

Um acoplador de impedâncias é implementado em *microstrip line*, acoplando as impedâncias no *input port* e no *output port* conforme mostra a Figura 2. O acoplador é conectado pelo *input port* a um gerador senoidal de frequência $f=2.4$ GHz, amplitude $V_g=100$ V_{pk} e com impedância interna $Z_g=50$ Ω. A *microstrip line* possui comprimento ℓ_{line} a ser determinado. A impedância na frequência f “vista” à direita do *output port* na Figura 2 é $Z_L=28-j14$ Ω.

A largura da *microstrip line* na Figura 2 é $W_{line}=4.49$ mm, resultando em impedância característica $Z_0=50$ Ω e fator de velocidade $p=0.714$ na frequência de operação f . Considere que o material dielétrico e o material condutor utilizados apresentam perdas desprezíveis na frequência f .

A *microstrip line* de comprimento ℓ_{stub} e de largura W_{stub} na Figura 2 é um *open stub*, cuja finalidade é cancelar no *input port* a parte imaginária da admitância (susceptância) da *microstrip line* de comprimento ℓ_{line} e largura W_{line} . Sabe-se que a impedância característica do *open stub* é $Z_{0,stub}=40$ Ω.

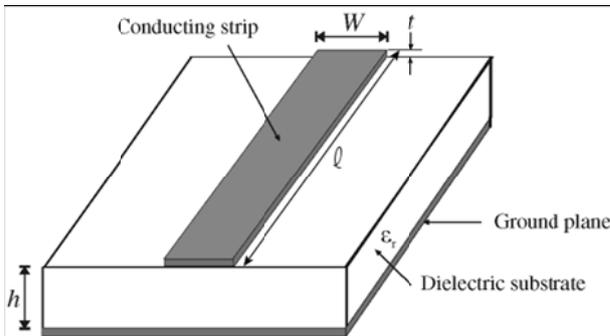
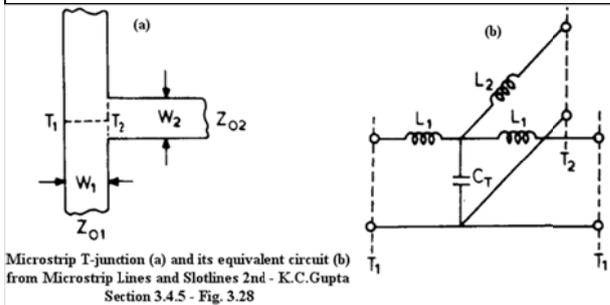


Figura 1: Linha de transmissão *microstrip* com $\epsilon_r=2.33$, $t=0.1$ mm e $h=1.524$ mm.



Microstrip T-junction (a) and its equivalent circuit (b) from *Microstrip Lines and Slotlines 2nd* - K.C.Gupta Section 3.4.5 - Fig. 3.28

Figura 3: Modelo equivalente da junção T (T1&T2 na Fig.2), conforme referência [2].

