

# EXAMEN SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS

## DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES

10 de febrero de 2011

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

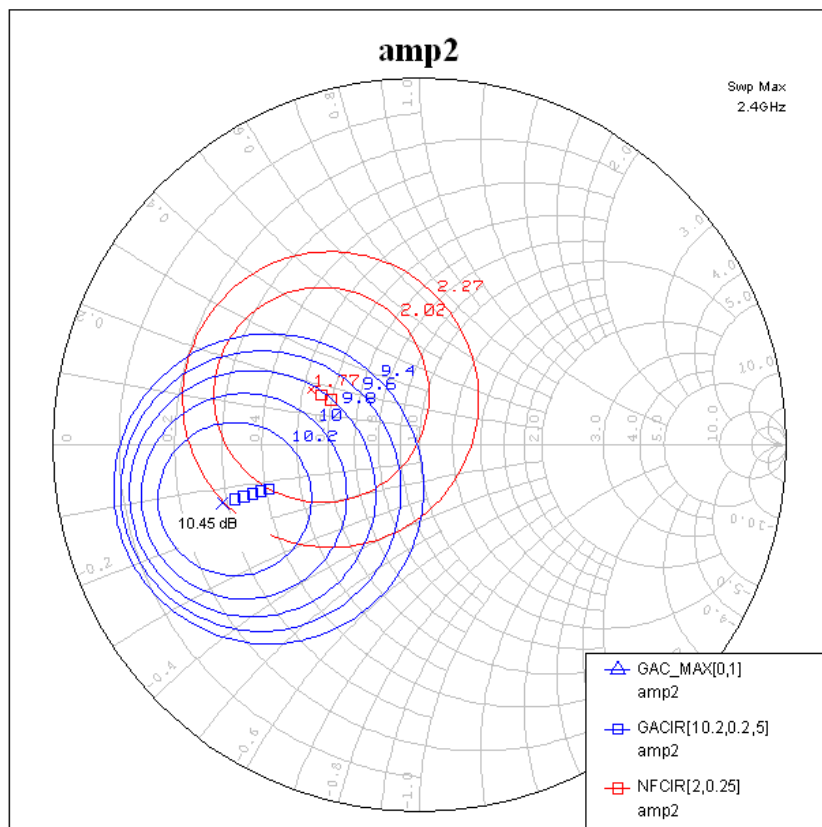
Alumno:

**PROBLEMA** de amplificadores de microondas (tiempo 90 minutos, puntuación 40 puntos)

Se pretende realizar un amplificador para la primera etapa de un receptor para un sistema WLAN a la frecuencia de 2.4 GHz. Para la construcción de dicho amplificador en recepción se utiliza un transistor no catalogado que se ha de caracterizar. La caracterización del mismo ha proporcionado los siguientes datos.

$F_{opt}$	$\Gamma_{opt}$	$Z_{opt}(\Omega)$	$S_{11}$	$S_{22}$	$Z_{11}(\Omega)$	$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$
1.77 dB	$0.33_{153^\circ}$	$26+j9$	$0.14_{-169^\circ}$	$0.56_{.43^\circ}$	$37.5-2.5j$	$0.03-0.28j$

También se han obtenido las siguientes curvas del transistor (de las que se proporciona un detalle ampliado para que pueda tomar los datos que necesita): curvas de ruido (Nfcir) y de ganancia disponible (Gacir y gacirmax) a la frecuencia de 2.4 GHz y para la polarización dada.



Se pide:

- Analice la estabilidad del transistor a la frecuencia de 2.4 GHz y justifique cuál es la región de estabilidad del mismo (fácil, 10 minutos, 3 puntos)

La figura muestra las circunferencias de ganancia disponible del transistor del transistor. Todas las curvas son interiores a la carta de Smith luego el transistor será incondicionalmente estable si el parámetro  $|s_{22}|$  es menor que 1. Viendo la tabla vemos que así ocurre luego el amplificador es incondicionalmente estable y todas las cargas  $\Gamma_S$  y  $\Gamma_L$  harán estable al transistor.

