Ejercicio 1

A una línea de transmisión de bajas pérdidas se le ha medido, a una frecuencia de 1 GHz, las siguientes características:

- $Z_0 = 50\ \Omega$
- $\alpha = 0{,}02$ dB/m
- $\beta = 31{,}4$ rad/m

Determine R, L, C y G.

frec: 1GHz

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$ ⇒ Ahora que carajo hago con esto.

Capaz la puedo considerar una línea muy larga de bajas perdidas ⇒ el ejemplo del apunte no me sirve de nada.

Que poronga es la G?!?! ⇒ Terminé el ej y sigo sin saber.

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)}$$ ⇒ en el mejor de los casos

Puedo pasar a algo con 2 incognitas, cagate.

A pero puedo separar en parte Real e Im... No dije nada, mepa que con esto sale.

Considero que los dB de α son del tipo $20\log(|\alpha|)$ xq no es potencia.

Tonces, $|\alpha| = 10^{\frac{\alpha|dB}{20}}$ ⇒ que ganas de romper las polotas, me lo hubieran dado en $\frac{Np}{m}$

$\alpha = 1{,}00231$ ⇒ 5 cifras significativas, que materia del orto

$\gamma = 1{,}00231 + 31{,}4j$

$$Z_0 \cdot \gamma = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \sqrt{(G + j\omega C)(R + j\omega L)} = R + j\omega L$$

$$50,11526 + 1,57Kj = R + j\omega L$$

$$\boxed{R = 50,11526\,\Omega} \qquad \boxed{L = \frac{1,57K}{\underbrace{2\pi f}_{\omega}} = 2,50\,nH}$$

$$\frac{Z_0}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \; \frac{1}{\sqrt{(G+j\omega C)(R+j\omega L)}} = \frac{1}{G+j\omega C}$$

$$\frac{\gamma}{Z_0} = G + j\omega C$$

$$20,0462m + 628mj = G + j\omega C$$

$$\boxed{G = 20,0462m\,\underbrace{[?]}} \qquad \boxed{C = \frac{628m}{2\pi f} = 99,9\,pF}$$

Me Hace a conductancia, capaz es Siemens? => era Siemens.

Ejercicio 2

Una línea de transmisión tiene los siguientes parámetros por unidad de longitud:

- $L = 0,5\ \mu$H/m
- $C = 200$ pF/m
- $R = 4\ \Omega$/m
- $G = 0,02$ S/m

Calcular la constante de propagación γ y la impedancia característica Z_0 de la línea de trasmisión a una frecuencia de 800 MHz. Si la longitud de la línea de transmisión es de 30 cm, ¿cual es la atenuación en dB? Recalcular todos los valores obtenidos considerando que la línea de transmisión tiene pérdidas nulas.

Son las mismas formulas que el ej Anterior, pero Ahora Tengo que Hacer cocientes de complejos. Que materia de mierda

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \qquad \gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(G+j\omega C)(R+j\omega L)}$$

Voy a Hacer $R + j\omega L$ y $G + j\omega C$ así ya me quedan

$$R + j\omega L = 4 + 2,513Kj \qquad G + j\omega C = 20m + 1,00531j$$

$$Z_0 = \sqrt{2{,}499K + 45{,}733j}$$
$$= (2{,}499K \angle 1{,}04851°)^{1/2}$$
$$= 49{,}987 + 455{,}91m\,j$$

$$\gamma = \sqrt{-2{,}526K + 54{,}281j}$$
$$= (2{,}5268K \angle 178{,}7621°)^{1/2}$$
$$= 539{,}94m + 50{,}26j$$

<u>Atencación</u> $\frac{V(l)}{V+} = e^{-\alpha l}$ $\Rightarrow$ para $30cm = 0{,}3m$

$$e^{-\alpha l} = 850{,}45m$$

$\Rightarrow$ en dB $= 20 \log(850{,}45m) = -1{,}4dB$

Si lo considero sin perdidas: $\alpha = 0$

$$\gamma = j\beta = j\omega\sqrt{L.C} = j\,50{,}26$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = 50\,\Omega$$

<u>Juega</u>

Ejercicio 3

Calcular la impedancia de entrada de una línea de trasmisión sin pérdidas terminada en cortocircuito (Z_{CC}) y circuito abierto (Z_{CA}).

