EXAMEN DE SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

MASTER INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

11 de febrero de 2011

Alumno:

Normas:

- El tiempo estimado para la resolución del examen es 3 horas y media.
- El examen consta de tres ejercicios: 2 de circuitos activos y uno de antenas.
- Los dos primeros ejercicios se harán en 2 horas y el último en hora y media.
- No se puede utilizar ni libros ni apuntes.

Problema 1	**Problema 2**	**Problema 3**	**Total**

EXAMEN DE SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

MASTER INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

11 de febrero de 2011

Problema (hay que entregar la hoja de este enunciado)

Alumno:

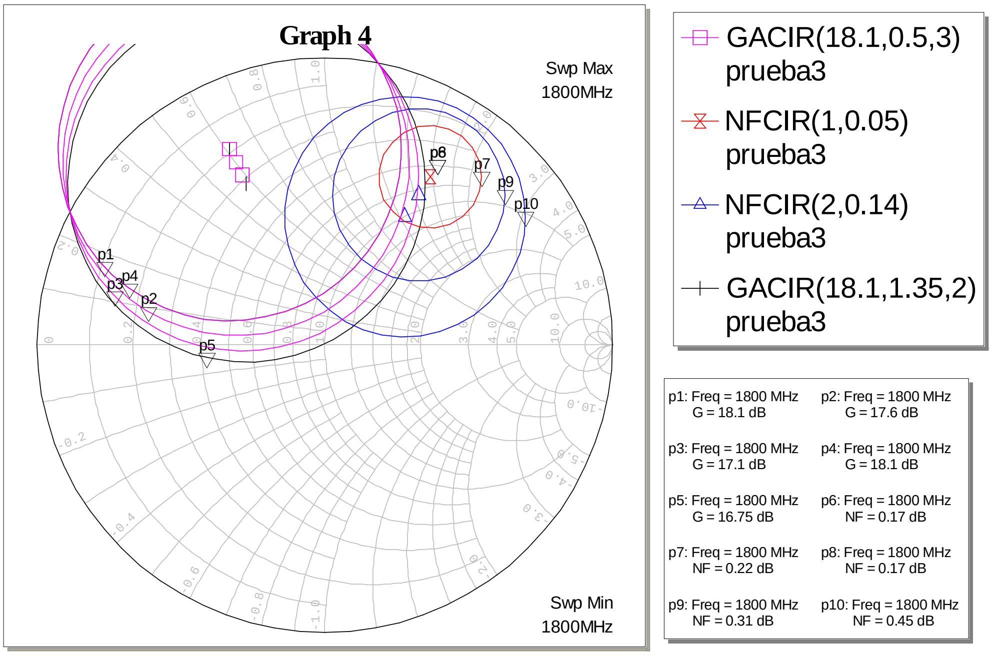
PROBLEMA de amplificadores (tiempo 1 hora y 30 minutos, puntuación 44)

Se pretende realizar un amplificador lineal de microondas de bajo ruido en recepción a la frecuencia de 1.8 GHz. Se ha decidido utilizar un transistor del que se dan los siguientes datos:

Frec.	s_{11}		s_{21}		s_{12}		s_{22}		F_{opt}	Γ_{opt}		$R_n/50$
1.8 GHz	**Mod**	**Fase**	**Mod**	**Fase**	**Mod.**	**Fase**	**Mod**	**Fase**	**dB**	**Mod**	**Fase**	
	0.78	-116º	6.61	98º	0.086	28º	0.27	-119º	0.17	0.74	58º	0.10

El parámetro Δ vale ($0.36_{-53.4º}$) y el Γ_{out} correspondiente a Γ_{opt} vale $0.55_{178º}$.

A continuación se muestra una carta de Smith con las circunferencias de ganancia disponible (para valores de 18.1, 17.6, 17.1 y 16.75 dB) y las de ruido (a partir del ruido óptimo, punto P5, superpuesto con P7 y las de 0.22, 0.31, 0.45 y 1.17 dB). También se muestra una tabla con los centros y radios de dichas circunferencias por si tuviera necesidad de utilizarlas en la resolución del problema.



CÍRCULOS DE GANANCIA DISPONIBLE			**CÍRCULOS DE RUIDO**		
Ganancia (dB)	**Centro**	**Radio**	**Valor de ruido**	**Centro**	**Radio**
18.1	$0.76_{116º}$	0.60	0.17	$0.74_{58º}$	0
17.6	$0.70_{116º}$	0.60	0.22	$0.69_{58º}$	0.18
17.1	$0.66_{116º}$	0.62	0.31	$0.62_{58º}$	0.30
16.75	$0.62_{116º}$	0.63	0.45	$0.53_{58º}$	0.42

a) Determine el centro y el radio de la circunferencia de estabilidad SSC e indique el conjunto de cargas que hacen estable el transistor en dicho plano. Determine también la recta sobre la que está situado el centro de la circunferencia de estabilidad LSC (8 puntos)

