Aplicación de MATLAB® en el análisis de circuitos de RF

Propagación y Radiación
Universidad Nacional del Sur

3 de mayo de 2023

UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
UNS
BAHÍA BLANCA

Contenidos

Sección 1

Introducción

UNS
UNIVERSIDAD
NACIONAL DEL SUR

Ejemplo de aplicación

Trabajo Práctico 3, Ejercicio 6

Dados los siguientes tres elementos (concentrados):

$$R = 300\ \Omega,\ \ L = 2.2\ \mu\text{Hy},\ \ C = 3\ \text{pF}$$

representar en el ábaco la impedancia vista en terminales (suponiendo que se conectan a una línea de $Z_0 = 50\ \Omega$) tomando 5 puntos entre 50 y 700 MHz, conectando dichos elementos en a) serie y b) paralelo.

$$Z_s = \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC + 1}{j\omega C} \tag{1}$$

$$Z_p = \frac{j\omega L}{-\omega^2 LC + j\omega \dfrac{L}{R} + 1} \tag{2}$$

Ejemplo de aplicación

Trabajo Práctico 3, Ejercicio 6

Dados los siguientes tres elementos (concentrados):

$$R = 300\ \Omega,\ \ L = 2.2\ \mu\text{Hy},\ \ C = 3\ \text{pF}$$

representar en el ábaco la impedancia vista en terminales (suponiendo que se conectan a una línea de $Z_0 = 50\ \Omega$) tomando 5 puntos entre 50 y 700 MHz, conectando dichos elementos en a) serie y b) paralelo.

$$Z_s = \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC + 1}{j\omega C} \tag{1}$$

$$Z_p = \frac{j\omega L}{-\omega^2 LC + j\omega \frac{L}{R} + 1} \tag{2}$$

Ejemplo de aplicación

Trabajo Práctico 3, Ejercicio 6

Dados los siguientes tres elementos (concentrados):

$$R = 300\ \Omega,\ \ L = 2.2\ \mu\text{Hy},\ \ C = 3\ \text{pF}$$

representar en el ábaco la impedancia vista en terminales (suponiendo que se conectan a una línea de $Z_0 = 50\ \Omega$) tomando 5 puntos entre 50 y 700 MHz, conectando dichos elementos en a) serie y b) paralelo.

$$Z_s = \frac{-\omega^2 LC + j\omega RC + 1}{j\omega C} \tag{1}$$

$$Z_p = \frac{j\omega L}{-\omega^2 LC + j\omega \frac{L}{R} + 1} \tag{2}$$

Solución tradicional

Se realiza una tabla con determinadas frecuencias y se calcula el valor de las impedancias serie Z_s y paralelo Z_p.

f [MHz]	Z_s	Z_p
100	$300 + j852$	$267 - j93$
200	$300 + j2500$	$146 - j149$
300	$300 + j3970$	$82 - j134$
400	$300 + j5397$	$51 - j112$
500	$300 + j6805$	$34 - j95$

Solución tradicional

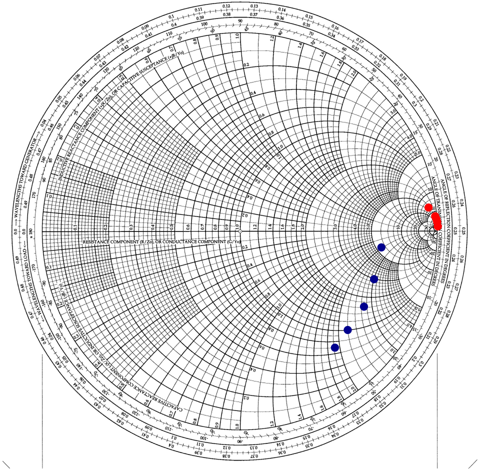
Se normalizan las impedancias considerando la Z_0 y se grafican en el ábaco.

f [MHz]	z_s	z_p
100	$6+j17$	$5.3-j1.9$
200	$6+j50$	$2.9-j3$
300	$6+j79$	$1.6-j2.7$
400	$6+j108$	$1-j2.2$
500	$6+j136$	$0.7-j1.9$

Solución tradicional

Se normalizan las impedancias considerando la Z_0 y se grafican en el ábaco.

$f\,$[MHz]	z_s	z_p
100	$6 + j17$	$5.3 - j1.9$
200	$6 + j50$	$2.9 - j3$
300	$6 + j79$	$1.6 - j2.7$
400	$6 + j108$	$1 - j2.2$
500	$6 + j136$	$0.7 - j1.9$

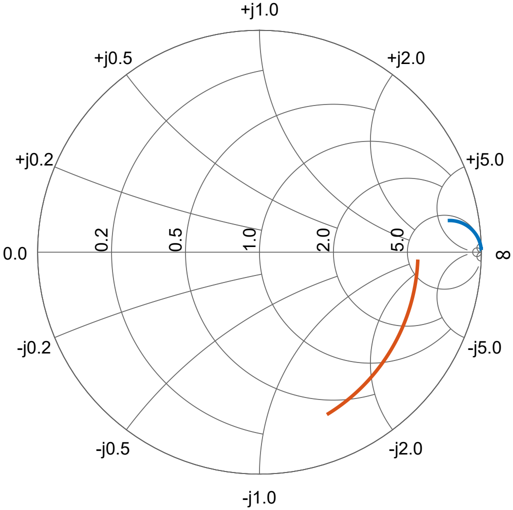


Solución utilizando MATLAB

```
R  = 300; L = 2.2e-6;
C  = 3e-12; Z0 = 50;
f  = 75e6:1e6:700e6;
XL = 1i*2*pi.*f*L;
XC = -1i./(2*pi.*f*C);
% Cálculo de impedancias
Zs = R + XL + XC;
Zp = 1./(1/R + 1./XL + 1./XC);
% Conversión y gráficos
G1  = z2gamma (Zs,Z0);
G2  = z2gamma (Zp,Z0);
h1 = smithchart(G1); hold on
h2 = smithchart(G2);
```

Solución utilizando MATLAB

```
R  = 300; L = 2.2e-6;
C  = 3e-12; Z0 = 50;
f  = 75e6:1e6:700e6;
XL = 1i*2*pi.*f*L;
XC = -1i./(2*pi.*f*C);
% Cálculo de impedancias
Zs = R + XL + XC;
Zp = 1./(1/R + 1./XL + 1./XC);
% Conversión y gráficos
G1  = z2gamma (Zs,Z0);
G2  = z2gamma (Zp,Z0);
h1 = smithchart(G1); hold on
h2 = smithchart(G2);
```



Solución utilizando MATLAB

- La función $\mathrm{G = z2gamma(z,z0)}$ convierte la impedancia z en el coeficiente de reflexión G, utilizando la impedancia de referencia $\mathrm{z0}$ de acuerdo a la ecuación:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \tag{3}$$

- La función $\mathrm{hsm = smithchart(G)}$ grafica el vector complejo del coeficiente de reflexión G en el ábaco de Smith. En hsm se guarda el *handle* que permite cambiar las propiedades de la figura, como el color y ancho del trazo, definir marcadores, etc.

Adaptación de impedancias: esquema general

En los sistemas de RF la condición de diseño ideal se obtiene cuando:

- La carga está adaptada a la línea de transmisión para evitar pérdidas en la onda reflejada y tensiones elevadas por ondas estacionarias (bajar el ROE).
- Cuando el generador está adaptado a la línea de transmisión para transferir la máxima potencia.
- Para lograr el objetivo se intercalan redes adaptadoras sin pérdidas en ambos extremos de la línea.