<u>Z_{CC}</u> $\Rightarrow$ $Z_L = 0$

$$Z(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta z)}{jZ_L tg(\beta z) + Z_0}$$

$$Z(z) = Z_0 \frac{jZ_0 tg(\beta z)}{Z_0} = \boxed{jZ_0 tg(\beta z)}$$

<u>Z_{CA}</u> $\Rightarrow$ $Z_L \longrightarrow \infty$

$$Z(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta z)}{jZ_L tg(\beta z) + Z_0}$$

Me da paja hacer el limite

$$Z(z) = -jZ_0 \cot g(\beta z)$$

Ejercicio 4

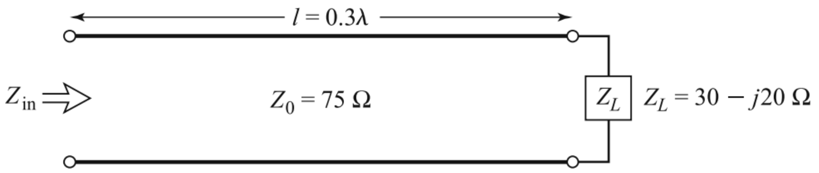
Calcular la impedancia de entrada de una línea de trasmisión sin pérdidas de longitud $\lambda/4$ terminada en circuito abierto y cortocircuito.

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad z = \frac{\lambda}{4} \qquad Z_{CA} = -jZ_0 \cot g(\beta z) = 0$$

$$Z_{cc} = jZ_0 tg(\beta z) = \infty$$

Ejercicio 5

Una línea de transmisión de longitud eléctrica $l = 0,3\,\lambda$ está terminada con una carga compleja Z_L como puede verse en la figura.



Calcular el coeficiente de reflexión en la carga, la ROE en la línea, el coeficiente de reflexión en la entrada de la línea y la impedancia de entrada de la línea cargada.

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 460,71m\angle -145,25°$$

$$ROE = \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|} = 2,71$$

Coef. de Reflexión en la entrada de la línea $\Gamma(z)\Big|_{z=l}$

$$\beta z = \frac{2\pi}{\lambda} 0,3\lambda = 0,6\pi$$

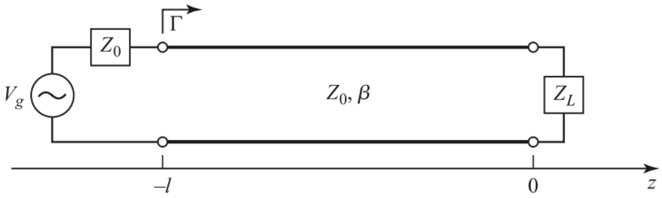
$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{-2j\beta z}$$

$$= \Gamma_L \cdot e^{-2 \cdot 0,6\pi j} = \Gamma_L e^{-1,2\pi j} = 460,71m\angle -\frac{293}{360}\pi$$

$$Z(z) = \frac{Z_L + jZ_0 \overbrace{tg\beta z}^{-3,08}}{jZ_L \underbrace{tg\beta z}_{-3,08} + Z_0} = 2,707\angle -0,025 \text{ (rad)}$$

Ejercicio 6

Se tiene una línea de transmisión sin pérdidas de impedancia característica $Z_0 = 50\ \Omega$, de longitud l, adaptada a la fuente y conectada a una carga Z_L.



Considerando que en condición de adaptación en la carga la potencia entregada por el generador a la carga es de 10 mW, obtener la amplitud del generador V_g y determinar la potencia entregada a una carga $Z_L = 25\ \Omega + j25\ \Omega$.

Si está todo adaptado, calculo que se puede usar

$$P_i = \frac{|V^+|^2}{2Z_0} = 10mW \rightarrow \qquad V^+ = V_G \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_0} = \frac{V_G}{2}$$

$$\frac{\left|\frac{V_G}{2}\right|^2}{2Z_0} = 10mW \Rightarrow 2\sqrt{2Z_0 \cdot 10mW} = V_G$$

$$V_G = 2$$

$$P = \frac{|V^+|^2}{2Z_0}\left(1 - |\Gamma_L|^2\right) \qquad \Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{25 + j25 - 50}{25 + j25 + 50}$$

$$P = \frac{1}{2 \cdot 50}\left(1 - (447{,}21m)^2\right) = 8mW \qquad \Gamma_L = 447{,}21m \angle 2{,}034 (rad)$$

Ejercicio 7

Para el circuito del ejercicio anterior, obtener la posición de los máximos y los mínimos de la onda estacionaria, considerando una frecuencia de 1 GHz, que la velocidad de propagación es $2c/3$ y que la longitud de la línea de transmisión es de 55 cms, para los siguientes valores de carga:

- $Z_L = 0$.
- $Z_L \rightarrow \infty$.
- $Z_L = 25\ \Omega$.
- $Z_L = 100\ \Omega$.
- $Z_L = 25\ \Omega + j25\ \Omega$.
- $Z_L = 25\ \Omega - j25\ \Omega$.

