

UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA NACIONAL
FACULTAD REGIONAL CÓRDOBA

ELECTRONICA APLICADA III

TRABAJO PRÁCTICO N° 6

**ADAPTACION DE
IMPEDANCIA**

Autores:

GALETTA Agustín
GRAGLIA Federico
MONTAÑO Jorge
SOLIS Abel Fredy

Legajo:

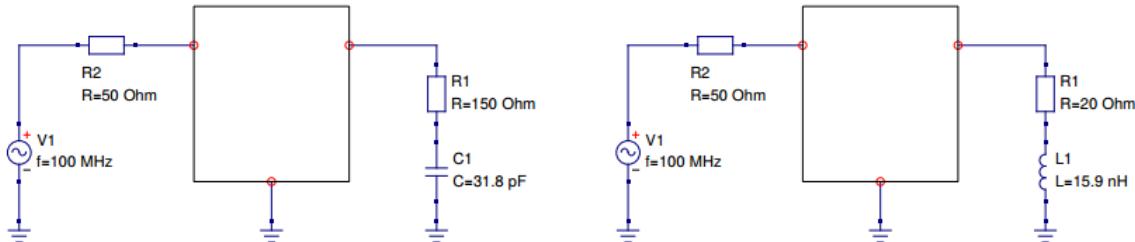
57705
59667
59040
59156



ADAPTACION DE IMPEDANCIAS

ENUNCIADO 1

Calcular analíticamente los componentes de las siguientes redes de adaptación de impedancias. Verificar con la Carta de Smith y Simulaciones.



DESARROLLO

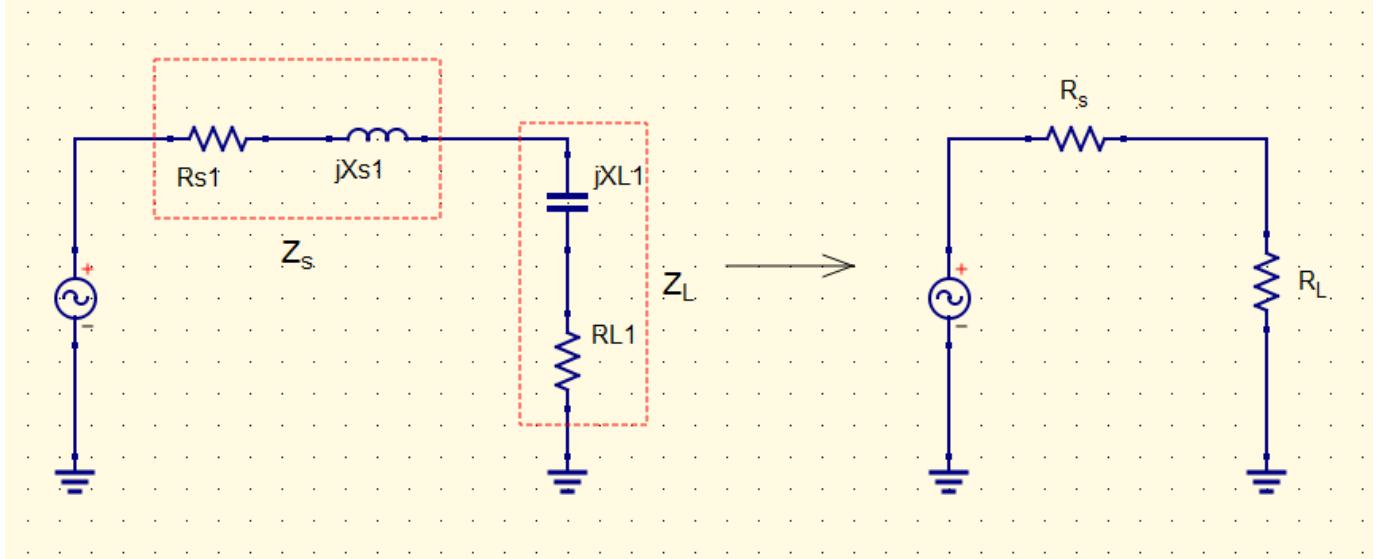
INTRODUCCIÓN

En el diseño de todo amplificador y en especial en circuitos de radio frecuencia se hace necesario optimizar la performance del amplificador, por lo tanto se debe realizar la adaptación de impedancia, tanto de entrada como de salida del elemento activo para obtener la **Máxima Transferencia de Potencia**. Este requerimiento se hace realmente más importante cuando se trata de la entrada de un receptor, donde la adaptación de la antena a la primera etapa amplificadora es un parámetro que influye directamente en la sensibilidad del receptor.

Por esta razón se debe poner un cuidado especial en el cálculo y ajuste de una red de acoplamiento, a la entrada, para obtener el óptimo acoplamiento a la carga, sin dejar de considerar el balance de la relación señal a ruido a la entrada del amplificador.

Máxima Transferencia de Potencia

Para el cálculo de Máxima Transferencia de Potencia en Continua se logra haciendo la resistencia de carga, igual a la resistencia del generador. Cuando se trabaja con señales que varían con el tiempo, el teorema establece que ésta ocurre cuando la impedancia de carga es igual a la impedancia compleja conjugada de la impedancia del generador, es decir cuando las partes reales de la impedancia son iguales y las partes reactivas son de igual módulo pero opuestas, o sea de signo contrario de tal manera que si $R_s = R + jX$ la compleja conjugada será $R_s^* = R - jX$.



$$|X_s| = |X_L| \text{ y } R_s = R_L$$

La impedancia de fuente Z_s , que contiene una componente reactiva en serie de $+jX$ (inductor), estará excitando a una impedancia de carga compleja conjugada, consistente en una reactancia $-jX$ (capacitiva) en serie con R_L . Como la componente $+jX$ de la fuente está en serie con la componente $-jX$ de la carga, por lo tanto se cancelarán una con la otra dejando solamente R_s y R_L que por el teorema de máxima transferencia son iguales

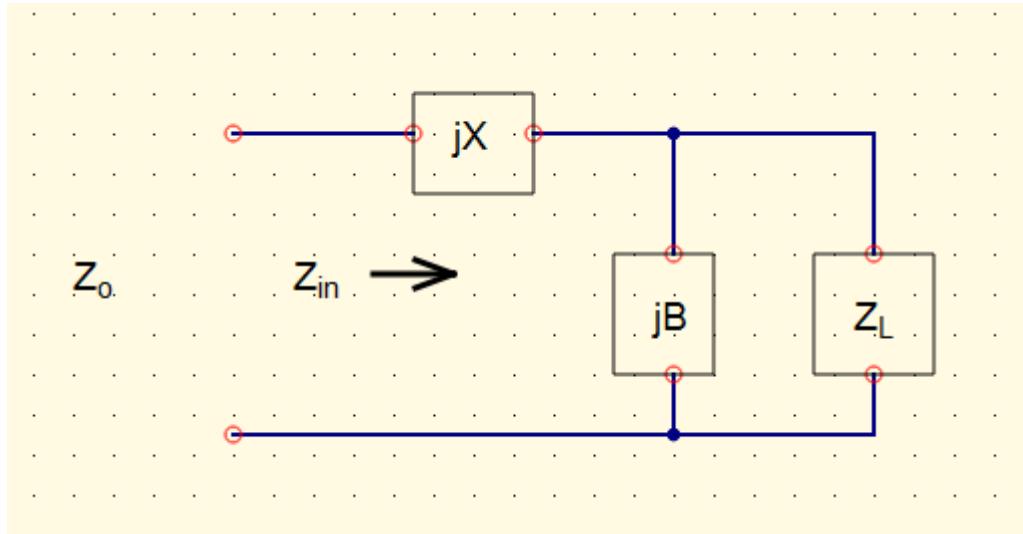
El principal objetivo en cualquier adaptación de impedancia, es por lo tanto, forzar a la carga para que se vea como compleja conjugada de la fuente, de manera de lograr la máxima transferencia de potencia hacia la carga.

Ahora es fundamental observar que como se trabaja con valores de reactancias, las cuales son dependientes de la frecuencia, solamente tendremos una perfecta adaptación a una frecuencia en particular. Esta frecuencia por supuesto será en la cual el término $+jX$ que iguala en magnitud al término $-jX$, con la consecuente cancelación. Lo cual a toda frecuencia diferente de la frecuencia de adaptación se produce un desajuste entre las impedancias hasta que progresivamente la adaptación se hace inexistente. Esto, evidentemente puede ser un problema en los circuitos de banda ancha donde se debe proveer una adaptación perfecta dentro de la banda de trabajo

Se utilizará una red del tipo L en el primer ítem, teniendo dos posibilidades.

Red L de Disminución

Lo cual se quiere decir con Disminución, una forma es que si se observa hacia a la salida se ve una Resistencia mayor por lo tanto se la desea disminuir para que quede adaptada, otra manera que no fue la utilizada es usando el Abaco de Smith y observar si el valor de la resistencia se encuentra dentro o fuera del circulo unitario de radio constante.



Para encontrar las incógnitas de este sistema primero se procede a igualar el sistema a través de su impedancia

$$Z_{in} = Z_o = jX + \left(jB + \frac{1}{Z_L} \right)^{-1} = jX + \frac{1}{\left(jB + \frac{1}{R_L + jX_L} \right)}$$

$$Z_o = jX + \frac{R_L + jX_L}{jBR_L - jBX_L + 1}$$

Multiplicando la ecuación e igualando parte real e imaginaria en ambos lados de la ecuación, para las incógnitas X y B

$$B(XR_L - X_L Z_o) = R_L - Z_o \quad (1)$$

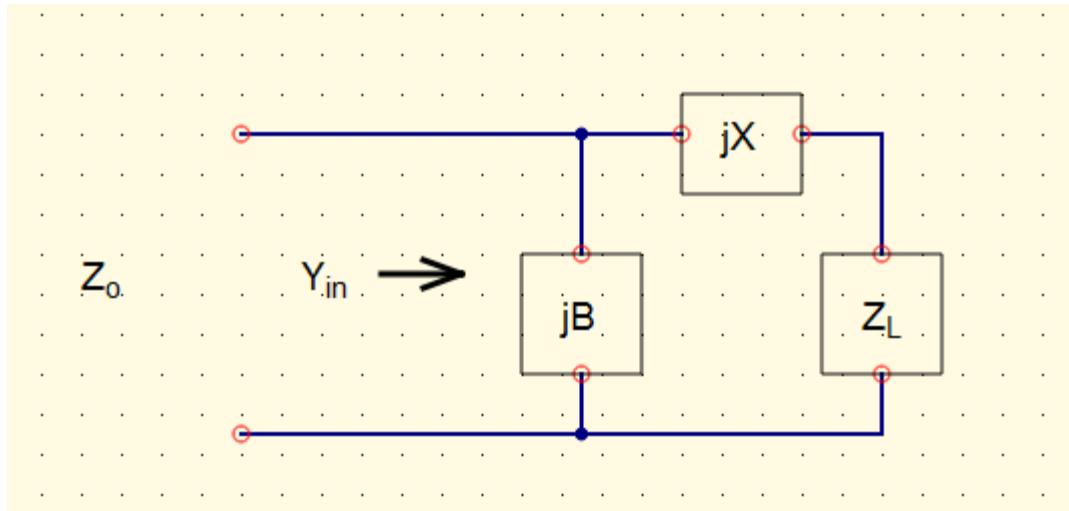
$$X(1 - BX_L) = BZ_o R_L - X_L \quad (2)$$

Resolviendo 1 y sustituyendo en 2

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{\frac{R_L}{Z_o} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_o R_L}}}{R_L^2 + X_L^2}$$

$$X = \frac{BZ_o R_L - X_L}{1 - BX_L}$$

Red L de aumento



Procedemos de manera idéntica a lo anterior con la diferencia que se hace uso de la admitancia de entrada

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_o} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)}$$

Multiplicando la ecuación e igualando parte real e imaginaria en ambos lados de la ecuación para las incógnitas X y B

$$BZ_o(X + X_L) = Z_o - R_L \quad (1)$$

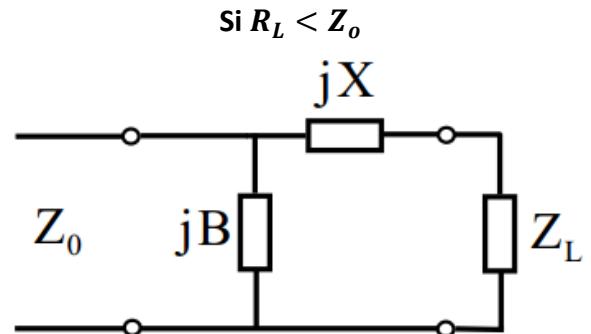
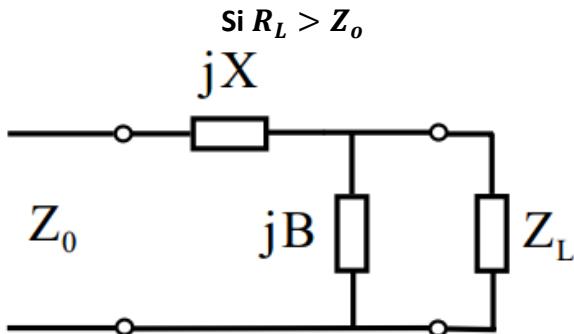
$$(X + X_L) = BZ_oR_L \quad (2)$$

Resolviendo para X y B

$$B = \pm \frac{1}{Z_o} \sqrt{\frac{Z_o - R_L}{R_L}}$$

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_o - R_L)} - X_L$$

Para determinar cuál red se debe usar hay que evaluar el valor de parte real de la carga frente a la impedancia de entrada existiendo dos posibilidades:



En el primer caso la carga es una resistencia de 150Ω en serie con un capacitor de $31,8 \text{ pF}$ a una frecuencia de 100 MHz esto produce una impedancia de $150 - j 50 [\Omega]$, se tiene una impedancia de entrada 50Ω , como $R_L > Z_o$ se usara en este caso una red L de disminución; debido a que las ecuaciones presentan una raíz esto da lugar a dos posibles soluciones, lo cual se ve reflejado en la naturaleza del elemento a utilizar en dicha red.

