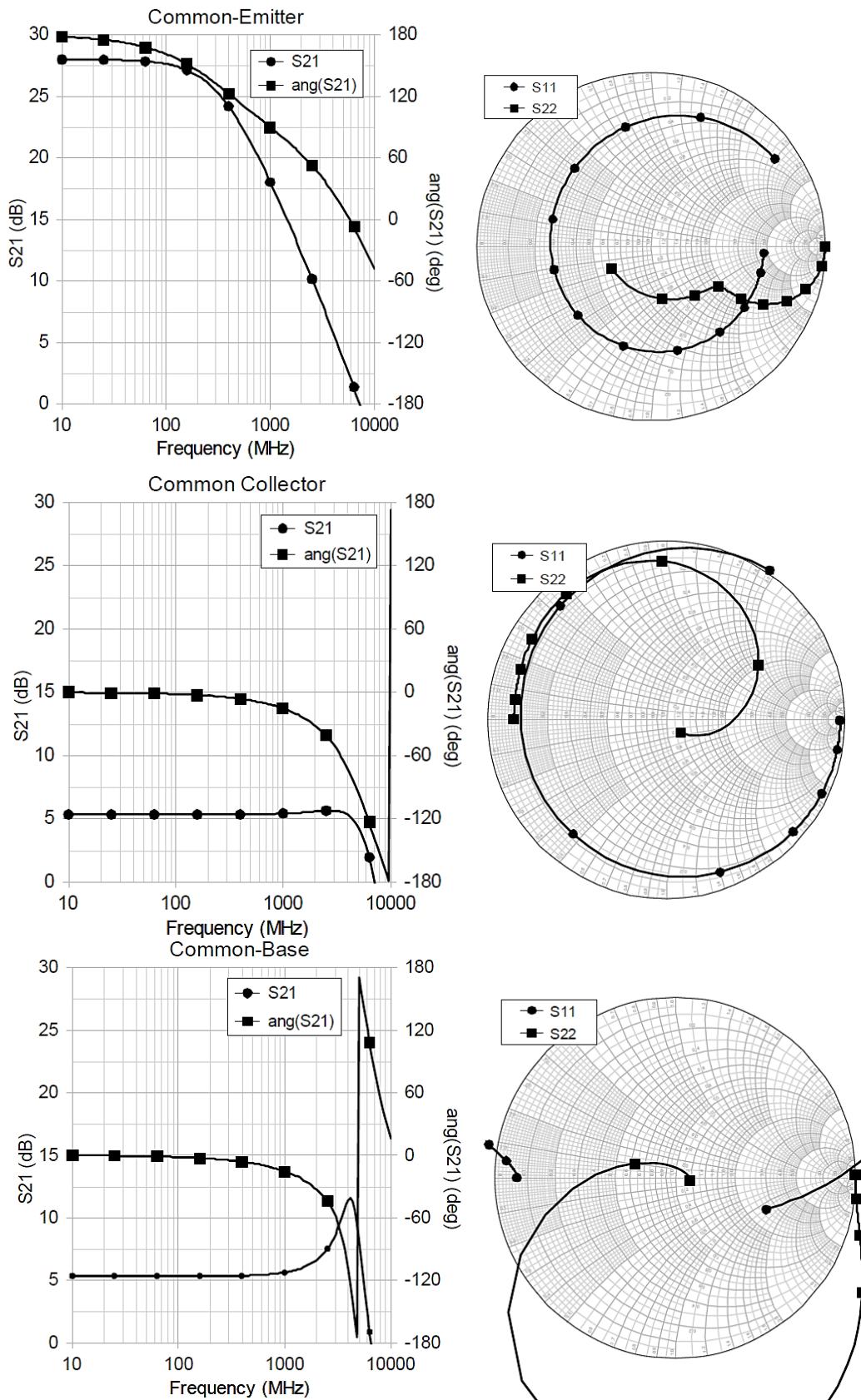


Fig. 2.17 A la izquierda, magnitud y ángulo de  $S_{21}$ . A la derecha  $S_{11}$  y  $S_{22}$ . Emisor común arriba, colector común en el centro y base común en la parte inferior.

Hay tres topologías básicas disponibles para amplificadores con dispositivos activos de tres terminales como los transistores.

En la parte superior izquierda de la Fig. 2.16 se muestra un amplificador con transistor bipolar en configuración emisor común (EC), en la parte superior derecha en configuración colector común (CC), y en la parte inferior izquierda, base común (BC). El transistor se simula mediante un modelo de tipo Spice y es un AT41486 de Avago Technologies. Es un transistor para usos generales con un producto ancho de banda ( $f_T$ ) de 8 GHz de, su emisor está constituido por 13 dedos interdigitales separados con un paso de 4 micrómetros [6]. Las redes de polarización para las topologías EC y CC fueron ajustadas manualmente para lograr 11 mA de corriente de colector. Las redes de polarización de las configuraciones EC y CC no son adecuados para ser usadas en producción, ya que el punto de polarización deseado no se mantiene con el cambio de dispositivo ni con la variación de la temperatura. El circuito de polarización BC requiere de dos fuentes de alimentación de distintas polaridades. Es estable con la temperatura y el beta del transistor. El beta de este dispositivo es aproximadamente 68. Los capacitores y los choques inductivos considerados en estas simulaciones son ideales.

La Fig. 2.17 muestra los parámetros  $S$  de transmisión directa y de reflexión para las tres topologías de amplificadores con transistor bipolar. Las respuestas para la topología emisor común se muestra en la parte superior. A baja frecuencia la fase de  $S_{21}$  es de  $180^\circ$  y por lo tanto el amplificador está invirtiendo. Sin embargo, aún con un  $f_T$  de 8 GHz, la fase se retrasa  $30^\circ$  en 150 MHz y  $60^\circ$  en 500 MHz. A 5,7 GHz, el  $S_{21}$  del AT41486 indica que la etapa ya no es inversora.

Como se muestra en la carta de Smith para la topología de emisor común, en la parte superior derecha de la Fig. 2.17, a baja frecuencia, tanto  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se ubican a la derecha del centro de la carta con un impedancia mayor que 50 ohm. El componente resistivo de  $S_{11}$  cruza el círculo de 50 ohm aproximadamente a 160 MHz, mientras que el componente resistivo de  $S_{22}$  cruza a través de 50 ohm a 6 GHz. Tanto la impedancia de entrada como la de salida son capacitivas excepto la de entrada que es inductiva por encima de 1300 MHz.

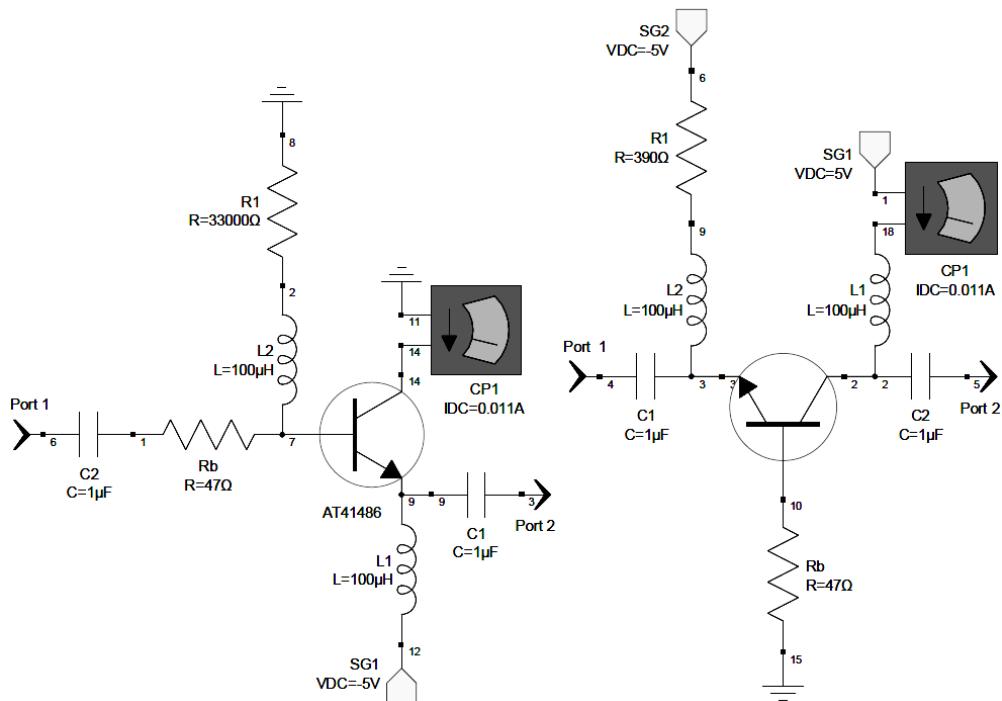


Fig. 2.18 Topologías colector común y base común de amplificadores con el transistor bipolar con una resistencia de 47 ohm en serie con la base.

Consideremos a continuación las características colector común del amplificador con el AT41486, en la parte central de la Fig. 2.17. A baja frecuencia el ángulo de  $S_{21}$  es  $0^\circ$  por lo que el amplificador es no inversor. La ganancia es apenas un poco más de 5 dB. La baja ganancia es causada por una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. La impedancia de salida solo se aproxima a 50 ohmios a alta frecuencia. Se podría aumentar la ganancia significativamente adaptando los puertos del dispositivo. Sin embargo, observe que la impedancia de entrada atraviesa la circunferencia de radio unidad de la carta de Smith en las frecuencias más elevadas. Por lo tanto la parte real de la impedancia de entrada es negativa, lo que indica una potencial inestabilidad del amplificador. Esto también se hace evidente en la magnitud de  $S_{21}$  con un pequeño pico alrededor de los 3000 MHz.

La parte inferior de la Fig. 2.17 muestra las respuestas para una topología de base común. Nuevamente, a baja frecuencia la ganancia es aproximadamente 5 dB y el amplificador es no inversor. Sin embargo, la inestabilidad que se notaba en la topología colector común se torna extrema con la topología base común. El pico en la magnitud de  $S_{21}$  es severo y las impedancias, tanto de la de entrada como de la salida, presentan una componente resistiva negativa sobre gran parte de la gama de frecuencia de operación.

### 2.3.5.2 Estabilización de los amplificadores bipolares

Consideremos el efecto de poner en serie una resistencia en la base de las topologías colector común y base común, como se muestra en la Fig. 2.18. Al ser pequeña la corriente de CC que circula por el circuito de base, la resistencia de 47 ohm tiene poco efecto sobre la polarización.

Las respuestas de la topología colector común con una resistencia de 47 ohm se muestran en la parte superior de la Fig. 2.19. La impedancia de entrada de la topología colector común es alta, por lo que la resistencia de 47 ohm tiene poco efecto en la ganancia o la impedancia de entrada por debajo de 500 MHz. Arriba de 500 MHz, el resistor de 47 ohm establece el valor de la componente resistiva de la impedancia de entrada en aproximadamente 50 ohm. Tenga en cuenta que tanto los parámetros  $S$  de la entrada como de la salida están bien dentro de la circunferencia de la carta de Smith y que el pico en  $S_{21}$  está ausente. El ancho de banda se reduce, pero el circuito se estabiliza.

Las características de la topología de base común, con una resistencia de 47 ohm en serie con la base se dan en la parte inferior de la Fig. 2.19. La resistencia en serie con la base también estabiliza esta topología.  $S_{11}$  y  $S_{22}$  están bien dentro de la circunferencia de la carta de Smith y el pico severo en la magnitud de  $S_{21}$  se elimina completamente.

La resistencia en serie con la base se implementa, ya sea como una resistencia convencional o con un pequeño cilindro de ferrite (traducido habitualmente como perla de ferrita). El terminal de base atraviesa el orificio de la perla de ferrita o se fija sobre el terminal como si fuera un circuito SMD. Dada la alta impedancia de entrada de en la configuración CC de un amplificador bipolar, el valor de la resistencia no es crítico. Se puede utilizar para estabilizar el dispositivo Cualquier valor hasta aproximadamente 200 ohm.

Para la topología BC se puede emplear una resistencia convencional o una perla de ferrite con una importante componente resistiva, el factor de estabilización es la pérdida en el cuerpo del ferrite más que su efecto inductivo.

Es importante evaluar las características del amplificador antes que se agregue el resonador y se evalúen las características de ambos elementos en cascada, y asegurarse de evaluar y corregir la estabilidad de la topología

de amplificador elegida. Esto normalmente también ayuda a obtener una buena adaptación de las impedancias para cuando se cierre el lazo del oscilador.

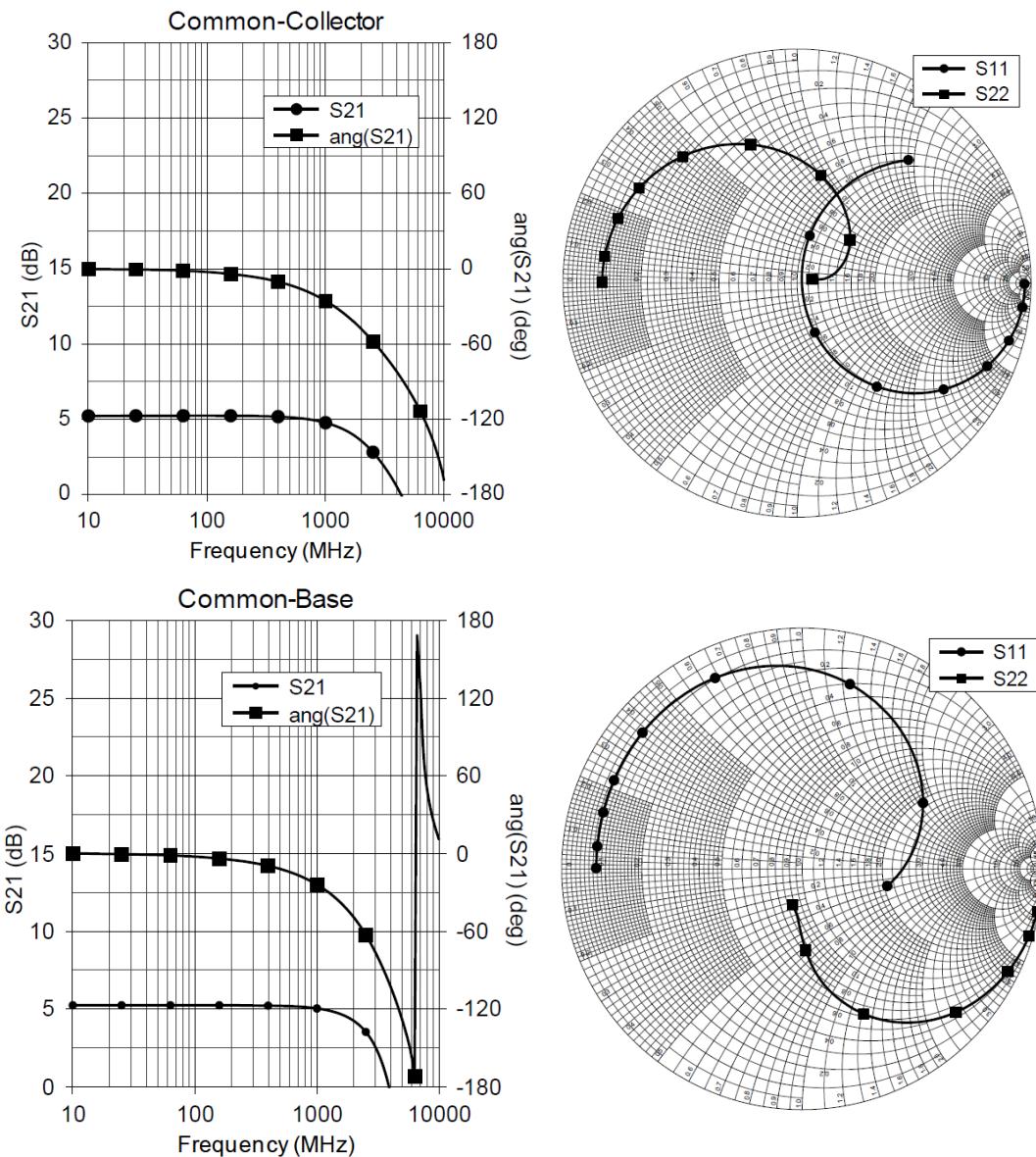


Fig. 2.19 Respuestas amplificadores de un transistor bipolar con una resistencia de 47 ohm en serie con la base en topología colector común (arriba) y base común (abajo).

### 2.3.5.3 Configuraciones de amplificadores con FET

En la parte superior izquierda de la Fig. 2.20 se muestra un amplificador FET en configuración surtidor común (SC), en la parte de arriba derecha se muestra un amplificador en configuración drenador común (DC) y abajo un amplificador en configuración puerta común (PC). El transistor NE33200 se simula con un modelo tipo Spice. Es un transistor FET de AsGa fabricado por California Eastern Laboratories, para aplicaciones de pequeña señal y bajo ruido, y posee un valor relativamente alto de  $I_{dss}$  [7]. Las redes de polarización incluyen una resistencia en serie con el surtidor de 33 ohm para reducir y estabilizar la corriente de reposo en 11 mA. La  $I_{dss}$  en el modelo es de 48 mA. En las simulaciones los capacitores de desacoplo y los choques inductivos son ideales.

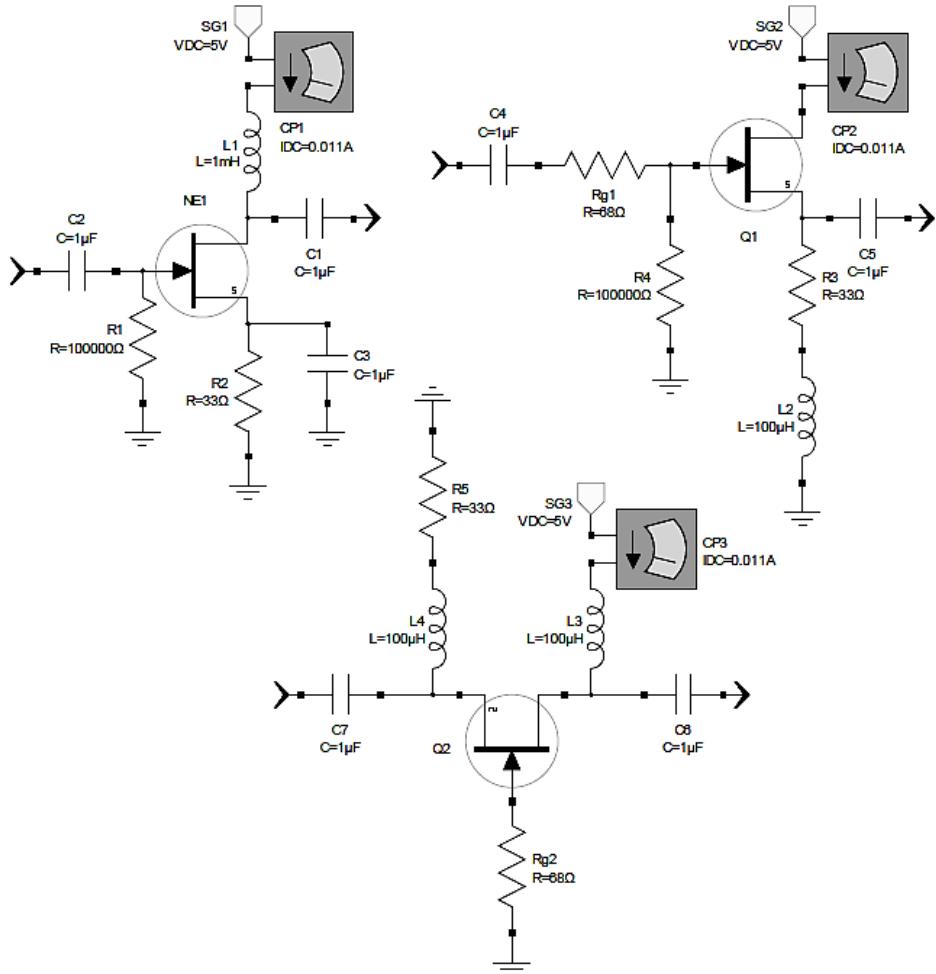


Fig. 2.20 Circuitos de polarización y ensayo de amplificadores con FET. Arriba a la izquierda la topología surtidor común SC, a la derecha drenador común DC y abajo puerta común PC.

Como es el caso con los amplificadores de transistores bipolares, la topología surtidor común SC es la más estable de las tres, y las topologías drenador común DC y puerta común PC son los menos estables. El amplificador SC incluye un choque ideal, de alta impedancia, entre el drenador y la fuente de alimentación. La resistencia de surtidor está derivada por un capacitor ideal para obtener la mayor ganancia disponible. En la parte superior de la Fig. 2.21 arriba se muestran la magnitud y el ángulo del parámetro  $S_{21}$  y los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  de entrada y salida de la topología SC. A pesar de la alta impedancia de entrada, la ganancia de este dispositivo en baja frecuencia, en un sistema de 50 ohm, es de 16,4 dB, debido en parte a una impedancia de salida moderada. El amplificador SC invierte en baja frecuencia y se mantiene dentro de 15° hasta 1000 MHz.

En las topologías de DC y PC se pone una resistencia de 68 ohm en serie con las puertas para estabilizarlos. Al igual que con los dispositivos bipolares, esta resistencia se implementa, ya sea con resistencias convencionales o con perlas de ferrite. En la topología drenador común se incluye una resistencia para mantener la polarización de la puerta en una tensión baja de CC, esta debe ser de un alto valor para no derivar la señal de la puerta. En serie con la resistencia de surtidor se pone un choque para evitar la derivación de la señal de salida por la resistencia de surtidor. Las características de la topología drenador común se muestran en la parte del medio de la Fig. 2.21. La impedancia de entrada es extremadamente alta y la de salida es baja. La ganancia de baja frecuencia en 50 ohm es de 3,7 dB y la ganancia se mantiene sobre 0 dB por encima de 10 GHz. La ganancia en un sistema de 50 ohm es bastante baja por la desadaptación especialmente en el puerto de entrada. Con la utilización del resonador para adaptar las impedancias de entrada y salida del dispositivo, el NE33200 en configuración DC tiene ganancia

suficiente como para ser usado como etapa de sostenimiento hasta los 10 GHz. Esta topología DC es no inversora manteniéndose dentro de los  $15^\circ$  hasta 2500 MHz.

Las características de la topología de puerta común PC se dan en la parte inferior de la Fig. 2.21. Una vez más un choque de alta impedancia se pone en serie con la resistencia de surtidor para evitar la derivación de la señal. Las características son similares a la de la topología de drenador común excepto que el ancho de banda es un poco menor y la impedancia de entrada es baja, mientras que la impedancia de salida es alta.

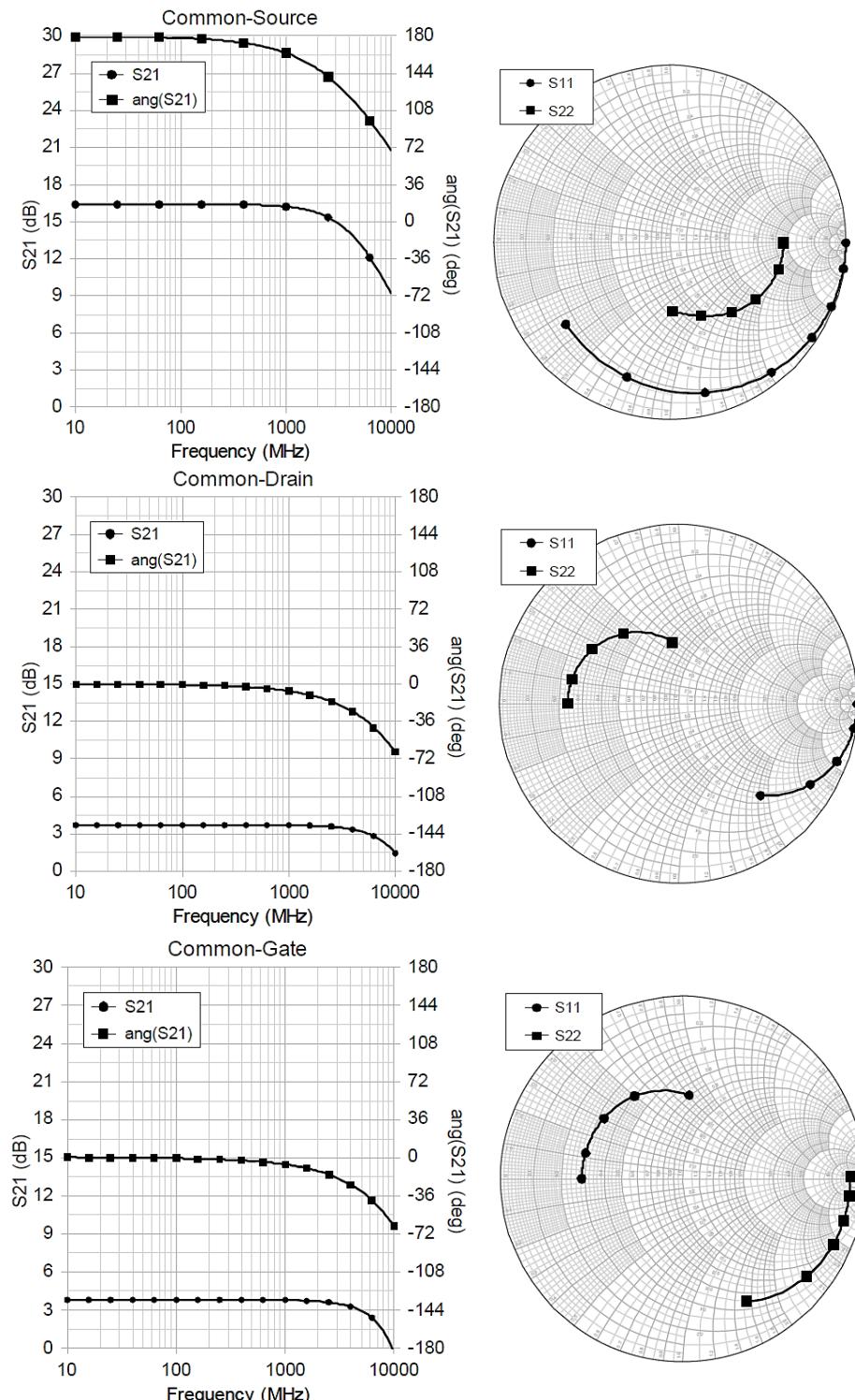


Fig. 2.21 Magnitud y ángulo de las topologías FET del NE33200.  $S_{21}$  a la izquierda,  $S_{11}$  y  $S_{22}$  a la derecha. SC arriba, DC en el centro y PC abajo.

Como es el caso con los amplificadores bipolares, la topología de SC es la más adecuada para utilizar con resonadores inversores con impedancias de entrada y de salida similares. El nivel óptimo de impedancia de la cascada es generalmente mayor con dispositivos FET que con bipolares. Las topologías de PC y DC son más adecuadas para resonadores no inversores, que requieren impedancia de terminación disímiles tal como un resonador Colpitts. Debido a que la configuración SC es inherentemente más estable que la de las topologías PC y DC, esta topología es poco adecuada para su uso en osciladores de resistencia negativa o de conductancia negativa. La topología de DC es la más apropiada para ser usada en osciladores de resistencia negativa y la topología PC es la más adecuada para osciladores de conductancia negativa.

#### 2.3.5.4 Amplificador emisor común básico

Los circuitos de prueba mostrados en la Fig. 2.16 no son adecuados para su uso en producción debido a que las redes de polarización no están diseñadas para contrarrestar el efecto de la variación de los parámetros del dispositivo o de la temperatura. Considere el amplificador polarizado por una única fuente de tensión que se muestra en la Fig. 2.22. Este circuito ha mejorado la estabilidad de la polarización y es el bloque básico constructivo de muchos amplificadores discretos.