No encontré la formula asique se la robamos a Martu.

$$v_p = \frac{2}{3}c \qquad l = 0{,}55m \qquad f = 1GHz \qquad v_p = f\lambda$$

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{2}{3}\frac{c}{1GHz} =$$

$$\text{Si } \Gamma > 0 \begin{cases} z_{max} = \dfrac{-n\pi}{\beta} = \dfrac{-n\pi}{2\pi}\lambda = \dfrac{-n\lambda}{2} = z_{min} \\ z_{min} = \dfrac{-(2n+1)\pi}{2\beta} = \dfrac{-(2n+1)\lambda}{4} = z_{max} \end{cases} \text{Si } \Gamma < 0$$

$$z_L = 0 \qquad \Gamma = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} = -1$$

$$z_{min} = -\frac{n\lambda}{2} = -n\,\frac{2}{2}\cdot\frac{c}{3G} = -n\cdot 0{,}1 = -\frac{n}{10}$$

$$z_{MAX} = \frac{-(2n+1)\lambda}{4} = \frac{-(2n+1)}{4}\cdot\frac{2c}{3G} = \frac{-(2n+1)}{20}$$

Hay que buscar donde caen con el largo

$$z_L = \infty \qquad \Gamma = \frac{z_L - z_0}{z_L + z_0} = 1$$

$$z_{MAX} = -\frac{n\lambda}{2} = -n\,\frac{2}{2}\cdot\frac{c}{3G} = -n\cdot 0{,}1 = -\frac{n}{10}$$

$$z_{min} = \frac{-(2n+1)\lambda}{4} = \frac{-(2n+1)}{4}\cdot\frac{2c}{3G} = \frac{-(2n+1)}{20}$$

$z_L = 25\Omega$ $\qquad \Gamma = \dfrac{z_L - z_0}{z_L + z_0} = -\dfrac{1}{3} < 0$, Como caso $z_L = 0$

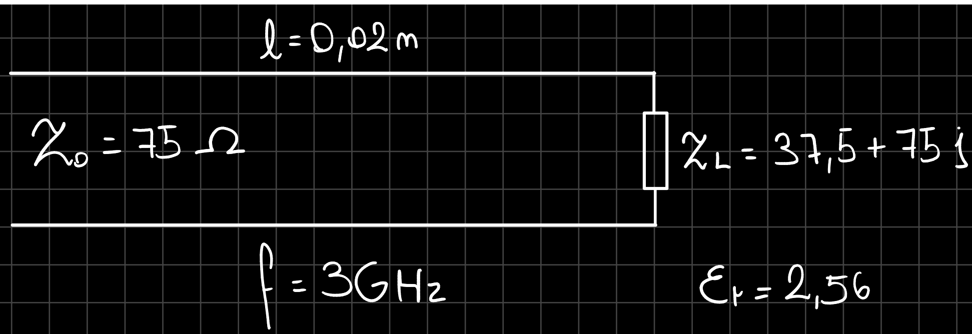
$z_L = 100\Omega$ $\qquad \Gamma = \dfrac{1}{3} > 0$, Como caso $z_L = \infty$

$z_L = 25\Omega + 25j\Omega$ $\quad \Gamma = -200m + 400mj$ $\quad Im(\Gamma) > 0$, como caso $z_L = \infty$

$z_L = 25\Omega - 25j\Omega$ $\quad \Gamma = -200m - 400mj$ $\quad Im(\Gamma) < 0$, como caso $z_L = 0$

Ejercicio 8

Una línea de transmisión coaxial de $Z_0 = 75\ \Omega$ tiene una longitud de 2 cms y está terminada con una carga $Z_L = 37,5\,\Omega + j75\,\Omega$. Si la permitividad relativa de la línea es 2,56 y la frecuencia 3 GHz, calcular la impedancia de entrada de la línea, el coeficiente de reflexión en la carga, el coeficiente de reflexión en la entrada y la ROE en la línea.