- b) Con ayuda de la figura y con los datos de la tabla determine cuánto vale la máxima ganancia de potencia ( $G_p$ ) que puede conseguirse y para qué carga se consigue. (dificultad media, 10 minutos, 5 puntos)

Al ser el transistor incondicionalmente estable se puede alcanzar la MAG que será igual a la máxima  $G_p$  y a la máxima  $G_a$ . Esto se verificará cuando exista una condición de adaptación conjugada simultánea a la entrada y a la salida. Esa condición se verifica cuando, en la carta de Smith adjunta, se carga con la carga de máxima ganancia disponible. Así

$$\text{datos: } \begin{cases} \Delta = 0.03 - 0.28j \\ s_{11} = -0.14 - 0.03j \\ s_{22} = 0.41 - 0.38j \end{cases}$$

$$\begin{cases} \text{MAG} = G_{a,\max} = G_{p,\max} = 10.45\text{dB} \\ z_S = 0.28 - 0.15j \Rightarrow \Gamma_S = 0.56_{-162^\circ} = \Gamma_{in}^* \Rightarrow \Gamma_{in} = 0.56_{162^\circ} = -0.53 + 0.17j \\ \Gamma_L = \frac{s_{11} - \Gamma_{in}}{\Delta - s_{22} \cdot \Gamma_{in}} = 0.76_{45^\circ} \Rightarrow z_L = 0.8 + 2.1j \end{cases}$$

- c) Determine los módulos de los parámetros  $s_{12}$  y  $s_{21}$  (dificultad media, 10 minutos, 5 puntos)

En primer lugar, del parámetro  $\Delta$  se puede extraer el producto de los parámetros pedidos

$$\Delta = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21} = 0.28_{-83^\circ} = 0.03 - 0.28j$$

$$s_{12} \cdot s_{21} = 0.08_{-212^\circ} - 0.03 + 0.28j = -0.10 + 0.32j = 0.33_{107^\circ}$$

$$\text{MAG} = 11.09 = \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| \cdot \left( K - \sqrt{K^2 - 1} \right)$$

$$K = \frac{1 - 0.14^2 - 0.56^2 + 0.28^2}{2 \cdot 0.33} = 1.13$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \left| \frac{s_{21}}{s_{12}} \right| = \frac{11.09}{0.61} = 18.18 \\ |s_{21} \cdot s_{12}| = 0.33 \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} |s_{21}| = 2.45 \\ |s_{12}| = 0.13 \end{cases}$$

- d) Puede ser este transistor que hemos caracterizado una buena elección para el amplificador del receptor que deseamos construir. ¿Por qué? (fácil, 5 minutos, 3 puntos)

Si se ven los parámetros de ruido del transistor se ve que son muy elevados, probablemente de un transistor bipolar. Como el criterio fundamental en el diseño de la etapa de recepción es que el ruido sea bajo, resultará que la elección es mala.

- e) Se decide diseñar el amplificador con una impedancia de generador,  $Z_g$ , igual a la característica  $Z_0$  y una impedancia de carga  $Z_L$  igual a la obtenida en el apartado b (si no la halló puede utilizar el valor normalizado de  $0.8+2.1j$ ). Se pide: la figura de ruido (F), la ganancia de potencia ( $G_p$ ), la ganancia de transducción (G), la ganancia disponible ( $G_d$ ), la relación de onda estacionaria a la entrada y a la salida ( $ROE_{ent}$  y  $ROE_{sal}$ ) (dificultad media-baja, 8 puntos, 20 minutos)

**Con las condiciones de carga y las curvas de ganancia disponible se puede obtener directamente los valores de ganancia disponible y de ruido. Así**

$$datos : \begin{cases} \Delta = 0.03 - 0.28j \\ s_{11} = -0.14 - 0.03j \\ s_{22} = 0.41 - 0.38j \end{cases} ; \begin{cases} z_S = 1 \\ z_L = 0.8 + 2.1j \end{cases}$$

$$\begin{cases} G_{a,z_S=1} = 9.4dB \\ F = 2.02dB \end{cases}$$

$$\begin{cases} \Gamma_{in} = \frac{s_{11} - \Delta \cdot \Gamma_L}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_L} \Big|_{\Gamma_L=0.76_{45^\circ}} = 0.56_{162^\circ} \\ \Gamma_{out} = \frac{s_{22} - \Delta \cdot \Gamma_S}{1 - s_{11} \cdot \Gamma_S} \Big|_{\Gamma_S=0} = s_{22} = 0.56_{-43^\circ} \end{cases}$$