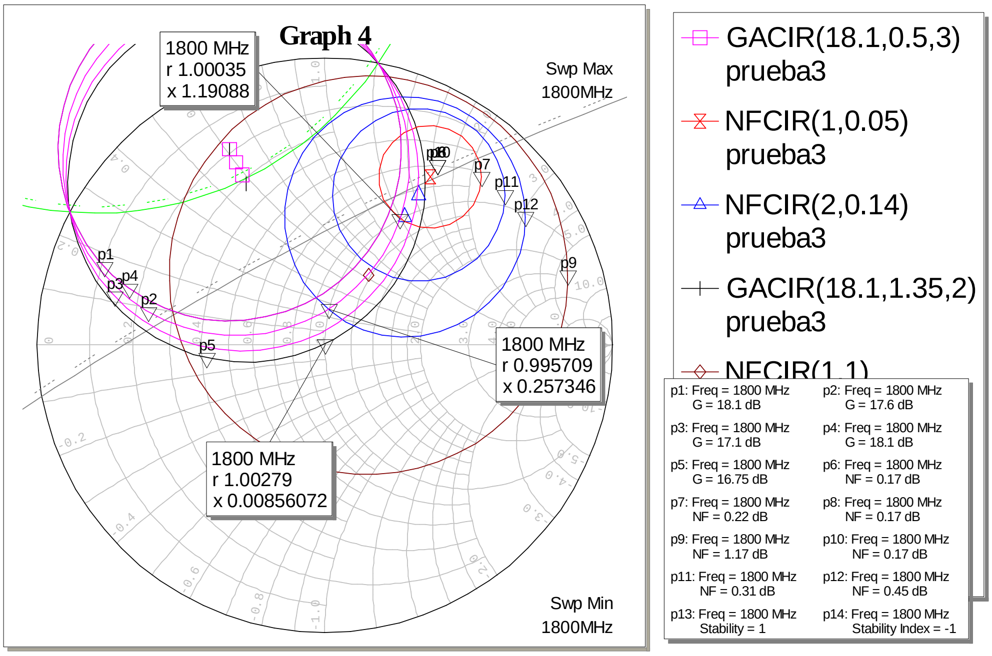
De la teoría de las circunferencias de ganancia se sabe que la circunferencia asociada a una ganancia disponible infinita coincide con la circunferencia de estabilidad en el plano de fuente. Tomando la expresión de la circunferencia de ganancia de potencia para un valor de $g_a \rightarrow \infty$ resulta:

$$Centro = \lim_{g_a \rightarrow \infty} \left[\frac{\left(s_{11}^* - \Delta^* \cdot s_{22}\right) \cdot g_a}{\left(\left|s_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right) \cdot g_a + 1} \right] = \frac{\left(s_{11}^* - \Delta^* \cdot s_{22}\right)}{\left(\left|s_{11}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right)} = \frac{0.78_{116^\circ} - 0.36_{53.4^\circ} \cdot 0.27_{-119^\circ}}{\left|0.78\right|^2 - \left|0.36\right|^2} = 1.83_{116^\circ}$$

De igual forma, el radio se obtiene como

$$Radio = \lim_{g_a \rightarrow \infty} \left[\frac{\left(1 - 2K \cdot g_a \cdot \left|s_{12} \cdot s_{21}\right| + g_a^2 \left|s_{12} \cdot s_{21}\right|^2\right)^{1/2}}{\left|\left(\left|s_{22}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right) \cdot g_a + 1\right|} \right] = \frac{\left|s_{12} \cdot s_{21}\right|}{\left|\left(\left|s_{22}\right|^2 - \left|\Delta\right|^2\right)\right|} = 1.18$$

Lo dibujamos en la carta de Smith adjunta. Como el parámetro $\left|s_{22}\right| < 1$, el centro de la carta de Smith (Γ_S=0) resulta que Γ_{out}=s_{22}. De esta forma el centro de la carta de Smith es estable y la región exterior de la circunferencia de estabilidad SSC es estable.



Para determinar la recta sobre la que está situado el centro de la circunferencia de estabilidad de carga LSC, podemos transformar la anterior circunferencia a la transformada de ganancia disponible conjugada. Como la tabla da la circunferencia de ganancia de potencia transformada habrá que colocar la expresión dual que resulta ser:

$$\Gamma_{out,c}^* = \frac{R_{Sg}^2 \cdot s_{11} \cdot \Delta^* + \left(s_{11} \cdot \Gamma_{Sg} - 1\right) \cdot \left(s_{22}^* - \Delta^* \cdot \Gamma_{Sg}^*\right)}{\left|R_{Sg} \cdot s_{11}\right|^2 - \left|s_{11} \cdot \Gamma_{Sg} - 1\right|^2} =$$

$$\frac{1.18^2 \cdot 0.78_{-116^\circ} \cdot 0.36_{53.4^\circ} + \left(0.78_{-116^\circ} \cdot 1.83_{116^\circ} - 1\right) \cdot \left(0.27_{119^\circ} - 0.36_{54^\circ} \cdot 1.83_{-116^\circ}\right)}{\left|1.18 \cdot 0.78\right|^2 - \left|0.78_{-116^\circ} \cdot 1.83_{116^\circ} - 1\right|^2} = 5.49_{118.7^\circ}$$

Luego la recta sobre la que está situada tiene una inclinación de 118.7º sobre el eje horizontal.

Sólo puede utilizar las siguientes expresiones (sin necesidad de deducción).

CÍRCULOS DE GANANCIA DISPONIBLE		
Parámetro normalizado	CENTRO	RADIO
$g_a = \dfrac{G_a}{\lvert s_{21}\rvert^2}$	$\dfrac{\left(s_{11}^* - \Delta^* \cdot s_{22}\right)\cdot g_a}{\left(\lvert s_{11}\rvert^2 - \lvert\Delta\rvert^2\right)\cdot g_a + 1}$	$\dfrac{\left(1 - 2K\cdot g_a \cdot \lvert s_{12}\cdot s_{21}\rvert + g_a^2 \lvert s_{12}\cdot s_{21}\rvert^2\right)^{1/2}}{\left\lvert\left(\lvert s_{11}\rvert^2 - \lvert\Delta\rvert^2\right)\cdot g_a + 1\right\rvert}$

AMPLIFICADOR UNILATERAL	
$U = \dfrac{\lvert s_{12}\rvert\cdot\lvert s_{21}\rvert\cdot\lvert s_{11}\rvert\cdot\lvert s_{22}\rvert}{\left(1-\lvert s_{11}\rvert^2\right)\cdot\left(1-\lvert s_{22}\rvert^2\right)}$	$\dfrac{1}{(1+U)^2} < \dfrac{G_T}{G_{TU}} < \dfrac{1}{(1-U)^2}$