Adaptación de impedancias: esquema general

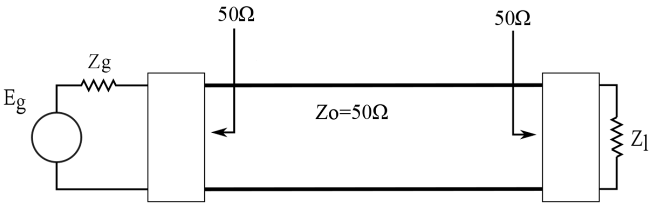
En los sistemas de RF la condición de diseño ideal se obtiene cuando:

- La carga está adaptada a la línea de transmisión para evitar pérdidas en la onda reflejada y tensiones elevadas por ondas estacionarias (bajar el ROE).
- Cuando el generador está adaptado a la línea de transmisión para transferir la máxima potencia.
- Para lograr el objetivo se intercalan redes adaptadoras sin pérdidas en ambos extremos de la línea.

Adaptación de impedancias: esquema general

En los sistemas de RF la condición de diseño ideal se obtiene cuando:

- La carga está adaptada a la línea de transmisión para evitar pérdidas en la onda reflejada y tensiones elevadas por ondas estacionarias (bajar el ROE).
- Cuando el generador está adaptado a la línea de transmisión para transferir la máxima potencia.
- Para lograr el objetivo se intercalan redes adaptadoras sin pérdidas en ambos extremos de la línea.



Sección 2

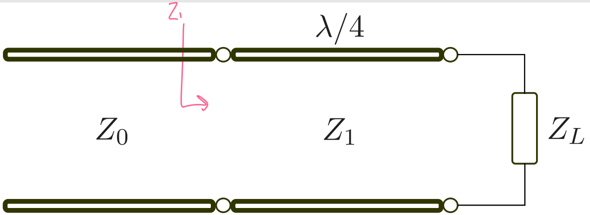
Adaptación de impedancias: transformador de $\lambda/4$

UNS
UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Trabajo Práctico 5, Ejercicio 6

Diseñar un transformador de $\lambda/4$ para adaptar una antena de $75\ \Omega$ a una línea sin pérdidas de $Z_0 = 50\ \Omega$. Determinar el ancho de banda para que el ROE no sea mayor a 1.3, siendo $f_0 = 60$ MHz.



Adaptación: transformador de $\lambda/4$

La impedancia de entrada Z_{in} desde el punto de conexión entre las líneas Z_0 y Z_1 se puede encontrar con

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jZ_L \tan \beta l} \tag{4}$$

Evaluando βl en la frecuencia de diseño, $\beta l = \frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$, e igualando a Z_0 resulta en

$\beta l = \frac{2\pi f}{v_p}\frac{\lambda_0}{4} =$

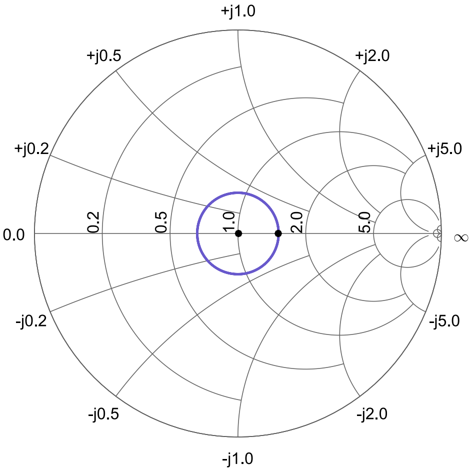
$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \tag{5}$$

Reescribiendo βl como $\beta l = \frac{2\pi f}{v_p}\frac{\lambda_0}{4} = \frac{\pi f}{2 f_0}$ y utilizando la ecuación (4) se puede evaluar la respuesta en frecuencia del transformador.

Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Impedancia de entrada sin adaptar (sección Z_0 y carga Z_L)

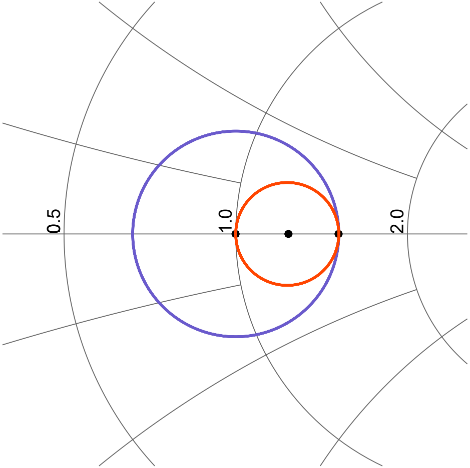
```
f  = 60e6;
Z0 = 50;
ZL = 75;
Z1 = sqrt(Z0*ZL);
f_f0  = 0:1e-3:4;
theta = pi/2*f_f0;
% Impedancia Zin sin adaptar
Zin_0 = Z0*(ZL+1i*Z0*tan(theta)) ...
      ./(Z0+1i*ZL*tan(theta));
GZin_0 = z2gamma(Zin_0);
h1 = smithchart(GZin_0);
```



Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Impedancia de entrada sin adaptar (sección $Z_1 = 61.2\Omega$ y carga Z_L)

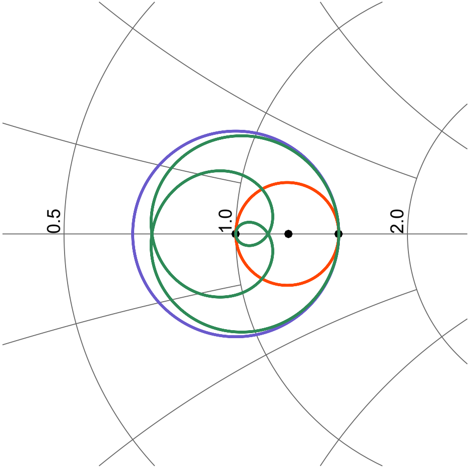
```
Zin_1 = Z1*(ZL+1i*Z1*tan(theta)) ...
     ./(Z1+1i*ZL*tan(theta));
GZin_1 = z2gamma(Zin_1);
h2     = smithchart(GZin_1);
```



Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Impedancia de entrada adaptada (secciones Z_0, Z_1 y carga Z_L)

```
Zin_2 = ...
    Z0*(Zin_1+1i*Z0*tan(theta)) ...
    ./(Z0+1i*Zin_1.*tan(theta));
GZin_2 = z2gamma(Zin_2);
h3     = smithchart(GZin_2);
```



Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Se pide determinar el ancho de banda para $ROE < 1.3$. La Relación de Onda Estacionaria (ROE) se define como

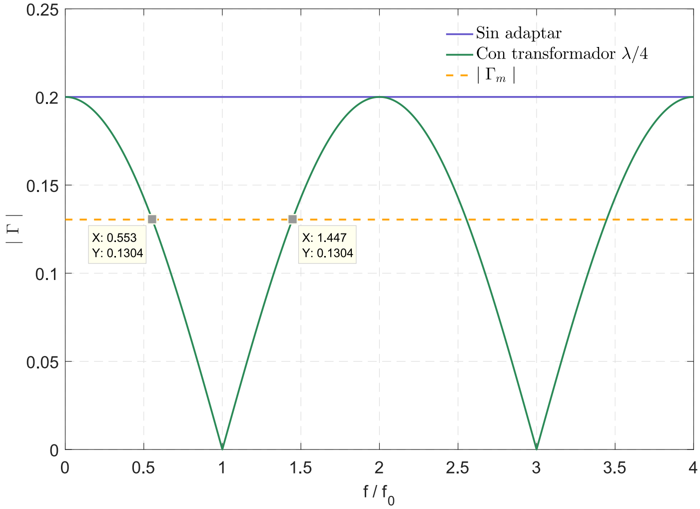
$$ROE = \frac{1 + |\Gamma_m|}{1 - |\Gamma_m|} \tag{6}$$

A partir de (6) se puede despejar el módulo del máximo coeficiente de reflexión permitido $|\Gamma_m|$:

$$|\Gamma_m| = \frac{ROE - 1}{ROE + 1} \tag{7}$$

El ancho de banda se puede encontrar de forma gráfica, encontrando la intersección entre el coeficiente de reflexión de Z_{in} y el valor máximo $|\Gamma_m|$.

