

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA - UFSC  
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA - DEEL  
EEL7319 - CIRCUITOS RF

LAB 1  
PARÂMETROS DE ESPALHAMENTO E ÁBACO DE SMITH

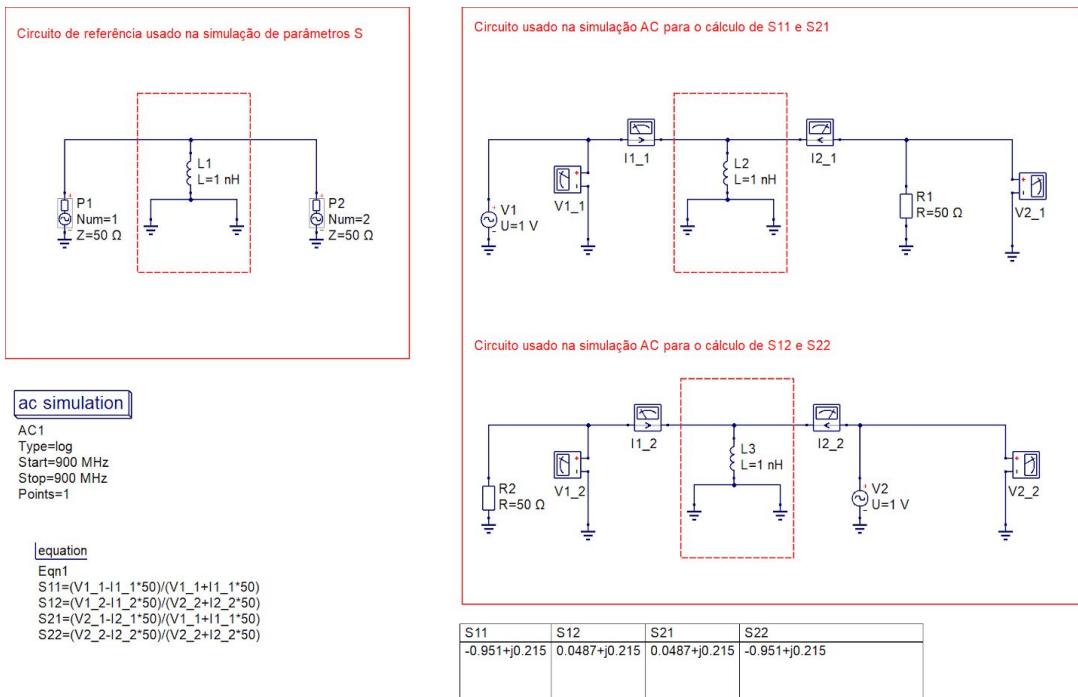
GUSTAVO SIMAS DA SILVA

FLORIANÓPOLIS  
SETEMBRO, 2020

<b>Atividades de Laboratório</b>	<b>3</b>
<b>Questões</b>	<b>15</b>
Questão 1.	15
Questão 2.	17
Questão 3.	19
Questão 4.	21
Questão 5.	22
Questão 6.	23
Questão 7.	24
<b>Referências</b>	<b>25</b>

# Atividades de Laboratório

O circuito desenvolvido no software Qucs Studio possui um indutor de 1nH em paralelo com as ports 1 e 2, sendo apresentado na Figura 1.



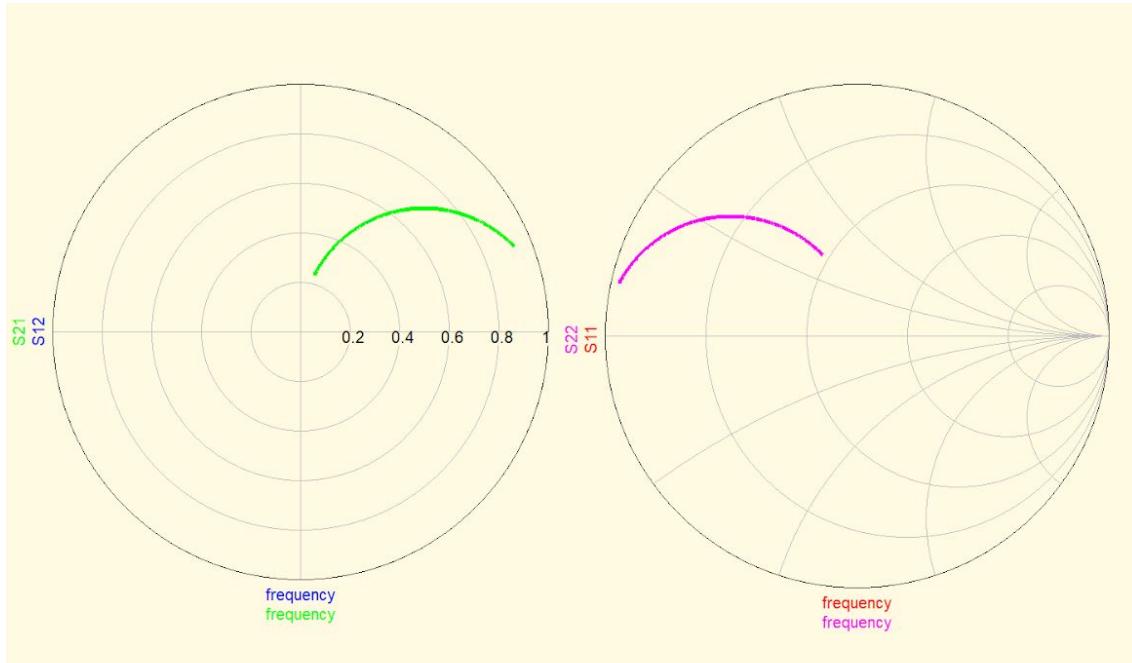
**Figura 1 - Circuito desenvolvido**

As equações para os parâmetros S ( $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{21}$  e  $S_{22}$ ) são referenciadas em relação às variáveis tensão e corrente, medidas por dispositivos voltímetro e amperímetro disponíveis no software, sendo apresentadas na Figura 2 [2].

equation
Eqn1
$S_{11}=(V1_1-I1_1*50)/(V1_1+I1_1*50)$
$S_{12}=(V1_2-I1_2*50)/(V2_2+I2_2*50)$
$S_{21}=(V2_1-I2_1*50)/(V1_1+I1_1*50)$
$S_{22}=(V2_2-I2_2*50)/(V2_2+I2_2*50)$

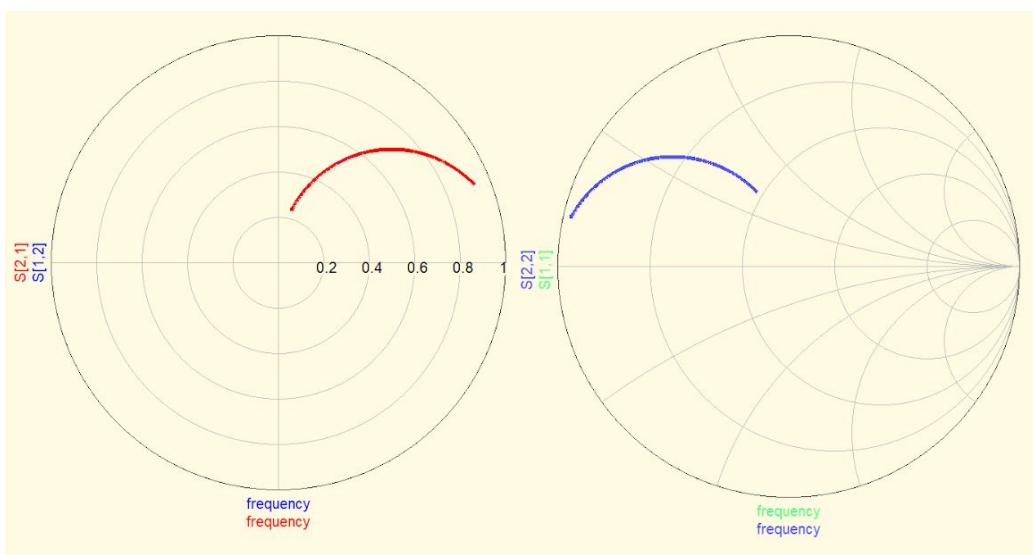
**Figura 2 - Equações de Parâmetros S**

Em seguida, foram plotados os valores obtidos a partir de simulação com as equações supracitadas, sendo S11 e S22 em ábaco/carta de Smith e S12 e S21 em ábaco polar. Verifica-se na Figura 3 o resultado para a simulação AC.