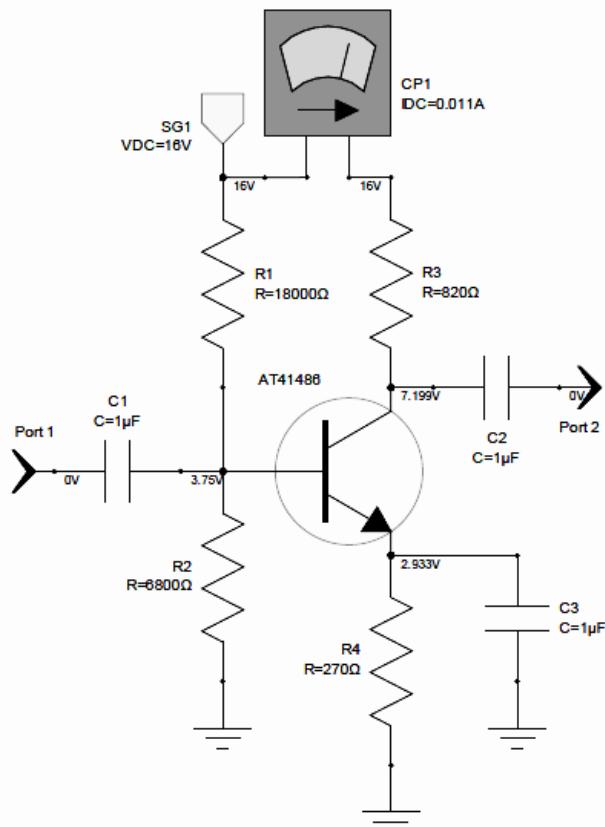


Fig. 2.22 Etapa básica bipolar polarizada con una única fuente de tensión.

Las respuestas de este amplificador básico que usa el transistor AT41486 de Avago Technologies se muestran en la Fig. 2.23. Las respuestas son similares a las del circuito con la topología EC, excepto, en las frecuencias más bajas, la resistencia de colector  $R_3$  deriva la impedancia de salida reduciendo de este modo la impedancia de salida a baja frecuencia.

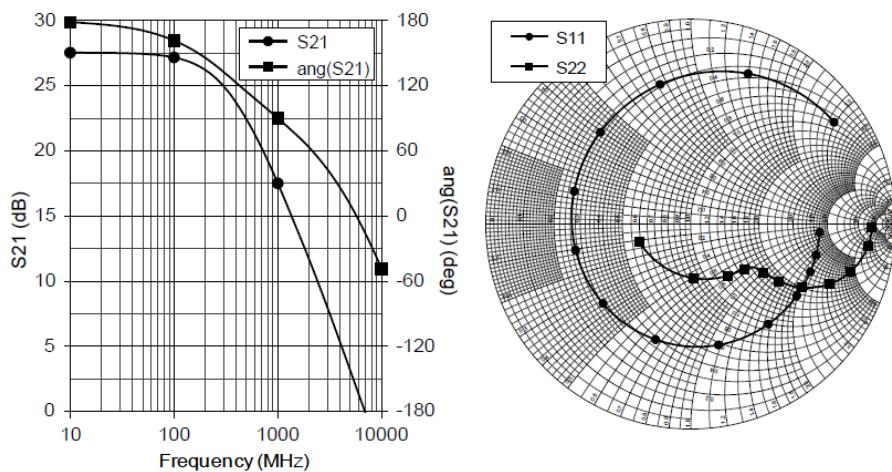


Fig. 2.23 Respuesta del amplificador bipolar polarizado con una fuente única de tensión.

El divisor de tensión formado por las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  establece la tensión de polarización de la base. Esta tensión menos la caída de tensión base emisor ( $V_{be}$ ) fija la tensión de emisor que establece la corriente en  $R_4$  y por lo tanto la de emisor. Debido a que  $V_{be}$  varía con la temperatura, la tensión de emisor debe ser bastante mayor que  $V_{be}$ . Esta degeneración de emisor reduce la ganancia, por lo tanto  $R_4$  es derivada con un capacitor  $C_3$ . La resistencia de colector  $R_3$  debe ser lo suficientemente pequeña para evitar una excesiva caída de tensión y reducir la excursión de tensión colector emisor disponibles.

Este amplificador funcionará como una etapa de sostenimiento de un oscilador, pero no es la mejor opción posible por las siguientes razones:

- 1) la topología no es económica
- 2) la ganancia es excesiva a baja frecuencia
- 3) el ancho de banda de respuesta es una pequeña fracción del  $f_T$  del dispositivo
- 4) no tiene características para mejorar la estabilidad
- 5) las respuestas dependen del dispositivo

### 2.3.5.5 Análisis estadístico del amplificador

El análisis estadístico revela la naturaleza dispositivo-dependiente de las respuestas del amplificador básico emisor común. La Tabla 2.3 muestra parámetros seleccionados del dispositivo y del circuito, sus valores nominales, y la tolerancia aplicada en el análisis. Los primeros siete parámetros son característicos del dispositivo, los parámetros restantes son los valores de las resistencias de polarización del amplificador.

Tabla 2.3 Parámetros seleccionados, sus valores nominales y rango de tolerancia tomados en cuenta para el análisis estadístico del amplificador básico emisor común EC.

Param	Descripción	Nominal	% abajo	% arriba
Bf	Beta directo ideal	68	50	100
Cje	B-E capacidad con polarización nula	3,5 pF	20	20
Cjc	B-C capacidad con polarización nula	0,37 pF	20	20
Tf	Tiempo tránsito directo ideal	2e-3 ns	20	20
Lb	Inductancia de base	1,5 nH	20	20
Lc	Inductancia de colector	0,6 nH	20	20
Le	Inductancia de emisor	0,1 nH	20	20
R1	Resistencia polarización Vcc a base	18000 ohm	5	5
R2	Resistencia polarización masa a Vcc	6800 ohm	5	5
R3	Resistencia de carga de colector	820 ohm	5	5
R4	Resistencia de degeneración de emisor	270 ohm	5	5

La Fig. 2.24 muestra las respuestas múltiples de una corrida estadística con los parámetros variados como se especifica en la Tabla 2.3. A bajas frecuencias, la ganancia varía desde 25,4 hasta 31 dB. En 500 MHz, el desplazamiento de fase varía de  $108^\circ$  a  $124^\circ$ , una variación de  $16^\circ$ . La influencia de las tolerancias del dispositivo y de los componentes externos en la fase de transmisión es significativa a cualquier frecuencia por encima de una pequeña fracción de  $f_T$ . La variación en la fase de la etapa de sostenimiento se traduce en un cambio en la frecuencia de oscilación.

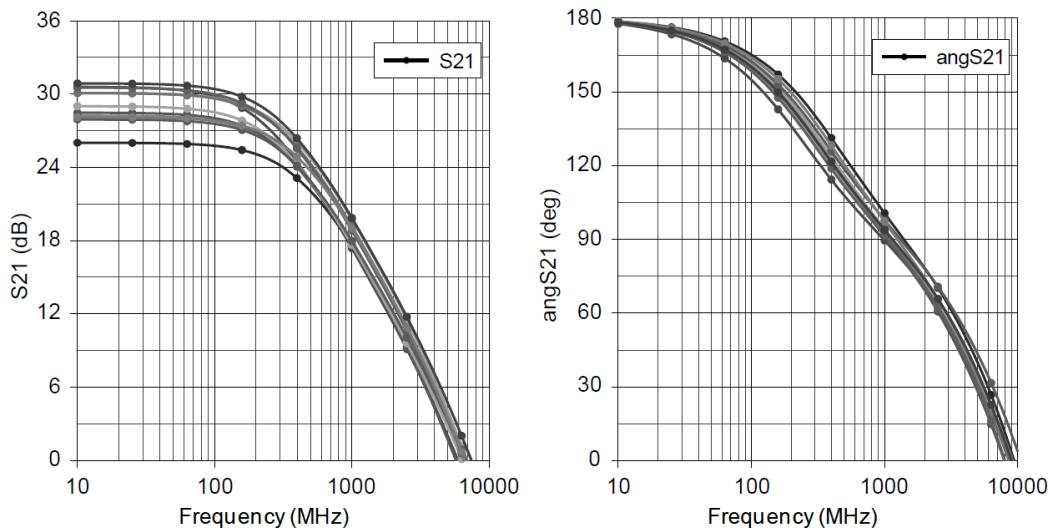


Fig. 2.24 Respuestas superpuestas del análisis estadístico de 11-muestras de la topología básica EC con los parámetros del dispositivo y del circuito variados como se muestran en la Tabla 2.3.

### 2.3.5.6 Amplificador con realimentación resistiva

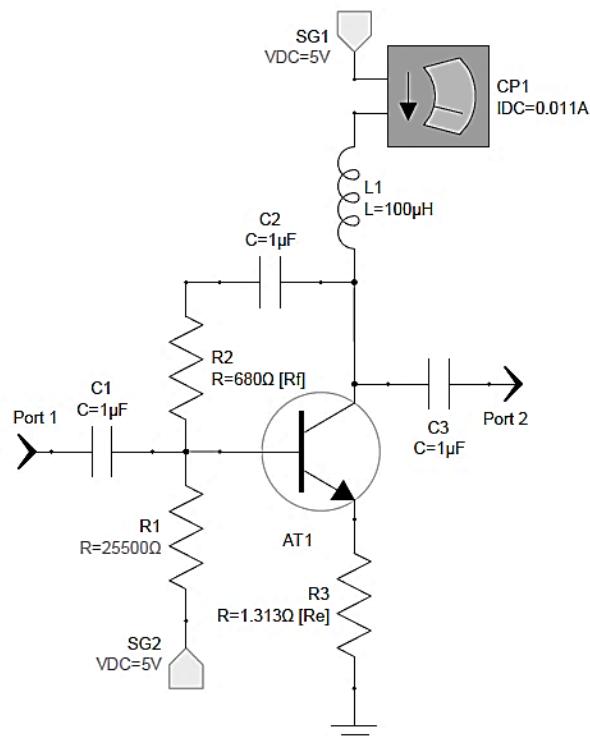


Fig. 2.25 Amplificador EC con realimentación paralela ( $R_2$ ) and realimentación resistiva serie ( $R_3$ ).

El comportamiento del amplificador con topología EC para su uso como etapa de sostenimiento, se puede mejorar aplicando realimentación resistiva. En la Fig. 2.25, la resistencia  $R_2$  de colector a la base proporciona realimentación negativa porque a baja frecuencia, la señal en el colector está desfasada  $180^\circ$  con la señal de base. Esta realimentación es llamada paralela. Reduce la ganancia y reduce las impedancias tanto de entrada como de salida del amplificador.

La resistencia  $R_3$  en el emisor también proporciona realimentación negativa y reduce la ganancia, pero aumenta las impedancias tanto de entrada y como de salida. Se la llama realimentación en serie.

Cuando se utilizan ambas resistencias, estas establecen la magnitud de  $S_{21}$  cerca de un valor deseado de  $G_f$  y ajustan la impedancia de entrada y salida cerca de una impedancia deseada  $Z_0$ . Denominando a  $R_2$  como  $R_f$  y a  $R_3$  como  $R_e$

$$G_f = 20 \log \left[ \frac{(R_f/Z_0)^2 - 1}{R_f/Z_0 + 1} \right] \quad (9)$$

o resolviendo para  $R_f$

$$R_f = 0.5Z_0 \left( 10^{G_f/20} + \sqrt{10^{G_f/10} + 4(1 + 10^{G_f/20})} \right) \quad (10)$$

y

$$R_e = \frac{Z_0^2}{R_f} \quad (11)$$

En la realimentación serie de emisor, también se debe tener en cuenta la resistencia interna de emisor en el cálculo de  $R_e$ . La resistencia interna de emisor depende de la corriente y es igual a aproximadamente  $0.026/I_e$  donde  $I_e$  es la corriente de emisor. Por lo tanto, el valor corregido de la resistencia de realimentación serie de emisor externo es

$$R_e = \frac{Z_0^2}{R_f} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e} \quad (12)$$

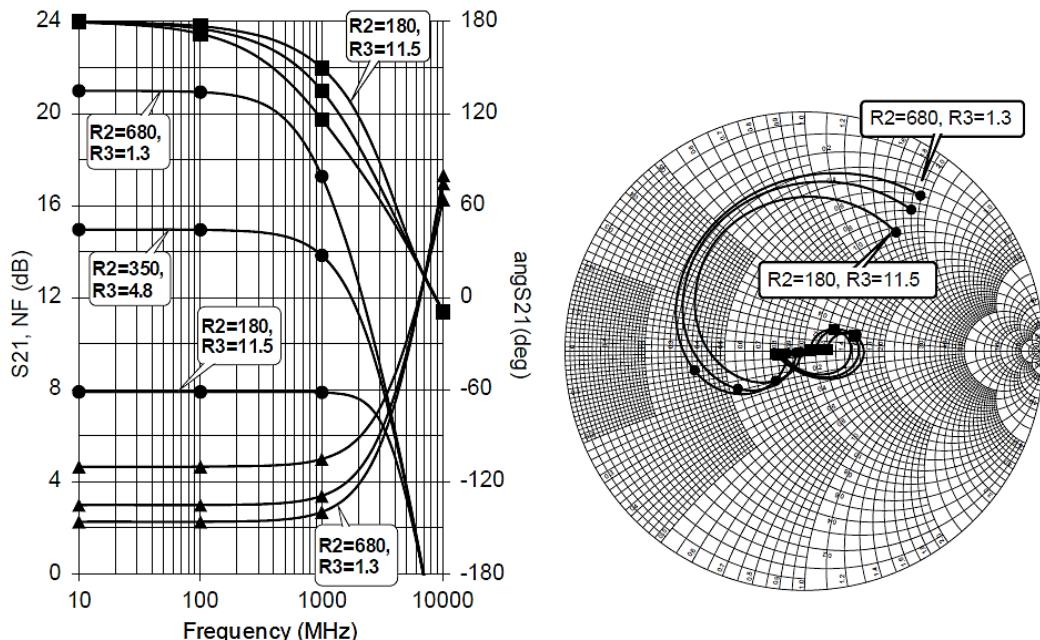


Fig. 2.26 Respuestas del amplificador EC realimentado para tres juegos de resistencias.

En la Fig. 2.26 se muestra las respuestas del amplificador EC para tres conjuntos de valores de resistencia de realimentación paralela y serie externas. En primer lugar, considere la ganancia del amplificador sin

realimentación, cuando se polariza el AT41486 a 5 V y 11 mA, la ganancia de lazo abierto es aproximadamente 28 dB y el ancho de banda de 3 dB es de 300MHz.

Para un valor dado de la resistencia de realimentación en derivación, la resistencia de realimentación serie se calcula utilizando la Ec. 12. Con un valor de 680 ohm de resistencia realimentación paralelo, la resistencia de realimentación serie es 1,31 ohm, y la ganancia computada vale aproximadamente 21 dB y el ancho de banda de 3 dB es 725 MHz. Con una realimentación paralela de 350 ohm la ganancia de baja frecuencia es de aproximadamente 15 dB, y con una realimentación en paralelo de 180 ohm la ganancia de baja frecuencia es de 8 dB. Con esta pesada realimentación, el ancho de banda de 3 dB es de 4000 MHz. Como se puede ver en la carta de Smith a la derecha, aún las realimentaciones más livianas mejoran significativamente las adaptaciones de la entrada y de la salida. A bajas frecuencias, las adaptaciones son excelentes.

A continuación, considere el desfasaje de transmisión con realimentación. Sin realimentación, el desplazamiento de fase a 1000 MHz es  $90^\circ$  en lugar de  $180^\circ$  que sucede a baja frecuencia. Con  $R_2$  igual a 680 ohm, la fase se mejora a  $120^\circ$  y con  $R_2$  igual a 180 ohmios la fase se mejora a  $150^\circ$ . La realimentación mejora significativamente las características de fase del amplificador en todas las frecuencias por debajo del ancho de banda del mismo.

Una característica que se degrada por la aplicación de realimentación resistiva es la figura de ruido. Las tres trazas de abajo a la izquierda en la Fig. 2.26 se muestran la figura de ruido del amplificador para los tres niveles de realimentación. Sin realimentación resistiva, la figura de ruido de baja frecuencia es aproximadamente 2,2 dB. Con  $R_2$  igual a 680 ohm, la figura de ruido de baja frecuencia es aproximadamente 2,3 dB, una degradación muy pequeña. Sin embargo, con  $R_2$  igual a 180 ohm la figura de ruido se desmejora en 4,7 dB.

Otra característica de la realimentación resistiva es que tiende a mejorar la estabilidad del amplificador EC. Para asegurar la estabilidad, el factor de estabilidad de Rollet,  $K$ , debe ser mayor que 1 y  $B_1$  debe ser positivo [8].

$$K = \frac{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2)}{2|S_{12}||S_{21}|} \quad (13)$$

y

$$B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2 \quad (14)$$

donde

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \quad (15)$$

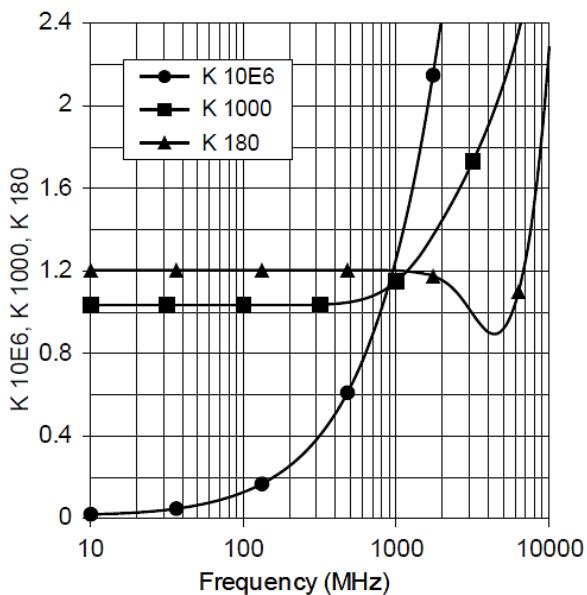


Fig. 2.27 Factor de estabilidad  $K$  para un amplificador emisor común sin realimentación resistiva (símbolos circulares), 1000 ohm de realimentación paralela (símbolos cuadrados) y 180 ohm de realimentación paralela (símbolos triangulares).  $R_e$  se establece utilizando la Ec. 12.

En la Fig. 2.27 se muestran los factores de estabilidad K para el amplificador emisor común, sin realimentación resistiva con símbolos de circulares, con 1000 ohm de resistencia de realimentación paralela  $R_2$  con símbolos cuadrados, y con una resistencia de realimentación paralela de 180 ohm con símbolos triangulares.  $R_e$  se calcula utilizando la Ec. 12, si el  $R_e$  calculado resulta menor que 0 ohm,  $R_e$  se fija en 0 ohm. Para este dispositivo el valor de  $B_I$  es positivo en todo el rango de frecuencia considerado.

Sin realimentación, el  $K$  es inferior a 1 hasta 800 MHz, lo que representa una amenaza significativa a la estabilidad del amplificador. Con una resistencia de realimentación paralela de 1000 ohmios, K es mayor que 1 en todo el rango de frecuencia. La realimentación resistiva mejoró notablemente la estabilidad. Con una realimentación pesada de 180 ohm, el  $K$  es inferior a 1 de 3 a 6 GHz. A pesar de esto, queda mejorada la estabilidad del amplificador.

### 2.3.5.7 Amplificador para usos generales con realimentación resistiva

Algunas de las limitaciones del bloque básico amplificador EC de la Fig. 2.22, para ser usado en una etapa de sostenimiento de un oscilador, se pueden mejorar con realimentación resistiva. Considere los amplificadores para uso general, con realimentación resistiva de la Fig. 2.28. El amplificador tipo A de la izquierda utiliza una bobina inductiva para polarizar el colector, y el tipo B utiliza una económica resistencia.

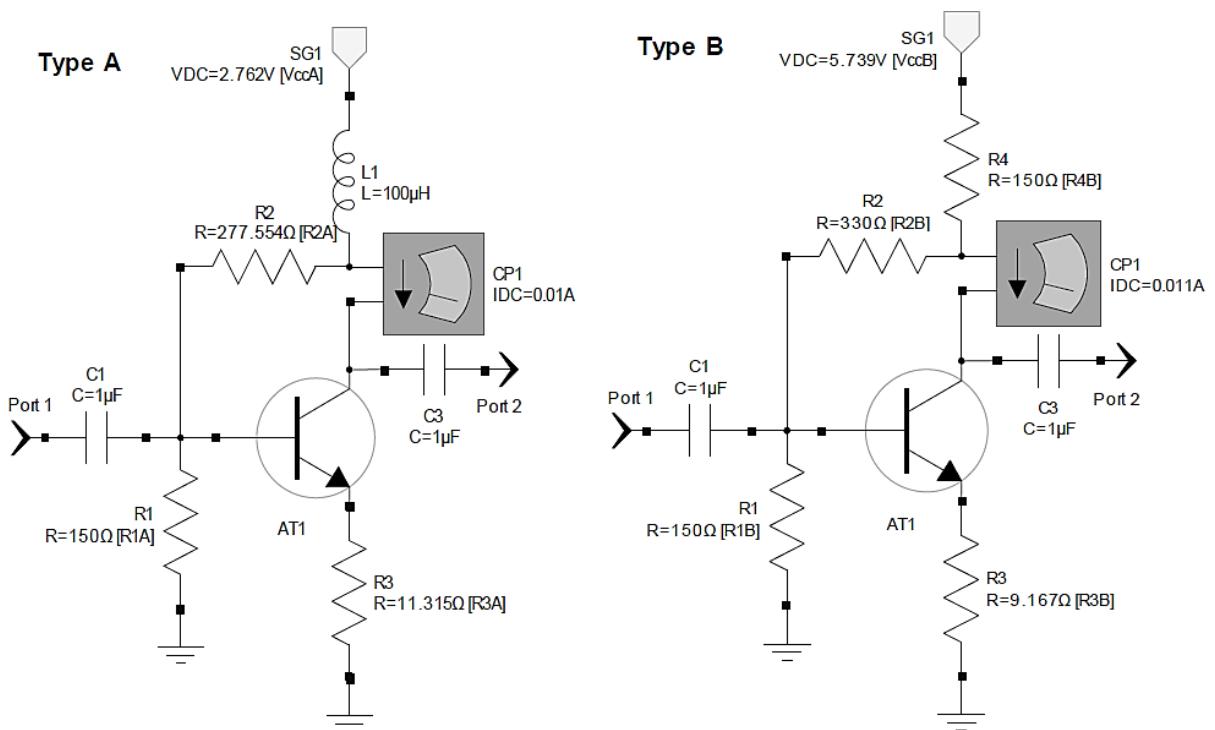


Fig. 2.28 Amplificadores EC para uso general con realimentación resistiva de tipo A (izquierda) con una carga inductiva en el colector y del tipo B (derecha) con una carga de colector resistiva.

Los siguientes procedimientos se pueden utilizar para diseñar estos amplificadores. El valor del inductor se elige para que su reactancia sea mucho mayor que la impedancia de carga. Los factores de realimentación para los amplificadores tipo A y tipo B fueron determinados empíricamente y son aproximadamente

$$FB_A \cong 0.5 \left( 10^{G_f/20} + \sqrt{10^{G_f/10} + 4(1 + 10^{G_f/20})} \right) \quad (16)$$

$$FB_B \cong 0.5 \left( 10^{(G_f+2)/20} + \sqrt{10^{(G_f+2)/10} + 4(1 + 10^{(G_f+2)/20})} \right) \quad (17)$$

donde  $G_f$  es la ganancia deseada en decibeles.  $G_f$  debe ser menor que la ganancia a lazo abierto del dispositivo, en la frecuencia de operación considerada.

Las resistencias  $R_1$  se fijan a 3 veces  $Z_0$ , el valor deseado para la impedancia de entrada y de carga del amplificador. Las resistencias de realimentación paralela entre colector y la base resultan

$$R_{2A} = 0.5R_{1A}FB_A \quad (18)$$

$$R_{2B} = 0.5R_{1B}FB_B \quad (19)$$

y las resistencias de realimentación serie

$$R_{3A} = \frac{Z_0}{FB_A} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e} \quad (20)$$

$$R_{3B} = \frac{Z_0}{FB_B} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e} \quad (21)$$

donde  $I_e$  es la corriente deseada de emisor. Si  $R_3$  es negativa, entonces  $R_3$  no se usa (esto es  $R_3$  es 0). La tensión en la base del dispositivo es aproximadamente

$$V_b = V_{be} + R_3 I_e \cong 0.79 + 3.8I_e + R_3 I_e \quad (22)$$

Las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  forman un divisor de tensión que define la tensión requerida en el colector y por lo tanto la tensión de alimentación.

$$V_{ccA} = \frac{V_{bA}(R_{1A}+R_{2A})}{R_{1A}} \quad (23)$$

$$V_{ccB} = \frac{V_{bB}(R_{1B}+R_{2B})}{R_{1B}} \left(1 + \frac{R_{4B}}{R_{1B}+R_{2B}}\right) + R_{4B}I_e \quad (24)$$

donde  $R_{4B}$  es 3 veces  $Z_0$ .

La polarización del amplificador tipo A es estable solo si  $R_3$  vale 10 ohm o más. Este amplificador debería solo ser usado para baja ganancia y cuando la temperatura de operación es relativamente constante, ya que tiende a requerir un valor grande de  $R_3$ . Las Resistencias  $R_1$  y  $R_2$  no solo actúan como un divisor de tensión para la polarización, sino que también aplican realimentación. Esto hace que la impedancia de salida del amplificador del tipo A sea mucho mayor que  $Z_0$ .

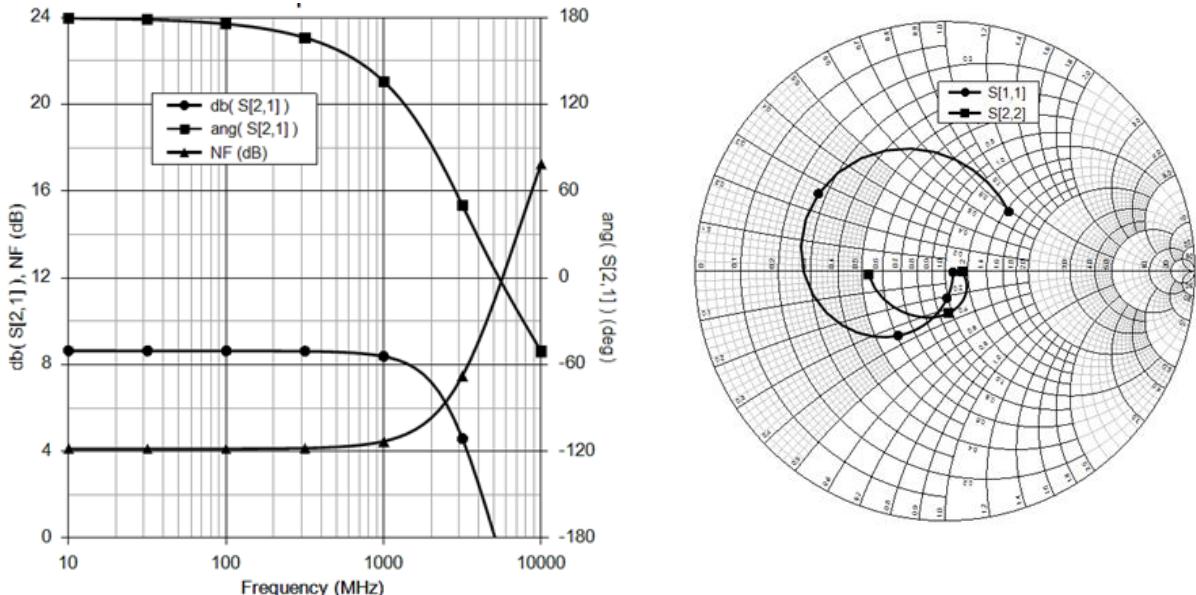


Fig. 2.29 La figura de ruido, la magnitud y la fase de  $S_{21}$  (izquierda),  $S_{11}$  y  $S_{22}$  (derecha) para un amplificador tipo B de 9 dB de ganancia que usa un transistor AT41486.

