

Osciladores

Parte 1

Análisis Lineal

Universidad Tecnológica Nacional de Argentina - F. R. Córdoba

Departamento de Electrónica - Electrónica Aplicada III

Daniel Rabinovich drabinovich@electronica.frc.utn.edu.ar

Ramón Oros roros@electronica.frc.utn.edu.ar

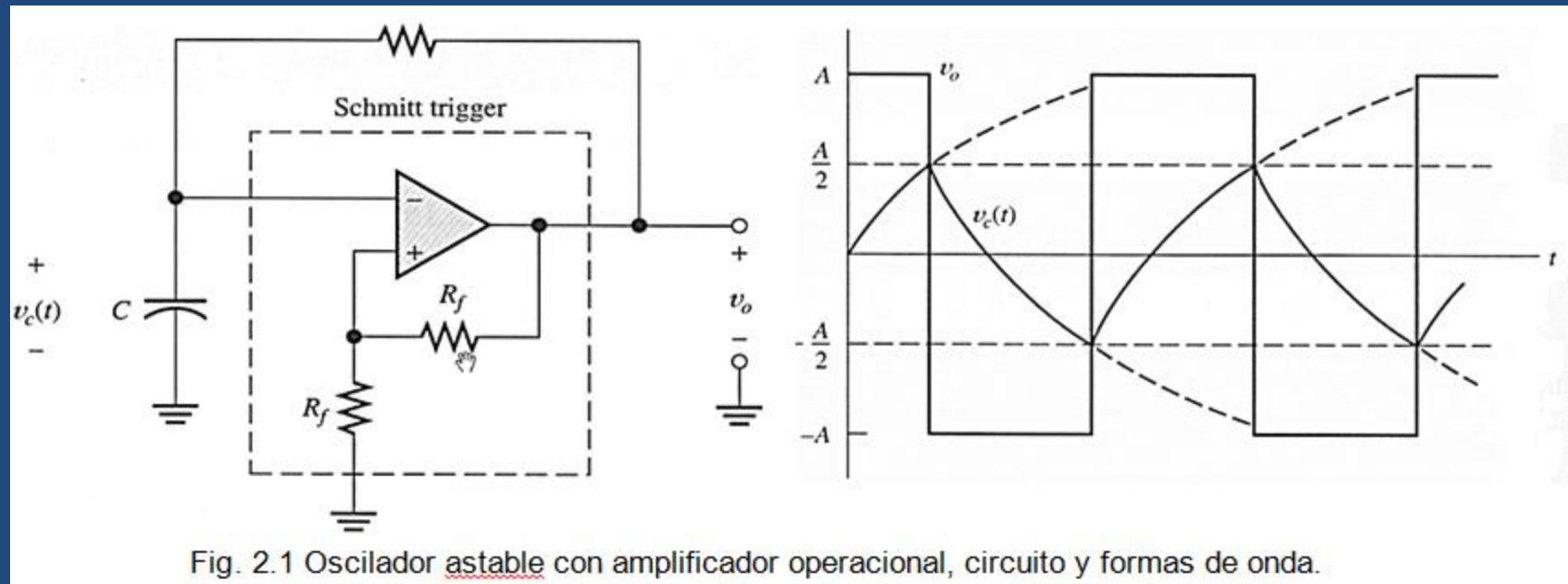
Claudio Paz cpaz@frc.utn.edu.ar

Año 2016

- Necesidad
- Forma de onda
 - Para que No contamine el espectro
 - Para referencia de tiempo

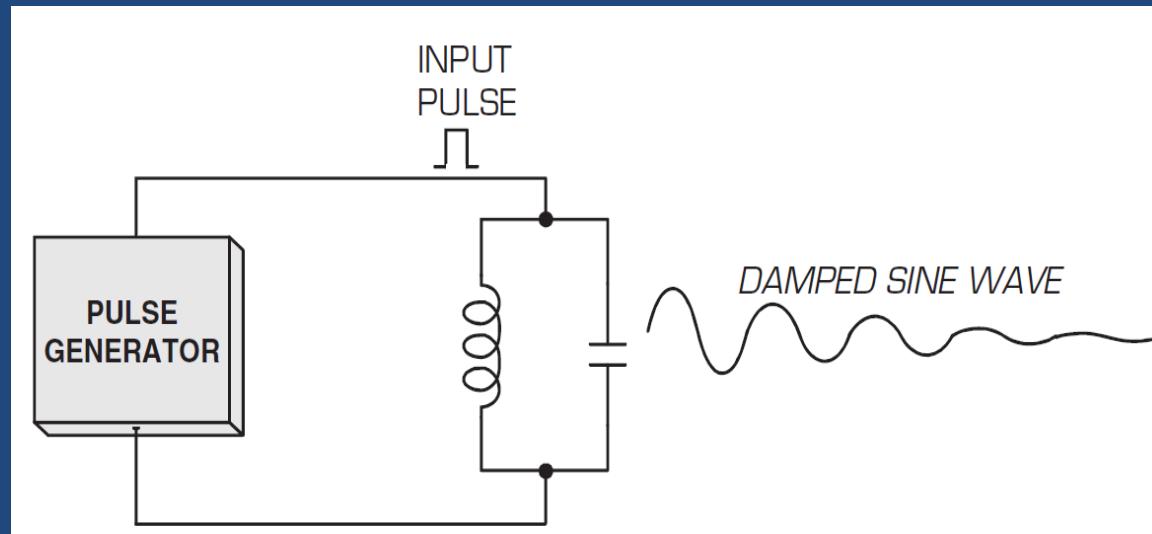
- En radiocomunicaciones se usan para
 - Establecer portadoras en los Tx
 - Excitar etapas mezcladoras en Rx
 - Como VCO (Voltage Controlled Oscillator) de PLL en sintetizadores de frecuencia
 - Osciladores de referencia con resonadores a cristal para sintetizadores o micros
- Los osciladores más comunes
 - Astables
 - Sinusoidales realimentados.

- Oscilador Astable



- 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.

- Resonador



- Mantenimiento de las oscilaciones

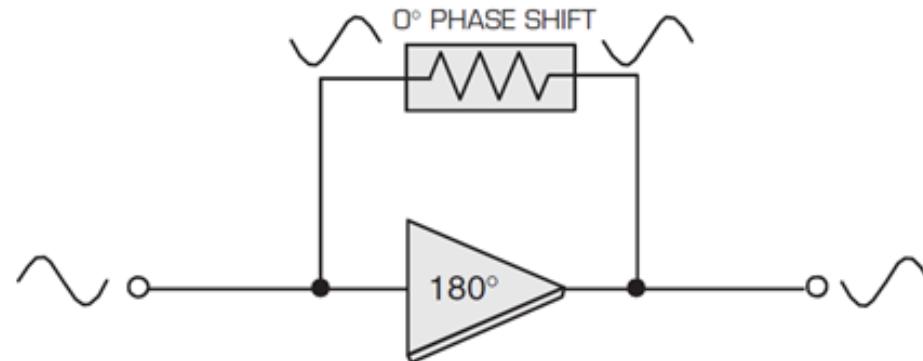


Fig. 2.3 Un amplificador con realimentación degenerativa no puede oscilar.

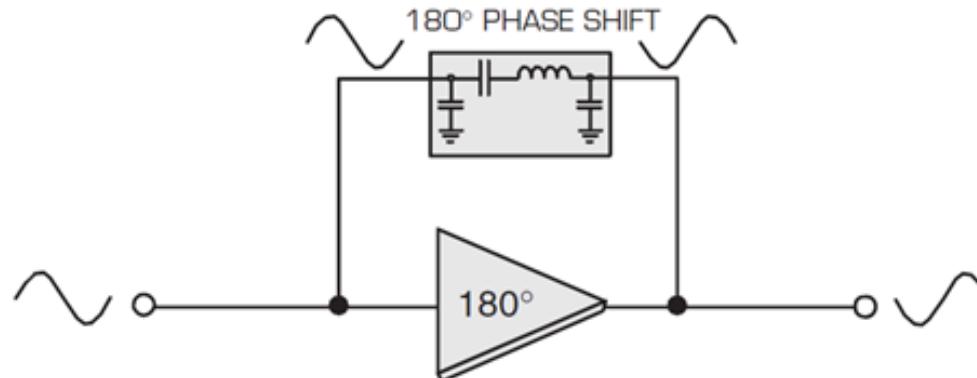


Fig. 2.4 Un amplificador con realimentación regenerativa puede oscilar.

- Un oscilador de onda sinusoidal Clase A primero
 - Se alimenta
 - El ruido o el transitorio de tensión de encendido causa que el oscilador arranque
 - Al comienzo la potencia sinusoidal de salida es pequeña pero por el proceso regenerativo ..
 - El exceso de ganancia se disipa
 - El oscilador genera ondas sinusoidales de frecuencia y amplitud estable.
- Potencia de salida
 - 0 dBm a 10 dBm
- Los más común
 - Clase A o AB
 - configuración de emisor común

- Autopolarización
- Q cargado (cristal, SAW)
- Componentes pasivos (NPO)
- Dispositivo activo
 - $f_T > f_0$, pero cuanto?
 - Excesos en uno u otro sentido

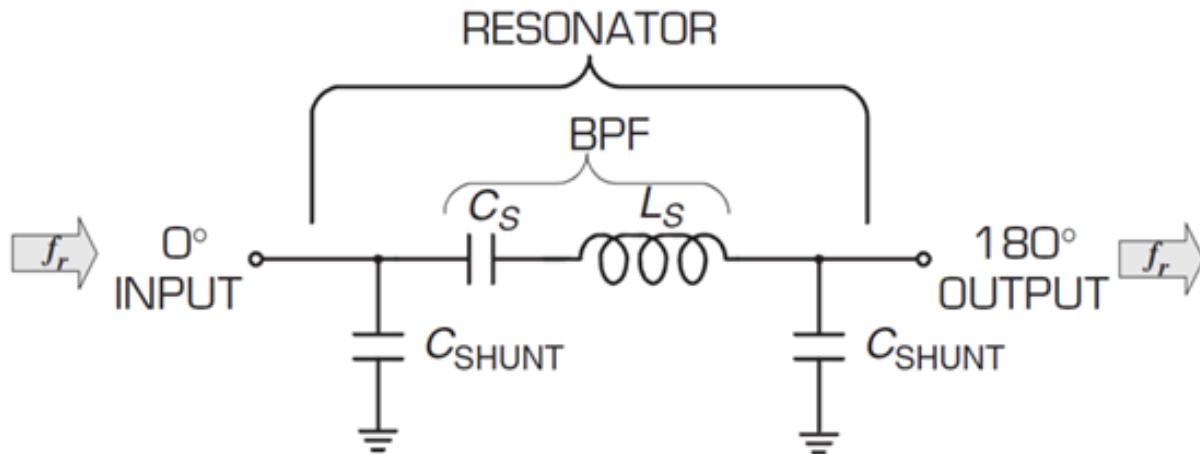


Fig. 2.5 Un circuito resonante, con un desfasaje de 180° desde su entrada a su salida.

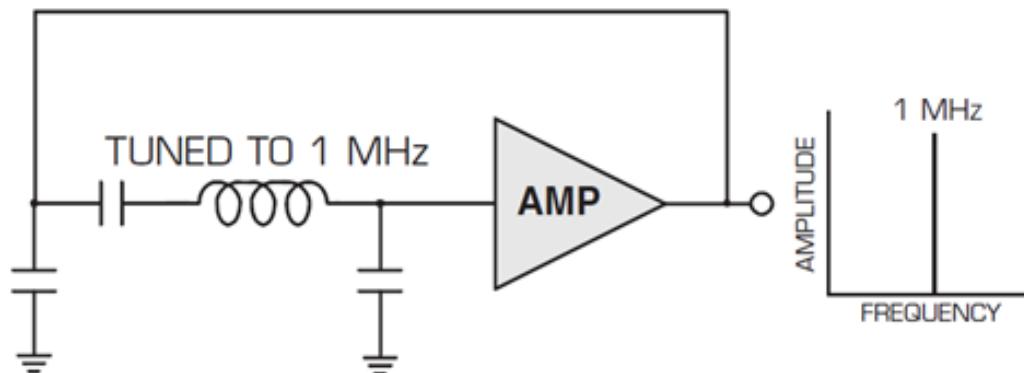


Fig. 2.6 El resonador fijando la frecuencia de las oscilaciones.

- ¿Sin C_{shunt} funciona ?

- Antes
 - Cálculos intensivos
 - Copia de un diseño exitoso
 - Muchas recetas prácticas
 - Muchas pruebas en el laboratorio
 - Prueba y error, tiempo → costo

- Ahora
 - Simulación
 - Rhea y Matthys
 - Berkeley Spice
 - Modelo Gummel-Poon (1970)
 - Orcad PSPICE, Proteus, Alltium, MultiSim, LTSpice, etc.
 - Modelos poco exactos para RF

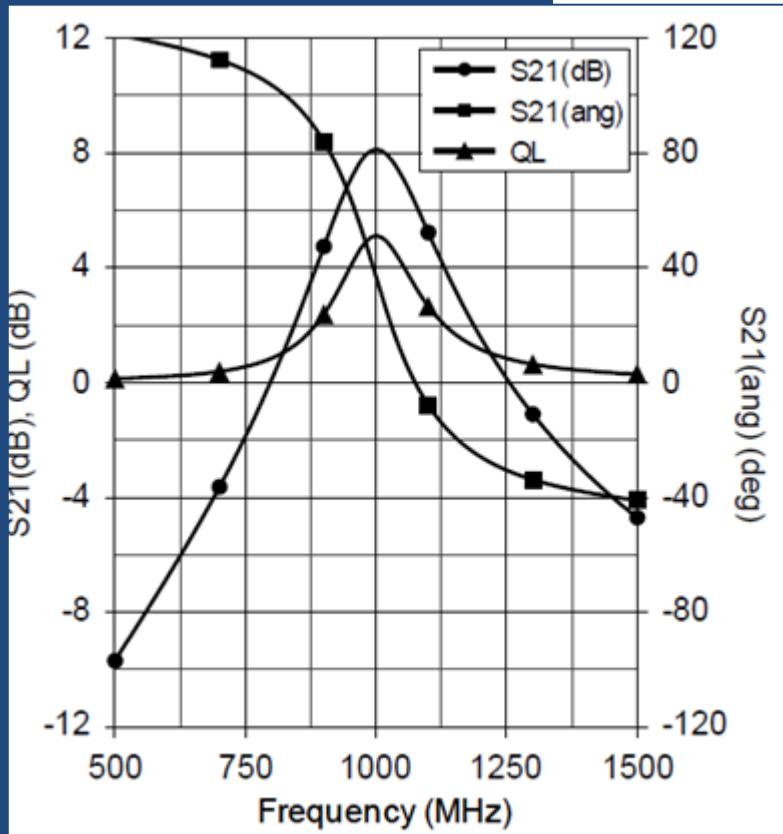
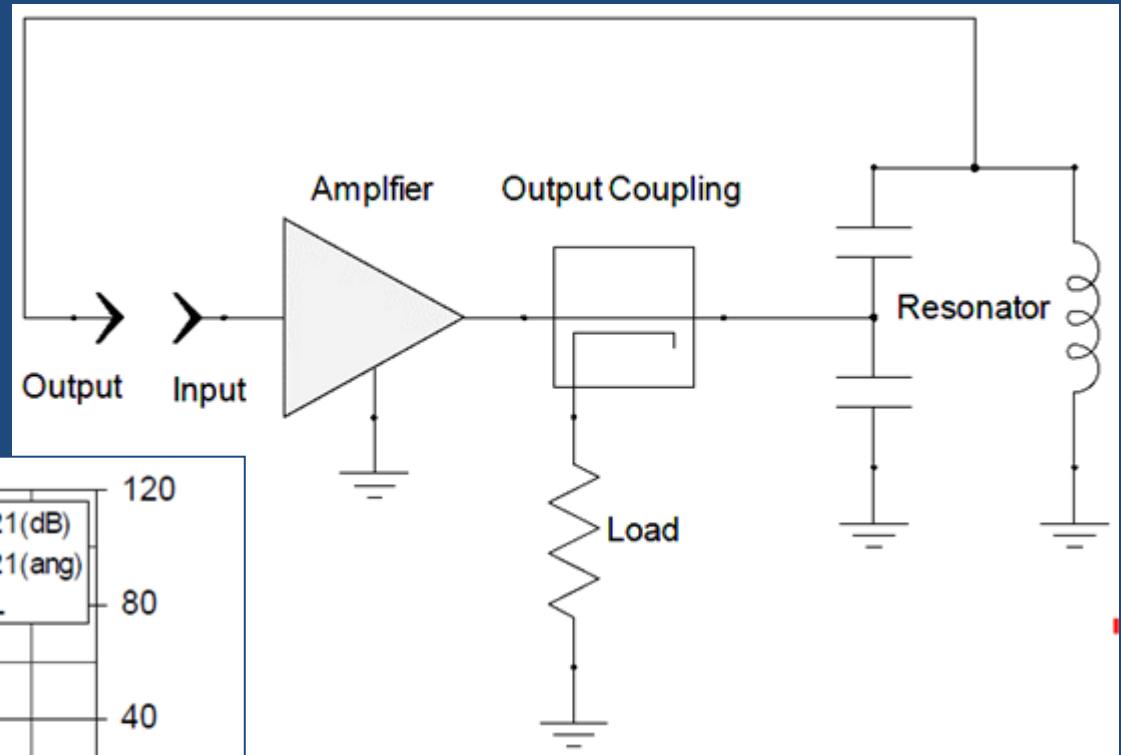
- Ahora (continuación)
 - Simuladores de RF especializados
 - Qucs
 - libre pero..
 - ADS y Genesys (Keysight), y AWR (NI)
 - Muy caros
 - Muchos tipos de análisis
 - CC, lineal, Harmonic Balance, Transitorio, Electromagnético, Estadístico (Monte Carlo), Optimizaciones, Tuning, Herramientas, etc
 - Aceptan nuevos y complejos modelos
 - Modelithics, caso especial
 - Las fábricas cooperan con los modelos, sino no venden

- Resumen pasos de diseño de un oscilador
 1. Diseñe el oscilador sobre un papel aplicando las ecuaciones.
 2. Optimice el circuito oscilador en un simulador lineal de RF (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 en el simulador.
 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.

- Técnicas lineales
 - Se define formato básico de diseño
 - Se establece las condiciones para el arranque y funcionamiento
 - f de oscilación
 - Margen de ganancia
 - Q cargado
 - No predice todas las características
 - Formas de onda
 - Potencia de salida
 - Contenido armónico de la salida

- Métodos
 - 1 Puerto
 - Resistencia negativa o conductancia negativa
 - Se usó para dispositivos de 2 terminales en microondas diodos Túnel (obsoleto), Impatt, Gunn, etc.
 - 2 Puertos
 - Análisis de la respuesta a lazo abierto
 - Mejor interiorización
 - Actualmente preferido

- Método a lazo abierto



- Se cierra el lazo
- Se inician las oscilaciones
 - Comportamiento lineal puro
 - A medida que aumenta la amplitud el sistema se convierte en no lineal
- La no linealidad
 - Reduce la ganancia a 0 dB a Φ_0 p/ el 1er armónico
 - Modifica las impedancias
- Margen de ganancia moderado
 - Los efecto no lineales no son tan graves como se podría suponer

- Condiciones de arranque
 - Se analiza el Bode de la respuesta de lazo abierto
 - Criterio de Barkhausen (necesarias)
 1. Frecuencia de oscilación en Φ_0
 2. Ganancia inicial > 0 dB a Φ_0
 3. Pendiente de fase en Φ_0 negativa
 - Criterio de Nyquist
 - Locus de $-A\beta$ circunda $-1+j0$ de forma determinada
 - Acá se usará Bode y criterio de Barkhausen

- Otros objetivos de la cascada a lazo abierto
 1. la máxima pendiente $\partial\phi/\partial\omega$ se produzca en ϕ_0
 2. ser un amplificador estable
 3. S_{11} y S_{22} sean pequeños (complejos conjugados?)
 4. que la máxima ganancia ocurra en ϕ_0
 5. el margen de ganancia debiera ser moderado, se sugiere 3 a 8 dB

- Relaciones entre impedancia, VSWR y parámetros de dispersión de entrada S_{11} y salida S_{22}

$$Z_n = Z_0 \frac{1 + S_{nn}}{1 - S_{nn}}$$

$$VSWR_n = \frac{1 + |S_{nn}|}{1 - |S_{nn}|}$$

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

$$|\rho_n| = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

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

- Donde L_A es la pérdida de transmisión debido a la reflexión sin tener en cuenta la disipación

- Tabla 2.1 Valores representativos de los parámetros de escala radial

$ \rho_n $	S_{nn} (dB)	$VSWR_n$	L_A (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

- Impedancias no adaptadas a Z_0

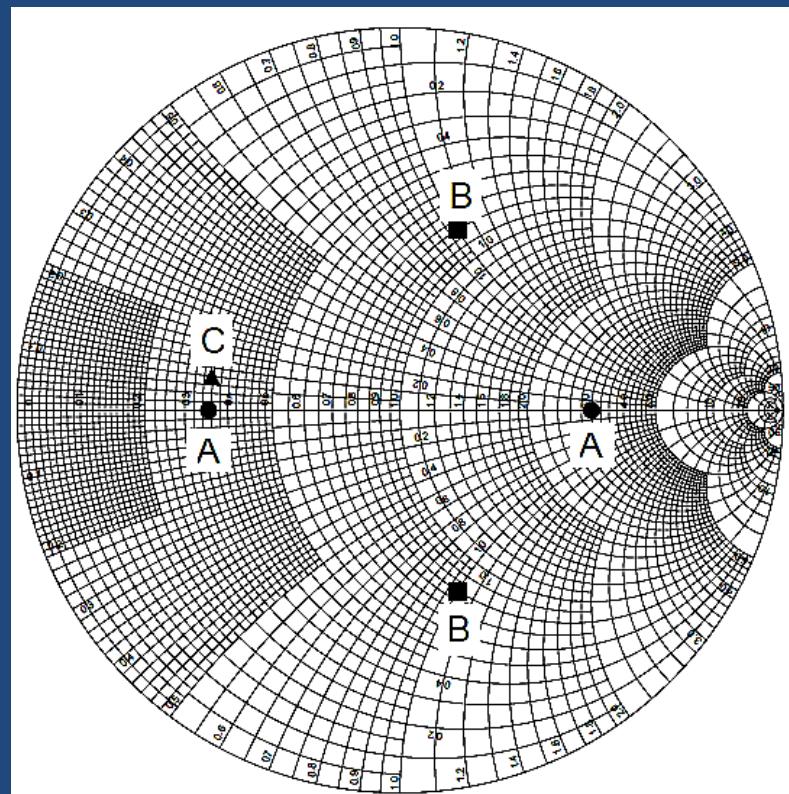
- $|S_{21}|$ y $\text{ang}(S_{21})$ tienen error

- Si S_{12} es pequeño $\text{Error (dB)} = 20\log \left| \frac{1}{1-S_{11}S_{22}} \right|$

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

- Ejemplo

- En todos los casos $|S_{nn}| = -6$ dB
- Caso A, $|S_{21}|$ optimista en 1,94 dB
- Caso B, $|S_{21}|$ pesimista en 2,513 dB
- Caso C, $|S_{21}|$ pesimista en 2,284 dB