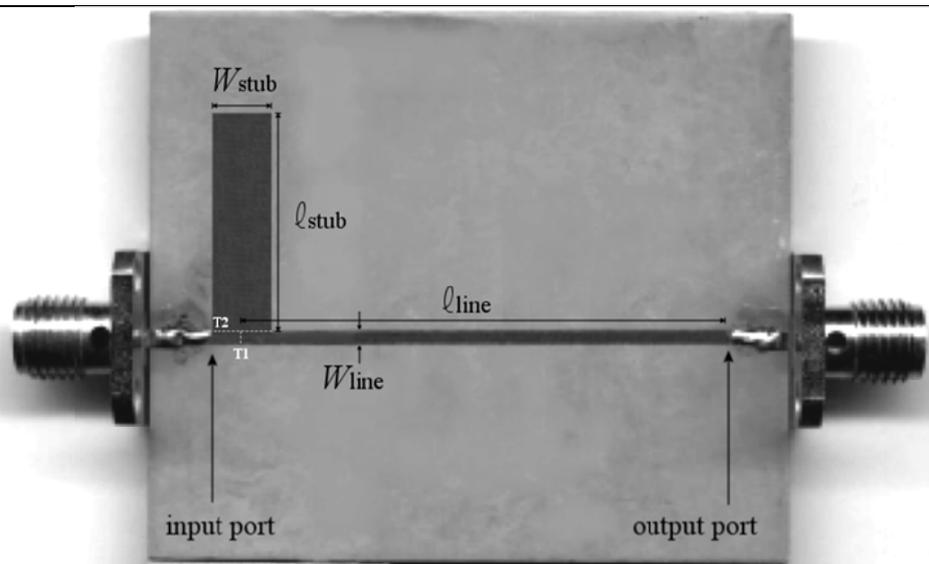


Figura 2: Acoplador construído a partir da *microstrip line* da Figura 1. Os *ports* são conectores do tipo SMA.

Referências:

[1] *Microstrip Filters for RF & Microwave Applications* - J.S.Hong & M.J.Lancaster - John Wiley&Sons – 2001
[2] *Microstrip Lines and Slotlines 2nd* – K.C.Gupta et. all – Artech House - 1996

Pede-se:

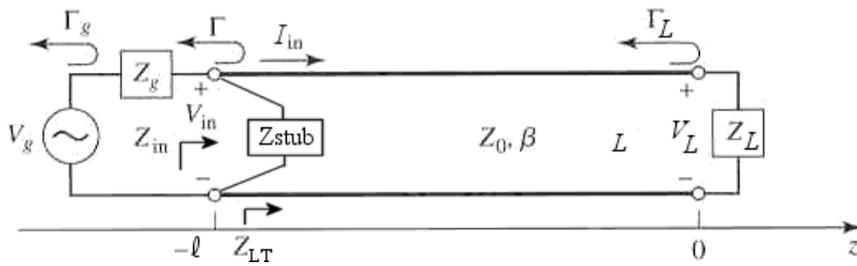
- Determine a dimensão W_{stub} para que $Z_{0,stub}$ corresponda ao valor especificado no enunciado. Determine também o fator de velocidade p_{stub} correspondente ao W_{stub} encontrado. **Dica:** Utilize o *script* MathCad "Zc e fator velocidade R1.xmcd" disponível em <http://www.fccdecastro.com.br/MO/Microstrip-Zc&FatorVelocidade/>, o qual implementa as equações 4.17 e 4.8 da referência [1]. Para ϵ_r , t e h dados na Figura 1, atribuir experimentalmente valores p/W_{stub} até que $Z_{0,stub}$ obtido da equação 4.17 corresponda ao valor especificado no enunciado, na frequência de operação f . Obtém-se então o correspondente p_{stub} da equação 4.8.
- Determine **graficamente** a dimensão ℓ_{line} para que seja maximizada a transferência de potência entre o gerador e o *output port*. Despreze os efeitos reativos da junção T entre a linha em *microstrip* e o *stub* (vide Figura 3).
- Determine **algebricamente** a dimensão ℓ_{line} para que seja maximizada a transferência de potência entre o gerador e o *output port*. Despreze os efeitos reativos da junção T entre a linha em *microstrip* e o *stub* (vide Figura 3).
- Determine **algebricamente** a dimensão ℓ_{stub} para que, em conjunto com os resultados de c), seja maximizada a transferência de potência entre o gerador e o *output port*. Despreze os efeitos reativos da junção T entre a linha em *microstrip* e o *stub* (vide Figura 3).
- Qual tensão resulta no *output port*, sob as condições obtidas em d)?