**Figura 3 - Resultados de parâmetros S com simulação AC**

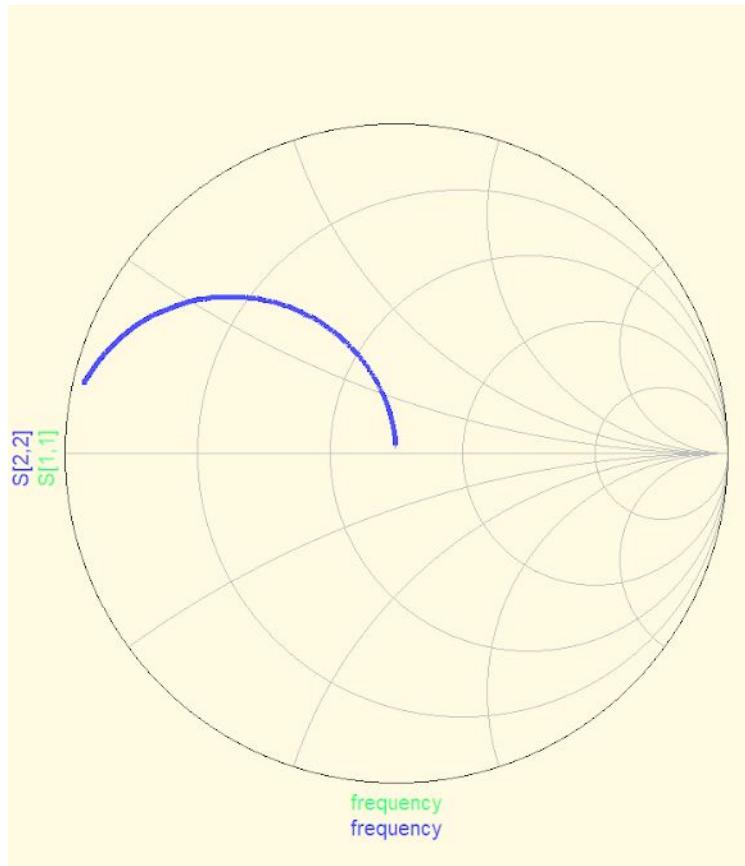
De mesmo modo, foi realizada a simulação própria de S Parameters disponível no software, conforme é verificado o resultado na Figura 4.



**Figura 4 - Resultados de parâmetros S com simulação S Parameters**

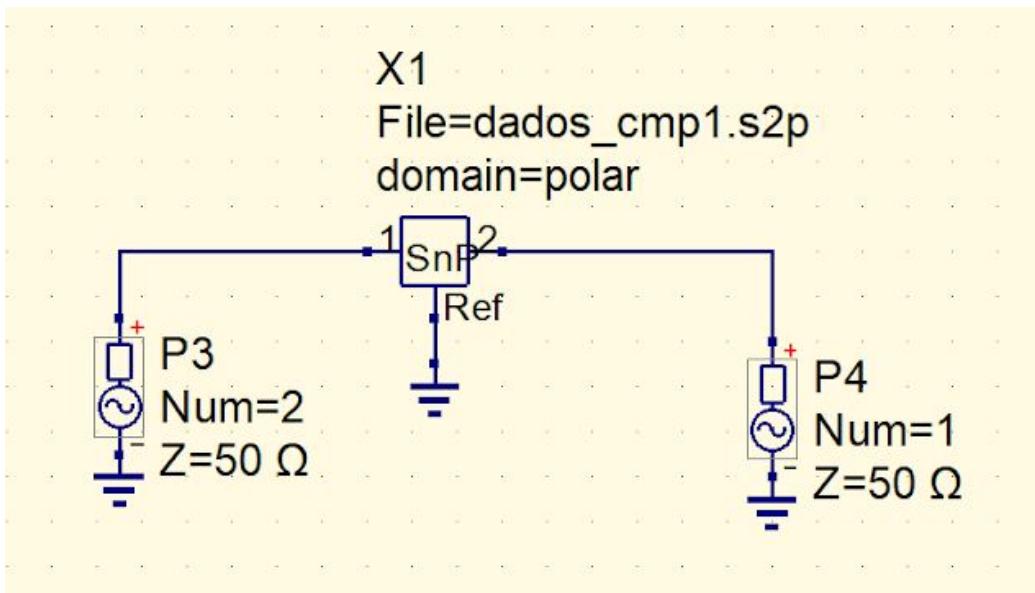
Verifica-se que os resultados são bastante similares, como era esperado. Observa-se que, como  $S_{12}$  se equivale a  $S_{21}$  e  $S_{22}$  se equivale a  $S_{11}$ , há a sobreposição nos gráficos destes valores.

Como o indutor está disposto em paralelo no circuito, sua configuração é representativa de um filtro passa-altas. Assim, à medida que a frequência do sinal aumenta, a reatância indutiva se eleva proporcionalmente, de forma que sua influência no sistema resulta no seguimento de arco identificado no ábaco de Smith, aproximando-se da origem/ponto central do gráfico. Em frequências altas o suficiente para o indutor ser considerado um circuito aberto (100 GHz, por exemplo), poderemos ver que os valores de  $S_{22}$  e  $S_{11}$  estão bem próximos do ponto central da Carta de Smith, conforme se verifica na Figura 5.



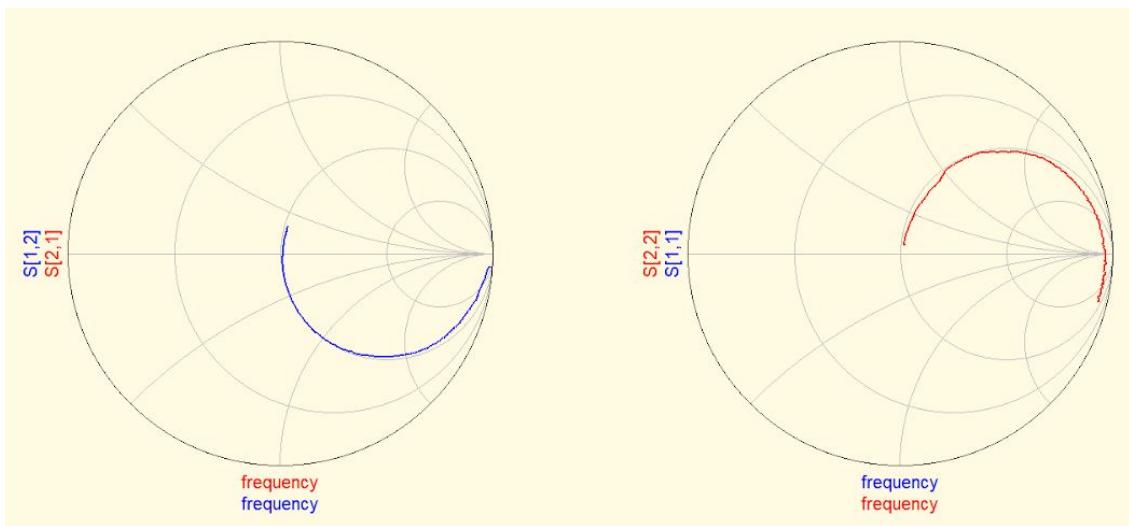
**Figura 5 - Valores  $S_{11}$  e  $S_{22}$  para  $f = 100$  GHz**

Foram descarregados arquivos de dados de medição feitos em dois quadripolos, no formato Touchstone[1]. Para importar o arquivo no Qucs Studio, utilizou-se da seguinte montagem apresentada na Figura 6.



**Figura 6 - Circuito de quadripolo para importar arquivo Touchstone**

De mesma forma foram plotados os parâmetros S, primeiramente para o arquivo cmp1.s2p, no formato Touchstone Two-port, conforme é exibido pela Figura 7.



**Figura 7 - Ábacos de Smith para valores arquivo cmp1.s2p**

Verifica-se que há sobreposição dos valores em cada um dos gráficos, sendo  $S_{22}$  equivalente a  $S_{11}$  e  $S_{12}$  igual a  $S_{21}$ . Foram seguidas os seguintes tópicos para interpretação dos resultados:

(a) Qual é a impedância do componente na frequência mais baixa?