- Magnitud de la ganancia de lazo teniendo en cuenta el error

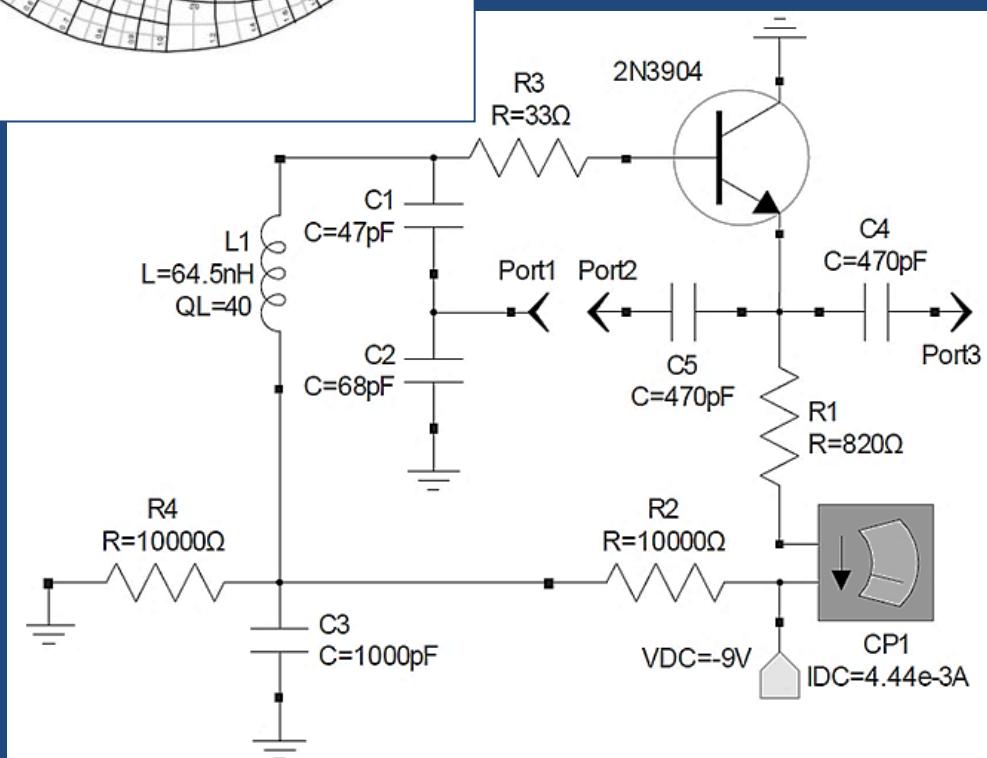
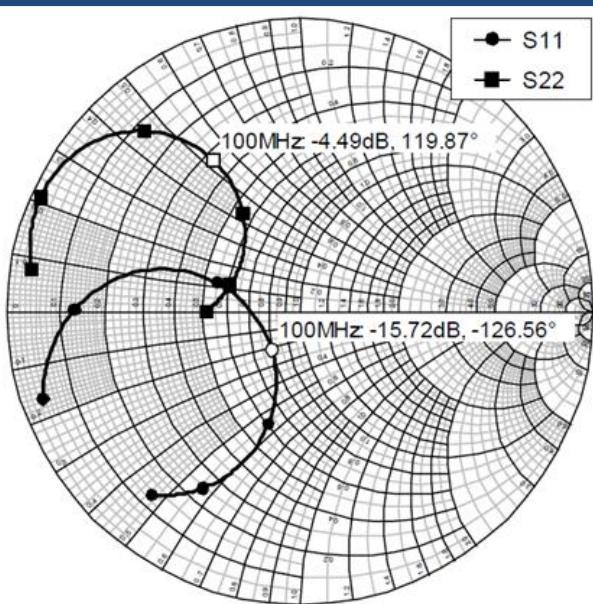
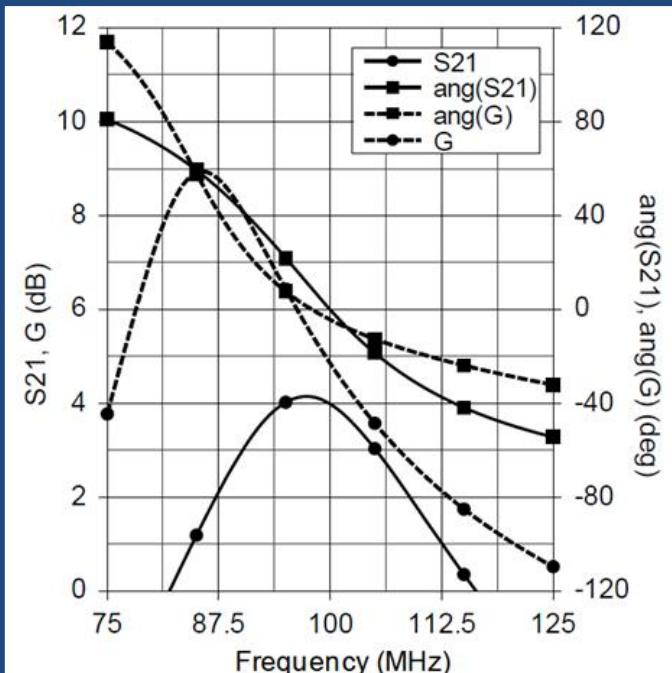
- $|G| \text{ dB} = |S_{21}| \text{ dB} + \text{Error (dB)}$

- Fórmula de Randall / Hock

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

- Incluye el efecto de S_{12}

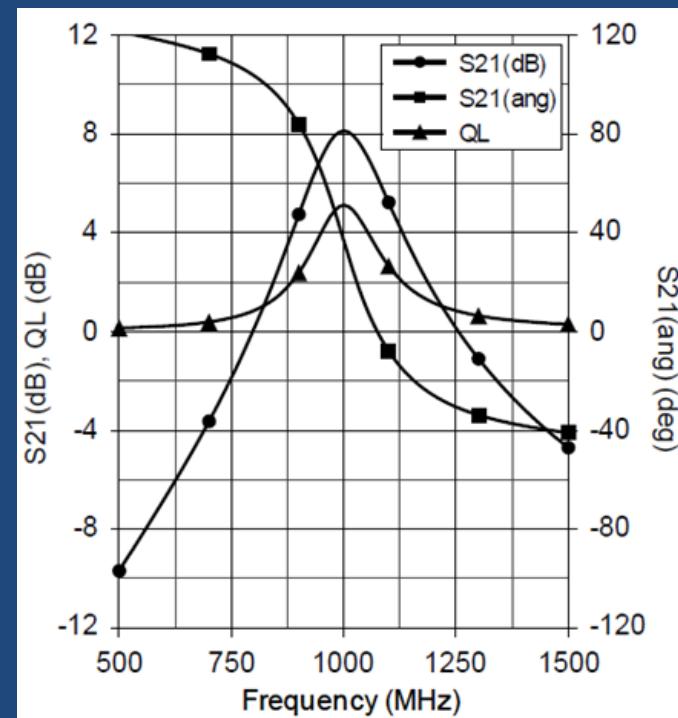
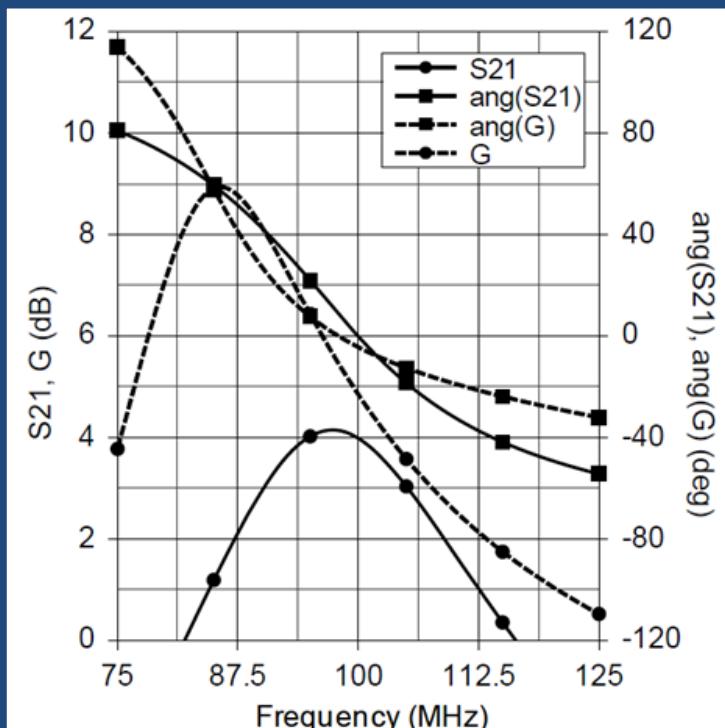
- G reemplaza a S_{21}



*Se sugiere simular Figure1_5

- Resumen adaptación
 - Acoplar el resonador tal que S_{11} y S_{22} sean tan pequeños como se pueda
 - Se puede elegir el Z_0 que mejor centre S_{11} y S_{22} en la carta
 - Si hay Analizador de Redes confirmar el diseño del lazo, pero entonces es conveniente diseñar con $Z_0 = 50$ ohm
 - Si S_{11} y S_{22} , -10dB o mejor, errores mínimos
 - Si el margen de ganancia es pequeño o se quiere mejor precisión usar Randall / Hock

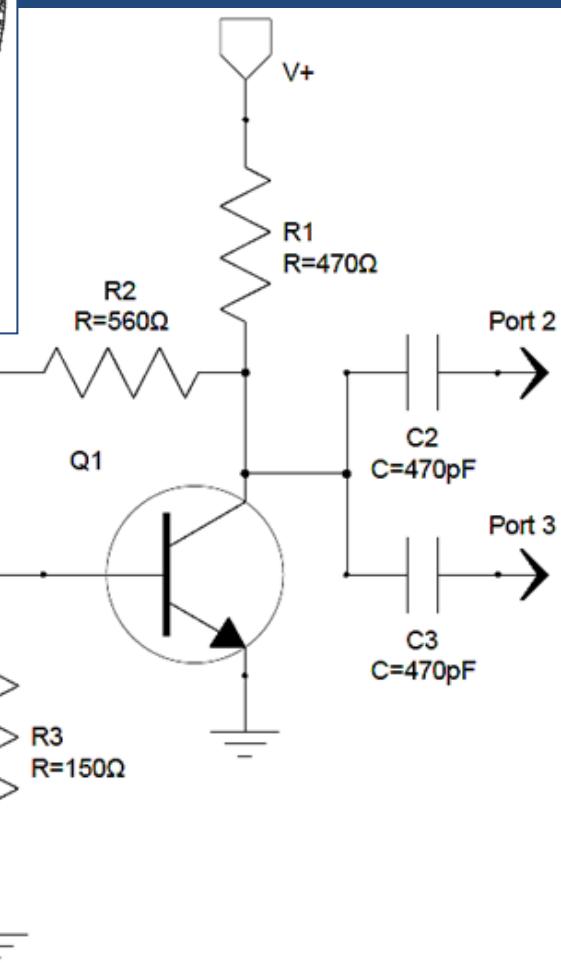
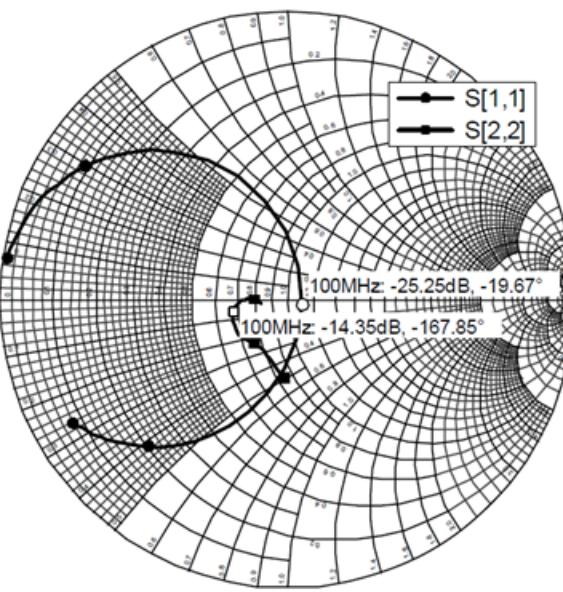
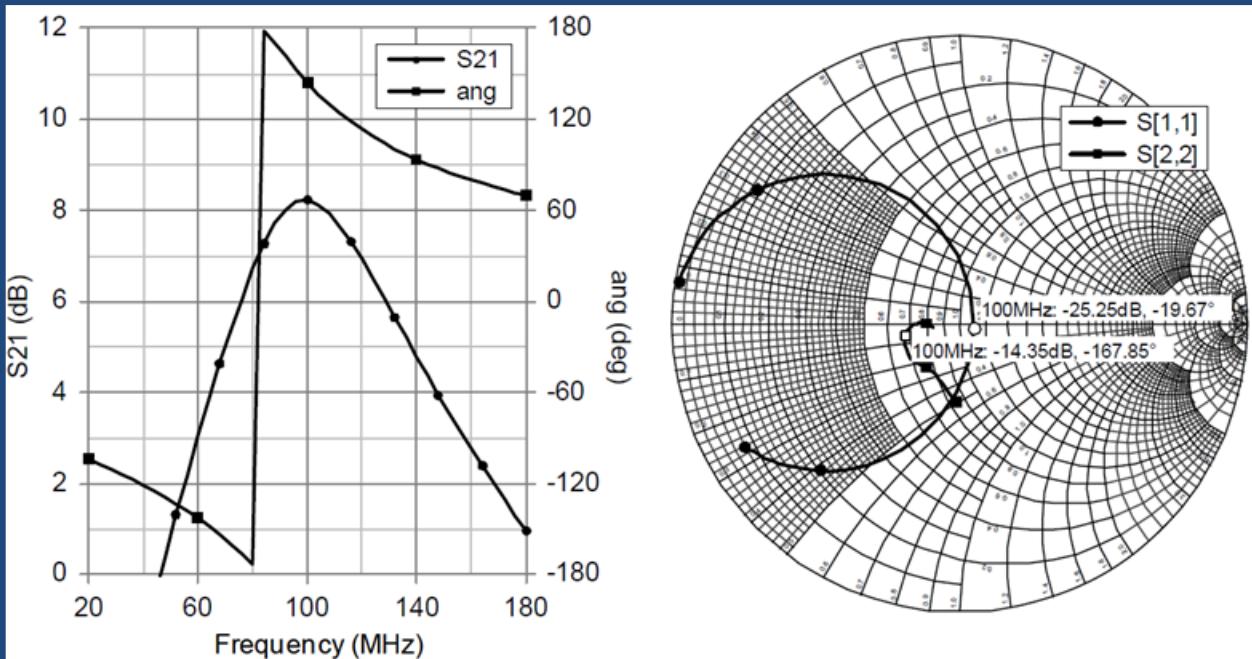
- Alineación de la máxima pendiente de fase
 - Es conveniente la alienación de la máxima pendiente de fase con la frecuencia de funcionamiento
 - Con mayor pendiente la frecuencia de Φ_0 cambia menos cuando se desplaza la curva verticalmente
 - Los siguientes casos no son óptimos



- Dispositivo activo estable
 - Si no, posible oscilación en otra frecuencia diferente de Φ_0 o superpuesta a esta
 - Se utilizan mismas técnicas de estabilización que en el diseño de una amplificador convencional
- En osciladores de R o G negativa
 - es al revés, el dispositivo y la topología fomentan la inestabilidad
 - La inestabilidad se controla para que oscile en la frecuencia deseada

- Ganancia pico en la frecuencia de Φ_0
 - Es deseable que el máximo de G suceda cerca de Φ_0
 - Ocurre en forma natural si Φ_0 se produce en la máxima pendiente de fase
 - Desalienta oscilaciones parásitas en otras frecuencias
 - Este objetivo es menos crítico que otros objetivos de diseño

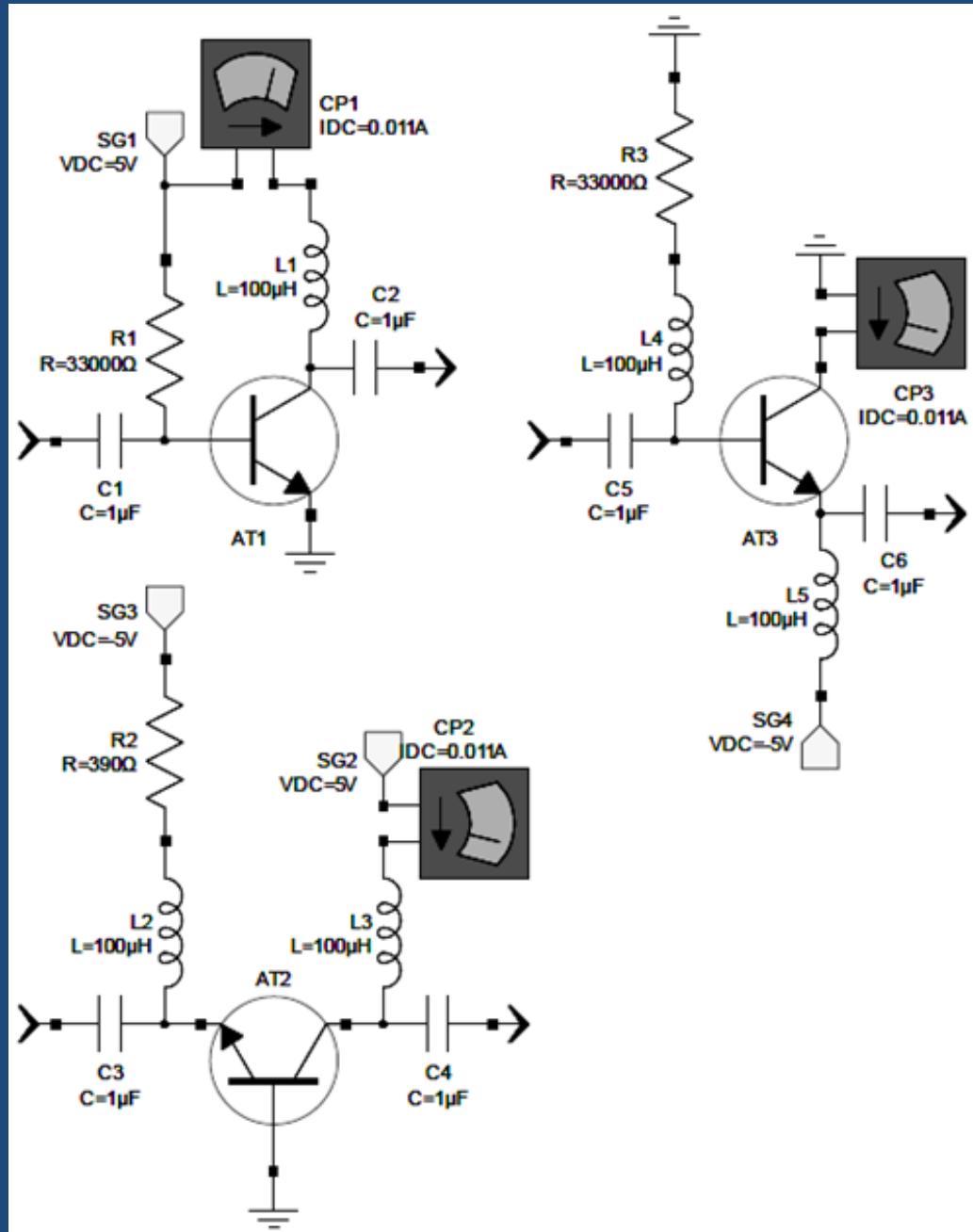
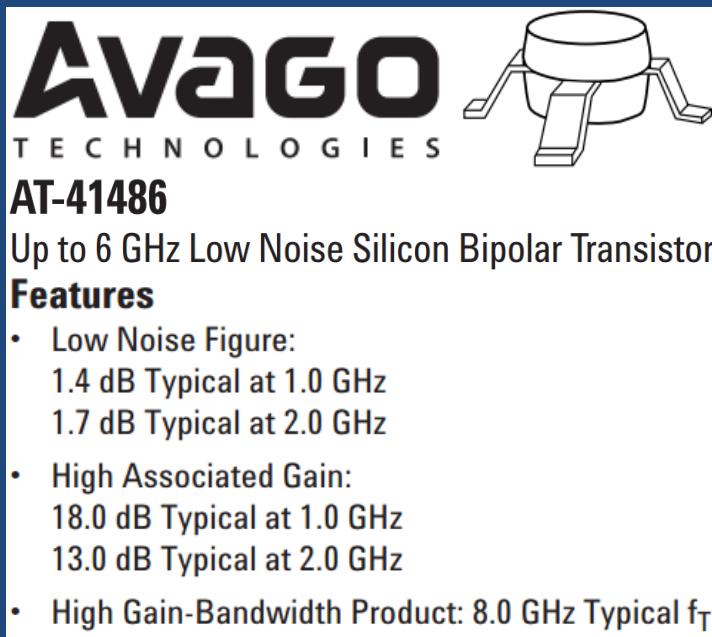
- Ganancia moderada
 - La alinealidad limita las oscilaciones, hasta que para la fundamental $G = 0 \text{ dB}$
 - Se puede usar AGC para limitar amplitud oscilación
 - Error común: Diseñar para máxima ganancia o máxima resistencia negativa
 - Margen de ganancia muy grande → Compresión excesiva
 - Generación de muchos armónicos
 - Modos de oscilación espurios
 - Performance de ruido degradada
 - Ganancia entre 3 y 8 dB
 - 3 dB si el ruido es principal objetivo de diseño
 - 8 dB para alta potencia, alto rendimiento y arranque rápido

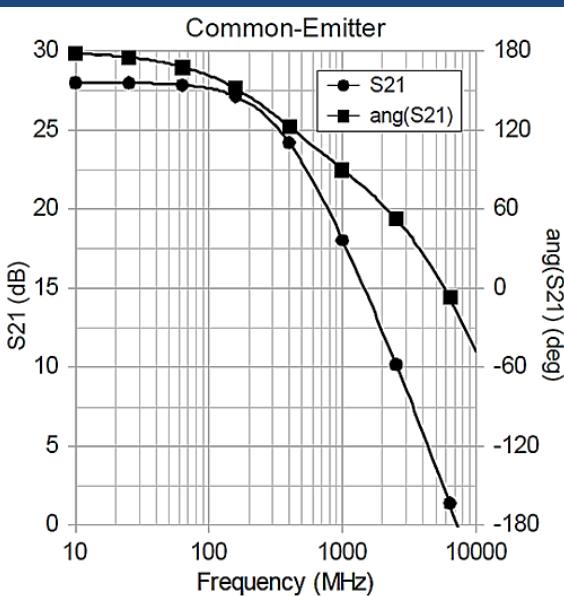


- Combinación arbitraria resonador amplificador
– ¿Oscila?

- Amplificadores etapa de sostenimiento
 - Provee la ganancia y la potencia de RF
 - Estable
 - Ganancia moderada
 - Bajo ruido
 - No debe cambiar sus características con
 - Cambio de transistor
 - Variación de la temperatura
 - Alteraciones en la tensión de alimentación

- Configuraciones de amplificador con transistor bipolar AT41486 (Avago)
 - Emisor Común (EC)
 - Colector común (CC)
 - Base común (BC)



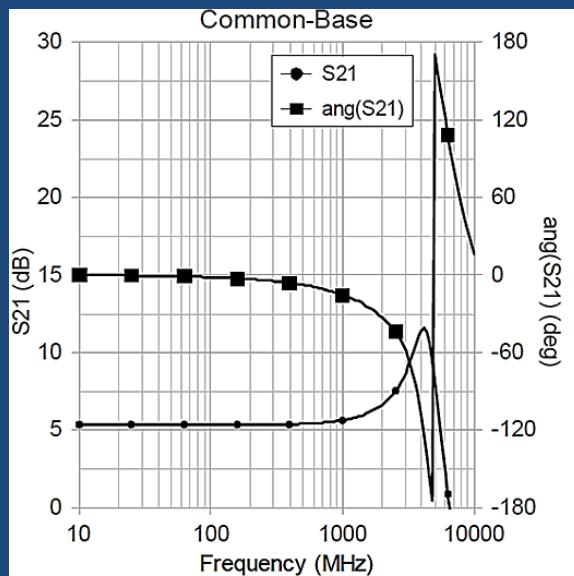


- Emisor Común

- Buena adaptación, por lo tanto
- Buena ganancia
- Estable
- Inversor

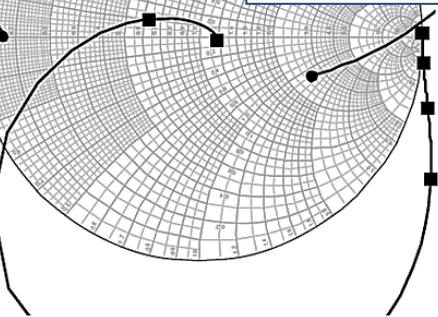
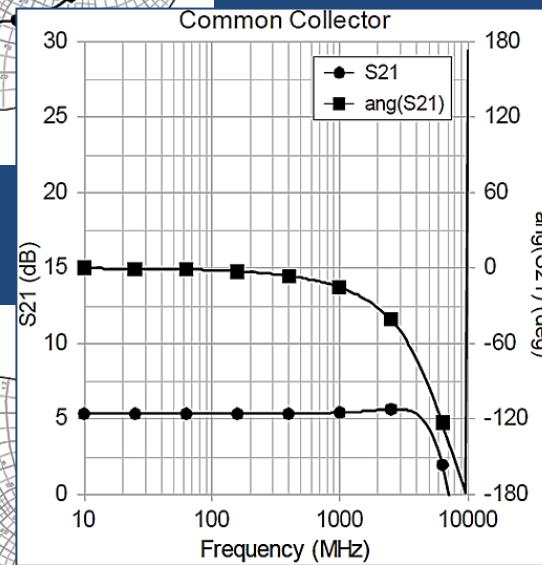
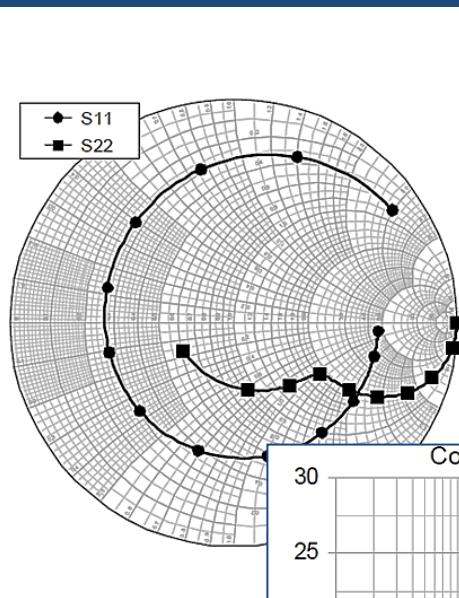
- Colector Común

- Alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida
- Mala adaptación, baja ganancia
- Inestable para altas frecuencias, pequeño sobreimpulso en S_{21}
- No inversor