Solução:

Referências:

[1] Microstrip Filters for RF & Microwave Applications – J.S.Hong & M.J.Lancaster – John Wiley&Sons – 2001

[2] Microstrip Lines and Slotlines 2nd – K.C.Gupta et. all – Artech House – 1996



← Fig. A

Dados do enunciado:

$$f := 2.4 \cdot \text{GHz} \rightarrow \lambda := \frac{c}{f} \rightarrow \lambda = 124.914 \cdot \text{mm} \quad V_g := 100 \cdot \text{V} \quad Z_g := 50 \Omega \quad Z_o := 50 \cdot \Omega \quad Z_L := (28 - j \cdot 14) \cdot \Omega$$

$$p := 0.714 \rightarrow \lambda_g := p \cdot \lambda \rightarrow \lambda_g = 89.188 \cdot \text{mm} \rightarrow \beta := \frac{2 \cdot \pi}{\lambda_g} \rightarrow \beta = 70.449 \frac{1}{\text{m}} \quad Z_{\text{stub}} := 40 \cdot \Omega$$

a) "Chutando" valores p/W na equação 4.17 da referência [1] até que $Z_{\text{stub}} = 40 \Omega$ em $f = 2.4 \cdot \text{GHz}$ obtemos $W_{\text{stub}} := 6.25 \text{ mm}$. Da equação 4.8 da referência [1] obtemos $p_{\text{stub}} := 0.705$ para este W_{stub} .

b) Dado que, conforme Figura 2 do enunciado, para este acoplador não é disponível no *output port* nenhum elemento de ajuste que permita o *output port* operar sob Máxima Transferência de Potência (MTP = *conjugate matching*), para maximizarmos a transferência de potência entre o gerador e o *output port* é necessário então apenas maximizar a transferência de potência entre gerador e *input port*. Note que, como a potência útil se conserva ao longo de uma linha sem perdas (que é o caso), e como a impedância $Z_{\text{stub}} = R_{\text{stub}} + jX_{\text{stub}}$ do *stub* (vide Figura A acima) é puramente reativa ($R_{\text{stub}} = 0$ conforme eq. 2.46c do Cap II das notas de aula), então, ao maximizarmos a potência útil no *input port*, estaremos maximizando a potência útil no *output port*. Mas haverá perda de retorno no *output port* porque $\Gamma \neq 0$.

Para fazer o *input port* operar na condição de MTP é necessário determinar os comprimentos da linha e do *stub*, respectivamente l_{line} e l_{stub} na Figura 2 do enunciado, de modo que a impedância "vista" à esquerda do *input port* seja o conjugado da impedância "vista" à direita do *input port*, isto é, $Z_g = Z_{\text{in}}^*$, ou seja, $R_g + jX_g = (R_{\text{in}} + jX_{\text{in}})^* = R_{\text{in}} - jX_{\text{in}}$. Portanto, p/ MTP no *input port* precisamos que $R_{\text{in}} = R_g$ e $X_{\text{in}} = -X_g$, conforme equação 2.80 do Cap. II das notas de aula.

Visto que a impedância $Z_g = R_g + jX_g$ é puramente resistiva ($X_g = 0$), a condição $X_{\text{in}} = -X_g$ é garantida bastando assegurar que $X_{\text{in}} = 0$, o que será feito anulando X_{in} com a reatância X_{stub} do *stub* - procedimento que será efetuado adiante na solução da questão d). Como $Z_{\text{stub}} = jX_{\text{stub}}$ está em paralelo com Z_{in} e Z_{LT} na Figura A (sendo Z_{LT} dado pela equação 2.44 do Cap. II das notas de aula com $l = l_{\text{line}}$) é conveniente trabalharmos com admitâncias $Y = G + jB$ (cuja unidade é o mho) ao invés de impedâncias $Z = R + jX$ (cuja unidade é o ohm).

Esta conveniência decorre do fato de que $Z = 1/Y$ por definição da teoria de circuitos elétricos, e, portanto, **admitâncias Y** em paralelo são simplesmente somadas, enquanto que **impedâncias Z** são somadas quando estão em série. É também importante lembrar aqui que, da teoria de circuitos elétricos, a **resistência R** e a **reatância X** em $Z = R + jX$ são elementos dispostos em série em um circuito qualquer enquanto que a **condutância G** e a **susceptância B** em $Y = G + jB$ são elementos dispostos em paralelo em um circuito qualquer.