Adaptación: transformador de $\lambda/4$



Adaptación: transformador de $\lambda/4$

De forma analítica, la frecuencia límite inferior del ancho de banda se puede obtener con

$$f_m = \frac{2\theta_m f_0}{\pi} \tag{8}$$

donde $\theta = \beta l$, y

$$\theta_m = \arccos\left(\frac{\Gamma_m}{\sqrt{1-\Gamma_m^2}} \frac{2\sqrt{Z_0 Z_L}}{|Z_L - Z_0|}\right) \tag{9}$$

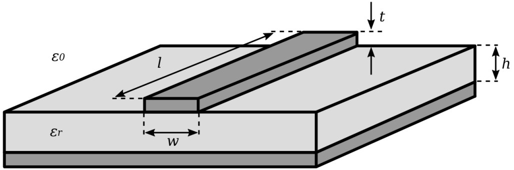
Para el ejercicio planteado:
$\theta_m = 0.87$, $f_m = 0.554 f_0 = 33.24$ MHz, $\Delta f = 2(f_0 - f_m) = 53.5$ MHz.

Adaptación: transformador de $\lambda/4$

Tarea 1

- Diseñe un transformador de $\lambda/4$ para adaptar una carga $Z_L = 300\ \Omega$ a una línea de $Z_0 = 50\ \Omega$, y grafique el módulo del coeficiente de reflexión en dB en función de la frecuencia. Encuentre el AB para el cual el mismo se mantiene por debajo de -10 dB.
- Diseñe un transformador de $\lambda/4$ para una impedancia de carga de $100\ \Omega$, determine el AB en este segundo diseño y compare los resultados con los de la carga de $300\ \Omega$.

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip



Para implementar una línea microstrip en MATLAB se utiliza la siguiente sintaxis:

```
tx = rfckt.microstrip('Width',W,'Height',h,'Thickness',t,
'EpsilonR',er,'LossTangent',tanD,'LineLength',l,'SigmaCond',sigma);
```

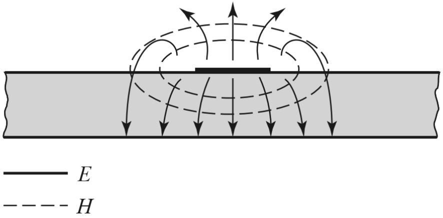
Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

Los parámetros del sustrato FR4 que se usará para implementar la línea microstrip son:

- Altura del sustrato, $h = 1.5$ mm.
- Espesor del cobre, $t = 35$ μm.
- Constante dieléctrica efectiva, $\epsilon_e \approx 3.2$
- Tangente del ángulo de pérdidas, $\delta = 0.01$.
- Conductividad del cobre, $\sigma = 5.85 * 10^7$ S/m.

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

La constante dieléctrica efectiva ϵ_e de la línea microstrip es un valor que se encuentra entre $1 < \epsilon_e < \epsilon_r$, debido a que algunas líneas de campo se encuentran en el aire y otras en el dieléctrico.



$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12h}{W}}} \tag{10}$$

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

Si se desea sintetizar un tramo de línea con impedancia Z_0, se deben resolver las siguientes ecuaciones:

$$A = \frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1}\left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r}\right) \tag{11}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \tag{12}$$

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \dfrac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{para } W/h < 2 \\ \dfrac{2}{\pi}\left\{B - 1 - \ln(2B - 1) + \dfrac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r}\left[\ln(B - 1) + 0.39 - \dfrac{0.61}{\epsilon_r}\right]\right\} & \text{para } W/h > 2 \end{cases} \tag{13}$$

$\rightarrow \ln\left(\frac{8e^A}{e^{2A}-2}\right)$

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

Ejemplo

Se requiere adaptar una carga $Z_L = 100\ \Omega$ con un transformador $\lambda/4$ a una línea de impedancia característica $Z_0 = 50\ \Omega$, para operar en una frecuencia $f_0 = 1$ GHz.

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} = 70.7\ \Omega$$

- Luego de calcular el ancho de los segmentos microstrip para Z_0 y Z_1, se generan los objetos rfckt.microstrip con los parámetros dados.
- El método getz0 permite verificar la impedancia característica de cada línea de transmisión.

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

- Para modelar la carga Z_L, se crea un objeto de la clase rfckt.seriesrlc .
- Es necesario aplicar el método analyze a cada objeto circuital creado, y de esta forma obtener sus parámetros S. Por definición, cuando se mide el parámetro S_{11} el puerto 2 se debe terminar en la impedancia característica. Entonces, cuando se define la carga Z_L se hace con la siguiente expresión:

```
Zload = rfckt.seriesrlc('R',ZL-Z0);
```

Y se generan los parámetros S con:

```
f = 0.5e9:1e6:1.5e9;
analyze(Zload,f);
```

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

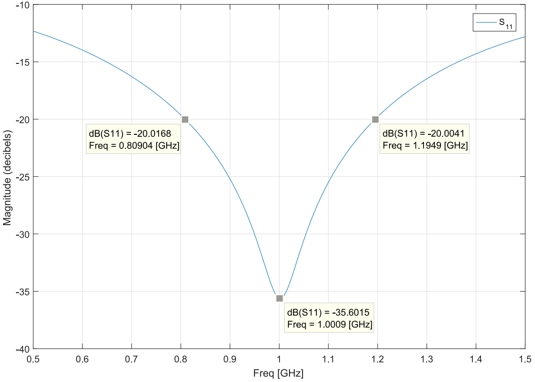
Luego es necesario combinar todos los elementos (en orden, desde el generador a la carga) generando un objeto del tipo rfckt.cascade y analizar el conjunto:

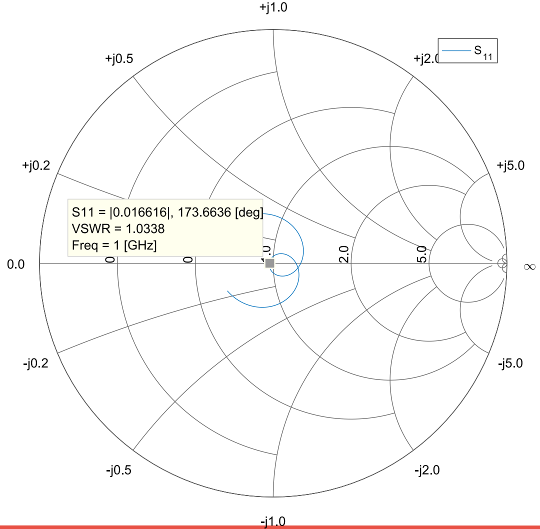
```
trafo = rfckt.cascade('Ckts',{tx0,tx1,Zload});
analyze(trafo,f);
```

Por último, se puede graficar el parámetro S_{11} en el ábaco de Smith o su módulo en función de la frecuencia. El método listformat brinda una lista de los formatos válidos para cada parámetro.

```
% listformat(trafo,'S11')
plot(trafo,'S11','dB');
smith(trafo,'S11','dB');
```

Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

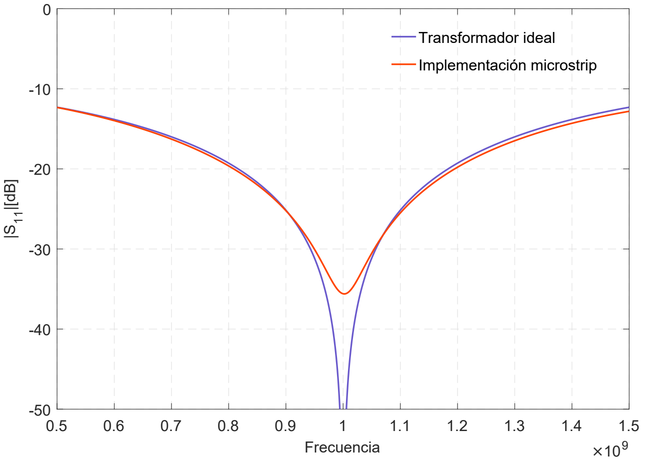




Implementación de un transformador de $\lambda/4$ en microstrip

También se puede realizar la adaptación ideal como en la Sección 2 y comparar ambas curvas. Los datos del objeto pueden extraerse y manipularse con otros datos mediante

```
[S_Par, f] = extract ...
    (trafo,'S_Parameters');
```



Sección 3

Adaptación de impedancias: elementos concentrados

UNS
UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

Adaptación: elementos concentrados

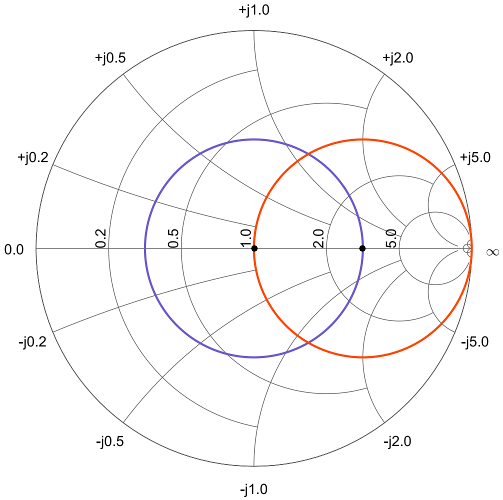
Trabajo Práctico 5, Ejercicio 1

Sea una L.T. sin pérdidas, $Z_0 = 50\ \Omega$, $Z_R = 150\ \Omega$, gobernada por una fuente de frecuencia constante, utilizando:

- Un condensador.
- Una bobina.
- Un stub en corto circuito.
- Un stub en circuito abierto.

Adaptación: elementos en serie

```
Z0  = 50;
ZL  = 150;
GZL = z2gamma(ZL,Z0);
% Genero un objeto donde graficar
adapt = rfckt.passive;
% Frecuencia de diseño
f0    = 100e6;
figure
[h1,hsm] = circle (adapt,f0, ...
        'Gamma',abs(GZL),'R',1);
hold on
```



Adaptación: elementos en serie

Utilizando la función imped_match_find_circle_intersections_helper se puede encontrar los puntos de intersección entre dos círculos, ingresando las coordenadas del centro de cada círculo y sus radios.

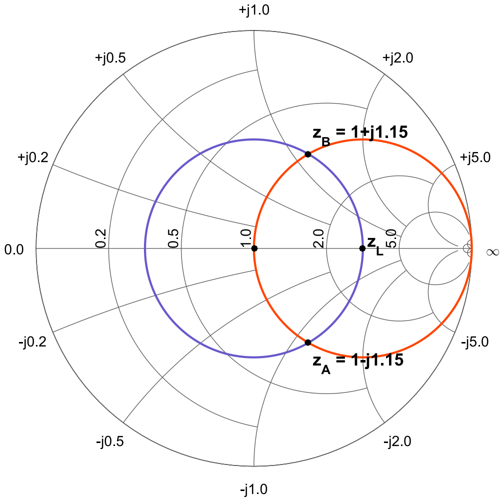
```
[ptA,ptB] = imped_match_find_circle_intersections_helper([0 0], ...
    abs(GZL),[0.5 0],0.5);
ptA_mag = sqrt(ptA(1)^2 + ptA(2)^2);
ptA_ang = atan2(ptA(2),ptA(1));
ptB_mag = sqrt(ptB(1)^2 + ptB(2)^2);
ptB_ang = atan2(ptB(2),ptB(1));

GZA = ptA_mag*exp(1j*ptA_ang);
ZA  = gamma2z (GZA,Z0);
GZB = ptB_mag*exp(1j*ptB_ang);
ZB  = gamma2z (GZB,Z0);
```

Adaptación: elementos en serie

Los puntos encontrados pueden destacarse mediante marcadores y anotaciones dentro del ábaco.

```
% Marcador ZA
plot(ptA(1),ptA(2), ...
     'k.','MarkerSize',16);
% Marcador ZB
plot(ptB(1),ptB(2), ...
     'k.','MarkerSize',16);
% Anotacion ZL
text (real(GZL) +.02,imag(GZL) ...
     +.02,'z_L','FontSize',12, ...
     'FontWeight','Bold');
```



Adaptación con C en serie

Elijo el punto z_B, ya que la reactancia agregada por el capacitor en serie es negativa.

$$X_C = \mathrm{Im}(Z_B) \tag{14}$$

$$C_s = \frac{1}{2\pi f_0 X_C} = 27.6 \text{ pF} \tag{15}$$

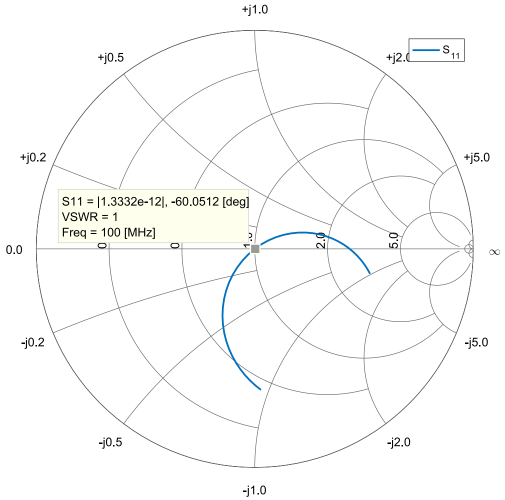
Para alcanzar ese punto, se debe agregar una línea con impedancia Z_0 que produzca un cambio de fase $\theta_{LB} = \theta_{ZL} - \theta_{ZB} = 5.236$ rad.
En longitudes de onda,

$$\lambda_{LB} = \frac{\theta_{LB}}{4\pi}\lambda = 0.417\ \lambda \tag{16}$$

Implementación con C en serie

Se generan los objetos necesarios: la carga, una línea de transmisión genérica `rfckt.txline` y el capacitor serie.

```
f     = 0.8*f0:1e6:1.2*f0;
Zload = rfckt.seriesrlc('R',ZL-Z0);
tx1   = rfckt.txline ('Z0',Z0, ...
       'LineLength',lB_metros,'PV',vp)
Cs    = rfckt.seriesrlc('C',C);
analyze(Zload,f);
analyze(tx1,f);
analyze(Cs,f);
AdaptCs = rfckt.cascade('Ckts', ...
       {Cs,tx1,Zload});
analyze(AdaptCs,f);
```



Adaptación con L en serie

En este caso elijo el punto z_A, ya que la reactancia agregada por el inductor en serie es positiva.