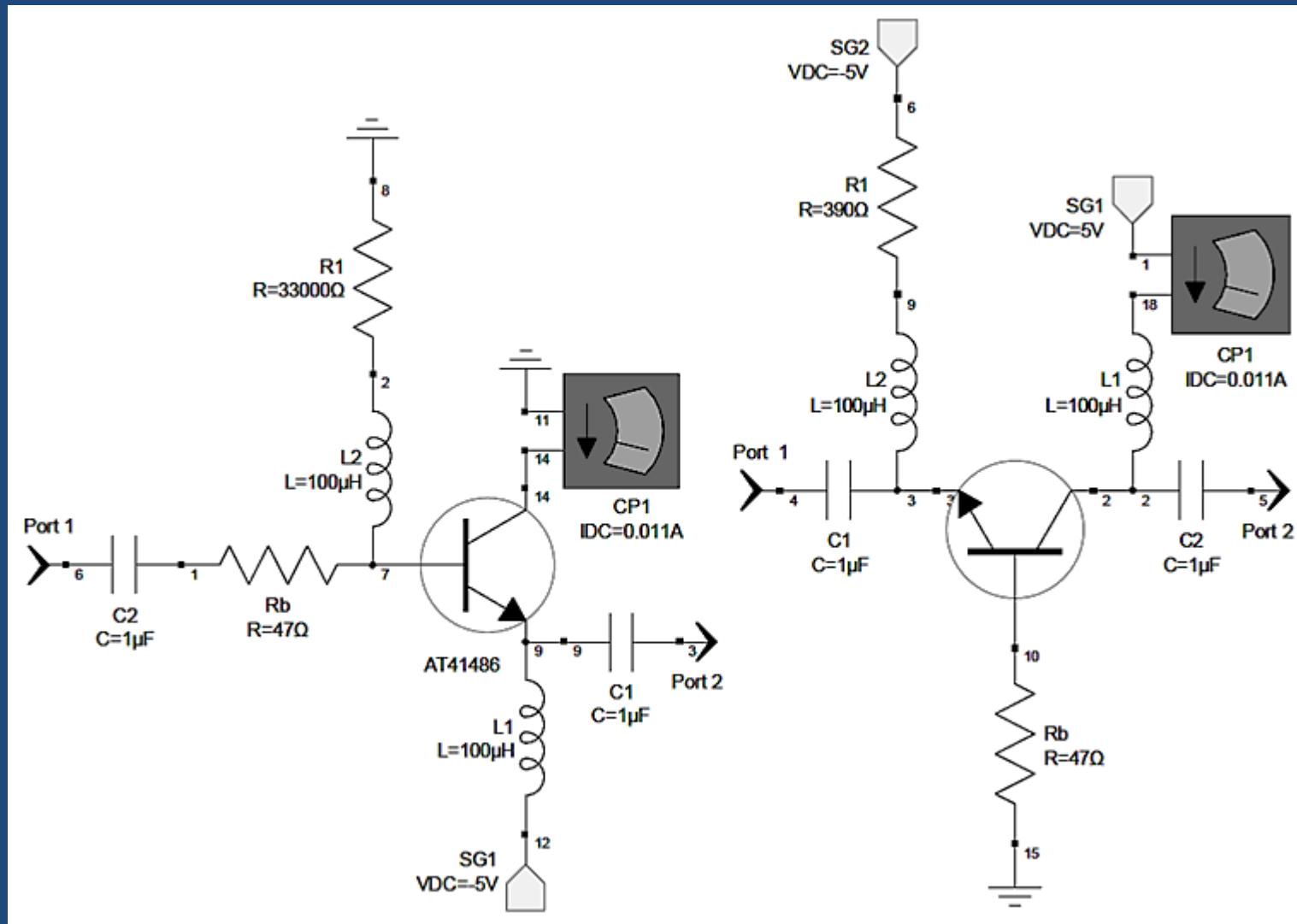


- Base Común

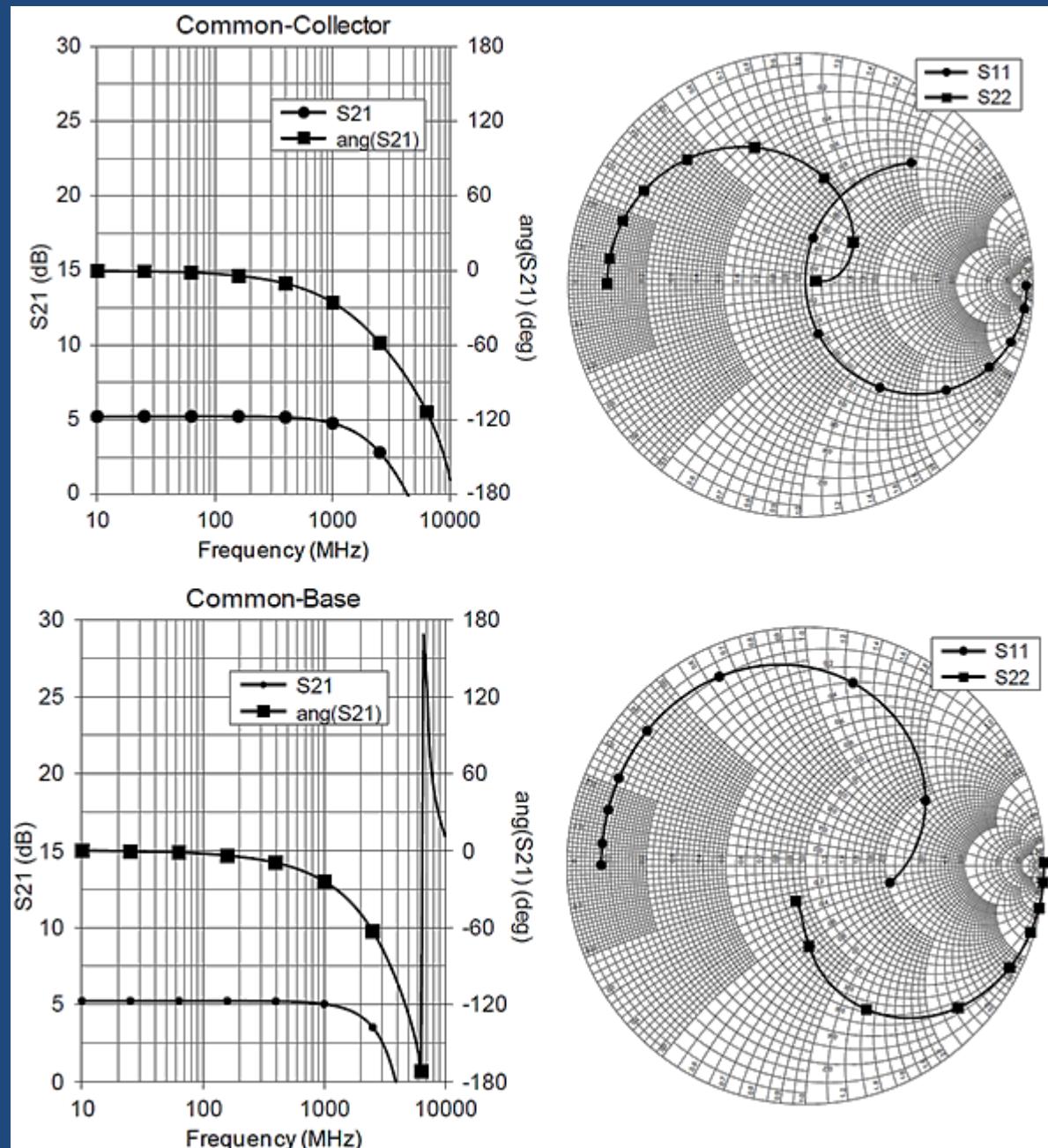
- Inestabilidad extrema
- No inversor



- Estabilización con una resistencia de 47 ohm en la base



- Efecto de poner una resistencia de 47 ohm en la base
 - Ambas topologías se estabilizan pero las impedancias son dispares, hay que adaptarlas
 - $R < 200$ ohm, no es crítico
 - Perla de ferrite equivale a un paralelo R-L
 - Estabiliza al transistor la pérdida en el cuerpo del ferrite



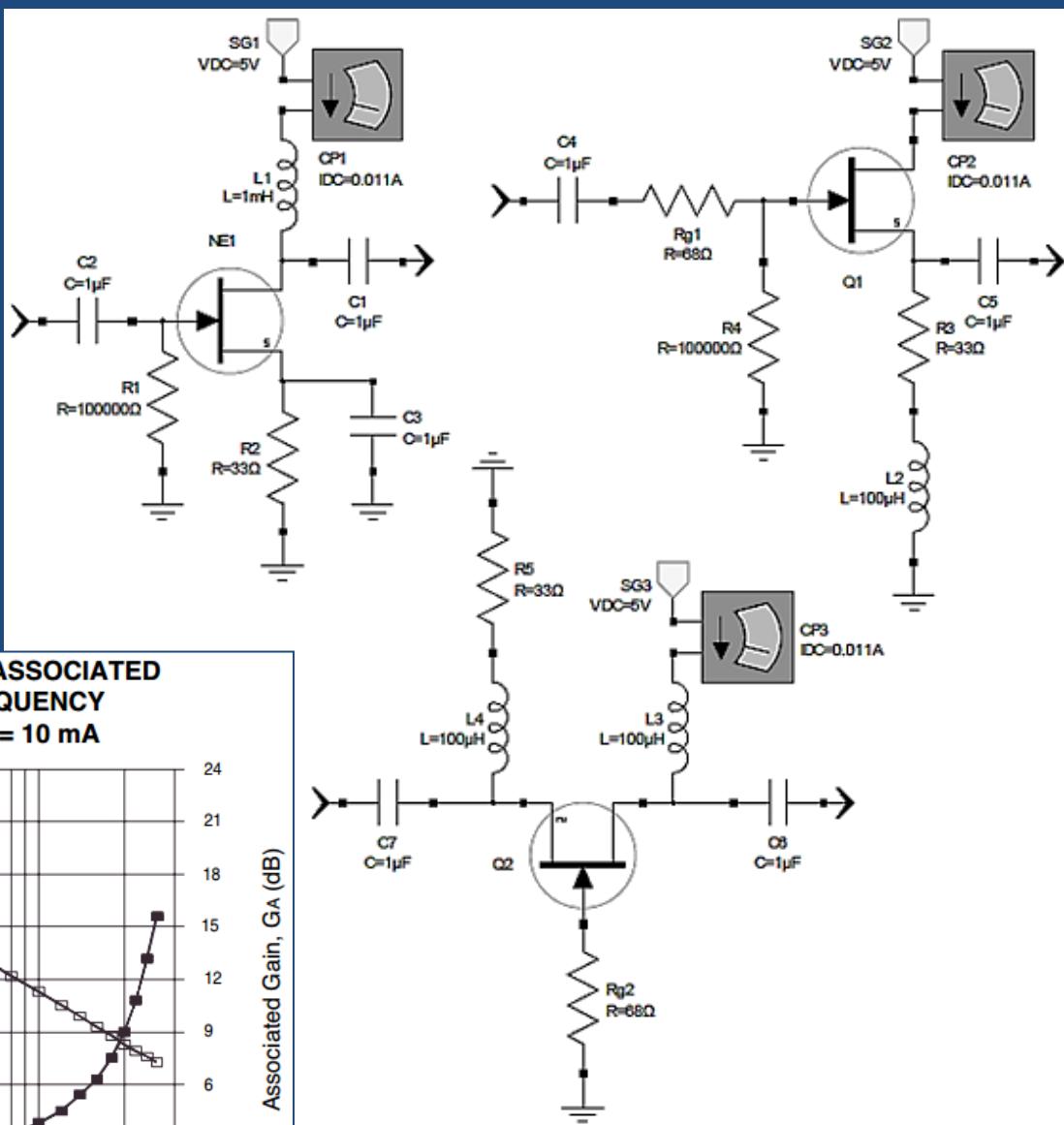
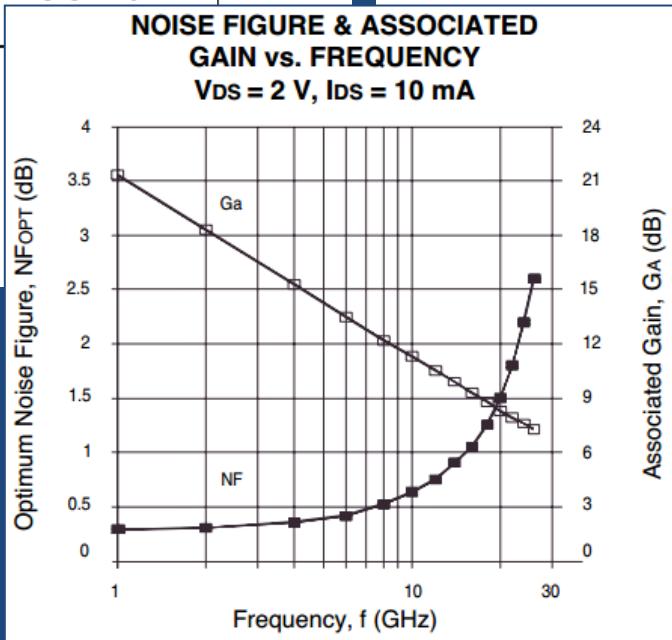
- Configuraciones amplificadores con FET NE33200
 - Surtidor común (SC)
 - Drenador común (DC), estabilizada con $R_{g1} = 68 \text{ ohm}$ y $R_3 = 33 \text{ ohm}$
 - Puerta común (PC), estabilizada con $R_{g2} = 68 \text{ ohm}$

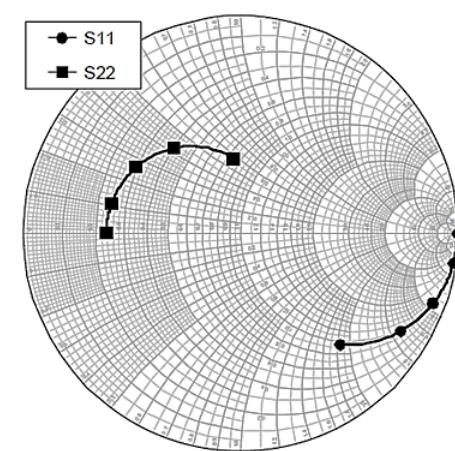
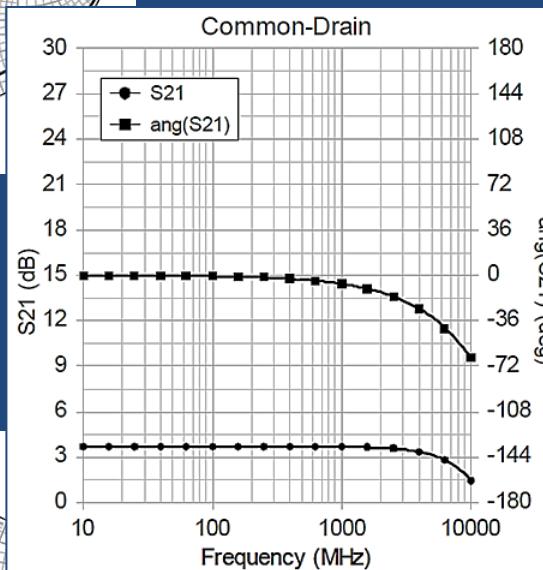
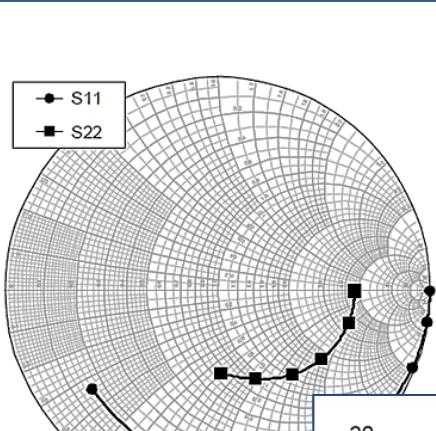
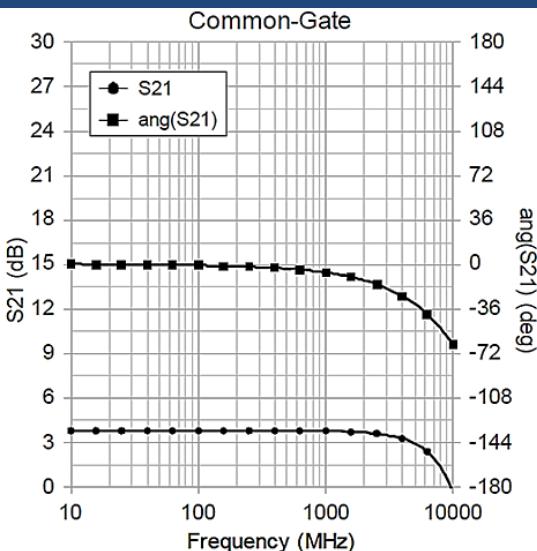
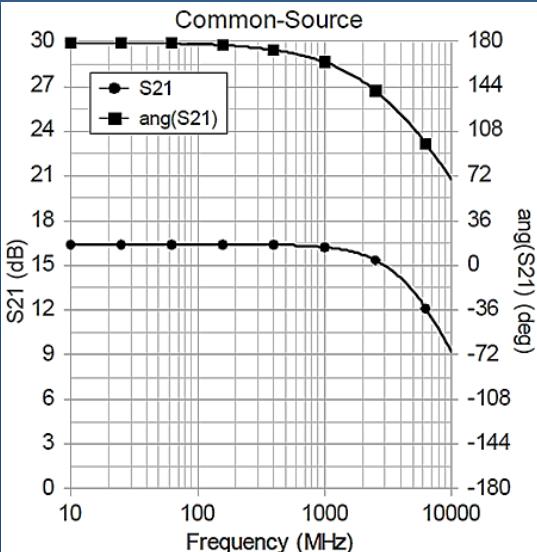


SUPER LOW NOISE HJ FET NE33200

FEATURES

- **VERY LOW NOISE FIGURE:** 0.75 dB typical at 12 GHz
- **HIGH ASSOCIATED GAIN:** 10.5 dB Typical at 12 GHz
- **GATE LENGTH:** 0.3 μm
- **GATE WIDTH:** 280 μm

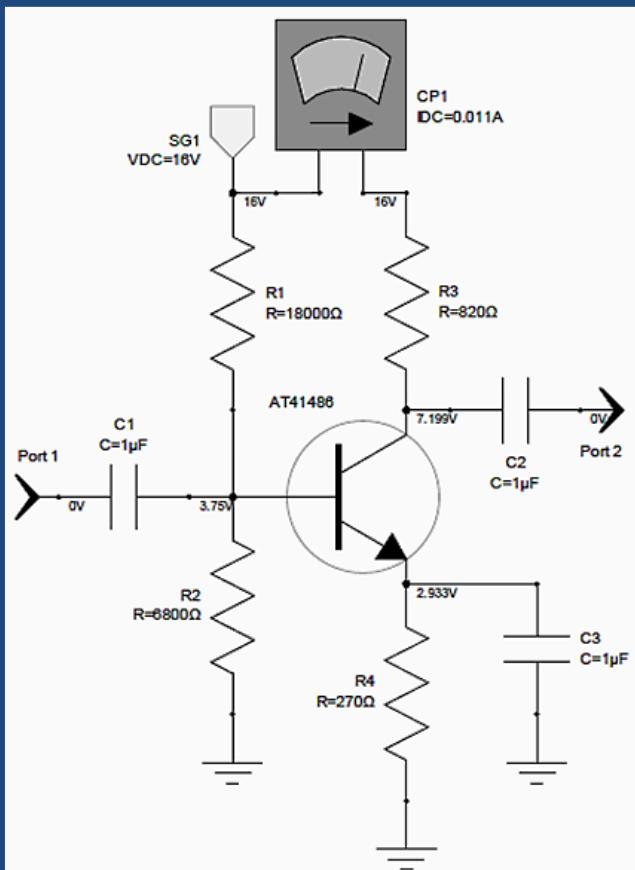




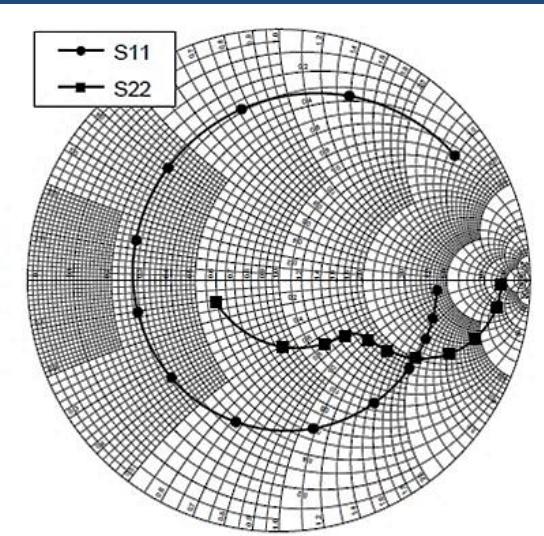
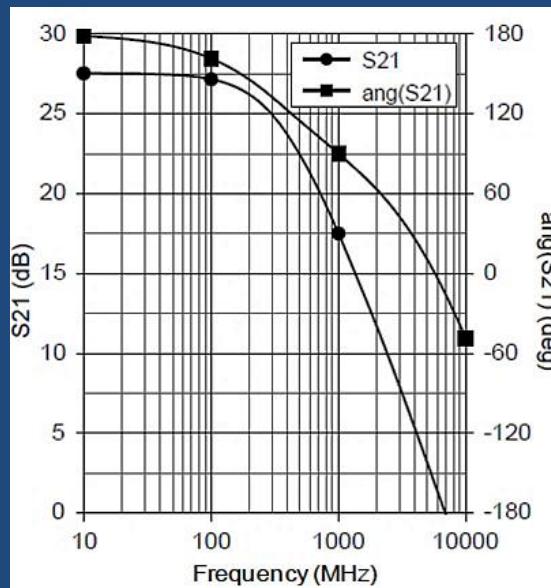
- **Surtidor Común**
 - Es la más estable de las tres
 - Inversora
 - Buena ganancia pesar de la alta impedancia de entrada
- **Drenador Común**
 - Debe estabilizarse con resistencia o ferrite
 - Impedancia de entrada extremadamente alta y la de salida baja
 - Pobre adaptación, baja ganancia
- **Puerta Común**
 - Adecuada para resonador no inversores tal como el Colpitts
 - La más apropiada para osciladores de resistencia negativa

- Amplificador emisor común básico

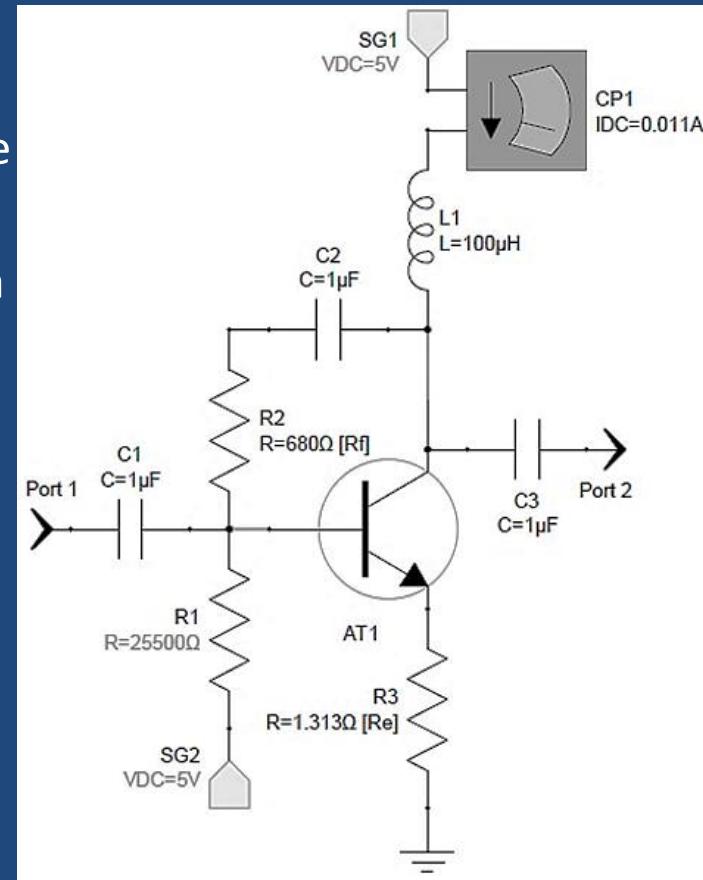
- Este circuito mejora mucho la estabilidad de la polarización y es el bloque básico de muchos amplificadores discretos

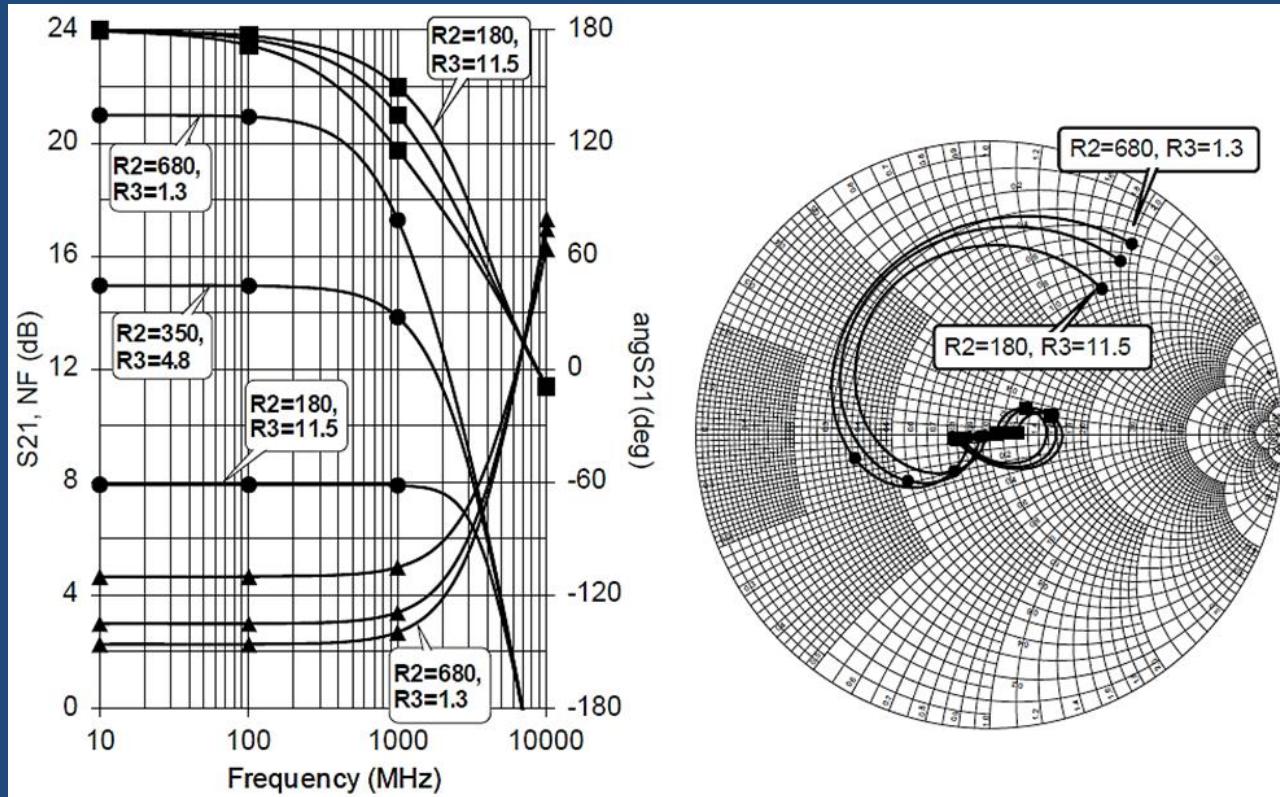


- No es la mejor opción posible porque
 1. la topología no es económica
 2. la ganancia es excesiva a baja frecuencia
 3. el ancho de banda de respuesta es una pequeña fracción del f_T del dispositivo
 4. no tiene características para mejorar la estabilidad
 5. las respuestas dependen del dispositivo