Utilizou-se de dispositivos de medição (voltímetro e amperímetro) em conjunto com equações e tabelas para apresentação dos resultados de impedância de entrada, de maneira semelhante aos circuitos do bloco da direita presente na Figura 1.

Assim, na frequência mais baixa do arquivo de dados 1 (50 MHz), o resultado se dá como  $Z_{in} = 51,6 + j4,32 \Omega$ , havendo uma predominância de reatância indutiva em relação à parte imaginária da impedância. Verifica-se na Figura 8 a tabela resultante.

frequency	Zin1	Zin2
5e7	51.6+j4.32	51.6+j4.32
5.39e7	51.7+j4.78	51.7+j4.78
5.79e7	51.8+j5.25	51.8+j5.25
6.18e7	51.8+j5.71	51.8+j5.71
6.58e7	51.8+j6.18	51.8+j6.18
6.97e7	51.8+j6.65	51.8+j6.65
7.36e7	51.9+j7.05	51.9+j7.05
7.76e7	51.9+j7.44	51.9+j7.44
8.15e7	51.9+j7.84	51.9+j7.84
8.55e7	51.9+j8.23	51.9+j8.23
8.94e7	51.9+j8.62	51.9+j8.62
9.33e7	52+j8.98	52+j8.98

**Figura 8 - Tabela resultante de impedância para arquivo 1**

De mesmo modo poder-se-ia atingir este resultado seguindo a equação:

$$Z_{IN} = \frac{-Z_0(1+S_{11})}{(S_{11}-1)}$$

Os parâmetros S11 e S12 obtidos em simulação S-Parameters, para frequências iniciais (50 MHz até aproximadamente 93 MHz) são apresentados pela tabela da Figura 9.

frequency	S[1,1]	S[1,2]
5e7	0.0178+j0.0418	0.984-j0.0655
5.39e7	0.0189+j0.0462	0.982-j0.0682
5.79e7	0.0199+j0.0505	0.981-j0.0709
6.18e7	0.0207+j0.055	0.98-j0.0735
6.58e7	0.0215+j0.0594	0.978-j0.0762
6.97e7	0.0221+j0.0639	0.977-j0.0788
7.37e7	0.0229+j0.0677	0.976-j0.0813
7.76e7	0.0237+j0.0713	0.975-j0.0837
8.16e7	0.0245+j0.075	0.974-j0.0862
8.55e7	0.0252+j0.0787	0.973-j0.0886
8.94e7	0.0259+j0.0825	0.972-j0.0911
9.34e7	0.0269+j0.0857	0.971-j0.0939

**Figura 9 - Tabela resultante para simulação S-Parameters arquivo 1**

(b) Como o componente se comporta em função da frequência?

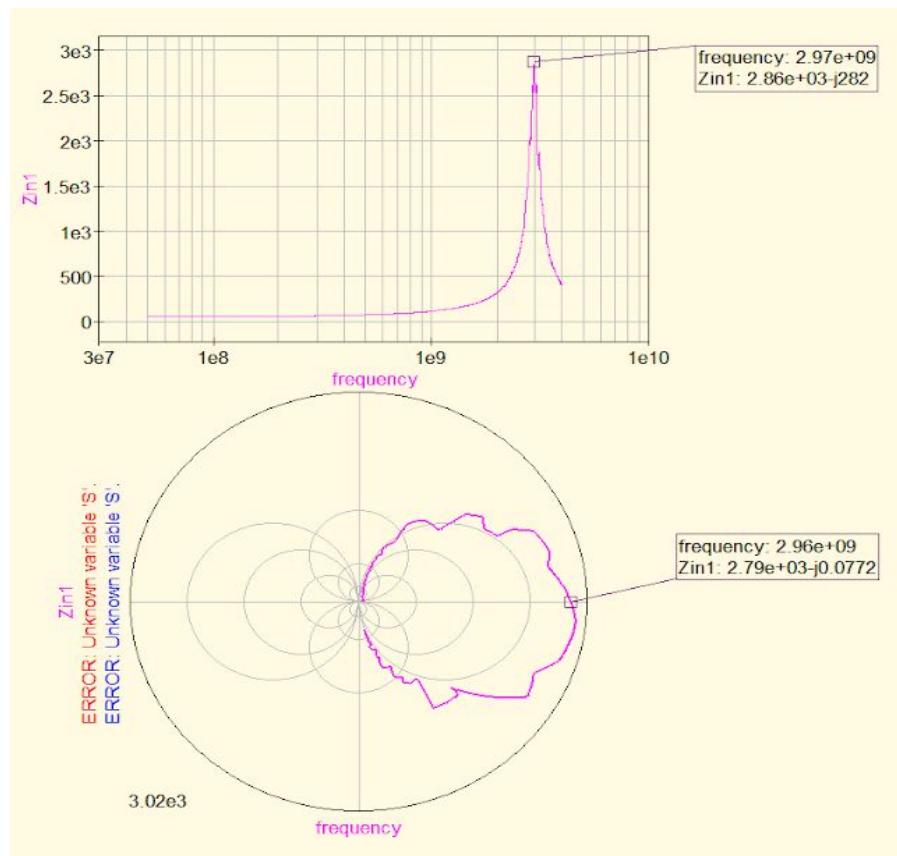
Plotando-se o ábaco de Smith da impedância de entrada, verifica-se que há predominância de reatância indutiva até em torno de 2,96 GHz, onde há ressonância. Após tal valor de frequência, verificamos predominância de reatância capacitativa. Além disso, há o fato de elevação da resistência, conforme visto na Figura 10.

(c) Há ressonâncias?

Identifica-se ressonância em aproximadamente 2,96 GHz.

(d) Como varia a parte imaginária da impedância? E a parte real?

Conforme expresso, em frequências “baixas” (até aproximadamente 2,6 GHz), temos predominância de reatância indutiva. Após este valor, segue predominância de reatância capacitativa na impedância de entrada do circuito.

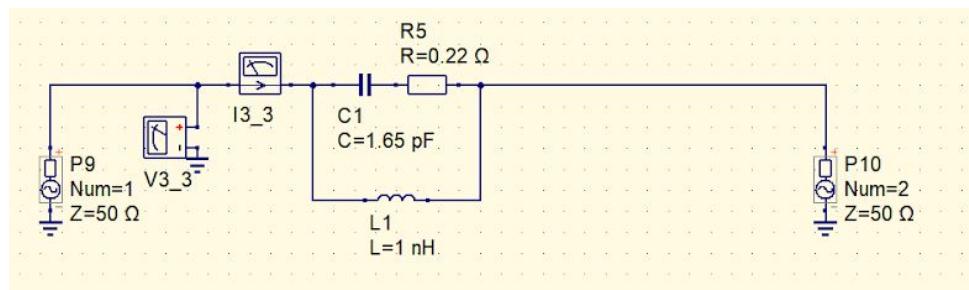


**Figura 10 - Ábaco de Smith para impedância do circuito arquivo 1**

(e) O componente está configurado em série ou em paralelo?

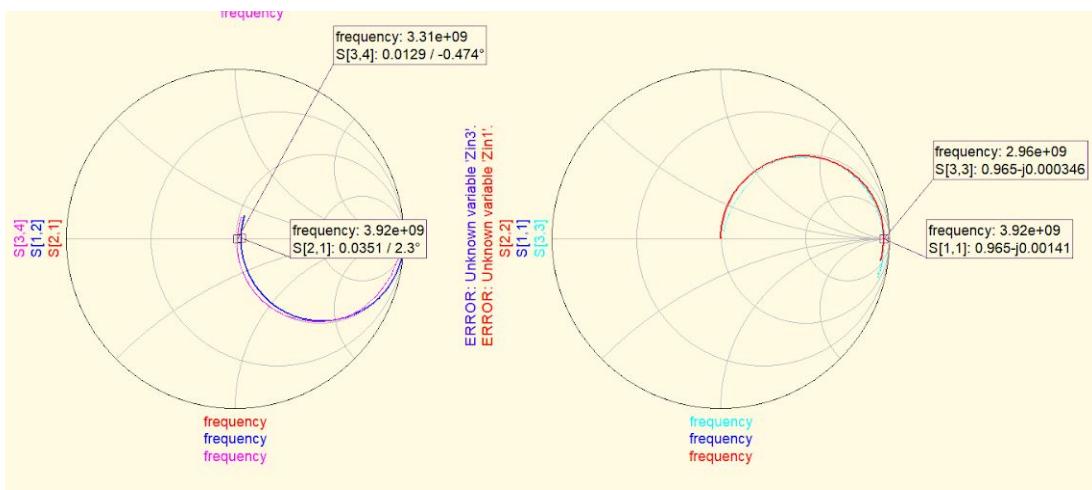
Pelas características apresentadas e análise dos ábacos, pode-se concluir que o circuito está configurado com elementos passivos (RLC) em paralelo.