CÍRCULOS TRANSFORMADO DE GANANCIA DE POTENCIA CONJUGADOS	
Centro	Radio
$\Gamma_{inc}^* = \dfrac{R_{Lg}^2\cdot s_{22}\cdot\Delta^* + \left(s_{22}\cdot\Gamma_{Lg} - 1\right)\cdot\left(s_{11}^* - \Delta^*\cdot\Gamma_{Lg}^*\right)}{\lvert R_{Lg}\cdot s_{22}\rvert^2 - \lvert s_{22}\cdot\Gamma_{Lg} - 1\rvert^2}$	$R_{in} = \dfrac{\lvert s_{12}\cdot s_{21}\rvert\cdot R_{Lg}}{\left\lvert\lvert R_{Lg}\cdot s_{22}\rvert^2 - \lvert s_{22}\cdot\Gamma_{Lg} - 1\rvert^2\right\rvert}$

CÍRCULOS DESADAPTACIÓN ENTRADA		CÍRCULOS DESADAPTACIÓN SALIDA	
Coeficiente de desadaptación: $M_1 = \dfrac{4\cdot R_S\cdot R_{IN}}{\lvert Z_S + Z_{IN}\rvert^2} = \dfrac{\left(1-\lvert\Gamma_{IN}\rvert^2\right)\cdot\left(1-\lvert\Gamma_S\rvert^2\right)}{\lvert 1-\Gamma_{IN}\cdot\Gamma_S\rvert^2} = 1-\rho^2$ con $\rho = \dfrac{ROE-1}{ROE+1}$			
CENTRO	RADIO	CENTRO	RADIO
$\Gamma_{sM} = \dfrac{M_1\cdot\Gamma_{in}^*}{1-\left(1-M_1\right)\cdot\lvert\Gamma_{in}^*\rvert^2}$	$R_{sM} = \dfrac{\sqrt{1-M_1}\cdot\left(1-\lvert\Gamma_{in}^*\rvert^2\right)}{1-\left(1-M_1\right)\cdot\lvert\Gamma_{in}^*\rvert^2}$	$\Gamma_{lM} = \dfrac{M_2\cdot\Gamma_{out}^*}{1-\left(1-M_2\right)\cdot\lvert\Gamma_{0ut}^*\rvert^2}$	$R_{lM} = \dfrac{\sqrt{1-M_2}\cdot\left(1-\lvert\Gamma_{out}^*\rvert^2\right)}{1-\left(1-M_2\right)\cdot\lvert\Gamma_{out}^*\rvert^2}$

b) En este apartado puede suponer que la circunferencia de estabilidad de carga LSC tiene de centro $9.95_{-61.8^o}$ y radio 10.3. Se quiere diseñar un amplificador de bajo ruido de una etapa. Se quiere tener una ganancia disponible de 17.6 dB y que la red de adaptación de entrada esté formada, exclusivamente, por un stub o elemento concentrado en serie. Determine el conjunto de cargas, Z_S y Γ_S, que satisfacen la condición anterior y el valor de las figuras de ruido conseguidas. ¿Existe riesgo de oscilación con alguna de dichas cargas? (8 puntos)

Las curvas determinan las circunferencias de ganancia disponible y de figura de ruido con lo que son puntos en el plano

Como plantean que la red de adaptación en la entrada esté únicamente formada por un elemento serie las posibles cargas tendrán que estar situadas sobre la circunferencia r=1 (de esta forma al sumar dicho elemento serie llegaremos al punto $Z=Z_0$). Viendo la carta de Smith se ve que hay dos posibles soluciones de cargas que, además, coinciden con la intersección de las circunferencias de figura de ruido 0.22 dB y 0.45 dB. Las cargas normalizadas son $z_{S\text{-}0.22dB}$= 1+j1.2 y $z_{S\text{-}0.45dB}$= 1+j0.25. De estos puntos salen los siguientes coeficientes de reflexión (leyendo directamente en la carta de Smith): $\Gamma_{s\text{-}0.22dB}=0.52_{59^o}$ y $\Gamma_{s\text{-}0.45dB}=0.12_{81^o}$

Para ver si existe riesgo de oscilación tendré que prestar atención a la circunferencia de estabilidad de fuente (SSC) hallada en el apartado a. La región estable es la exterior a dicha circunferencia y las cargas propuestas están en dicha región luego no existe riesgo de oscilación.

c) De las anteriores cargas que consiguen una ganancia disponible de 17.6 dB, seleccione aquella que consigue menor figura de ruido. Determine la carga Z_L con la que se consigue la máxima ganancia de transducción posible así como la ganancia de potencia asociada a dicha carga. Comente el resultado de la ganancia de potencia (8 puntos, utilice la parte posterior)

Como dicen que, bajo esa condición, se consiga la máxima ganancia de transducción posible será la que consiga, bien con la de potencia o bien con la disponible. Como conocemos la ganancia disponible, la máxima ganancia de transducción que podamos conseguir será aquella que haga M_2=1 (siempre que caiga en la región estable). De esta forma $\Gamma_L = \Gamma^*_{OUT}$

$$\Gamma^*_{OUT} = s^*_{22} + \frac{s^*_{12} \cdot s^*_{21} \cdot \Gamma^*_{s-0.22dB}}{1 - s^*_{11} \cdot \Gamma_{s-0.22dB}} = 0.47_{164^o}$$

Dibujando la curva de estabilidad que nos dan en el apartado b, vemos que la región interior a esta curva es la región estable luego la carga hallada está en la región estable. Como piden M_2=1 identificamos dicho valor con la carga Γ_{L1}. De esta forma vemos que el coeficiente M_2 vale:

$$M_2 = \frac{\left(1-|\Gamma_{OUT}|^2\right)\cdot\left(1-|\Gamma_{L1}|^2\right)}{\left|1-\Gamma_{OUT}\cdot\Gamma^*_{L1}\right|^2} = 1;$$

$$G_T = M_2 \cdot G_a = M_1 \cdot G_P \Rightarrow 17.6dB$$

Para halla G_P hay que hallar M_1 y para ello hay que hallar el $=s^*_{22}=0.27_{119^o}$. Bajo estas condiciones la ganancia de transducción es 16.7 dB.