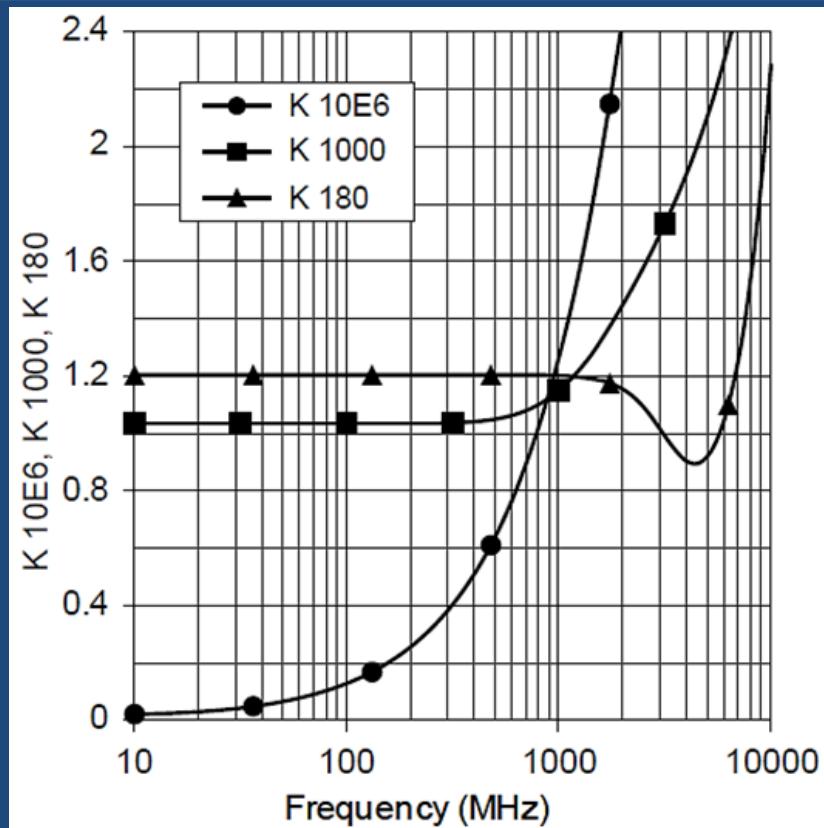
- Amplificador con realimentación resistiva
 - La realimentación negativa paralela de R_2 , reduce la ganancia, y las impedancias de entrada y salida
 - La realimentación negativa serie de R_3 , reduce la ganancia y aumenta la impedancias de entrada y salida
 - Con ambas R , se puede llevar a S_{21} al valor deseado de G_f y ajustar las impedancias cerca del valor deseado Z_0
 - Sea $R_f = R_2$ y $R_e = R_3$
 - $G_f = 20 \log \left[\frac{(R_f/Z_0)^2 - 1}{R_f/Z_0 + 1} \right]$
 - $R_f = 0.5Z_0 \left(10^{G_f/20} + \sqrt{10^{G_f/10} + 4(1 + 10^{G_f/20})} \right)$
 - $R_e = \frac{Z_0^2}{R_f}$ corregido queda $R_e = \frac{Z_0^2}{R_f} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e}$





- La realimentación resistiva mejora la respuesta en frecuencia de fase y de amplitud
- Lo que degrada es la figura de ruido NF

- La realimentación resistiva también mejora la estabilidad
- K factor de estabilidad de Rollet
- $K > 1$ y $B_1 > 0 \rightarrow$ estable
- $K = \frac{(1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2)}{2|S_{12}||S_{21}|}$
- $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$
- $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
- Sin realimentación es inestable hasta 800 MHz
- 1000 ohm siempre estable
- Realimentación pesada 180 ohm, mejora pero es inestable de 3 a 6 GHz

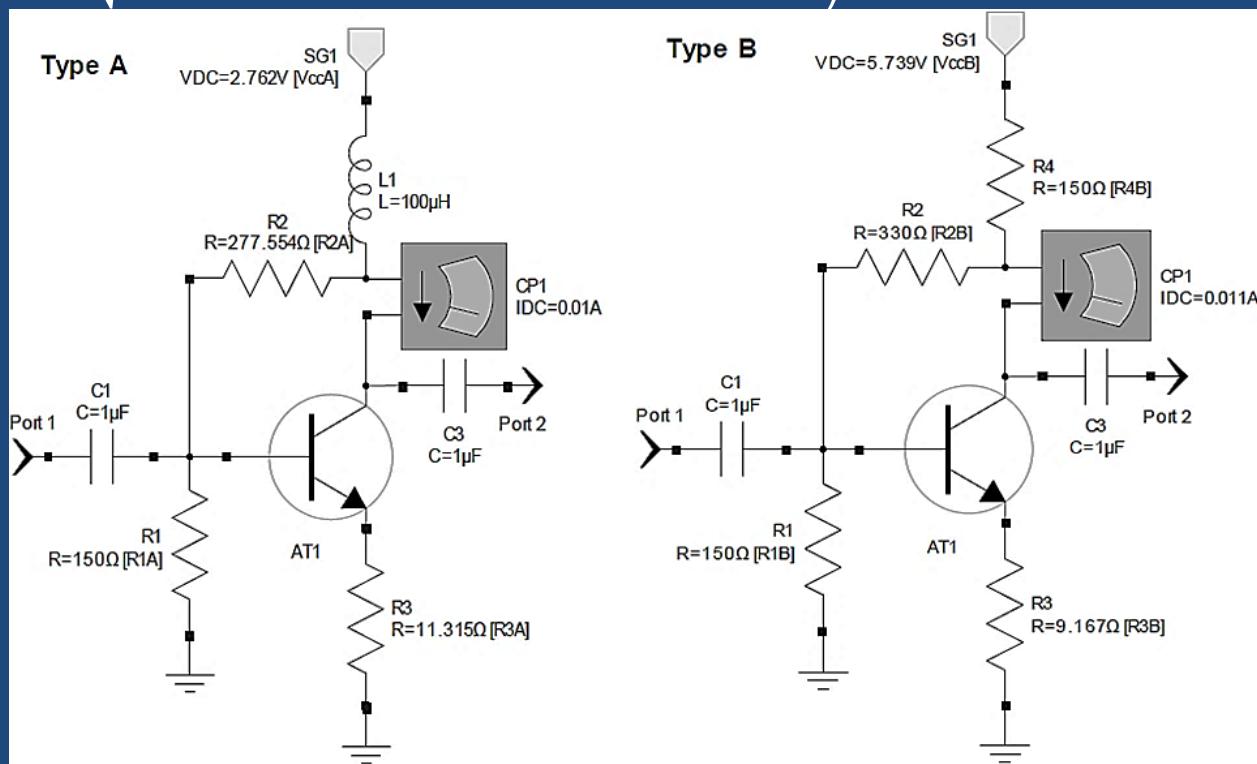


K para un amplificador emisor común sin realimentación resistiva (símbolos circulares), 1000 ohm de realimentación paralela (símbolos cuadrados) y 180 ohm de realimentación paralela (símbolos triangulares). R_e se establece utilizando la Ec.

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

Fórmulas de diseño

- Se recomienda que $R_1 = R_{4B} = 3*Z_0$. En el tipo A $X_{L1} \gg R_L$, y es estable si $R_3 > 10 \text{ ohm}$
- $FB_A \cong 0.5 \left(10^{G_f/20} + \sqrt{10^{G_f/10} + 4(1 + 10^{G_f/20})} \right)$
- $FB_B \cong 0.5 \left(10^{(G_f+2)/20} + \sqrt{10^{(G_f+2)/10} + 4(1 + 10^{(G_f+2)/20})} \right)$
- $R_{2A} = 0.5R_{1A}FB_A$
- $R_{2B} = 0.5R_{1B}FB_B$
- $R_{3A} = \frac{Z_0}{FB_A} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e}$
- $R_{3B} = \frac{Z_0}{FB_B} - \frac{26 \times 10^{-3}}{I_e}$
- $V_b = V_{be} + R_3 I_e \cong 0.79 + 3.8I_e + R_3 I_e$
- $V_{ccA} = \frac{V_{bA}(R_{1A} + R_{2A})}{R_{1A}}$



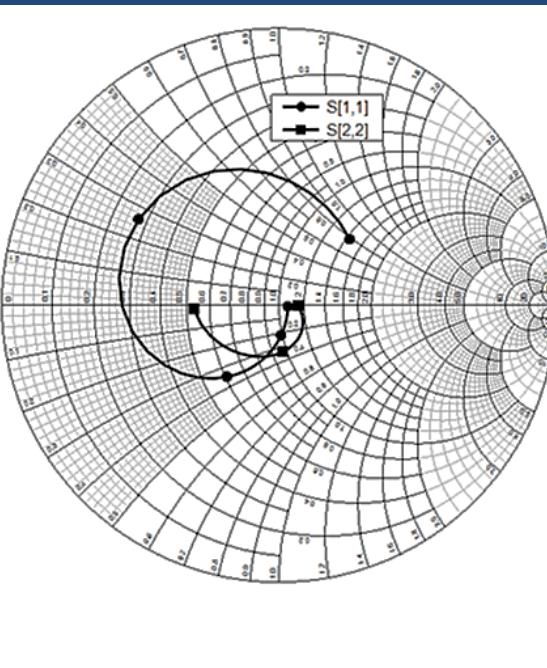
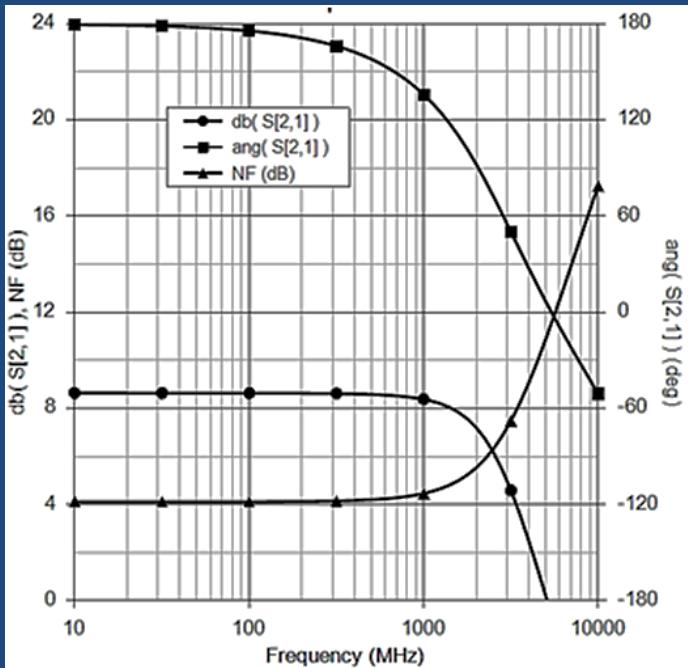
- $V_{ccB} = \frac{V_{bB}(R_{1B} + R_{2B})}{R_{1B}} \left(1 + \frac{R_{4B}}{R_{1B} + R_{2B}} \right) + R_{4B}I_e$

• Respuestas amplificador Tipo B

– La topología B es la preferida

- Más económica
- Mejor adaptación de puertos
- Mejor estabilidad polarización

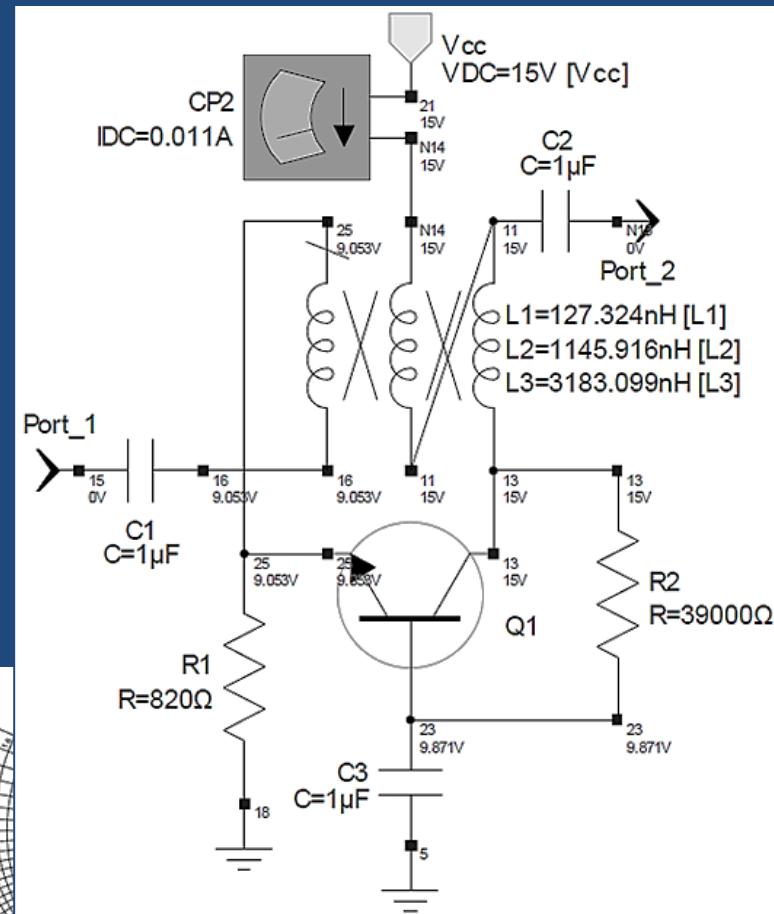
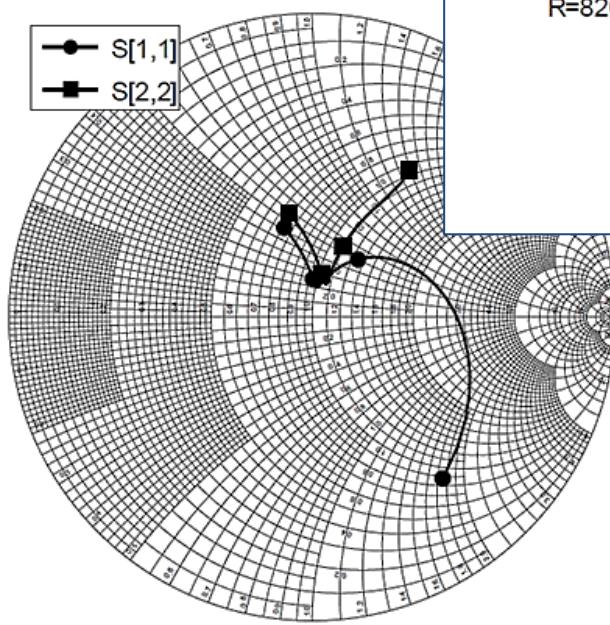
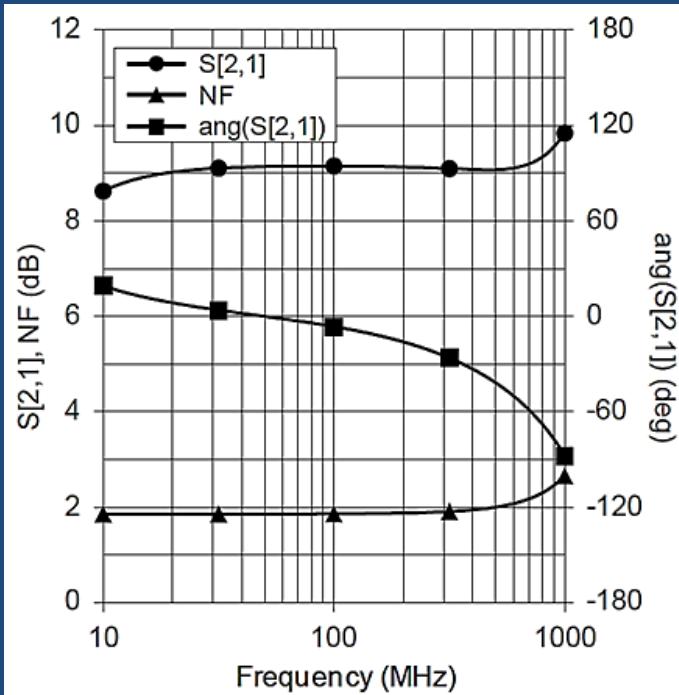
Ganancia (dB)	Corriente (mA)
18	6,7
15	4,6
12	3,2
9	2,3
6	1.6



– En la tabla se muestra valores de G y I que eliminan a R_{3B} , quedando solo 3 resistencias

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.

- Amplificadores realimentados por transformador
 - No degrada la NF como la resistiva
 - El diseño del triple devanado es crítico



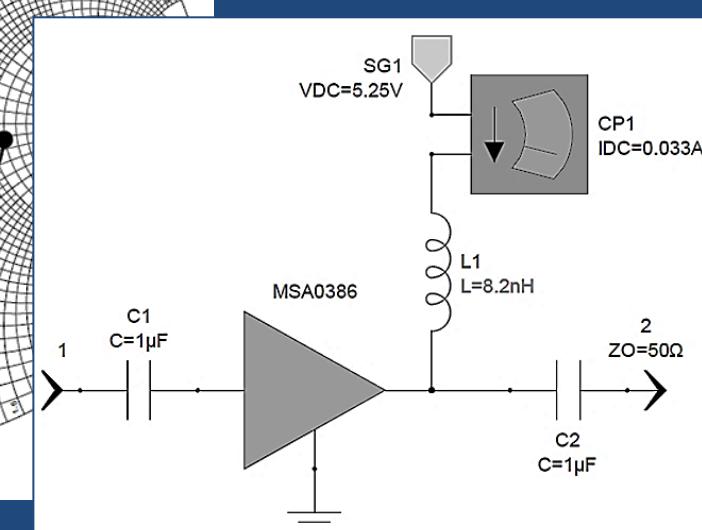
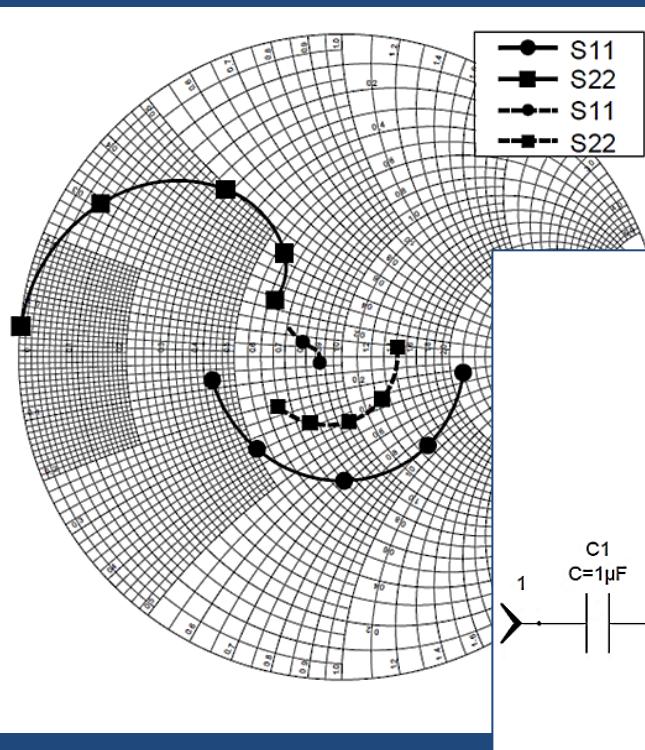
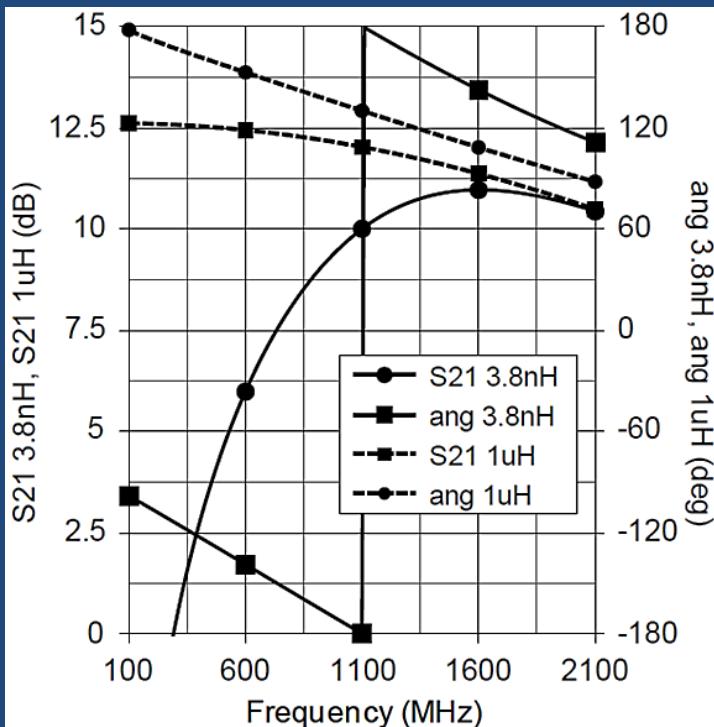
• CI para amplificadores de microondas

- Inmunidad contra el ruido de la fuente de alimentación
- Pocos elementos externos
- En los realimentados con resistencia, se usa una topología tipo B excepto que se reemplaza el transistor por un Darlington

- Los de Spectrum Microwaves son híbridos realimentados por transformador, los otros son monolíticos realimentados por resistencia
- Tendencias (ver tabla)
 - Mayor ganancia, mejor figura de ruido
 - Mayor corriente, mayor potencia de salida
 - Con transformador, mejor F pero el transformador limita el ancho de banda.