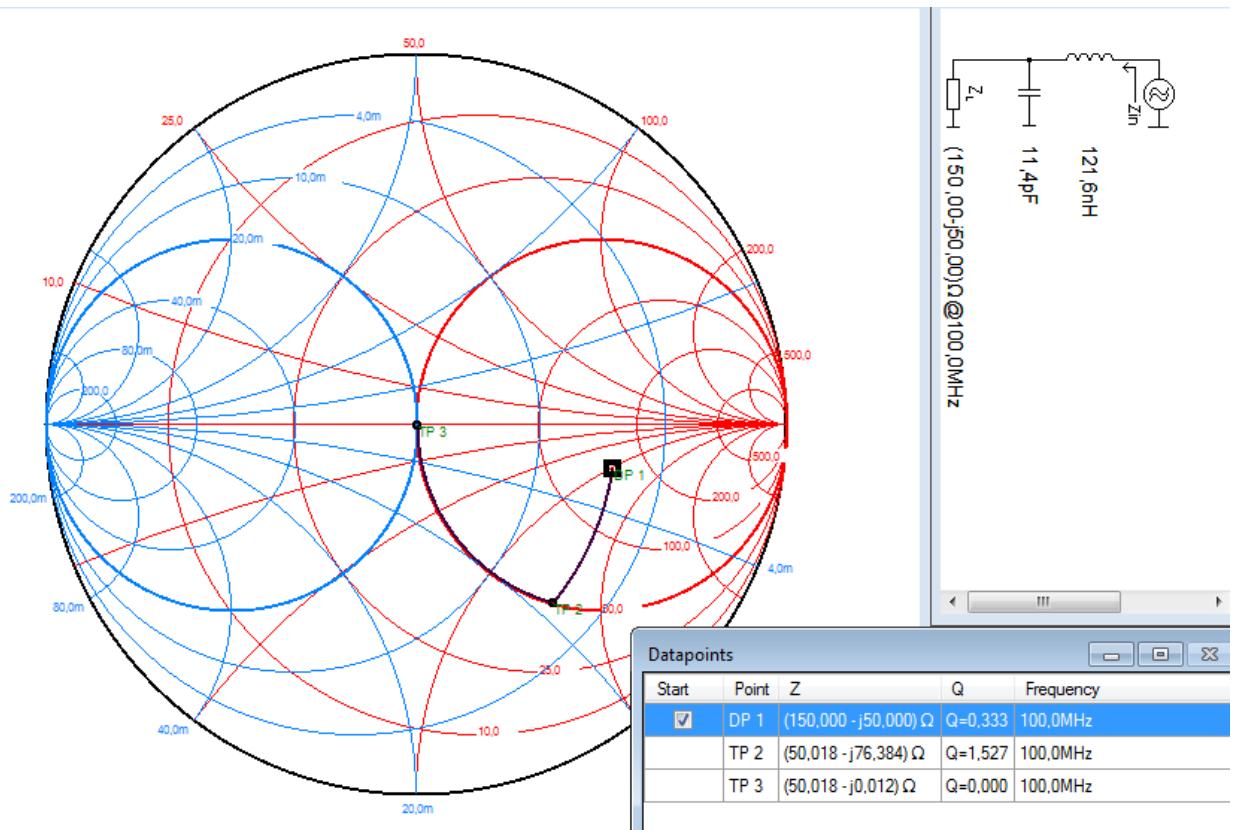
$$jB_1 = j 7,165 \times 10^{-3} = j\omega C_1 \Rightarrow C_1 = 11,4 \text{ pF}$$

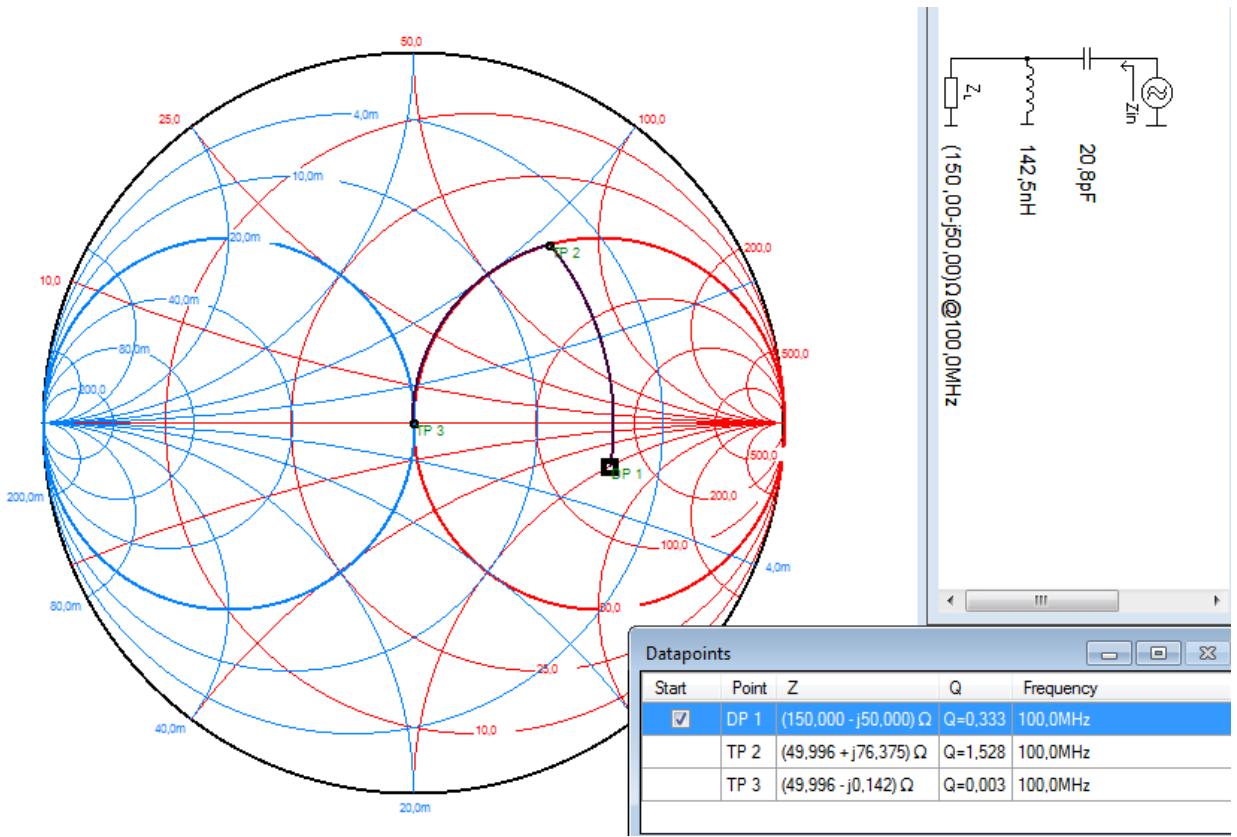
$$jX_1 = j 76,375 = j\omega L_1 \Rightarrow L_1 = 121,55 \text{ nH}$$

$$jB_2 = -j 11,165 \times 10^{-3} = \frac{1}{j\omega C_2} \Rightarrow C_2 = 20,83 \text{ pF}$$

$$jX_2 = -j 76,375 = \frac{1}{j\omega L_2} \Rightarrow L_2 = 142,54 \text{ nH}$$

Se realiza a continuación la comprobación de ambos casos





En segunda instancia se tiene una impedancia de carga de 20Ω en serie con una bobina de $15,9 \text{ nH}$ esto nos produce una impedancia a 100 MHz de $20 + j 10 [\Omega]$ conservando la misma impedancia de entrada se observa que $R_L < Z_o$ esto indica que se debe usar una red L de aumento; la cual tambien proporcionara dos parejas de valores.

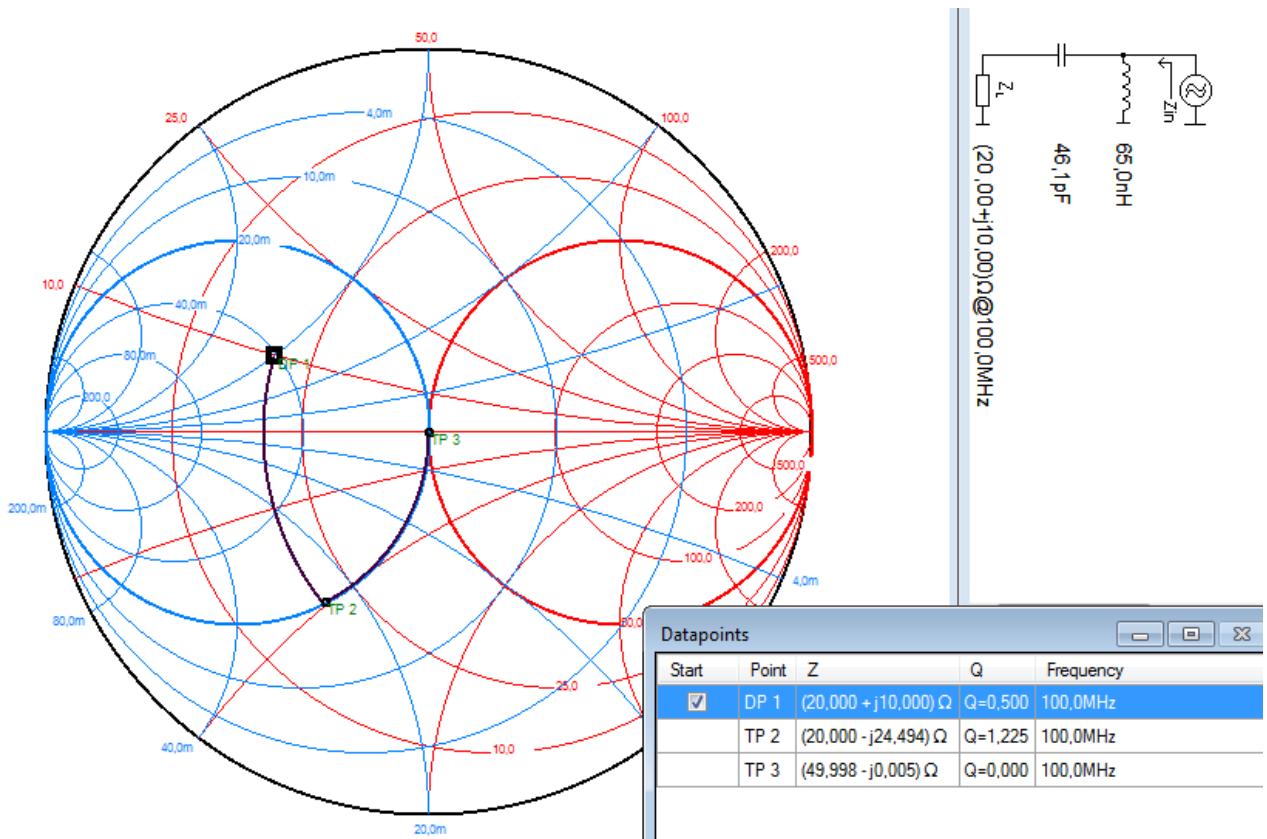
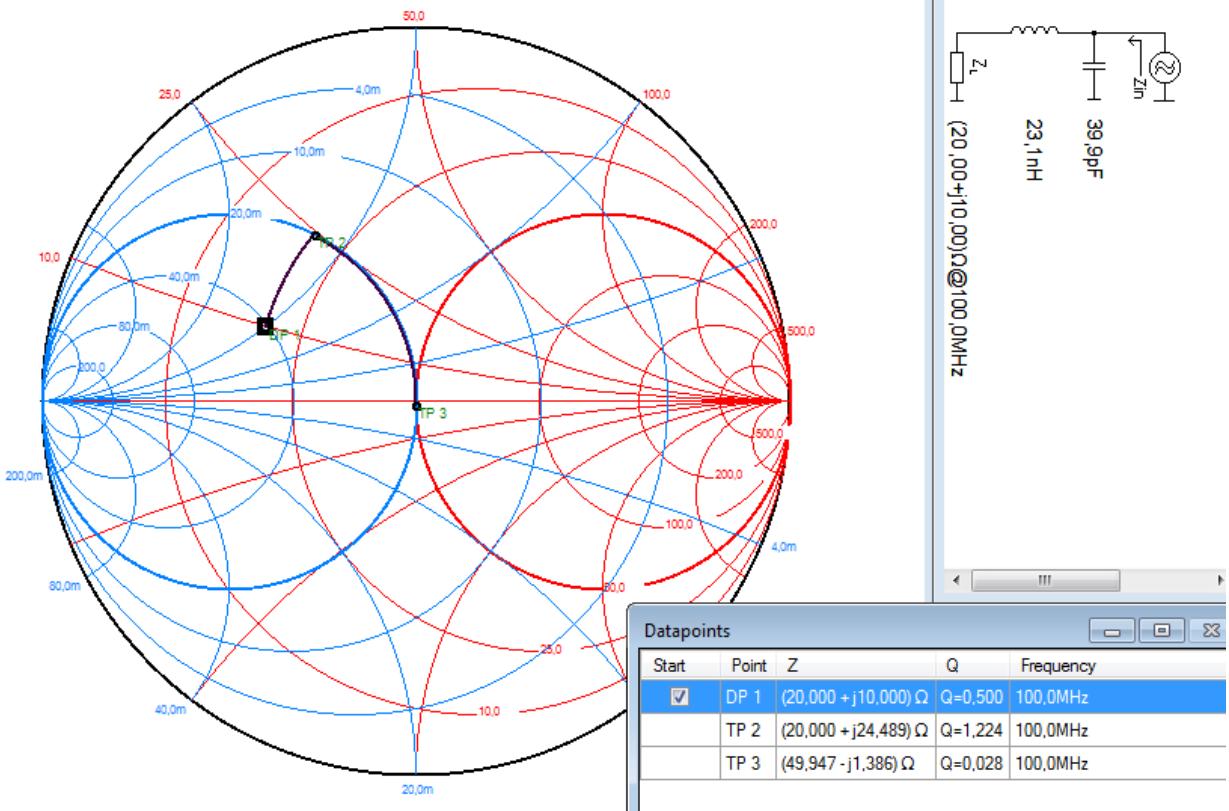
$$jB_1 = j 24,49 \times 10^{-3} = j\omega C_1 \Rightarrow C_1 = 38,97 \text{ pF}$$

$$jX_1 = j 14,49 = j\omega L_1 \Rightarrow L_1 = 23,06 \text{ nH}$$

$$jB_{21} = -j 24,49 \times 10^{-3} = \frac{1}{j\omega L_2} \Rightarrow L_2 = 64,98 \text{ nH}$$

$$jX_2 = -j 34,49 = \frac{1}{j\omega C_2} \Rightarrow C_2 = 46,14 \text{ pF}$$

Se muestra acontinuacion la verificacion de dichos resultados, si bien la red L es una forma simple de adaptar impedancias esta tiene cierta desventaja como de no ser muy flexible en cuanto a la eleccion de un Q determinado.