Para calcular la ganancia de potencia hacemos uso de la relación: $G_P = G_T / M_1$. Luego hay que calcular M_1 que se corresponde con Γ_{L1}

$$\Gamma^*_{IN1} = s^*_{11} + \frac{s^*_{12} \cdot s^*_{21} \cdot \Gamma^*_{L1}}{1 - s^*_{11} \cdot \Gamma_{L1}} = -0.22 + 0.96j = 0.99_{102.6^o} \Rightarrow \Gamma_{IN1} = 0.99_{-102.6^o}$$

De donde el valor de M_1 sale:

$$M_1 = \frac{\left(1-|0.99|^2\right)\cdot\left(1-|0.52|^2\right)}{\left|1-0.99_{-102.6^o}\cdot 0.52_{59^o}\right|^2} = 0.03$$

$$G_P = 57.5/0.03 = 1918.1 \Rightarrow 32.8dB$$

La ganancia de potencia sale muy elevada porque la desadaptación que hay a la salida es muy grande y nos encontramos muy cerca de la zona de oscilación.

d) Se conectan dos amplificadores idénticos con las condiciones de carga $Z_{S1}= Z_{S,\ apartado\ c}$ y $Z_{L2}= Z_{L,\ apartado\ c}$. y sin ninguna red de adaptación intermedia. Determine la ganancia de transducción total y la figura de ruido total del amplificador de dos etapas (6 puntos)

Sabemos que la ganancia de transducción de un amplificador de dos etapas viene dado por:

$$G_T = G_{T1} \cdot G_{P2} = G_{a1} \cdot M_2 \cdot G_{P2} = G_{a1} \cdot G_{T2}$$

Como se puede ver con la expresión del medio, necesito *G_{a1}* (se dispone de ella) y *G_{p2}* (que también se dispone). Además también hay que hallar siempre M_2. Hay que considerar que en la etapa intermedia, al no haber red de adaptación, directamente se cumple que $\Gamma_{L1} = \Gamma_{in2} = 0.99_{-102.6^o}; \Gamma_{OUT1} = 0.47_{-164^o} = \Gamma_{S2}$

Con estos valores, el coeficiente M_2 resulta:

$$M_2 = \frac{\left(1-\left|\Gamma_{in2}\right|^2\right)\cdot\left(1-\left|\Gamma_{S2}\right|^2\right)}{\left|1-\Gamma_{in2}\cdot\Gamma_{S2}\right|^2} = \frac{\left(1-\left|0.99\right|^2\right)\cdot\left(1-\left|0.47\right|^2\right)}{\left|1-0.99_{-102.6^\circ}\cdot 0.47_{-164^\circ}\right|^2} = 0.014$$

$$G_T = G_{T1}\cdot G_{P2} = G_{a1}\cdot M_2\cdot G_{P2} = 57.5*0.014*1918.1 = 1577.2 \Rightarrow 32dB$$

La figura de ruido será (teniendo en cuenta que la curva que pasa por la segunda impedancia de fuente es de 1.17 dB):

$$f = f_1 + \frac{f_2 - 1}{g_{a1}} = 10^{0.022} + \frac{10^{0.117}-1}{10^{1.76}} = 1.05 \Rightarrow 0.24dB$$

e) Se diseña un segundo amplificador con cargas $Z_S = Z_L = Z_0$. Se aborda el diseño del anterior amplificador como unilateral. Determine la ganancia de transducción unilateral (en dB) y justifique si sería válida la aproximación de diseño unilateral (3 puntos)

Si las cargas son directamente las de referencia, la ganancia de transducción unilateral es directamente el cuadrado del parámetro s_{21}. De esta forma podemos poner:

$$G_T = \left|s_{21}\right|^2 = 43.69 \Rightarrow 16.4dB$$

Las cargas están en la región estable luego desde el punto de vista de estabilidad no hay problema. Calculamos la figura de mérito y resulta ser:

$$U = \frac{\left|s_{12}\right|\cdot\left|s_{21}\right|\cdot\left|s_{11}\right|\cdot\left|s_{22}\right|}{\left(1-\left|s_{11}\right|^2\right)\cdot\left(1-\left|s_{22}\right|^2\right)} = 0.33$$

Que es un valor que hace no válida la aproximación unilateral.

f) Demuestre que el error cometido (en dB) se encuentra comprendido entre las cotas que determina la aproximación de unilateralidad (6 puntos, utilice la parte posterior).

La expresión del error la tenemos en la tabla

$$\frac{1}{\left(1+U\right)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{\left(1-U\right)^2}$$

pero tenemos que hallar la nueva ganancia de transducción. Esta es inmediata sin más que tomar la ganancia disponible de la curva que pasa por el origen que es 16.75 dB y calcular el factor de desadaptación $M_{out.}$ para $\Gamma_{OUT3}=s_{22}$ y $\Gamma_{L3}=0$.

$$M_{out} = \frac{\left(1-\left|\Gamma_{OUT3}\right|^2\right)\cdot\left(1-\left|\Gamma_{L3}\right|^2\right)}{\left|1-\Gamma_{OUT3}\cdot\Gamma_{L3}^*\right|^2} = \frac{\left(1-\left|0.27\right|^2\right)\cdot\left(1-\left|0\right|^2\right)}{\left|1-\Gamma_{OUT3}\cdot 0\right|^2} = 0.927;$$

$$G_T = M_{out}\cdot G_a = 0.927\cdot 47.3 \Rightarrow 16.42dB$$

Tomamos la relación en dB y resulta

$$\frac{1}{\left(1+U\right)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{\left(1-U\right)^2}$$

$$-2.4dB < 0.02dB < 3.47dB$$

g) Diseñe la red de polarización de salida con un substrato microstrip de permitividad 4, espesor de substrato 0.5mm y espesor de metal 18 micras. (4 puntos) ¿es capaz dicha red de eliminar el segundo armónico? ¿por qué? (1 punto)

La red de polarización será un tramo de línea de longitud λ/4 y alta impedancia (unos 90 ohm) a la frecuencia de funcionamiento acabada por un condensador que se encarga de poner el 0 en RF y una resistencia que actúa como divisor de tensión. Como el condensador debe tener un valor cercano al corto en RF, consideramos un valor de su impedancia de -5j y resulta que C es 17 pF.