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
Sirena 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

- Compensación por adelanto de fase
 - Ejemplo con el MMIC MSA0386
 - $L_1 = 3,8 \text{ nH}$ disminuye S_{21} en bajas frecuencias y perturba la impedancias
 - pero a 1100 MHz ajusta la fase a 180° y con mayor pendiente
 - La red de adelanto de fase solo es aconsejable en osciladores de rango angosto de sintonía



*Se sugiere simular Figure1_31

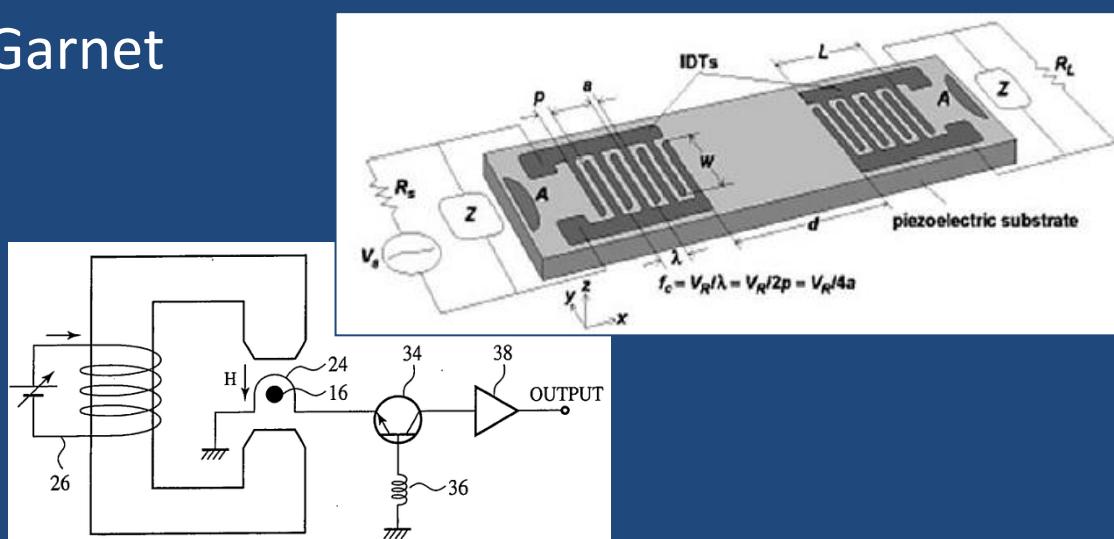
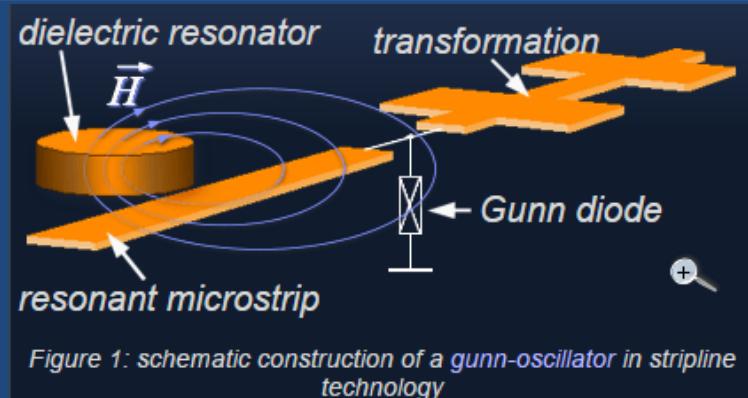
• Resonadores

- $R-C$
- $L-C$
- Línea de transmisión (distribuidos)
- Dieléctricos (DRO)

- Material cerámico, titanato de bario ($\text{Ba}_2\text{Ti}_9\text{O}_{20}$), $\epsilon = 30$ to 80
- $Q = 9000$ @ 10 GHz, se usan hasta 50 GHz
- TC to ± 6 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ typical

- Piezoeléctricos BAW y SAW (se verán después)
- YIG: Yttrium (Y 39) Iron Garnet

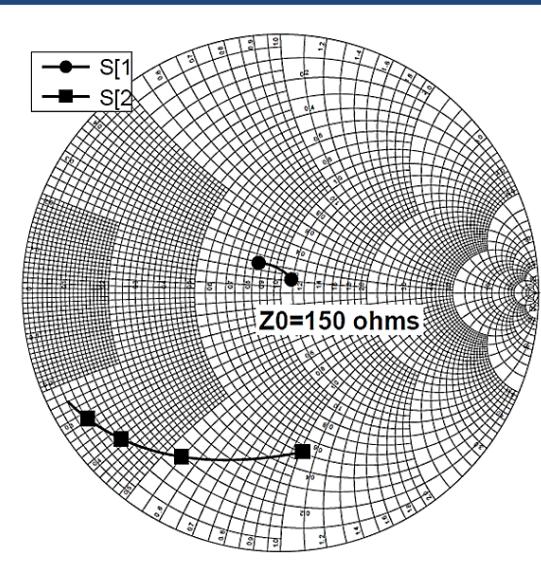
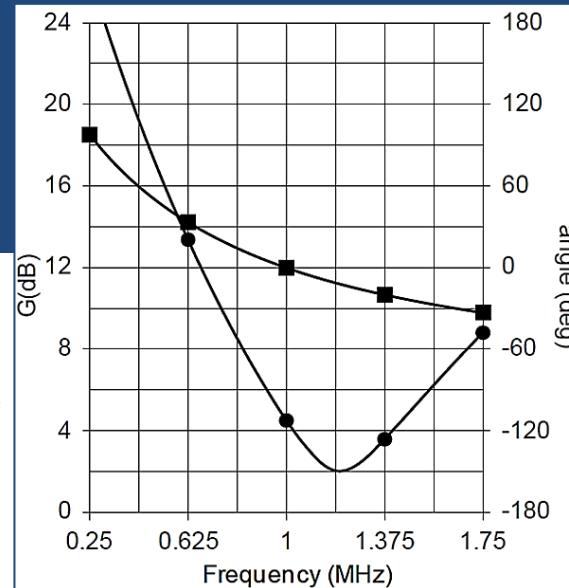
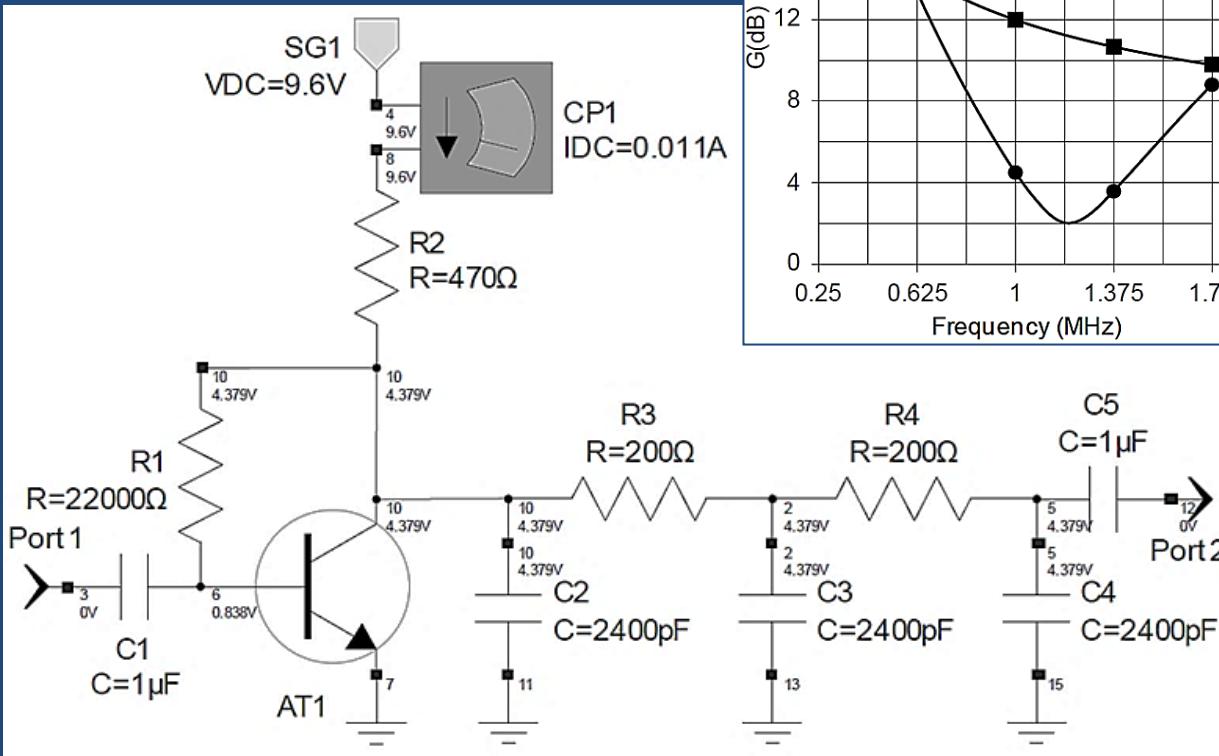
- Ferrita
- De 3 a 50 GHz
- $Q > 1000$
- Sintoniza varias octavas



- Oscilador de desplazamiento de fase

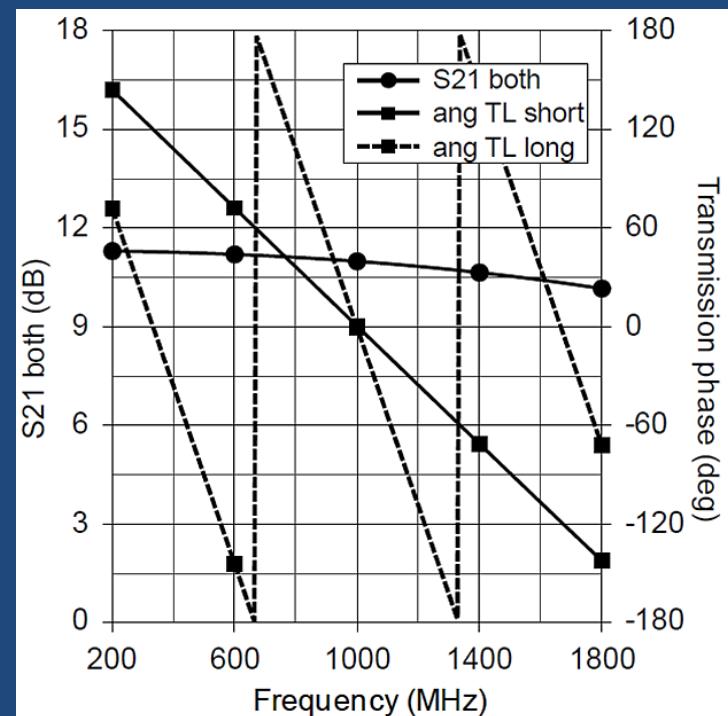
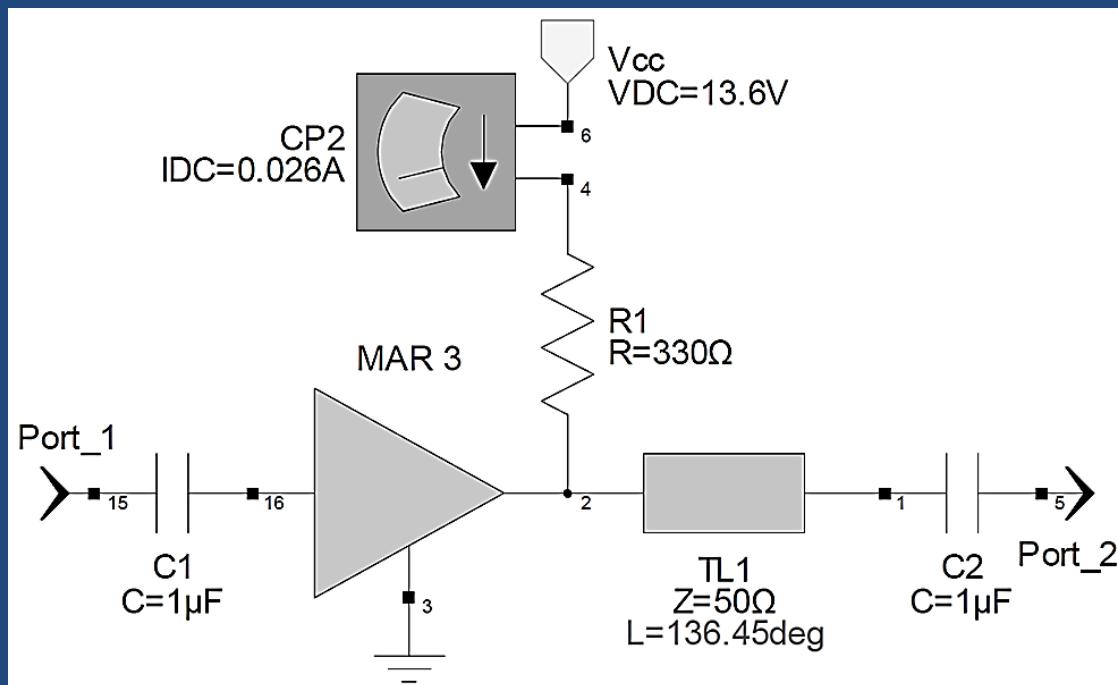
- Cada sección 60°
- Margen de ganancia bastante ajustado, 4,5dB
- Con 4 secciones y $C = 1240 \text{ pF}$ MG = 6,9 dB

*Se sugiere simular Figure1_33 con HB para ver potencial de Genesys



- Se aplican en bajas f donde L resultan muy grandes
- Para variar f se ajustan la resistencias en serie

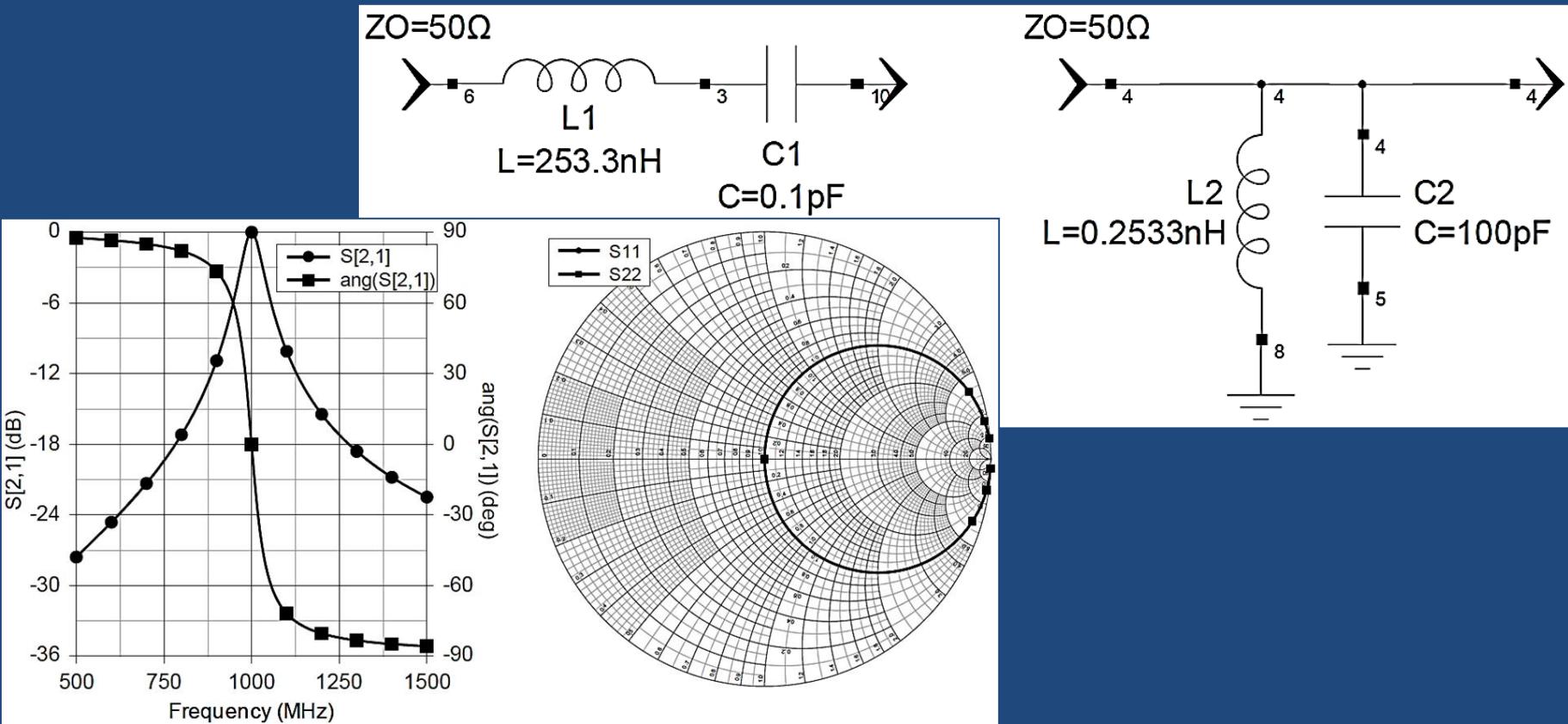
- Oscilador realimentado con una línea de transmisión
 - Método que tiene baja pérdida de inserción
 - Se puede aumentar la pendiente con una LT más larga pero hay que evitar que oscile a 333 MHz



*Se sugiere simular Figure1_35

- Resonador con redes $L-C$
 - Triple función
 - Selectividad de amplitud → asegura único Φ_0
 - Pendiente empinada → mejora estabilidad
 - Dispositivo de adaptación → simplifica el circuito

- Resonadores simples serie y paralelo $L-C$
 - Respuestas idénticas de S_{21} para ambas configuraciones
 - S_{11} y S_{22} en el || es espejo de como se muestra en la figura
 - Así no son muy útiles, para un Q grande en el resonador serie, L resulta muy grande C muy chica y el en || al revés
 - No tiene capacidad para adaptar impedancias



- **Q cargado**

- En general $Q_L = \frac{f_0}{BW_{3dB}}$

- En resonador $L-C$ serie básico

$$Q_L = \frac{X}{R_{total}} = \frac{X}{2Z_0}$$

- En resonador $L-C$ || básico

$$Q_L = \frac{R_{paralela}}{X} = \frac{Z_0}{2X}$$

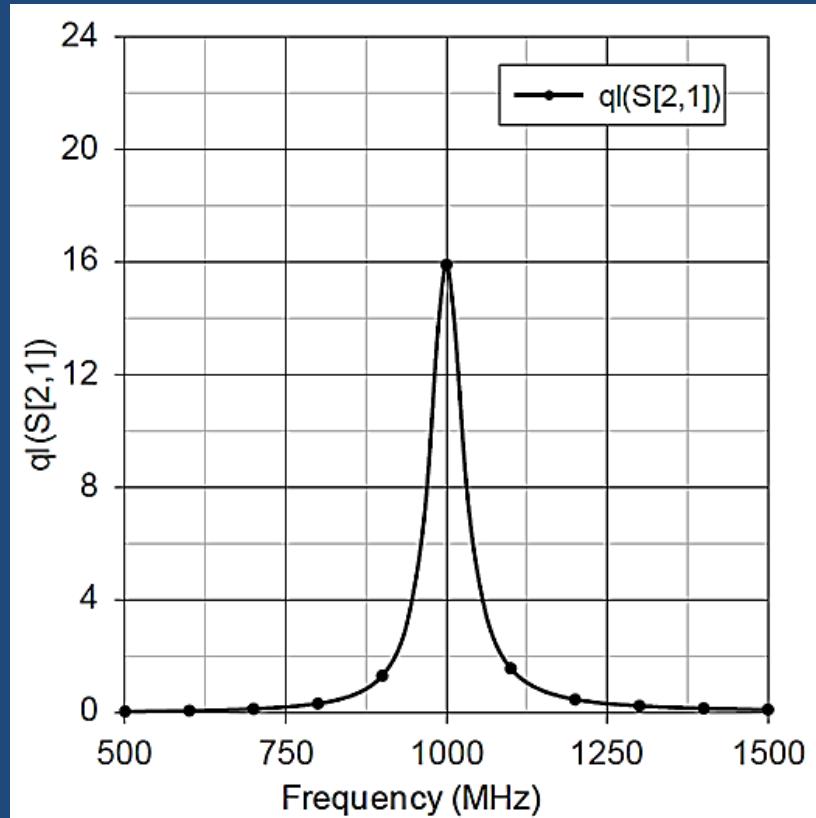
- Definición que sirve para cualquier circuito

$$Q_L = \frac{\omega_0}{2} \frac{\partial \phi}{\partial \omega}$$

- Donde ϕ es la fase de G (o S_{21} si hay adaptación a Z_0)

- Como $t_d = -\frac{\partial \phi}{\partial \omega}$ entonces

$$Q_L = \frac{\omega_0 t_d}{2} \text{ (los AE muestran normalmente } t_d)$$



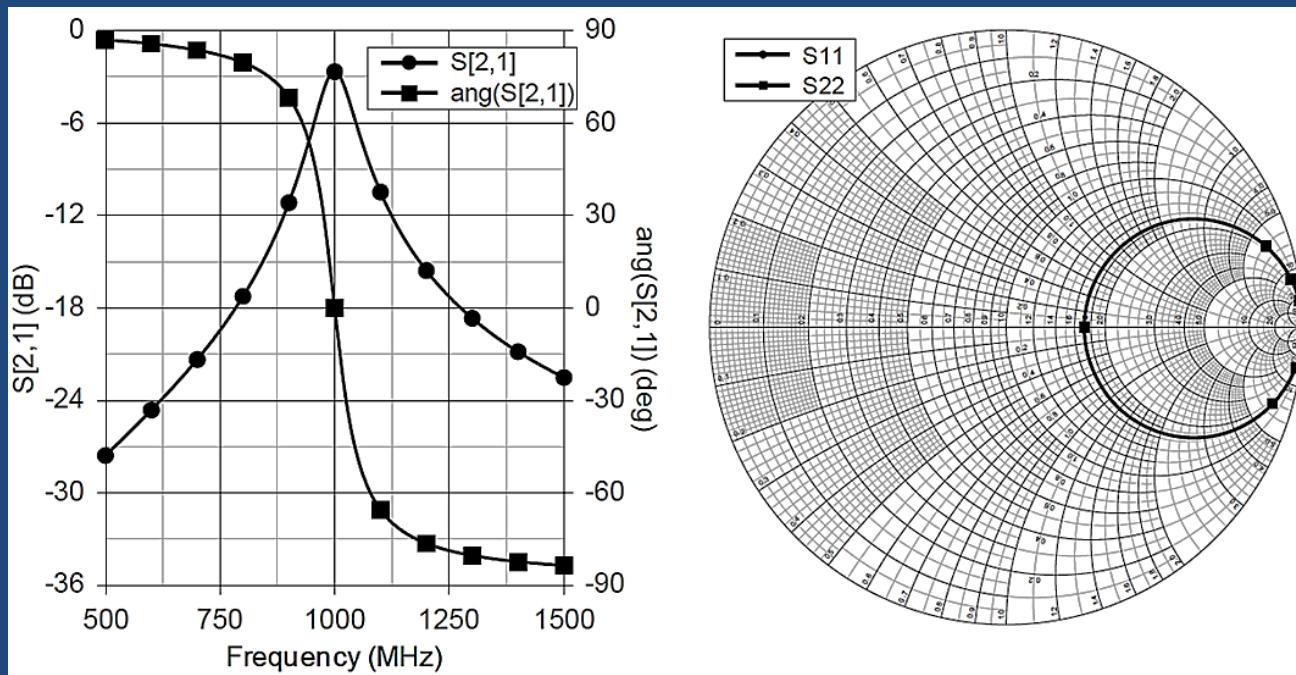
- Q descargado
 - Q del componente
 - Mecanismo de pérdida en serie $Q_U = \frac{X}{R_S}$
 - Inductores con núcleo de aire, cerámica o plástico
 - Inductores con núcleo de ferrita o hierro en polvo tiene mecanismos combinados de pérdida
 - Mecanismo de pérdida en \parallel $Q_U = \frac{R_P}{X}$
 - Pérdida dieléctrica en los capacitores
- Q descargado de un resonador básico
 - $Q_R = \frac{1}{1/Q_{ind} + 1/Q_{cap}}$
 - Donde Q_{ind} y Q_{cap} son los Q_U del inductor y capacitor respectivamente

- Pérdida en el resonador ([Ref](#))

– Sea $Q_{ind} = 50$ y $Q_{cap} = 400 \rightarrow Q_R = 44,4$

$$- Q_L \text{ original} = 16, Q_L = \frac{1}{\frac{1}{Q_R} + \frac{1}{Q_L} - \sin \text{pérdidas}} = 11,72$$

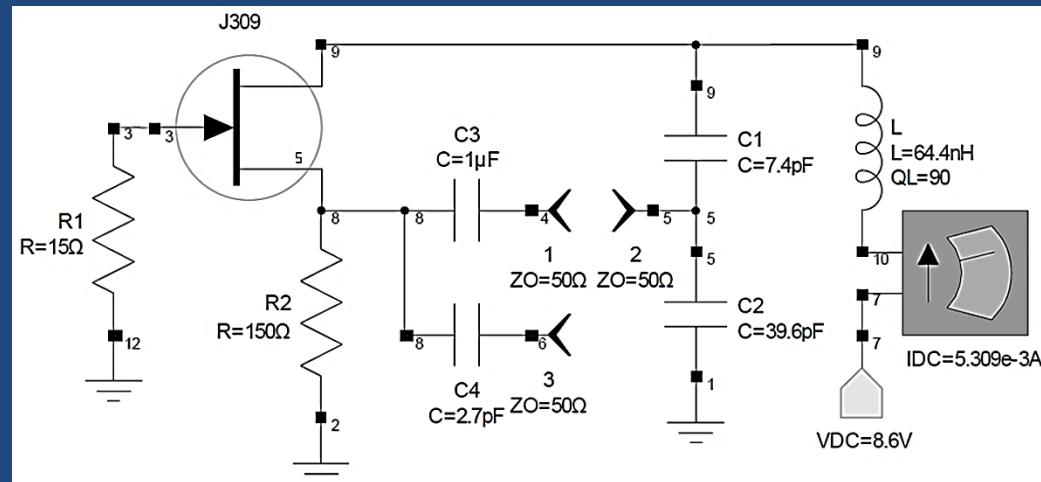
$$- IL = 20 \log \frac{Q_R}{Q_R - Q_L} = 2,66 \text{ dB (ver figura)}$$



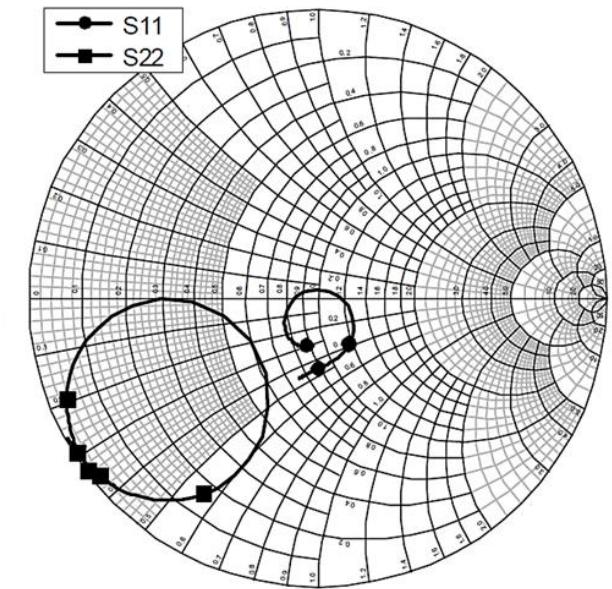
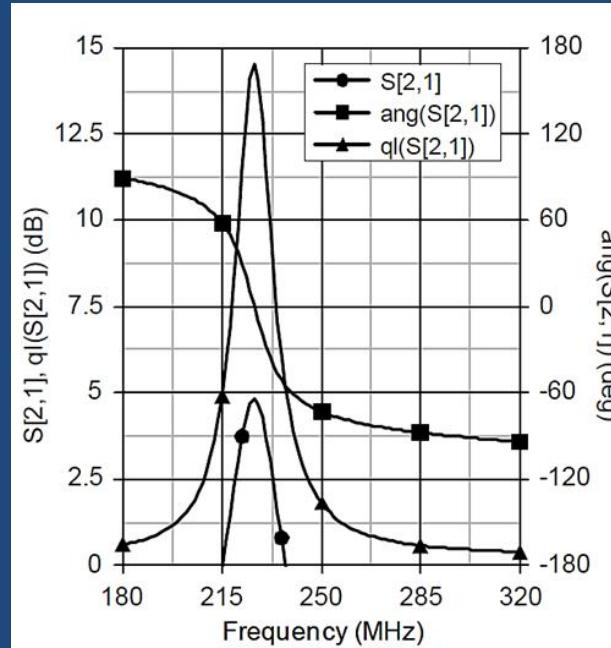
- Cálculo de oscilador Colpitts puerta común
 - Objetivos: $f_0 = 250 \text{ MHz}$, $Q_L = 10$
 - R1 estabiliza el dispositivo
 - Se miden $R_{top} = 2277 \text{ ohm}$ y $R_{tap} = 52,7 \text{ ohm}$, partes reales de los equivalentes || de D y S
 - Dado un $Q_L = 11,25 \rightarrow L = \frac{R_{top}}{2Q_L\omega_0} = 64,4 \text{ nH}$, Q_L se toma mayor por el efecto de Q_R que lo disminuirá

