EXAMEN PARCIAL DE TECNOLOGÍAS DE ALTA FRECUENCIA

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

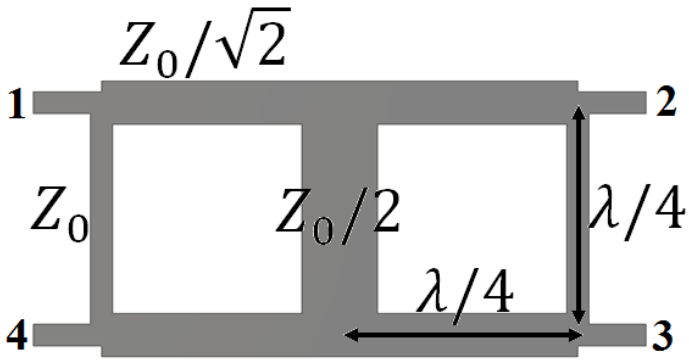
29 de abril de 2013

(hay que entregar la hoja de cada enunciado, duración total 1 hora 45 minutos)

Alumno:

PROBLEMA 1 DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS: (30 minutos, 30 puntos)

Se quiere realizar el análisis y obtención de la matriz de parámetros S de la red que se muestra en la figura. Puede considerar que la línea central vertical puede descomponerse en el paralelo de dos líneas sumamente próximas. Encuentre la matriz de parámetros [S] del siguiente circuito de cuatro puertos.

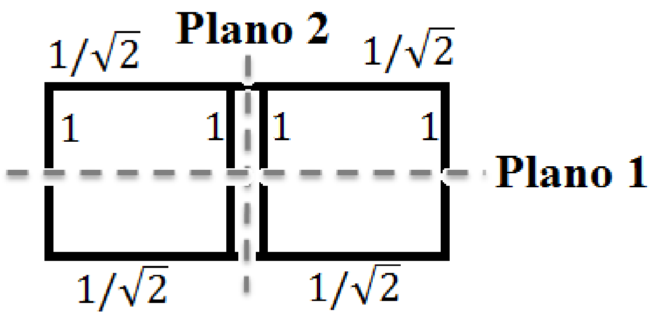


En primer lugar debemos observar la total simetría del circuito, por lo que únicamente es necesario calcular cuatro parámetros:

$$s_{11} = s_{22} = s_{33} = s_{44}$$
$$s_{12} = s_{21} = s_{34} = s_{43}$$
$$s_{13} = s_{31} = s_{24} = s_{42}$$
$$s_{14} = s_{41} = s_{23} = s_{32}$$

Para obtener dichos parámetros se puede realizar un análisis de modos par-impar y hay dos opciones. La primera consiste en emplear la simetría horizontal y calcular los parámetros de reflexión y transmisión. La segunda opción se basa en emplear una doble simetría para calcular únicamente los parámetros de reflexión. En esta solución se va a seguir la segunda opción.

En primer lugar vamos a considerar la línea central como el paralelo de dos líneas de impedancia doble y así tenemos la siguiente estructura simétrica (normalizada respecto Z_0) respecto a dos planos:



Aplicamos teoría de modos par-impar:

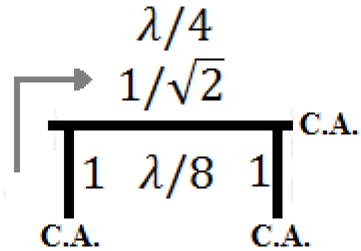
MODO	a_1	a_2	a_3	a_4	b_1

(1) P1 – P2	a	a	a	a	$a\Gamma_1$
(2) P1 – I2	a	$-a$	$-a$	a	$a\Gamma_2$
(3) I1 – P2	a	a	$-a$	$-a$	$a\Gamma_3$
(4) I1 – I2	a	$-a$	a	$-a$	$a\Gamma_4$
(1)+(2)+(3)+(4)	$4a$	0	0	0	$a(\Gamma_1+\Gamma_2+\Gamma_3+\Gamma_4)$
(1)-(2)+(3)-(4)	0	$4a$	0	0	$a(\Gamma_1-\Gamma_2+\Gamma_3-\Gamma_4)$
(1)-(2)-(3)+(4)	0	0	$4a$	0	$a(\Gamma_1-\Gamma_2-\Gamma_3+\Gamma_4)$
(1)+(2)-(3)-(4)	0	0	0	$4a$	$a(\Gamma_1+\Gamma_2-\Gamma_3-\Gamma_4)$