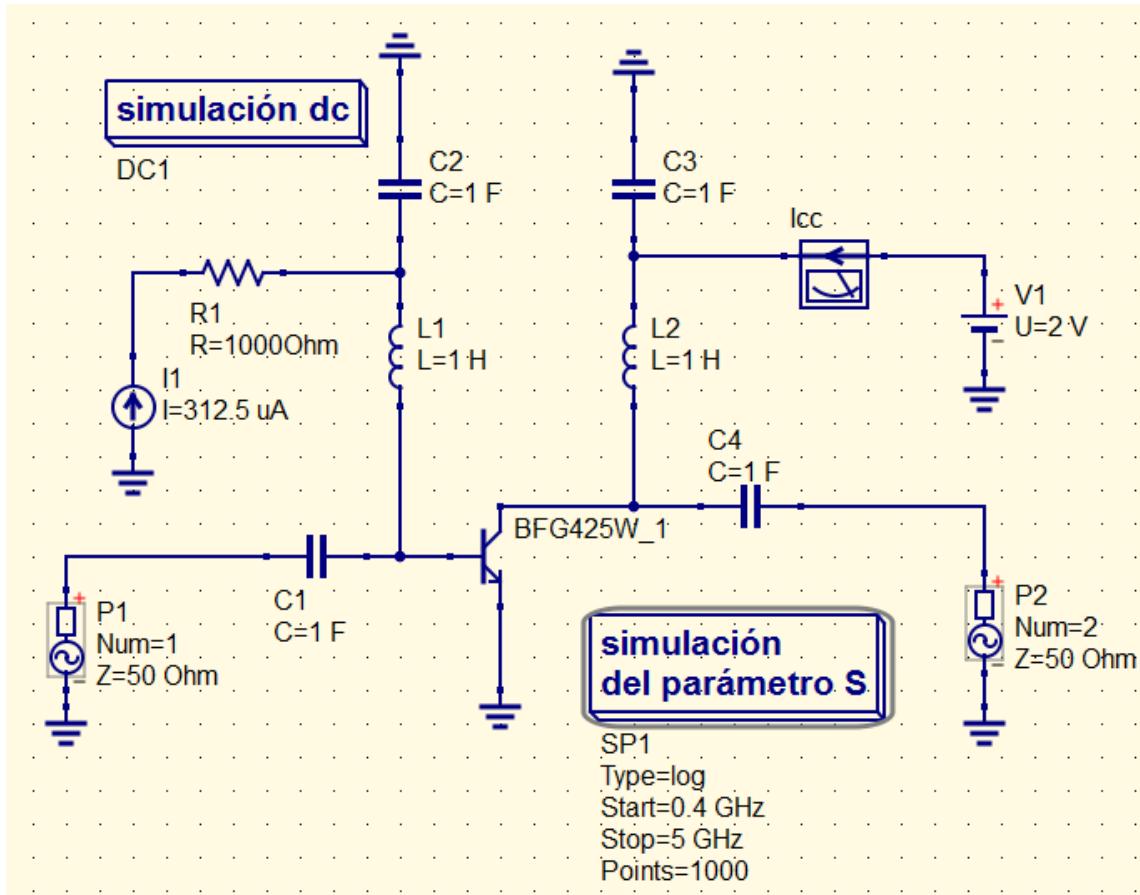
ENUNCIADO 2

Diseñe en el simulador un circuito para validar o evaluar los parámetros S de un transistor del cual no se conozcan datos.

DESARROLLO

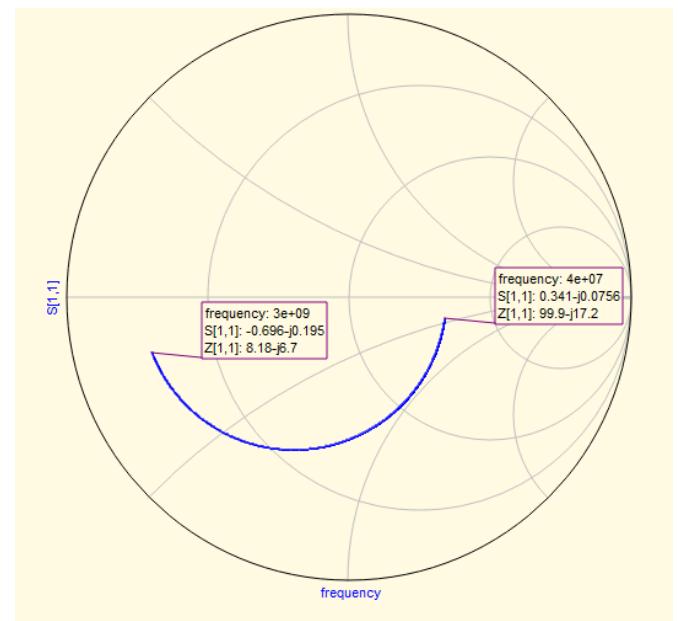
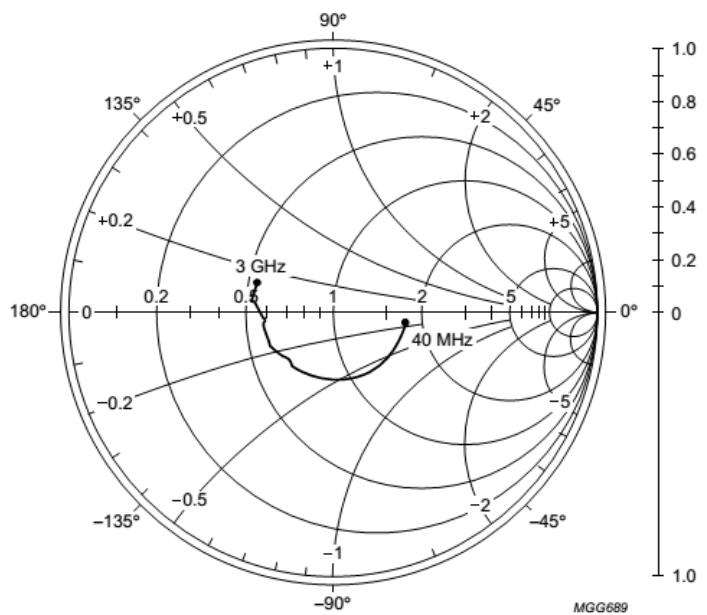
Verificación de Parámetros S para pequeñas señales

Se propone el siguiente circuito

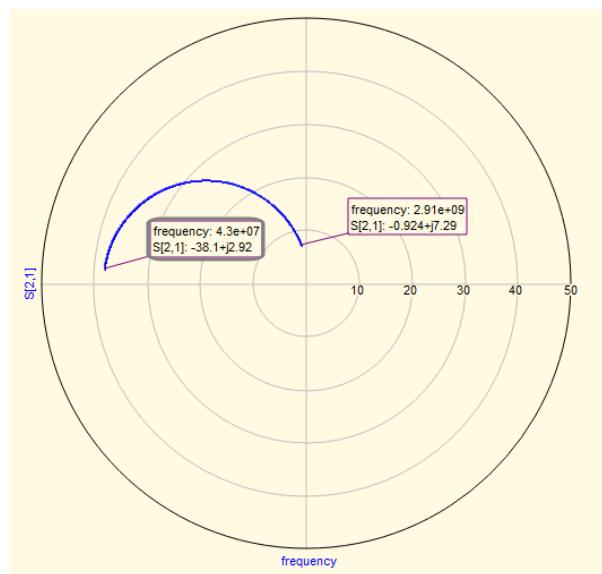
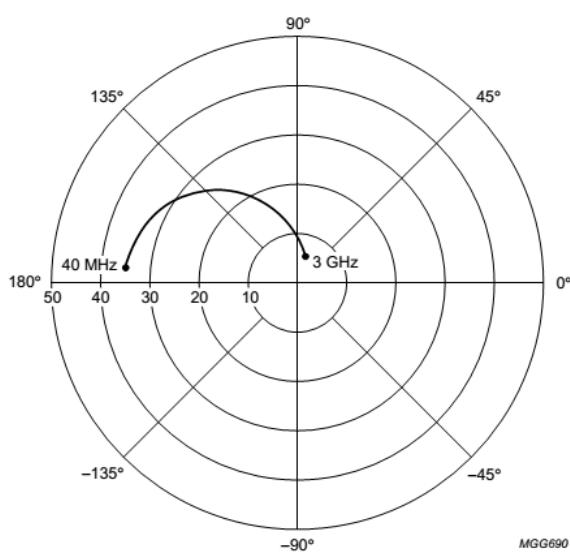


Los componentes utilizados en este modelo pueden resultar extraños (1F y 1H), esto es normal ya que el circuito necesita tener un gran ancho de banda, puesto que solo queremos caracterizar el dispositivo activo y compararlo con su hoja de datos. Otro camino es usar un bloque de DC para proveer alimentacion al dispositivo a ensayar; para poder ver los parametros obtenidos generalmente se usa para S_{11} y S_{22} en la carta de Smith mientras que S_{21} y S_{12} son mostrados en un diagrama polar.

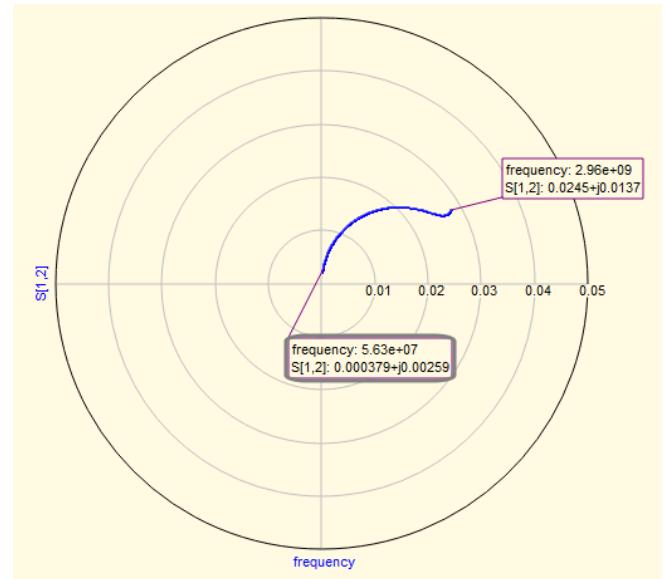
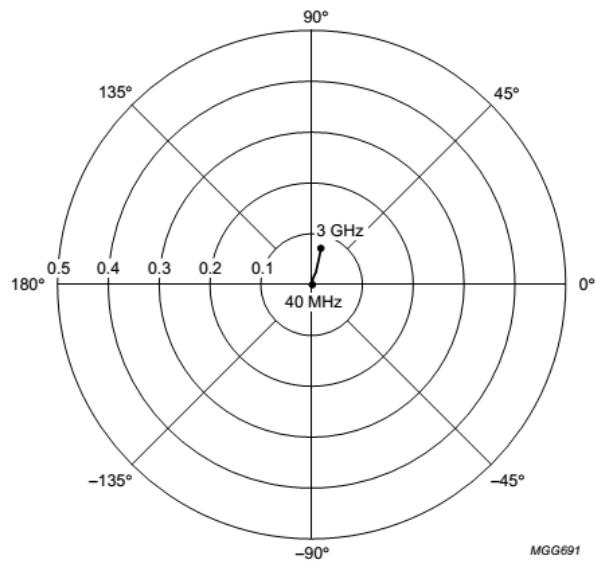
A continuacion se realizan las simulaciones y se hara una comparacion con las provistas por el fabricante usando un BFG425 de NXP para esta prueba se ajusta el circuito anterior a una $V_{CE} = 2 V$, $I_c = 25 mA$, $Z_o = 50 \Omega$



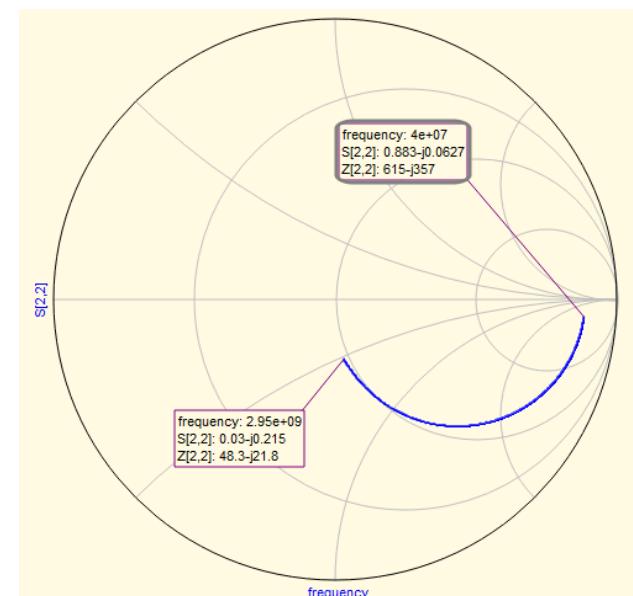
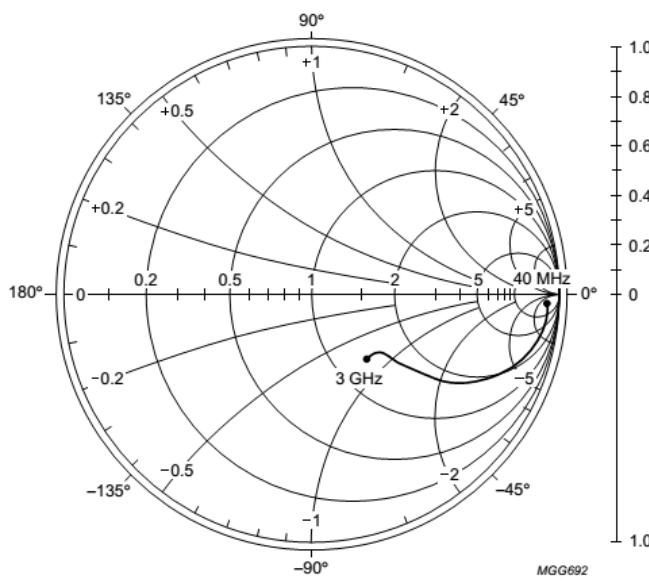
Coeficiente de reflexion en la entrada en emisor comun s11



Coeficiente de transmision directo en emisor comun s21



Coeficiente de transmision inversa en emisor comun s12



Coeficiente de reflexion de salida en emisor comun s22

Otra forma de realizar una comparacion es por medio de los archivos Touchstone, estos son archivos de texto con la extension “.SnP” que nos entregan los fabricantes de dispositivos de alta frecuencia, los cuales especifican los parametros S del dispositivo, sobre que impedancia fueron medidos y otros datos accesorios.

Para este ejemplo usaremos los archivos brindados por el frabicante NXP usando el mismo transistor



BFG425W

NPN 25 GHz wideband transistor

Devices listed on this page should not be used for new designs!
This product has been discontinued. Click [here](#) for discontinuation information.