Propõe-se um modelo para a rede analisada, utilizando os elementos dispostos no circuito da Figura 11, após “tuning”.

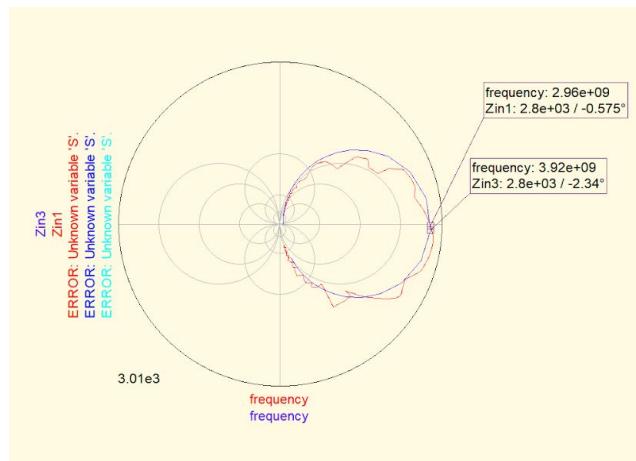


**Figura 11 - Modelo proposto para circuito arquivo 1**

Foram plotados os ábacos de Smith para os parâmetros S e para a impedância de entrada do modelo proposto, os quais são apresentados na Figura 12 e Figura 13, respectivamente. Salienta-se que, a princípio, o valor de resistência proposto era nulo e capacitância igual a 2,68 pF. Verifica-se na Figura 12 e Figura 13, que os valores S para o circuito original (com os dados do arquivo) se aproximam do modelo proposto, havendo diferença identificada nas frequências de ressonância.



**Figura 12 - Ábaco de Smith para Parâmetros S do modelo proposto 1**



**Figura 13 - Ábaco de Smith para Impedância do modelo proposto 1**

Em seguida, realizou-se análise semelhante para o arquivo cmp2.s2p. Os tópicos são apresentados:

- (a) Qual é a impedância do componente na frequência mais baixa?

Na frequência mais baixa do arquivo de dados 2 (50 MHz), o resultado se dá como  $Z_{in} = 2.16 + j5.13 \Omega$ , havendo uma predominância de reatância indutiva em relação à parte imaginária da impedância. Verifica-se na Figura 14 a tabela resultante.

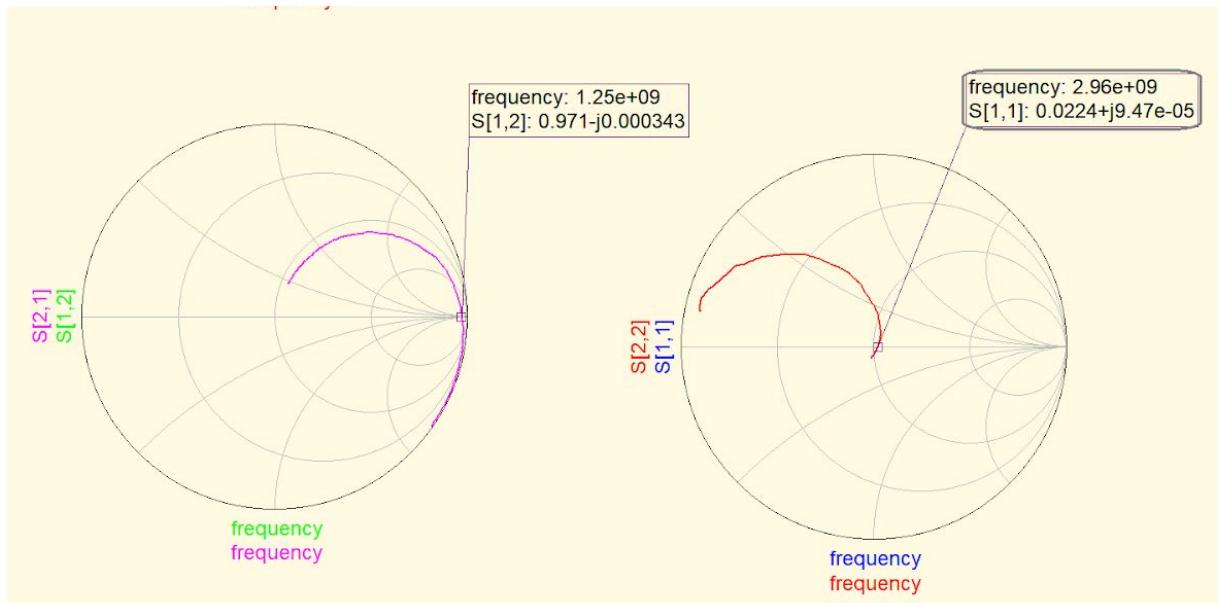
frequency	Zin1
5e7	2.16+j5.13
5.39e7	2.09+j5.45
5.79e7	2.02+j5.77
6.18e7	1.96+j6.09
6.58e7	1.89+j6.41
6.97e7	1.82+j6.74
7.37e7	1.95+j7.09
7.76e7	2.1+j7.45
8.16e7	2.25+j7.81
8.55e7	2.4+j8.17
8.94e7	2.55+j8.53
9.34e7	2.72+j8.85
9.73e7	2.91+j9.15

**Figura 14 - Tabela de Impedância da rede arquivo 2**

- (b) Como o componente se comporta em função da frequência?

Com elevação da frequência percebe-se aproximação da origem quanto aos parâmetros S11 e S22, indicando menor reflexão do sinal em ambas as ports. De mesmo modo, verifica-se sobreposição de parâmetros S, ou seja, com S11 = S22 rede é simétrica e S12 = S21 rede é recíproca, apresentando apenas componentes passivos (RLC).

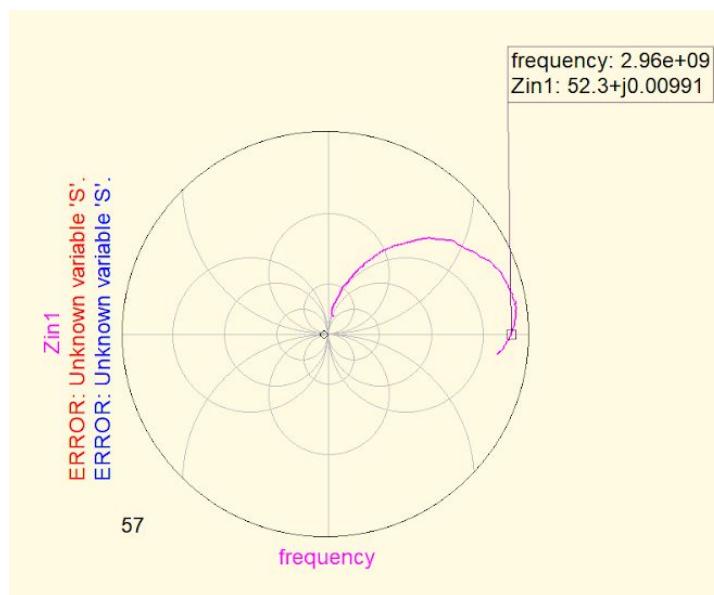
Verifica-se na Figura 15 os ábacos de Smith para os parâmetros S deste respectivo arquivo simulado.



**Figura 15 - Ábacos de Smith para valores arquivo cmp2.s2p**

(c) Há ressonâncias?

Verifica-se ressonância (parte imaginárias da impedância sendo canceladas) na frequência 2,96 GHz, com impedância de aproximadamente  $52 \Omega$ . A Figura 16 apresenta este resultado.