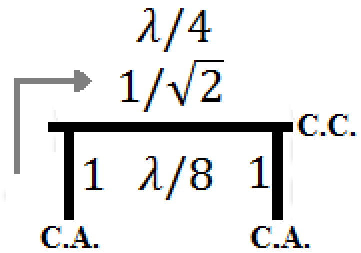
A partir de esta tabla podemos calcular los parámetros [S]:

$$s_{11} = \left.\frac{b_1}{a_1}\right]_{a_2=a_3=a_4=0} = \frac{\Gamma_1+\Gamma_2+\Gamma_3+\Gamma_4}{4}$$
$$s_{12} = \left.\frac{b_1}{a_2}\right]_{a_1=a_3=a_4=0} = \frac{\Gamma_1-\Gamma_2+\Gamma_3-\Gamma_4}{4}$$
$$s_{13} = \left.\frac{b_1}{a_3}\right]_{a_1=a_2=a_4=0} = \frac{\Gamma_1-\Gamma_2-\Gamma_3+\Gamma_4}{4}$$
$$s_{14} = \left.\frac{b_1}{a_4}\right]_{a_1=a_2=a_3=0} = \frac{\Gamma_1+\Gamma_2-\Gamma_3-\Gamma_4}{4}$$

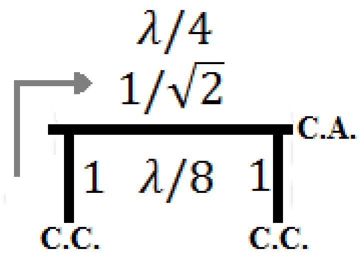
Calculamos los coeficientes de reflexión en los cuatro casos a partir de las impedancias de entrada:



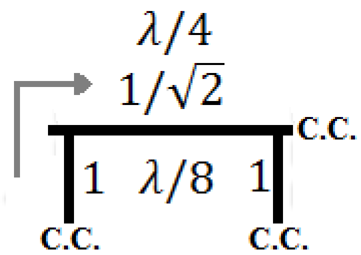
$$Z_{IN1} = j$$
$$\Gamma_1 = \frac{j-1}{j+1} = j$$



$$Z_{IN2} = -j$$
$$\Gamma_2 = \frac{-j-1}{-j+1} = -j$$



$$Z_{IN3} = -j$$
$$\Gamma_3 = -j$$



$$Z_{IN4} = j$$
$$\Gamma_4 = j$$

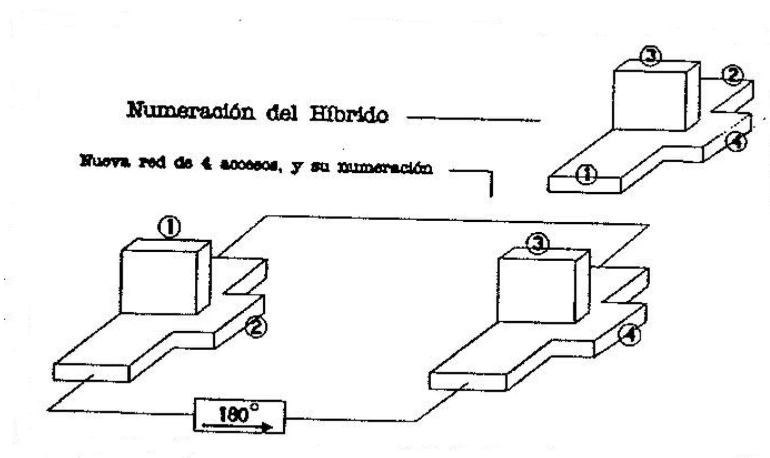
Así la matriz de parámetros [S] resulta:

$$s_{11} = s_{22} = s_{33} = s_{44} = 0$$
$$s_{12} = s_{21} = s_{34} = s_{43} = 0$$
$$s_{13} = s_{31} = s_{24} = s_{42} = j$$
$$s_{14} = s_{41} = s_{23} = s_{32} = 0$$

Se trata de un acoplo de 0 dB o “cruce” ya que cruza las señales en las puertas 1 y 2 a la 4 y 3 respectivamente.

PROBLEMA 2 DE ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE MICROONDAS (30 minutos, 30 puntos)

Sean los tres circuitos de la figura (dos Ts mágicas ideales y un desfasador anisótropo unidireccional ideal) que se conectan según se indica en la misma. La numeración de los puertos en la T mágica es la que se aprecia en la parte superior derecha de la figura.



En las Ts mágicas el desfase de 180º se produce entre los accesos 2 y 3 (de acuerdo con la numeración propuesta en la parte superior derecha de la figura). En el desfasador unidireccional anisótropo el puerto de entrada es el de inicio de la flecha. Las longitudes de las líneas que unen cada uno de los circuitos pueden considerarse despreciables. Se pide:

a. La matriz S de la T mágica y del desfasador unidireccional

b. La matriz resultante de la red de CUATRO accesos, con la numeración indicada en la parte central de la figura. ¿Qué tipo de red es la resultante?

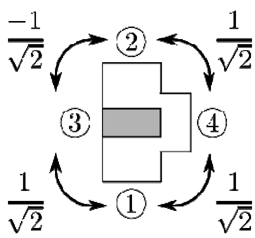
a. La simetría de las Ts mágicas ideales asegura que S_{31}=-S_{32}, S_{41}=S_{42} y S_{43}=0. El hecho de que sean Ts mágicas además supone que todos los puertos estén adaptados y S_{21}=0. Como no hay pérdidas la magnitud de los coeficientes no nulos es 1/√2. Además, el enunciado indica que *el desfase* de 180º se da entre los puertos 2 y 3, con lo que los otros parámetros de transmisión tendrán un desfase de 0º. La matriz resultante es por tanto

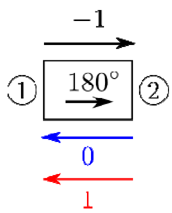
$$\boldsymbol{S_T = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}$$

En cuanto desfasador, está adaptado en ambos puertos (S_{11}=S_{22}=0) y produce un desfase de 180º entre el puerto 1 y el 2 (S_{21}=-1). El enunciado no deja claro cuál es la transmisión inversa, diferente en cualquier caso de la directa. Puede interpretarse que no introduce desfase aunque haya transmisión total (S_{12}=1) o que aísla por completo (S_{12}=0). Las dos soluciones se muestran a continuación y se utilizarán para el segundo apartado.

$$\boldsymbol{S_D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}} \qquad \boldsymbol{S_D = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}}$$

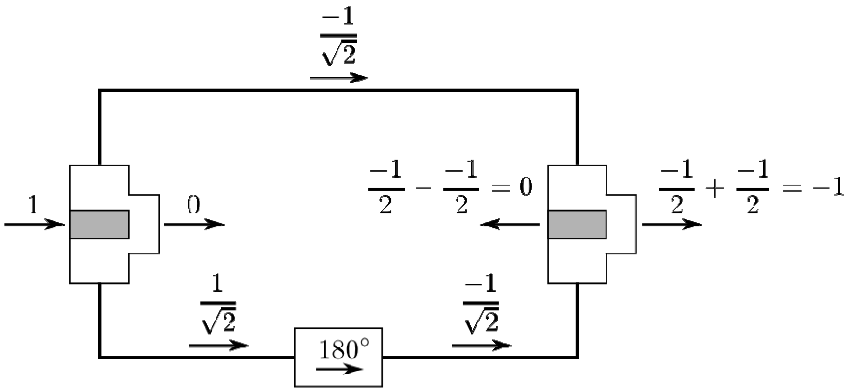
La representación gráfica de los parámetros de transmisión de cada una de las redes será útil en el apartado siguiente.