Convertendo, então, as impedâncias $Z = R + jX$ em admitâncias $Y = G + jB$, conforme a teoria de circuitos elétricos, temos da Figura A:

$$Y_g = G_g + jB_g = \frac{1}{Z_g} = \frac{1}{R_g + jX_g} = \frac{1}{R_g} \rightarrow \text{valor real porque a impedância } Z_g = R_g + jX_g \text{ é puramente resistiva (} X_g = 0 \text{)}$$

$$Y_{\text{LT}} = G_{\text{LT}} + jB_{\text{LT}} = \frac{1}{Z_{\text{LT}}} = \frac{1}{R_{\text{LT}} + jX_{\text{LT}}}$$

$$Y_{\text{in}} = G_{\text{in}} + jB_{\text{in}} = \frac{1}{Z_{\text{in}}} = \frac{1}{R_{\text{in}} + jX_{\text{in}}}$$

$$Y_{\text{stub}} = \frac{1}{Z_{\text{stub}}} = \frac{1}{R_{\text{stub}} + jX_{\text{stub}}} = \frac{1}{jX_{\text{stub}}} = jB_{\text{stub}} \rightarrow \text{valor imaginário porque a impedância } Z_{\text{stub}} = R_{\text{stub}} + jX_{\text{stub}} \text{ é puramente reativa (} R_{\text{stub}} = 0 \text{). Note que } B_{\text{stub}} = -1/X_{\text{stub}}.$$

Note na Figura A que $Z_{\text{stub}} = jX_{\text{stub}}$ está em paralelo com Z_{in} e Z_{LT} . Podemos então, à luz do que foi acima discutido, escrever em termos de admitâncias que $Y_{\text{in}} = Y_{\text{stub}} + Y_{\text{LT}}$,

$$\text{onde } Z_{\text{LT}} = Z_o \cdot \frac{Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)} \text{ conforme Eq.2.44 Cap II, e, portanto } Y_{\text{LT}} = \frac{1}{Z_{\text{LT}}} = \frac{1}{Z_o \cdot (Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l))}$$

$$\text{e onde } Z_{\text{stub}} = \frac{-j \cdot Z_{\text{stub}}}{\tan(\beta \cdot l_{\text{stub}})} \text{ conforme Eq.2.46c Cap II } \underline{\text{para um open stub}}, \text{ e, portanto } Y_{\text{stub}} = \frac{1}{Z_{\text{stub}}} = \frac{j \cdot \tan(\beta \cdot l_{\text{stub}})}{Z_{\text{stub}}} = jB_{\text{stub}}.$$