$$X_L = \mathrm{Im}(Z_A) \tag{17}$$

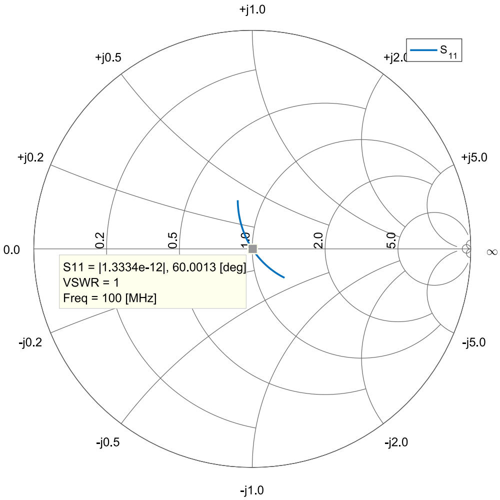
$$L_s = \frac{X_L}{2\pi f_0} = 91.9 \text{ nH} \tag{18}$$

Para alcanzar ese punto, se debe agregar una línea con impedancia Z_0 que produzca un cambio de fase $\theta_{LA} = \theta_{ZL} - \theta_{ZA} = 1.047$ rad.
En longitudes de onda,

$$\lambda_{LA} = \frac{\theta_{LA}}{4\pi}\lambda = 0.083\ \lambda \tag{19}$$

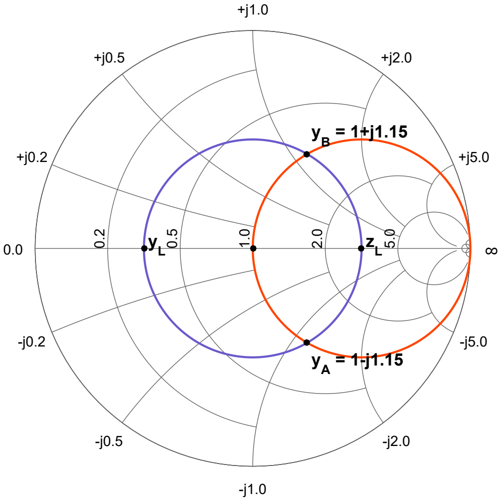
Implementación con L en serie

```
tx2    = rfckt.txline ('Z0',Z0, ...
       'LineLength',lA_metros,'PV',vp)
Ls     = rfckt.seriesrlc('L',L);
analyze(tx2,f);
analyze(Ls,f);
AdaptLs = rfckt.cascade('Ckts', ...
       {Ls,tx2,Zload});
analyze(AdaptLs,f);
```



Adaptación: elementos en paralelo

Al trabajar con elementos en paralelo utilizaremos la carta de Smith como carta de admitancias, transformando la impedancia z_L en la admitancia y_L. Siguiendo el mismo procedimiento, se grafican el círculo de $|\Gamma_L|$ constante y el de resistencia $R = 1$. Las intersecciones serán las mismas, pero en este caso admitancias (y_A e y_B).



Adaptación con C en paralelo / L en paralelo

CAP: Elijo el punto y_A, ya que la susceptancia agregada por el capacitor en paralelo es positiva. Desnormalizo para obtener Y_A.
IND: Sucede lo contrario, elijo el punto y_B y desnormalizo.

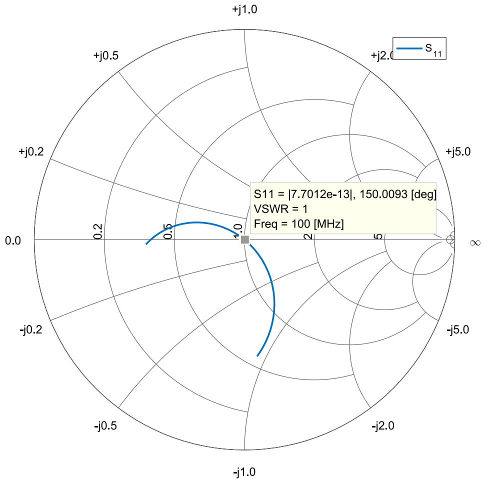
$$B_C = \mathrm{Im}(Y_A)$$
$$C_p = \frac{B_C}{2\pi f_0} = 36.7 \text{ pF}$$

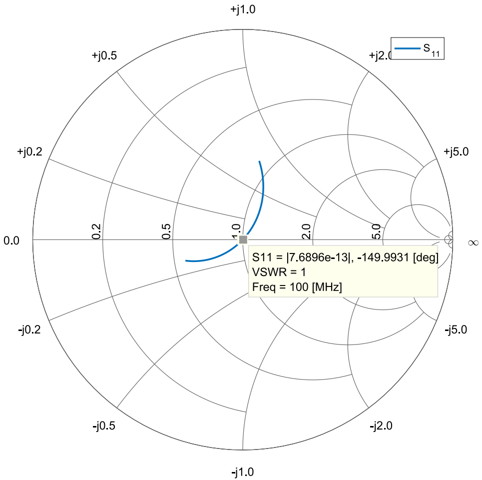
$$B_L = \mathrm{Im}(Y_B)$$
$$L_p = \frac{1}{2\pi f_0 B_L} = 68.9 \text{ nH}$$

El cambio de fase en longitudes de onda es el mismo que en el caso de adaptación serie, con una diferencia de $\lambda/4$, porque se utilizó la y_L.

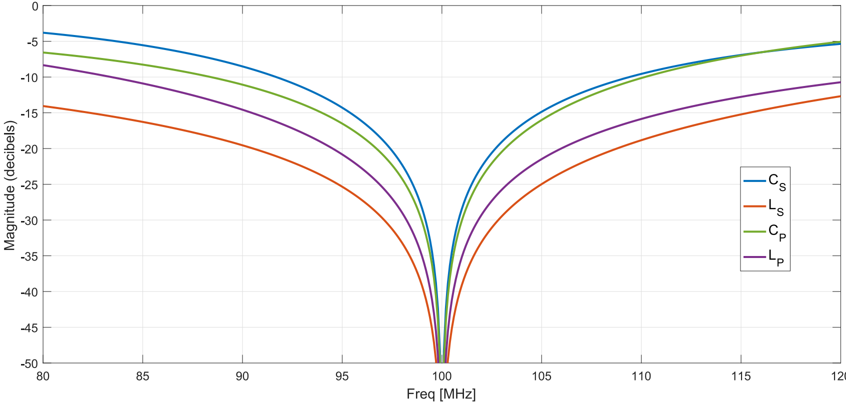
$$\lambda_{LA} = 0.333\,\lambda$$
$$\lambda_{LB} = 0.167\,\lambda$$

Implementación con C en paralelo / L en paralelo





Comparativa



C_s	L_s	C_p	L_p	λ_{C_s}	λ_{L_s}	λ_{C_p}	λ_{L_p}
27.6 pF	91.9 nH	36.7 pF	68.9 nH	$0.417\ \lambda$	$0.083\ \lambda$	$0.333\ \lambda$	$0.167\ \lambda$

Sección 4

Adaptación de impedancias: stub simple y doble

UNS
UNIVERSIDAD
NACIONAL DEL SUR

Adaptación: stub simple en paralelo

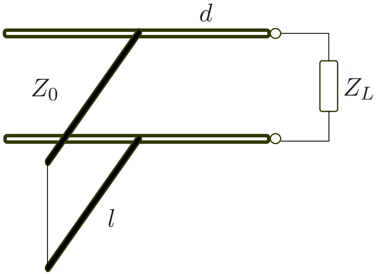
Trabajo Práctico 5, Ejercicio 1

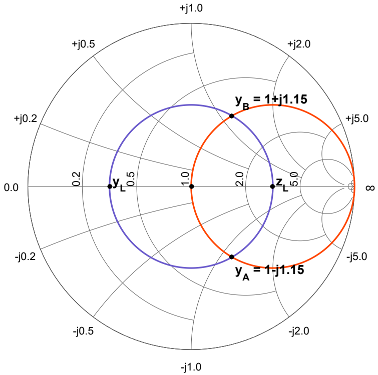
Sea una L.T. sin pérdidas, $Z_0 = 50\ \Omega$, $Z_R = 150\ \Omega$, gobernada por una fuente de frecuencia constante, utilizando:

- Un condensador.
- Una bobina.
- Un stub en corto circuito.
- Un stub en circuito abierto.