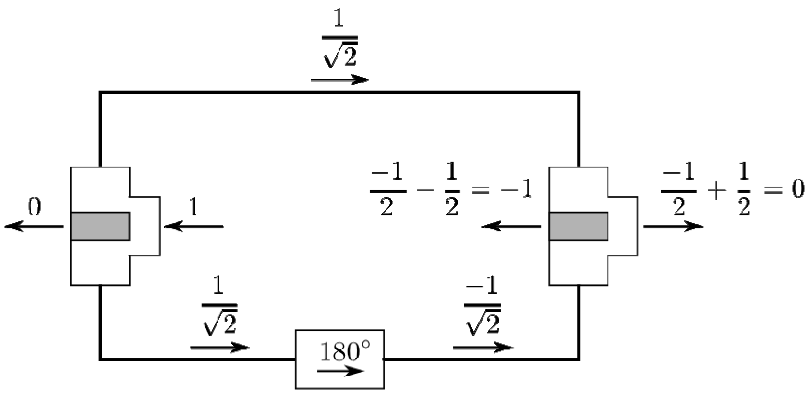
b. En la siguiente solución cada uno de los puertos es excitado sucesivamente con una onda de potencia normalizada, por lo que las ondas de potencia de salida son directamente en cada caso los coeficientes de una columna de la matriz de scattering.

- **Excitación en el puerto 1 (parámetros S_{x1})**



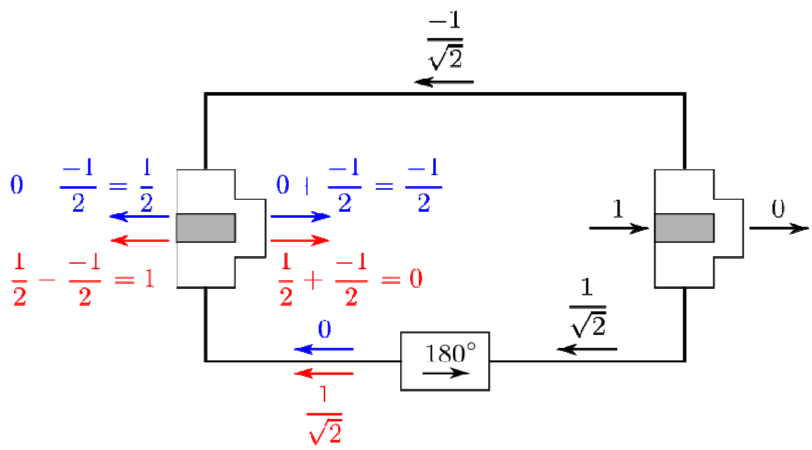
$$S_{x1} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}$$

- **Excitación en el puerto 2 (parámetros S_{x2})**



$$S_{x2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

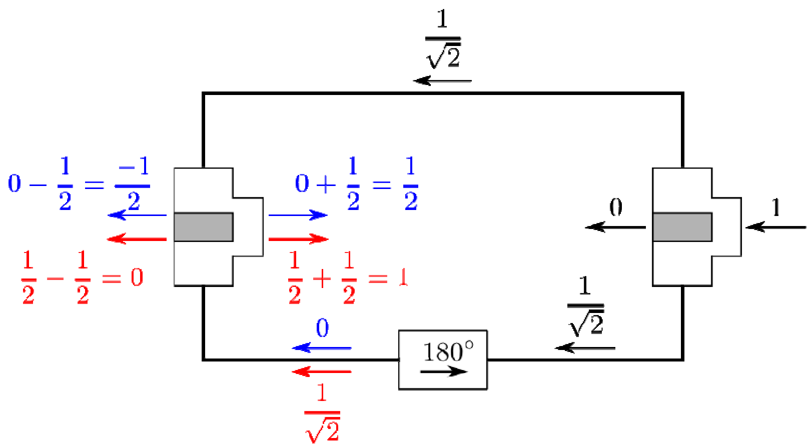
- **Excitación en el puerto 3 (parámetros S_{x3})**