**Con estos datos podemos sacar los coeficientes de desadaptación a la entrada y a la salida:**

$$M_1 = \frac{(1 - |\Gamma_{IN}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S|^2} = \frac{(1 - |0.56_{162^\circ}|^2) \cdot (1 - |0|^2)}{|1 - 0|^2} = 0.68 \Rightarrow$$

$$M_2 = \frac{(1 - |\Gamma_{OUT}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_{OUT} \cdot \Gamma_L|^2} = \frac{(1 - |0.56_{-43^\circ}|^2) \cdot (1 - |0.76_{45^\circ}|^2)}{|1 - 0.43_{2^\circ}|^2} = 0.88$$

$$ROE_{ent} = 3.65;$$

$$ROE_{sal} = 2.08$$

$$G_T = M_2 \cdot G_d = 8.70 \cdot 0.88 = 7.656 \Rightarrow G_T = 8.84dB$$

$$G_T = M_1 \cdot G_p \Rightarrow G_p = \frac{7.656}{0.68} = 11.25 \Rightarrow G_p = 10.45dB$$

**Se puede ver que el valor de  $G_p$  era el que se había predicho inicialmente.**

- f) Con el fin de reducir algún posible armónico que pudiera generarse por la presencia de una señal en la zona de saturación se ha decidido modificar la red de salida de forma que pueda eliminarse el segundo armónico que pudiera existir. Haga la modificación que estime oportuna (justificándola) en la red de salida (añada o quite elementos de la red de adaptación) para conseguir la eliminación de ese segundo armónico (dificultad media, 10 minutos, 4 puntos)

**La forma de evitar cualquier posible armónico que pudiera aparecer sería mediante la consecución de una red que te reflejara cualquier posible armónico que apareciera a la salida. La forma más inmediata es mediante un cortocircuito a la frecuencia  $2f$  que no afectara para nada a la frecuencia  $f$ . Si coloco un stub en paralelo de longitud  $\lambda/4$  a  $f$  y que esté acabado en cortocircuito resulta que a la frecuencia fundamental ese cortocircuito se convierte en circuito abierto. Sin embargo, a la frecuencia  $2f$ , la inserción del stub supone un cortocircuito a dicha frecuencia.**

- g) Se decide diseñar un amplificador de dos etapas sin red de adaptación intermedia y con las condiciones de carga siguientes:  $Z_{g1}$ , igual a la característica  $Z_0$  y una impedancia de carga  $Z_{L2}$  igual a la obtenida en el apartado b (si no la halló puede utilizar el valor normalizado de  $0.8+2.1j$ ). Sabiendo que el punto de compresión de 1 dB del transistor es 11dBm, justifique cuál debe ser la potencia de salida cuando la de entrada es -15, -5 y 5 dBm respectivamente. (dificultad media-alta, 20 minutos, 12 puntos)

**Es un amplificador de dos etapas sin red de adaptación intermedia luego en la etapa intermedia ocurre lo siguiente:**

$$\text{datos: } \begin{cases} \Gamma_{S1} = 0 \\ \Gamma_{L2} = 0.76_{45^\circ} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \Gamma_{out1} = \Gamma_{S2} = s_{22} = 0.56_{-43^\circ} \\ \Gamma_{in2} = \frac{s_{11} - \Delta \cdot \Gamma_{L2}}{1 - s_{22} \cdot \Gamma_{L2}} \Big|_{\Gamma_{L2}=0.76_{45^\circ}} = 0.56_{162^\circ} \end{cases}$$