Dado que  $R_{4B}$  está en paralelo con la salida, la impedancia de salida se reduce, compensando así el aumento de la impedancia de salida causada por la realimentación del divisor de tensión. La topología tipo B es la preferida ya que es más económica, provee una mejor adaptación de la entrada y de la salida, y una mejor estabilidad en la polarización. Las respuestas del amplificador tipo B diseñado para una ganancia de 9 dB y una corriente de emisor de 11 mA, usando un transistor AT41486, se muestran en la Fig. 2.29. El ancho de banda de -3dB de la ganancia es de 2,6 GHz, la figura de ruido de baja frecuencia es inferior a 5 dB, y la respuesta de fase del amplificador se encuentra dentro de los 30° de la inversión hasta 800 MHz.

Para ciertos valores de ganancia y de la corriente de emisor el resultado de  $R_{3B}$  es igual a cero, ahorrando así una resistencia. Esto se debe a que toda la resistencia necesaria de la Ec. 12 la proporciona la resistencia interna de emisor. Esto solo se recomienda para el amplificador de tipo B. La Tabla 2.4 lista las combinaciones de los valores aproximados de ganancia y de corriente de emisor que eliminan la resistencia  $R_{3B}$ , para un amplificador con un transistor AT41486 e impedancias de 50 ohm para la entrada y la salida. Dado que la impedancia no es crítica para las etapas de sostenimiento, pueden ser apropiadas corrientes de emisor aún de 1/3 a 3 veces las corrientes indicadas en la Tabla 2.4.

Tabla 2.4 Ganancia y emisor combinaciones actuales que eliminan la resistencia  $R_{3B}$  para una de 50 ohmios tipo de amplificador B utilizando un transistor AT41486

Ganancia (dB)	Corriente (mA)
18	6,7
15	4,6
12	3,2
9	2,3
6	1,6

Con la eliminación de  $R_{3B}$ , el amplificador se compone de sólo un dispositivo activo y tres resistencias. Con la selección apropiada de un resonador, se pueden evitar los capacitores de acoplamiento ya que son parte del parte del resonador. La no necesidad de agregar capacitores y reactancias adicionales, no sólo abarata el diseño, sino que elimina posibles resonancias y modos de oscilación espurios. El amplificador tipo B es simple pero efectivo para ser usado como etapa de sostenimiento de un oscilador.

### 2.3.5.8 Amplificadores realimentados por transformador

Una desventaja de aplicar la realimentación resistiva es que degrada la figura de ruido del amplificador. Esta desventaja se elimina mediante el uso de la realimentación por transformador en lugar de realimentación resistiva. En la Fig. 2.30 se muestra un amplificador que utiliza la realimentación por transformador. A veces se los llama amplificador de Norton. Los amplificadores Norton fueron introducidos por Q-Bit y después estuvieron disponibles en Spectrum Controls [9].

El diseño del transformador de triple devanado es crítico. Por cada vuelta del bobinado primario, el de la izquierda, el número de vueltas del bobinado del medio es m

$$m = \sqrt{10^{G_f/10}} \quad (25)$$

(donde  $G_f$  es la ganancia deseada en decibeles). A continuación, se elige como el nuevo valor de m, el valor más cercano de m que es un múltiplo realizable del número de vueltas del primario. El número de vueltas del bobinado de la derecha se determina por la siguiente fórmula

$$n = m^2 - m - 1 \quad (26)$$

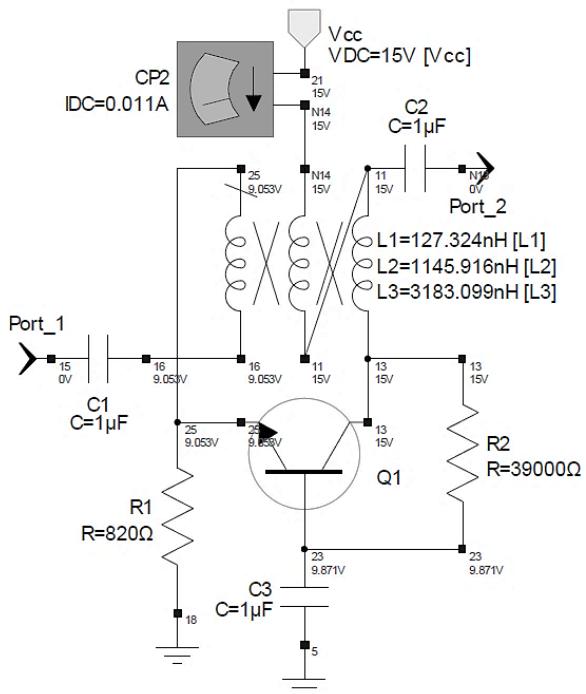


Fig. 2.30 Amplificador bipolar base común con realimentación por transformador.

La inductancia del primario,  $L_1$ , se elige de manera que su reactancia sea de 10 a 20 veces  $Z_0$  para la frecuencia de interés más baja. Si las reactancias de los capacitores de acoplamientos son pequeñas, la reactancia del transformador determina el límite inferior de la respuesta en frecuencia. Las inductancias de los bobinados del medio y de la derecha valen

$$L_2 = m^2 L_1 \quad (27)$$

$$L_3 = n^2 L_1 \quad (28)$$

Por ejemplo, si la  $G_f$  deseada es 9 dB, entonces  $m$  es 2,828. Se fija  $m$  igual a 3 y  $n$  en 5. Si el devanado primario tiene tres vueltas alrededor del núcleo con una inductancia de 127 nH, el bobinado del medio debe tener nueve vueltas con una inductancia de 1146 nH y el bobinado derecho 15 vueltas con una inductancia de 3183 nH.

La inductancia de pérdida de los devanados (la que no concatena flujo con el secundario) determina la respuesta de alta frecuencia. Para una ganancia alta, aumenta  $m$  y especialmente  $n$ , complicando el diseño del transformador. Esto no es un problema para los amplificadores utilizados como etapas de sostenimiento de osciladores, ya que se requiere una ganancia baja.

Las respuestas del amplificador de la Fig. 2.30 utilizando un AT41486 se dan en la Fig. 2.31. El coeficiente de acoplamiento entre los devanados,  $K$ , utilizado para la simulación es de 0,98. En la banda central el amplificador es no inversor. A baja frecuencia la fase adelanta y en alta frecuencia la fase retrasa. La figura de ruido es menor que 2 dB hasta 500 MHz.

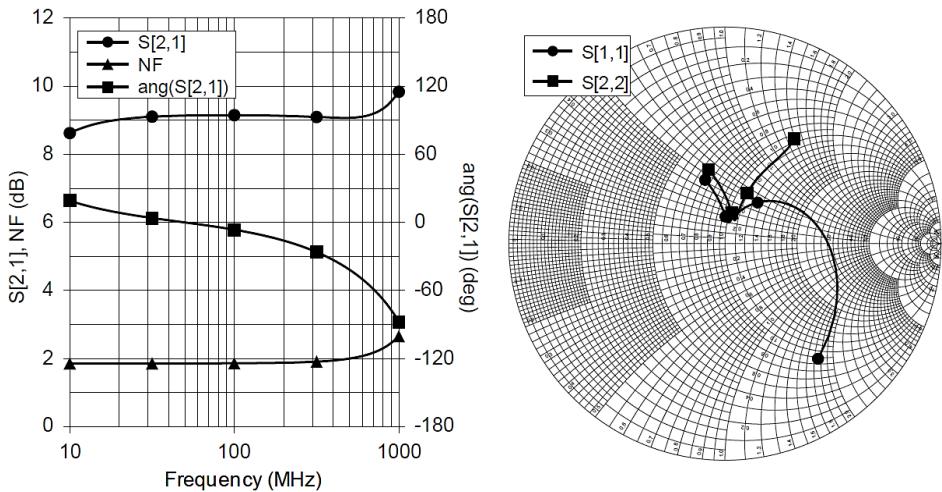


Fig. 2.31 Respuestas de un amplificador realimentado por transformador. Transistor AT41486 en configuración base común.

### 2.3.5.9 Circuitos integrados monolíticos para amplificadores de microondas

Hay muchos bloques amplificadores populares que usan una topología similar a la de tipo B de la Fig. 2.28 excepto que el dispositivo activo se sustituye con un par Darlington. De esta forma se obtiene una mayor ganancia de lazo abierto lo que provee un mejor comportamiento. La Tabla 2.5 muestra una lista representativa de circuitos integrados monolíticos de microondas (MMIC), de Avago Technologies [6], Minicircuits [10] y Sirensa Microwave [11], que usan Darlingtons y realimentación resistiva, además se agregan algunos de Spectrum Microwave [9] con realimentación por transformador.

Tabla 2.5 Lista representativa amplificadores MMIC monolíticos e híbridos.

Modelo	f(MHz)	G(dB)	F(dB)	P(1dB)	Vcc	I(mA)
Avago Technologies InGaP HBT monolíticos (también Mini-Circuits MAR series)						
MSA-0286	CC-2500	12,5	6,5	4,5	5	25
MSA-0386	CC-2400	12,5	6	10	5	35
MSA-0686	CC-800	20	3	1	5	16
MSA-0786	CC-2000	13,5	5	5,5	4	22
Mini-Circuits InGaP HBT monolíticos						
GALI-S66	CC-3000	17,3	2,7	2,8	3,5	16
GALI-21+	CC-8000	13,1	4,0	10,5	3,5	40
GALI-4F+	CC-4000	13,4	4,0	13,8	4,4	50
GALI-6F+	CC-4000	11,6	4,5	15,8	4,8	50
Sirensa Microdevices SiGe monolíticos						
SGA-0163(Z)	CC-4500	12,7	4,6	-1,8	2,1	8
SGA-1163(Z)	CC-6000	11,5	3,1	-3,3	4,6	12
SGA-2263(Z)	CC-5000	14,7	3,2	7,5	2,2	20
SGA-4263(Z)	CC-3500	14,0	3,4	14,2	3,2	45
SGA-6386(Z)	CC-5000	15,4	3,6	21,0	4,9	80
Spectrum Microwave amplificadores Norton híbridos, encapsulado TO-8						
TM5118	3-100	16,3	1,5	6,5	15	21
TM101	5-500	13	2,4	7	15	18
TM3085	100-500	11,5	1,5	19,5	15	90
TM3019	500-1300	13,5	2,2	22	15	105
TM9711	1000-2000	12	2,2	16	6	62

Todos los valores de la tabla son típicos y no están garantizados. f(MHz) es el rango de frecuencia utilizable del dispositivo. Si el límite de baja frecuencia es CC la respuesta en baja frecuencia está limitada por los capacitores

de acoplamiento externos. La  $G(dB)$  es la ganancia en baja frecuencia o a frecuencias medias. La ganancia puede ser algo menor en los extremos de la gama de frecuencias especificada.  $P(1dB)$  es la potencia de salida para 1 dB de compresión de la ganancia.  $I(mA)$  es la corriente que consume el dispositivo cuando está trabajando con la tensión de alimentación  $Vcc$  especificada.

Algunas tendencias se pueden observar en esta lista. En general, con realimentación resistiva, los amplificadores con mayor ganancia tienen una mejor figura de ruido y cuanto mayor es la corriente, mayor es la potencia de salida. La realimentación por transformador limita el ancho de banda pero mejora la figura de ruido.

### 2.3.5.10 Amplificadores diferenciales

La Fig. 2.32 muestra un amplificador diferencial que usa transistores bipolares discretos. Posee una entrada de terminación única acoplada a la base de un AT414a, y la salida se puede tomar del colector de AT414b (P2) o del colector de AT414c (P3). En el diseño de circuitos integrados, las bases de AT414b y AT414c son excitadas diferencialmente, duplicando la ganancia de tensión. Las salidas también se pueden tomar de forma diferencial también duplicando la ganancia. En un diseño discreto, las entradas y salidas diferenciales se pueden implementar usando transformadores. Para evitar corrimientos de CC, los dispositivos deben tener propiedades similares o se debe ajustar la polarización de las bases. En esta implementación, el equilibrio se obtiene modificando el valor de cualquiera de las cuatro resistencias de polarización. Los dispositivos diferenciales ofrecen inmunidad contra el ruido de la fuente de alimentación. Cuando se implementa como CI, el uso de tres dispositivos no influye en el costo, además los transistores de una misma oblea tienen propiedades muy parecidas.

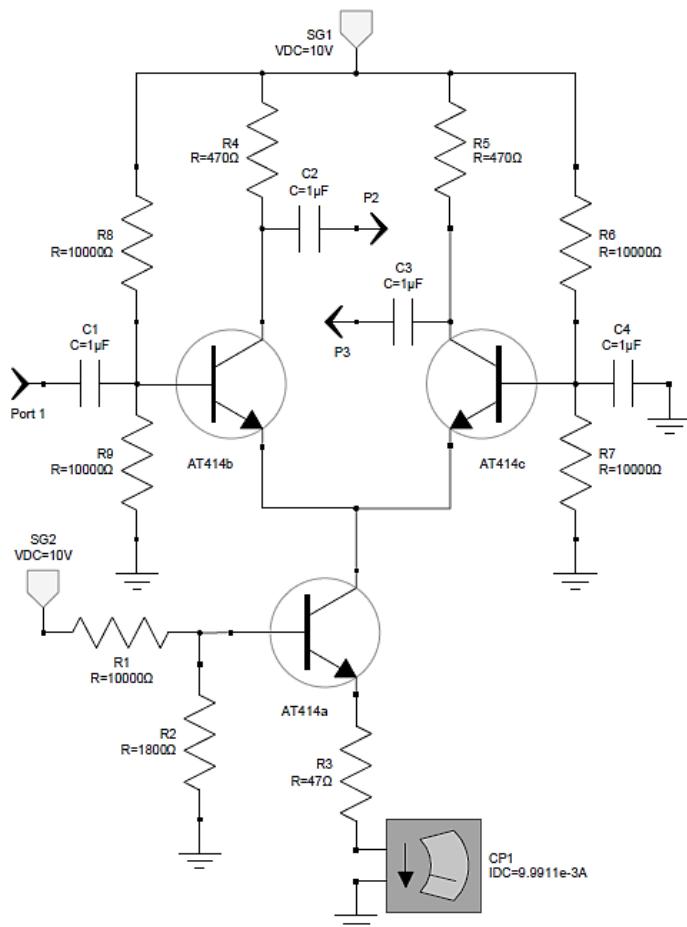


Fig. 2.32 Amplificador diferencial que usa dispositivos discretos.

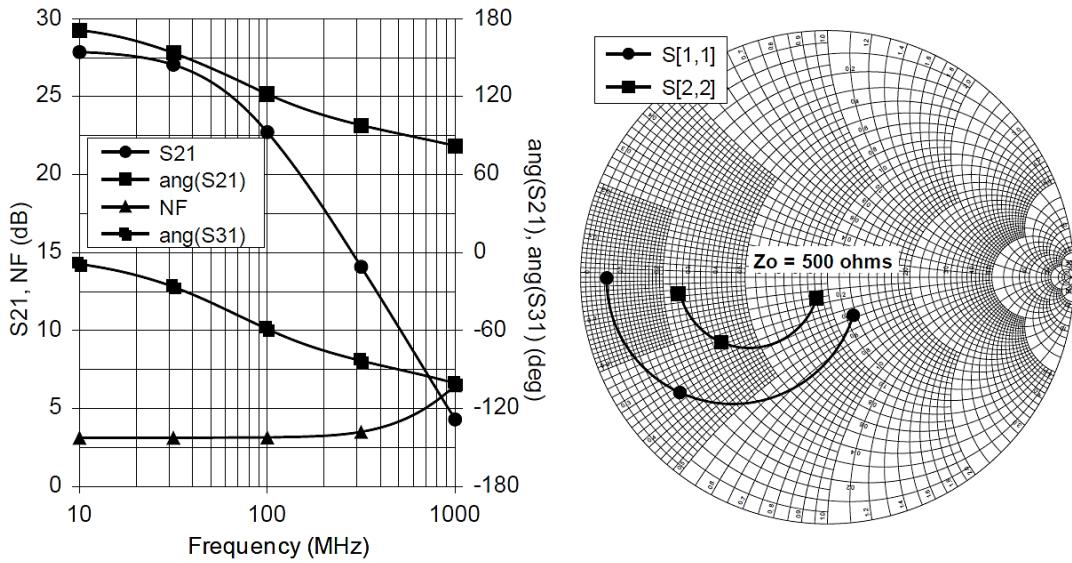


Fig. 2.33 Respuestas del amplificador diferencial mostrado en la Fig. 2.32.

El transistor AT414a es una fuente de corriente controlada por la tensión través de la resistencia  $R_3$ . Esta corriente es compartida por AT414b y AT414c. Cuando la señal de entrada en la base de AT414b aumenta, la corriente en este dispositivo aumenta y la corriente en AT414c disminuye. A baja frecuencia, la señal de salida del colector AT414b se invierte y la salida en AT414c es no invertida.

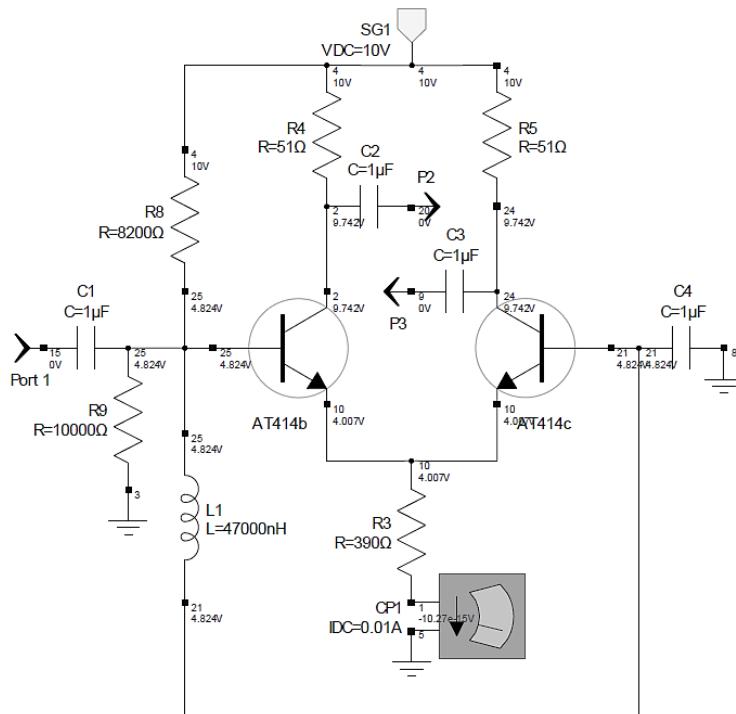


Fig. 2.34 Amplificador que usa una resistencia ( $R_3$ ) como fuente de corriente.

La impedancia de entrada de los amplificadores diferenciales es relativamente alta. Para lograr una ganancia de tensión razonable, los valores de resistencia de colector y la impedancia de carga deben ser altos. Por lo tanto, las capacidades de la juntura y las capacidades parásitas limitan significativamente el ancho de banda. En la Fig. 2.32 se muestran las respuestas del amplificador diferencial de la Fig. 2.33. Las impedancias de referencia de entrada y salida son de 500 ohm. Observe que el ancho de banda es menor que el amplificador de terminación única de baja impedancia con el AT41486 en configuración EC. Note que la fase diferencial de los puertos 2 y 3 es de  $180^\circ$  para todas las frecuencias.

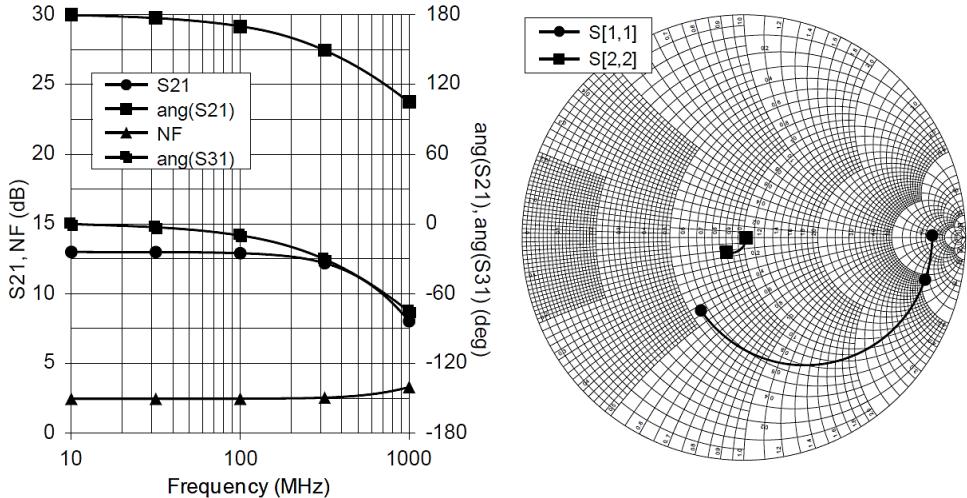


Fig. 2.35 Respuesta del amplificador diferencial simplificado.

En la Fig. 2.34 se muestra un amplificador diferencial que utiliza una resistencia como una fuente de corriente. Este circuito es más simple y es más adecuado para el diseño de un oscilador discreto. Comparten la misma fuente de tensión para la polarización de las base a través del inductor  $L_I$ , esto elimina la necesidad de balancear las resistencias de polarización.

Las respuestas de este amplificador se muestran en la Fig. 2.35. La excesiva ganancia de los transistores AT414 en baja frecuencia, se modera utilizando valores bajos de resistencia de colector, en este caso 51 ohm. Cuanto más baja sea la impedancia de colector más aumenta el ancho de banda. La impedancia de entrada sigue siendo alta, cercana a 500 ohmios a baja frecuencia. El componente resistivo cae a 50 ohm aproximadamente a 300 MHz. La figura de ruido es excelente.

Mientras que los circuitos diferenciales son muy adecuados para el diseño del CI, la complejidad adicional desalienta su uso en el diseño de osciladores discretos. Sin embargo, si la economía no es un factor decisivo, la inmunidad al ruido, y la interfaz diferencial para CI son atractivas para ciertas aplicaciones. Son necesarios dispositivos con un  $f_T$  alto y realizar un diseño cuidadoso para controlar adecuadamente los componentes parásitos de la PWB.

### 2.3.5.11 Compensación por adelanto de fase

Considere el bloque amplificador MMIC MSA0386 de la Fig. 2.36. El inductor  $L_I$  se usa para alimentar el amplificador. El inductor normalmente es un choque de alta reactancia que tiene muy poca influencia en la respuesta del amplificador. Las respuestas de este circuito amplificador con un inductor de valor grande se dan en la Fig. 2.37 con línea de guiones. A baja frecuencia el amplificador es inversor y el desplazamiento de la fase de trasmisión es cercano a  $180^\circ$  aproximadamente.

Sin embargo cerca de 1100 MHz, la fase ya ha disminuido a aproximadamente  $130^\circ$ . Un inductor en derivación tiene la propiedad de adelantar la fase. Con un inductor  $L_I$  de 3,8 nH la fase de transmisión retorna a  $180^\circ$  a 1100 MHz como se muestra en línea continua en la Fig. 2.37. Esto también disminuye la amplitud de la señal y perturba las impedancias de entrada y salida del amplificador. Sin embargo si el adelanto de fase es moderado, esta técnica es una útil herramienta para ajustar el desplazamiento de fase y ajustar a  $\phi_0$  en la máxima pendiente de la fase. Observe el incremento en la pendiente de la fase. Esto hace un poco más difícil controlar la fase sobre

un ancho rango de sintonía. La red de adelanto de fase solo es apropiada para osciladores con un rango angosto de sintonía

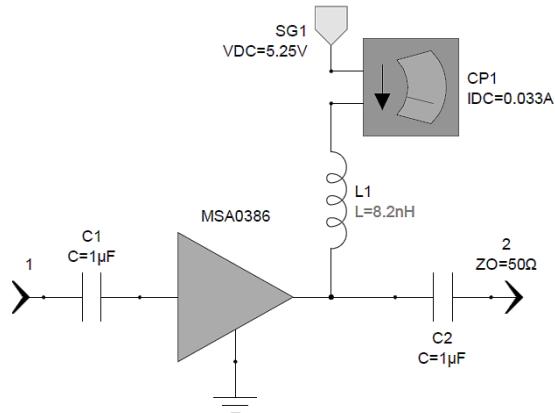


Fig. 2.36 Un amplificador MMIC MSA0386 alimentado por un inductor.

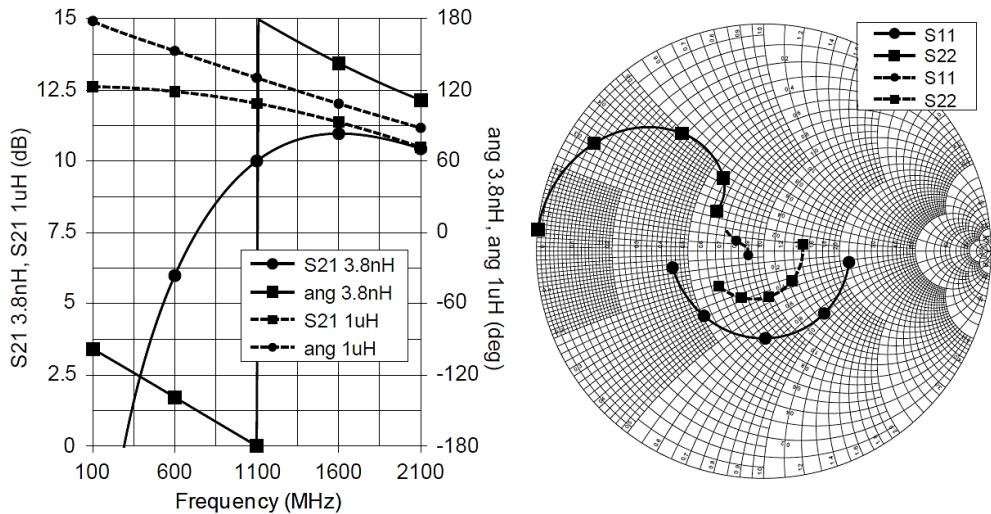


Fig. 2.37 Respuesta del amplificador MMIC MSA0386 alimentado por un inductor.

### 2.3.5.12 Resumen de amplificador

La etapa de sostenimiento provee el margen de ganancia y la potencia de salida del oscilador. Las topologías EC y SC son inversoras a baja frecuencia, tienen similares impedancias de entrada y de salida, y tienden a ser más estables. Las topologías restantes son no inversoras y tienen impedancias de entrada y de salida disímiles. Las características de desplazamiento de fase y de impedancia del amplificador imponen las topologías de los circuitos resonantes para satisfacer las condiciones iniciales circuito a lazo abierto del oscilador.