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

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

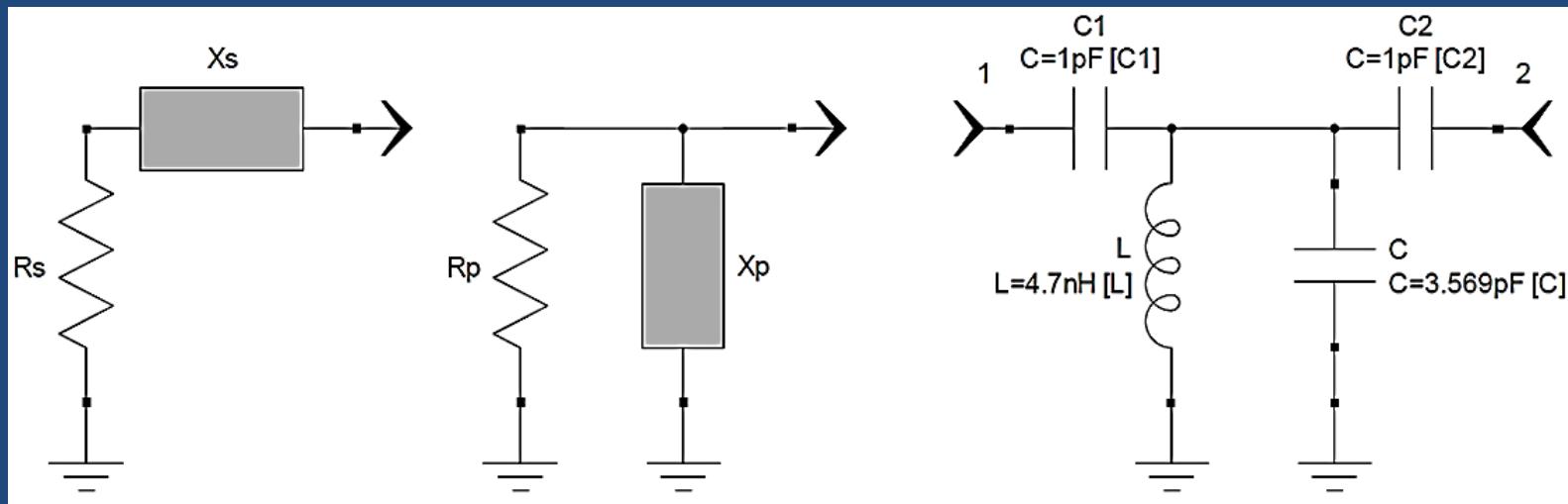


- Con los valores calculados Φ_0 queda en 225 MHz, por ignorar las componentes reactivas de los puertos en las ecuaciones. Se ajusta la frecuencia a 250 MHz disminuyendo L o disminuyendo C_1 y C_2
- Adaptación excelente, Randall / Hock no es necesario
- El Q_L resulta mayor de lo esperado, esto se debe a que el dispositivo no es unilateral y que el D se termina con 2277 en vez de 50 ohm
- Para disminuir el Q y corregir la frecuencia se reduce $C_1 = 4,17 \text{ pF}$ y $C_2 = 20 \text{ pF}$. El Q_L queda en 9,8
- Este procedimiento brinda una solución inicial que se optimiza con el simulador



- Acoplamiento reactivo del resonador
 - El resonador Colpitts es compatible con
 - DC y CC , por alta impedancia de entrada
 - PC y BC por alta impedancia de salida
 - Además estas topologías y el resonador Colpitts no invierten
 - Las topologías SC y EC no son compatibles con Colpitts
 - Las impedancias no son tan elevadas
 - Estas topologías son inversoras
 - El problema se resuelve con acoplamientos reactivos en serie o en || con la carga o la fuente combinados con resonadores paralelo y serie respectivamente

- Esta equivalencia vale para una sola frecuencia
- $R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}$, $X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$
- Note como siempre $R_p > R_s$, si $X_s = 3R_s$, $R_p = 10 R_s$ aumentando el Q_L del resonador |||
- En la figura se obtiene $Q_L = 9,49$ para $Z_0 = 50$ ohm, considerando Q_R infinito
- Los elementos reactivos pueden ser capacitores o inductores
- Disminuyen la f de resonancia por lo que hay que disminuir los valores de los componentes del resonador

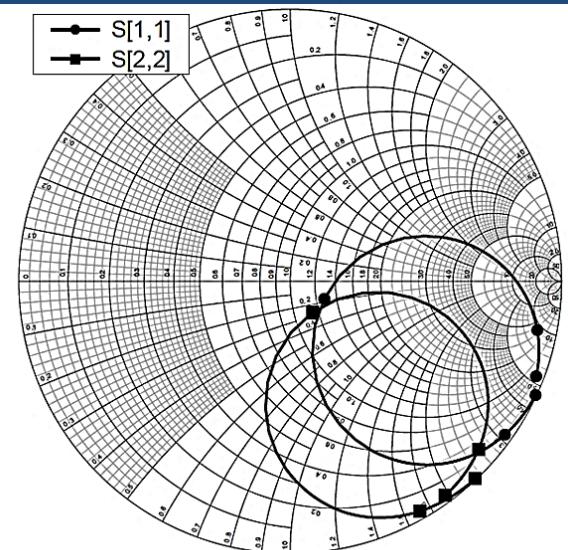
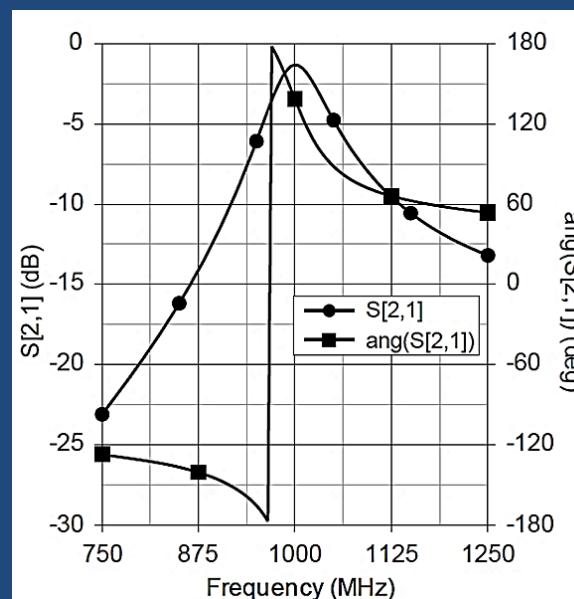
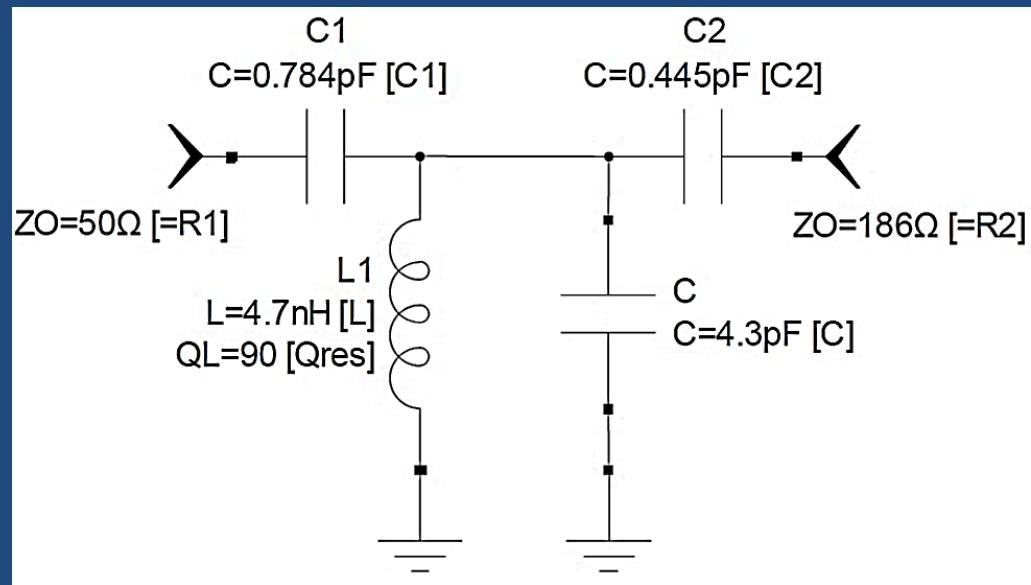


- Adaptación con el resonador
 - El resonador paralelo acoplado con reactancias puede adaptar diferentes impedancias
 - Datos: R_1 , R_2 y Q_L , incógnitas C_1 , C_2 , C_r y L
 - El grado de libertad sobrante permite elegir un valor práctico de L
 - $R_{total} = \frac{\omega_0 Q_R Q_L L}{(Q_R - Q_L)}$ $C_1 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{2R_{total}R_1 - R_1^2}}$ $C_2 = \frac{1}{\omega_0 \sqrt{2R_{total}R_2 - R_2^2}}$
 - R_{total} que carga al resonador ||
 - R_1 y R_2 son las terminaciones y C_1 y C_2 los acoplamientos
 - La capacidad total que resuena con L es
 - $C = C_r - C_{1p} - C_{2p}$ donde
 - $C_{1p} = \frac{X_{C1}}{\omega_0(R_1^2 + X_{C1}^2)}$ y $C_{2p} = \frac{X_{C2}}{\omega_0(R_2^2 + X_{C2}^2)}$
 - Cuanto mayor Q_L , mayor es la relación entre R_1 y R_2 que adapta

- La fase varía desde 180° con Q_L infinito, a 0° con Q_L cero
- $\phi = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{-R_1}{X_{C1}} \right) - \tan^{-1} \left(\frac{-R_2}{X_{C2}} \right)$

- Ejemplo

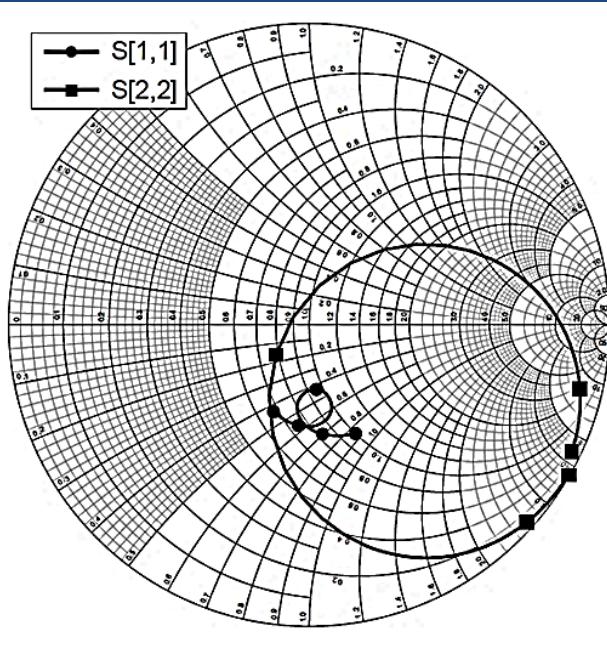
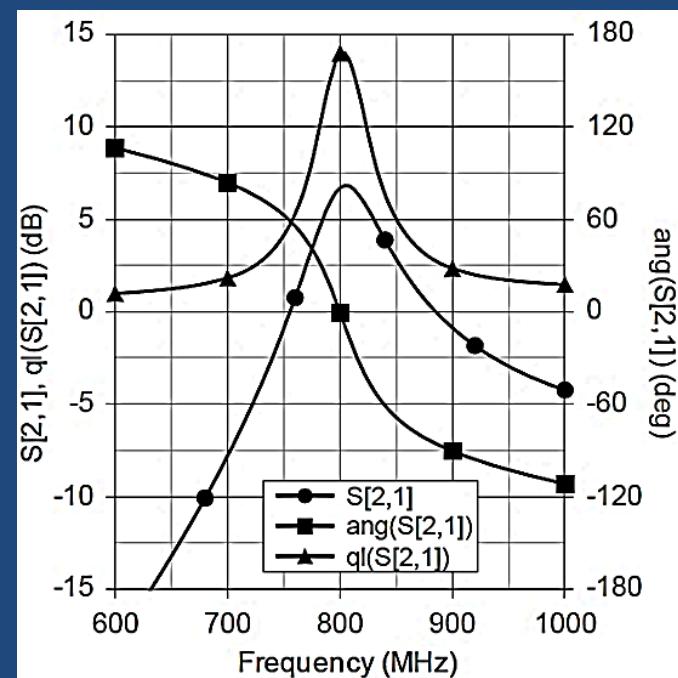
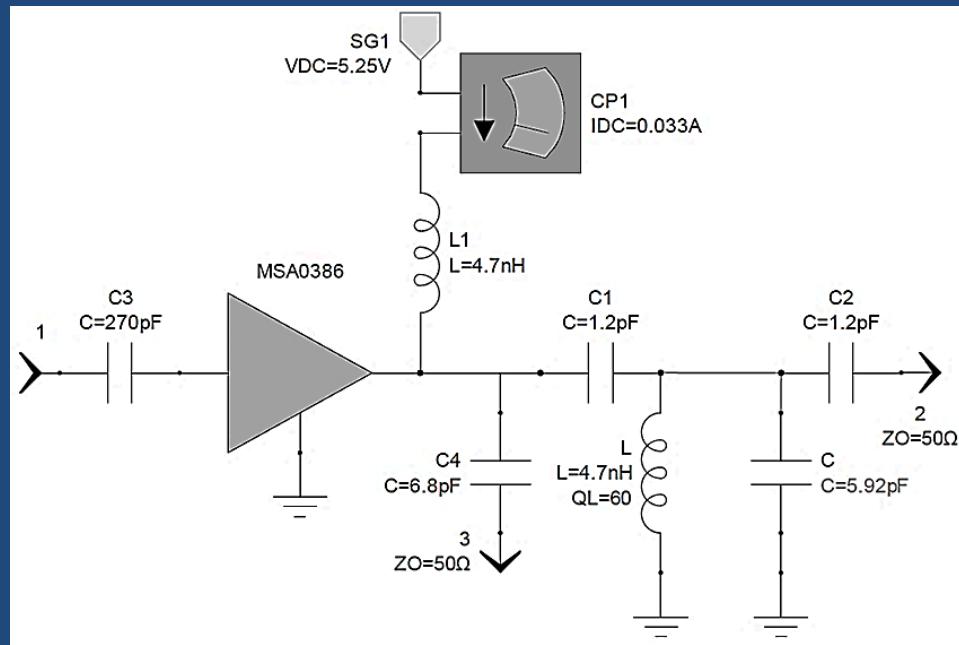
- Se elije $L = 4,7 \text{ nH}$ y $Q_L = 12,7$
- Se supone $Q_R = 90$
- S_{11} y S_{22} no caen en el centro de la carta, -17 dB, debido a que Q_R es finito
- $|L| = 1,32 \text{ dB}$



- Medición del Q descargado
 - El valor del Q_R es crítico para el diseño de osciladores de alta performance
 - Los parámetros S están genéticamente mal condicionados para medir el Q
 - $$Q_U = \frac{2 \times im(S_{11})}{1 - re(S_{11})^2 - im(S_{11})^2}$$
 - Para un $Q = 120$ un error en S_{11} de 0,02 dB (sin considerar error de fase) resulta un $Q = 190$, 58% de error
 - Lo mejor es usar un circuito como el anterior, los C se ajustan para $|L|$ de 3 a 10 dB y un Q cargado mayor que 20
 - $$Q_U = \frac{Q_L}{1 - 10^{-IL/20}}$$
 donde $IL = |S_{21}|$ dB máximo

- Ejemplo resonador acoplado

- 800 MHz, carga 50 ohm en puerto 3
- L_1 pequeño adelanta la fase para máxima pend. en ϕ_0



- MG = 6,7 dB
- $Q_L = 14$
- Excelente adaptación, no hace falta Randall / Hock

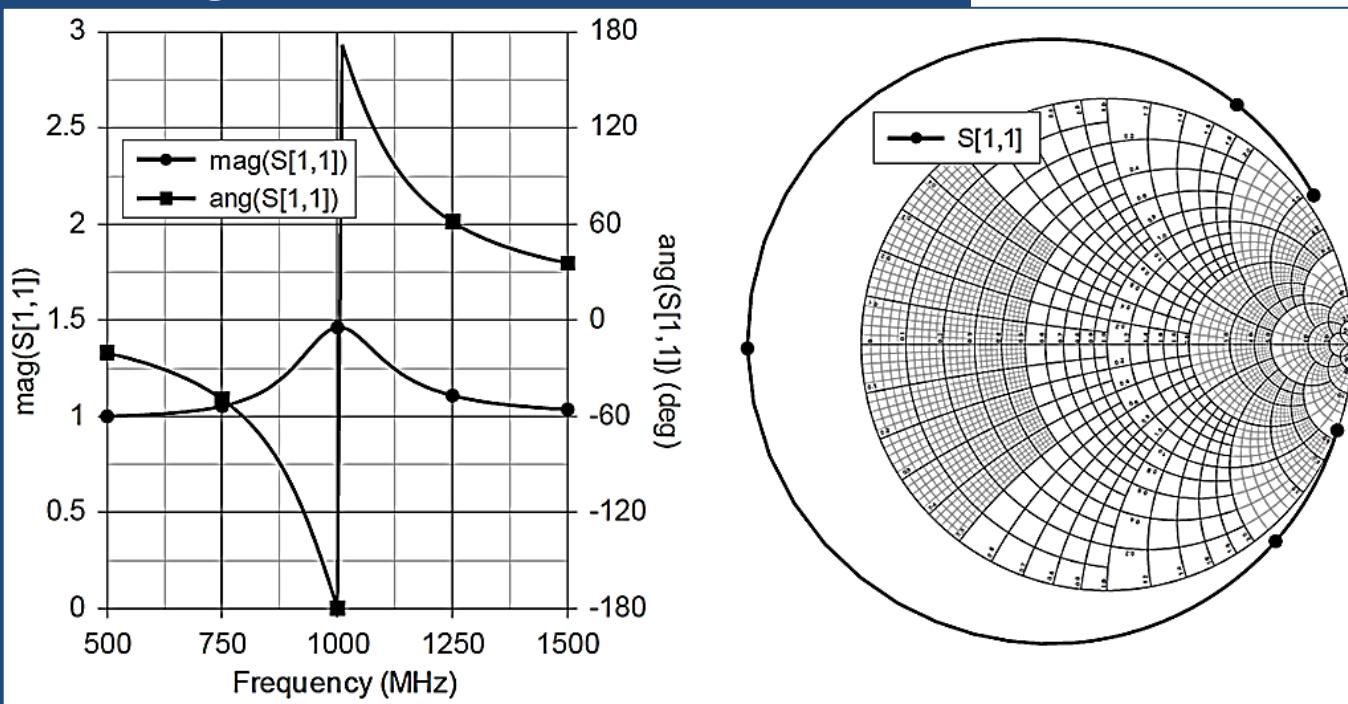
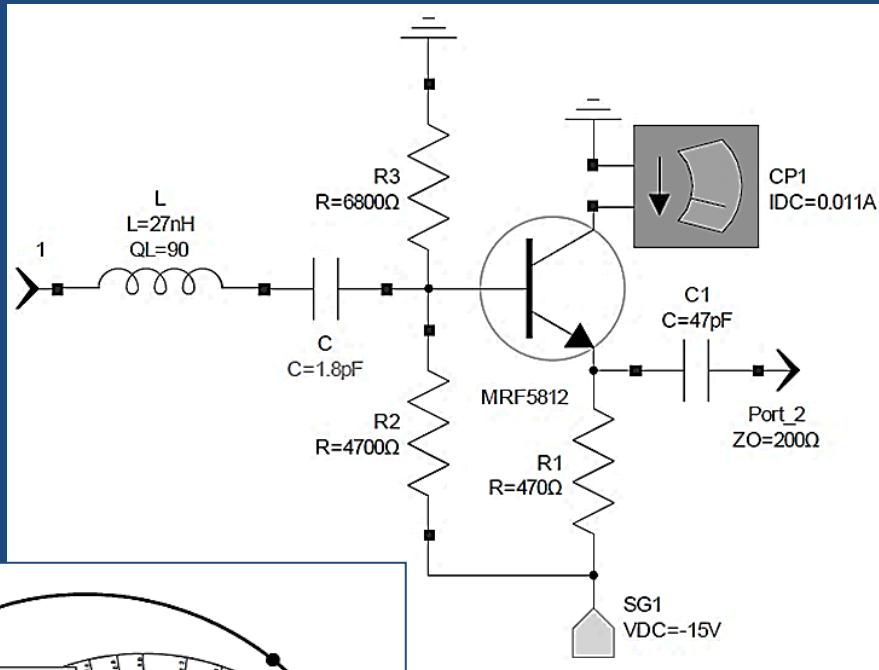
- Resumen resonador
 - Componente más importante en osciladores de alto rendimiento
 - Afecta fuertemente la performance del ruido de fase
 - Hace inmune el oscilador a la etapa de sostenimiento y perturbaciones externas
 - Q_L es el parámetro de diseño más importante
 - Q_R no es importante siempre que la IL sea baja
 - Los resonadores LC pueden servir para adaptar impedancias
 - No es aconsejable agregar otros dispositivos adicionales para la adaptación

- Método de un solo puerto
 - Popular y bien documentado para diseño de osciladores de microondas
 - Creencia errónea que conduce a resultados no óptimos
 - Se denominan genéricamente osciladores de resistencia negativa aunque hay dos tipos bien diferenciados, de
 - Resistencia negativa, requiere resonador serie
 - Conductancia negativa, requiere resonador paralelo
 - En algunos casos también se pueden analizar con el método de lazo abierto mediante la transformación de Alechno

- Osciladores de resistencia negativa
 - Método de lazo abierto requiere un dispositivo y una topología estable
 - Método de resistencia negativa requiere un dispositivo y topología inestable
 - La inestabilidad se controla mediante un resonador, quién establece las propiedades del oscilador

• Circuito básico

- El resonador L-C establece la frecuencia de oscilación
- El puerto 1 se usa para análisis pero en funcionamiento se pone a tierra
- Al ser $|S_{11}| > 1$ la resistencia es negativa

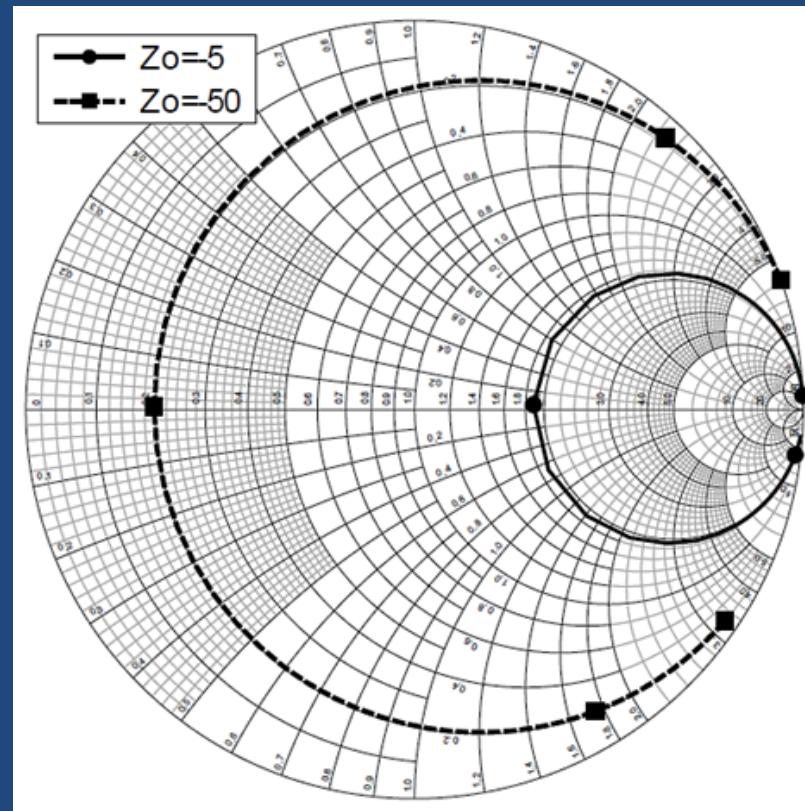


- Cuando oscila establemente $|S_{11}| = 1$
- La salida se toma del puerto 2

- Criterio de arranque
 - Cuando se pone el extremo izquierdo del resonador serie a masa la resistencia negativa neta provoca el crecimiento de las oscilaciones
 - La no linealidad reduce la resistencia neta del camino a 0 ohm
 - Condiciones suficientes para el arranque
 - 1) El ángulo de S_{11} debe ser 0° o 180°
 - 2) $S_{11} > 0$ dB ($|S_{11}| > 1$) a $\phi = 0^\circ$ o $\phi = 180^\circ$
 - 3) Un valor alto de la resistencia negativa deforma la señal, degrada la performance de ruido, aumentan los armónicos y puede causar modos espurios
 - Valores de R sugeridos van de -50 a -5 ohm
 - $|R|$ alto \rightarrow arranque rápido y potencia de salida alta
 - $|R|$ pequeño \rightarrow mejor estabilidad y ruido