 Favorite Print

[Overview](#) [Parametrics](#) [Package / Packing](#) [Quality](#) [Documentation](#) [Design support](#) [Show all](#)

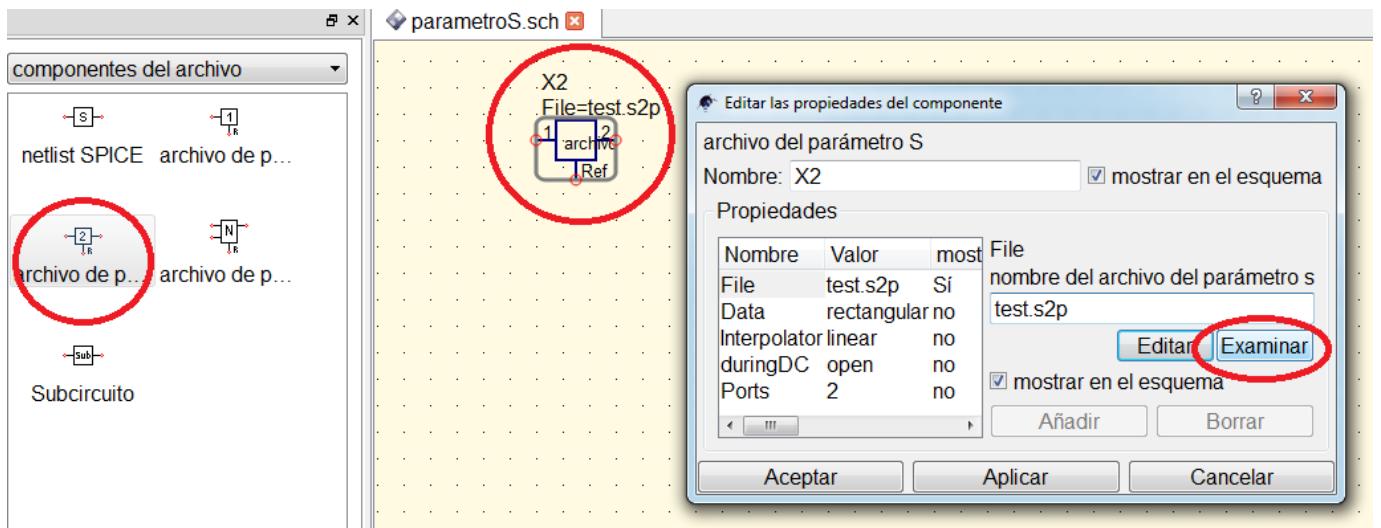
 [Download all documentation \(zip\)](#)

File name	Title	Type	Format	Date	
BFG425W	NPN 25 GHz wideband transistor	★	pdf	2010-09-15	
KV96157A	Ultra low Noise amplifiers for 900 and 2000MHz with high IP3	★	Application note	pdf	1996-12-01
900MHZDR	900MHz Driver-Amplifier with the BFG425W	★	Application note	pdf	1997-08-22
AI_BFG425W_900M	900 MHz driver amplifier with the BFG425W	★	Application note	pdf	1999-12-22
B773LNA2G425	2GHz LOW NOISE AMPLIFIER WITH THE BFG425W	★	Application note	pdf	1996-11-14
IMUIP3	Improved IP3 behaviour of the 900MHz Low Noise Amplifier with the NFG425W	★	Application note	pdf	1996-12-10
LNA97	LNA design for CDMA front end	★	Application note	pdf	1999-02-01
AN11449	Low Noise Flat Gain 40M~1GHz DVB-C LNA with BFG425W	★	Application note	pdf	2013-11-01
Spar_BFG425W	S-parameter BFG425W	★	zip	2012-06-06	

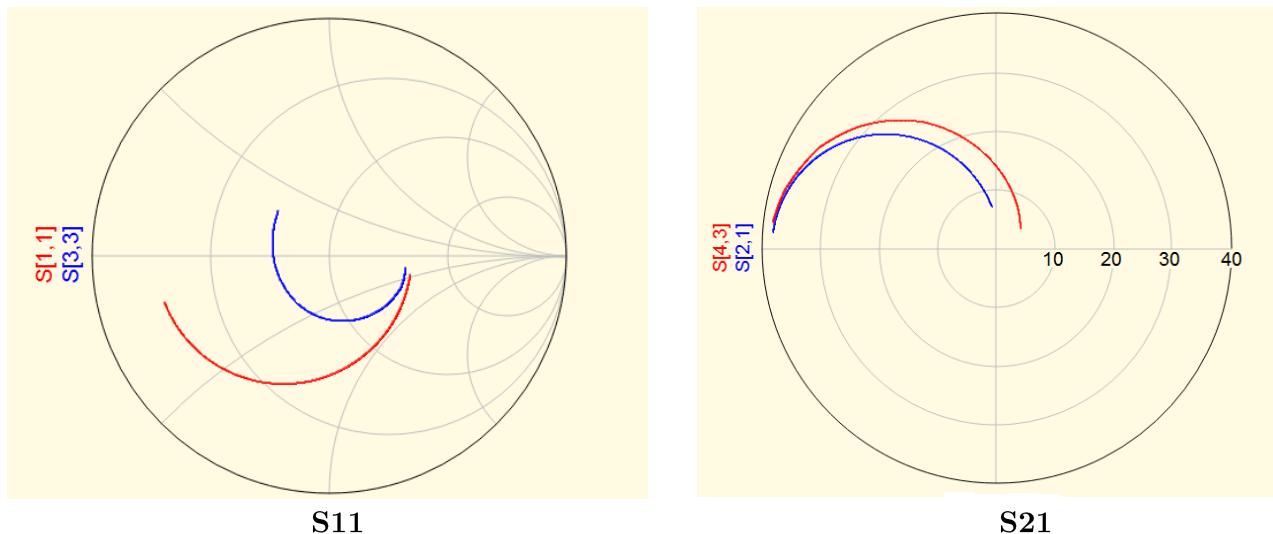
Al descomprimir el zip se obtiene varios archivos donde se especifican primero la tensión de colector emisor y la corriente de colector, hay que seleccionar el valor adecuado para la prueba a realizar, en este caso se usará el archivo Spar_BFG425W_commonemitter2V25mA usado en la hoja de datos.

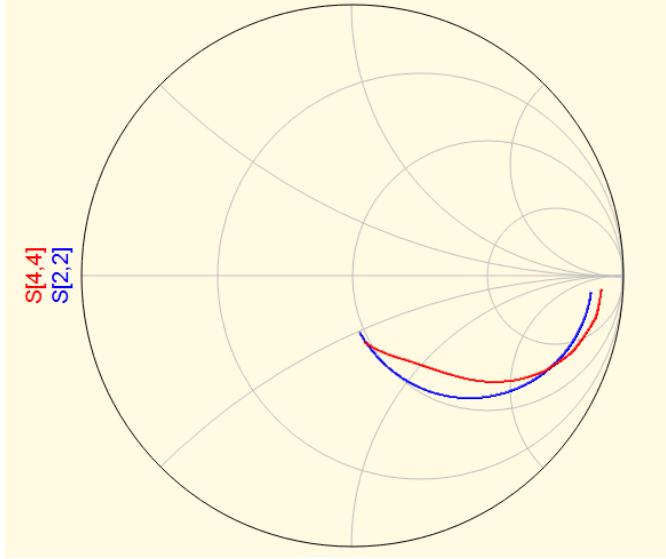
Nombre	Spar_BFG425W_commonemitter1V1mA.s2p: Bloc de notas									
	Archivo	Edición	Formato	Ver	Ayuda					
Spar_BFG425W_commonemitter1V22.5mA	! Filename: 11bfg425.001									
Spar_BFG425W_commonemitter1V25mA	! BFG425W Field C1									
Spar_BFG425W_commonemitter1V27.5mA	! V1=7.910E-001V, V2=1.000E+000V, I1=1.367E-005A, I2=1.000E-003A									
Spar_BFG425W_commonemitter1V30mA	# GHz	S	MA	R	50					
Spar_BFG425W_commonemitter1V32.5mA						S11	S21	S12	S22	
Spar_BFG425W_commonemitter1V35mA	!Freq(GHz)	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	
Spar_BFG425W_commonemitter2V1mA	0.040	0.948	-2.024	3.560	177.794	0.003	83.323	0.996	-1.194	
Spar_BFG425W_commonemitter2V2mA	0.100	0.952	-5.543	3.502	175.076	0.008	87.108	0.996	-3.417	
Spar_BFG425W_commonemitter2V3mA	0.200	0.949	-11.083	3.478	169.881	0.017	81.856	0.988	-7.196	
Spar_BFG425W_commonemitter2V4mA	0.300	0.944	-16.741	3.471	165.696	0.025	77.923	0.985	-10.598	
Spar_BFG425W_commonemitter2V5mA	0.400	0.937	-22.160	3.462	160.105	0.033	73.617	0.976	-14.228	
Spar_BFG425W_commonemitter2V6mA	0.500	0.930	-27.645	3.440	155.260	0.041	69.854	0.965	-17.538	
Spar_BFG425W_commonemitter2V7mA	0.600	0.921	-33.145	3.394	150.446	0.049	66.045	0.956	-20.920	
Spar_BFG425W_commonemitter2V8mA	0.700	0.912	-38.558	3.339	145.722	0.056	61.991	0.942	-24.369	
Spar_BFG425W_commonemitter2V9mA	0.800	0.903	-44.030	3.298	141.175	0.063	58.281	0.928	-27.616	
Spar_BFG425W_commonemitter2V10mA	0.900	0.891	-49.307	3.259	136.616	0.069	54.593	0.912	-30.907	
Spar_BFG425W_commonemitter2V12.5mA	1.000	0.877	-54.744	3.206	131.955	0.075	51.011	0.895	-34.025	
Spar_BFG425W_commonemitter2V15mA	1.100	0.865	-59.971	3.151	127.602	0.081	47.550	0.879	-36.990	
Spar_BFG425W_commonemitter2V17.5mA	1.200	0.850	-65.201	3.092	123.184	0.086	44.106	0.861	-40.013	
Spar_BFG425W_commonemitter2V20mA	1.300	0.838	-70.339	3.033	118.997	0.091	40.794	0.843	-42.928	
Spar_BFG425W_commonemitter2V22.5mA	1.400	0.824	-75.516	2.980	114.787	0.095	37.524	0.824	-45.775	
Spar_BFG425W_commonemitter2V25mA	1.500	0.808	-80.656	2.922	110.645	0.099	34.392	0.806	-48.553	
Spar_BFG425W_commonemitter2V27.5mA	1.600	0.793	-85.912	2.866	106.516	0.103	31.318	0.787	-51.194	
Spar_BFG425W_commonemitter2V30mA	1.700	0.779	-90.905	2.808	102.577	0.106	28.414	0.768	-53.869	
Spar_BFG425W_commonemitter2V32.5mA	1.800	0.765	-95.894	2.743	98.568	0.109	25.547	0.749	-56.461	
Spar_BFG425W_commonemitter2V35mA	1.900	0.752	-100.715	2.679	94.838	0.112	22.796	0.731	-58.978	
Spar_BFG425W_commonemitter2V37.5mA	2.000	0.739	-105.619	2.614	91.079	0.114	20.113	0.713	-61.457	
Spar_BFG425W_commonemitter2V40mA	2.200	0.713	-115.326	2.495	83.734	0.117	15.041	0.677	-66.218	

Identificado el archivo a utilizar en el simulador se procede a levantar dicho archivo por medio de la herramienta “Archivo de parametros S de dos conexiones” y posteriormente se busca el path de dicho archivo

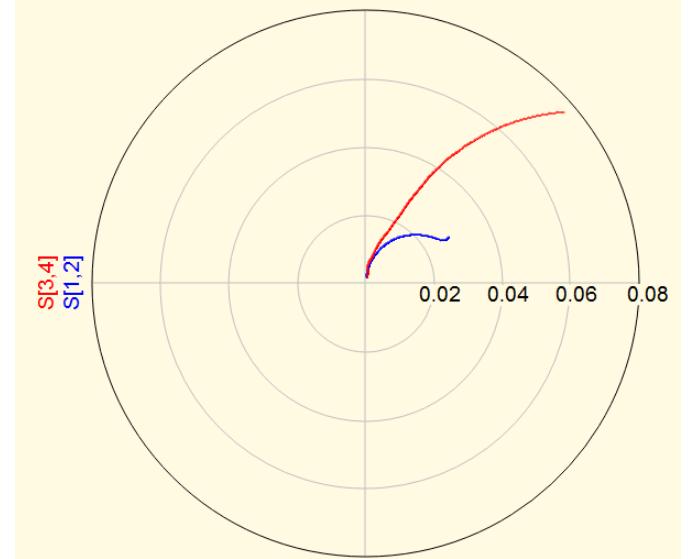


Una vez elaborado este paso, el cual es de suma importancia se realiza un nuevo barrido con las mismas condiciones superponiendo los resultados en las mismas graficas siendo utilizado para todos los casos el color Rojo para el circuito de Testing y el color Azul para el archivo provisto por el fabricante.





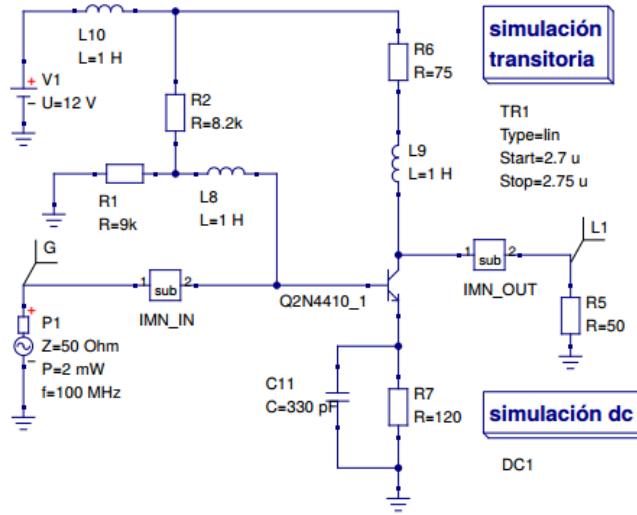
S_{22}



S_{12}

ENUNCIADO 3

Dado el siguiente amplificador calcule las redes de adaptación de impedancias de entrada y salida para un generador con resistencia interna de 50Ω y una carga del mismo valor buscando una salida de al menos 130mW con una entrada de 2mW . Las impedancias de entrada y salida del transistor son $Z_{in} = 10 - j0,794$ y $Z_{out} = 261 - j88$



DESARROLLO

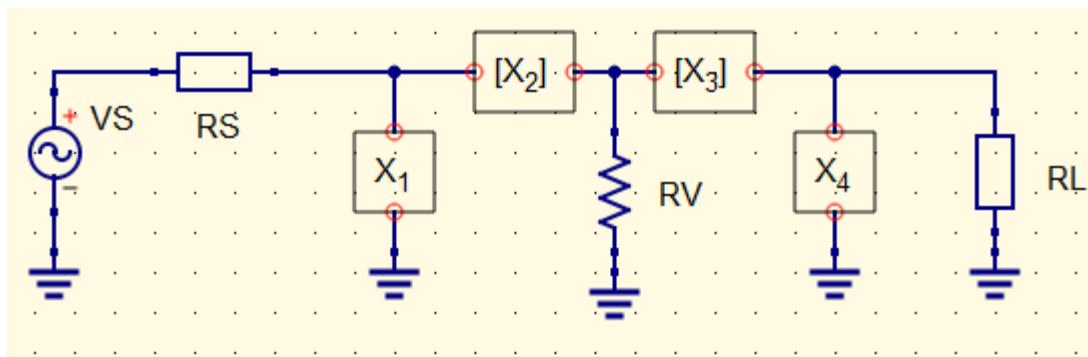
Para comenzar debido a que estamos adaptando a un amplificador de un BJT, las redes de Adaptación en los Bloques IMN_IN e IMN_OUT vamos utilizar alguna red donde se bloquee la continua hacia el generador que es la que utiliza para polarizar el transistor y también en la

salida ya que no deseamos que en la carga haya una tensión continua y además de eso vamos a trabajar para tratar de tener una amplificación de 2mW de la fuente a 130mW en la carga.