El amplificador debe ser estable y de bajo ruido. La ganancia necesaria es moderada y  $f_T$  debería ser 4 a 10 veces la frecuencia de funcionamiento. Es indeseable una ganancia excesiva, y una  $f_T$  excesiva puede producir inestabilidades. Idealmente, las características del circuito a lazo abierto del oscilador deberían ser independientes de las características del dispositivo activo, de la temperatura y de la tensión de alimentación. En otras palabras un amplificador ideal solo provee ganancia y potencia pero no influye en la fase de transferencia, la cual determina la frecuencia del oscilador, el ruido, y la estabilidad. Estos objetivos se satisfacen mejor cuando los amplificadores son realimentados.

El amplificador es el componente no lineal durante la oscilación. Sin embargo, el componente del circuito a lazo abierto que determina críticamente la frecuencia de oscilación, la estabilidad a largo plazo, y el ruido de fase es el resonador.

### 2.3.6 Resonadores

Los conceptos fundamentales del resonador se introducen usando combinaciones resistencia-capacitor ( $R-C$ ) e inductor-capacitor ( $L-C$ ). Otros elementos tales como resonadores de línea de transmisión (distribuidos), dieléctricos, y piezoelectricos se cubrirán después.

#### 2.3.6.1 Red $R-C$ de desplazamiento de fase

La Fig. 2.38 muestra un amplificador inversor en configuración EC, en cascada con una red  $R-C$  para producir el desplazamiento de la fase.  $R_1$  polariza el transistor alimentando la base desde el colector. La tensión de colector disminuye con el incremento de la corriente de colector reduciendo la corriente de base. Este simple esquema de polarización garantiza que el dispositivo esté polarizado en la región activa.  $R_1$  es demasiado grande para realimentar significativamente la señal por lo que la ganancia del amplificador es elevada a baja frecuencia.

La red de desplazamiento de fase se compone de tres secciones  $R-C$ : la resistencia de salida el amplificador que maneja  $C_2$ ,  $R_3$  que maneja a  $C_3$  y  $R_4$  que maneja a  $C_4$ . Cada sección produce un desplazamiento de fase de  $60^\circ$  a 1 MHz. El desplazamiento de fase total de la cascada es entonces  $360^\circ$ , o  $0^\circ$  a 1 MHz. Cada sección también atenúa la señal, por lo tanto es necesario que el amplificador tenga una alta ganancia para proveer el margen de ganancia necesario a 1 MHz. La salida se puede tomar del colector del el transistor. Cuando se cierre el lazo se debe eliminar  $C_5$ .

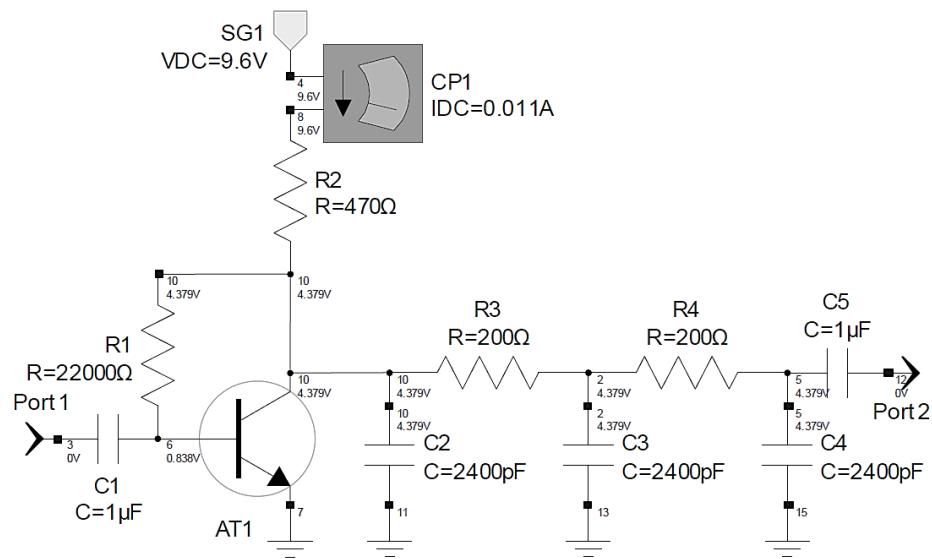


Fig. 2.38 Cascada del lazo abierto, amplificador y red de desplazamiento de fase  $R-C$ .

Las respuestas de la cascada se muestran en la Fig. 2.39. Dado que la ganancia y la adaptación son pobres la respuesta se muestra como  $G$ , esto es la verdadera ganancia de transmisión del oscilador a lazo abierto, calculada con la Eq. 8 de Randall y Hock. El margen de ganancia es de 4,5 dB. Con cuatro secciones  $R-C$  y los capacitores en derivación disminuidos a 1240 pF, el margen de ganancia se incrementa a 6,9 dB.

Los osciladores RC se aplican frecuencias muy bajas donde los valores de los inductores resultan muy grandes y por ende muy caros. En los diseños de CI también se usan resonadores  $R-C$ , ya que los inductores son difíciles de implementar en el chip. Los osciladores  $R-C$  se pueden sintonizar en un amplio rango de frecuencias ajustando los valores de las resistencias en serie.

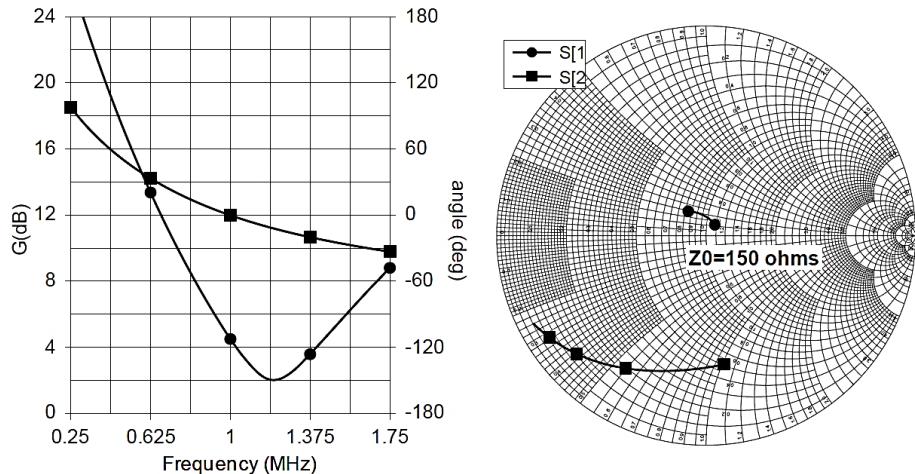


Fig. 2.39 Respuestas del circuito a lazo abierto del amplificador y red de desplazamiento de fase R-C. A la izquierda se muestra la magnitud y la fase de la ganancia de transmisión real  $G$ , a la derecha las impedancias de los puertos.

Una dificultad con los osciladores  $R-C$  es que no se puede lograr una pendiente empinada en la respuesta de fase. Esto limita la estabilidad del oscilador y la performance del ruido de fase. A igualdad de otros factores, el ruido de fase de un oscilador se degrada con el cuadrado de la frecuencia. A baja frecuencia, el ruido de fase es naturalmente mejor. Esto supone una menor exigencia de la pendiente de la fase y es otra razón por lo que los osciladores RC son más comunes y prácticos en baja frecuencia.

### 2.3.6.2 Desplazamiento de fase de con una línea de transmisión

Un método que logra desplazamientos de fase sin producir pérdidas de inserción significativas es mediante el uso de una línea de transmisión. Una línea de transmisión se puede considerar como una red de desplazamiento de fase o una línea de retardo. En la Fig. 2.40 se muestra el esquema de la cascada de amplificador MMIC Mini-Circuits MAR 3 y una línea de transmisión de 50 ohm.

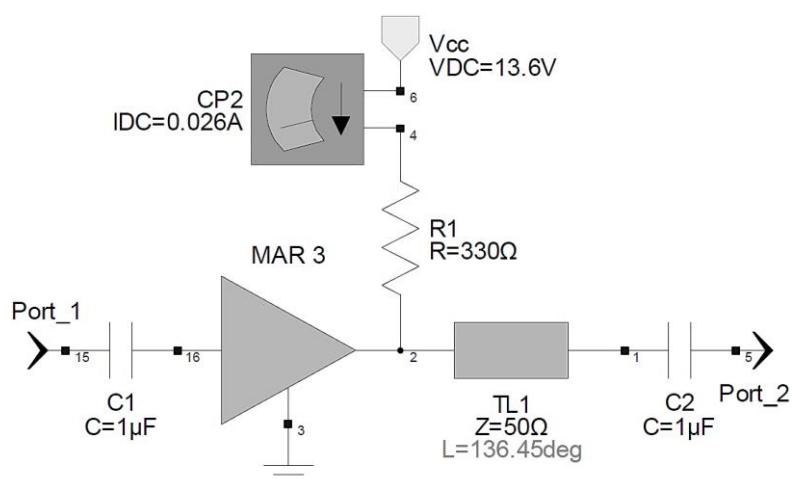


Fig. 2.40 Circuito a lazo abierto compuesto de MAR3 y una línea de transmisión de 50 ohm de 136,45°.

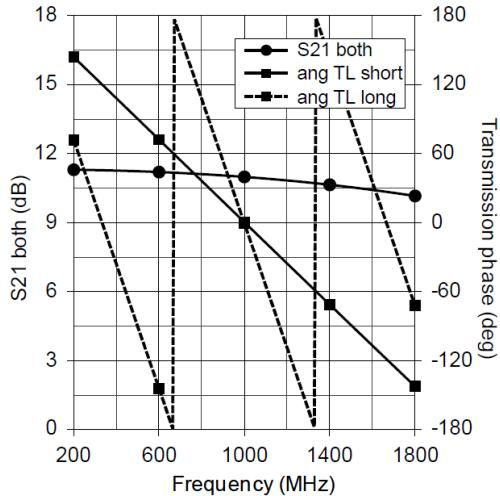


Fig. 2.41 Respuestas del MAR3 y una línea de transmisión de 50 ohm de 136,45° a 1000 MHz (línea continua) y 497° (línea de guiones).

El MAR 3 es el mismo dispositivo que el MSA03 fabricado por Avago Technologies. El MAR 3 se polariza con una resistencia de 330 ohm conectada a una tensión de 13,6 V. El capacitor  $C_2$  se debe quitar cuando se cierra el lazo para formar el oscilador. A baja frecuencia el MAR 3 es inversor, por lo que sería necesaria una longitud eléctrica de 180°. A mayor frecuencia el MAR 3 tiene un desplazamiento de fase adicional siendo solo necesaria una longitud de 136,45° para establecer  $\phi_0$  a 1000 MHz.

En la Fig. 2.41 se muestran las respuestas de la amplitud y la fase de transmisión del MAR 3 y de la línea de transmisión. La cascada exhibe una ganancia de aproximadamente 11 dB a 1000 MHz. Las líneas continuas se corresponden con una longitud de línea de transmisión de 136° a 1000 MHz, la frecuencia de oscilación deseada. Se puede aumentar la pendiente de fase mediante con una línea de transmisión más larga. La línea de guiones se corresponde con una línea de 497°. Pero dos  $\phi_0$  coexisten a 1000 MHz y de 333 MHz aproximadamente. Es más probable que al cerrar el lazo oscile a 333 MHz. Por lo tanto si con alguna técnica no se desalienta la ganancia en 333 MHz se debe usar la línea mas corta que tiene una pendiente en la fase menor.

### 2.3.6.3 Resonadores serie y paralelo $L-C$

Es evidente que la función del resonador en la cascada es triple. En primer lugar, el resonador asegura que existe  $\phi_0$  en una y sólo una frecuencia. Esto se logra por la selectividad de amplitud. En segundo lugar, el resonador se usa para crear una pendiente empinada de la fase de transmisión de la cascada. Esto mejora la estabilidad a largo y a corto plazo del oscilador, haciendo que la frecuencia en  $\phi_0$  inmune tanto como sea posible a las perturbaciones en el desplazamiento de fase del amplificador causado por cambio de dispositivo, variaciones en la temperatura y la fuente de alimentación, y el ruido del dispositivo. En tercer lugar, el resonador se usa como dispositivo de adaptación para corregir disimilitudes en las impedancias de entrada y de salida del amplificador. Esto elimina la necesidad de agregar redes de adaptación adicionales que sólo aumentaría el costo y la complejidad del oscilador y que potencialmente podrían introducir modos resonantes espurios.

Las redes  $L-C$  más simples que satisfacen la primera y segunda función son los resonadores básicos  $L-C$  serie y  $L-C$  paralelo que se muestran en la Fig. 2.42. En resonancia, la reactancia de los elementos de la serie  $L_1$  y  $C_1$  son iguales y se cancelan. Si las reactancias no tienen pérdidas, en resonancia, la pérdida de inserción es nula.

Del mismo modo, en la resonancia paralela las reactancias de  $L_2$  y  $C_2$  se cancelan. Estas redes no tienen capacidad para adaptar resistencias diferentes de fuente y de carga.

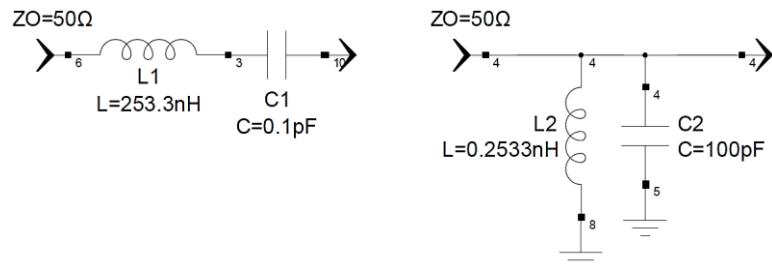


Fig. 2.42 Resonadores básicos  $L\text{-}C$  serie (izquierda) y resonador paralelo (derecha) terminados en ambos extremos con la impedancia característica  $Z_0$ .

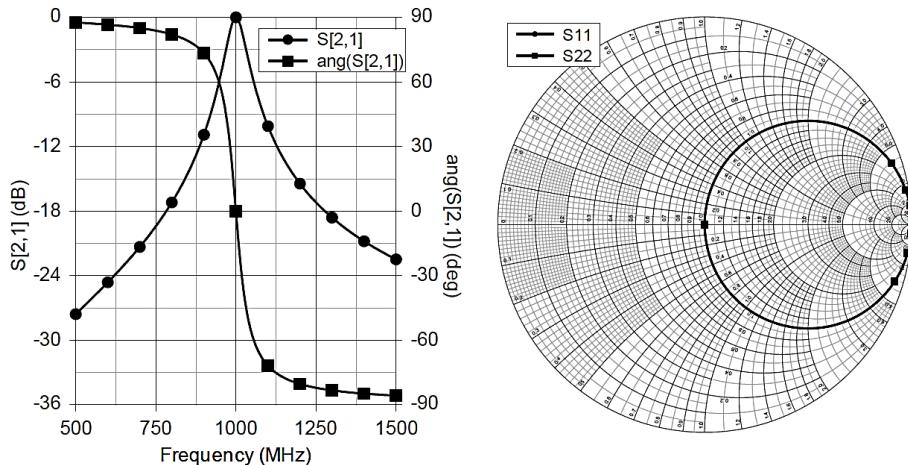


Fig. 2.43 Respuesta de amplitud y ángulo de transmisión de los resonadores básicos  $L\text{-}C$  serie y  $L\text{-}C$  paralelo (izquierda). A la derecha  $S_{11}$  y  $S_{22}$  del resonador  $L\text{-}C$  serie.

La magnitud y el ángulo de la transmisión de estos resonadores serie y paralelo son idénticos y se muestran en la Fig. 2.43. El pico de amplitud corresponde a 0 dB de pérdida de inserción y la fase de transmisión es  $0^\circ$  en la frecuencia de resonancia. Debajo de la frecuencia de resonancia de los circuitos son inductivos y la fase adelanta. Por encima de la resonancia los circuitos son capacitivos y la fase retrasa.

Con reactancias sin pérdidas, en la resonancia la impedancia de entrada es igual a la impedancia de carga, de modo que cuando la salida del resonador se termina en la impedancia de referencia, el parámetro  $S$  de entrada o coeficiente de reflexión tiene magnitud cero y la traza pasa a través del centro de la carta como se muestra a la derecha en la Fig. 2.43. Lo mismo vale para la salida, y la traza de  $S_{22}$  es idéntica a  $S_{11}$ .

Aunque que las respuestas son idénticas, los valores de las reactancias necesarias para producir estas respuesta idénticas no son iguales. Para que la pendiente de fase sea empinada, la reactancia de los elementos del resonador serie debe ser mayor que la impedancia característica del sistema, y las reactancias de los elementos del resonador paralelo deben ser menor que impedancia característica del sistema. En este caso, el inductor en serie vale 253,3 nH, lo que es un valor demasiado grande para implementarlo fácilmente a 1000 MHz, y el capacitor serie vale 0,1 pF, que es demasiado pequeño. El inductor paralelo vale 0,253 nH y el capacitor en paralelo es de 100 pF, valores extremos en dirección opuesta. Una solución a esta dificultad se da más adelante, pero la descripción de la solución se describe mejor mediante una nueva terminología.

### 2.3.6.4 $Q$ cargado

A continuación se presenta el concepto de  $Q$ . Hay muchos tipos de  $Q$  y no solo se aplican para el diseño de osciladores sino también para otros circuitos de alta frecuencia, lo que hace necesario que se tenga una comprensión intuitiva de cada tipo de  $Q$ .

El primer tipo de  $Q$  a considerar es el  $Q_L$  o  $Q$  cargado. La definición de  $Q_L$  introducida en los cursos de teoría de circuitos es

$$Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}} \quad (29)$$

donde  $f_0$  es la frecuencia de resonancia y  $BW_{3dB}$  es el ancho de banda de 3 dB de la respuesta de amplitud de la transmisión. El ancho de banda de -3 dB de la respuesta de amplitud en la Fig. 2.43 es 62,8 MHz y por tanto  $Q_L$  vale 15,9. Para un resonador  $L-C$  básico, el ancho de banda de -3 dB equivale al ancho de banda de +45°.

Para el resonador básico serie sin pérdidas,  $Q_L$  puede definirse también por

$$Q_L = \frac{X}{R_{total}} = \frac{X}{2Z_0} \quad (30)$$

donde  $X$  es la reactancia de ya sea del inductor o del capacitor en la frecuencia de resonancia y  $R_{total}$  es la resistencia serie total. Para el resonador paralelo básico sin pérdidas  $Q_L$  se puede definir por

$$Q_L = \frac{R_{paralelo}}{X} = \frac{Z_0}{2X} \quad (31)$$

Cuanto menor es el ancho de banda mayor es la pendiente de la fase. Por lo tanto, con el aumento de  $Q_L$  la pendiente de la fase mejora. Sin embargo, la respuesta de fase de transmisión y no la respuesta de amplitud, controla la frecuencia de oscilación. Las definiciones anteriores representan exactamente la pendiente de fase sólo si es un resonador básico de dos elementos en serie o dos de tipo paralelo y el pico de ganancia de la cascada se produce en  $\phi_0$ . Esto no se da muy a menudo por lo que es necesaria una mejor definición de  $Q_L$  basada en la característica de fase de la cascada. Por lo tanto,

$$Q_L = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial\phi}{\partial\omega} \quad (32)$$

donde la unidad angular es el radián . Debido a que la definición de retardo de grupo,  $t_d$ , es

$$t_d = -\frac{\partial\phi}{\partial\omega} \quad (33)$$

entonces

$$Q_L = \frac{\omega_0 t_d}{2} \quad (34)$$

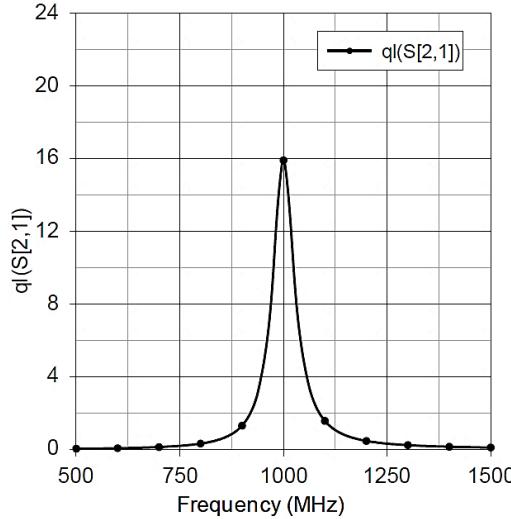


Fig. 2.44  $Q_L$  de los resonadores básicos serie y paralelo de la Fig. 2.42 calculado utilizando la Ec. 32.

La última ecuación es conveniente porque los analizadores vectoriales de redes normalmente muestran  $t_d$ . Para medir y mostrar  $Q_L$  el software GENESYS lo calcula a partir de la fase de  $S_{21}$  usando la Ec. 32. Como el cálculo es numérico, cuantos más puntos tenga el barrido de frecuencia más exacto será el cálculo del  $Q_L$ . Un dibujo del  $Q_L$  de los resonadores de la Fig. 2.42 se muestra en la Fig. 2.44.

### 2.3.6.5 Q descargado

El segundo tipo de  $Q$  a considerar es el  $Q$  sin carga,  $Q_U$ . También se lo conoce como  $Q$  del componente, ya que es una medida de la calidad de una reactancia. La definición del  $Q$  descargado es  $2\pi$  veces la energía almacenada en una reactancia, dividida por la energía disipada por ciclo. Para mecanismos de pérdida que están en serie con la reactancia, esto se reduce a

$$Q_U = \frac{X}{R_S} \quad (35)$$

donde  $R_S$  es la resistencia de pérdida serie de la reactancia. Ejemplos de mecanismos de pérdida serie son las pérdidas en el metal de las bobinas de alambre de los inductores y las pérdidas en el metal de los conductores y placas de los capacitores. Nótese la similitud de las Ec. 35 y 30. En La Ec. 30 la pérdida es la combinación en serie de las terminaciones y en la Ec. 35 la resistencia es la pérdida resistiva.

Para mecanismos de pérdida que se encuentran en paralelo con la reactancia la definición es la siguiente

$$Q_U = \frac{R_P}{X} \quad (36)$$

donde  $R_P$  es la resistencia de pérdida paralela de la reactancia. Ejemplos de resistencias de pérdida paralelo son las pérdidas en el núcleo en un inductor y la pérdida dieléctrica en un capacitor. Nótese la similitud de las Ec. 36 y 31.

Para inductores con núcleos de aire, cerámica o plástico, la fuente de pérdida predominante es la pérdida en los bobinados de metal por lo que se usa el modelo serie. Para los inductores bobinados sobre núcleos de ferrita o hierro en polvo, es una combinación de pérdida serie y pérdida paralelo, por lo que puede ser necesaria una tabla describiendo el  $Q$  en función de la frecuencia. Los fabricantes de inductores especifican la resistencia de pérdida informando el  $Q$  descargado.

A pesar del hecho de que el dieléctrico es un material importante en la fabricación de capacitores, los dieléctricos modernos poseen pérdidas pequeñas, y la fuente predominante de las pérdidas son la resistencia en los cables y placas de metal, por lo que el modelo de serie es también se usa para los capacitores. Los fabricantes de capacitores especifican la resistencia en serie como la resistencia efectiva serie (ESR).

Si el resonador consiste de un inductor y un capacitor. El  $Q$  descargado de un resonador,  $Q_R$ , está dado por

$$Q_R = \frac{1}{1/Q_{ind} + 1/Q_{cap}} \quad (37)$$

donde  $Q_{ind}$  es la  $Q$  sin carga del inductor y  $Q_{cap}$  es la  $Q$  sin carga del capacitor.

### 2.3.6.6 Pérdida en el resonador

Las respuestas de un resonador básico serie  $L-C$  se muestran en la izquierda en la Fig. 2.43. Pero considerando el mismo construido con un inductor cuya pérdida está representada por un  $Q$  descargado de 50 y un capacitor con un  $Q$  descargado de 400 se muestra en la Fig. 2.45. Estos componentes con un  $Q$  descargado finito producen una pérdida de inserción de 2,66 dB y una un valor del parámetro  $S$  de entrada de -11,58 dB en resonancia.

La pérdida de inserción de un resonador de un solo polo es

$$IL = 20 \log \frac{Q_R}{Q_R - Q_L} \quad (38)$$

Esta ecuación revela que la pérdida de inserción se sabe conociendo el  $Q$  cargado y el  $Q$  descargado de un resonador. Note que cuando el  $Q$  descargado del resonador es mucho mayor que el  $Q$  cargado la pérdida de

inserción es baja. Contrariamente cuando el  $Q$  cargado se aproxima al  $Q$  descargado la  $IL$  tiende a infinito. Con un  $Q$  cargado igual a la mitad del  $Q$  sin carga la pérdida de inserción  $IL$  vale 6,02 dB.

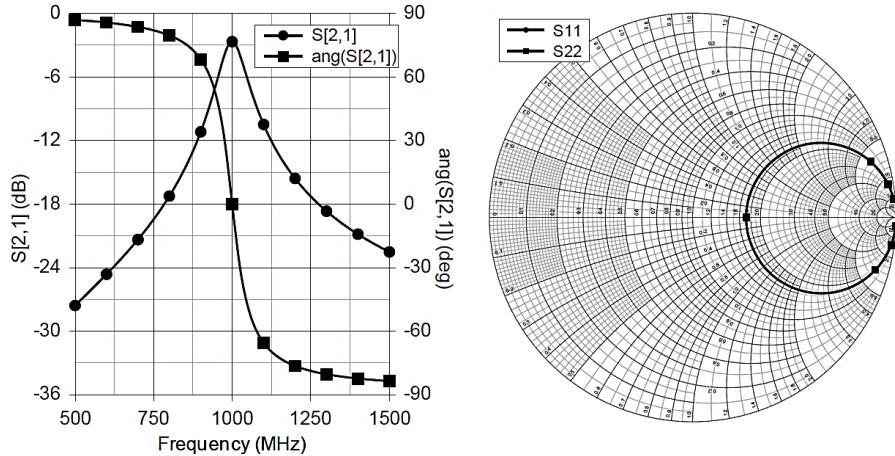


Fig. 2.45 Respuestas de un resonador básico serie con un  $Q$  descargado del inductor de 50 y con un  $Q$  descargado del capacitor de 400.

Con un inductor de  $Q$  50 y un capacitor de  $Q$  400, el  $Q$  del resonador descargado es de 44,4. Con un  $Q$  cargado de 15,91, la pérdida de inserción  $IL$  calculada con la Ec. 38 vale -3,85 dB. Esto no concuerda con la  $IL$  de la Fig. 2.44 porque los  $Q$  finitos de los componentes reducen el  $Q$  cargado del resonador. El  $Q$  cargado de un resonador con perdidas es

$$Q_L = \frac{1}{1/Q_R + 1/Q_L - \text{sin p\'erdidas}} \quad (39)$$

donde  $Q_L$ -sin p\'erdidas es el  $Q$  cargado con un resonador sin p\'erdidas. Entonces el  $Q$  cargado para este ejemplo es 11,72 y la pérdida de inserción resultante es 2,66 dB, conforme con la respuesta de la Fig. 2.45.

La pérdida de inserción del resonador es importante porque la etapa de sostenimiento debe superar esta pérdida para obtener el margen de ganancia previsto en la cascada del circuito a lazo abierto del oscilador.

### 2.3.6.7 Resonador Colpitts

El resonador Colpitts se presentó en la Sección 2.3.2.1.4. La principal característica del resonador Colpitts es su desplazamiento de fase cercano a  $0^\circ$  en la resonancia y las disímiles impedancias de terminación de entrada y salida. Estas características son compatibles con etapas de sostenimiento CC, BC, DC, y PC. En esta sección veremos las fórmulas para determinar los valores del inductor y de los capacitores del resonador Colpitts.