$$\beta = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = 100,6 \qquad \lambda = \frac{2\pi}{\beta} = 62,46\,mm$$

$$\beta z = 100,6 \cdot 0,02 = 2,012 \Rightarrow tg(\beta z) = -2,12$$

$$Z(z) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta z)}{jZ_L tg(\beta z) + Z_0} \Rightarrow Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0(-2,12)}{jZ_L(-2,12) + Z_0}$$

$$Z_{in} = 27,92 \angle -0,82\ (rad)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = 620,17m \angle 1,45$$

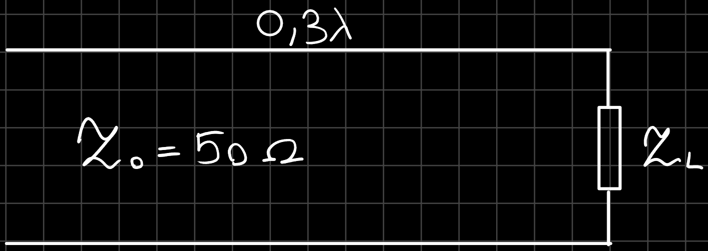
$$\Gamma(z) = \Gamma_L e^{-2j\beta z} = 620,17m\angle 1,45 \cdot e^{-2j\beta z} = 620,17m \angle -\frac{1287}{500}$$

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma_L|}{1 - |\Gamma_L|} = 4,27$$

Ejercicio 9

Una línea de transmisión coaxial de $Z_0 = 50\ \Omega$ tiene un coeficiente de reflexión en la carga $\Gamma_L = 0,4\angle 60\ °$. Calcular

1) Z_L.
2) El coeficiente de reflexión y la impedancia de entrada a una distancia de 0,3 λ.



$$\Gamma_L = 0,4\angle 60°$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \Rightarrow (Z_L + Z_0)\Gamma_L = Z_L - Z_0$$

1)

$$Z_L = 71,64 \angle 0,69$$

$$\Rightarrow \Gamma_L Z_L - Z_L = -Z_0\Gamma_L - Z_0$$

$$Z_L(\Gamma_L - 1) = -Z_0(\Gamma_L + 1)$$

$$Z_L = -Z_0\frac{(\Gamma_L + 1)}{(\Gamma_L - 1)}$$

2) $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ $\quad z = \frac{3}{10}\lambda$ $\quad \beta z = \frac{3}{5}\pi$ $\quad tg(\beta z) = -3,08$

$$\Gamma\left(\frac{3}{10}\lambda\right) = \Gamma_L e^{-2j\beta\cdot\frac{3}{10}\lambda} = 0,4m\angle -\frac{13}{15}\pi$$

$$Z\left(\frac{3}{10}\lambda\right) = Z_0 \cdot \frac{Z_L + jZ_0 tg\beta z}{jZ_L tg\beta z + Z_0} = 23,82\angle -0,37$$

Ejercicio 10

Una línea de transmisión de $Z_0 = 100\,\Omega$ tiene una constante dieléctrica efectiva $\varepsilon_{ef} = 1,65$. Calcular la longitud mínima de la línea de transmisión terminada en circuito abierto para que, a una frecuencia de 2,5 GHz, la línea se comporte como un capacitor de 5 pF. Repetir el cálculo para un inductor de 5 nH.

Se me reinició todo, llegué hasta el 13, no los voy a rehacer

Ejercicio 13

Una línea de transmisión de $Z_0 = 50\ \Omega$ que está adaptada a un generador de 10 V de amplitud alimenta una carga $Z_L = 100\ \Omega$. Si la longitud de la línea es 2,3 λ y tiene una constante de atenuación $\alpha = 0,5$ dB/λ, calcular las potencias entregada por la fuente, disipada en la línea y entregada a la carga.

$$P_L = P_i - P_r \qquad P_L = \frac{1}{2}\frac{|V_0^+|^2}{Z_0}\left(1 - |\Gamma|^2\right)$$

$$P_i = \frac{|V_0^+|^2}{2Z_0} \qquad P_r = \frac{|V_0^+|^2|\Gamma|^2}{2Z_0}$$

$$\mathrm{Tanh} = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}}$$

$$Z(z) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma z)}{Z_L \tanh(\gamma z) + Z_0}$$

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\gamma = 0{,}5\frac{dB}{\lambda} + j\frac{2\pi}{\lambda}$$

$$Z_{in} = 50 \cdot \frac{100 + 50 \cdot (2{,}86\angle -1{,}14)}{100 \cdot (2{,}86\angle -1{,}14) + 50}$$