**Con estos datos podemos sacar el coeficiente de desadaptación en la etapa intermedia**

$$M_2 = \frac{(1 - |\Gamma_{IN2}|^2) \cdot (1 - |\Gamma_{S2}|^2)}{|1 - \Gamma_{IN2} \cdot \Gamma_{S2}|^2} = \frac{(1 - |0.56_{162^\circ}|^2) \cdot (1 - |0.56_{-43^\circ}|^2)}{|1 - 0.56_{162^\circ} \cdot 0.56_{-43^\circ}|^2} = \frac{0.69^2}{|1 - (0.56^2)_{119^\circ}|^2} = 0.34$$

$$10 \log M_2 = -4.7 \text{ dB}$$

$$G_T = G_{a1} - 4.7 + G_{p2} = 9.4 - 4.7 + 10.45 = 15.15 \text{ dB}$$

**El punto de compresión de 1 dB se define como el valor de la potencia de salida que se encuentra 1 dB por debajo del valor ideal lineal de dicha potencia de salida. A partir de dicha potencia, la potencia de salida se satura y no aumenta respecto a dicho valor.**

**Por ello, la potencia de salida para cada una de las tres situaciones es:**

$$P_{in1} = -15 \text{ dBm} \Rightarrow P_{out1} = -15 \text{ dBm} + 15.15 \text{ dB} = 0.15 \text{ dBm}$$

$$P_{in2} = -5 \text{ dBm} \Rightarrow P_{out2} = -5 \text{ dBm} + 15.15 \text{ dB} = 10.15 \text{ dBm}$$

$$P_{in3} = 5 \text{ dBm} \Rightarrow 5 \text{ dBm} + 15.15 \text{ dB} = 20.15 \text{ dBm} > 11 \text{ dBm} \Rightarrow P_{out3} = 11 \text{ dBm}$$

FACTOR DE ROLLET			
$K = \frac{1 -  s_{11} ^2 -  s_{22} ^2 +  \Delta ^2}{2 s_{12} \cdot s_{21} }$		$\Delta = s_{11} \cdot s_{22} - s_{12} \cdot s_{21}$	
CÍRCULOS DESADAPTACIÓN ENTRADA		CÍRCULOS DESADAPTACIÓN SALIDA	
Coeficiente de desadaptación: $M_1 = \frac{4 \cdot R_S \cdot R_{IN}}{ Z_S + Z_{IN} ^2} = \frac{(1 -  \Gamma_{IN} ^2) \cdot (1 -  \Gamma_S ^2)}{ 1 - \Gamma_{IN} \cdot \Gamma_S ^2} = 1 - \rho^2$ con $\rho = \frac{ROE - 1}{ROE + 1}$			
CENTRO	RADIO	CENTRO	RADIO
$\Gamma_{SM} = \frac{M_1 \cdot \Gamma_{in}^*}{1 - (1 - M_1) \cdot  \Gamma_{in}^* ^2}$	$R_{SM} = \frac{\sqrt{1 - M_1} \cdot (1 -  \Gamma_{in}^* ^2)}{1 - (1 - M_1) \cdot  \Gamma_{in}^* ^2}$	$\Gamma_{IM} = \frac{M_2 \cdot \Gamma_{out}^*}{1 - (1 - M_2) \cdot  \Gamma_{out}^* ^2}$	$R_{IM} = \frac{\sqrt{1 - M_2} \cdot (1 -  \Gamma_{out}^* ^2)}{1 - (1 - M_2) \cdot  \Gamma_{out}^* ^2}$

**EXAMEN SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS**  
**DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES**