La Fig. 2.46 muestra un amplificador JFET J309 puerta común en cascada con un resonador Colpitts de 250 MHz. La resistencia  $R_1$  ayuda a estabilizar el J309 y polariza a tierra la puerta. La resistencia  $R_2$  estabiliza y reduce la corriente de drenador a 5,3 mA, muy por debajo de la  $I_{dss}$  del dispositivo. El capacitor  $C_3$  evita que la impedancia  $Z_0$  del simulador modifique la polarización del JFET.

La reactancia del capacitor  $C_4$  a 250 MHz es alta por lo que la terminación de 50 ohm carga suavemente el puerto 3. Cuando el J309 en configuración puerta común se termina con 50 ohm en la entrada y en la salida, la parte real de la impedancia de entrada paralelo que presenta el surtidor es de 52,7 ohm y la parte real de la impedancia de salida paralelo en el drenador es 2277 ohm. La alta impedancia del drenador se conecta a la parte superior del resonador de Colpitts y los 52,7 ohm de la impedancia de surtidor se conectan a la derivación capacitiva en la unión de  $C_1$  y  $C_2$ . El resonador Colpitts adapta el surtidor con el drenador. Las reactancias

paralelas de los terminales del dispositivo quedan absorbidas en el resonador influyendo así en la frecuencia de  $\phi_0$  de la cascada.

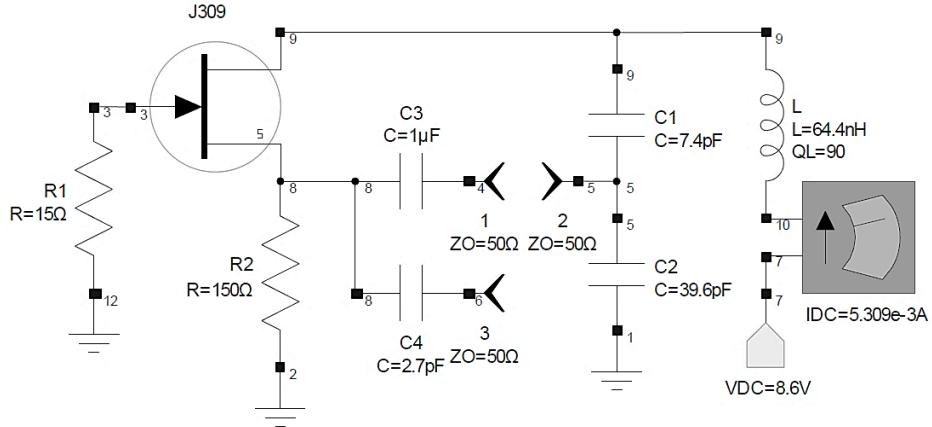


Fig. 2.46 Un amplificador JFET J309 puerta común en cascada con un resonador Colpitts para el diseño de un oscilador de 250 MHz.

Dado un  $Q$  cargado deseado, un  $Q$  del resonador descargado y conocidas las resistencias de terminación, los valores de los componentes reactivos del resonador se encuentran utilizando las siguientes ecuaciones.

$$L = \frac{R_{top}}{2Q_L\omega_0} \quad (40)$$

donde  $R_{top}$  es la parte real de la impedancia paralelo de drenador,  $\omega_0$  es la frecuencia de resonancia deseada en radianes/segundo, y  $Q_L$  es el  $Q$  cargado deseado del resonador. Como  $Q_R$  reduce el  $Q$  cargado del resonador, el  $Q_L$  utilizado en la Ec. 40 debe ser mayor que el  $Q_L$  final deseado. Usando la Ec. 39, con un  $Q$  cargado deseado de 10 y  $Q_R$  igual a 90, el  $Q_L$  de la Ec. 40 debe ser 11,25. El factor 2 en el denominador se debe a que la mitad de la carga de terminación del resonador se debe al drenador y la otra mitad al surtidor.

Con una resistencia paralela de drenador de 2277 ohm,  $L$  es igual a 64,4 nH. Entonces, la derivación capacitiva debe transformar la parte real de la impedancia paralelo del surtidor,  $R_{tap}$ , hasta la resistencia  $R_{top}$ . Por lo tanto,

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{R_{top}^2 + X_L^2 - X_L^2 R_{top}/R_{tap}}{X_L^2 R_{top} R_{tap}}} \quad (41)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0} \left( \frac{R_{top}^2 X_L}{R_{top}^2 + X_L^2} + \frac{R_{tap}^2 X_{C2}}{R_{tap}^2 + X_{C2}^2} \right)^{-1} \quad (42)$$

En la Fig. 2.47 se muestran las respuestas del amplificador JFET puerta común en cascada con el resonador Colpitts con los valores de los componentes del resonador calculados con las fórmulas anteriores. La frecuencia de  $\phi_0$  es de 226 MHz, notablemente menor que la frecuencia deseada de 250 MHz. Esto se debe a que los componentes reactivos de las impedancias del surtidor y drenador han sido ignorados en las Ec. 40 a 42. El error de frecuencia se compensa fácilmente disminuyendo el valor del inductor o de ambos capacitores del resonador. La adaptación es excelente por lo que la aplicación de la corrección de Randall/Hock es innecesaria.

En resonancia, el  $Q$  cargado es 14,5, que es mayor que el objetivo de diseño de 10. Las impedancias reales del resonador difieren de los valores de diseño debido a que el dispositivo no es unilateral, y que el drenador se termina en 2277 ohm por el resonador en lugar de los 50 ohm usados para medir las impedancias del dispositivo. La reducción del valor del inductor para elevar la frecuencia podría aumentar el  $Q$  cargado. Si se reduce los valores de los capacitores se compensa tanto la frecuencia como el  $Q$ . Ajustando  $C_1$  a 4,17 pF y  $C_2$  a 20 pF se centra la frecuencia y se disminuye el  $Q$  cargado a 9,8.

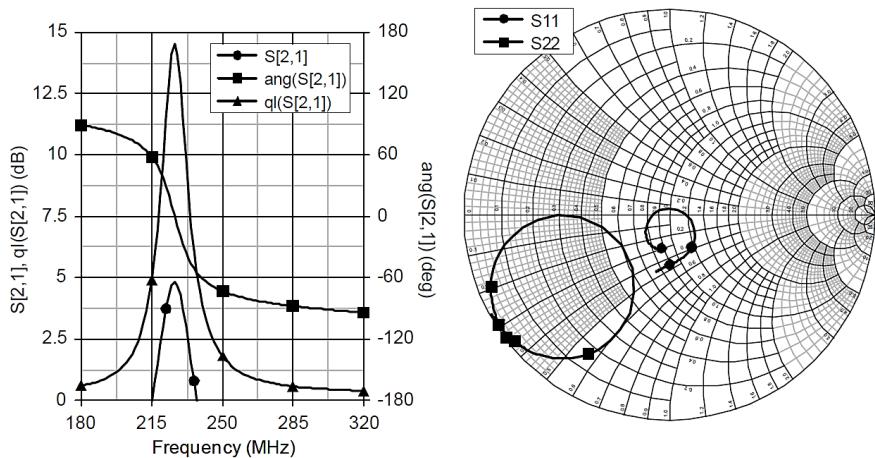


Fig. 2.47 Respuestas del amplificador JFET puerta común en cascada con el resonador Colpitts con los valores de los componentes calculados con las Ec. 40-42.

El diseño del resonador de Colpitts no es exacto para dispositivos no unilaterales. Sin embargo, el procedimiento brinda una solución inicial, que se puede ajustar fácilmente sintonizando u optimizando los valores del resonador a partir de datos medidos o simulados por computadora.

### 2.3.6.8 Acoplamiento del resonador

Es evidente a partir de la Ec. 31 que la obtención de un  $Q$  cargado alto para una determinada reactancia inductiva en un resonador paralelo requiere una alta resistencia de carga. Afortunadamente, las entradas de las topologías de DC y CC y las salidas de la topologías PC y BC son de alta impedancia. Las impedancias más moderadas de los otros terminales no puestos a tierra, son elevadas por el efecto transformador de la derivación capacitiva. Por lo tanto el resonador Colpitts es compatible con las topologías nombradas.

La impedancia de entrada y de salida de las topologías de SC y EC puede ser demasiado baja para lograr un buen  $Q$  cargado con un resonador paralelo. Esto es cierto con los amplificadores populares diseñados para una impedancia de entrada y de salida de 50 ohm. Además, estas topologías son inversoras por lo que el desplazamiento de fase de  $0^\circ$  del resonador paralelo Colpitts no es adecuado.

Estos problemas se resuelven mediante el uso de otro importante concepto de diseño referido como acoplamiento. Este término se emplea mucho en la literatura de filtros, pero a pesar que el acoplamiento es importante para el diseño de osciladores, el término no se usa con tanta frecuencia. Los acoplamientos reactivos en serie con la fuente y la carga se usan combinados con un resonador paralelo, o acoplamientos reactivos en derivación con la fuente y la carga se usan con un resonador serie. El primero caso se ilustra a continuación.

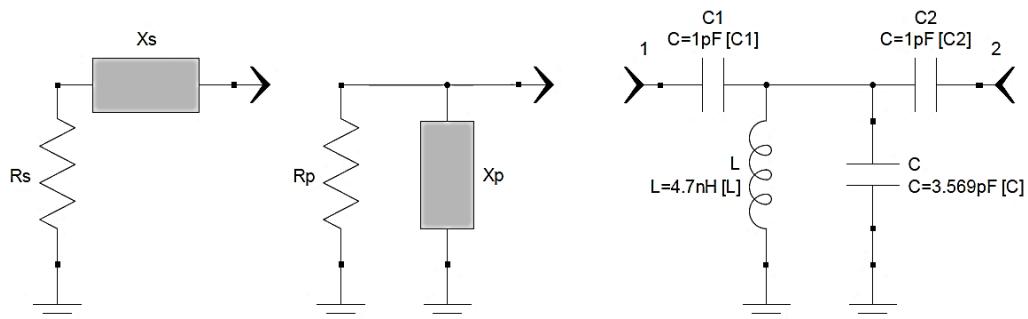


Fig. 2.48 Reactancia de acoplamiento  $X_s$  en serie con la carga (izquierda), la resistencia y la reactancia en paralelo equivalente (centro), y un resonador paralelo con acoplamiento capacitivos series para la entrada y la salida (derecha).

En la parte izquierda de la Fig. 2.48 se muestra una reactancia de acoplamiento  $X_s$  en serie con una terminación de carga,  $R_s$ . Para determinar la carga de este circuito sobre un resonador paralelo, la resistencia equivalente paralelo,  $R_p$ , y la reactancia,  $X_p$ , se calculan así

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s} \quad (43)$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s} \quad (44)$$

Para calcular la reactancia se usa la frecuencia de resonancia del oscilador, la equivalencia solo es válida para esta única frecuencia. Observe que para cualquier valor de acoplamiento con reactancia no nula, la resistencia en paralelo es mayor que la resistencia en serie. Por ejemplo, si la reactancia de acoplamiento es 3 veces  $R_s$ ,  $R_p$  es 10 veces  $R_s$ . La reactancia de acoplamiento transforma hacia arriba la resistencia presentada al resonador, aumentando el  $Q$  cargado. Se puede obtener un buen  $Q$  cargado del resonador paralelo con valores más razonables del inductor y del capacitor. Este concepto es similar al usado con la derivación capacitiva utilizada en el resonador Colpitts, excepto que se puede aplicar a ambas terminaciones del resonador como se muestra a la derecha en la Fig. 2.48 para un resonador paralelo en 1000 MHz con terminaciones de 50 ohm, se obtiene un  $Q$  cargada de 9,42 considerando el  $Q$  descargado del resonador infinito.

Los elementos reactivos de acoplamiento pueden ser tanto capacitores como inductores, estos no solo transformar la resistencia presentada al resonador, sino que también cargan al resonador con reactancias calculadas por la Ec. 44, haciendo que disminuya la frecuencia de resonancia. Esto se compensa disminuyendo los valores de los componentes del resonador.

### 2.3.6.9 Adaptación con el resonador

Para máxima transferencia de potencia, si las terminaciones del resonador son iguales, los valores de los elementos reactivos de acoplamiento son iguales. Se puede usar el resonador como un dispositivo de adaptación empleando valores diferentes en las reactancias de acoplamiento. Entonces un resonador paralelo acoplado con reactancias se puede aplicar a etapas de sostenimiento con impedancias de entrada y salida iguales o diferentes. Solo tres parámetros conocidos, las resistencias de terminación y el  $Q$  cargado deseado, son insuficientes para determinar los cuatro valores de los componentes del resonador paralelo acoplado con capacitores representado a la derecha en la Fig. 2.48 el cual tiene cuatro componentes. En la fórmula de diseño siguiente, este grado de libertad se usa para elegir un valor práctico del inductor del resonador. Este grado de libertad también se puede usar para diseñar un resonador sintonizable con un varactor que posee un valor específico. Entonces

$$R_{total} = \frac{\omega_0 Q_R Q_L L}{(Q_R - Q_L)} \quad (45)$$

donde  $R_{total}$  es la resistencia total que carga al resonador paralelo dado por ambas terminaciones y  $L$  es el valor elegido para el inductor del resonador. Para adaptar terminaciones diferentes, cada reactancia de acoplamiento debe transformar su terminación correspondiente al doble de la resistencia total de carga en paralelo. Por lo tanto

$$C_1 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{2R_{total}R_1 - R_1^2}} \quad (46)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{2R_{total}R_2 - R_2^2}} \quad (47)$$

donde  $R_1$  y  $R_2$  son las resistencias de terminación y  $C_1$  y  $C_2$  son las correspondientes reactancias de acoplamiento. Los valores de las capacidades que cargan el resonador entonces son

$$C_{1p} = \frac{x_{C_1}}{\omega_0(R_1^2+x_{C_1}^2)} \quad (48)$$

$$C_{2p} = \frac{x_{C_2}}{\omega_0(R_2^2+x_{C_2}^2)} \quad (49)$$

y el valor final corregido del capacitor del resonador es

$$C = C_r - C_{1p} - C_{2p} \quad (50)$$

donde  $C_r$  es la capacidad que resuena con  $L$  a la frecuencia deseada. Para ciertos rangos de valores de los parámetros, del inductor, del  $Q$  cargado, del  $Q$  del resonador, y de la resistencia de terminación se pueden producir valores negativos de los componentes. La relación entre la resistencia de entrada a la resistencia de carga debe estar dentro de una banda de valores que es más estrecha cuanto menor es el  $Q$  cargado. Puede ser necesario ajustar el valor del inductor para evitar valores negativos de los componentes.

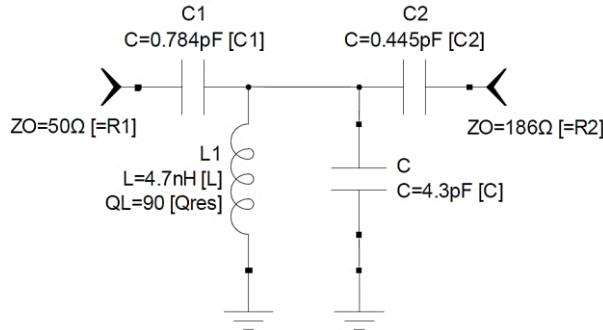


Fig. 2.49 Ejemplo de un resonador paralelo con acoplamientos series que adapta una resistencia de fuente de 50 ohm a una resistencia de carga de 186 ohm.

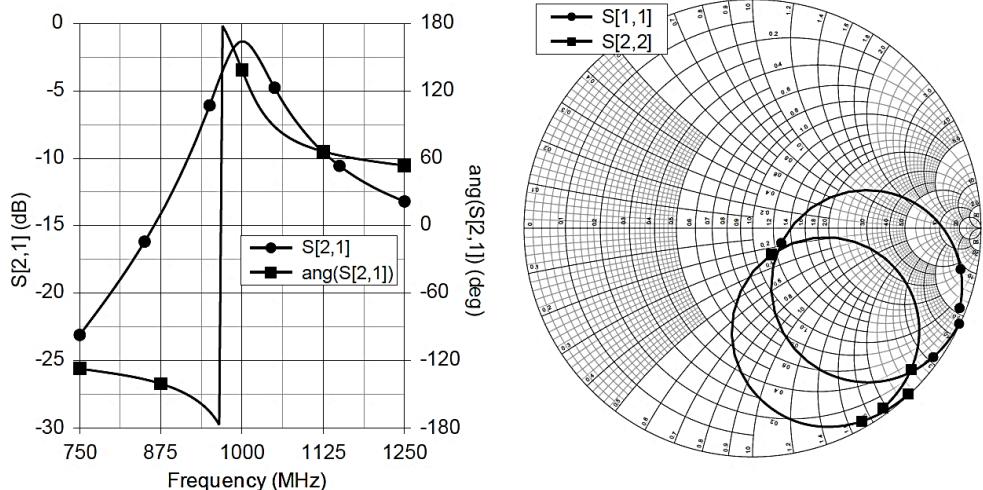


Fig. 2.50 Respuestas de un resonador paralelo con acoplamientos series que adapta una resistencia de fuente de 50 ohm a una resistencia de carga de 186 ohm.

Debido al valor finito de resistencia introducido por el valor finito del  $Q$  descargado del resonador, los parámetros  $S$  de los puertos no se ubican exactamente en el centro de la carta. Sin embargo, las ecuaciones vistas producen una muy buena adaptación.

En la Fig. 2.49 se muestra un resonador paralelo con capacitores de acoplamiento serie, diseñado usando las ecuaciones anteriores. El valor del inductor seleccionado es 4,7 nH, el  $Q$  cargado de diseño es 12,7, el  $Q$  descargado del resonador vale 90, la resistencia de fuente,  $R_1$ , vale 50 ohm y la resistencia de carga,  $R_2$  vale 186 ohm.

Las respuestas del resonador con  $Q$  cargado finito de la Fig. 2.49 se muestran en Fig. 2.50. La pérdida de inserción en el pico es de 1.32 dB. Las magnitudes de los parámetros  $S$  de entrada y de salida es valen -17 dB. El

$Q$  cargado (no mostrado) es 12,7. En el pico de la ganancia el desfasaje de transmisión de este resonador de ejemplo es de 138,6°. El desfasaje de un resonador paralelo de fase con acoplamientos capacitivos varía desde 180° con un  $Q$  cargado infinito a 0° con un  $Q$  cargado cero. Para un  $Q$  cargado dado, el desplazamiento de fase se aproxima a 0° con la disminución de los valores del inductor. El desplazamiento de fase está dada por

$$\phi = 180^\circ - \tan^{-1} \left( \frac{-R_1}{X_{C1}} \right) - \tan^{-1} \left( \frac{-R_2}{X_{C2}} \right) \quad (51)$$

### 2.3.6.10 Medición del $Q$ descargado

El conocimiento del  $Q$  de los componentes y del  $Q$  del resonador es crítico en el diseño de osciladores de alta performance. Los datos del  $Q$  sin carga publicados por el fabricante siempre es un buen punto de partida.

También, existen modelos del  $Q$  descargado que cubren las tecnologías de resonadores específicas de cada oscilador. Pero la mejor práctica es verificar el  $Q$  mediante la medición de los dispositivos reales usados.

El  $Q$  sin carga de un componente se puede calcular a partir del parámetro  $S$  del componente con el terminal opuesto conectado a tierra.

$$Q_U = \frac{2 \times im(S_{11})}{1 - re(S_{11})^2 - im(S_{11})^2} \quad (52)$$

donde  $re(S_{11})$  e  $im(S_{11})$  son los componentes real e imaginario de  $S_{11}$ . Sin embargo, los parámetros  $S$  están matemáticamente mal condicionados para la determinación del  $Q$  descargado de componentes altamente reactivos. Los parámetros  $S$  fueron diseñados para caracterizar sistemas de transmisión y componentes tales como dispositivos activos que generalmente tienen impedancias de entrada y de salida resistivas.

Por ejemplo, el  $S_{11}$  de un puerto para un inductor de 18 nH que tiene un  $Q$  sin carga de 120 es -0,054 dB a 47,7°. Un error en la medición de la magnitud de  $S_{11}$  de sólo 0,02 dB, sin error en la medición del ángulo, produce un valor de  $S_{11}$  igual a -0,034 dB lo que resulta en un  $Q$  de 190, esto representa un 58% de error. Existen instrumentos diseñados específicamente para la medición de componentes, más adecuados para la determinación del  $Q$ , que los analizadores de redes vectoriales.

El  $Q$  descargado se puede medir con más precisión con un analizador de redes escalar o vectorial con el resonador de la Fig. 2.49 como circuito de prueba. Los capacitores de acoplamiento serie tienen poco impacto en el  $Q$  del resonador ya que son más elementos de acoplamiento que componentes del resonador. Otra forma de ver esto es observar que las terminaciones representan una resistencia serie considerable por lo que la pequeña resistencia de perdida de estos capacitores en comparación es insignificante. Por lo tanto, el  $Q$  descargado del circuito de prueba es aproximadamente el  $Q$  descargado del resonador. Si se desea medir únicamente el  $Q$  del inductor, el  $Q$  descargado del capacitor del circuito resonante debe ser mucho más alto que el  $Q$  descargado del inductor. Pero si este no es el caso, y la ESR (Equivalent Series Resistance) del capacitor se conoce o puede ser estimada, entonces se puede usar la Ec. 37 para calcular el  $Q$  del inductor.

Para determinar el  $Q$  sin carga del resonador, con un analizador de red se mide la respuesta en amplitud de transmisión del circuito de prueba y el  $Q$  cargado se calcula utilizando la Ec. 29 o 34. El ancho de banda de 3 dB se define con respecto al pico de la respuesta. Los capacitores de acoplamiento se ajustan por un IL de 3 a 10 dB y un  $Q$  cargado mayor que 20. El  $Q$  descargado del resonador se calcula con la siguiente ecuación

$$Q_U = \frac{Q_L}{1 - 10^{-IL/20}} \quad (53)$$

### 2.3.6.11 Ejemplo de un oscilador con resonador acoplado

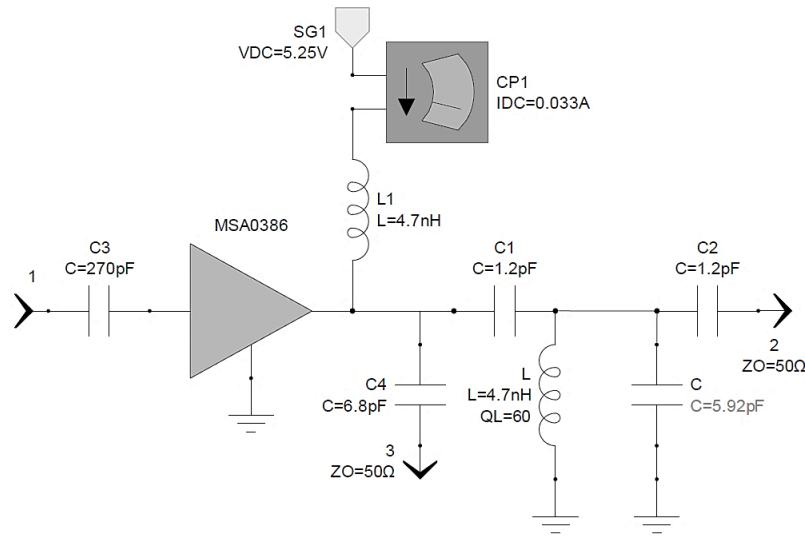


Fig. 2.51 Ejemplo de un oscilador de 800 MHz con resonador acoplado que usa un amplificador MSA0386 como etapa de sostenimiento.

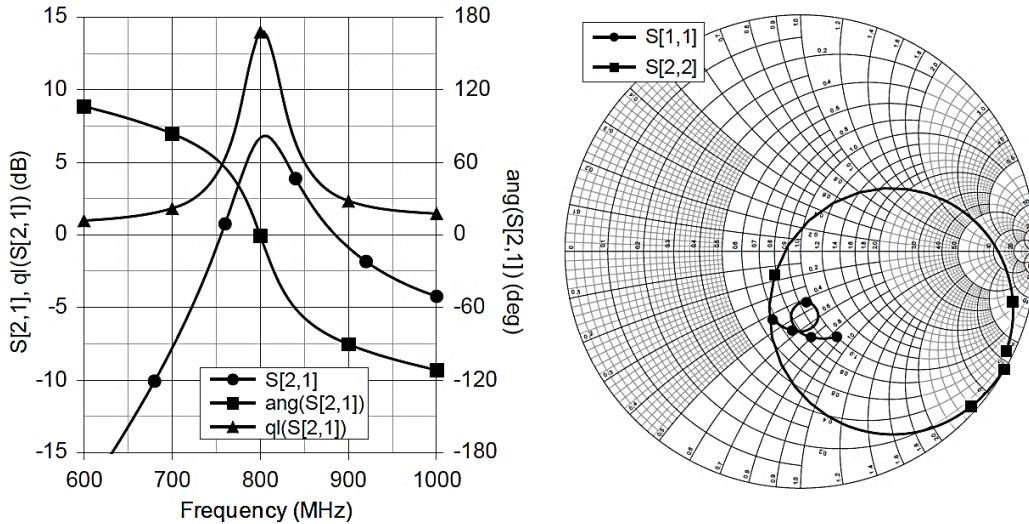


Fig. 2.52 Respuestas de lazo abierto del oscilador de 800 MHz con resonador acoplado.

La Fig. 2.51 muestra un oscilador en 800 MHz con resonador acoplado que usa como etapa de sostenimiento un MMIC MSA0386 y un resonador paralelo acoplado con capacitores. El capacitor  $C_3$  no será necesario al cerrar el lazo. El capacitor  $C_4$  acopla la potencia de salida a una carga de 50 ohmios en el puerto 3. El inductor  $L_1$  no tiene una elevada reactancia, así produce un adelanto de fase del MSA0386 a 800 MHz como se describe en la Sección 2.3.5.11, permitiendo que el  $\phi_0$  del circuito a lazo abierto del oscilador ocurra en la máxima pendiente. Las respuestas del ejemplo de oscilador con resonador acoplado se muestran en la Fig. 2.52. El margen de ganancia es de 6.7 dB y la  $Q$  cargado es de 14. Las adaptaciones son excelentes y por lo tanto no es necesario el uso de la ecuación de Randall/Hock.

### 2.3.6.12 Resumen resonador

El resonador es el componente más importante en el diseño de osciladores de alto rendimiento. Afecta fuertemente en las performance del ruido de fase, y en la inmunidad del oscilador a las características de la etapa

de sostenimiento y a las perturbaciones externas. El  $Q$  cargado, lejos, es el parámetro más crítico en el diseño de un resonador. El  $Q$  descargado juega un papel secundario, siempre que exceda suficientemente el  $Q$  cargado manteniendo en valores bajos la pérdida de inserción del resonador.

Se debe elegir un resonador para que complemente el desfasaje de la etapa de sostenimiento tal que el desplazamiento total de fase del circuito a lazo abierto del oscilador sea  $0^\circ$  cerca del pico de la ganancia y de la máxima pendiente de la respuesta de fase.

El resonador puede servir también como un dispositivo adaptador de la interface entre la entrada y la salida de la etapa de sostenimiento. Para el diseño de osciladores no es necesario ni aconsejable agregar otros dispositivos adicionales para la adaptación.

### 2.3.7 Método de un solo puerto

El método de un solo puerto para el diseño de osciladores de microondas es popular y está bien documentado. Desafortunadamente, existe la idea errónea de que los resultados de aplicar este método conducen a diseños no óptimos. En concreto, hay dos tipos básicos de osciladores de un puerto. Ambas tipos se denominan comúnmente osciladores de resistencia negativa. Sin embargo, un tipo es el oscilador de resistencia negativa verdadero mientras que el otro es el oscilador de conductancia negativa. La distinción es más que semántica porque el tipo de resistencia negativa requiere un resonador serie mientras que el de conductancia negativa requiere un resonador paralelo.