$$S_{x3} = \begin{bmatrix} 1/2 \\ -1/2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$S_{x3} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

- **Excitación en el puerto 4 (parámetros S_{x4})**



$$S_{x4} = \begin{bmatrix} -1/2 \\ 1/2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$S_{x4} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matriz de scattering completa resulta, por tanto,

$$S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \qquad S = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ambas soluciones corresponden a redes no recíprocas, al ser las matrices asimétricas. El segundo caso es un circulador de cuatro puertos, en el cual se producen inversiones de fase fácilmente compensables mediante cambio de planos de referencia.

EXAMEN PARCIAL DE TECNOLOGÍAS DE ALTA FRECUENCIA

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

29 de abril de 2013

(hay que entregar la hoja de cada enunciado)

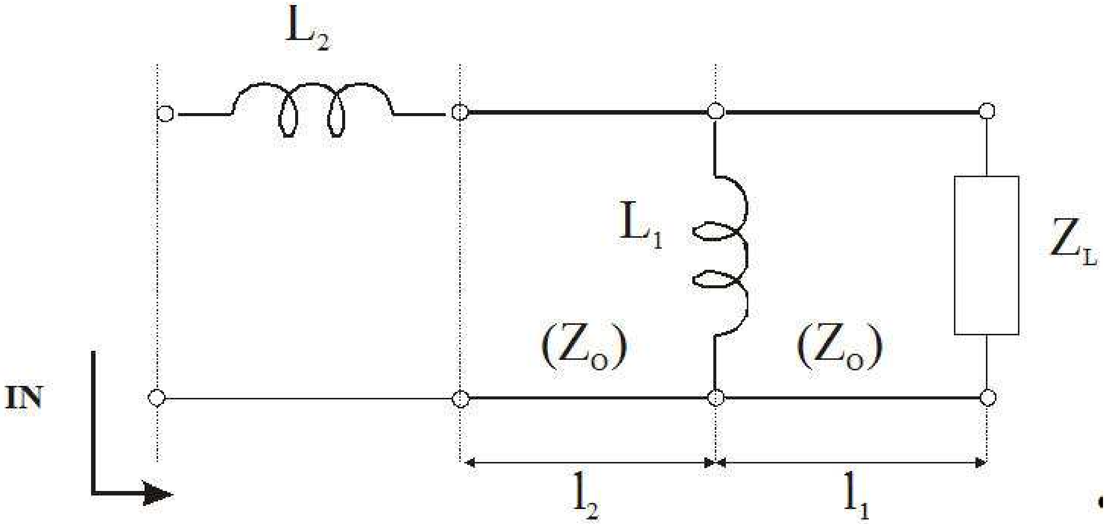
Alumno:

PROBLEMA DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS: (30 minutos, 30 puntos)

Sea el circuito de la figura que incluye dos tramos de línea de transmisión ideales con dieléctrico aire, de tamaños $l_1=\lambda/4$ y $l_2=\lambda/8$ a la frecuencia de trabajo f=1GHz. Suponga que Z_L es una resistencia de 20Ω en serie con una inductancia de 10 nH. Para Z_0=50Ω:

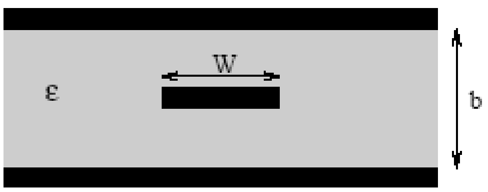
a) Calcule los valores de L_1 y L_2 necesarios para adaptar la entrada. (20 puntos)

b) Para la red resultante, determine las pérdidas de retorno y la ROE cuando se duplica la frecuencia (10 puntos)



CUESTIONES DE TEORÍA DE GUÍAS Y LÍNEAS (10 puntos, 10 minutos)

Considere una estructura stripline como línea de transmisión (ver figura) donde la anchura de la tira se denota W y la altura entre las placas paralelas b



Ordene (haciendo una breve justificación, con dos líneas es suficiente) con relaciones de menor (<) o aproximadamente igual (≈) los valores de la impedancia característica de la línea para los casos siguientes:

	A	B	C	D	E
Anchura	W	2W	2W	W	3W
Altura	b	2b	b	2b	2b

Si Z_0^A es igual a 50 con un dieléctrico de permitividad relativa 4.5, ¿cuál sería la impedancia característica con un dieléctrico de permitividad relativa 9?

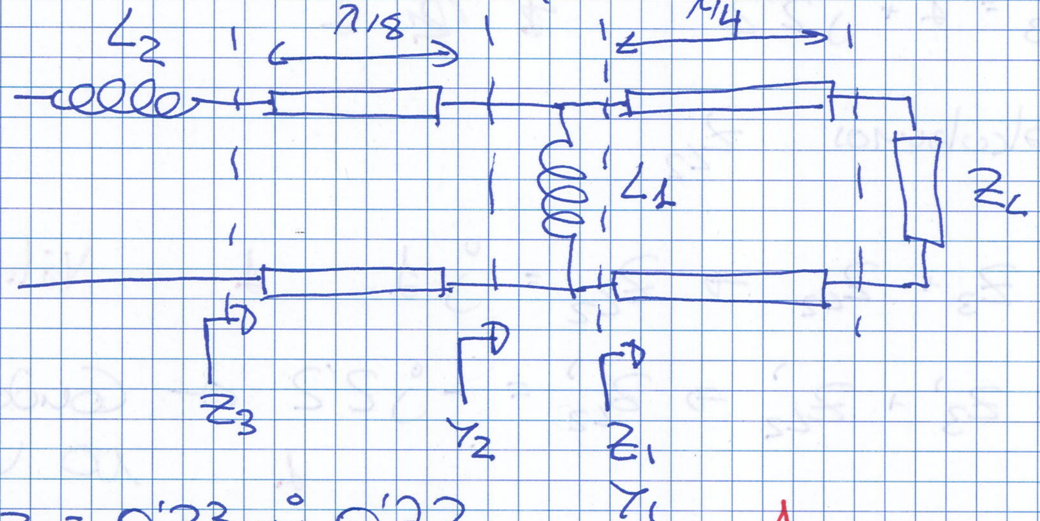
Adaptación Impedancias

$f = 1GHz \rightarrow \omega = 2\pi f = 6'28 \cdot 10^9$ rad/s

$Z_L = 20 + j\omega L = 20 + j\,62'8\ \Omega$ 1

$\bar{Z}_L = \frac{Z_L}{50} = 0'4 + j1'26.$ 1

1) ~~Pasamos~~ Desplazamos $\frac{\lambda}{4}$ hacia generador



$z_1 = 0'23 - j\,0'72$ 1

2) Pasamos a admitancias

$Y_1 = Z_L = 0'4 + j1'26$ 1

3) Corte con circunferencia $\rightarrow$ $Y_2 = 0'4 - j0'2$ 1

$Y_2' = 0'4 - j1'8$ 1

4) Calculamos los valores de L_1

$Y_2 = Y_{L_1} + Y_1 \rightarrow Y_{L_1} = Y_2 - Y_1 = \cancel{0'4} - j0'2 - \cancel{0'4} - j1'26$