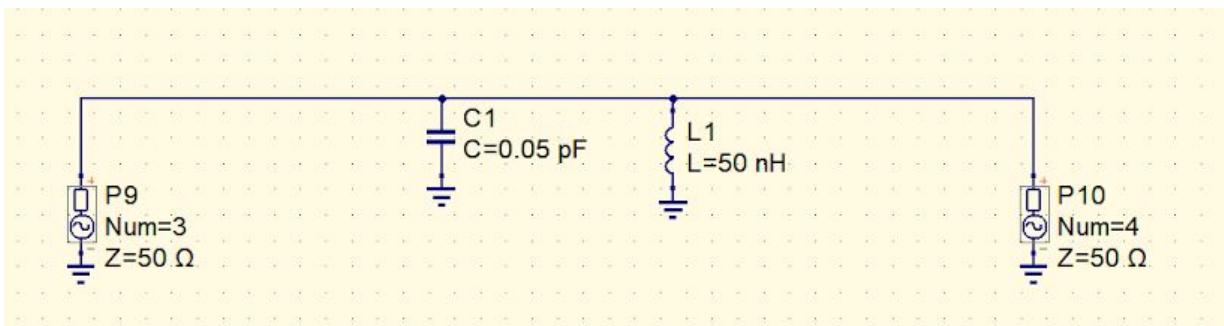
**Figura 16 - Ábaco de Smith para impedância do arquivo 2**

(d) Como varia a parte imaginária da impedância? E a parte real?

Parte imaginária predomina-se indutiva ao longo da faixa de frequência simulada (50 MHz - 3990 MHz) e parte real se eleva até aproximadamente  $50 \Omega$ .

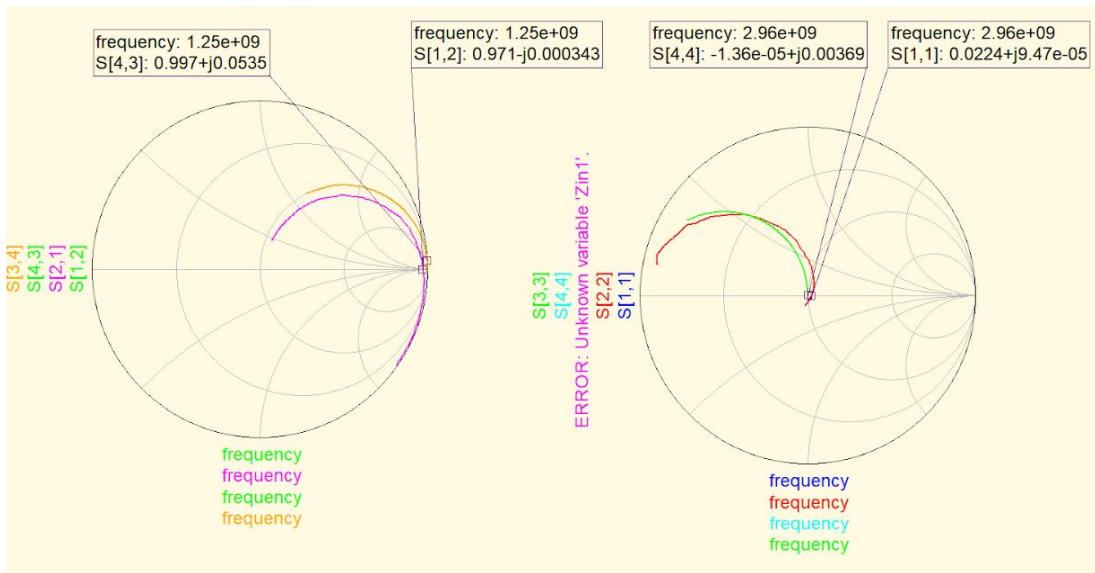
(e) O componente está configurado em série ou em paralelo?

De acordo com o modelo proposto apresentado na Figura 17, o componente está configurado com elementos passivos (L e C) em paralelo com as duas ports.



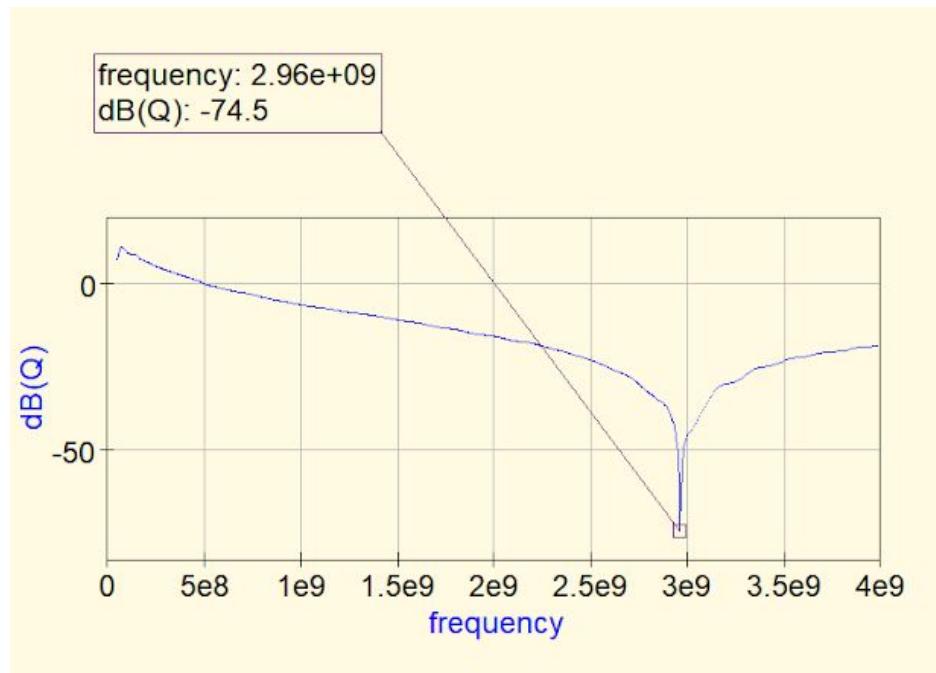
**Figura 17 - Circuito modelo proposto para arquivo 2**

Analisou-se o ábaco de Smith para os parâmetros S do modelo proposto (ports 3 e 4), tendo como resultado o que é apresentado na Figura 18. Identifica-se que as frequências de cruzamento no eixo-X dos parâmetros S para o circuito do arquivo e o modelo proposto são similares. Mais informações acerca de distinções entre os dados são esclarecidas na Questão 7.



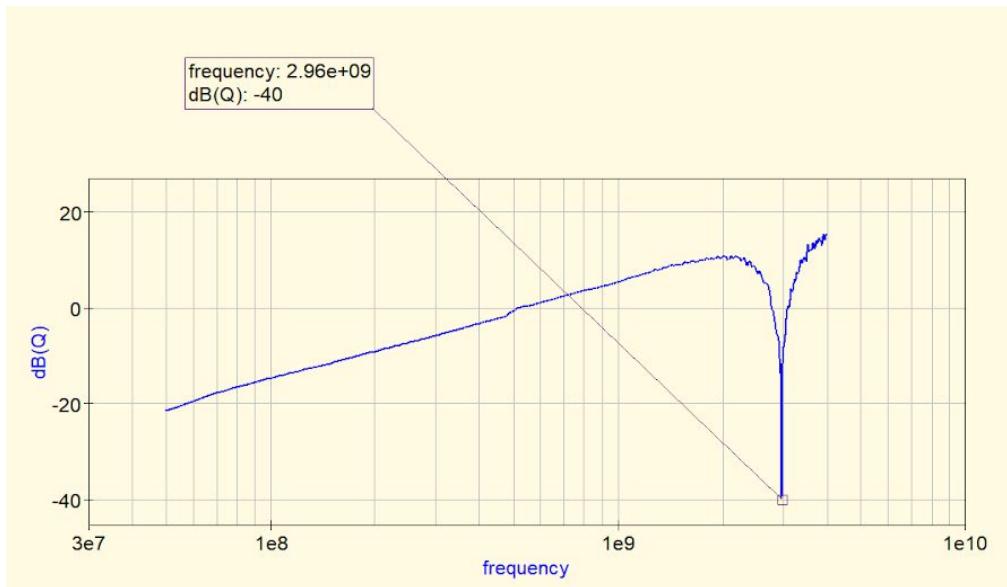
**Figura 18 - Ábaco de Smith de parâmetros S do modelo proposto 2**

O fator de qualidade do componente foi plotado, tendo como variáveis a parte imaginária e real da impedância de entrada do circuito. A Figura 19 apresenta o resultado para a rede do arquivo 2, resultando em aproximadamente -74,5 dB na frequência de ressonância 2,96 GHz.