Acá las dos tipos de diseño de un oscilador por el método de un solo puerto se refieren como osciladores de un puerto. Esto es una cuestión de conveniencia ya que algunos osciladores se pueden analizar ya sea usando el método de un puerto o con el método ya visto de la cascada del circuito a lazo abierto del oscilador. Los dos tipos de osciladores de un puerto tienen algunos aspectos de diseño en común. Sin embargo, los dos tipos se tratan en dos secciones diferentes.

#### 2.3.7.1 Osciladores de resistencia negativa

La etapa de sostenimiento de un oscilador diseñado utilizando el método de la cascada a lazo abierto requiere un dispositivo y una topología estable. Sin embargo, el dispositivo activo y la topología de un oscilador de resistencia negativa deben ser inestables. Esta inestabilidad se controla mediante la incorporación de un resonador para establecer las propiedades del oscilador.

##### 2.3.7.1.1 Circuito básico del oscilador de resistencia negativa

La Fig. 2.53 muestra un oscilador básico de resistencia negativa. El dispositivo es un transistor bipolar NPN MRF5812 con una  $f_T$  de aproximadamente 5 GHZ. Los transistores NPN bipolares en topología colector común son a menudo inestables a frecuencias inferiores a  $f_T$ . El dispositivo está polarizado en 11 mA desde una fuente de alimentación de tensión de -15 V. La potencia de salida se deriva desde el emisor, a través de un capacitor de acoplamiento a una resistencia de carga de 200 ohmios (puerto 2). El circuito  $L-C$  serie fuerza la oscilación a la frecuencia deseada. El puerto 1 se usa para el análisis del circuito. Este puerto se conecta a tierra para formar el oscilador.

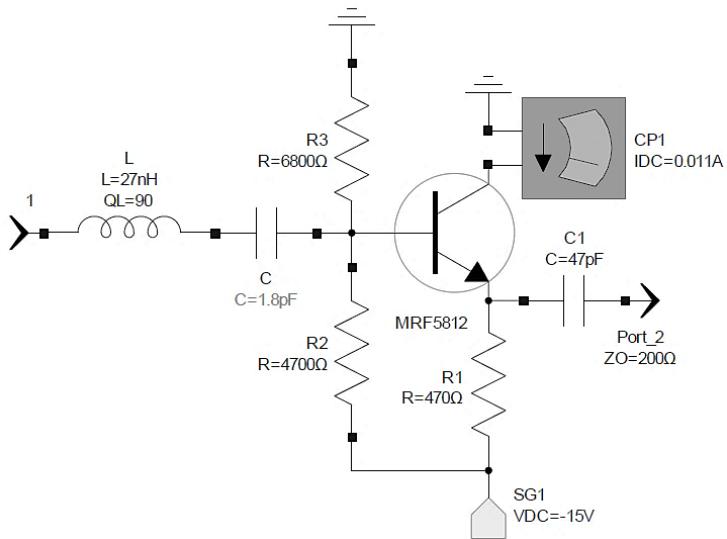


Fig. 2.53 Circuito básico del oscilador de resistencia negativa

En la Fig. 2.54 en el gráfico rectangular a la izquierda se muestra la magnitud y el ángulo del coeficiente de reflexión ( $S_{II}$ ) en el puerto 1 del circuito del oscilador de resistencia negativa de la Fig. 2.53. El coeficiente de reflexión presenta un pico de 1,46 en 1000 MHz y el ángulo de fase pasa por  $180^\circ$  en esa frecuencia. Un  $S_{II}$  mayor que 1 indica que existe una ganancia de retorno en vez de pérdida de retorno.

A la derecha, el coeficiente de reflexión se dibuja en una carta de Smith de radio unitario. Al ser  $S_{II}$  mayor que 1 queda dibujado fuera de la carta. Cualquier impedancia con componente real positiva cae adentro de la carta. Si  $S_{II}$  queda fuera de la carta de Smith, la impedancia del puerto tiene una componente de resistencia negativa. La resistencia neta de pérdida del resonador y del dispositivo activo es negativa.

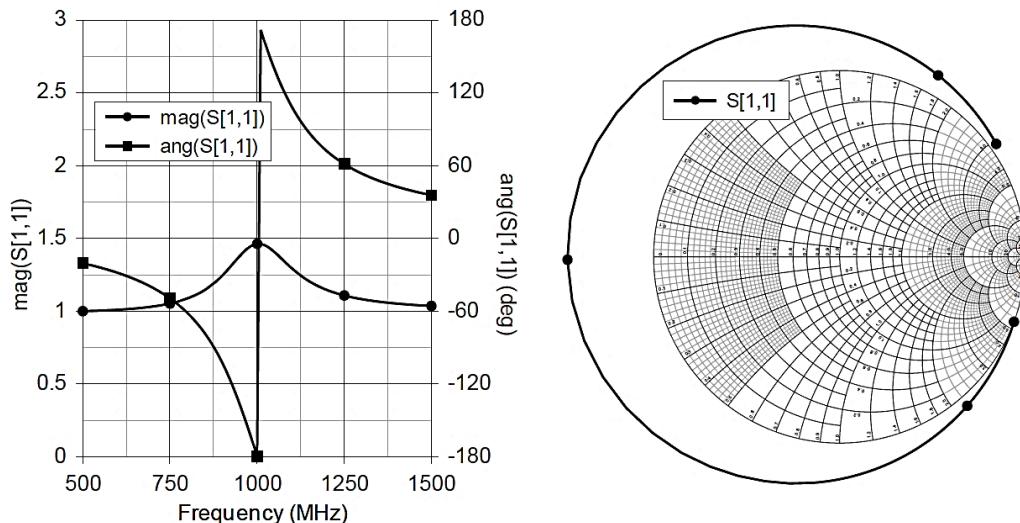


Fig. 2.54 A la izquierda, se muestran en una gráfica cartesiana la magnitud (símbolos circulares) y el ángulo (símbolos cuadrados) del coeficiente reflexión  $S_{II}$  del oscilador de resistencia negativa. A la derecha se representa a  $S_{II}$  en una carta de Smith.

### 2.3.7.1.2 Criterio de arranque del oscilador de resistencia negativa

Cuando el resonador serie se pone a masa a la izquierda, la resistencia negativa neta en el camino del resonador y dispositivo provoca el crecimiento de una señal hasta que la no linealidad del dispositivo reduce la resistencia neta del camino a 0 ohm. Las condiciones suficientes para el arranque en la frecuencia deseada son:

- 1) el ángulo de  $S_{II}$  debe ser cero o  $180^\circ$ ;

- 2) la magnitud de pequeña señal de  $S_{II}$  debe ser  $> 0$  dB a  $\phi=0^\circ$  o  $\phi=180^\circ$ .

Tal como un margen de ganancia excesivo es indeseable en una cascada de lazo abierto, una excesiva resistencia negativa tampoco es deseable debido a que su absorción requiere un elevado, nivel de señal no lineal, lo cual degrada la performance de ruido, aumenta los armónicos y puede causar modos espurios. Los valores adecuados de resistencia negativa están entre -50 y -5 ohm. La mayor magnitud de resistencia negativa se usa para un arranque rápido y una elevada potencia de salida. Cuanto más baja sea la magnitud de la resistencia negativa mejor será la estabilidad y el ruido. La razón por la cual el ángulo de  $S_{II}$  es  $0^\circ$  o  $180^\circ$  se discute en lo que sigue.

### 2.3.7.1.3 Alternativas para el análisis de las mediciones

En la Fig. 2.55 se dibuja con una línea de guiones el  $S_{II}$  de un oscilador básico de resistencia negativa con una impedancia de referencia de -50 ohmios. La normalización de la carta de Smith con una resistencia negativa hace que todas las impedancias con un componente real negativo queden en el interior de la circunferencia de radio unitario y las resistencias positivas fuera de la circunferencia. El uso de una impedancia de referencia negativa equivale matemáticamente a dibujar  $I/S_{II}$  sobre la carta de Smith. Esta medición se puede obtener con un analizador vectorial de redes intercambiando los cables de referencia.

En la Fig. 2.55 la línea de guiones de  $S_{II}$  corta el eje real a la izquierda de centro cerca de -10 ohm. Esto corresponde a un ángulo de  $S_{II}$  de  $180^\circ$ .  $S_{II}$  también está dibujada con una línea continua usando una impedancia de referencia de -5 ohm. Con esta impedancia de referencia,  $S_{II}$  cruza el eje real a la derecha del centro cerca de la circunferencia que representa dos veces la impedancia de referencia o -10 ohm. En este caso  $S_{II}$  cruza el eje real a un ángulo de  $0^\circ$ . El que el ángulo de  $S_{II}$  sea  $180^\circ$  o  $0^\circ$  depende meramente de la impedancia de referencia, y no tiene otro significado.

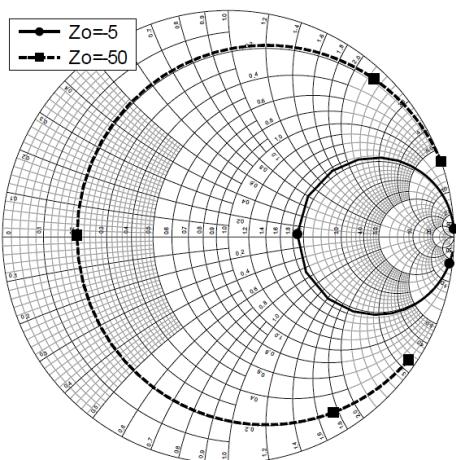


Fig. 2.55  $S_{II}$  del oscilador básico de resistencia negativa con una impedancia de referencia de -50 ohm (línea de guiones) y con una impedancia de referencia de -5 ohm (línea continua).

Otra alternativa para analizar el oscilador de resistencia negativa es la impedancia correspondiente a  $S_{II}$ , o simplemente la impedancia de entrada del puerto 1. En la Fig. 2.56 se dibujaron la parte real de la impedancia de entrada (resistencia) y la componente imaginaria (reactancia) del oscilador básico de resistencia negativa. La resonancia y la frecuencia de oscilación están indicadas por el paso de la reactancia por 0 ohm cerca de 1000 MHz. La resistencia de entrada vale -10 ohm a esta frecuencia.

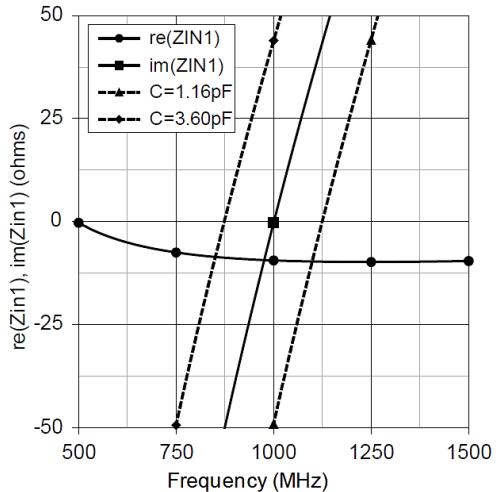


Fig. 2.56 Componente real (resistencia) de la impedancia de entrada del puerto 1 dibujada con símbolos circulares y la componente imaginaria (reactancia) dibujada con símbolos cuadrados.

Normalmente el oscilador se sintoniza ajustando el capacitor serie lo que desplaza la línea de la reactancia a la izquierda o a la derecha, decrementando o incrementando la frecuencia de resonancia. La línea de guiones de la izquierda es con el capacitor del resonador incrementado a 3,6 pF. La línea de guiones de la derecha es con el capacitor de resonador decrementado a 1,16pF. Cuando se usa un gráfico de impedancias para analizar el oscilador de resistencia negativa, el comportamiento de la magnitud de la resistencia negativa sobre el rango de sintonía deseado queda expuesto.

Observando la Fig. 2.56 es evidente que las oscilaciones no son posibles para frecuencias menores de 500 MHz porque la resistencia neta es positiva. Arriba de 625 MHz, la resistencia negativa es -5 ohm o mayor (en valor absoluto).

Normalmente, la literatura que cubre los osciladores de resistencia negativa usa el coeficiente de reflexión que está a la derecha en la Fig. 2.54 para el análisis de las mediciones. Pero debido a que la magnitud del coeficiente de reflexión está en función de la impedancia de referencia, y que la magnitud del coeficiente de reflexión posee un pequeño significado intuitivo o físico, y también la existencia de la ambigüedad  $0^\circ/180^\circ$ , la impedancia de entrada es el método más aconsejable para el análisis de los osciladores de resistencia negativa.

### 2.3.7.1.4 Selección del dispositivo para un oscilador de resistencia negativa

El método de diseño del lazo abierto de dos puertos, usa el dispositivo activo para proveer de ganancia y energía al oscilador. Un buen diseño del circuito a lazo abierto del oscilador independiza la performance del oscilador de las características del dispositivo. En cambio en el diseño del oscilador de un puerto, la selección del dispositivo es crítica por lo que un sólido diseño de un oscilador no comienza con el circuito oscilador, sino más bien con el dispositivo.

Las columnas 2 y 3 de la Tabla 2.6 muestran los valores de las componentes real e imaginaria de la impedancia de entrada de base (resistencia y reactancia) en función de la frecuencia del transistor bipolar NPN MRF5812 en topología colector común polarizado  $I_c = 11$  mA y  $V_{ce} = 9,8$  voltios. La columna 4 muestra la capacidad efectiva serie de entrada que produce la reactancia medida en cada frecuencia. Observe que aunque la medición se toma sobre un rango de frecuencia de 3 a 1 la capacidad efectiva se mantiene bastante constante. Esto sugiere que un modelo aproximado para la impedancia de entrada de este dispositivo y con esta polarización es una resistencia negativa en serie con aproximadamente 2 pF de capacidad.

Tabla 2.6 Componentes real e imaginaria de la impedancia de entrada (resistencia y reactancia) del transistor bipolar NPN MRF5812 topología CC.

f(MHz)	re[Zin]	im[Zin]	C(pF)
500	-1,2	-192,5	1,65
600	-5,5	-157,8	1,68
700	-8,0	-132,5	1,72
800	-9,6	-113,1	1,76
900	-10,6	-97,6	1,81
1000	-11,3	-84,9	1,88
1100	-11,7	-74,2	1,95
1200	-12,0	-65,0	2,04
1300	-12,2	-56,9	2,15
1400	-12,3	-49,8	2,28
1500	-12,4	-43,3	2,45

Este valor de capacidad es significativo en osciladores de resistencia negativa. Considere el esquema del oscilador de la Fig. 2.53. La capacidad del resonador serie externo es de 1,8 pF. La capacidad serie total considerando la capacidad exterior e interior es 0,92 pF. Esto se confirma por el hecho de que 0,92 pF y 27 nH resuenan a 1000 MHz. Por desgracia, esto también indica que la frecuencia de oscilación es tan dependiente del dispositivo como del resonador. Algo claramente indeseable.

El dispositivo ideal para un oscilador de resistencia negativa tiene una moderada resistencia negativa de -50 a -5 ohm plana con la frecuencia, sin reactancia o al menos baja reactancia, como es el caso para un gran valor de capacidad.

En la Fig. 2.57 se muestra a la izquierda la resistencia de entrada y a la derecha la capacidad serie efectiva de un 2N3866 colector común polarizado en  $V_{ce} = 15$  V y  $I_c = 80$  mA (símbolos circulares), un MRF901 polarizado en 8 V y 10 mA (símbolos cuadrados), y un AT41486 polarizado en 10 V y 15 mA (símbolos triangulares). No se carga el emisor simulando un acoplamiento para la salida de potencia muy flojo. Estas gráficas son generadas a partir de los datos de los parámetros  $S$  suministrados por los fabricantes.

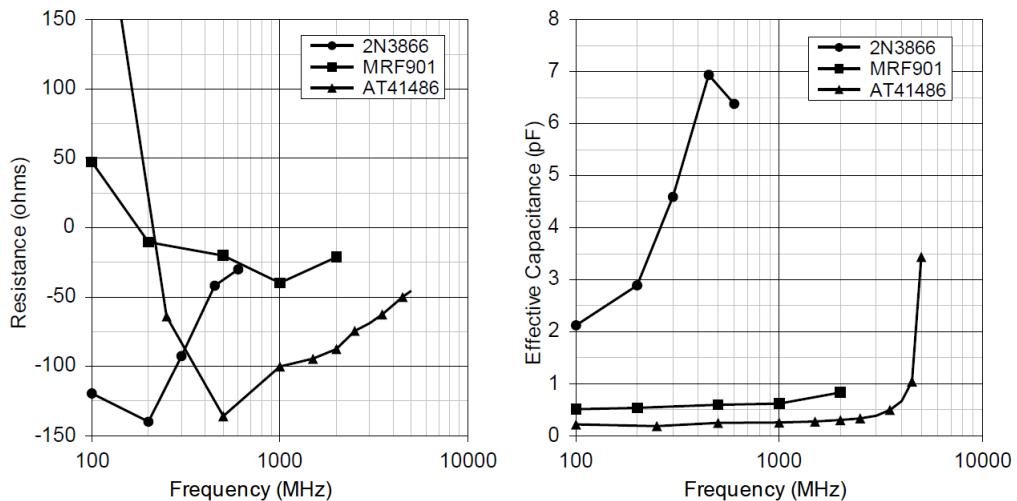


Fig. 2.57 Resistencia de entrada (izquierda) y la capacidad serie de entrada (derecha) de un 2N3866 CC (símbolos circulares), MRF901 (símbolos cuadrados), y un AT41486 (símbolos triangulares).

El 2N3866 desarrolla una resistencia negativa adecuada desde 100 MHz a 800 MHz, el MRF901 desde aproximadamente 200 MHz a 2 GHz, y el AT41486 desde aproximadamente 250 MHz a 7 GHz.

La capacidad efectiva serie, se muestra a la derecha en la Fig. 2.57, varía de 2 a 7 pF para el transistor 2N3866.

Usando un resonador serie con un capacitor muy pequeño con este transistor se puede obtener un alto grado de

aislamiento entre el dispositivo y la frecuencia de oscilación. Para frecuencias mayores, hacen falta dispositivos con  $f_T$  más elevadas tales como el MRF901 y el AT41486 para desarrollar resistencia negativa. Pero los dispositivos con  $f_T$  mayores tienen valores muy pequeños de capacidad efectiva serie. En 1000 MHz, la capacidad del transistor AT41486 es 0,25 pF. Esto hace que sea difícil, si no imposible, construir osciladores de resistencia negativa para frecuencias muy elevadas usando el circuito básico dado en la Fig. 2.53, porque el capacitor del resonador debiera ser extremadamente pequeño y el inductor extremadamente grande. Para entender la forma de mejorar el circuito básico, considere la siguiente técnica.

### 2.3.7.1.5 Técnica de Alechno

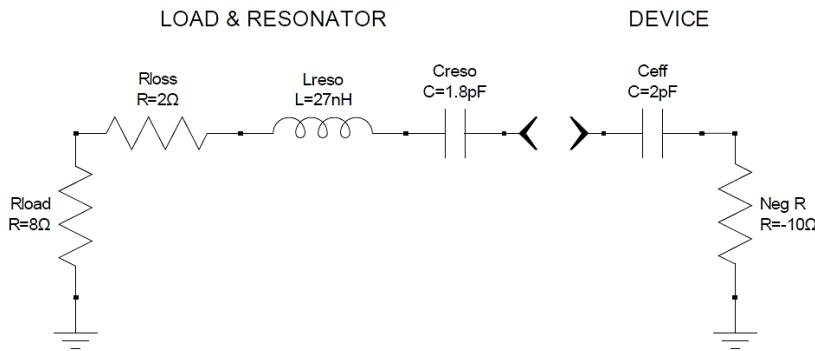


Fig. 2.58 Modelo de oscilador de resistencia negativa con la carga y el resonador de la izquierda y el dispositivo activo de la derecha.

Kurokawa fue una de los primeros aportantes en la teoría del oscilador de resistencia negativa. Hamilton reelaboró su trabajo usando una terminología más accesible [11]. En la Fig. 2.58 se muestra un modelo de un oscilador de resistencia negativa. El dispositivo se modela con una resistencia negativa en serie con una capacidad efectiva. El resonador consta de los reactores externos  $L_{reso}$  y  $C_{reso}$ , y la resistencia de pérdida  $R_{loss}$ . Los nombrados consideraron la carga en serie con el resonador, en los osciladores hechos con diodos túnel, Gunn e IMPATT, populares en su época. A veces se usó una red reactiva entre una carga de 50 ohm y el resonador con el fin de presentar una menor resistencia al resonador. En este ejemplo, la resistencia de carga presentada al resonador es 8 ohm.

La forma básica del modelo no incluía  $C_{reso}$  y el inductor resonaba directamente con  $C_{eff}$ . Desde un punto de vista de la performance, este es el peor escenario posible, con el mínimo  $Q$  ( $Q_{ext}$ ) y la frecuencia dependiendo directamente del dispositivo. El comportamiento se mejora agregando una  $C_{reso}$  con el menor valor que resulte práctico. La capacidad resonante resulta de la combinación en serie de  $C_{eff}$  y  $C_{reso}$  ( $C_{total}$ ).

Usando esta terminología, el  $Q$  cargado dado por la teoría de Kurokawa es

$$Q_L = \frac{1}{\omega_0 C_{total|R|}} \quad (54)$$

donde  $|R|$  es el valor absoluto de la resistencia negativa. Existen dificultades en extender estos conceptos para el diseño de osciladores transistorizados usando teoría lineal. Kurokawa establece que el modelo se aplica “para oscilaciones libres en estado estacionario” [12]. El modelo supone que se produce una acción no lineal que absorbe el exceso de resistencia negativa de modo que  $|R| = R_{load} + R_{loss}$ . La Ec. 54 no se aplica a la resistencia negativa encontrada por un análisis lineal de pequeña señal del circuito. Además, los osciladores de resistencia negativa modernos normalmente extraen potencia para la salida desde el emisor, surtidor, colector o drenador del dispositivo y no en serie con el resonador. En este escenario, el  $Q$  que determina el comportamiento

al ruido del circuito es igual al  $Q$  descargado del resonador. Este es un resultado muy agradable pero de dudosa aplicación.

La técnica de resistencia negativa es popular y está bien probada para el establecimiento de las condiciones de oscilación, la selección de dispositivos y la determinación de las características de sintonización de un oscilador, pero ofrece poca penetración intuitiva en como mejorar la topología de circuito o el modo de estimar el  $Q$  cargado.

Reconociendo estos dilemas, en 1999 Stanislov Alechno publicó un inteligente procedimiento para analizar con más profundidad los osciladores de resistencia negativa [13]. El manipuló el punto de referencia de tierra para convertir la topología de resistencia negativa en el circuito a lazo abierto de un oscilador.

En la parte superior izquierda de la Fig. 2.59 se muestra el esquema simplificado del circuito de un oscilador de resistencia negativa. Se incluye la resistencia que suministra potencia al emisor porque para valores bajos de esta resistencia afecta la impedancia vista en la base. Para las radiofrecuencias la fuente de alimentación tiene potencial de tierra. En la parte superior derecha, se eliminan las tierras originales igualando sus potenciales con un cable, y se pone una nueva tierra de referencia en el emisor. Se vuelve a dibujar el circuito en la parte inferior izquierda con la salida conectada a la entrada a por un cable. Abajo a la derecha se abre el lazo para crear la cascada resonador-amplificador.

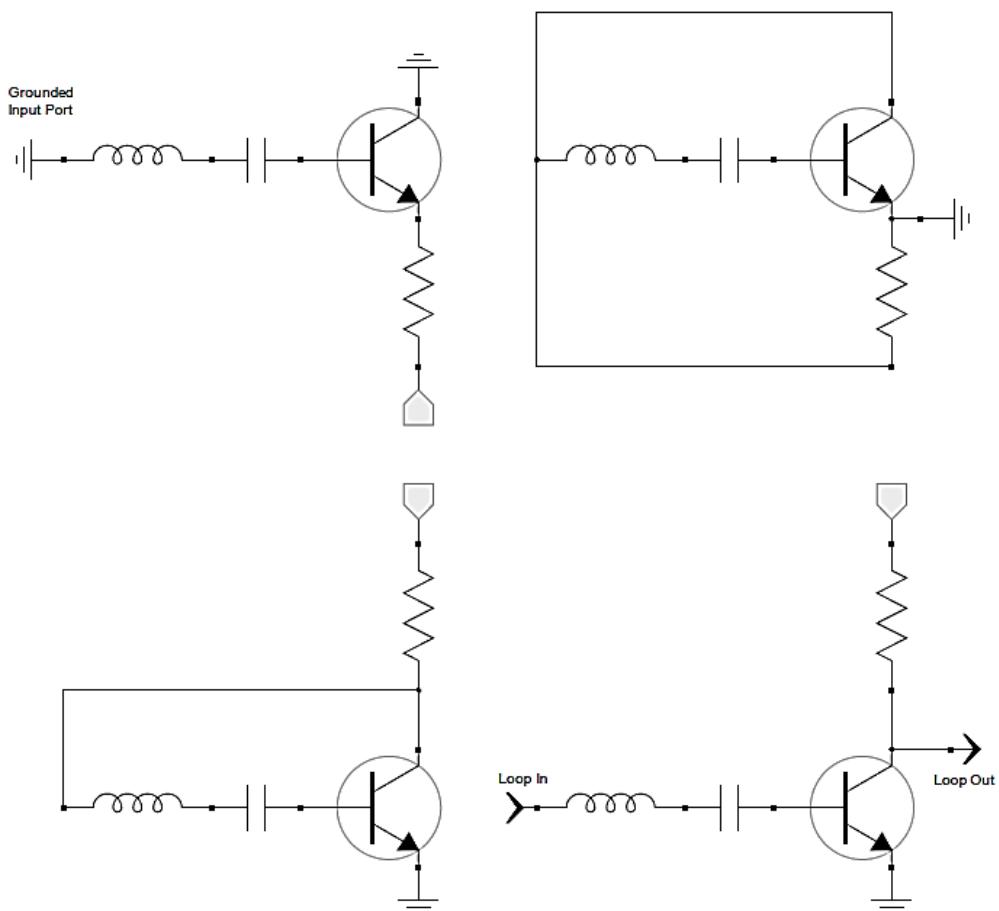


Fig. 2.59 La transformación de Alechno de un oscilador de resistencia negativa a una cascada de lazo abierto.

El oscilador de resistencia negativa se convierte en una cascada de lazo abierto moviendo la referencia de tierra y redibujando el circuito. La equivalencia no es exacta a menos que el dispositivo activo sea ideal. Por ejemplo, la frecuencia de oscilación del oscilador de resistencia negativa en la parte superior izquierda se ve afectada por la capacidad efectiva serie de entrada del dispositivo. La frecuencia de oscilación de la cascada de lazo abierto se

ve afectada por el desplazamiento de fase del dispositivo. La capacidad efectiva serie de entrada y el desfasaje de la transmisión del dispositivo no son análogos. Sin embargo, la transformación de Alechno es lo suficientemente exacta para asistir en el diseño de los osciladores de resistencia negativa.