Adaptación: stub simple en paralelo

Al trabajar con stub en paralelo se utilizará la carta de admitancias nuevamente. Las admitancias y_A e y_B en las intersecciones de los círculos son las mismas que para los elementos concentrados en paralelo, la distancia d a la carga en cada caso son $\lambda_A = 0.333\ \lambda$ y $\lambda_B = 0.167\ \lambda$, respectivamente.





Adaptación: stub simple en paralelo

La longitud del stub se elige para anular la parte imaginaria de la solución elegida.

1. Primera solución (y_A): La admitancia del stub $y_{SA} = -\operatorname{Im}(y_A) = j1.15$.
2. Segunda solución (y_B): La admitancia del stub $y_{SB} = -\operatorname{Im}(y_B) = -j1.15$.

La susceptancia obtenida se puede graficar con:

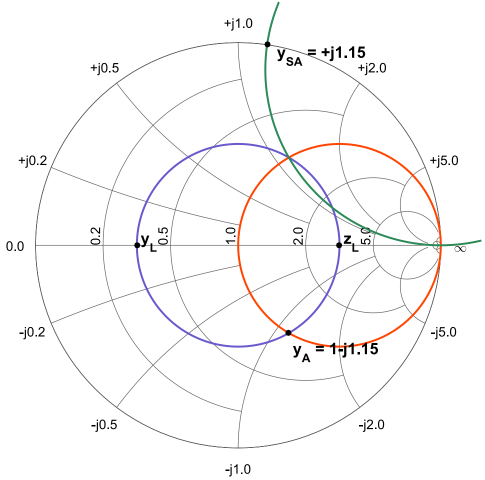
```
ySA      = 1-yA;
[h2,hsm] = circle(adapt,f0,'X',imag(ySA));
```

De acuerdo a la terminación del stub, en circuito abierto o cortocircuito, existen dos alternativas de stub para cada solución.

Adaptación: stub simple, 1° solución, CC

Longitud del stub

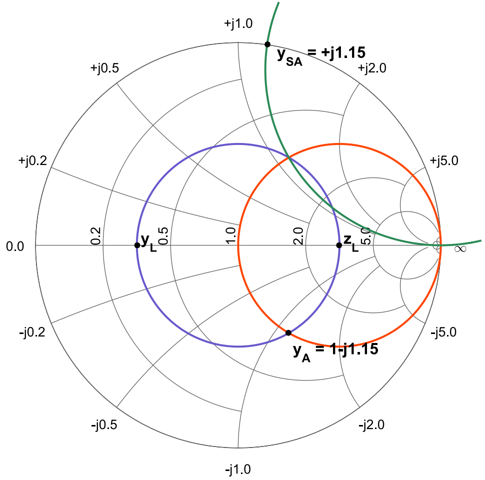
- Para el stub en cortocircuito, el cambio de fase
  $\theta_{SA-CC} = \theta_{CC} - \theta_{SA} = 4.856$ rad.
  Tener en cuenta que al ser la carta de admitancias, el cortocircuito se encuentra en $y = \infty$
- En longitudes de onda:
  $\lambda_{SA-CC} = 0.386\ \lambda$



Adaptación: stub simple, 1° solución, CC

Longitud del stub

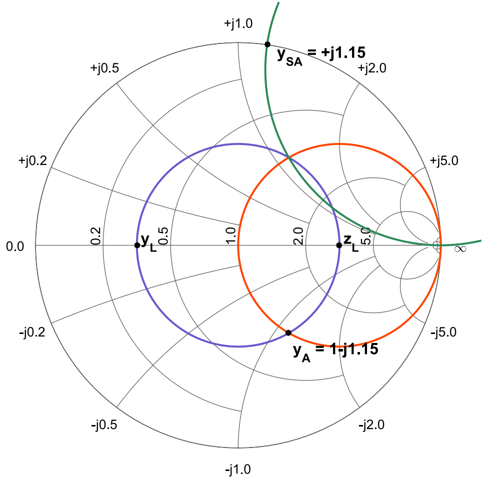
- Para el stub en cortocircuito, el cambio de fase
  $\theta_{SA-CC} = \theta_{CC} - \theta_{SA} = 4.856$ rad.
  Tener en cuenta que al ser la carta de admitancias, el cortocircuito se encuentra en $y = \infty$
- En longitudes de onda:
  $\lambda_{SA-CC} = 0.386\ \lambda$



Adaptación: stub simple, 1° solución, CA

Longitud del stub

- Para el stub en circuito abierto, el cambio de fase $\theta_{SA-CA} = \theta_{CA} - \theta_{SA} = 1.714$ rad.
  Circuito abierto en $y = 0$
- En longitudes de onda: $\lambda_{SA-CA} = 0.136\ \lambda$

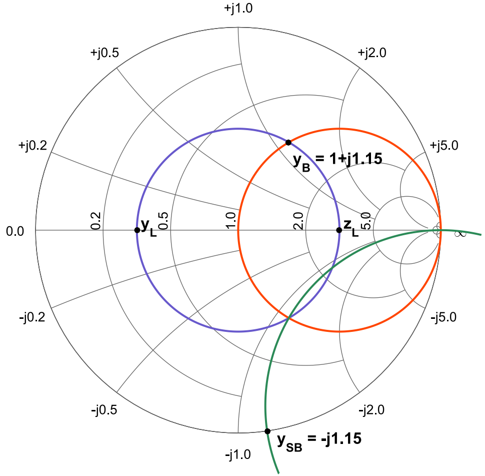


Adaptación: stub simple, 2° solución

Longitud del stub

Para la segunda solución se procede de manera similar: se encuentra la admitancia y_{SB} que debe tener el stub, y se calcula su largo de acuerdo a la terminación del mismo (circuito abierto o cortocircuito).

$$\lambda_{SB-CC} = 0.114\ \lambda$$
$$\lambda_{SB-CA} = 0.364\ \lambda$$

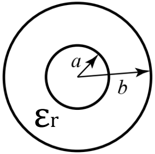


Adaptación: stub simple

Tarea 2

Adapte una carga de $Z_L = 100 + j75\ \Omega$ a una línea de transmisión de $300\ \Omega$ utilizando la técnica del stub simple en paralelo. Utilice como criterio de diseño que la distancia de la carga al stub sea la mínima posible y que la longitud del stub también sea la mínima posible.

Implementación de stubs con líneas coaxiles



Para implementar una línea coaxil en MATLAB se utiliza la siguiente sintaxis:

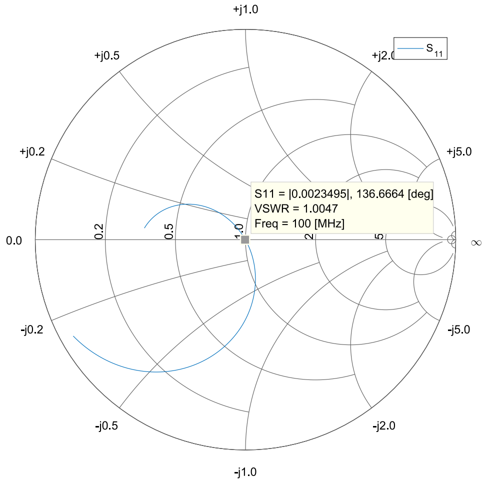
```
tx0 = rfckt.coaxial ('OuterRadius',b,'InnerRadius',a, ...
     'EpsilonR',er,'LineLength',l,'LossTangent',tanD);
```

Para los stubs, se debe agregar la propiedad correspondiente:

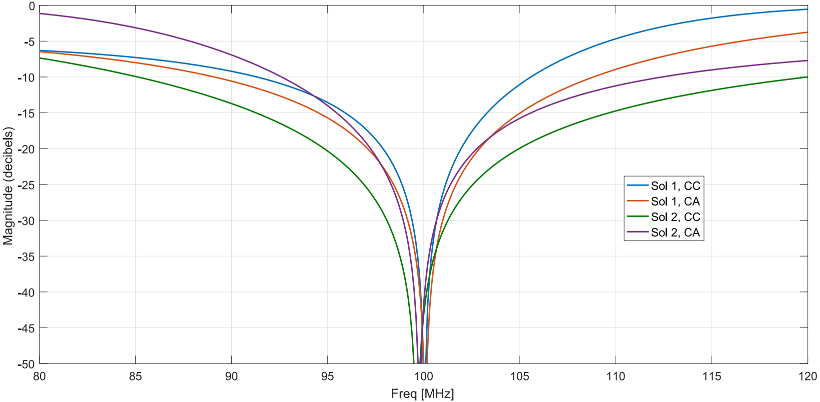
```
tx_s1 = rfckt.coaxial ('OuterRadius',b,'InnerRadius',a,'EpsilonR',er, ...
     'LineLength' ,l, 'LossTangent',tanD,'StubMode','Shunt', ...
     'Termination','Short');
```

Luego de generar los segmentos de coaxil en base a las dimensiones de algún cable comercial de $50\ \Omega$ (por ejemplo, RG-58), se genera el objeto $\mathrm{rfckt.cascade}$ y se analiza el conjunto:

```
stub1CC = rfckt.cascade('Ckts', ...
    {tx_s1,tx0,Zload});
analyze(stub1CC,f);
smith(stub1CC,'S11');
```



Comparativa

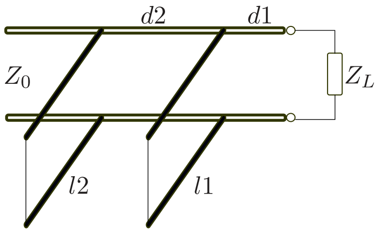


λ_A	λ_{SA-CC}	λ_{SA-CA}	λ_B	λ_{SB-CC}	λ_{SB-CA}
$0.333\ \lambda$	$0.386\ \lambda$	$0.136\ \lambda$	$0.167\ \lambda$	$0.114\ \lambda$	$0.364\ \lambda$

Adaptación: stub doble en paralelo

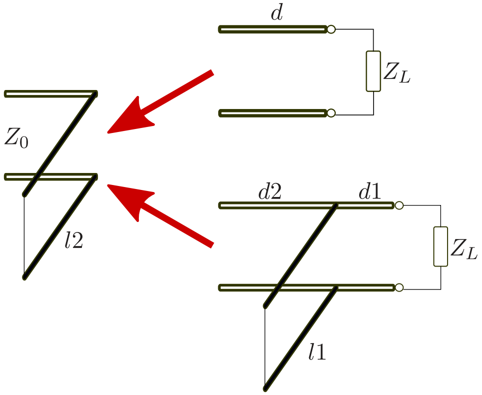
En la adaptación con 2 stubs, las distancias $d1$ y $d2$ generalmente están fijas y las variables de diseño son las longitudes de los stubs, $l1$ y $l2$.

De esta forma, si la carga varía, se pueden encontrar nuevas dimensiones para los stubs y mantener la adaptación.



Adaptación: stub doble en paralelo

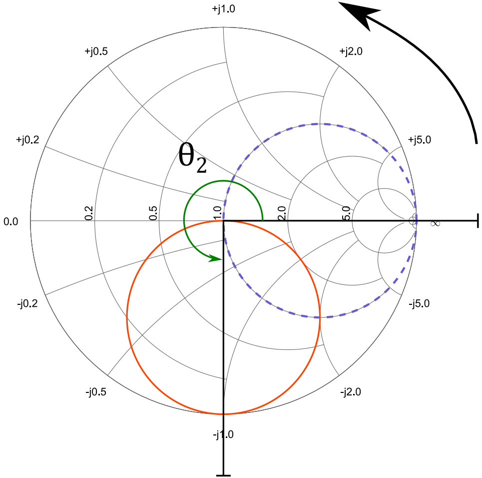
En la posición donde se aplica el segundo stub, se puede analizar como una adaptación con stub simple: la admitancia de entrada es $y_3 = 1 \pm jB_3$, y la longitud del stub $l2$ se elige para anular la susceptancia de y_3, que se encuentra sobre el círculo de conductancia $G = 1$.



Adaptación: stub doble en paralelo

La distancia $d2$ que existe hasta el primer stub se comporta como una rotación de este círculo dentro del ábaco, en un ángulo θ_2 con sentido hacia la carga.

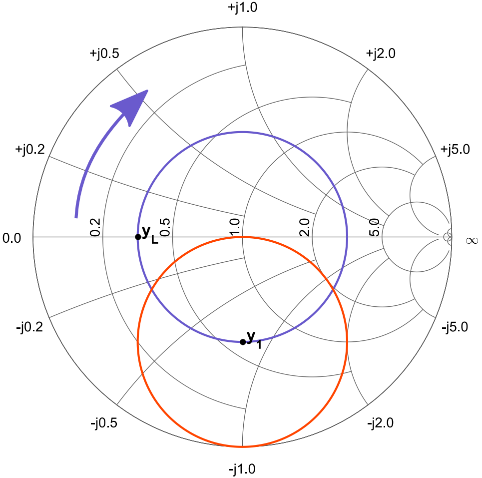
En la figura, el **círculo auxiliar** para una distancia entre stubs de $3/8\ \lambda$. La admitancia de entrada y_2 en este punto, con el primer stub colocado, se debe encontrar sobre el círculo auxiliar.



Adaptación: stub doble en paralelo

Ejercicio 3, TP 5 ($Z_L = 150\ \Omega$, $d_1 = 3/8\ \lambda$)

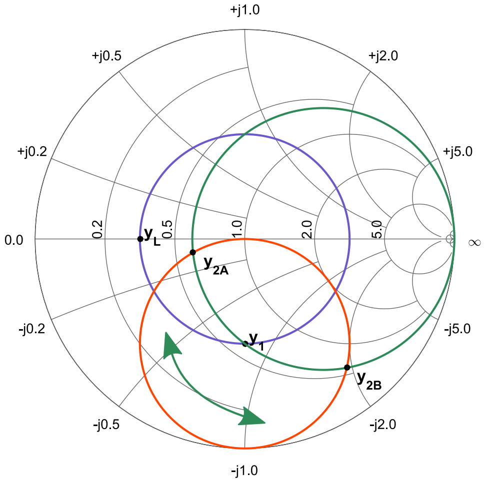
- La admitancia de carga normalizada $y_L = 0.33$ se mueve por el círculo de $|\Gamma_L| = 0.5$ hasta $y_1 = 0.6 - j0.8$, en una cantidad λ_1 dada por la distancia d_1.
- Agregando el primer stub, se lleva la admitancia y_1 hasta y_2, por el círculo de conductancia constante $G = \mathrm{Re}(y_1)$ hasta alcanzar el círculo auxiliar. Existen dos soluciones:
  1. $y_{2A} = 0.6 - j0.083$,
  2. $y_{2B} = 0.6 - j1.916$.