Hallamos la longitud física y anchura de la línea. Suponemos que W/d será menor que 2:

$$\frac{W}{d}=\begin{cases}\dfrac{8e^{A}}{e^{2A}-2} & for\;\; W/d<2\\ \dfrac{2}{\pi}\left[B-1-\ln(2B-1)+\dfrac{\varepsilon_r-1}{2\varepsilon_r}\cdot\left\{\ln(B-1)+0.39-\dfrac{0.61}{\varepsilon_r}\right\}\right] & for\;\; W/d>2\end{cases}$$

$$A=\frac{Z_0}{60}\sqrt{\frac{\varepsilon_r+1}{2}}+\frac{\varepsilon_r-1}{\varepsilon_r+1}\cdot\left(0.23+\frac{0.11}{\varepsilon_r}\right)=\frac{90}{60}\sqrt{\frac{4+1}{2}}+\frac{4-1}{4+1}\cdot\left(0.23+\frac{0.11}{4}\right)=2.53$$

$$\frac{W}{d}=0.65$$

de aquí concluimos que la anchura de la línea será 0.325 mm

Respecto a la longitud hay que calcular la permitividad efectiva

$$\varepsilon_e=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\frac{1}{\sqrt{1+12\,d/W}}=2.5+1.5\frac{1}{\sqrt{1+\dfrac{12}{0.64}}}=2.83$$

De donde la longitud sale 2.48 cm.

Respecto al segundo armónico, la línea λ/4 se comporta como λ/2 a 3.6 GHz luego el corto que hay en un extremo se mueve a la salida del transistor y refleja completamente el segundo armónico por lo que queda rechazado.

$$\varepsilon_e=\frac{\varepsilon_r+1}{2}+\frac{\varepsilon_r-1}{2}\frac{1}{\sqrt{1+12\,d/W}};$$

$$Z_0=\begin{cases}\dfrac{60}{\sqrt{\varepsilon_e}}\ln\left(\dfrac{8d}{W}+\dfrac{W}{4d}\right) & for\quad W/d\le 1\\ \dfrac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_e}\left[W/d+1.393+0.667\ln(W/d+1.444)\right]} & for\quad W/d\ge 1\end{cases}$$

EXAMEN DE SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

MASTER INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

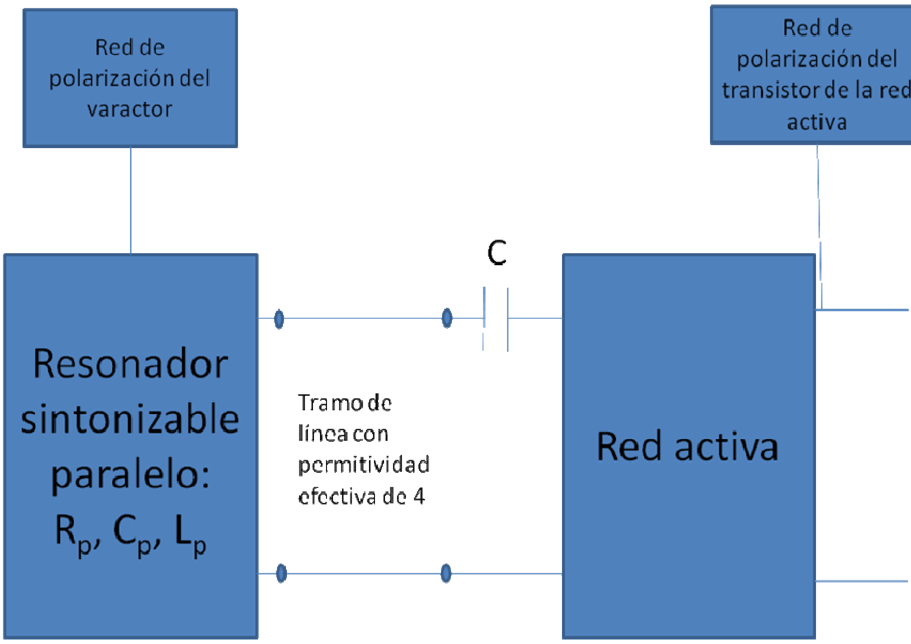
11 de febrero de 2011

Problema (hay que entregar la hoja de este enunciado)

Alumno:

PROBLEMA de osciladores (tiempo 30 minutos, puntuación 16)

Se quiere realizar un oscilador sintonizable basado en un transistor de microondas cargado por un resonador variable. Dicho resonador se ha realizado con un diodo varactor en paralelo con una inductancia. El diagrama de bloques del circuito se muestra en la siguiente figura:



Del anterior circuito se sabe que:

- El varactor (C_p) se puede modelar mediante una capacidad dada por $C_p(V_j) = \frac{C_{p0}}{\left(1 - V_j/V_{bi}\right)^{\zeta}}$ donde V_j varía entre 0 y -20 V y $\zeta = 0{,}5$, C_{p0}=1 pF y V_{bi}=1 V.
- El valor de la inductancia L_p es de 1 nH mientras que R_p es una resistencia de valor 20 Ω.
- La línea de transmisión presenta una permitividad efectiva de 4 en todo el margen de funcionamiento del oscilador, presenta una impedancia característica de 50 Ω y tiene una longitud de 1 cm.
- El cuadripolo que constituye la red activa presenta:
  - a la frecuencia más baja de funcionamiento un parámetro s_{11}= 1.25_{135° mientras que la correspondiente circunferencia de estabilidad (SSC) tendría un centro 6.5_{60° y un radio de 5.8
  - a la frecuencia de funcionamiento más alta el parámetro s_{11}= 2.25_{85° mientras que la correspondiente circunferencia de estabilidad (SSC) tendría un centro 5.5_{90° y un radio de 4.6.