La ventaja de la transformación de Alechno es permitir que las técnicas de medición y conocimientos disponibles del método de la cascada de lazo abierto estén disponibles para el análisis del oscilador de resistencia negativa. Por ejemplo, considere la cascada de lazo abierto en la parte inferior derecha. El amplificador ideal EC es inversor o desfase  $180^\circ$ . El desplazamiento de fase del resonador serie en resonancia es  $0^\circ$ . Por lo tanto, el desfase total no es  $0^\circ$  en resonancia y el circuito de la cascada no es un buen candidato a oscilador con un dispositivo ideal. La frecuencia de funcionamiento debe ser lo suficientemente alta de modo que el retardo de fase del dispositivo sea tal que lo vuelva casi no inversor. Esta es la razón de que la resistencia de entrada representada en la Fig. 2.57 de los dispositivos con elevada  $f_T$  no es negativa por debajo de una cierta frecuencia y de que el circuito no podría oscilar por debajo de esta frecuencia límite.

Un conocimiento extra producido por la transformación a un circuito de lazo abierto es que debido a que la parte real de la impedancia de entrada y salida serie de los dispositivos bipolares EC es moderada, esta alta resistencia de carga exige que la reactancia serie del inductor del resonador sea muy grande para obtener un  $Q$  cargado razonable. Se puede afirmar que el  $Q$  cargado del oscilador básico de resistencia negativa es normalmente pobre.

### 2.3.7.1.6 Mejorando el oscilador de resistencia negativa

El conocimiento que se obtiene observando la cascada del circuito a lazo abierto permite considerar posibles soluciones a los problemas de performance del oscilador básico de resistencia negativa. La Fig. 2.60 muestra una cascada de lazo abierto similar al circuito transformado del oscilador de resistencia negativa de la parte inferior derecha de la Fig. 2.59. Al mismo se la ha agregado la polarización y el acoplamiento de salida.

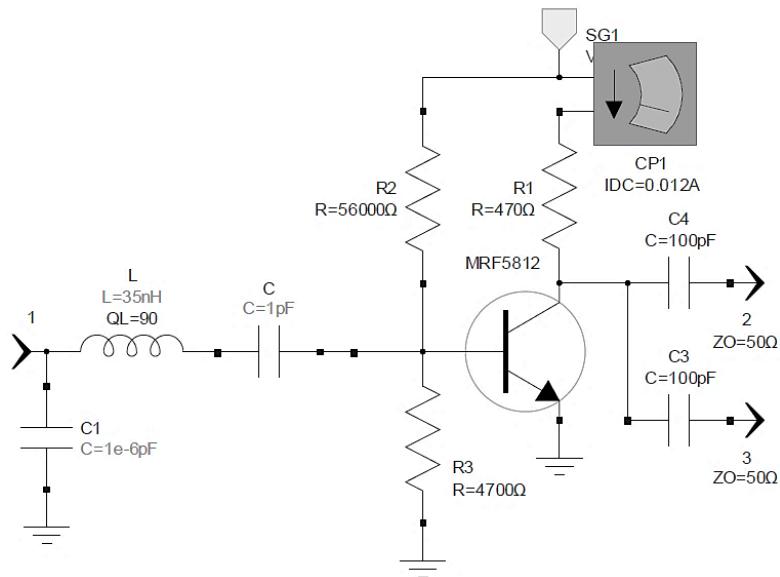


Fig. 2.60 Circuito a lazo abierto de un posible oscilador derivado por la transformación de Alechno.

En la Fig. 2.61 se muestran con líneas continuas la magnitud y el ángulo del parámetro  $S_{21}$ , y el  $Q$  cargado del circuito a lazo abierto. Observe que la respuesta de fase de la cascada no es apropiada ya que la máxima pendiente sucede en  $60^\circ$ , alejada de  $\phi_0$ . Además a esta frecuencia el dispositivo es demasiado ideal produciendo un desfasaje muy próximo a  $180^\circ$ . En  $\phi_0$  el margen de ganancia es pequeño, aproximadamente 0,7 dB. Debido a  $\phi_0$  no sucede con la máxima pendiente de la fase, el  $Q$  cargado es de 1,7, muy inferior al  $Q$  cargado disponible de

6.0. Estas características no óptimas de este circuito no resultan evidentes de un análisis de la resistencia negativa.

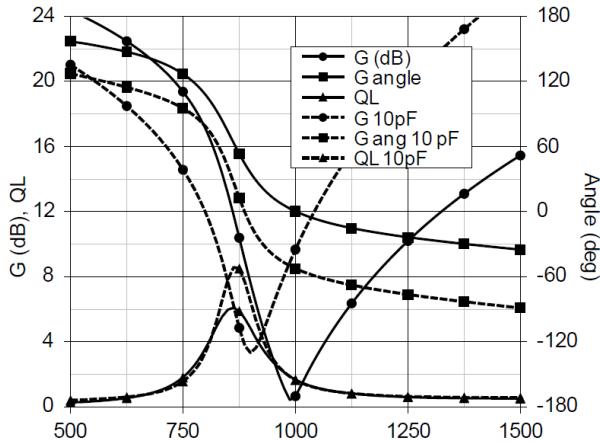


Fig. 2.61 Respuestas del circuito de lazo abierto con la topología inicial de la transformada de Alechno (líneas continuas) y con una capacidad de 10 pF en paralelo a la entrada (línea de guiones).

Para alinear  $\phi_0$  con la máxima pendiente de la fase, es necesario provocar un desfasaje extra en la cascada. Hay que agregar un capacitor en paralelo con la entrada para que la fase retarde en aproximadamente  $50^\circ$ . Para esto, el capacitor  $C_1$  de la Fig. 2.60 se aumenta desde un valor inicial cero a 10 pF. Las respuestas resultantes se muestran en líneas de guiones en la Fig. 2.61. Observe que  $\phi_0$  se desplaza hacia una frecuencia menor de aproximadamente 890 MHz, pero se produce mucho más cerca de la máxima pendiente de la fase. El desplazamiento hacia abajo de la frecuencia es una indicación de que la capacidad efectiva de entrada del dispositivo de resistencia negativa se ha incrementado. Este es una consecuencia beneficiosa por el agregado de la capacidad  $C_1$ . Además, el  $Q$  cargado aumentó a 7,7 y el margen de ganancia aumentó a 3,8 dB.

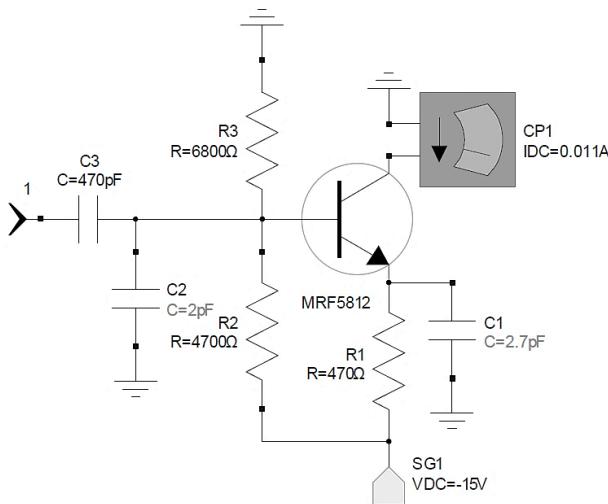


Fig. 2.62 Dispositivo polarizado para ser usado con un oscilador de resistencia negativa con capacitor de acoplamiento de emisor  $C_1$  y capacitor de acoplamiento de base  $C_2$ .

El capacitor  $C_1$  es fundamental para mejorar el rendimiento de oscilador de resistencia negativa. Cuando la cascada de lazo abierto se transforma de nuevo en la topología de resistencia negativa, el capacitor  $C_1$  se conecta desde el emisor a tierra. El dual de un resonador paralelo con acoplamientos capacitivos series, Fig. 2.48, es un resonador serie acoplado con capacitores en derivación. En la Fig. 2.62, un capacitor adicional  $C_2$  a tierra construye este resonador dual. Cuando la cascada de lazo abierto se transforma de nuevo en la topología de resistencia negativa, el capacitor  $C_2$  se conecta desde la base del transistor a tierra. Esta mejora del oscilador de resistencia negativa por el agregado de estos dos capacitores se considera en la próxima sección.

### 2.3.7.1.7 Capacitores de acoplamiento del oscilador de resistencia negativa

Considere el circuito de resistencia negativa para ensayo de Fig. 2.62, al mismo se le ha añadido el capacitor de acoplamiento de emisor  $C_1$  y el capacitor de acoplamiento de base  $C_2$ . El resonador fue retirado y se evalúan las características de banda ancha del circuito en función de los valores de los capacitores de acoplamiento. El dispositivo activo queda caracterizado más por el modelo que por los parámetros  $S$ . El capacitor  $C_3$  impide que la componente de CC de la polarización se aplique a lo 50 ohm de la impedancia de fuente del simulador. Después se agregará una resistencia de carga.

En la Fig. 2.63 se muestran la resistencia negativa de entrada y la capacidad efectiva serie de entrada de 500 a 1500 MHz del circuito de prueba de la Fig. 2.62. Sin agregar la capacidad de acoplamiento se muestran en líneas continuas. El valor negativo de la resistencia es de aproximadamente 9 ohm a 500 MHz y se estabiliza cerca 20 ohm por encima de 750 MHz. La capacidad de entrada efectiva serie aumenta lentamente desde 1,7 pF a 500 MHz a 2,2 pF a 1500 MHz. Las líneas punto-guion se corresponden con el agregado de una capacidad de acoplamiento de emisor de 2,7 pF, sin capacidad de acoplamiento de base. La resistencia negativa aumenta. La resistencia negativa no queda tan plana con la frecuencia y es un tanto excesiva a baja frecuencia. Si se usa este circuito con un resonador para sintonizar el oscilador en produciría, produciría en la zona de baja frecuencia una mayor potencia de salida y por ende armónicos excesivos.

Sin embargo, la capacidad efectiva serie de entrada aumenta substancialmente, especialmente en las frecuencias más elevadas. Muchos autores consideran el efecto de  $C_1$  como crítico en el diseño de los osciladores de resistencia negativa.

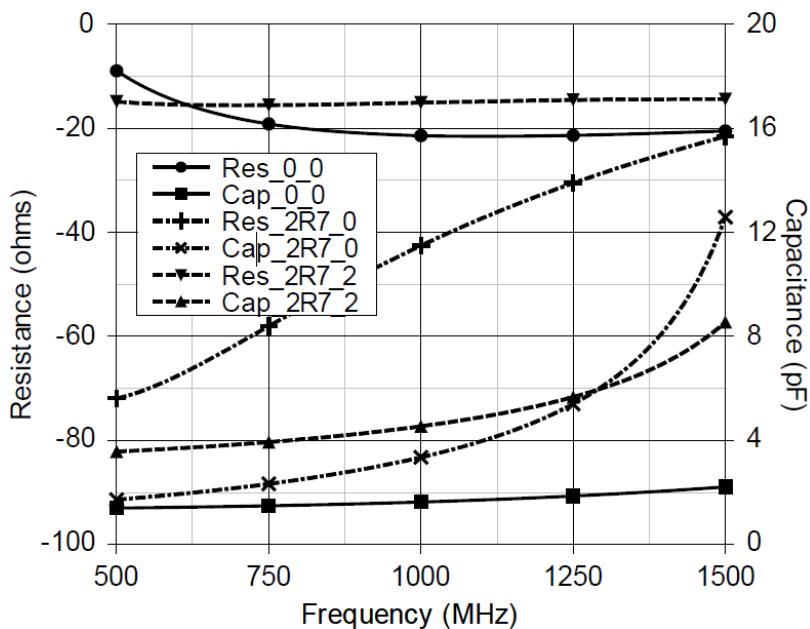


Fig. 2.63 Resistencia negativa y capacidad efectiva serie de entrada con varios valores de  $C_1$  y  $C_2$  correspondiente al circuito de prueba de la Fig. 2.62.

Con menos frecuencia se menciona el efecto del capacitor de base  $C_2$  en los circuitos de osciladores de resistencia negativa, aunque es igualmente útil. Las líneas de guiones de la Fig. 2.63 son para  $C_1$  igual a 2,7 pF y  $C_2$  igual a 2 pF. El comportamiento de la resistencia negativa es plano con la frecuencia, aproximadamente de 15 ohm. La capacidad efectiva serie de entrada aumenta a un valor mínimo de 3,6 pF, más del doble de la capacidad sin capacitores de acoplamiento.  $C_1$  incrementa el valor absoluto de resistencia negativa, particularmente a las

frecuencias más bajas.  $C_2$  disminuye el valor absoluto de la resistencia negativa y aplana la curva con la frecuencia. Es interesante su uso conjunto cuando se usan dispositivos con una  $f_T$  alta en relación a la frecuencia de operación.

### 2.3.7.1.8 Resumen oscilador de resistencia negativa

Los osciladores de resistencia negativa diseñados con dispositivos en configuración colector común y drenador común se encuentran entre los osciladores más simples controlados por tensión (VCO) en las bandas de UHF y microondas. Se puede obtener hasta una octava en el ancho de banda de sintonización. El  $Q$  cargado tiende a ser bastante pobre por lo que la estabilidad y el ruido de fase son moderados. Para obtener un diseño exitoso hay que seguir las siguientes reglas.

- 1) Comience el diseño sin un resonador, evaluando los dispositivos para una respuesta plana de la resistencia negativa y una alta capacidad efectiva serie de entrada. Los dispositivos con una  $f_T$  de 1 a 3 veces más alta que la frecuencia de operación funcionarán bien. No use dispositivos con muy alta  $f_T$  ni tampoco para la máxima resistencia negativa.
- 2) Optimice los valores de  $C_1$  y  $C_2$ .  $C_2$ , puede no ser necesaria para dispositivos con una moderada  $f_T$ .
- 3) Utilice un resonador con un valor de  $L$  tan alto y un valor de  $C$  tan bajo como en la práctica sea posible para los componentes dados y los componentes parásitos del PWB.
- 4) Cuando se calcula la frecuencia del oscilador, la capacidad efectiva serie de entrada queda en serie con la capacidad del resonador. Los simuladores tienen esto en cuenta automáticamente vía el modelo del dispositivo.

### 2.3.7.2 Osciladores de conductancia negativa

Al igual que con el oscilador de resistencia negativa, el diseño de osciladores de conductancia negativa comienza con la selección de un dispositivo y topología que sea inestable. Esta inestabilidad se controla agregando un resonador para controlar la oscilación. Para el oscilador de resistencia negativa el resonador debe ser un circuito sintonizado serie, mientras que para el oscilador de conductancia negativa el resonador es un circuito paralelo.

### 2.3.7.2.1 Circuito básico del oscilador de conductancia negativa

Los circuitos emisor común y surtidor común son más estables que las otras topologías. Los circuitos de colector común y de drenador común son los utilizados para osciladores de resistencia negativa. Las topologías base común y puerta común se emplean para osciladores de conductancia negativa. La Fig. 2.64 muestra un circuito básico de un oscilador de conductancia negativa. El dispositivo es un MRF5812 polarizado en 6 V  $V_{ce}$  y 11 mA  $I_e$ . En este circuito, el resonador paralelo y el puerto de prueba están conectados al emisor. Para formar el oscilador, se elimina el puerto de prueba. La potencia de salida se toma del colector.

La conductancia de entrada,  $G$ , y la susceptancia,  $B$ , se grafican en la Fig. 2.65. La conductancia vale -0.024 mho a 1000 MHz donde la susceptancia vale 0 mho. Para analizar los osciladores de conductancia negativa se usa el coeficiente de reflexión, o la admitancia de entrada representados en una carta de Smith normalizada a una conductancia negativa dada o la conductancia y susceptancia de entrada trazadas en un gráfico rectangular.

Como en el caso del oscilador de resistencia negativa, la representación de G y B en coordenadas rectangulares ofrece una forma directa y sencilla para el análisis.

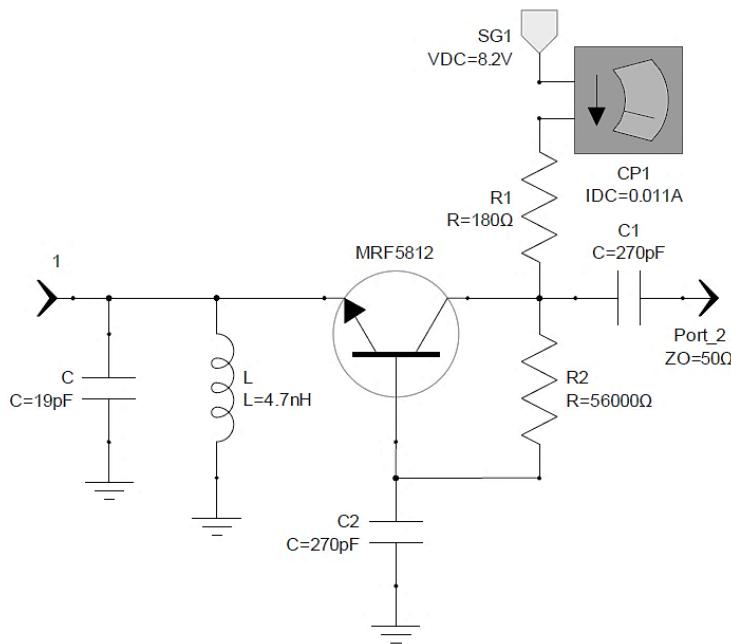


Fig. 2.64 Circuito básico del oscilador de conductancia negativa que usa un MRF5812.

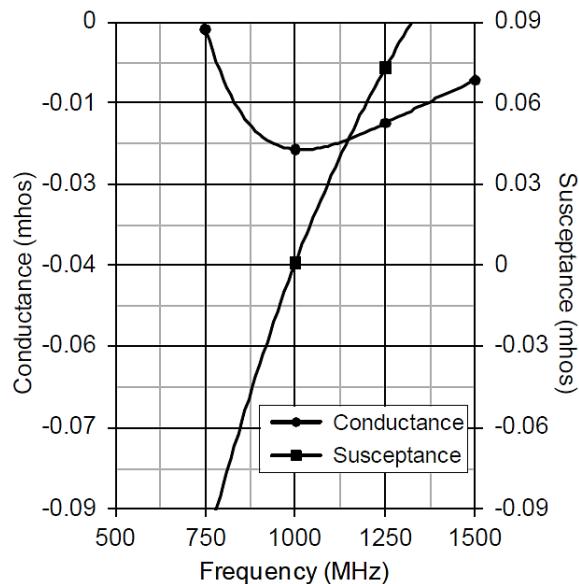


Fig. 2.65 Conductancia y susceptancia de entrada del oscilador de conductancia negativa.

### 2.3.7.2.2 Condiciones de arranque para el oscilador de conductancia negativa

Cuando se quita el puerto de prueba a través del resonador paralelo, la conductancia negativa de la admitancia provoca el crecimiento de la señal hasta que la no linealidad del dispositivo reduce la conductancia del nodo a 0 mho. La señal se construye a la frecuencia donde la susceptancia es cero mho. Las condiciones suficientes de inicio son:

- 1) la oscilación se produce en la frecuencia en la que  $B$  es cero;

2)  $G < 0$ .

Así como una excesiva resistencia negativa es indeseable en los osciladores de resistencia negativa, una conductancia negativa excesiva es indeseable porque degrada la performance de ruido, aumenta el nivel de los armónicos, y puede originar modos espurios de oscilación. Los valores aconsejables de conductancia negativa van desde -0,02 a -0,2 mho. Las magnitudes más altas de conductancia negativa se usan para un rápido arranque y para una alta potencia de salida. Las magnitudes más bajas de la conductancia negativa ofrecen una mejor estabilidad y una mejor performance de ruido.

### 2.3.7.2.3 Selección y mejoramiento del dispositivo de conductancia negativa

El comportamiento del oscilador de conductancia negativa depende fuertemente de las características del dispositivo, por lo que la selección del dispositivo es crítica. El diseño debiera comenzar con un circuito de prueba, como el de la Fig. 2.64, sin el resonador. Aquí se usa el dispositivo MRF5812 con la corriente de colector aumentada a 21 mA.

El análisis de Alechno del oscilador de conductancia negativa básico revela que un inductor en serie con la base conectado a tierra,  $L_1$ , y una inductancia en serie con el emisor,  $L_2$ , mejoran la característica de fase y aumenta el Q cargado.

Un modelo del dispositivo activo de un oscilador de conductancia negativa se compone de una conductancia negativa en paralelo con una inductancia efectiva paralela de entrada. En la Fig. 2.66 se dibujan la conductancia negativa y la inductancia efectivas paralelas de entrada del circuito de prueba para tres conjuntos de valores de  $L_1$  y  $L_2$ .

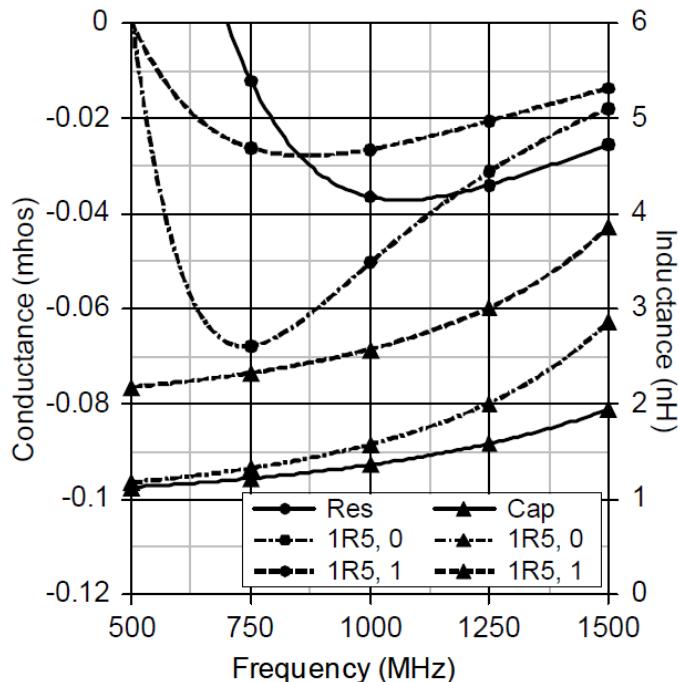


Fig. 2.66 Conductancia negativa e inductancia efectiva paralela de entrada para diversos valores de  $L_1$  y  $L_2$ , correspondientes al circuito de prueba de la Fig. 2.64.

Con la inductancia de  $L_1$  y  $L_2$  igual a cero (líneas continuas), la conductancia de entrada se vuelve negativa por encima de los 700 MHz aproximadamente. A los 1000 MHz, la inductancia efectiva paralela de entrada es de 1,36 nH. Con  $L_1$  igual a 1,5 nH y  $L_2$  igual a cero (líneas de puntos y guiones), la magnitud de la conductancia

negativa se incrementa significativamente y la inductancia efectiva en derivación aumenta a 1,6 nH en 1000 MHz. Por último, con una  $L_2$  de 1 nH (líneas de guiones), la conductancia se aplana entre -0,02 a -0,028 mhos aproximadamente, y la inductancia efectiva paralela queda en 2,6 nH a 1000 MHz.

El agregado de  $L_1$  y  $L_2$  es importante porque moderan y apllanan la conductancia negativa y porque aumentan la inductancia efectiva paralela de entrada. El primero da lugar a un nivel adecuado de no linealidad con respuesta plana de la potencia de salida en función de la frecuencia cuando se lo sintoniza.

El segundo es importante porque independiza la frecuencia de oscilación de las características del dispositivo activo. Debido a que la entrada de emisor de un circuito típico de conductancia negativa es inductiva, parecería que para disponer de un buen oscilador bastaría con poner un capacitor en paralelo para completar el resonador. Sin embargo, con esta solución la frecuencia de oscilación dependería directamente de la inductancia generada por el dispositivo activo, y por ende del cambio de dispositivo, variaciones en la polarización y perturbaciones de ruido generadas por el dispositivo activo. Para mitigar este problema, normalmente se agrega una inductancia externa en derivación al emisor. Para que sea eficaz, este inductor debería ser menor que la inductancia efectiva del dispositivo. Generalmente la inductancia del dispositivo es extremadamente pequeña, por lo que el aumento de esta inductancia efectiva paralelo causada por  $L_1$  y  $L_2$  es beneficioso.

#### 2.3.7.2.4 Distinción entre resistencia negativa y conductancia negativa

Como se dijo anteriormente, la distinción entre osciladores de resistencia negativa y osciladores de conductancia negativa no es meramente semántica. Un dispositivo que desarrolle resistencia negativa debe utilizar un resonador serie para formar un oscilador y un dispositivo que desarrolle conductancia negativa debe emplear un resonador paralelo. Las topologías de colector común y de drenador común generan resistencia negativa y las topologías base común y puerta común generan conductancia negativa. ¿Cómo se confirma y cómo se determina para otros dispositivos?

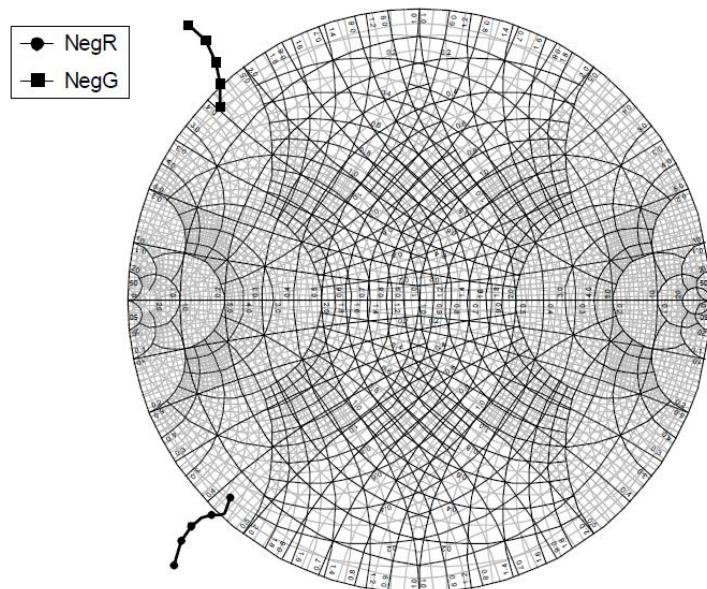


Fig. 2.67 Coeficiente de reflexión de entrada versus el nivel de la señal de prueba para un dispositivo con resistencia negativa (símbolos circulares) y conductancia negativa (símbolos cuadrados).

Cuando la resistencia o conductancia es negativa a un nivel bajo de señal, el lugar geométrico de los puntos trazados en una carta de Smith de radio unitario, salen fuera de la circunferencia de la carta. Como sucede cuando la señal de oscilación aumenta, si el nivel de la señal de prueba se incrementa, la no linealidad del

dispositivo hace que el lugar geométrico de los puntos se acerque a la circunferencia de la carta. Cuando el nivel de la señal de prueba es igual al nivel del estado estacionario en el oscilador, la traza del coeficiente de reflexión toca la circunferencia. A medida que el nivel de la señal de prueba aumenta, la parte real de la impedancia o admitancia de entrada se hace positiva y la traza penetra en el interior de la circunferencia. Como ejemplo, en la Fig. 2.67 se muestran unos conjuntos de puntos para ambos casos, en función de la potencia de entrada, sobre las cartas de impedancia y admitancia de Smith superpuestas.

Si el circuito desarrolla resistencia negativa, el lugar geométrico de los puntos al aumentar el nivel de la señal de prueba sigue aproximadamente un arco de reactancia constante como se muestra con símbolos circulares para una topología de resistencia negativa. Si la topología desarrolla conductancia negativa, el lugar geométrico de puntos al aumentar el nivel de la señal de prueba sigue aproximadamente arcos de susceptancia constante como se muestra con símbolos cuadrados para una topología de conductancia negativa. Estas pruebas se pueden realizar con un simulador en una computadora o con un analizador de redes vectorial.