El Bloque IMN_IN no podemos usar la red de adaptación L ya que no es factible para lo deseado por lo que utilizaremos una red más compleja que es la Red π , que es una red adaptadora de 3 elementos esta se puede pensar como dos redes L una observada desde el Generador y otra desde la carga.

Configuración π

Este tipo de configuración se la denomina también Back to Back que quiere decir acoplar dos redes L en configuración invertida una con la otra, tal que se consigue adaptar a las resistencias de carga y de fuente a una cierta impedancia o resistencia virtual entre ellas, en el punto de unión de las dos redes.



Una vez determinados los valores de X_2 y X_3 se unifican en un solo elemento dando la configuración π .

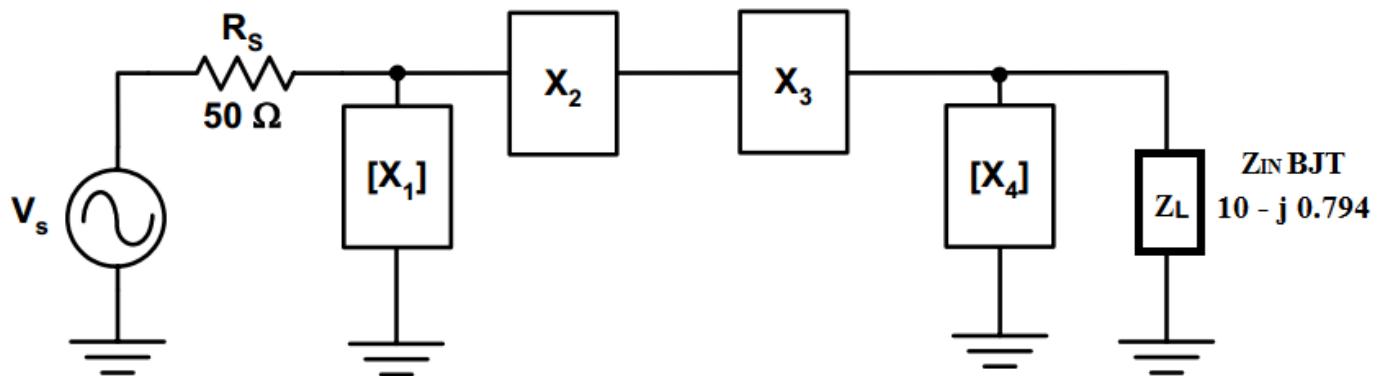
El encierro [X] de las reactancias son simbólicos. Esto es así para indicar que estos valores son de tipo opuesto a X_1 y X_4 . Por lo tanto si X_1 es un capacitor, X_2 debe ser un inductor o viceversa. Para el diseño de una Red π se procede de la misma manera que para la Red L realizada en el primer enunciado.

Como el punto de conexión A de las dos ramas, es un punto de resistencia virtual R_V de valor menor que R_S y R_L , debido a que corresponde a la rama serie de las dos secciones L que se han conectado, podemos elegir cualquier valor de R_V que sea menor que R_S y R_L . Sin embargo, este valor de R_V , está condicionado al valor de Q que se pretende para el circuito. Este Q guarda relación directa con los valores de resistencia dados para el diseño por medio de:

$$Q = \sqrt{\frac{R_H}{R_V} - 1}$$

Donde R_H representa al mayor valor de R_L o R_S que tenga la condición de diseño y R_V es el valor virtual de resistencia.

Red Propuesta



Red Propuesta

Cálculos

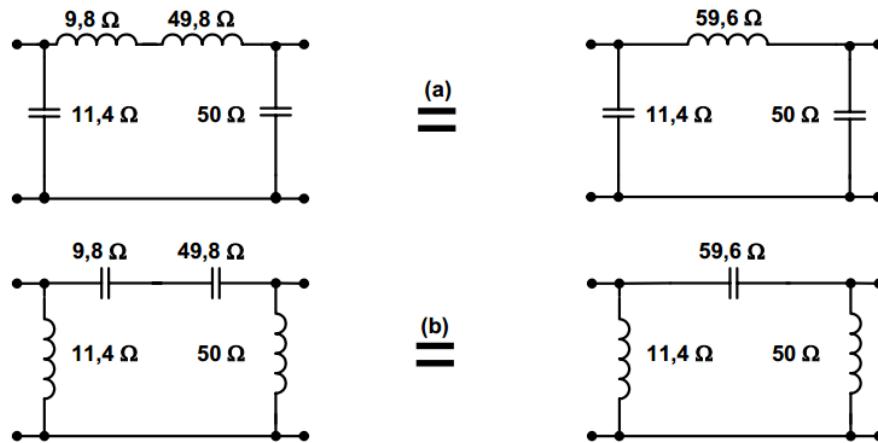
$$X_1 = 15,9\text{nH}$$

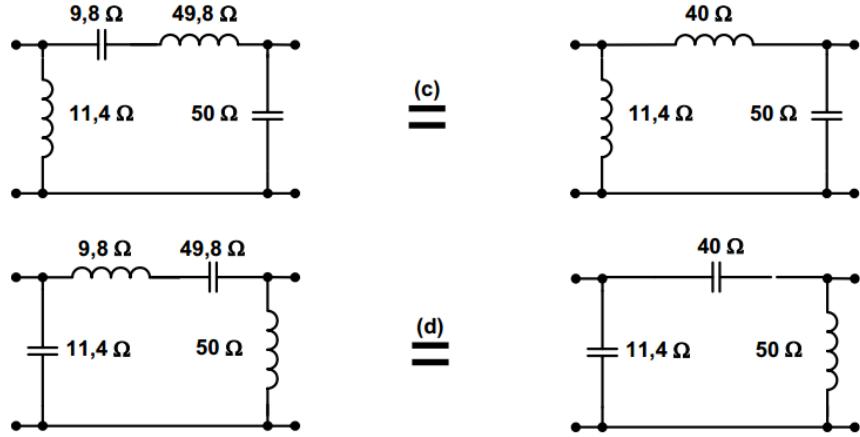
$$X_2 = 165.64\text{pF}$$

$$X_3 = 6,29\text{nH}$$

$$X_4 = 313,154\text{pF}$$

A modo de ejemplo se expresan 4 configuraciones posibles de como unificar X_2 y X_3





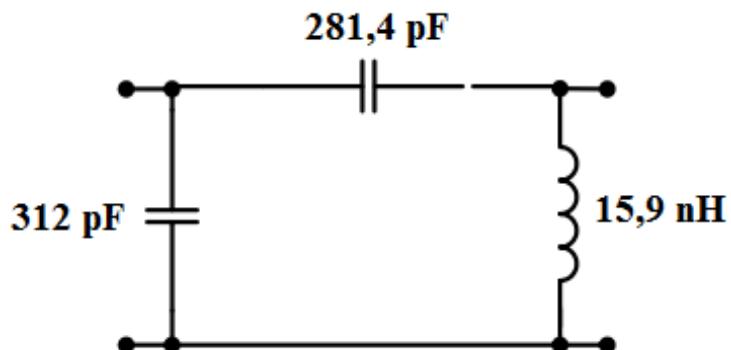
Además, el tipo de configuración tiene diferentes factores a tener en cuenta:

- A. Eliminación de capacidad Parasita (caso a)
- B. Eliminación de inductancia parasita (caso b)
- C. Bloqueo de tensión de polarización (caso b o d)
- D. Eliminación de armónicas (caso a o c)
- E. Reducción de nivel de O.L en antena (caso a o c)
- F. Reducción de nivel de O.L en la entrada del amplificado de FI (caso c)

Por lo tanto en nuestro caso utilizamos la configuración (d), como dijimos anteriormente deseábamos bloquear la tensión de polarización a la fuente de alimentación y donde se obtiene de X_2 y X_3

$$X_{2-3} = 281,84\Omega$$

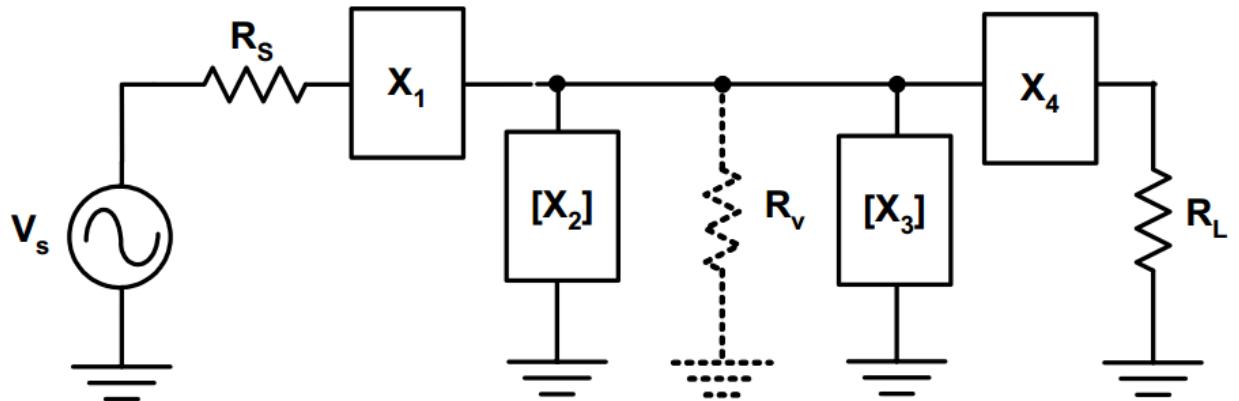
Por lo que podemos decir que nuestra Red π a implementar es la siguiente, observando que el inductor de 15,9 nH está en paralelo a la Fuente de alimentación y el capacitor de 312 pF estaría en paralelo con la base y el emisor del transistor.



El Bloque IMN_OUT utilizaremos la Red T, que es una red adaptadora de 3 elementos Configuración T

Para este tipo de configuración se sigue la misma forma de diseño que para la configuración de Red π con la excepción que la adaptación de impedancias entre la entrada y la salida se hace con dos Redes L a través de una unión virtual de alta impedancia, es decir, se adapta a través de una resistencia virtual R_V que debe ser mayor que las impedancias R_L o R_S .

Por lo tanto, esto significa que las dos redes de tipo L se conectarán en paralelo por la rama que conecta a tierra tal como se observa a continuación.

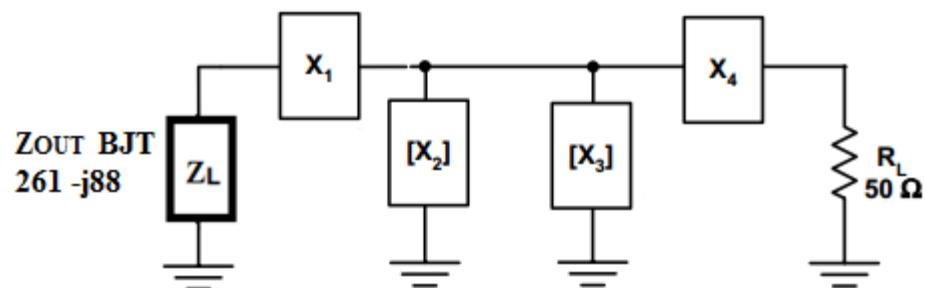


Redes de adaptación T

Al igual que para el caso de redes π las reactancias encerradas por corchetes denotan que son de distinta clase, es decir capacitivas si las no encerradas son inductivas y viceversa

Este tipo de configuración es deseable cuando se requiere la adaptación de impedancias de entrada y salida bajas con un Q alto. Por definición, la sección L con mayor Q será aquella que esté terminada en la menor resistencia en la rama serie de la red. Por lo tanto, la definición del Q de carga queda definido por

$$Q = \sqrt{\frac{R_V}{R_{serie}}} - 1$$



Cálculos

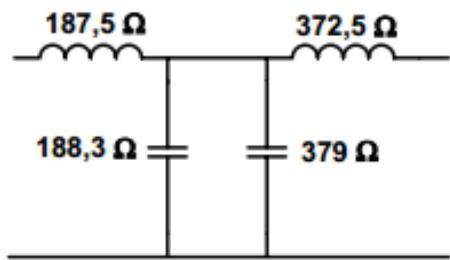
$$X_1 = 238,73 \text{ nH}$$

$$X_2 = 9,54 \text{ pF}$$

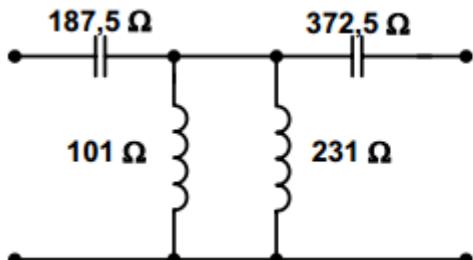
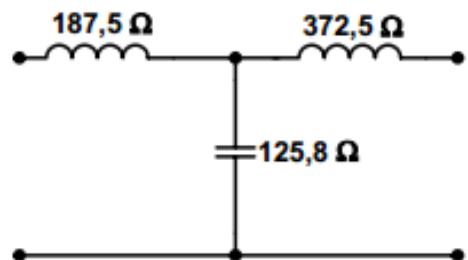
$$X_3 = 831,5 \text{ nH}$$

$$X_4 = 9,84 \text{ pF}$$

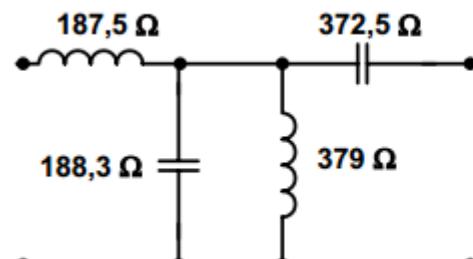
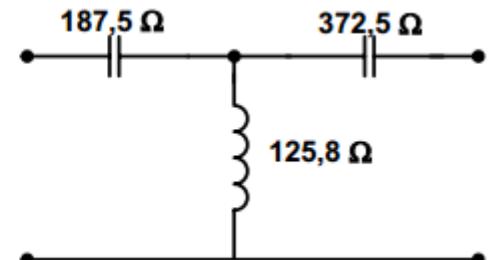
A modo de ejemplo se expresan 4 configuraciones posibles de como unificar X_2 y X_3



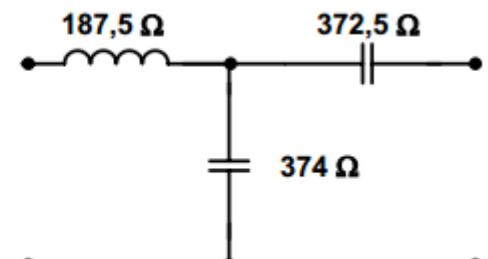
(a)