$\rightarrow Y_{L_1} = -j1'46$ 1

$Y_2' = Y_{L_1}' + Y_1 \rightarrow Y_{L_1}' = Y_2' - Y_1 = \cancel{0'4} - j1'8 - \cancel{0'4} - j1'26$

$\rightarrow Y_{L_1}' = -j3'06$ 1

5) Desplazamos $\frac{\lambda}{8} + \frac{\lambda}{4}$ hacia generador

$Z_3 = 1 - j1$ ~~1~~ ~~2~~ 1

$Z_3' = 1 + j2'2$ ~~1~~ ~~2~~ 1

6) Calculamos Z_{L_2}

$1 = Z_3 + Z_{L_2} \rightarrow Z_{L_2} = j1$ 1 Válida 1.

$1 = Z_3' + Z_{L_2}' \rightarrow Z_{L_2}' = -j2'2 \leftarrow$ Condensador 1

1 NO VÁLIDA.

7) Calculamos L_1 y L_2

1

$Y_{L_1} = -j1'46 = \cancel{-j\frac{1}{\omega L_1}} \cancel{\rightarrow L_1 = 1'46} \rightarrow Y_{L_1} = -j\frac{1'46}{50} = -j0'0292$

$Y_{L_1} = -j0'0292 = -j\frac{1}{\omega L_1} \rightarrow \boxed{L_1 = 54'5\,nH}$ ~~1~~ 2

1

$\bar{Z}_{L_2} = j \rightarrow Z_{L_2} = j50 = j\omega L_2 \rightarrow$

$\boxed{L_2 = 7'96\ nH}$ ~~1~~ 2

b) $f = 2\,GHz$

$Z_{L_2} = j2\pi f \cdot L_2 = j97'5\ \Omega$ 1

$Y_{L_1} = -j\frac{1}{2\pi f L_1} = -j0'0146\ ℧$ 1

$Z_L = 20 + j2\pi f L = j125'67\ \Omega + 20$ 1

Tramo $\frac{\lambda}{4} \rightarrow$ tramo $\frac{\lambda}{2}$ 1

tramo $\frac{\lambda}{8} \rightarrow$ tramo $\frac{\lambda}{4}$ 1

$Z_1 = Z_L$

$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = 0'0012 - 0'0078j$

$Y_2 = Y_1 + Y_{L_1} = 0'0012 - 0'0078j - 0'0146j =$

$= 0'0012 - \cancel{j0'0043} - j0'0224$

tramo $\frac{\lambda}{4}$

$$Y_3 = \frac{(Y_0)^2}{Y_2} = \frac{(1/50)^2}{0'0012 - j\,\cancel{0'0098}\ 0'0224} = \cancel{0'0572 + j0'0424}\ 0'001 + j0'0178$$

1

$$Z_3 = \frac{1}{Y_3} = \cancel{3'0881 - 23'15j}\ \Omega\ \cancel{3 - 56j}\ \cancel{-41'5j}\ 3' - 56j$$

$$Z_{in} = Z_3 + Z_{L2} = \cancel{3'1 + j74'35}\ \Omega\ 3 + 41'5j$$

1

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \cancel{0'36 + 0'89j}\ -0'167 + 0'92j$$

1

$$RL = -20 \log_{10} |\Gamma_{in}| = \cancel{0'332}\ 0'617$$

1

$$ROE = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} = \cancel{52}\ 28'15$$

1

Teoría

a) $\cancel{Z_C > Z_E}$ $Z_C < Z_E < Z_A \approx Z_B < Z_D$

Orden → 8'5

Justificación → 2

b) $Z_0^A = 50\,\Omega$ $\varepsilon_r = 4'5$ → $\cancel{Z_0^{A'} = \frac{Z_0^A}{\sqrt{2}}}$

$\varepsilon_r = 9$ $Z_0^{A'} = \frac{Z_0^A}{\sqrt{2}}$

3 ptos $\lambda' = \frac{\lambda}{\sqrt{2}}$