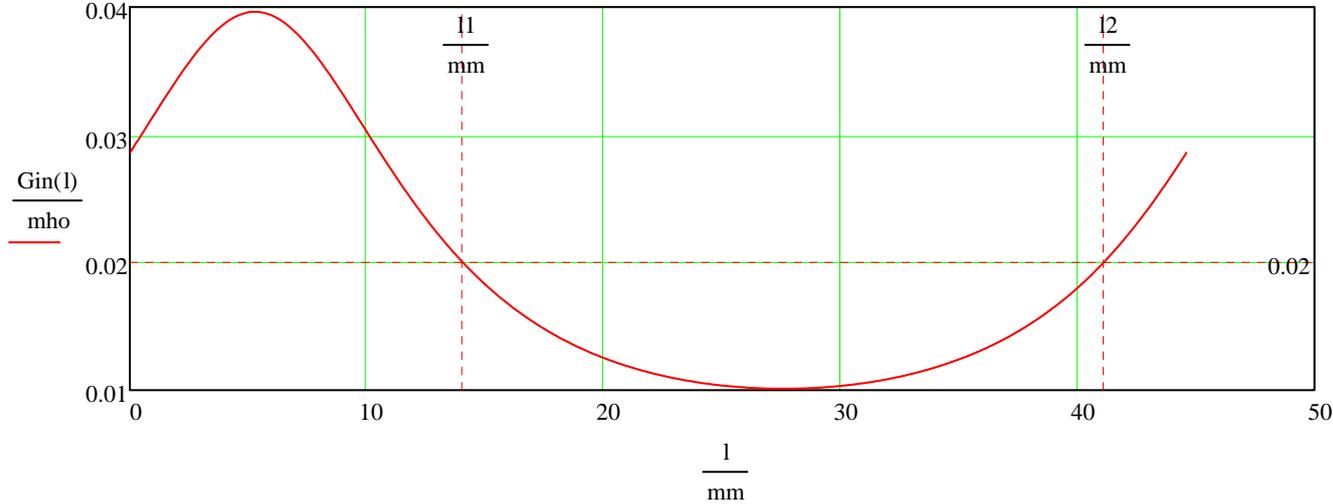
Assim, em termos de admitâncias, a condição de MTP no *input port* será atendida quando a admitância Y_g "vista" à esquerda do *input port* é o conjugado da admitância Y_{in} "vista" à direita do *input port* (vide Figura A), isto é, $Y_g = Y_{\text{in}}^*$, ou seja, $G_g + jB_g = (G_{\text{in}} + jB_{\text{in}})^* = G_{\text{in}} - jB_{\text{in}}$. Portanto, p/ MTP no *input port*, as duas condições simultâneas desejadas são **$G_{\text{in}} = G_g$** e **$B_{\text{in}} = -B_g$** .

Da Figura A, temos que $Y_{in} = Y_{stub} + Y_{LT}$, ou, $G_{in} = \text{Re}(Y_{in}) = \text{Re}(Y_{stub} + Y_{LT}) = \text{Re}(Y_{stub}) + \text{Re}(Y_{LT}) = \text{Re}(Y_{LT})$.

Portanto, da definição de Y_{LT} acima, temos que: $G_{in}(l) = \text{Re}\left[\frac{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_0 \cdot (Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l))}\right]$ (1)

Para atendermos a condição $G_{in}=G_g$ por método gráfico, plota-se o gráfico de $G_{in}=\text{Re}\{Y_{in}\}$ em função do comprimento $l=l_{line}$ da linha – ver equação (1) acima. Daí, por inspeção visual do gráfico $G_{in}(l)$ a seguir, identifica-se os comprimentos $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ e $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$ que resultam $G_{in}(l_1) = 0.02 \cdot \text{mho}$ e $G_{in}(l_2) = 0.02 \cdot \text{mho}$, atendendo, portanto, a desejada condição de que

$G_{in}=\text{Re}(1/Z_{in})=\text{Re}(Y_{LT})$ seja igual a $G_g = \text{Re}\left(\frac{1}{Z_g}\right) = 0.02 \cdot \text{mho}$.



← Fig. B

Na prática, escolhe-se o menor valor entre $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ e $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$ para o comprimento da linha l_{line} , de modo a minimizar o custo de implementação.

c) Para atender a condição $G_{in}=G_g$ via dedução algébrica, precisamos resolver a equação (1) p/ a incógnita $l=l_{line}$ sob a a desejada condição de que $G_{in}=\text{Re}(1/Z_{in})=\text{Re}(Y_{LT})$ seja igual a $G_g = \text{Re}\left(\frac{1}{Z_g}\right) = 0.02 \cdot \text{mho}$.

Re-escrevendo (1) por comodidade de visualização: $G_{in} = \text{Re}\left[\frac{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l)}{Z_0 \cdot (Z_L + j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta \cdot l))}\right]$.