**Figura 19 - Diagrama de Bode do Fator de Qualidade arquivo 2**

Para a rede do arquivo 1, temos o gráfico apresentado na Figura 20, com semelhante frequência de ressonância e fator Q resultante neste ponto em -40dB.



**Figura 20 - Diagrama de Bode para Fator de Qualidade arquivo 1**

# Questões

## Questão 1.

**Prove que se pode realizar a conversão entre as matrizes Z e S utilizando a expressão abaixo, onde  $Z_0$  é a impedância de referência da matriz S e I é a matriz identidade:**

$$S = \frac{(Z - Z_0 I)}{(Z + Z_0 I)}$$

O desenvolvimento da questão segue com digitalização da próxima página, tendo como referência [4].

$$S = \frac{(Z - Z_0 \cdot I)}{(Z + Z_0 \cdot I)}$$

$Z_0$ : impedância de referência de S  
 $I$ : matriz identidade

$Z$ : matriz  $Z \rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} Z_0 & 0 \\ 0 & Z_0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z_0 & 0 \\ 0 & Z_0 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_0 & Z_{12} \\ Z_{21} - Z_0 & Z_{22} - Z_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_0 & Z_{12} \\ Z_{21} + Z_0 & Z_{22} + Z_0 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} Z_{11} - Z_0 & Z_{12} \\ Z_{21} - Z_0 & Z_{22} - Z_0 \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{(Z_{22} + Z_0)(Z_{11} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}} \cdot \begin{bmatrix} Z_{22} + Z_0 & -Z_{12} \\ -Z_{21} & Z_{11} + Z_0 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{[(Z_{11} - Z_0)(Z_{22} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}]}{(Z_{22} + Z_0)(Z_{11} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}}$$

$$\Rightarrow S_{12} = \frac{[(Z_{11} - Z_0) \cdot (-Z_{12}) + Z_{12} \cdot (Z_{11} + Z_0)]}{(Z_{22} + Z_0)(Z_{11} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}} \cdot \frac{1}{8} = \frac{2 \cdot Z_{12} \cdot Z_0}{8}$$

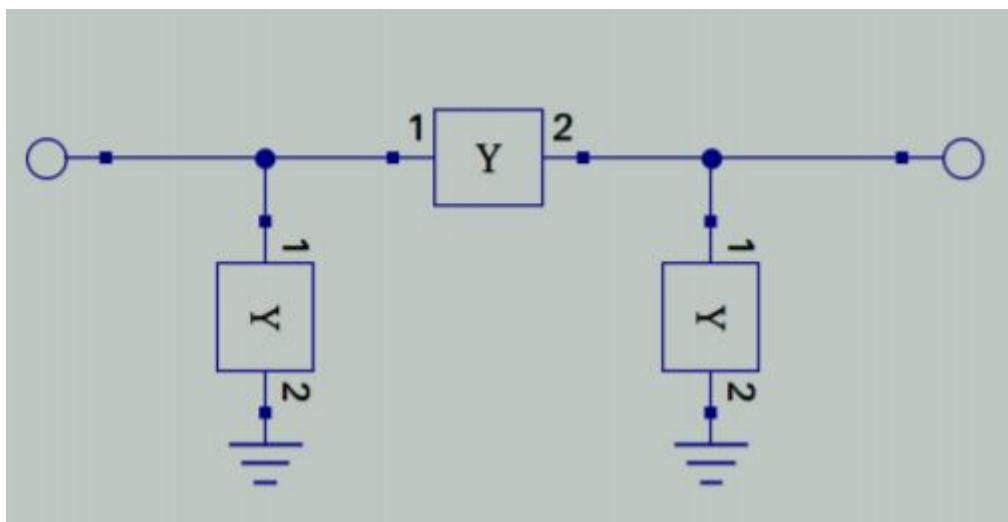
$$\Rightarrow S_{21} = \frac{[Z_{21} \cdot (Z_{22} + Z_0) - Z_{21} \cdot (Z_{22} - Z_0)]}{(Z_{22} + Z_0)(Z_{11} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}} \cdot \frac{1}{8} = \frac{2 \cdot Z_{21} \cdot Z_0}{8}$$

$$\Rightarrow S_{22} = \frac{[-Z_{12} \cdot Z_{21} + (Z_{22} - Z_0)(Z_{11} + Z_0)]}{(Z_{22} + Z_0)(Z_{11} + Z_0) - Z_{12} \cdot Z_{21}} \cdot \frac{1}{8}$$

Os quais são os valores de conversão de parâmetros  $Z$  para parâmetros  $S$ , conforme Tabela 2-2 do livro  
 RF Design Vol. 3.

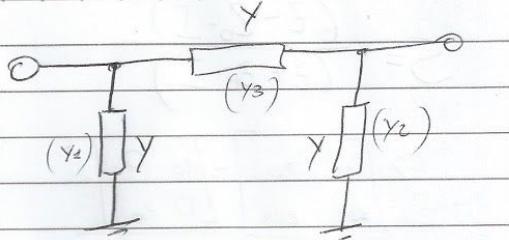
**Questão 2.**

**Encontrar a matriz Y (e a matriz S) do quadripolo abaixo:**



O desenvolvimento da questão segue com digitalização da próxima página, tendo como referência [4].

$\Pi$ -network



$$\Rightarrow A = 1 + Y_2/Y_3 = 2$$

$$\Rightarrow B = Y/Y_3 = \frac{1}{2}Y$$

$$\Rightarrow C = Y_1 + Y_2 + Y_1 \cdot Y_2 / Y_3 = 3Y$$

$$\Rightarrow D = 1 + Y_2/Y_3 = 2$$

$$Y_1 = Y_2 = Y_3$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - C \cdot Z_0 - D}{\Delta} \Rightarrow \Delta = A + B/Z_0 + C \cdot Z_0 + D = 4 + \frac{1}{Z_0 \cdot Y} + 3Y \cdot Z_0$$

$$= \frac{\frac{1}{Z_0 \cdot Y} - 3Y \cdot Z_0}{4 + \frac{1}{Z_0 \cdot Y} + 3Y \cdot Z_0}$$

$$\Rightarrow S_{12} = \frac{2 \cdot (AD - BC)}{\Delta} = \frac{8 - 6}{4 + \frac{1}{Z_0 \cdot Y} + 3Y \cdot Z_0} = \frac{2}{4 + \frac{1}{Y \cdot Z_0} + 3Z_0 \cdot Y}$$

$$\begin{array}{l|l} \text{Como rede é recíproca } S_{21} = S_{12} & S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \\ \text{Como rede é simétrica } S_{22} = S_{11} & \end{array}$$

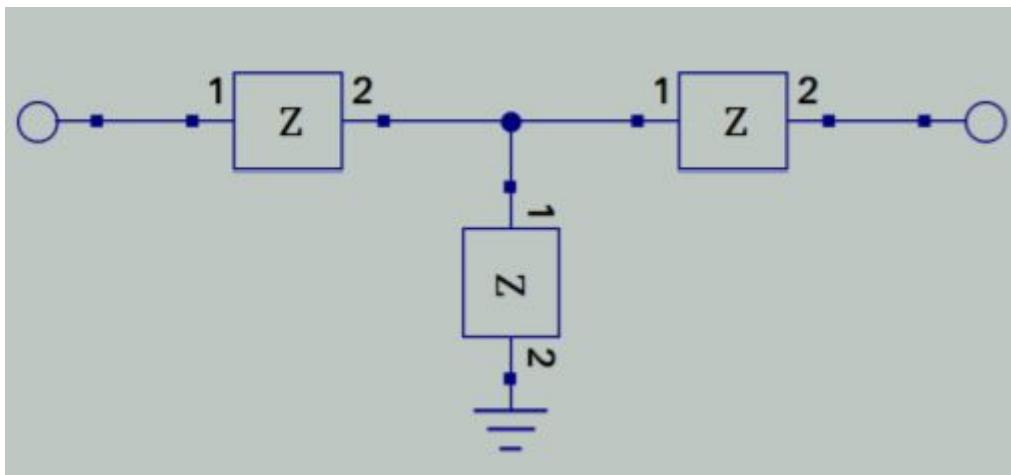
$$\Rightarrow S_S = (1 - S_{11})(1 - S_{22}) - S_{12} \cdot S_{21} = (1 - S_{11}) - S_{12} = \dots$$

Pode-se fazer conversão a partir de parâmetros  $[ABCD]$

$$\begin{aligned} \Rightarrow Z_{11} &= A/C \Rightarrow Y_{11} = D/B = 2Y \\ \Rightarrow Y_{12} &= (BC - AD)/B = -Y \quad Y = \begin{bmatrix} 2Y & -Y \\ -Y & 2Y \end{bmatrix} \\ \Rightarrow Y_{21} &= -\frac{1}{B} = -Y \\ \Rightarrow Y_{22} &= A/B = 2Y \end{aligned}$$

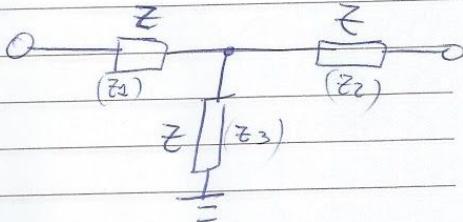
**Questão 3.**

**Encontrar a matriz Z (e a matriz S) do quadripolo abaixo:**



O desenvolvimento da questão segue com digitalização da próxima página, tendo como referência [4].