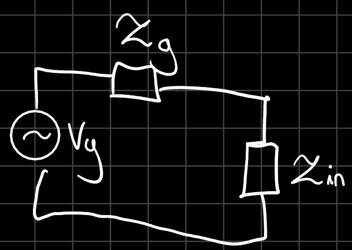
$$\gamma = 57{,}6\,m\frac{Np}{\lambda} + j\frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\gamma z = 132{,}4m + j\,4{,}6\pi$$

$$Z_{in} = 33{,}18\angle 0{,}31$$

$$\tanh(\gamma z) = 2{,}86\angle -1{,}14$$

$$V(z) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}}$$



$$V(z) = V_0^+\left(e^{\gamma z} + \Gamma_L e^{-\gamma z}\right)$$

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{100 - 50}{100 + 50} = \frac{1}{3}$$

$$V_0^+\left(e^{\gamma z} + \Gamma_L e^{-\gamma z}\right) = V_g \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}}$$

$$V_0^+ = V_g \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}} \cdot \frac{1}{\left(e^{\gamma z} + \Gamma_L e^{-\gamma z}\right)}$$

$$V_0^+ = 4{,}379\angle -1{,}89$$

$$P_i = \frac{|V^+|^2}{2|Z_0|}\left(e^{2\alpha Z_0} - |\Gamma_L| e^{-2\alpha Z_0}\right)\overbrace{\cos\theta_{Z_0}}^{1}$$

$$P_i = 233{,}5\,\text{mW} \qquad\qquad P_L = 170{,}4\,\text{mW}$$

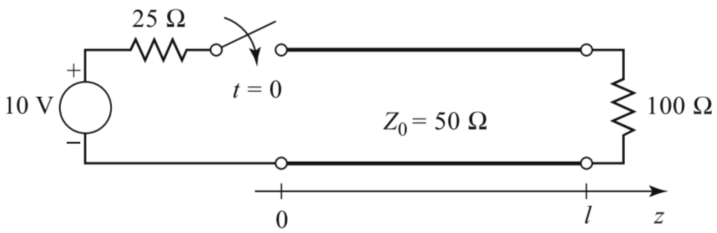
$$\underbrace{P_{LOSS}}_{\text{en La Linea}} = 233{,}5\,\text{mW} - 170{,}4\,\text{mW} = 63{,}1\,\text{mW}$$

$$P_{fuente} = P_{in} + P_{Zg} \qquad\qquad V_{Zg} = V_g\,\frac{Z_g}{Z_{in}+Z_g} = 6{,}08\angle -0{,}12$$

$$P_{Zg} = \frac{|V_{Zg}|^2}{2Z_0} = 369{,}6\,\text{mW} \qquad\qquad P_{fuente} = 603{,}1\,\text{mW}$$

Ejercicio 14

Graficar un diagrama de reflexiones para el siguiente circuito:



Incluir al menos 3 reflexiones. ¿Cuál es el voltaje en el punto medio de la línea ($z = l/2$), en $t = 3l/v_p$?

$$V^+ = V_g\,\frac{Z_0}{Z_0+Z_g} = 6{,}67\,\text{V} \qquad\qquad \Gamma_L = \frac{100-50}{100+50} = \frac{1}{3}$$

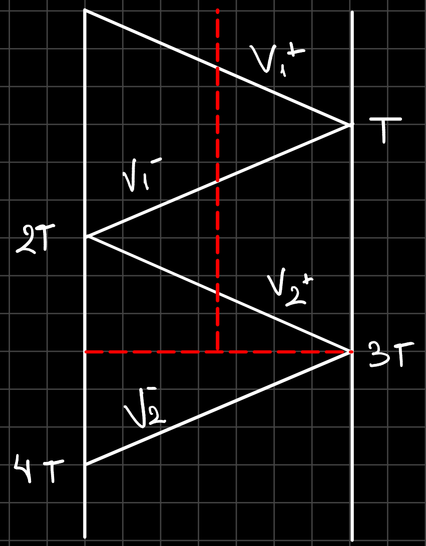
$$\Gamma_g = \frac{25-50}{25+50} = -\frac{1}{3}$$