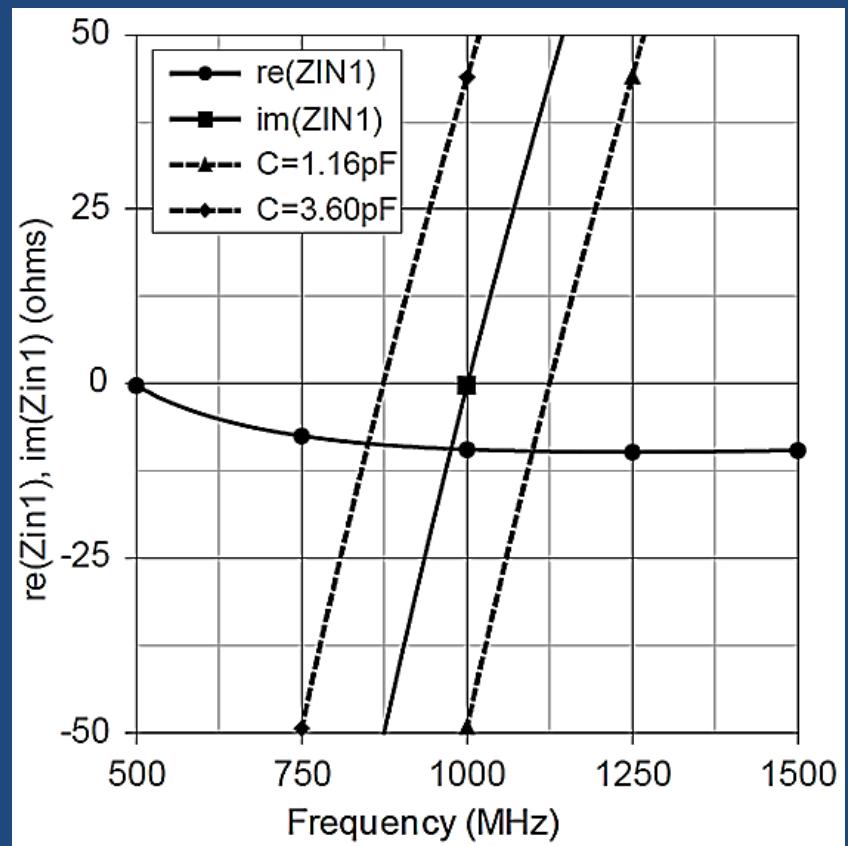
- Ambigüedad 0° o 180°

- Si se normaliza la carta con $Z_0 = -50 \text{ ohm}$, equivale a dibujar $1/S_{11}$, las impedancias quedan dentro del círculo unitario
- En resonancia, cuando S_{11} cruza el eje real, el ángulo es 180°
- Si se normaliza con $Z_0 = -5 \text{ ohm}$ el ángulo vale 0° , ergo ...
- Que el ángulo de S_{11} sea 180° o 0° depende de Z_0 y no tiene otro significado



- S o Z_{in}

- Si se grafica $\text{re}(Z_{in})$ e $\text{im}(Z_{in})$, la f de oscilación está definida por el paso de la reactancia por cero
- $\text{im}(Z_{in}) = 0$ y R vale -10 ohm en $f = 1000$ MHz
- Para menos de 500 MHz no oscila
- Para $|R| > 5$, $f > 650$ MHz
- Si se cambia el valor de C , se modifica la f de oscilación
- Como S_{11} depende de Z_0 y tiene poco valor intuitivo
- Además como tiene la ambigüedad $0^\circ/180^\circ$
- Se prefiere analizar la impedancia de entrada



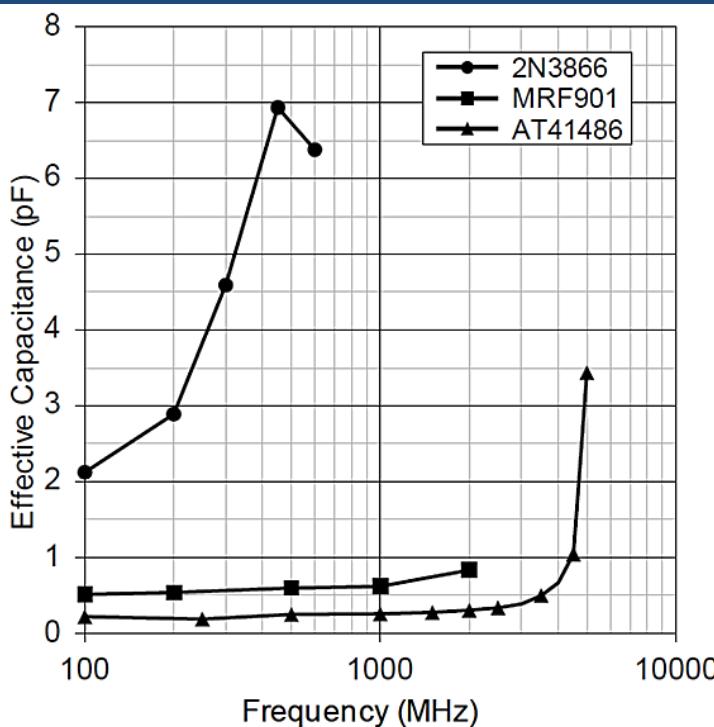
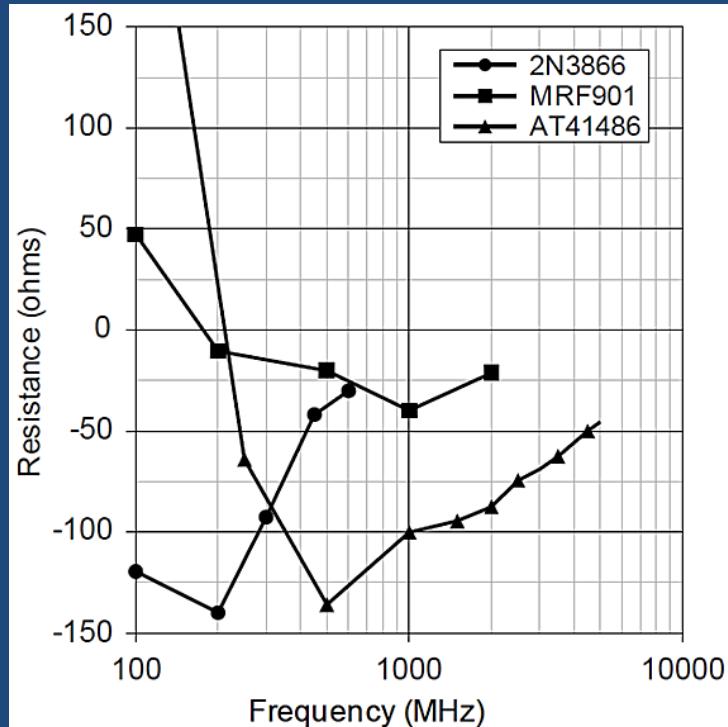
*Se sugiere simular Figure1_48

- Selección del dispositivo de R negativa
 - En un diseño con R o G negativa se comienza con la selección del dispositivo, a diferencia del diseño a lazo abierto
 - En la tabla se muestran las componentes real e imaginaria de Z_{in} (resistencia y reactancia) del transistor NPN MRF5812 topología CC
 - C es casi constante para un rango 3 a 1 de f , esto sugiere un circuito equivalente de entrada de una R negativa en serie con una capacidad de 2 pF
 - En relación con [fig](#), la C total es 0,92 pF, la cual resuena con $L = 27$ nH a 1000 MHz
 - Desgraciadamente, esto indica que f es altamente dependiente del dispositivo

f (MHz)	$re[Z_{in}]$	$im[Z_{in}]$	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

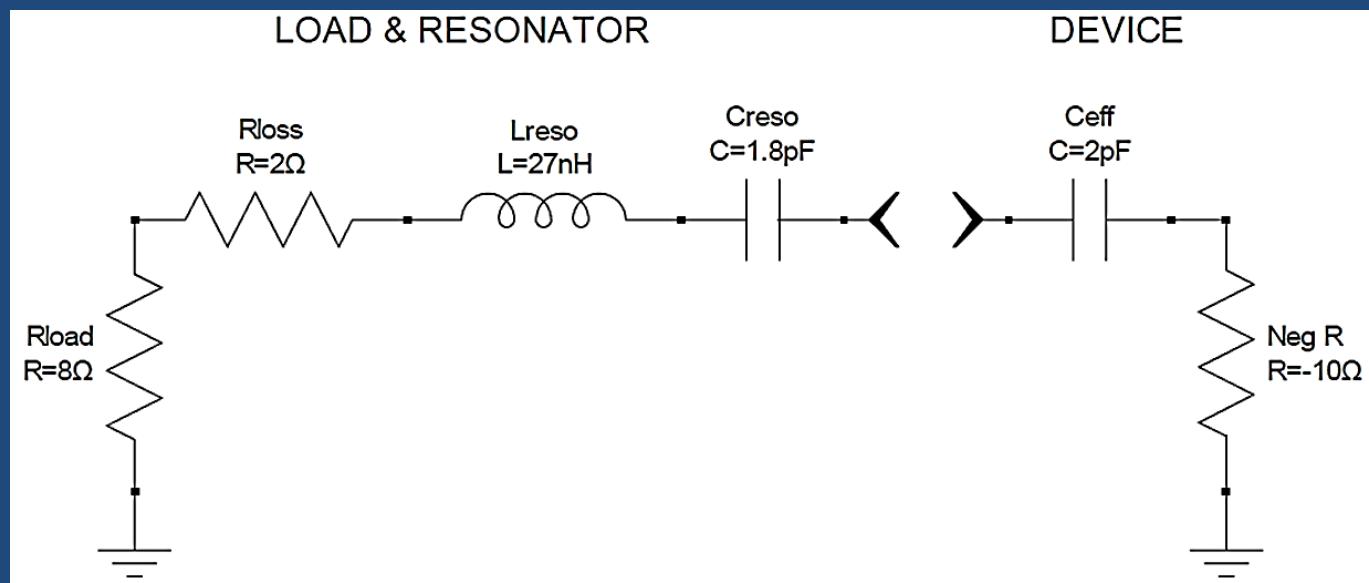
- Análisis de 3 candidatos

- 2N3866 tiene una R negativa apropiada de 100 a 800 MHz
- MRF901 de 200 MHz a 2 GHz
- AT41486 de 250 a 7 GHz
- Salvo el 2N3866 es casi imposible usar el circuito de la [Fig](#) porque no hay aislamiento suficiente de las características del dispositivo
 - C resonador debería ser extremadamente pequeña
 - L resonador debería ser extremadamente grande

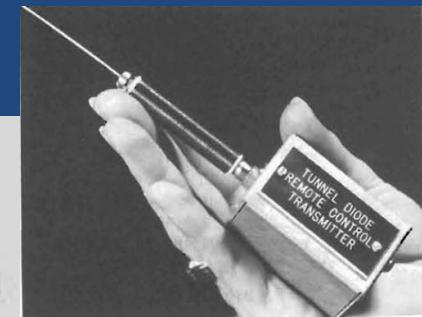
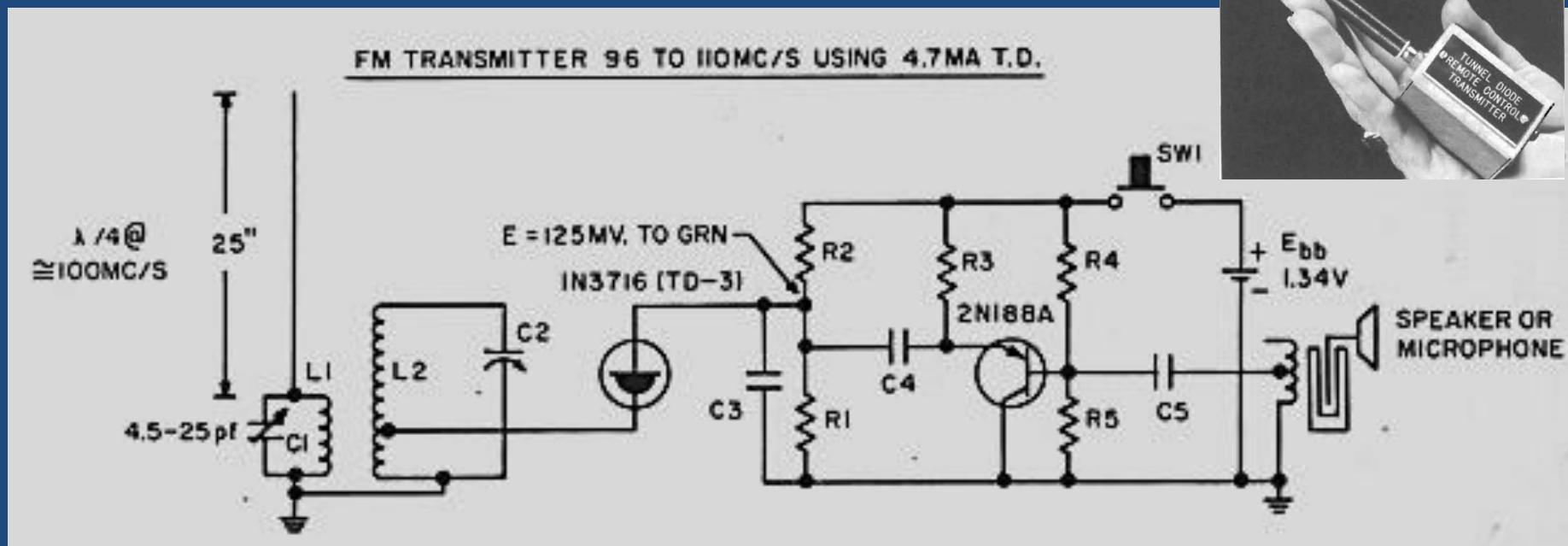


- Análisis de Kurokawa

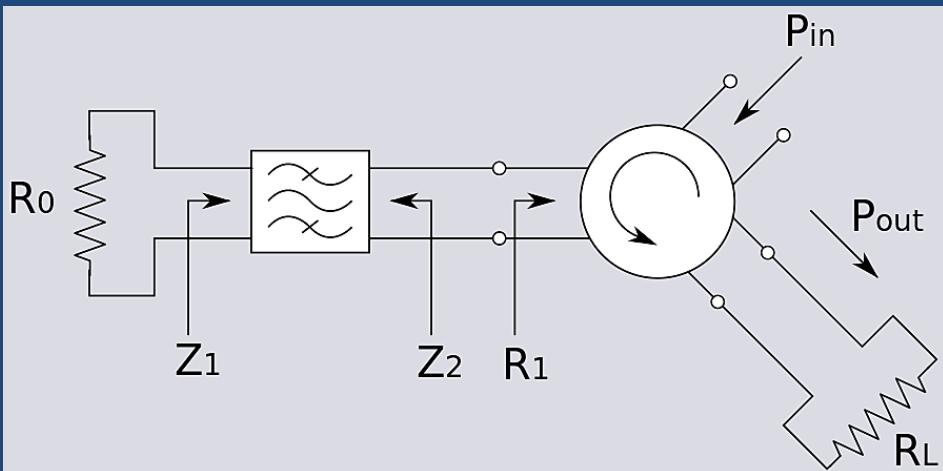
- Modelo para diodo Impatt o Gun con posible red de adaptación para carga de 50 ohm
 - Cuando oscila, por la acción no lineal, $|R|$ se reduce hasta $|R| = R_{load} + R_{loss}$
 - Según Kurokawa $Q_L = \frac{1}{\omega_0 C_{total}|R|}$, es un resultado agradable, el Q depende del Q del circuito exterior, pero de dudosa aplicación según Rhea



- Ejemplo circuito oscilador con diodo Tunnel (obsoleto)
 - Ojo, este ejemplo es de conductancia negativa

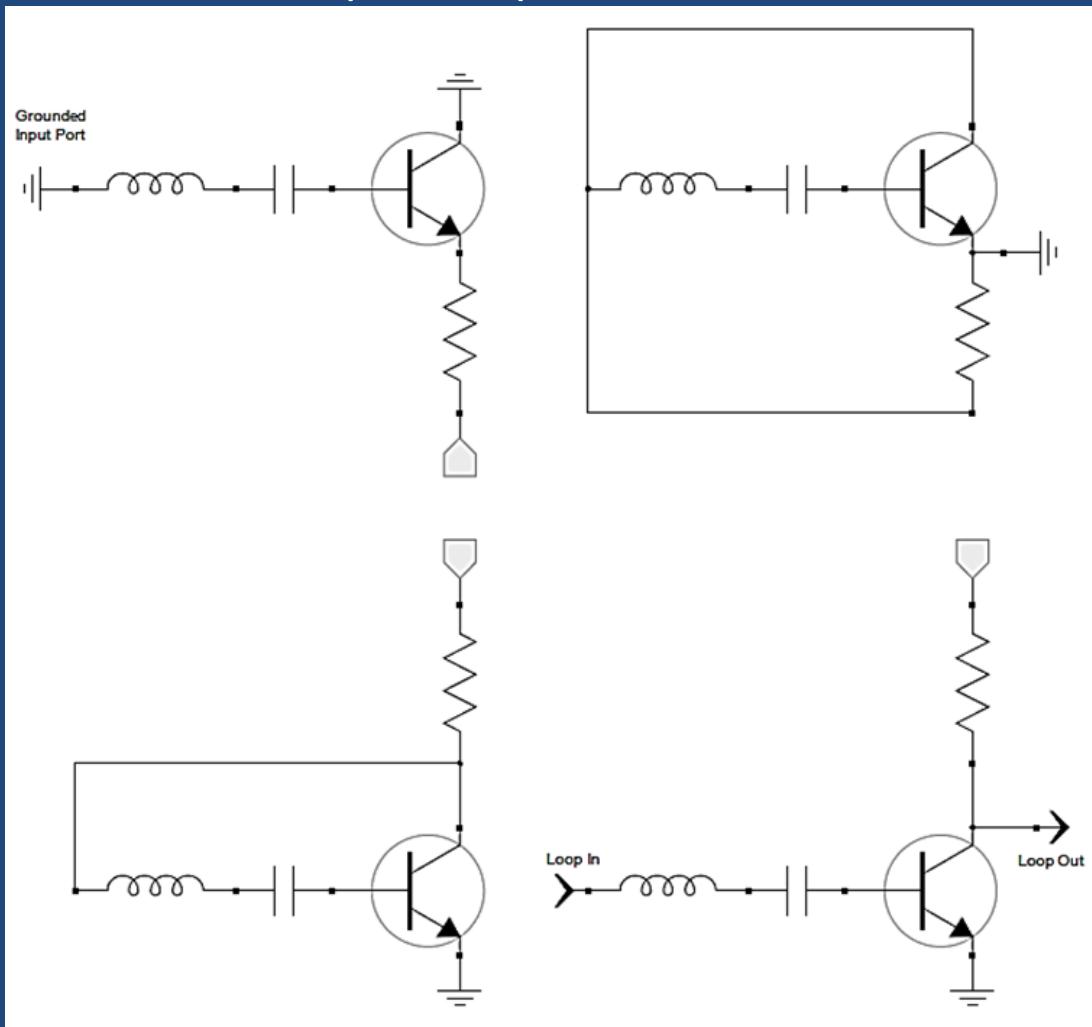


- La R negativa también amplifica
 - Amplificador por reflexión



• Técnica de Alechno

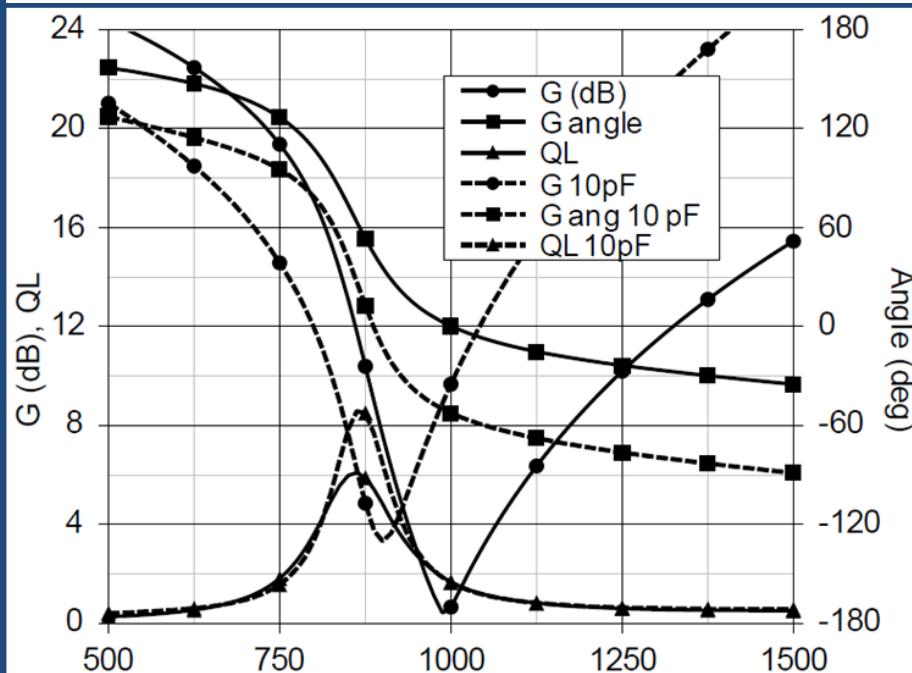
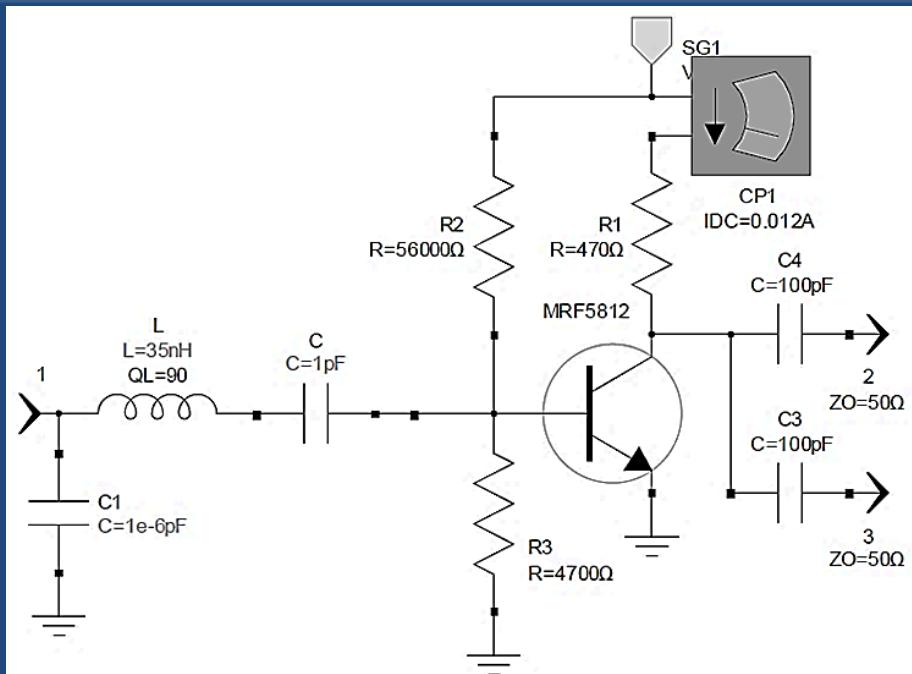
- Manipula la tierra de referencia para convertir una topología de R negativa en un una de lazo abierto
- Es una ayuda, la equivalencia es exacta solo para dispositivos ideales
- Por ejemplo, el circuito de abajo a la derecha, a primera vista no parece ser un buen candidato ya que el transistor desfase 180° y el resonador serie solo 0°
- La f debería estar cerca de f_T para que el retardo lo vuelva casi no inversor



- Mejorando el oscilador de R negativa

- El agregado de $C_1 = 10 \text{ pF}$

- Retarda la fase en 50°
- Ubica a ϕ_0 en la zona de mayor pendiente
- El MG aumentó a $3,8 \text{ dB}$
- Q aumentó a $7,7$