Con los datos anteriores se pide:

a) ¿Cuál es el margen de oscilación del circuito oscilador propuesto? (5 puntos)

El oscilador se compone de un circuito activo que genera la energía de RF y un circuito pasivo/resonador que fija la frecuencia de oscilación. En este caso, el resonador es un resonador variable que está formado por un varactor, una inductancia y una resistencia. La frecuencia de resonancia y los márgenes de oscilación vendrán dados por:

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_1}}; C_p(0) = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{0}{1}}} = 1pF \Rightarrow f_{o1} = 5.03GHz$$

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{L \cdot C_2}}; C_p(-20) = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{20}{1}}} = 0.22\,pF \Rightarrow f_{o1} = 10.7GHz$$

b) Demuestre que el circuito propuesto puede funcionar como oscilador en las dos frecuencias límites obtenidas en el apartado anterior. (3 puntos)

Hay que calcular las impedancias y desplazarlas el tramo de línea de 1 cm hasta ponerlo a la puerta del oscilador. Calculamos las longitudes de onda a ambas frecuencias:

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{5.03 \cdot 10^9 \cdot 2} = 3cm; \Rightarrow l_1 = 0.33\lambda_1$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{10.7 \cdot 10^9 \cdot 2} = 1.4cm \Rightarrow l_1 = 0.71\lambda_1$$

A la frecuencia de oscilación las admitancias a las dos frecuencias son reales y con un valor 0.05 que normalizado es 2.5. Este valor hay que rotarlo los valores que se indican anteriormente y pasarlo a impedancias ya que las circunferencias de estabilidad se definen con impedancias y ver si están en la región inestable del transistor.

Hecho esto, las cargas están claramente en la región de inestabilidad luego el transistor está en la región inestable.

c) Explique cuál de las dos frecuencias de oscilación anteriores presenta una oscilación más estable. (4 puntos)

Las dos oscilaciones son altamente inestables con un ruido de fase muy grande. Dentro de las dos oscilaciones es más estable la de la frecuencia inferior que tiene un factor de calidad mayor.

d) ¿Para qué sirve el condensador C y cuál sería un valor apropiado del mismo? (4 puntos)

El último condensador tiene por función aislar la red de polarización del varactor de la red de polarización del transistor. Con el fin de que no afecte a la red de radiofrecuencia tiene que tener un valor muy bajo (-1j). Este valor tiene que verificarse a la frecuencia mayor y resulta que C tiene que ser 14.8 pF.

EXAMEN DE SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

MASTER INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

11 de febrero de 2011

Problema (hay que entregar la hoja de este enunciado)

Alumno:

EJERCICIO DE ANTENAS (tiempo 1 hora y 30 minutos, puntuación 45)

CUESTIÓN 1: (4 puntos)

Diga cómo orientaría un dipolo resonante receptor (con respecto a x, y, z) para recibir la máxima potencia de una onda incidente cuyo campo eléctrico, en amplitud compleja, vale: $\vec{E}(z) = (\hat{x}+3\hat{y}) \cdot \exp(-j10\pi z)$ con z en metros? ¿Qué dimensiones tendría el dipolo anterior?

CUESTIÓN 2: (4 puntos)

Un radioenlace en banda X a 10 GHz utiliza dos antenas de 30 dB de ganancia. La potencia transmitida es 1 w y la sensibilidad del receptor es -50 dBm. Determine razonadamente el alcance máximo

La longitud de onda λ=c/f=3cm. Se aplicará la fórmula de Friis y, dado que no dicen nada, se considerará que no hay pérdidas de polarización ni por desadaptación. Así se puede poner:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX}(dB) + 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) + G_{RX}(dB)$$

$$-50dBm = 30dBm + 60 + 20\log\left(\frac{0.03}{4\pi R}\right)$$

$$-140 = 20\log\left(\frac{0.03}{4\pi R}\right) \Rightarrow 10^{-7} = \frac{0.03}{4\pi R} \Rightarrow R = 23.9Km$$

CUESTIÓN 3 (9 puntos)

Sea un radar de tráfico para detectar el exceso de velocidad situado sobre un puente de altura 7 metros trabajando a la frecuencia de 30 GHz. La antena que compone dicho radar es una bocina cónica corrugada cuyo radio de la apertura (a) es 2.5 cm, con un error de fase de s=0.8 y que radia una potencia de 10 mW. El radar está dispuesto para detectar la velocidad de los vehículos a una distancia de 100 metros de la base del puente. Estime la directividad de la antena del radar.