Voy a tener reflexiones desde la carga y desde la fuente:

$$V_1^+ = 6{,}67\,\text{V} \qquad\qquad V_2^+ = V_1^+\Gamma_L\Gamma_g = -0{,}741\,\text{V}$$

$$V_1^- = V_1^+\Gamma_L = 2{,}223\,\text{V} \qquad\qquad V_2^- = V_1^+\Gamma_L^2\Gamma_g = -0{,}247\,\text{V}$$

Para $t \to \infty$, $V_\infty = V_g \dfrac{Z_L}{Z_L + Z_g} = 8V$



$T \to$ Tiempo de punto a punto $= \dfrac{l}{v_p}$

$\dfrac{3l}{v_p} = 3T$

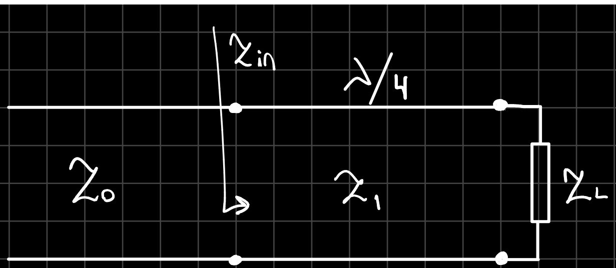
$V_{3T} = V_1^+ + V_1^- + V_2^+ = 8{,}152V$

Ejercicio 15

Diseñar un transformador de cuarto de onda para adaptar una línea de transmisión sin pérdidas de $Z_0 = 50\ \Omega$, a una frecuencia de 2 GHz, a una carga Z_L de impedancia:

1) 100 Ω.
2) 25 Ω.

Graficar, para ambos valores de Z_L, el módulo del coeficiente de reflexión entre 2 y 14 GHz.



Se busca que $Z_{in} = Z_0$

$$\frac{\beta\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \tan\left(\frac{\pi}{2}\right) \to \infty$$

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan(\beta\lambda/4)}{jZ_L \tan(\beta\lambda/4) + Z_1} =$$

$$Z_{in} = Z_1 \frac{\frac{Z_L}{\tan} + jZ_1}{jZ_L + \frac{Z_1}{\tan}} = \frac{Z_1 \cdot jZ_1}{jZ_L} = \frac{Z_1^2}{Z_L}$$

$$Z_1^2 = Z_{in} \cdot Z_L \Rightarrow Z_1 = \sqrt{Z_{in} \cdot Z_L}$$

$Z_L = 100\Omega \Rightarrow Z_1 = 70{,}71$

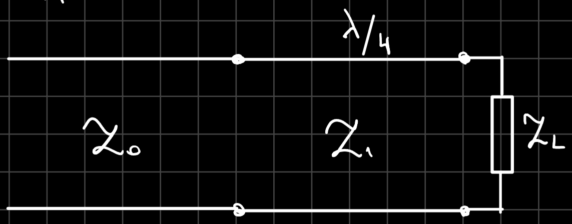
$Z_L = 25\Omega \Rightarrow Z_1 = 35{,}35$

Ejercicio 16

Diseñar un transformador de cuarto de onda para adaptar una línea de transmisión sin pérdidas de $Z_0 = 50\ \Omega$ a una carga Z_L de impedancia:

1) 25 Ω - j25 Ω.
2) 25 Ω + j25 Ω.

Lo mismo que el anterior pero con complejos.



$$Z_1 = \sqrt{Z_0 . Z_L}$$

1) $Z_1 = \sqrt{1{,}768K \angle -\frac{1}{4}\pi} = 38{,}85 - 16{,}1j$

2) $Z_2 = \sqrt{1{,}768K \angle \frac{1}{4}\pi} = 38{,}85 + 16{,}1j$

Ejercicio 17

Demostrar que una carga reactiva pura no puede adaptarse a una línea de transmisión sin pérdidas.

Z_0 Real $\qquad$ Z_L Im puro $\Rightarrow jZ_L$

$$Z_{in} = Z_0 \qquad \Rightarrow Z_{in}(z) = \frac{Z_1 + jZ_L \tan(\beta z)}{jZ_1 \tan(\beta z) + Z_L}$$

$$Z_{in}(z) = \frac{Z_1 - Z_L \tan(\beta z)}{j(Z_1 \tan(\beta z) + Z_L)} = -j\left[\frac{Z_1 - Z_L \tan(\beta z)}{Z_1 \tan(\beta z) + Z_L}\right]$$

Z_{in} es complejo puro, por lo que nunca podra ser igual a un Z_0 Real.