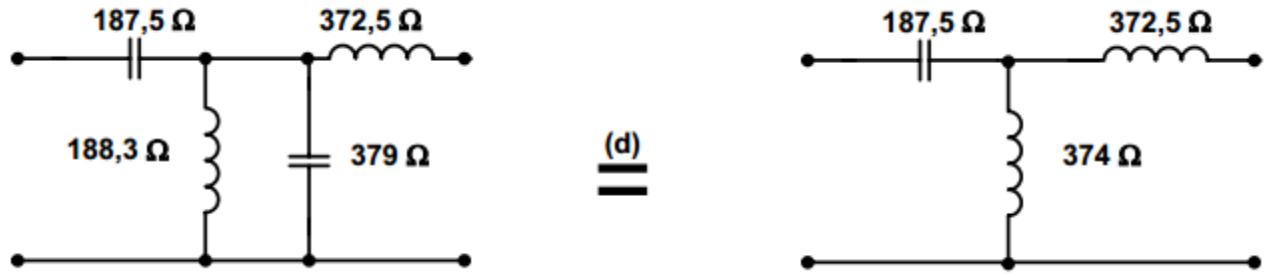


(b)



(c)

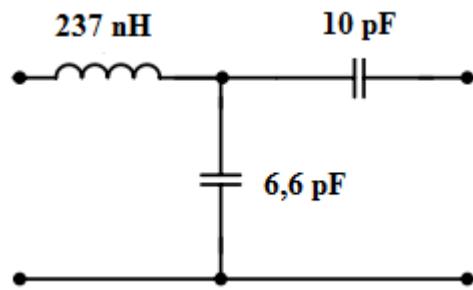




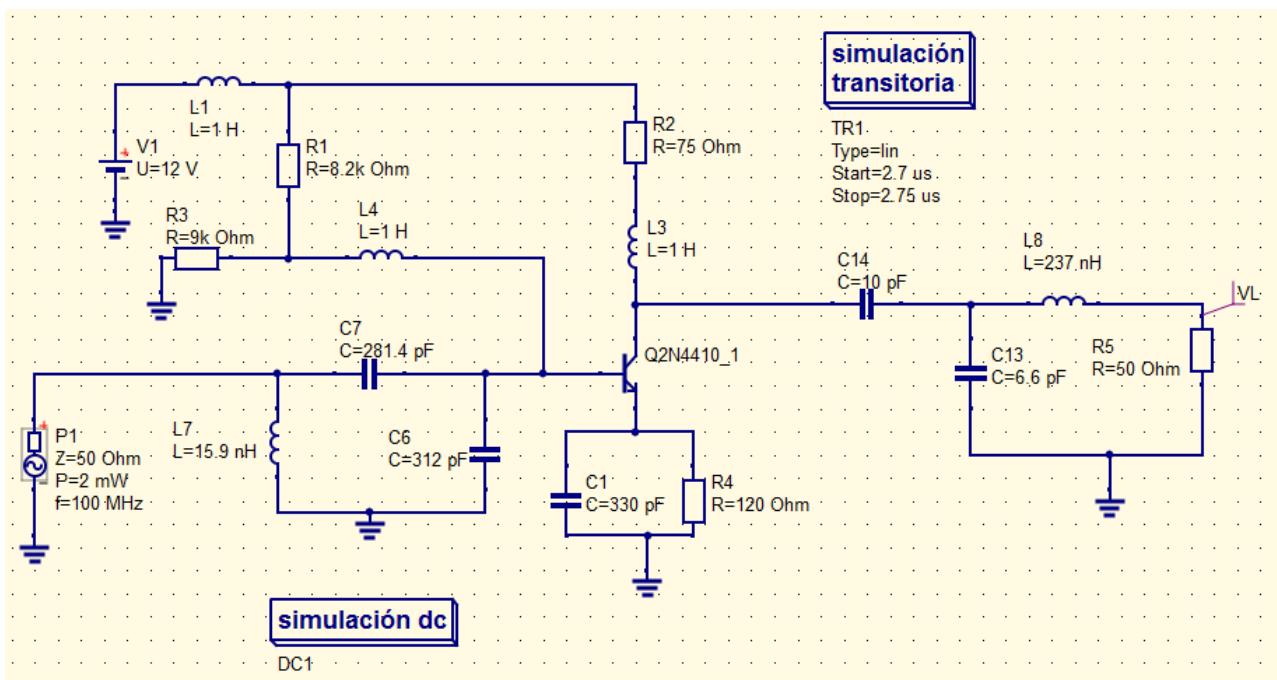
Por lo tanto en nuestro caso utilizamos la configuración (c), como dijimos anteriormente deseábamos bloquear la tensión de polarización a la Carga y donde se obtiene de X_2 y X_3

$$X_{2-3} = 6,6 \text{ pF}$$

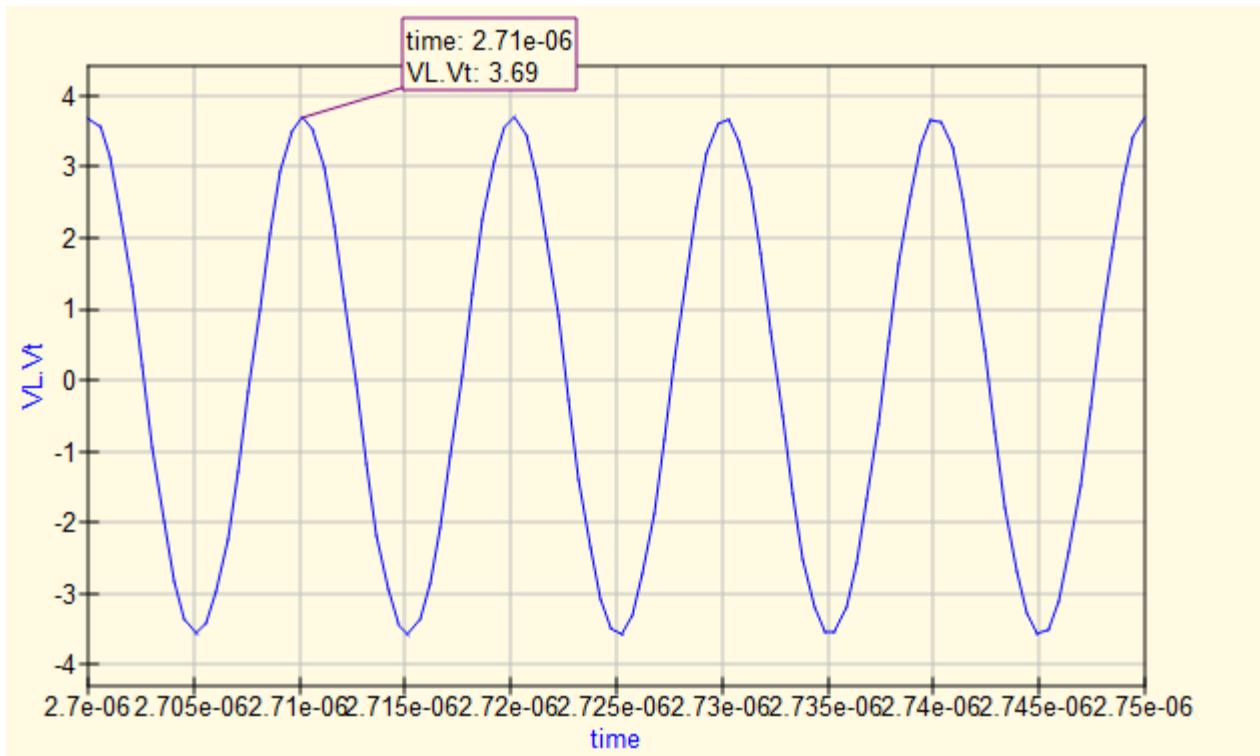
Por lo que podemos decir que nuestra Red T a implementar es la siguiente, observando que el inductor de 237 nH está en paralelo a la Carga y el capacitor de 10 pF conectado en el pin de colector.



Circuito Implementado con Redes de Adaptación π y T



Señal en la Carga



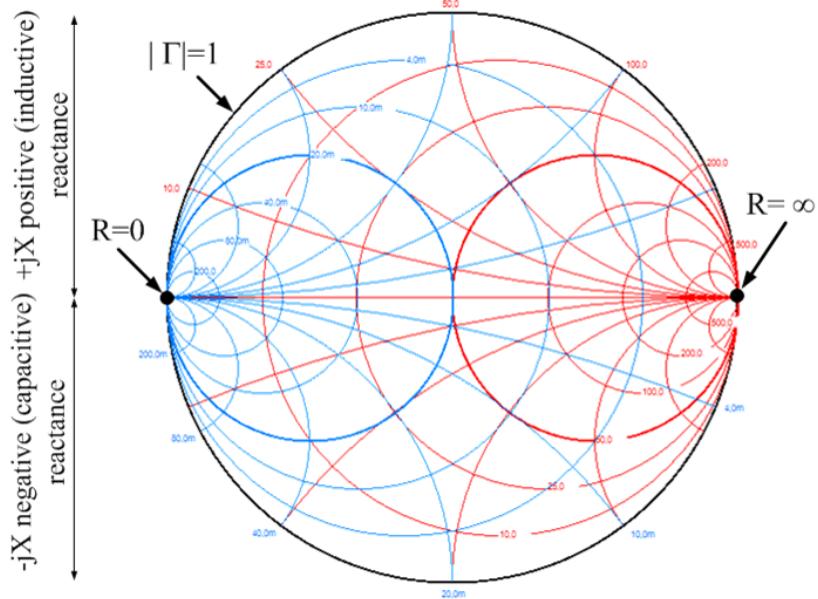
$$P_L = \frac{V_L^2}{2 \times R_L} = \frac{3,69^2}{2 \times 50} = 136,161 \text{mW}$$

El enunciado requería una salida de al menos 130mW, por lo que despejando la ecuación anterior respecto a la Tensión de pico en la carga es de 3,6 volt pero como dice “una salida de al menos” la potencia que estamos teniendo es supera lo requerido.

INTRODUCCIÓN A LA CARTA DE SMITH

La Carta de Smith puede utilizarse para calcular la relación de onda estacionaria de tensión de un línea (Voltage Standing Wave Ratio -VSWR), los parámetros Scattering y diseñar redes de adaptación de impedancia entre un generador y una impedancia compleja de carga.

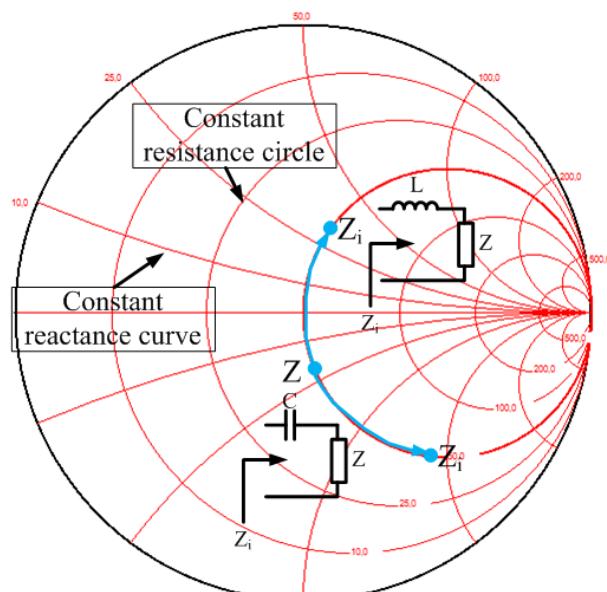
En la figura siguiente se representa una Carta de Smith con sus puntos característicos; es decir, el punto con resistencia nula (cortocircuito), resistencia infinita (circuito abierto). El círculo externo representa el lugar geométrico de las impedancias cuyo módulo del coeficiente de reflexión es unitario. Observe que las impedancias de tipo capacitivo (es decir, las impedancias cuya reactancia es negativa) se hallan en la parte inferior del diagrama. Por otro lado, las impedancias de tipo inductivo (es decir, las impedancias cuya reactancia es positiva) se hallan en la parte superior del diagrama. Las dos mitades están separadas por una recta que representa las impedancias puramente resitivas.



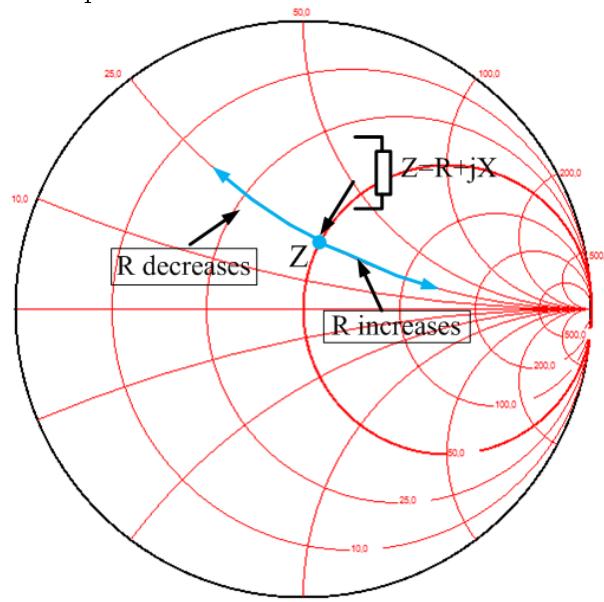
En la Carta de Smith se pueden distinguir una serie de curvas que permiten identificar de forma única una impedancia o una admitancia. La Figura 2 muestra las curvas de impedancia. Estas curvas son de dos tipos:

1. Círculos de resistencia constante.
2. Curvas de reactancia constante.

Los círculos de resistencia constante identifican aquellas impedancias (de tipo inductivo o capacitivo) que tienen todas la misma parte real. Por otro lado, las curvas de reactancia constante identifican aquellas impedancias (de tipo inductivo o capacitivo) que tienen todas la misma parte imaginaria. Es posible moverse a lo largo de la circunferencia simplemente cambiando la parte reactiva de la impedancia Z. Conectar a Z un inductor serie provoca un desplazamiento en sentido horario; por otro lado, conectar a Z un condensador en serie provoca un desplazamiento en sentido anti-horario tal y como muestra la figura siguiente las Curvas de Impedancia.



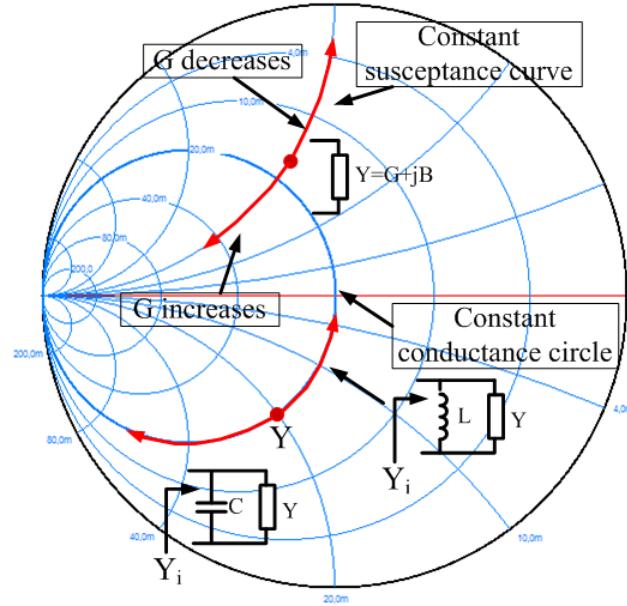
Para moverse a lo largo de una curva de reactancia constante hay que variar la resistencia. Si la resistencia aumenta la impedancia se desplaza hacia la derecha; si la resistencia disminuye, la impedancia se desplaza hacia la izquierda.