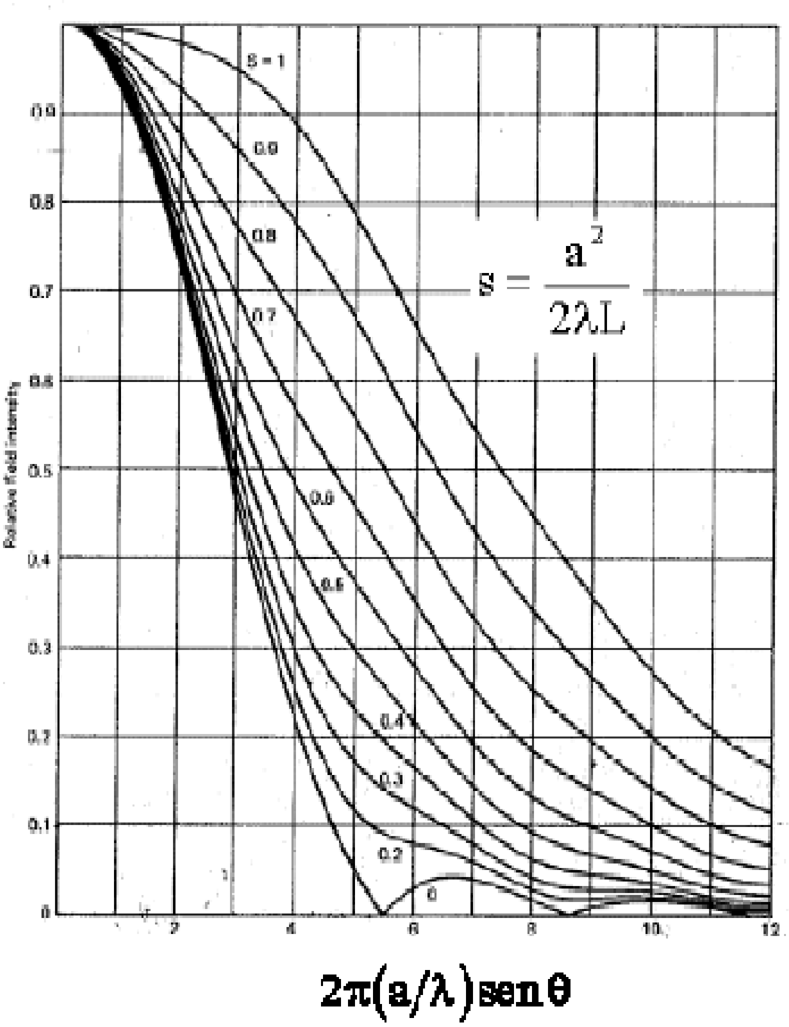


Diagrama universal de la bocina cónica corrugada

Para el cálculo del ancho de haz a –3 dB, utilizamos el diagrama universal de la bocina cónica corrugada, para la curva de s=0.8, y vamos al punto de ordenada $10^{-3/20}=0.7$, y obtenemos: $2\pi(a/\lambda)\mathrm{sen}\,\theta_{-3dB}=3.7$ en abcisas. De aquí despejamos el valor de $\theta_{-3dB}=0.235$ rad, donde a=2.5 cm (radio de la bocina) y λ=1 cm (longitud de onda c/f). Si pasamos el valor anterior a grados, se obtienen 13.5º. El ancho de haz a –3 dB es 2 veces este ángulo (la bocina tiene el máximo de radiación en θ=0º), obteniendo BW_{-3dB}=27º.

A partir de este valor, y para calcular la directividad, hacemos uso de la expresión aproximada:

$$D_o = \frac{4\pi}{BW_E \cdot BW_H} = \frac{4\pi}{\left(27 \cdot \pi/180\right)^2}$$

Do = 56.6 =17.5 dBi

donde $BW_E = BW_H$, debido a la simetría de revolución del diagrama de radiación de las bocinas cónicas corrugadas, y los 27º se han transformado a radianes.

EXAMEN DE SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

MASTER INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

5 de septiembre de 2011

Problema de antenas (hay que entregar la hoja de este enunciado)

Alumno:

EJERCICIO DE ANTENAS (tiempo 1 hora y 30 minutos, puntuación 45)

Se quiere diseñar un array de exploración electrónica ("phased-array") para realizar el seguimiento de los aviones que participan en la vigilancia de una zona boscosa llana. El array se encuentra en una torre a 100 m sobre el nivel del suelo y tiene que dar una cobertura idéntica en el plano horizontal y con un ángulo de exploración de hasta 7.5º en el plano vertical. La frecuencia de funcionamiento es 3 GHz. También se sabe que la antena en la aeronave consiste en un par de dipolos cruzados de longitud $\lambda/2$ cada uno y alimentados ortogonalmente.

1. De acuerdo con los datos presentados hasta ahora, proponga de manera justificada un elemento radiante para el array indicando la polarización del array y su dirección de máxima radiación. (5 puntos)

   El array es un array vertical con posibilidad de exploración vertical y cobertura omniazimutal en horizontal. De esta forma el elemento radiante tiene que poseer un diagrama de radiación omnidireccional en el plano horizontal. Un dipolo tiene diagrama omnidireccional en el plano horizontal por lo que es una opción válida.
   Respecto a la polarización, el elemento radiante es un dipolo luego la distribución de corriente es lineal y la polarización también. La dirección de máxima radiación será la broadside.

2. La alimentación del array es de forma triangular sobre un pedestal uniforme y, para este apartado y para el siguiente, se considera que el array apunta a la dirección θ=90º. El valor de la amplitud del pedestal es de 1 y el valor de la amplitud de la función triangular en el elemento extremo del array también es de 1. Si la corriente en el extremo es 8 dB menor que la corriente en el elemento central y los elementos del array están separados 0.7λ, determine el número de elementos del array (suponga que es impar), la forma de disposición de los elementos en el array, la amplitud de corrientes en cada elemento del array, el polinomio de la agrupación y el factor de array. (15 puntos)

   Una alimentación triangular sobre pedestal indica que estamos superponiendo dos alimentaciones diferentes: el pedestal que es una uniforme de valor 1 y la triangular. De esta forma, la alimentación asociada al pedestal será 1 mientras que la alimentación triangular será:

$$a_{n,triang}=\begin{cases} n+1, si\ n<\dfrac{N}{2} \\ N-n, si\ n>\dfrac{N}{2} \end{cases};a_{n,unifor}=1$$ **. Así, si el número es impar la excitación del elemento central será: $1+\frac{N+1}{2}$ mientras que en los elementos extremos será 2. De esta forma, al ser la relación entre ambas excitaciones de 8 dB se puede poner que:**

$20\log\frac{1+\frac{N+1}{2}}{2}=8\Rightarrow N=7$ **elementos.**

Los elementos tienen que ser colineales con el array para conseguir la cobertura omnidireccional en el plano horizontal.