Seja a variável auxiliar $t = \tan(\beta \cdot l)$ tal que $G_{in} = \text{Re}\left[\frac{Z_0 + j \cdot Z_L \cdot t}{Z_0 \cdot (Z_L + j \cdot Z_0 \cdot t)}\right]$. Mas $Z_L=RL+jXL$, e daí temos que

$$G_{in} = \text{Re}\left[\frac{Z_0 + i \cdot (RL + i \cdot XL) \cdot t}{Z_0 \cdot (RL + i \cdot XL + i \cdot Z_0 \cdot t)}\right] = \text{Re}\left[\frac{Z_0 - XL \cdot t + i \cdot RL \cdot t}{Z_0 \cdot [RL + i \cdot (XL + Z_0 \cdot t)]}\right]$$

Aplicando na equação acima a expressão para a razão entre números complexos $a+jb/c+jd$ na forma expandida, temos:

$$G_{in} = \text{Re}\left[\frac{1}{Z_0} \cdot \frac{(Z_0 - XL \cdot t) \cdot RL + RL \cdot t \cdot (XL + Z_0 \cdot t) + i \cdot [RL^2 \cdot t - (Z_0 - XL \cdot t) \cdot (XL + Z_0 \cdot t)]}{RL^2 + (XL + Z_0 \cdot t)^2}\right] \rightarrow \frac{a + j \cdot b}{c + j \cdot d} = \frac{a \cdot c + b \cdot d + j \cdot (b \cdot c - a \cdot d)}{c^2 + d^2}$$

Efetando a operação do operador $\text{Re}()$ na equação acima:

$$G_{in} = \frac{1}{Z_0} \cdot \frac{(Z_0 - XL \cdot t) \cdot RL + RL \cdot t \cdot (XL + Z_0 \cdot t)}{RL^2 + (XL + Z_0 \cdot t)^2}$$

Resolvendo a equação acima para t, obtemos duas possíveis soluções t1 e t2:

$t_1 = \xi \cdot [(-2) \cdot G_{in} \cdot XL \cdot Z_0 + \Delta]$ (2)

$t_2 = \xi \cdot [(-2) \cdot G_{in} \cdot XL \cdot Z_0 - \Delta]$ (3)

onde

$$\Delta = 2 \cdot \sqrt{(-G_{in}^2) \cdot Z_0^2 \cdot RL^2 + G_{in} \cdot Z_0^2 \cdot RL + G_{in} \cdot RL^3 + RL \cdot G_{in} \cdot XL^2 - RL^2}$$
 (4)

$$\xi = \frac{1}{2 \cdot (G_{in} \cdot Z_0^2 - RL)}$$
 (5)

Daí, substituindo $G_g = \text{Re}(1/Z_g) = G_{in} = 0.02 \cdot \text{mho}$ (que é a condição $G_g = G_{in}$ a ser atendida), $R_L = 28 \Omega$ e $X_L = -14 \Omega$ em (4) e (5), obtemos $\Delta = 39.028 \Omega$ e $\xi = 0.023 \cdot \text{mho}$. E de (2) e (3) obtemos $t_1 = 1.523$ e $t_2 = -0.251$.

Mas, da variável auxiliar $t = \tan(\beta \cdot l)$ definida acima, podemos obter o comprimento da linha $l = \frac{\text{atan}(t)}{\beta}$. Note que, em caso de l resultar negativo ou muito pequeno sob o ponto de vista da implementação prática, podemos somar $\lambda_g/2$ ao comprimento l , porque, conforme vimos em aula, as duas impedâncias resultam idênticas quando medidas em pontos distanciados de $\lambda_g/2$ ao longo do comprimento de qualquer linha sem perdas - portanto as impedâncias e admitâncias não serão alterados ao usarmos este artifício.