La carta de Smith tiene también una parte espectral, es decir las curvas de admitancias. El comportamiento de las admitancias es exactamente el dual de las impedancias, por tanto para desplazarse a lo largo de las curvas de admitancias hay que colocar admitancias en paralelo.

Las curvas de admitancia tienen círculos de conductancia constante y curvas de susceptancia constante. De forma análoga a las curvas de impedancia, la intersección entre una curva de conductancia y una de susceptancia identificarán de forma única una admittance Y en la Carta de Smith.

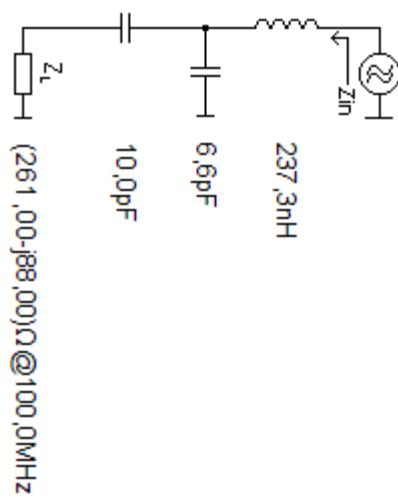
Como en la figura a continuación, un inductor en paralelo hará que Y se desplace en sentido antihorario a lo largo de la circunferencia de conductancia constante mientras que un condensador en paralelo provocará el efecto contrario. Por otro lado, si la conductancia aumenta, Y se desplazará a la izquierda a lo largo de la curva de susceptancia constante, mientras que si la conductancia disminuye el desplazamiento será hacia la derecha.



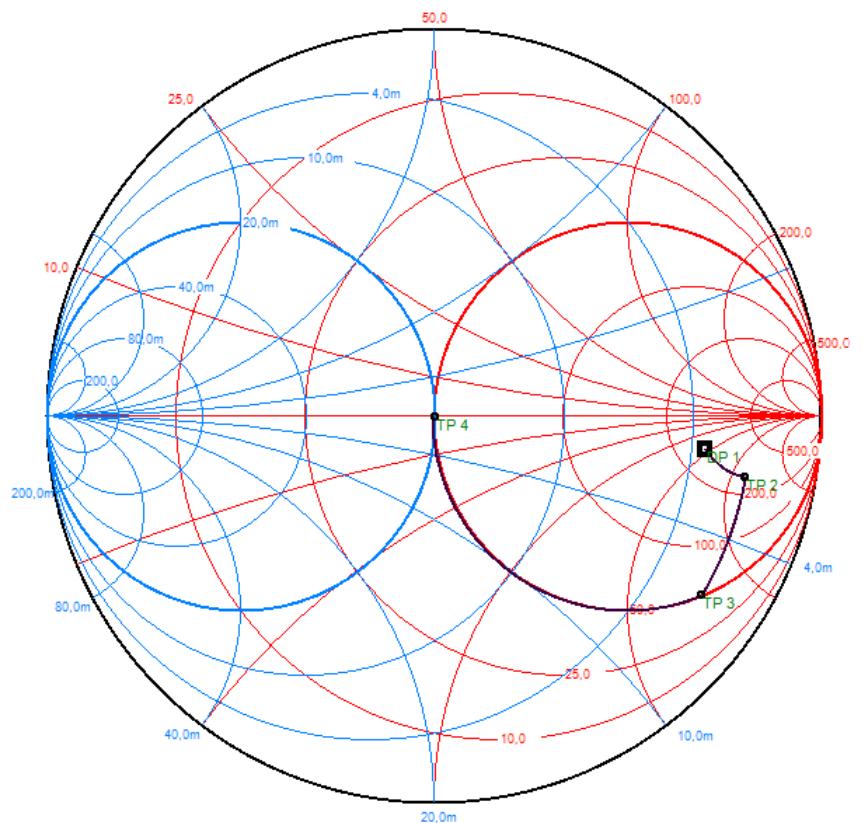
Teniendo una noción de la Carta de Smith procederemos a utilizar el Software Smith V3.10 del profesor Fritz Dellspurger alojado en su página.

RED ADAPTADORA π ENTRE LA FUENTE Y EL TRANSISTOR “IMN_IN”

Esquemático



CARTA DE SMITH



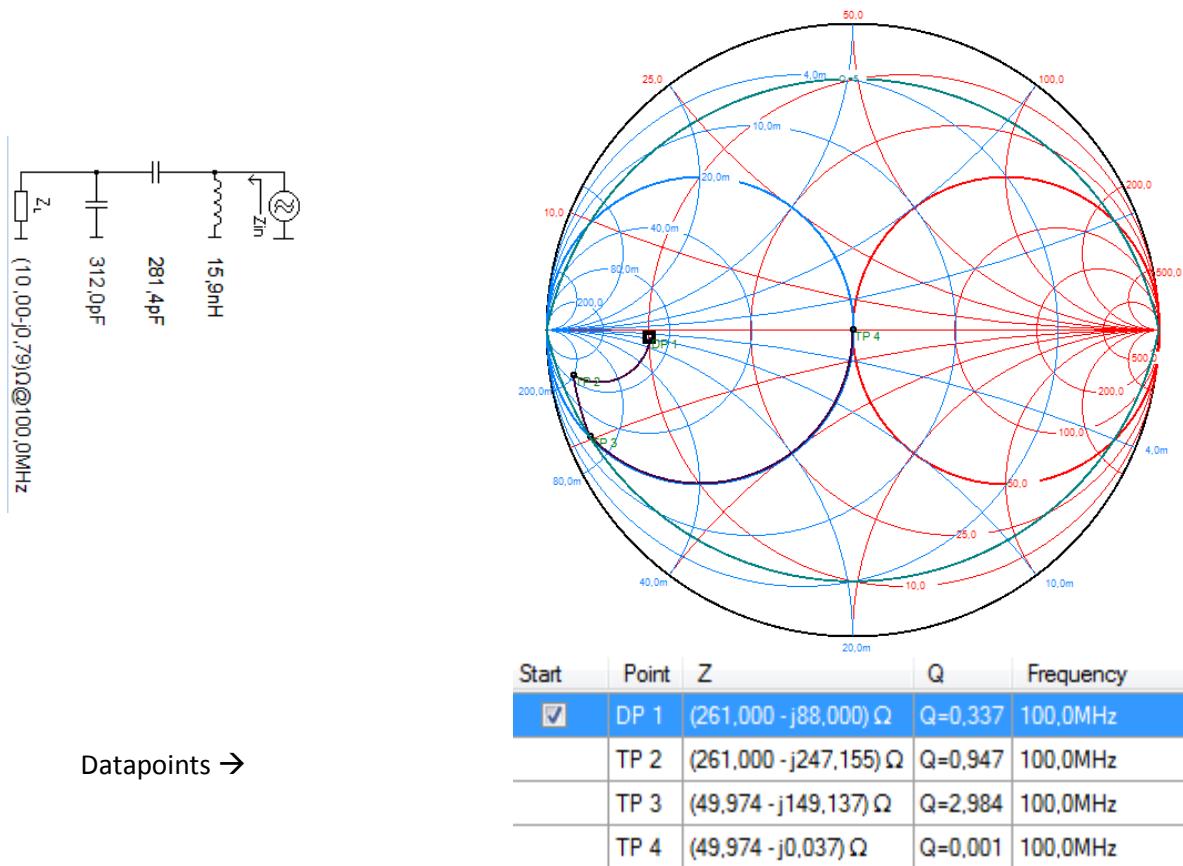
Datapoints →

Start	Point	Z	Q	Frequency
<input checked="" type="checkbox"/>	DP 1	$(10.000 - j0.794)\Omega$	$Q=0.079$	100,0MHz
	TP 2	$(1.931 - j3.963)\Omega$	$Q=2.052$	100,0MHz
	TP 3	$(1.931 - j9.619)\Omega$	$Q=4.981$	100,0MHz
	TP 4	$(49.838 + j0.368)\Omega$	$Q=0.007$	100,0MHz

APTACIÓN ENTRE EL TRANSISTOR Y LA CARGA “IMN_OUT”

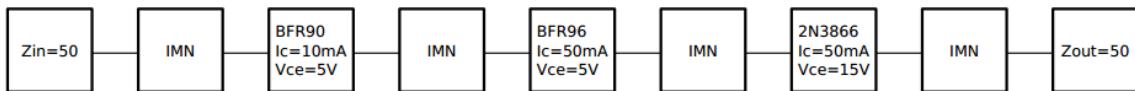
Esquemático

CARTA DE SMITH



ENUNCIADO 4

Suponiendo un amplificador de tres etapas, con entrada y salida de 50Ω , se desea calcular las redes de adaptación de impedancia entre cada etapa como indica el grafico.

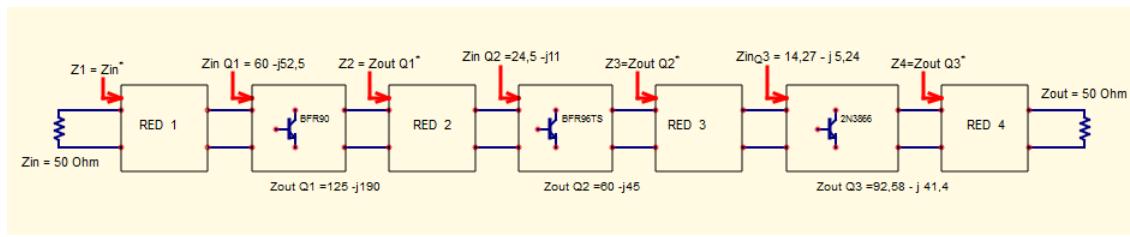


DESARROLLO

Primero hacemos un análisis general de los bloques donde se observa que tanto la Z_{IN} y Z_{OUT} es de 50Ω por lo que se trata de adaptar para poder obtener la Máxima Transferencia de Potencia, donde la impedancia de salida de una etapa tiene que ser compleja conjugada de la impedancia de entrada de la siguiente etapa,

Los parámetros S de los transistores se anexan al final del desarrollo.

DIAGRAMA EN BLOQUES DE LA REDES.



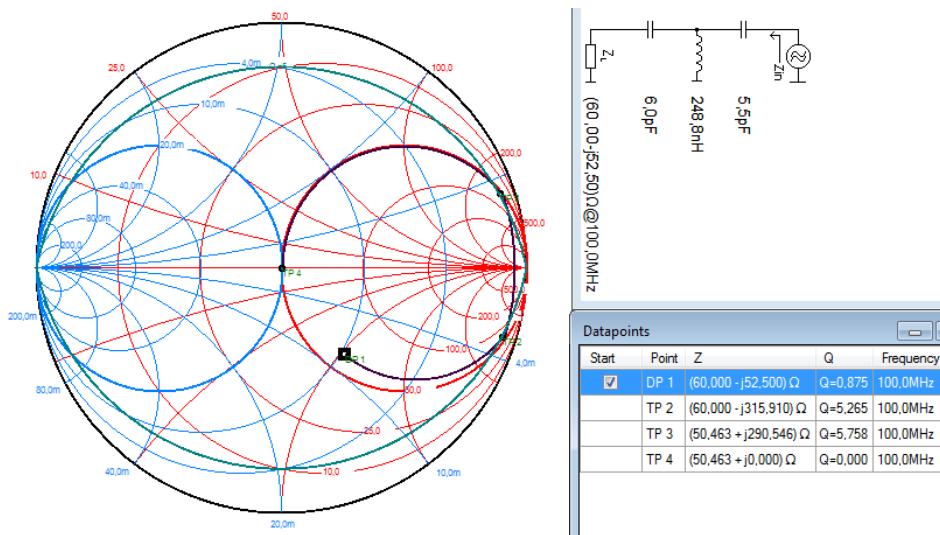
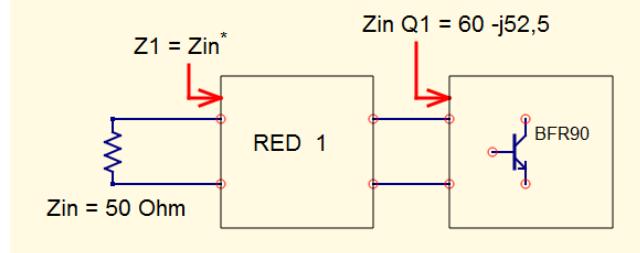
RED DE ADAPTACIÓN 1

Z_1 es lo que se desea ver, es decir el Complejo Conjugado de Z_{in} (Z_{in}^*)

$$Z_1 = Z_{in}^*$$

El procedimiento para ver Z_1 en el Abaco de Smith se basa en que el punto final dentro del Abaco va a ser la impedancia que se vea desde la fuente o etapa anterior, entonces como se tiene Z_{inQ1} se marca esa primera impedancia como DP1 luego se moverá dentro del abaco hasta llegar al punto Z_1 quedando la red adaptada.

$$\begin{aligned} Z_{in} &= 50 \Omega \\ Z_1 &= 50 \Omega \\ Z_{inQ1} &= 60 - j52,5 \end{aligned}$$



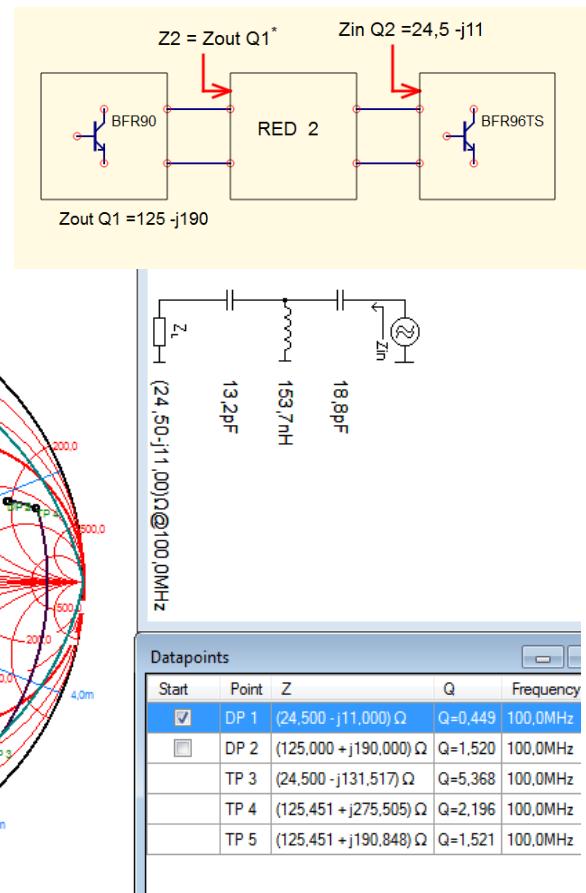
RED DE ADAPTACIÓN 2

Z_2 es lo que se desea ver, es decir es el Complejo Conjugado de Z_{outQ1} (Z_{outQ1}^*)

$$Z_2 = Z_{outQ1}^*$$

El procedimiento para ver Z_2 en el Abaco de Smith se basa en que el punto final dentro del Abaco va a ser la impedancia que se vea desde la fuente o etapa anterior, entonces como se tiene Z_{inQ2} se marca esa primera impedancia como DP1 luego se moverá dentro del abaco hasta llegar al punto Z_2 , que se lo marca como un Datapoint 2, este punto es solo de referencia al que se debe llegar para estar adaptado.