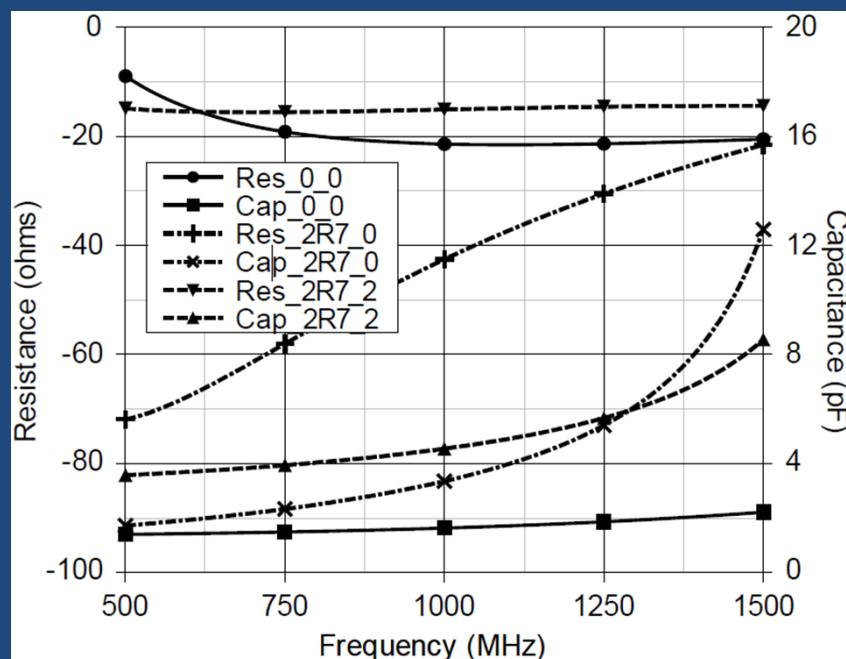
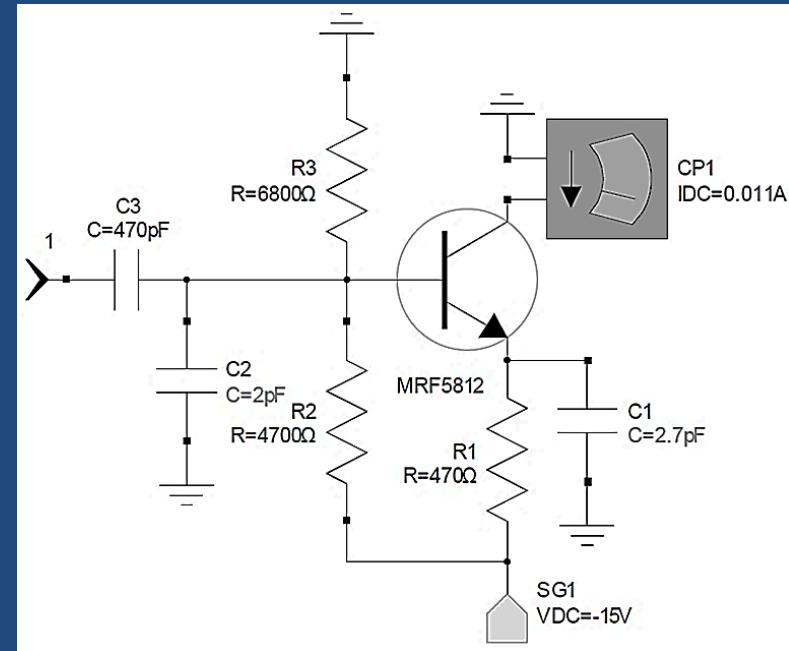
*Se sugiere simular Figure1_55

Parece que hubiera un error en la simulación de Rhea

– Revirtiendo Alechno

- Además de C_1 , se agrega C_2 para adaptar resonador serie
- Se grafica el equivalente paralelo $R \parallel C$ de Z_{in} para

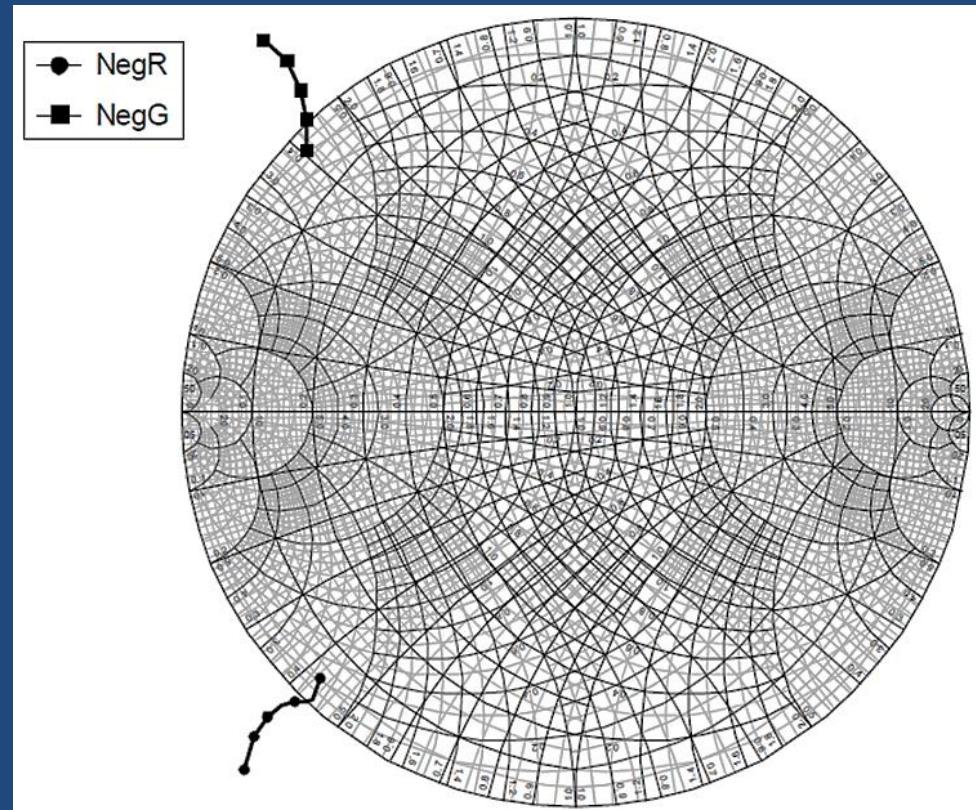
Componente	C1 (pF)	C2 (pF)
Res_0_0	0	0
Cap_0_0	0	0
Res_2R7_0	2,7	0
Cap_2R7_0	2,7	0
Res_2R7_2	2,7	2
Cap_2R7_0	2,7	2



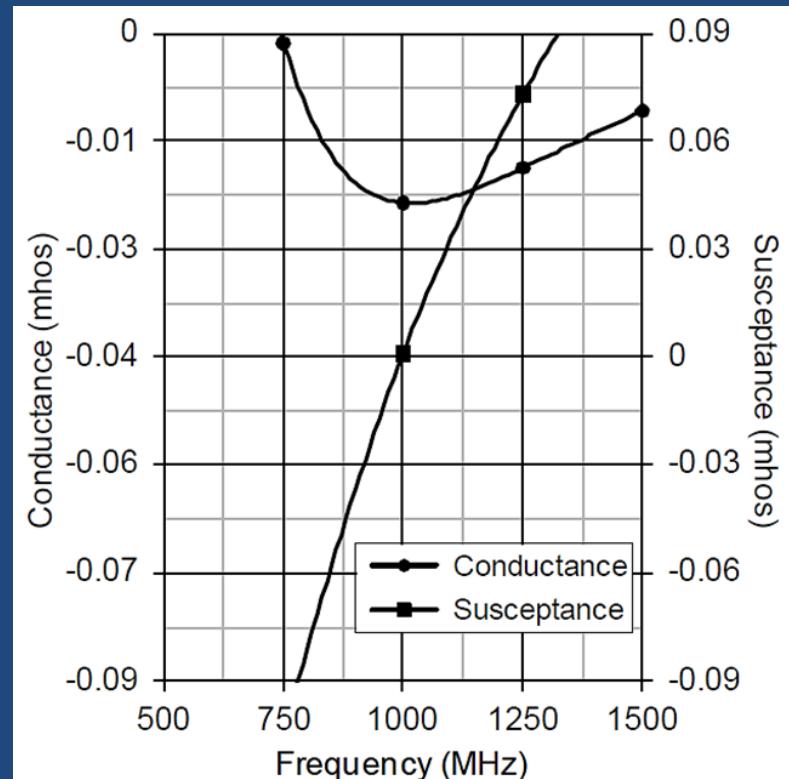
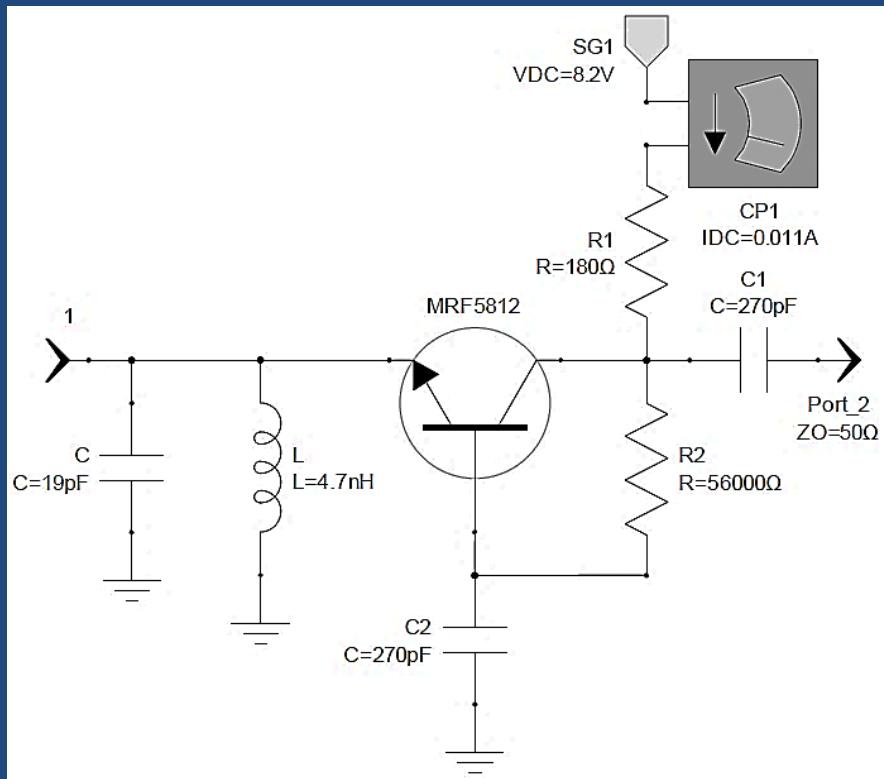
- Respuesta plana de R y C
- C se duplica independizando el resonador del transistor

- Osciladores de G negativa

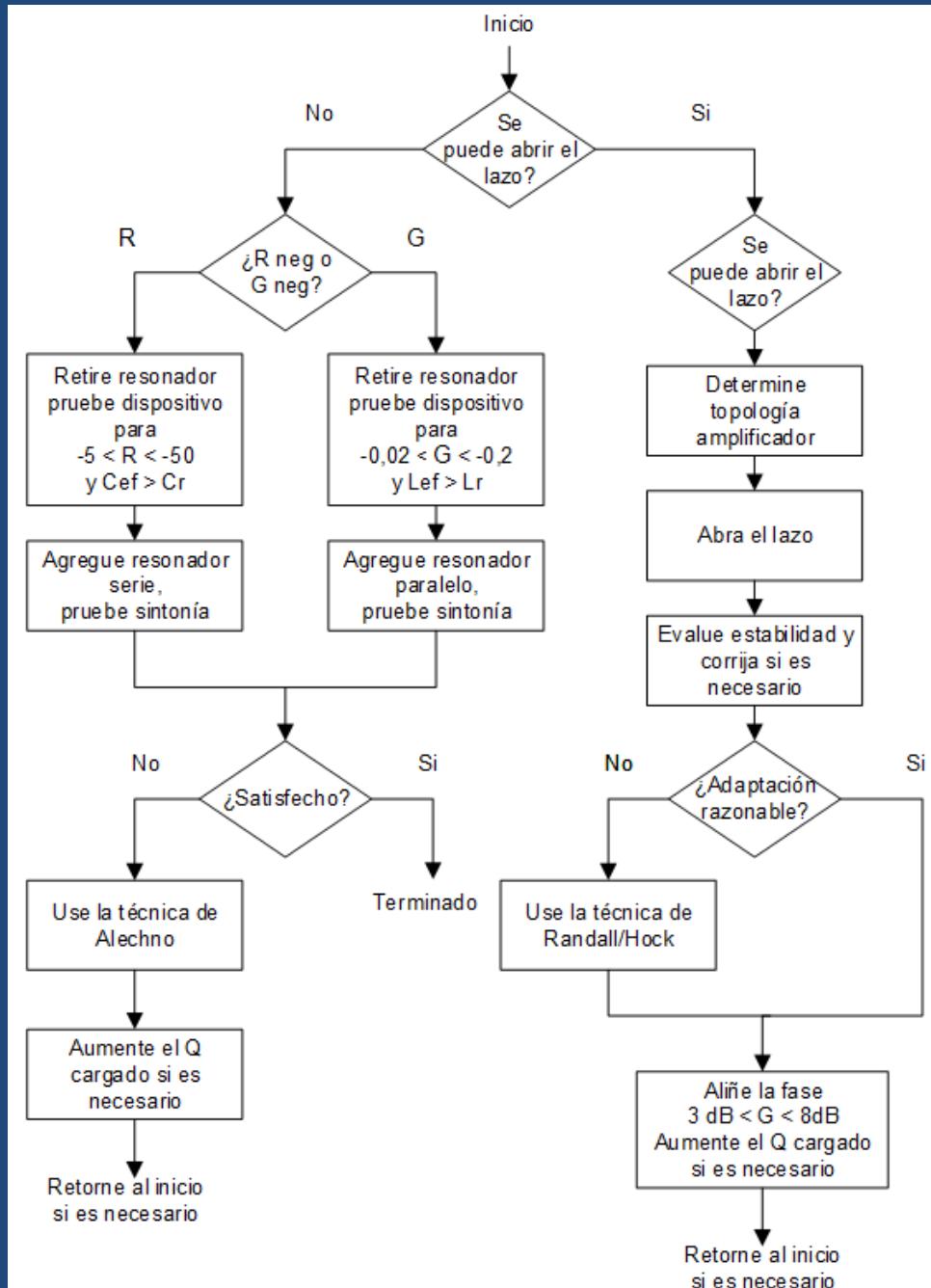
- Si un dispositivo desarrolla R negativa se lo sintoniza con un circuito resonante serie
- Si un dispositivo desarrolla G negativa, se lo sintoniza con un circuito resonante ||
- Como saberlo? Se analiza el comportamiento de S_{11} con el simulador o con un analizador de redes
- En la figura se muestra S_{11} versus nivel de la señal de prueba
- Las topologías CC y DC $\rightarrow R$ negativa
- Las topologías BC y PC $\rightarrow G$ negativa



- Circuito básico del oscilador de G negativa
 - También se puede analizar como mejorarlo transformándolo por Alechno
 - Acá el problema es la alta susceptancia de Y_{in} , 86 mmho (11,6 ohm) lo que equivale a 1,85 nH

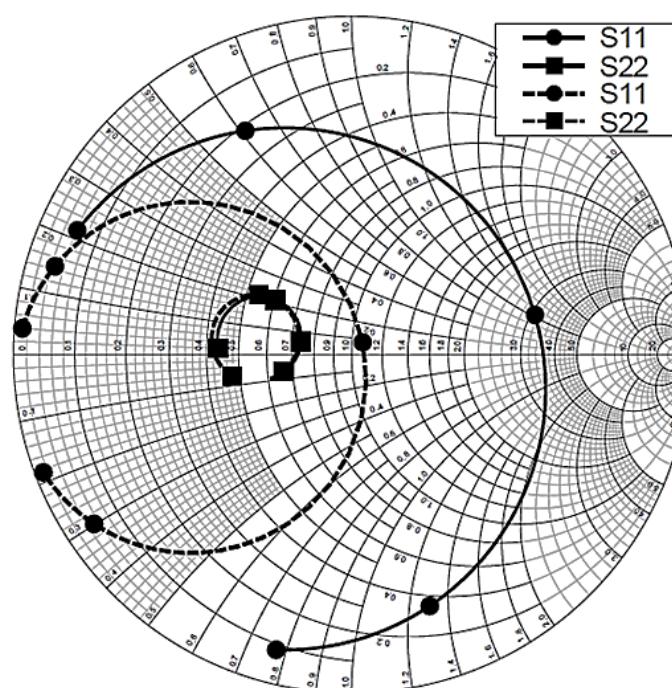
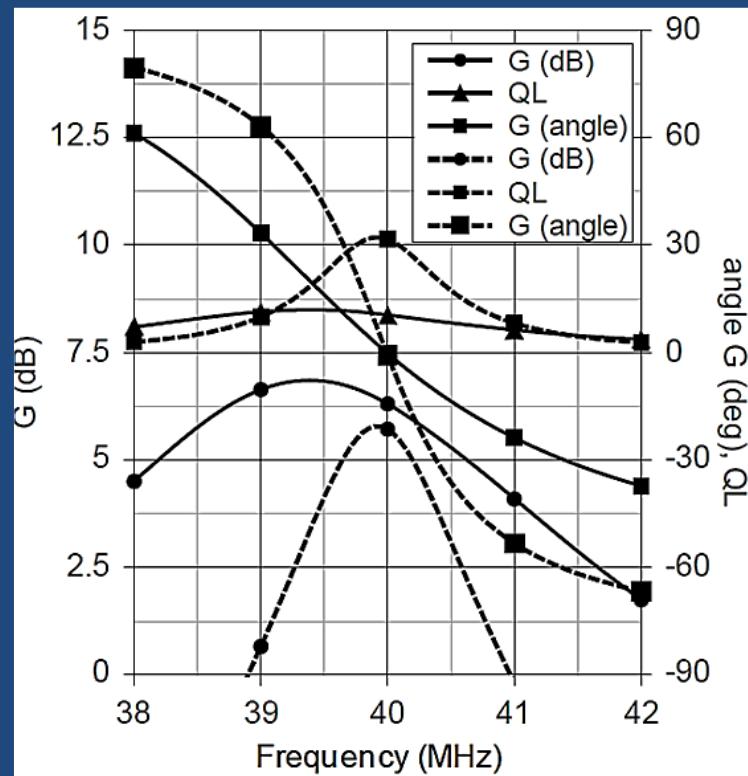
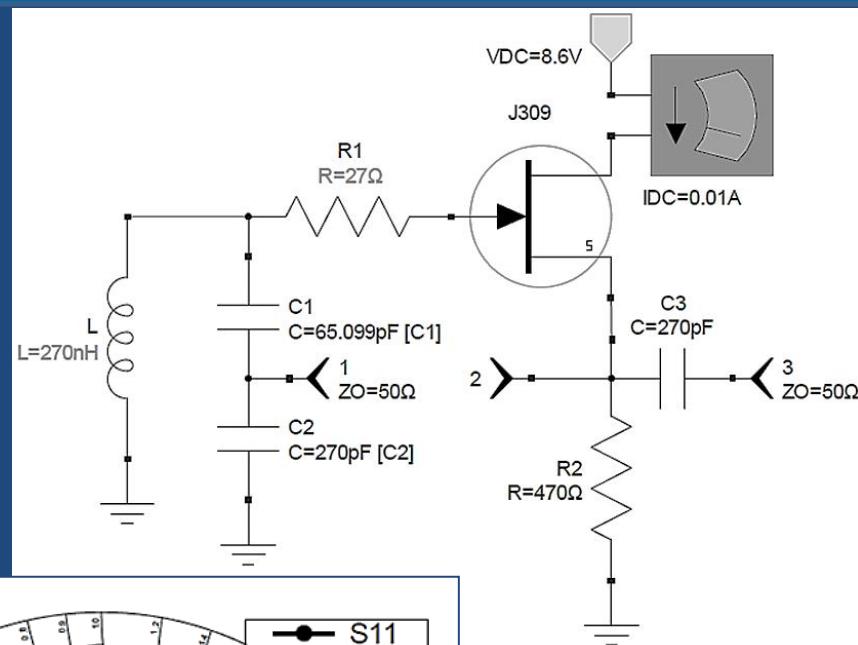


- Antes consideramos la síntesis
- Ahora se analiza osciladores existentes que no arrancan o no cumplen con las especificaciones



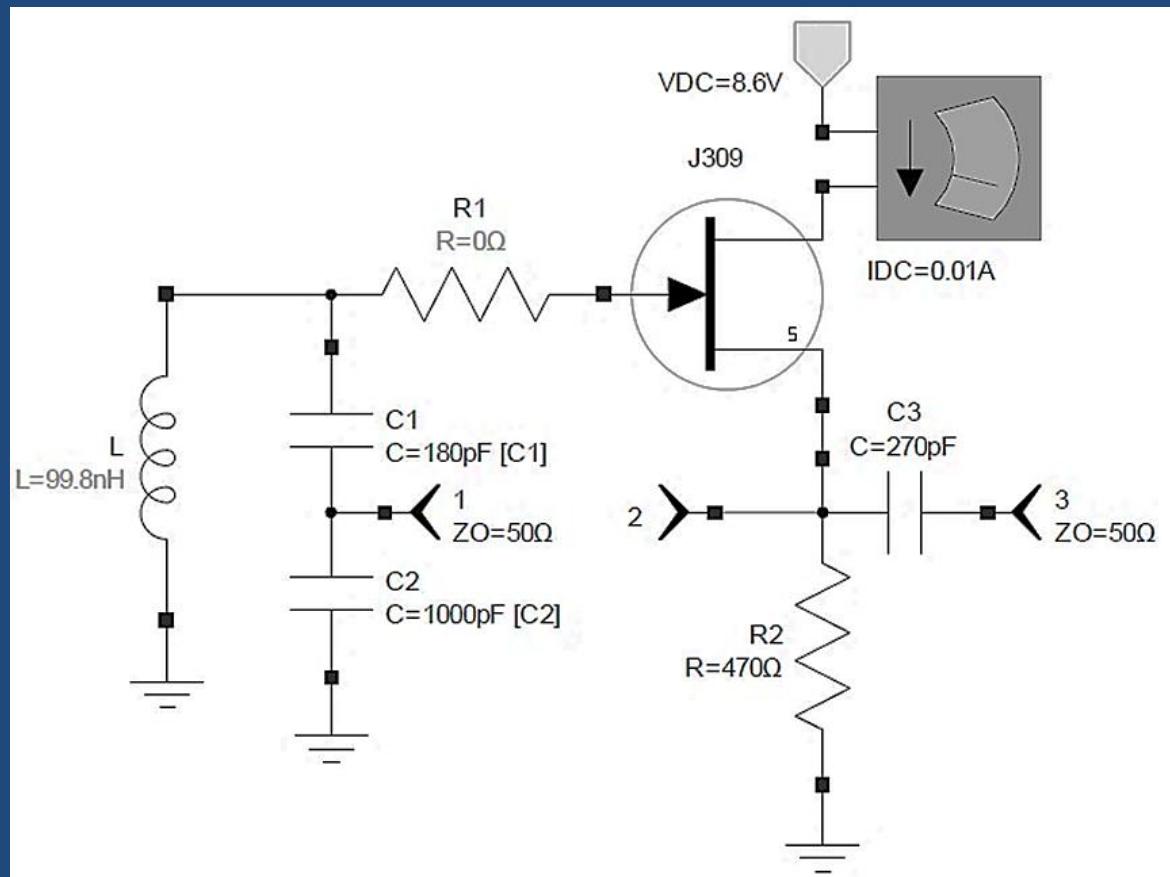
- Optimización del diseño con el simulador

- Diseño original →
- En línea continua, la respuesta del diseño original, en línea de guiones el diseño optimizado



• Circuito optimizado

- Parámetros optimizados L , C_1 , C_2 y R_1
- Objetivos: para $f = 40$ MHz, $G = 6$ dB para $\Phi = 0^\circ$, $Q_L = 30$, $S_{11} < -16$ dB y $S_{22} < -16$ dB

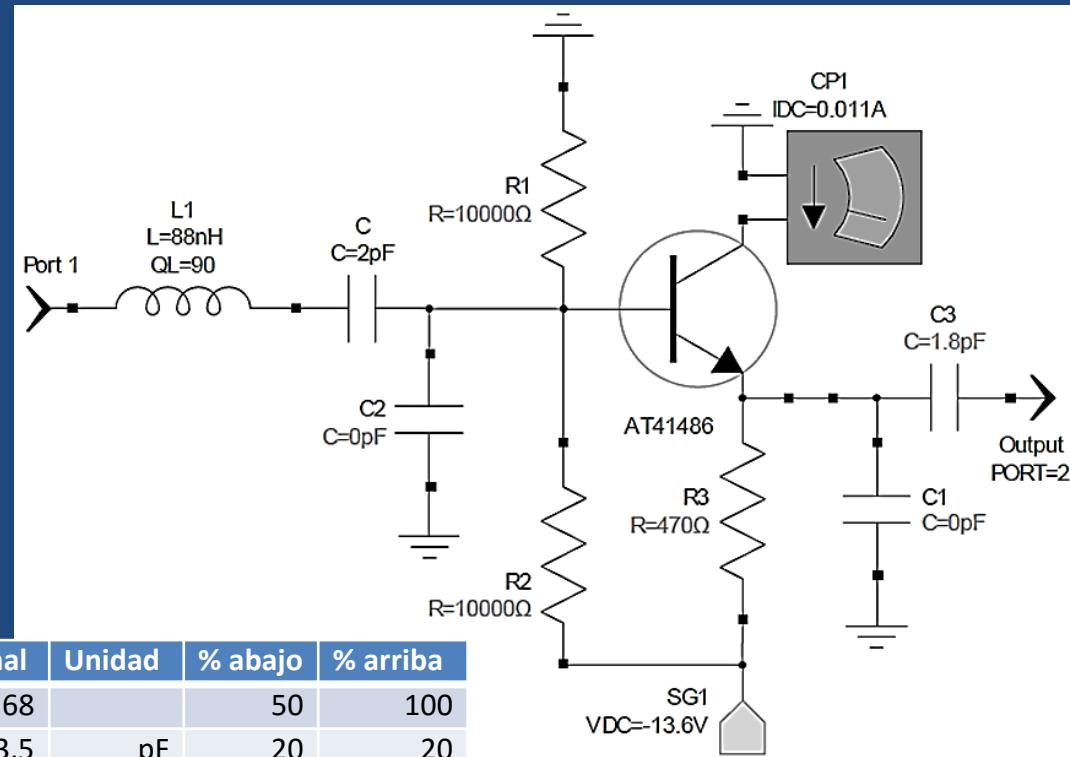


*Se sugiere simular Figure1_66

• Análisis estadístico

- Se realizan dos análisis de Monte Carlo

- $C_1 = C_2 = 0 \text{ pF}$
- $C_1 = 2 \text{ pF} \text{ y } C_2 = 1 \text{ pF}$



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

- Note el beneficioso efecto de C_1 y C_2
- Cuando se agrega C_1 y C_2 al circuito, se debe reducir el valor de C , para que oscile a 1000 MHz, ya que C_1 y C_2 aumentan la capacidad efectiva de entrada