Daí, a partir do valor $t_1 = 1.523$ acima obtido, temos que o 1º comprimento da linha que atende a condição $G_{in} = G_g$ é l_1 , dado por:

$$l_1 := \frac{\text{atan}(t_1)}{\beta} \rightarrow l_1 := \text{if}\left(l_1 < 0, l_1 + \frac{\lambda_g}{2}, l_1\right) \rightarrow l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$$

E, a partir do valor $t_2 = -0.251$ acima obtido, temos que o 2º comprimento da linha que atende a condição $G_{in} = G_g$ é l_2 , dado por:

$$l_2 := \frac{\text{atan}(t_2)}{\beta} \rightarrow l_2 := \text{if}\left(l_2 < 0, l_2 + \frac{\lambda_g}{2}, l_2\right) \rightarrow l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$$

Verificando se a desejada condição $G_{in} = G_g$ p/ MTP no *input port*, é atendida para $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ e $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$, onde, conforme visto acima, $G_{in} = \text{Re}(Y_{LT})$ e $G_g = \text{Re}\left(\frac{1}{Z_g}\right) = 0.02 \cdot \text{mho}$:

$$Y_{LT} := \frac{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l_1)}{Z_o \cdot (Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l_1))} \rightarrow Y_{LT} = (0.02 - 0.014i) \cdot \text{mho} \rightarrow \text{Re}(Y_{LT}) = 0.02 \cdot \text{mho} \rightarrow \text{OK}$$

$$Y_{LT} := \frac{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l_2)}{Z_o \cdot (Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l_2))} \rightarrow Y_{LT} = (0.02 + 0.014i) \cdot \text{mho} \rightarrow \text{Re}(Y_{LT}) = 0.02 \cdot \text{mho} \rightarrow \text{OK}$$

d) Na solução da questões b) e c) foi desenvolvido o procedimento que faz o *input port* atender a 1ª condição para MTP, que é $G_{in} = G_g$. Passamos agora ao procedimento que faz o *input port* atender a 2ª condição para MTP, que é $B_{in} = -B_g$.

Conforme já discutido na solução da questão b), $B_g = \text{Im}(1/Z_g)$ é zero, porque Z_g é puramente resistivo. Visto que $B_g = 0$, então a condição $B_{in} = -B_g$ se reduz a $B_{in} = 0$.

Da Figura A, temos que $Y_{in} = Y_{stub} + Y_{LT}$, portanto, $B_{in} = \text{Im}(Y_{in}) = \text{Im}(Y_{stub} + Y_{LT}) = \text{Im}(Y_{stub}) + \text{Im}(Y_{LT}) = B_{stub} + \text{Im}(Y_{LT})$

Da equação acima, e como $B_{in} = 0$, para que a 2ª condição para MTP no *input port* seja atendida, basta que $B_{stub} = -\text{Im}(Y_{LT})$.

Conforme já discutido na questão b), $Y_{stub} = jB_{stub} = \frac{1}{Z_{stub}} = \frac{1}{R_{stub} + jX_{stub}} = \frac{1}{jX_{stub}} = \frac{j \cdot \tan(\beta_s \cdot l_{stub})}{Z_{ostub}}$, isto é,

$$B_{stub} = \frac{\tan(\beta_s \cdot l_{stub})}{Z_{ostub}}$$

onde $\beta_s = \frac{2\pi}{\lambda_{gs}}$ é a constante de propagação da onda guiada no *stub* e $\lambda_{gs} = p_{stub} \cdot \lambda$ é o comprimento da onda guiada no *stub*.

Resolvendo para l_{stub} , obtemos $l_{stub} = \frac{\text{atan}(-\text{Im}(Y_{LT}) \cdot Z_{ostub})}{\beta_s}$, onde $\beta_s = 71.348 \frac{1}{\text{m}}$ e $\lambda_{gs} = 88.064 \cdot \text{mm}$. Γ deve ser obedecida.