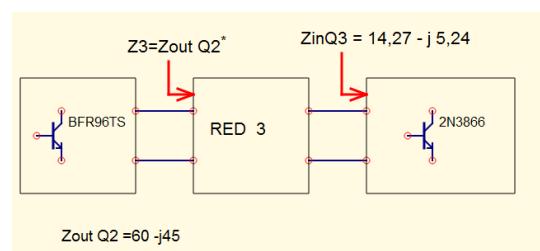
$$\begin{aligned} Z_{outQ1} &= 125 - j190 \\ Z_2 &= Z_{outQ1}^* = 125 + j190 \\ Z_{inQ2} &= 24,5 - j11 \end{aligned}$$

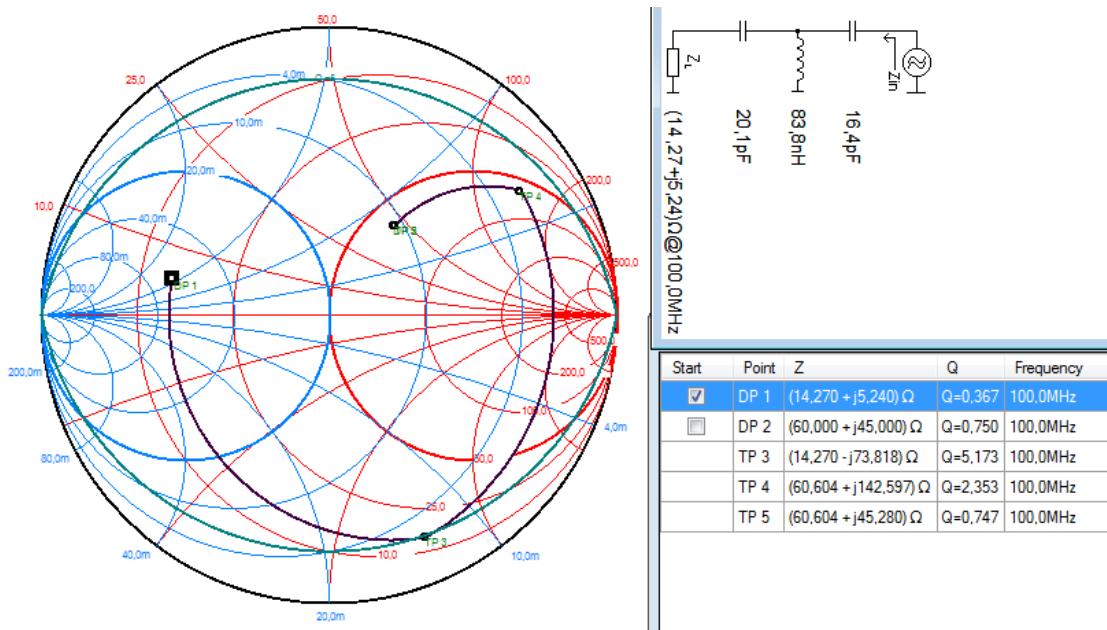


RED DE ADAPTACIÓN 3

Se desarrolla de la misma manera que la Red 2

$$\begin{aligned} Z_{inQ3}^* &= 14,27 - j 5,24 \\ Z_{outQ2} &= 60 - j45 \rightarrow Z_{outQ2}^* = 60 + j45 \end{aligned}$$





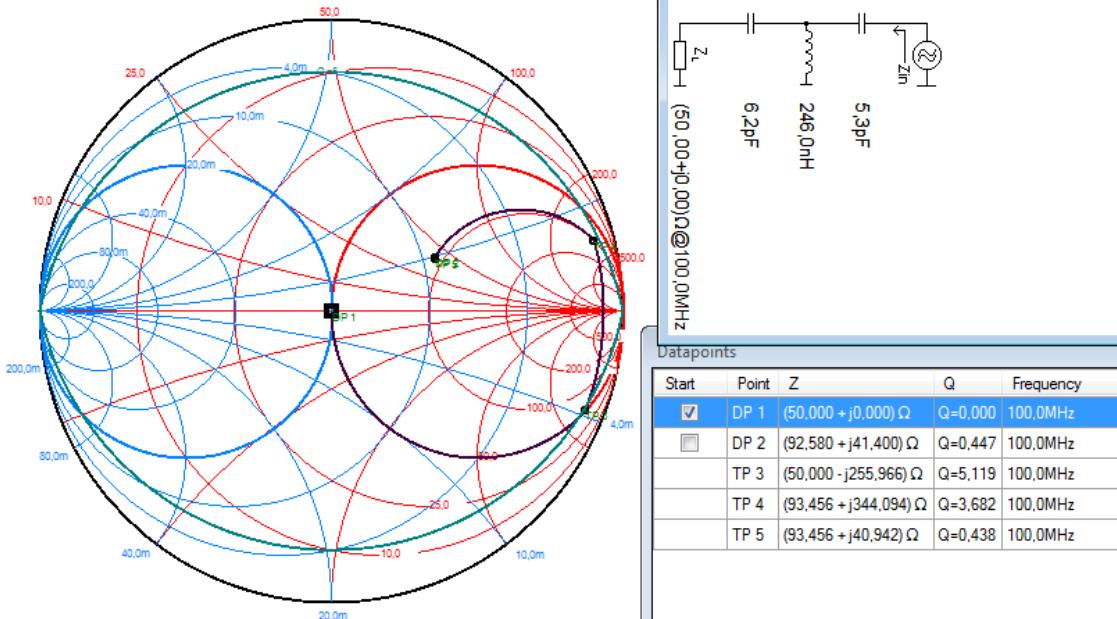
Red de adaptación 4

Se desarrolla de la misma manera que la Red 2

$$Z_{OUT} = 50 \Omega$$

$$Zout Q3 = 92,58 - J41,4 \rightarrow$$

$$Zout Q3^* = 92,58 + J41,4$$



PARÁMETROS S

BFR90

De las hojas de datos se obtienen los parámetros S

V _{CE} /V	I _C /mA	f/MHz	S11		S21		S12		S22		
			LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	LIN MAG	ANG	
				deg		deg		deg		deg	
			100	0.82	-27.8	6.31	155.8	0.03	73.8	0.95	-10.2
			300	0.59	-72.7	4.66	121.6	0.06	54.0	0.80	-22.1
			500	0.41	-107.7	3.49	99.9	0.08	46.7	0.70	-27.0
5	5	100	1000	0.18	150.9	2.66	63.4	0.12	57.3	0.50	-34.5
			1200	0.21	131.6	2.28	54.4	0.14	55.5	0.47	-38.6
			1500	0.27	112.7	1.89	42.8	0.18	51.9	0.44	-45.2
			1800	0.33	100.1	1.65	31.8	0.21	48.2	0.40	-52.1
			2000	0.37	92.8	1.53	25.2	0.24	45.0	0.38	-56.9
	10	300	100	0.45	-54.6	18.55	133.7	0.02	70.4	0.79	-21.5
			500	0.12	-156.4	5.54	84.5	0.07	66.8	0.49	-24.9
			800	0.12	148.7	3.60	69.5	0.11	64.0	0.46	-28.7
			1000	0.15	129.3	2.96	61.3	0.13	61.4	0.44	-32.8
			1200	0.18	117.0	2.51	53.0	0.16	58.0	0.42	-37.1
		500	1500	0.24	104.4	2.08	42.1	0.19	52.8	0.38	-43.5
			1800	0.30	94.9	1.82	31.8	0.23	47.7	0.35	-49.9
			2000	0.34	89.5	1.67	25.4	0.25	43.7	0.32	-54.5

BFR96TS

V _{CE} /V	I _C /mA	f/MHz	S11		S21		S12		S22		
			LIN MAG	ANG							
				deg		deg		deg		deg	
50	5	100	100	0.370	-150.0	23.94	109.0	0.022	69.6	0.399	-55.7
			300	0.395	-177.8	8.62	87.9	0.055	75.4	0.221	-62.3
			500	0.396	171.3	5.23	78.1	0.090	74.8	0.208	-69.7
			800	0.395	159.1	3.30	66.7	0.140	71.1	0.229	-82.8
			1000	0.389	150.9	2.66	60.2	0.173	68.2	0.250	-90.8
		300	1200	0.386	143.3	2.25	54.0	0.206	65.1	0.273	-98.0
			1500	0.373	133.2	1.83	45.8	0.253	60.1	0.308	-107.5
			1800	0.363	121.7	1.56	38.2	0.297	55.4	0.343	-115.7
			2000	0.348	115.4	1.43	33.5	0.319	52.5	0.364	-120.8
			100	0.374	-157.4	24.17	107.0	0.021	73.0	0.364	-56.8

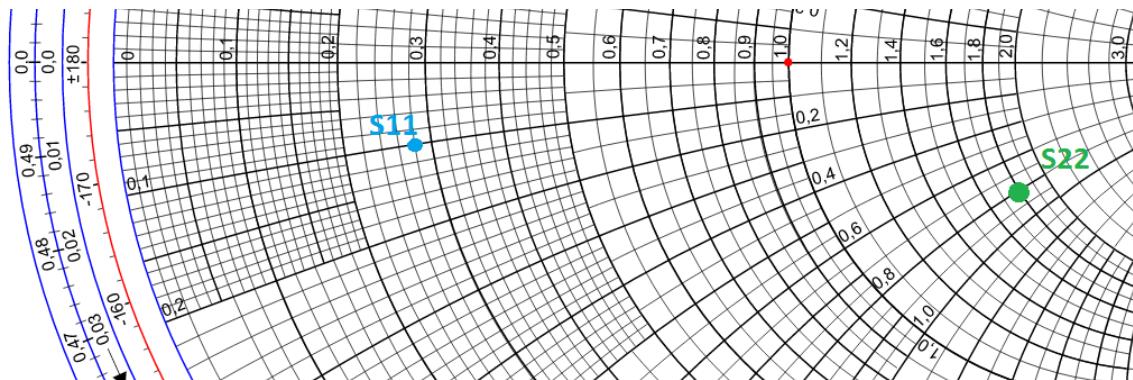
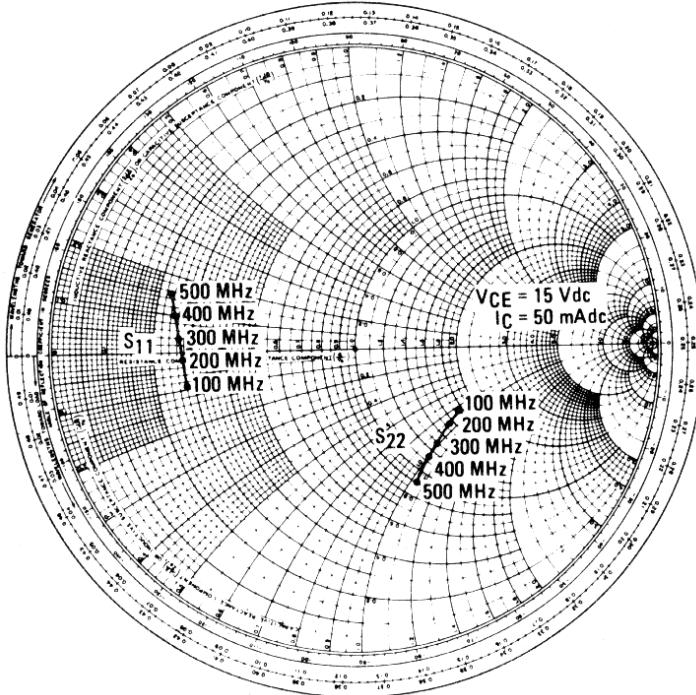
Con los parámetros S11 (Coeficiente de reflexión de entrada) y S22(Coeficiente de reflexión de salida) y mediante la fórmula del coeficiente de reflexión o mediante el Abaco de Smith podemos encontrar las impedancias de entrada y salida.

$$Z1 = Z_N \left(\frac{1+S11}{1-S11} \right) \quad Z2 = Z_N \left(\frac{1+S22}{1-S22} \right)$$

2N3866

Se utiliza la hoja de datos de Motorola SEMICONDUCTOR

FIGURE 9 – S₁₁ AND S₂₂ versus FREQUENCY



El punto S₁₁ en 100MHz es Modulo=0,56 Fase= -167 y el punto S₂₂ en 100MHz es Modulo=0,4 Fase= -28.

$$Z_1 = Z_N \left(\frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}} \right) = 14,27 - J 5,24$$

$$Z_2 = Z_N \left(\frac{1 + S_{22}}{1 - S_{22}} \right) = 92,58 - J 41,4$$

CONCLUSIÓN

Como corolario podemos decir que la Red L es la red más básica y más amigable a la hora de adaptar pero esta red tiene sus limitaciones como el Q, por lo que la impedancia de fuente y de carga serán las determinadas y esto nos definirá el Q del circuito, quitándonos la posibilidad de seleccionar un Q adecuado a los requerimientos del ancho de Banda requerido, ésta pérdida de libertad en la elección del Q suele ser un problema cuando se requieren ancho de banda angosto y la solución para eso ya es implementar una red de tres elementos, lo cual una red con tres elementos ya permite tener un alto Q. Como por ejemplo en el punto 4 se realizó la adaptación con un Q=5

También hay que tener en cuenta que el Q mínimo de una red de tres elementos es igual al Q máximo en una red de 2 elementos.

Por lo que se pudo aprender respecto al práctico es que se pudo observar que para redes simples se pueden realizar cálculos analíticos y que a medida que la red incluye más componentes los cálculos se vuelven más engorrosos por lo que se vuelve más simple realizar adaptaciones en la carta de Smith gráficamente.

BIBLIOGRAFIA

Links de acceso directo

- http://trf-eps-uspceu.blogspot.com.ar/2014_02_01_archive.html
- <http://www.profesaulosuna.com/data/files/TELECOMUNICACIONES/AMPLIFICADOR%20RF/adapt-impedancia-con-carta-smith.pdf>
- http://www.nxp.com/documents/data_sheet/BFG425W.pdf
- http://www.nxp.com/products/rf/transistors/bipolar/oscillators/6_ghz_gt_12_ghz_x_ku_low_band/BFG425W.html#documentation
- http://jcoppens.com/univ/ucc/elmag/lineas/sm_ej6.php “Parametros S del transistor 2N3866”
- http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheets/185/123754_DS.pdf “Datasheet BFR90”
- <http://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/vishay/85037.pdf> “Datasheet BFR96TS”
- https://upload.wikimedia.org/wikipedia/commons/7/7a/Smith_chart_gen.svg “Abaco de Smith, formato Vectorial”