Adaptación: stub doble en paralelo

Ejercicio 3, TP 5 ($Z_L = 150\ \Omega$, $d_1 = 3/8\ \lambda$)

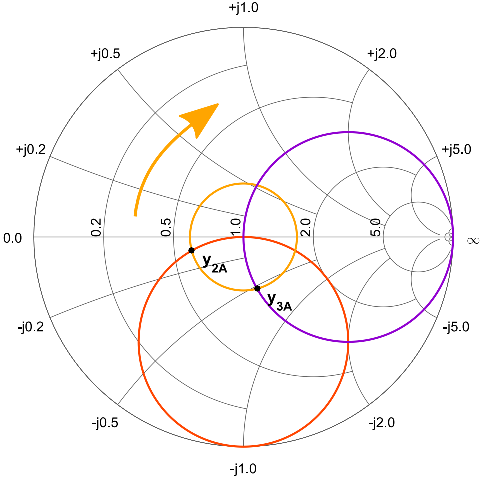
- La admitancia de carga normalizada $y_L = 0.33$ se mueve por el círculo de $|\Gamma_L| = 0.5$ hasta $y_1 = 0.6 - j0.8$, en una cantidad λ_1 dada por la distancia d_1.
- Agregando el primer stub, se lleva la admitancia y_1 hasta y_2, por el círculo de conductancia constante $G = \mathrm{Re}(y_1)$ hasta alcanzar el círculo auxiliar. Existen dos soluciones:
  1. $y_{2A} = 0.6 - j0.083$,
  2. $y_{2B} = 0.6 - j1.916$.



Adaptación: stub doble, 1° solución

Ejercicio 3, TP 5 ($Z_L = 150\ \Omega$, $d_1 = 3/8\ \lambda$)

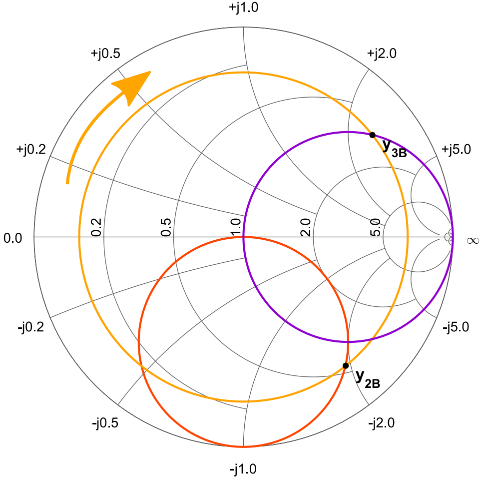
- Realizando el desplazamiento λ_2 dado por la distancia d_2, la admitancia y_{2A} se mueve por el círculo de $|\Gamma_{2A}| = 0.26$ hasta $y_{3A} = 1 - j0.527$.
- Dado que el círculo auxiliar es el círculo de $R = 1$ rotado λ_2 hacia la carga, cuando nos movemos desde la carga al generador la admitancia y_{3A} cae sobre el círculo unitario.



Adaptación: stub doble, 2° solución

Ejercicio 3, TP 5 ($Z_L = 150\ \Omega$, $d_1 = 3/8\ \lambda$)

- Si la solución elegida hubiera sido la segunda, al realizar la rotación de λ_2 la admitancia y_{2B} se movería por el círculo de $|\Gamma_{2B}| = 0.78$ hasta $y_{3B} = 1 + j\,2.527$.



Adaptación: stub doble, 1° solución

Longitudes de los stubs

1. Para la primera solución, el stub 1 debe aportar:

$$y_{s11} = y_{2A} - y_1 = j0.717$$
$$\lambda_{s11} = 0.349\lambda$$

2. El stub 2, en tanto, agrega una susceptancia de:

$$y_{s12} = -\operatorname{Im}(y_{3A}) = j0.527$$
$$\lambda_{s12} = 0.327\lambda$$

Adaptación: stub doble, 1° solución

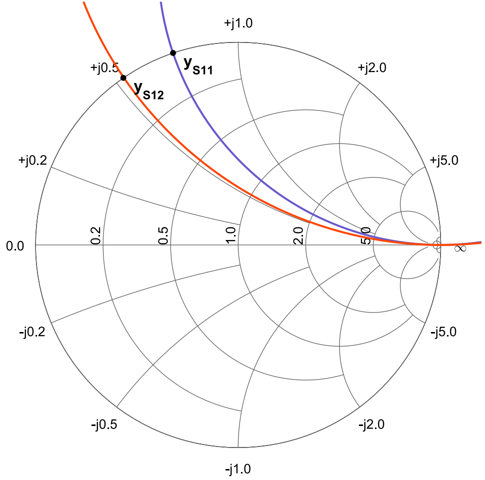
Longitudes de los stubs

1. Para la primera solución, el stub 1 debe aportar:

$$y_{s11} = y_{2A} - y_1 = j0.717$$
$$\lambda_{s11} = 0.349\lambda$$

2. El stub 2, en tanto, agrega una susceptancia de:

$$y_{s12} = -\mathrm{Im}(y_{3A}) = j0.527$$
$$\lambda_{s12} = 0.327\lambda$$



Adaptación: stub doble, 2° solución

Longitudes de los stubs

1. Para la segunda solución, el stub 1 aportará:

$$y_{s21} = y_{2B} - y_1 = -j1.116$$
$$\lambda_{s21} = 0.116\lambda$$

2. El stub 2, en tanto, agrega una susceptancia de:

$$y_{s22} = -\operatorname{Im}(y_{3B}) = j2.527$$
$$\lambda_{s22} = 0.06\lambda$$

Adaptación: stub doble, 2° solución

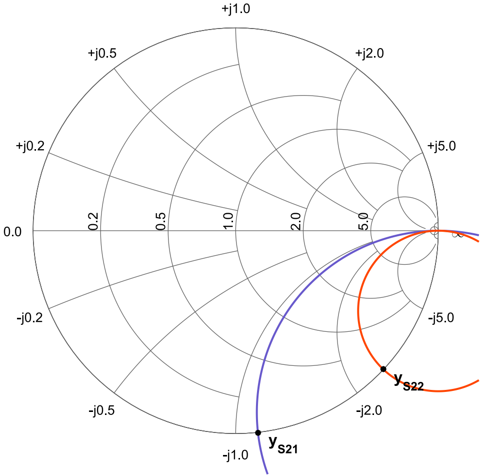
Longitudes de los stubs

1. Para la segunda solución, el stub 1 aportará:

$$y_{s21} = y_{2B} - y_1 = -j1.116$$
$$\lambda_{s21} = 0.116\lambda$$

2. El stub 2, en tanto, agrega una susceptancia de:

$$y_{s22} = -\operatorname{Im}(y_{3B}) = j2.527$$
$$\lambda_{s22} = 0.06\lambda$$



Adaptación: stub doble

Intersecciones entre círculos

Para encontrar los puntos y_{2A} e y_{2B} nuevamente se puede usar la función $\mathrm{imped\_match\_find\_circle\_intersections\_helper}$, para lo cual es necesario obtener los centros y radios del círculo auxiliar y del círculo $G = \mathrm{Re}(y_1)$. Una forma es copiar los valores en x e y de cada círculo, y operar con ellos.

```
[h1,hsm1] = circle(adapt,f0,'R',real(y1));
x1 = h1.XData;
y1 = h1.YData;
```

Adaptación: stub doble

Tarea 3

Adapte una carga de $150\ \Omega$ a una línea de $50\ \Omega$ utilizando la técnica de dos stubs en paralelo, colocando el primer stub a $0.375\ \lambda$ desde la carga y con una separación entre ambos de $\lambda/8$. Implemente ambos stubs en circuito abierto.

Referencias

[Mat16] MathWorks. *RF Toolbox: User's Guide (R2016a).* The MathWorks, Natick, MA, USA, 2016.

[Poz05] David M Pozar. *Microwave engineering; 3rd ed.* Hoboken, NJ: Wiley, 2005.