## T-Network



$$\Rightarrow A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3} = 2$$

$$\Rightarrow B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 \cdot Z_2}{Z_3} = 3z$$

$$\Rightarrow C = \frac{1}{Z_3} = \frac{1}{z}$$

$$\Rightarrow D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3} = 2$$

$$Z_1 = Z_2 = Z_3 = z$$

$$\Rightarrow Z_{11} = \frac{A}{C} = 2z$$

$$\Rightarrow Z_{12} = \frac{(AD - BC)}{C} = z$$

$$\Rightarrow Z_{21} = \frac{B}{C} = z$$

$$\Rightarrow Z_{22} = \frac{D}{C} = 2z$$

Rede simétrica

Rede recíproca

$$Z = \begin{bmatrix} 2z & z \\ z & 2z \end{bmatrix}$$

## PARAMETROS S

$$\Rightarrow \Delta = A + \frac{B}{Z_0} + C \cdot Z_0 + D = 4 + \frac{3z}{z_0} + \frac{z_0}{z}$$

$$\Rightarrow S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - C \cdot Z_0 - D}{\Delta} = \frac{\frac{3z}{z_0} - \frac{z_0}{z}}{4 + \frac{3z}{z_0} + \frac{z_0}{z}}$$

$$\Rightarrow S_{22} = \frac{2}{\Delta} = \frac{2}{4 + \frac{3z}{z_0} + \frac{z_0}{z}}$$

Como rede é simétrica:  $S_{22} = S_{11}$

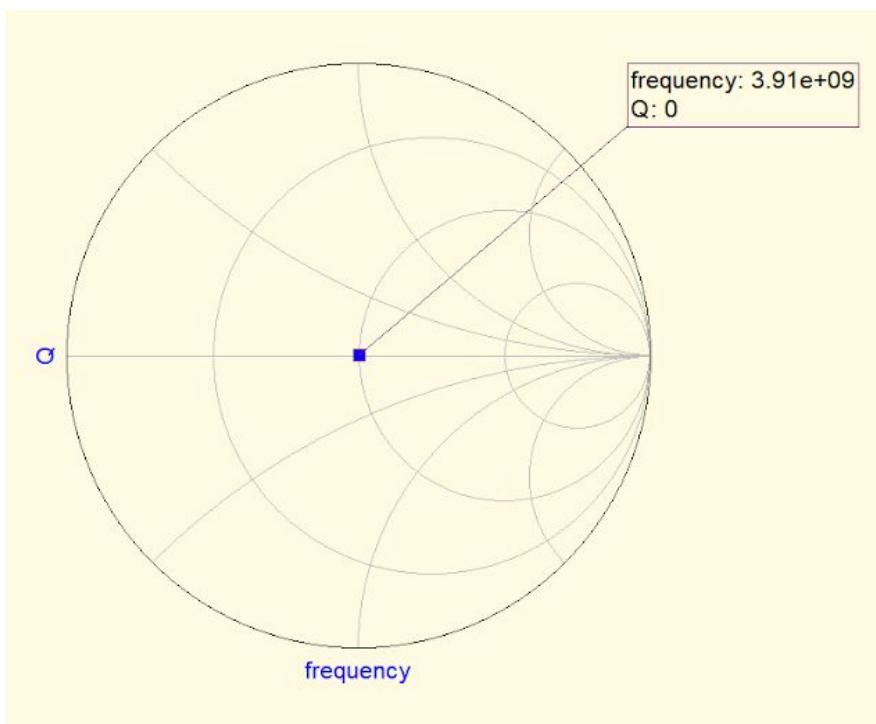
Como rede é reciproca:  $S_{12} = S_{21}$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

**Questão 4.**

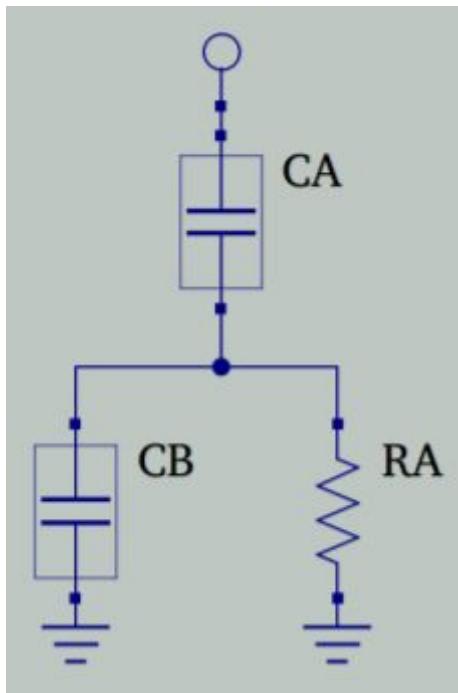
**Qual seria a trajetória do fator de qualidade de um componente no ábaco de Smith, supondo que seu valor não varia com a frequência.**

Sem variação na frequência, o fator de qualidade do componente seria representado como um ponto na Carta de Smith. A imagem a seguir apresenta a simulação do fator Q no ábaco de Smith de um circuito com apenas um resistor em série com as ports 1 e 2.



### Questão 5.

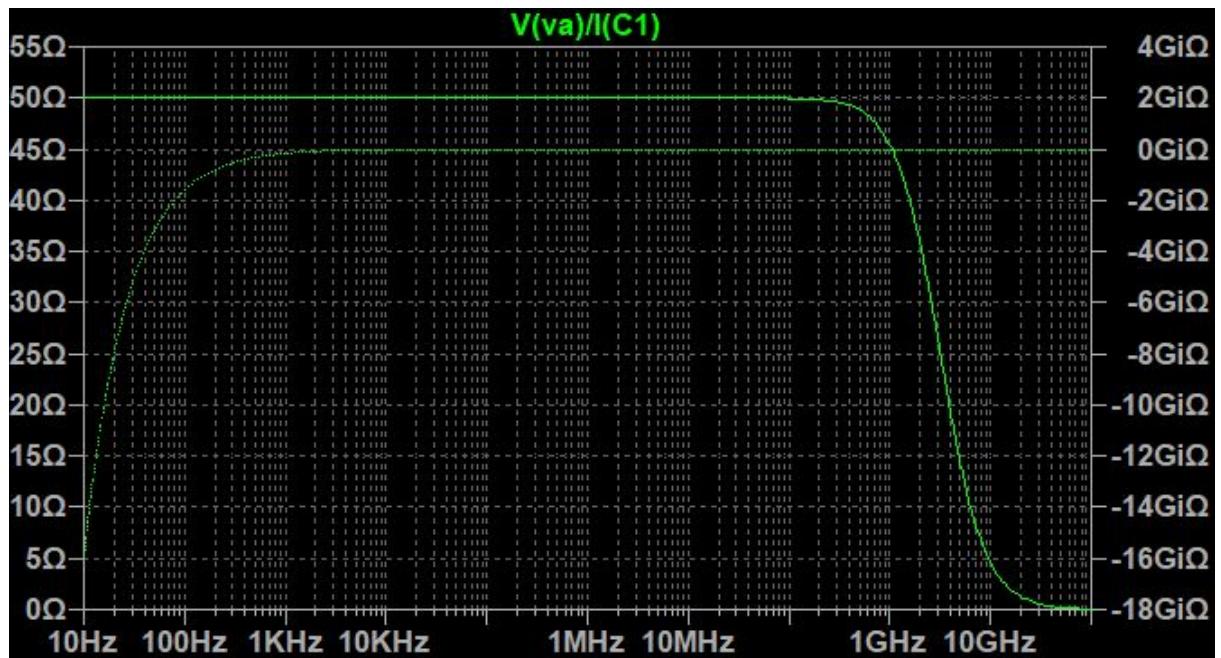
**Analise mentalmente o circuito a seguir e descreva como seria o gráfico da parte imaginária versus a parte real da impedância. Verifique fazendo simulações de sua escolha. (obs.: esse circuito é bastante utilizado para modelar “pads” inseridos em placas ou circuitos integrados)**