De esta forma la excitación de cada elemento del array será: 2: 3: 4: 5: 4: 3: 2.

El polinomio de la agrupación será la suma de un polinomio uniforme más un polinomio asociado a una función triangular que resulta en:

$P(z)=2+3z+4z^2+5z^3+4z^4+3z^5+2z^6$

Por último, el factor de array asociado al plano vertical será:

$$FA(\Psi)=\frac{\sin 7\frac{\Psi}{2}}{\sin\frac{\Psi}{2}}+\left(\frac{\sin 4\frac{\Psi}{2}}{\sin\frac{\Psi}{2}}\right)^2 \Rightarrow FA(\theta)=\frac{\sin(7\cdot 0.7\pi\cdot\cos\theta)}{\sin(0.7\pi\cdot\cos\theta)}+\left(\frac{\sin(4\cdot 0.7\pi\cdot\cos\theta)}{\sin(0.7\pi\cdot\cos\theta)}\right)^2$$

3. Determine la directividad del array cuando está apuntando en la dirección θ=90º (6 puntos)

En este caso se trata de una agrupación transversal donde el desfasaje progresivo entre los elementos es α=0. Se puede utilizar la aproximación lineal para calcular la directividad

$$D=2\cdot\frac{d}{\lambda}\cdot\frac{\left(\sum_{n=0}^{6}a_n\right)^2}{\sum_{n=0}^{6}a_n^2}=1.4\cdot\frac{(2+3+4+5+4+3+2)^2}{(4+9+16+25+16+9+4)}=8.92\Rightarrow 9.50dBi$$

A esto hay que añadir la directividad asociada al dipolo λ/2 que es 2.15 dBi resultando que la directividad total es de 11.65 dBi.

4. Para el caso en que el array apunte a 7.5º sobre el horizonte, determine la excitación de **cada uno** de los elementos del array. (6 puntos)

Al ser el array vertical, en este caso, la variable Ψ viene dada por:

$\Psi=k\cdot d\cdot\cos\theta+\alpha=1.4\pi\cdot\cos\theta+\alpha=0$

$\theta=82.5^{\circ}\Rightarrow\alpha=-1.4\pi\cdot\cos 82.5=-0.57rad=-32.9^{\circ}$

Como esta es el desfase progresivo, la excitación de cada elemento vale:

2_0: $3_{-32.9^{\circ}}$: $4_{-65.8^{\circ}}$: $5_{-98.7^{\circ}}$: $4_{-131.6^{\circ}}$: $3_{-164.5^{\circ}}$: $2_{-197.4^{\circ}}$.

5. Explique de forma cualitativa a partir de su expresión analítica si la directividad será mayor o menor que en el caso de apuntar a la dirección θ=90º (4 puntos)

En este caso hay que tomar la expresión total de la directividad.

$$D = \frac{\left(\sum_{n=0}^{6} a_n\right)^2}{2\sum_{n=0}^{6} a_n^2 + \sum_{n=0}^{5}\sum_{q=n+1}^{6} 4\cdot a_n \cdot a_q \frac{\sin\left[1.4\pi\cdot(n-q)\right]}{\left[1.4\pi\cdot(n-q)\right]}\cdot\cos\left[\alpha\cdot(n-q)\right]}$$

De dicha expresión podemos ver que el factor (n-q) siempre es negativo, como α es negativo, el coseno será positivo e implicará una contribución positiva en el denominador. Como el factor 1.4π(n-q) será siempre negativo, dependiendo del valor del sin (1.4π(n-q)) tendremos contribuciones positivas en el denominador que harán que el valor de la directividad sea menor.

6. Suponga que: el array tiene una directividad de 11.65 dBi, que la eficiencia de la antena transmisora y de la antena receptora es del 90%, que la potencia del transmisor es 1 w, que la adaptación entre la antena correspondiente y el circuito es perfecta y que la sensibilidad del receptor es -80 dBm. Razone y determine cuál es el diámetro de la zona boscosa que se quiere vigilar. (9 puntos)

La sensibilidad nos determinará el máximo alcance que tiene el transmisor y que se produce cuando el avión se encuentra en el límite de la zona boscosa a vigilar a una altura limitada por el máximo ángulo de exploración que es 7.5º.
Teniendo en cuenta que la polarización de la antena receptora es circular, que la directividad de la misma es la de un dipolo (2.15 dBi) y que la eficiencia es del 90%, si aplicamos la fórmula de Friis resulta:

$$P_{RX} = P_{TX} + G_{TX} + 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) + G_{RX} + 20\log\left|\hat{e}_{TX}\cdot\hat{e}_{RX}\right| \Rightarrow \begin{cases} P_{RX} = -80dBm \\ P_{TX} = 30dBm \\ G_{TX} = 11.65 - 10\log 0.9 = 11.19dB \\ G_{RX} = 2.15 - 10\log 0.9 = 1.69dB \\ 20\log\left|\hat{e}_{TX}\cdot\hat{e}_{RX}\right| = -3dB \end{cases}$$

$$20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right) = -80 - 30 - 11.19 - 1.69 + 3 = -119.88dB$$

$$R = \frac{0.1}{4\pi\cdot 10^{-119.88/20}} = 7848.5m$$

Esta distancia es la máxima luego para determinar el margen de la zona boscosa habrá que multiplicar por el coseno de 7.5 resultando7781 m de donde el diámetro de la zona boscosa será 15.6 km.