### 2.3.8 Análisis de osciladores existentes

Hasta el momento, se ha considerado el diseño del oscilador desde el punto de vista de la síntesis. Sin embargo, cuando el problema es corregir un diseño existente que no arranca o no cumple con las especificaciones, los pasos siguientes pueden ser útiles. El primer paso es definir una técnica adecuada de análisis. El diagrama de flujo de la Fig. 2.68 es una lista básica para resolución de problemas y procedimientos de optimización de la performance.

Una característica de los osciladores que requieren el análisis de un puerto es que al intentar abrir el lazo para intentar crear dos puertos quedan sin un camino para la señal entre los mismos. Por ejemplo, si el circuito oscilador de resistencia negativa de la Fig. 2.53 se abre en la base, el puerto derecho conecta a la entrada del transistor y el puerto izquierdo conecta con el resonador serie a tierra. No hay una ninguna ruta para la señal entre estos dos puertos y el circuito debe ser analizado como un oscilador de un puerto, o transformado mediante la técnica de Alechno.

Si el análisis es por un puerto, el siguiente paso es determinar si la topología corresponde a resistencia negativa o a conductancia negativa. Los dispositivos en configuración colector común y drenador común desarrollan resistencia negativa y los dispositivos en configuración base común y puerta común desarrollan conductancia negativa. Esto se puede confirmar mediante la prueba descrita en la Sección 2.3.7.2.4. El resonador de un oscilador de resistencia negativa debe ser en modo de serie y el resonador de un oscilador de conductancia negativa debe ser en modo paralelo.

El paso siguiente consiste en la eliminación del resonador y el examen de las características de entrada del dispositivo. Los capacitores de acoplamiento del oscilador de resistencia negativa se ajustan utilizando las técnicas descritas en la Sección 2.3.7.1.7. Los inductores de acoplamiento del oscilador de conductancia negativa se ajustan con las técnicas descritas en la Sección 2.3.7.2.3. Se devuelve el resonador al circuito y se evalúan las características de sintonía. Si con el software de simulación el diseño es exitoso, pero el circuito físico no funciona correctamente, estos pasos se deben repetir los pasos usando un analizador vectorial de redes. Si se necesita una caracterización extra, tal como la determinación del *Q* cargado, se debe emplear la técnica de Alechno tal como se describe en la Sección 2.3.7.1.5.

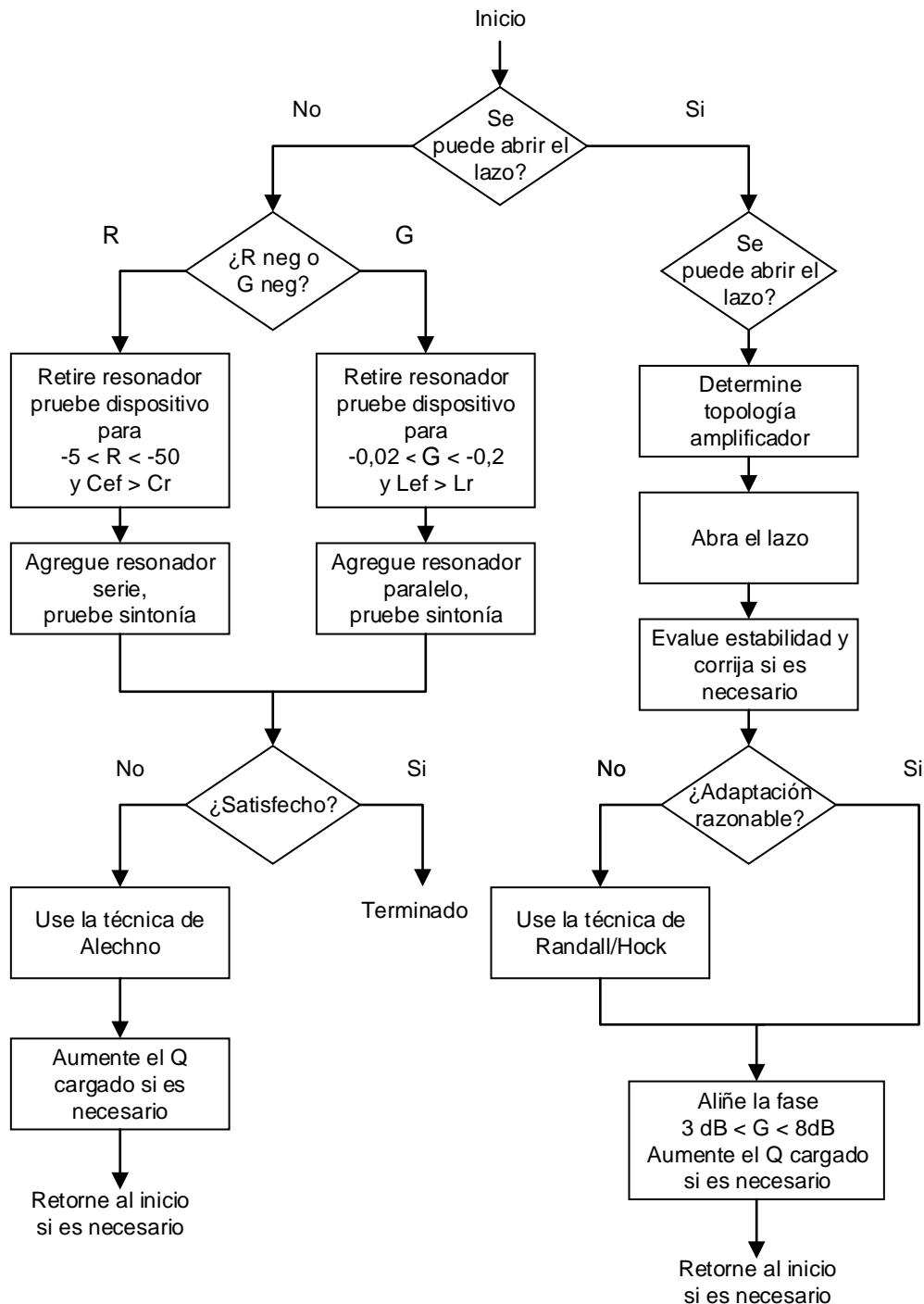


Fig. 2.68 Diagrama de flujo con los procedimientos para analizar un oscilador existente.

Si el lazo se puede abrir este es el método de análisis preferido. Por ejemplo, la topología Colpitts podría ser analizada por cualquier método, un puerto o dos puertos. Es preferible el método de dos puertos con lazo abierto ya que aporta un conocimiento mejor de las posibles medidas correctivas y provee una caracterización del *Q* cargado.

Con el método de lazo abierto, el primer paso es determinar el mejor lugar del circuito para abrir el lazo. El lazo no se debe abrir dentro del resonador. Si bien la técnica de Randall/Hock permite matemáticamente esto, no tiene sentido hacerlo. Para facilitar la elección del punto de ruptura, se debe determinar la topología del amplificador. Esto se determina observando que terminal del dispositivo está puesto a tierra. Parece algo obvio, sin embargo el camino a tierra puede tener alguna resistencia.

A continuación, se analiza la estabilidad del dispositivo. La realimentación resistiva agregada a los amplificadores emisor común, no solo mejora la estabilidad, sino también la sensibilidad al dispositivo, a la alimentación y a la variación de la temperatura. Una resistencia en serie con la base puede ser necesaria para estabilizar las topologías CC, DC, BC, y PC.

El mejor lugar para abrir el lazo de una configuración colector común o drenador común, es el emisor o el surtidor. El puerto de emisor se convierte en la salida del lazo y la dirección opuesta es la entrada del lazo. Esta es una buena opción porque la salida del emisor de un amplificador colector común es relativamente baja y puede estar cerca de los 50 ohm. El mejor lugar para abrir el lazo de un dispositivo base común o puerta común es también el emisor o el surtidor. El puerto de emisor se convierte en la entrada del lazo y la dirección opuesta es la salida del lazo. La impedancia de entrada de emisor de un amplificador de base común es relativamente baja y puede estar cerca de 50 ohm.

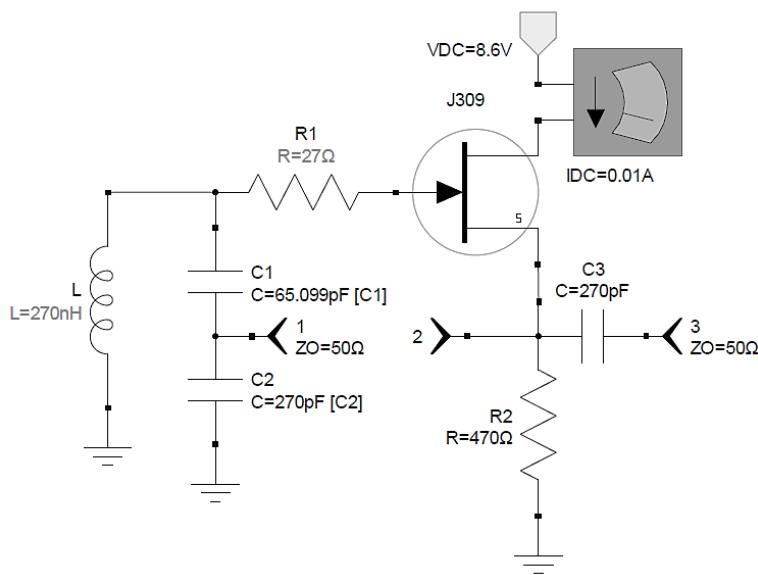


Fig. 2.69 Oscilador Colpitts, con JFET de 40 MHz. Antes de optimizar.

Si la impedancia de entrada o de salida está cerca de 50 ohmios, se puede confirmar el diseño con un analizador de redes vectorial. Cuando la impedancia de un puerto del lazo abierto de la cascada está cerca de 50 ohmios, el objetivo de la optimización del lazo abierto pude ser ajustar el acoplamiento del resonador para adaptar el otro puerto a 50 ohm. Si por esta acción el margen de ganancia resulta excesivo, puede ser mejor abandonar el intento y dar preferencia a buscar un Q cargado alto con un moderado margen de ganancia. Si ningún punto de ruptura del lazo presenta una impedancia cercana a los 50 ohm, se ajusta la impedancia de referencia del simulador para mejorar la adaptación. Si los parámetros  $S$  de entrada y salida no son mejores que -10 dB, o si el margen de ganancia es bajo, se usa la técnica de Randall/Hock como se describe en la Sección 2.3.2.1.5. Desafortunadamente, en este caso, la confirmación del diseño con un analizador de redes vectorial es menos directa.

### 2.3.9 Optimización del diseño

La Fig. 2.69 muestra un oscilador Colpitts de 40 MHz hecho un transistor JFET J309. Para realizar el análisis, el lazo se abre entre el surtidor del JFET y la derivación capacitiva. La potencia de salida se entrega a una carga de 50 ohmios se toma a través un capacitor de 270 pF en el puerto 3. La caída de tensión sobre la resistencia  $R_2$  de surtidor reduce la corriente de drenador a 10 mA, muy por debajo de la  $I_{dss}$  del dispositivo. La resistencia  $R_1$  se

usa para estabilizar el amplificador JFET en configuración drenador común. Se selecciona un inductor de 270 nH y una relación de  $C_2$  a  $C_1$  de 4.  $C_1$  se sintoniza para establecer  $\phi_0$  en 40 MHz. ¿Cuál es la calidad de este diseño? ¿Son óptimos los valores de los componentes?

Las líneas continuas en la Fig. 2.70 son las respuestas del oscilador Colpitts sin optimizar. La salida  $S_{22}$  es de aproximadamente -11,4 dB pero  $S_{11}$  vale sólo -5,1 dB por lo que se calcula la ganancia real aplicando la técnica de Randall/Hock para el lazo abierto. La máxima pendiente de la fase (símbolos cuadrados) no está alineada con exactitud con  $\phi_0$  y el  $Q$  cargado (símbolos triangulares) apenas llega a 8,5. El margen de ganancia (símbolos circulares) es apropiado y vale 6,3 dB.

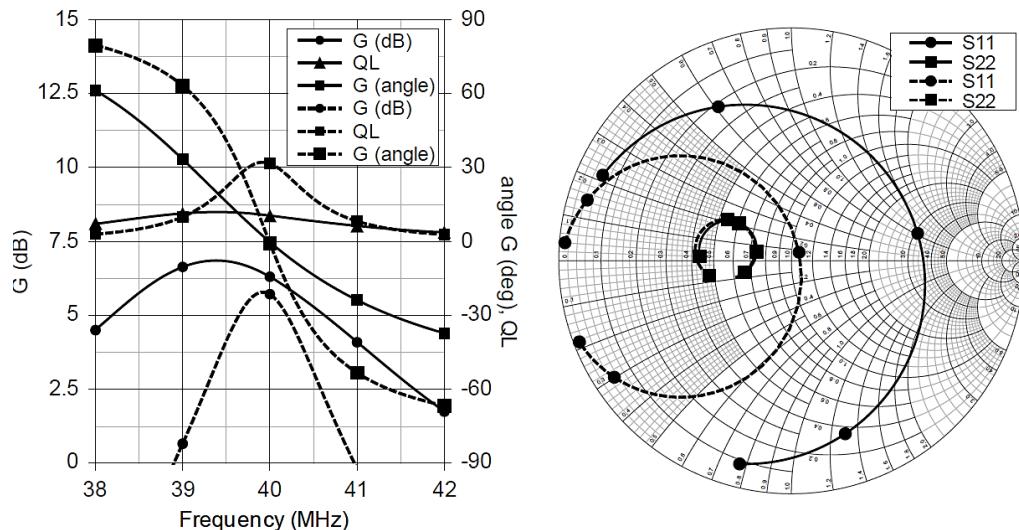


Fig. 2.70 Ganancia Randall/Hock de lazo abierto,  $G$ , y  $Q$  cargado a la izquierda y  $S_{11}$  y  $S_{22}$  a la derecha. Antes de optimizar el oscilador Colpitts en línea continua y después de optimizar en línea de guiones.

El inductor y los capacitores del resonador, y la resistencia de la base para la estabilización se han optimizado usando el simulador lineal de circuitos de GENESYS, buscando mejorar las características de lazo abierto del oscilador. Los objetivos de la optimización fueron que a 40 MHz,  $G$  sea igual a 6 dB para un ángulo de 0°, el  $Q$  cargado de  $G$  sea 30,  $S_{11}$  sea menor que -16 dB, y  $S_{22}$  menor que -16 dB.

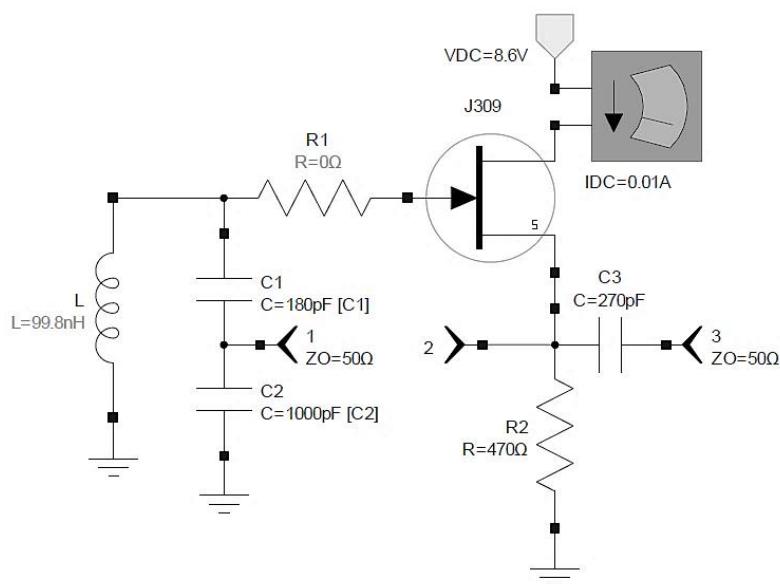


Fig. 2.71 Oscilador Colpitts con JFET de 40 MHz, con valores de componentes optimizados.

Las respuestas después de la optimización, con los valores de los componentes elegidos de los valores estándar más cercanos, y ajustando el inductor resonador para localizar a en 40 MHz, se muestran en la Fig. 2.70 en línea de guiones.

Al optimizar  $G$  la optimización de  $S_{11}$  y  $S_{22}$  ya no es necesaria, y simplifica la confirmación del diseño con un analizador de redes vectorial. La máxima pendiente de fase está alineada con  $\phi_0$  y el  $Q$  cargado se mejoró al valor deseado de 30, en gran parte por la disminución del valor del inductor del resonador.  $S_{11}$  no cambió significativamente debido a que los parámetros optimizados solo pueden influir en ella sólo a través de las características de transmisión inversa del JFET.  $S_{22}$  mejoró significativamente, en gran medida por el aumento de la relación de  $C_2$  a  $C_1$ . La resistencia de puerta  $R_1$  para la estabilización se optimizó a 0 ohm por lo que puede ser quitada del circuito. Los valores optimizados se muestran en la Fig. 2.71. Los JFET J308, J309, J310 son únicos en que no necesitan la estabilización, a diferencia de otros JFET y GaAsJFET. Estos JFET son excelentes para osciladores de media potencia y mezcladores hasta UHF.

### 2.3.10 Análisis estadístico

En esta sección se aplica el análisis estadístico para investigar las características de un oscilador de resistencia negativa simple con y sin capacitores de acoplamiento. La Fig. 2.72 se muestra el esquema del circuito para ser evaluado.

Los parámetros del transistor bipolar de microondas NPN AT41486 incorporados a GENESYS coinciden con los parámetros medidos por Avago Technologies. Esto se hace de manera que los parámetros del transistor se pueden variar para simular las tolerancias de dispositivo a dispositivo. Otros parámetros del circuito también son variados. Los parámetros del dispositivo y del circuito usados en el análisis estadístico se listan en la Tabla 2.7. Se ha supuesto una distribución uniforme de los componentes en el intervalo de la tolerancia especificada.

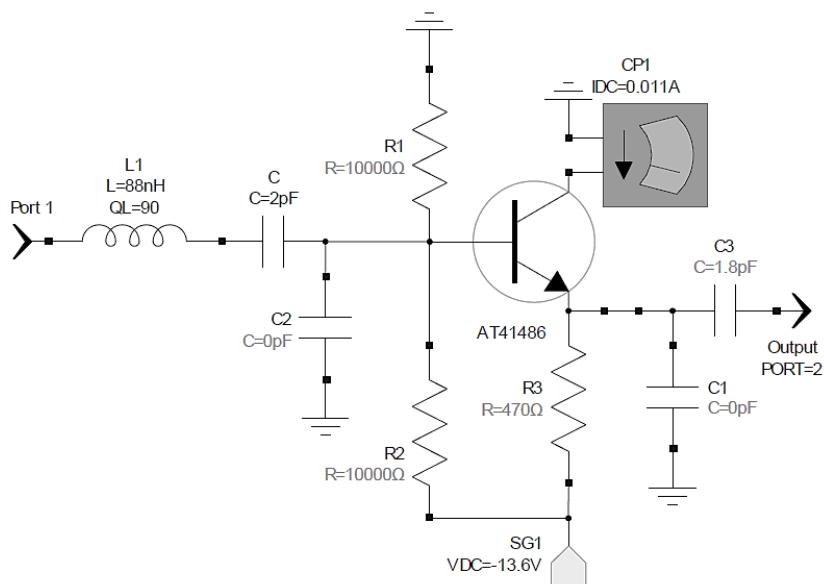


Fig. 2.72 Oscilador de resistencia negativa de 1000 MHz usado para ilustrar el análisis estadístico.

Los primeros siete parámetros indicados en la Tabla 2.7 son del dispositivo. Se han seleccionado los parámetros críticos de los dispositivos de RF. Docenas de otros parámetros permanecen fijos. El resto de los parámetros de la Tabla 2.7 son de parámetros del circuito incluyendo la tensión de alimentación.

Tabla 2.7 Parámetros variados durante el análisis estadístico del oscilador de resistencia negativa

Parámetros	Símbolo	Nominal	Unidad	% abajo	% arriba
Beta directo máximo ideal	$B_f$	68		50	100
Capacidad juntura B-E polarización nula	$C_{je}$	3,5	pF	20	20
Capacidad juntura B-C polarización nula	$C_{jc}$	0,37	pF	20	20
Tiempo de tránsito directo ideal	$T_f$	2E-3	nS	20	20
Inductancia de base	$L_b$	1,5	nH	20	20
Inductancia de colector	$L_c$	0,6	nH	20	20
Inductancia de emisor	$L_e$	0,1	nH	20	20
Resistencia de base a tierra	$R_1$	10000	ohm	5	5
Resistencia de polarización de base	$R_2$	10000	ohm	5	5
Resistencia de polarización de emisor	$R_3$	470	ohm	5	5
Capacitor de acoplamiento de emisor	$C_1$	0 o 2	pF	5	5
Capacitor de acoplamiento de base	$C_2$	0 o 1	pF	5	5
Capacitor de salida	$C_3$	1,8	pF	5	5
Tensión de alimentación	$V_{DC}$	-13,6	V	5	5

El propósito de este análisis estadístico es para evaluar la influencia debido al cambio de dispositivo, variación de la tensión de alimentación y variación de parámetros generales de circuito sobre la frecuencia de oscilación. En un oscilador ideal, estos parámetros no tienen influencia, la frecuencia de oscilación queda determinada únicamente por resonador. Por lo tanto, en este análisis, la inductancia del resonador,  $L$ , y la capacidad del resonador,  $C$ , permanecen fijas.

El esquemático incluye los capacitores de acoplamiento  $C_1$  y  $C_2$  analizados en la Sección 2.3.7.1.6. Este análisis estadístico revela el papel fundamental que estos componentes juegan en la performance del oscilador de resistencia negativa. A la izquierda en la Fig. 2.73 se presentan una corrida estadística de 21 muestras sin los capacitores  $C_1$  y  $C_2$ , siendo esta la forma más básica de un oscilador de resistencia negativa. El valor de la inductancia necesario para resonar a 1000 MHz es de 88 nH. Se selecciona un valor grande para reducir la dependencia de la frecuencia de oscilación con el dispositivo. Por desgracia, un valor tan grande es difícil en 1000 MHz. (EAIII: se interpreta que es difícil realizar inductores de alto valor cuyas frecuencias de auto-resonancia sean suficientemente más grandes que la frecuencia indicada)

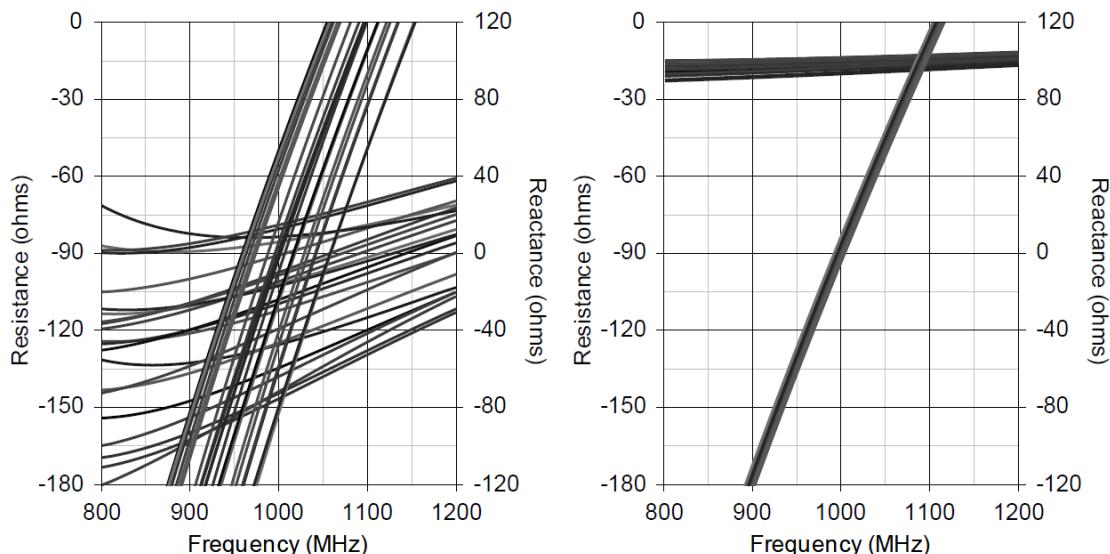


Fig. 2.73 Resistencia negativa y reactancia, resultado del análisis estadístico del oscilador de resistencia negativa. A la izquierda sin capacitores de acoplamiento y a la derecha  $C_1 = 2$  pF y  $C_2 = 1$  pF.

Las líneas correspondientes a las resistencias negativas son las que tienen menor pendiente. Los valores de resistencia negativa son un poco excesivos, lo que degrada la performance de ruido. Una gran variación en la resistencia negativa hace que la potencia de salida y la performance del ruido de fase sean menos predecibles. La frecuencia de oscilación, como queda determinada por la frecuencia a la que la reactancia es cero, varía desde aproximadamente 960 a 1060 MHz.

A la derecha en la Fig. 2.73 se muestra otra corrida estadística con idénticas tolerancias de los componentes, pero con  $C_1$  igual a 2 pF y  $C_2$  igual a 1 pF. Esto aumenta la capacidad efectiva de entrada del dispositivo por lo que el capacitor del resonador se reduce para que la reactancia cero suceda a 1000 MHz. Ahora ambos, el inductor y el capacitor del resonador tienen valores difíciles. Inductores pequeños con capacitores grandes degradan la performance.

Los capacitores de acoplamiento moderan y estabilizan la resistencia negativa entre -15 y -18 ohm. La frecuencia de oscilación se estabiliza significativamente con una variación de 995 a 1004 MHz. Este ejemplo ilustra la eficacia del análisis estadístico lineal para evaluar la performance del oscilador y la crítica naturaleza de capacitores de acoplamiento.

### 2.3.11 Resumen

La teoría lineal es el punto de partida preferido para el diseño de osciladores. Se utiliza para establecer, evaluar y optimizar el margen de ganancia, la frecuencia de oscilación, el Q cargado, el nivel de aislamiento del dispositivo activo, y las condiciones propicias para un funcionamiento libre de espurios.

Otros parámetros adicionales que definen el comportamiento del oscilador, tales como el acoplamiento de la carga, la variación de la frecuencia de oscilación con la impedancia de carga (pulling), y la variación de la frecuencia de oscilación con la tensión de alimentación (pushing) se pueden estudiar con más detalle usando la teoría lineal, aunque estos parámetros también son influenciados en buen grado por las no linealidades del dispositivo.

## Referencias

- [1] Cotter W. Sayre, Complete Wireless Design, Second Edition, Mac Graw Hill, 2008..
- [2] Randall W. Rhea, Discrete Oscillator Design, Artech, January 30, 2010.
- [3] Agilent Technologies, GENESYS 2008.07 Documentation Set, [www.agilent.com](http://www.agilent.com).
- [4] M. Randall and T. Hock, General Oscillator Characterization Using Linear Open-Loop S-Parameters, IEEE Trans. MTT, Vol. 49, June 2001, pp. 1094-1100.
- [5] [www.avagotech.com](http://www.avagotech.com).
- [6] [www.cel.com](http://www.cel.com).
- [7] T. Grosch, Small Signal Microwave Amplifier Design, SciTech Publishing, Raleigh, NC, 1999, pp. 140-152.
- [8] [www.specwave.com](http://www.specwave.com).
- [9] [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com).
- [10] [www.sirenza.com](http://www.sirenza.com).
- [11] S. Hamilton, FM and AM Noise in Microwave Oscillators, Microwave Journal, June 1978, pp. 105-109.
- [12] K. Kurokawa, Some Basic Characteristics of Broadband Negative Resistance Oscillator Circuits, Bell System Technical J., July-August 1969, pp. 1937-1955.
- [13] S. Alechno, The Virtual Ground in Oscillator Analysis - A Practical Example, Applied Microwave & Wireless, July 1999, pp. 44-53..