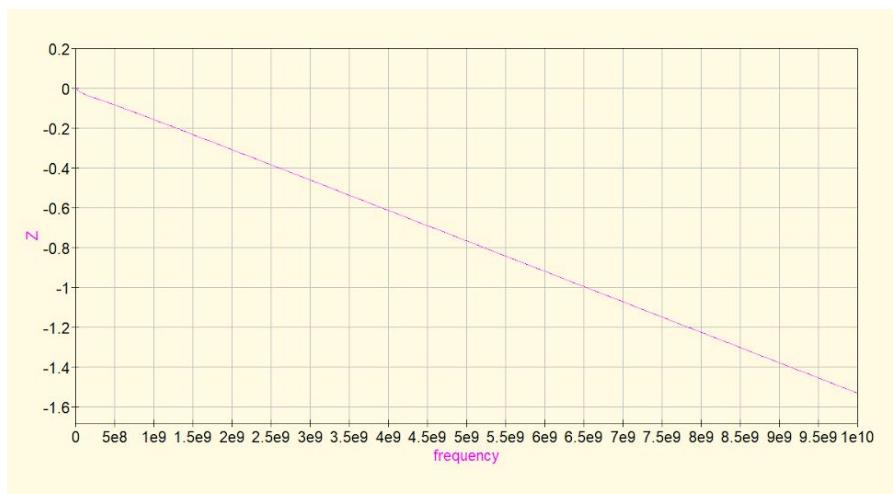
Podemos identificar que, em frequências baixas, os capacitores apresentariam maior reatância capacitiva, havendo possibilidade de consideração de circuito aberto em valores assaz reduzidos de frequência. Já em frequências médias, teríamos proporcional presença da parte real da impedância resultante. Finalmente, em altas frequências, poder-se-ia considerar curto-circuito, devido a baixa reatância capacitiva tanto dos capacitores CA e CB (obviamente, este fato depende dos valores de capacitância dos elementos citados, porém, por conveniência e simplificação, consideramos como curto-circuito).

Foram plotadas as partes real e imaginária da impedância para um circuito com  $CA = CB = 1\text{pF}$  e  $RA = 50\text{ ohms}$  no software de simulação LTSPICE, conforme exibido na imagem a seguir.

O eixo vertical à direita apresenta a reatância, enquanto o da esquerda representa a resistência. Verifica-se ascensão significativa de reatância logo no início da simulação a partir de 10kHz. Já a parte real da impedância cai significativamente a partir de aproximadamente 1GHz.



No software QUCS Studio se plotou a relação Imaginária/Real, tendo o seguinte resultado, com queda desta razão, conforme esperado.



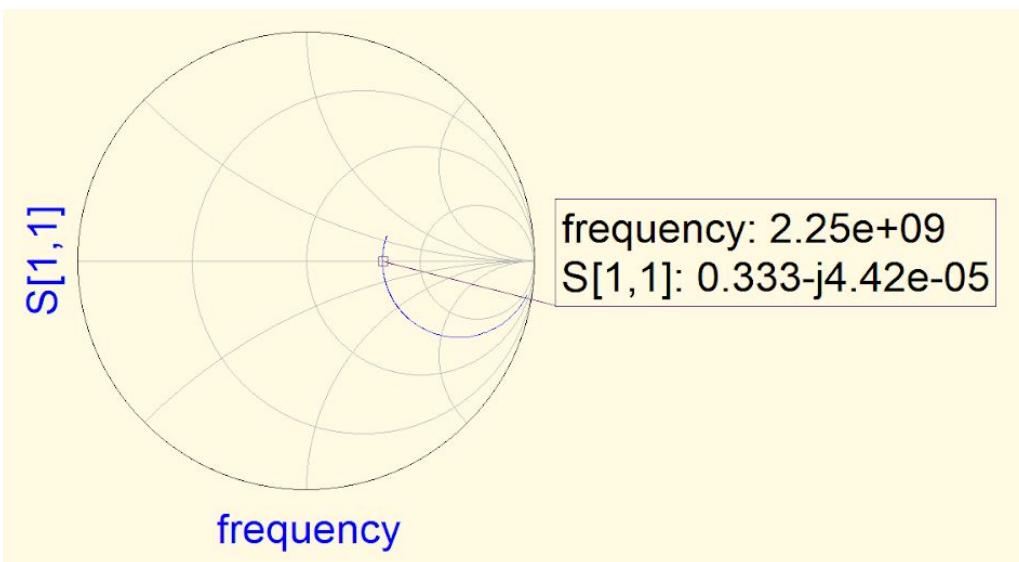
### Questão 6.

**Descreva como seria a trajetória do S11 de um circuito RLC-série no ábaco de Smith.**

Em frequências baixas o parâmetro S11 estaria mais à parte direita do ábaco de Smith, indicando que impedância de entrada rede está acima da necessária para adaptação/adequação à impedância de referência Z0. Com a elevação da frequência, um arco seria traçado, a princípio com predominância de reatância capacitiva até atingir a frequência de ressonância, onde as impedâncias capacitivas e indutivas se igualam. Neste ponto, o eixo X seria cruzado. Após isto, com a contínua elevação de frequência, reatância indutiva seria predominante.

Uma simulação foi realizada, com os valores  $R = 50\Omega$ ,  $C = 5\text{pF}$ ,  $L = 1\text{nH}$ . Observa-se que a origem da Carta de Smith seria cruzada apenas quando  $R = 0$ . Neste caso da simulação, frequência de ressonância é 2,25 GHz.

$$f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}}$$



## **Questão 7.**

### **Disserte sobre o que aprendeu com o experimento**

Foi possível verificar a operação de redes Two-Port por meio de simulações no software QUCS Studio, com impressão de gráficos de Smith e Polares, tão como a gráficos de Bode, em relação a parâmetros de espalhamento (parâmetros S) e impedância de entrada. Analisou-se a modificação de tais valores quanto à frequência, com identificação de ressonância e proposição de modelos para representação dos dados medidos.

Salienta-se que, no uso do software, é interessante configurar a simulação com um razoável número de pontos (acima de 1000), de maneira a se estabelecer steps/intervalos de simulação para resultar em melhor precisão na análise. No entanto, deve-se balancear o tradeoff entre acurácia e tempo de simulação, valores acima de 20000 pontos podem resultar em tempos longos ou estagnação do software.

Em experimentos práticos deve-se levar em conta que diferentes fatores podem ser moderadores dos resultados coletados. Dados podem ser divergentes dos teóricos calculados por conta de questões como temperatura, vibração, pressão, interferência eletromagnética, imprecisão de instrumentos de medição, correntes e capacitâncias parasitas, arredondamentos, entre outros fatores, de uma longa lista, que podem ser elencados. Com isso, é necessário um senso de aproximação nas práticas da engenharia quando há comparação de valores práticos com teóricos.

Tendo isso analisado, conclui-se que o objetivo de avaliar o comportamento de componentes passivos em aplicações de RF usando parâmetros de quadripolos e o ábaco de Smith como ferramentas de suporte foi atingido.

# Referências

- [1] KIRKBY MICROWAVE. **What is a Touchstone file?** Disponível em:  
<https://www.kirkbymicrowave.co.uk/Support/FAQ/What-is-a-Touchstone-file/>.  
Acesso em 17 set. 2020.
- [2] Notas de Aula EEL7319 - Circuitos RF
- [3] Material disponibilizado na plataforma Moodle EEL7319 - Circuitos RF
- [4] STEER, Michael. **MICROWAVE AND RF DESIGN NETWORKS Vol. 3.** NC State University, 2019