◆ Para $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ obtido em c) temos $Y_{LT} := \frac{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l_1)}{Z_o \cdot (Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l_1))} \rightarrow Y_{LT} = (0.02 - 0.014i) \cdot \text{mho}$

Daí, para $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ temos $l_{stub} := \frac{\text{atan}(-\text{Im}(Y_{LT}) \cdot Z_{ostub})}{\beta_s} \rightarrow l_{stub} := \text{if}\left(l_{stub} < 0, l_{stub} + \frac{\lambda_{gs}}{2}, l_{stub}\right) \rightarrow l_{stub} = 7.129 \cdot \text{mm}$

Verificando se a condição global $Y_g = Y_{in}^*$ (ou equivalentemente $Z_g = Z_{in}^*$) p/ MTP no *input port* é atendida p/ $l_{stub} = 7.129 \cdot \text{mm}$:

$$Y_{stub} := \frac{j \cdot \tan(\beta_s \cdot l_{stub})}{Z_{ostub}} \rightarrow Y_{stub} = 0.014i \cdot \text{mho} \rightarrow Y_{in} := Y_{stub} + Y_{LT} \rightarrow Y_{in} = 0.02 \cdot \text{mho} \text{ sendo } Y_g := \frac{1}{Z_g} \rightarrow Y_g = 0.02 \cdot \text{mho} \rightarrow \text{OK}$$

Note também que para $l_1 = 14.051 \cdot \text{mm}$ e $l_{stub} = 7.129 \cdot \text{mm}$ obtemos $Z_{in} := \frac{1}{Y_{in}} \rightarrow Z_{in} = 50 \Omega$ sendo $Z_g = 50 \Omega \rightarrow \text{OK}$

◆ Para $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$ obtido em c) temos $Y_{LT} := \frac{Z_o + j \cdot Z_L \cdot \tan(\beta \cdot l_2)}{Z_o \cdot (Z_L + j \cdot Z_o \cdot \tan(\beta \cdot l_2))} \rightarrow Y_{LT} = (0.02 + 0.014i) \cdot \text{mho}$

Daí, para $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$ temos $l_{stub} := \frac{\text{atan}(-\text{Im}(Y_{LT}) \cdot Z_{ostub})}{\beta_s} \rightarrow l_{stub} := \text{if}\left(l_{stub} < 0, l_{stub} + \frac{\lambda_{gs}}{2}, l_{stub}\right) \rightarrow l_{stub} = 36.903 \cdot \text{mm}$

Verificando se a condição global $Y_g = Y_{in}^*$ (ou equivalentemente $Z_g = Z_{in}^*$) p/ MTP no *input port* é atendida p/ $l_{stub} = 36.903 \cdot \text{mm}$:

$$Y_{stub} := \frac{j \cdot \tan(\beta s \cdot l_{stub})}{Z_{ostub}} \rightarrow Y_{stub} = -0.014i \cdot \text{mho} \rightarrow Y_{in} := Y_{stub} + Y_{LT} \rightarrow Y_{in} = 0.02 \cdot \text{mho} \text{ sendo } Y_g := \frac{1}{Z_g} \rightarrow Y_g = 0.02 \cdot \text{mho} \rightarrow \text{OK}$$

Note também que para $l_2 = 41.108 \cdot \text{mm}$ e $l_{stub} = 36.903 \cdot \text{mm}$ obtemos $Z_{in} := \frac{1}{Y_{in}} \rightarrow Z_{in} = 50 \Omega$ sendo $Z_g = 50 \Omega \rightarrow \text{OK}$

e) Da equação 2.75 do Cap II das notas de aula:

$$P_L := \frac{1}{2} \cdot V_g^2 \cdot \frac{\text{Re}(Z_{in})}{(\text{Re}(Z_{in}) + \text{Re}(Z_g))^2 + (\text{Im}(Z_{in}) + \text{Im}(Z_g))^2} \quad P_L = 25 \text{ W}$$

mas, da Figura A:

$$P_L = \left(\frac{V_L}{\sqrt{2} |Z_L|} \right)^2 \cdot \text{Re}(Z_L)$$

Resolvendo a equação acima p/ V_L :

$$V_L := \frac{\sqrt{2}}{\text{Re}(Z_L)} \cdot \sqrt{\text{Re}(Z_L) \cdot P_L} \cdot |Z_L| \quad V_L = 41.833 \text{ V}$$