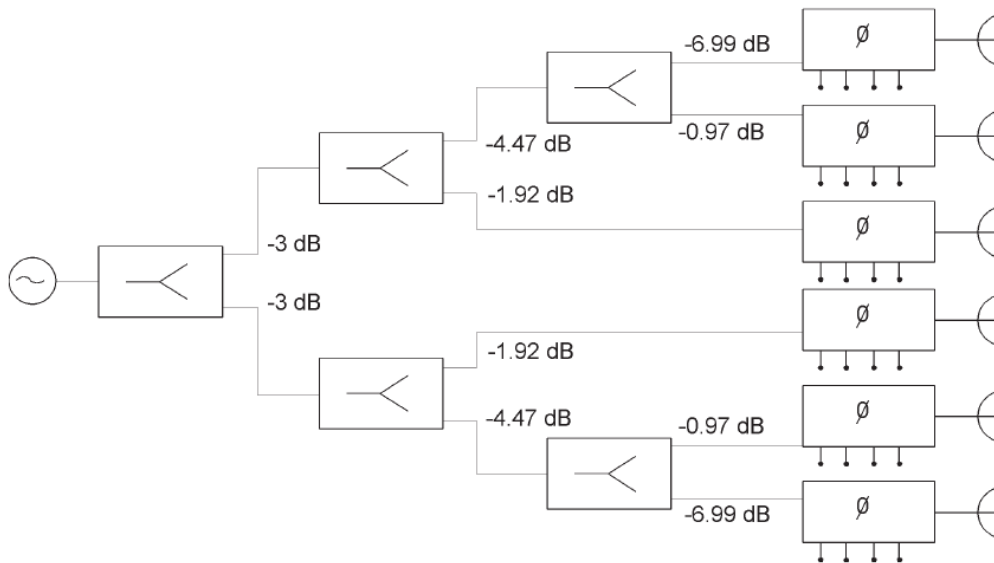
10 de febrero de 2011

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

**Alumno:**

**PROBLEMA de antenas** (tiempo 60 minutos, puntuación 36 puntos)

La figura muestra una agrupación de barrido electrónico. Dichas agrupaciones pueden sintetizar diagramas de radiación con el máximo orientado en direcciones arbitrarias.



Se dispone de un sistema de 6 antenas, espaciadas  $0.72\lambda$ , alimentadas a través de una red repartidora de potencia constituida por divisores de potencia tipo “Wilkinson” simétricos y asimétricos (para aquellos que no hayan visto la asignatura de Microondas, puede considerar que el divisor Wilkinson es un divisor de potencia con la relación de división –de entrada a salida- que indica el gráfico cuyas salidas están aisladas y sus puertas adaptadas) conectados en cascada, junto con desfasadores controlados digitalmente mediante 4 bits. Los números que se indican son dB relativos a la entrada de cada divisor de potencia. Las fases que se pueden conseguir con los desfasadores son  $0^\circ, 22.5^\circ, 45^\circ, \dots, 360^\circ$ . Todos los caminos eléctricos son iguales.

- a) Si todas las fases son iguales a  $0$ , determine la ley de iluminación del array, el polinomio de la agrupación, los ceros de radiación, el nivel de lóbulo principal a secundario y la directividad del array. Comente el valor del SLL. Dibuje el diagrama de radiación. (25 puntos)

**Con la relación que hay de división resulta que los valores de potencia a la salida de los divisores es decir, a la entrada de los desfasadores y de cada una de las antenas, viene dada por:  $0.036 P_{in}, 0.144 P_{in}, 0.32 P_{in}, 0.32 P_{in}, 0.144 P_{in}, 0.036 P_{in}$ . Si normalizamos estas potencias al valor de la menor potencia resulta una relación: 1, 4, 9, 9, 4, 1.**

**Como lo que hay que obtener son las corrientes en cada una de las antenas resulta que la relación de corrientes será proporcional a la raíz cuadrada de los valores anteriores. De esta forma la relación de alimentaciones que hay en cada una de las antenas viene dada por: 1, 2, 3, 3, 2, 1. Esto supone una ley de alimentación**

triangular con un número par de elementos (no estrictamente el problema explicado en clase, pero muy similar). El polinomio de la agrupación es el siguiente.

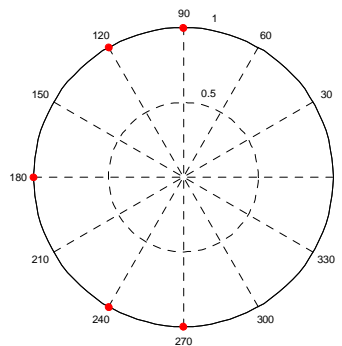
$$P(z) = 1 + 2z + 3z^2 + 3z^3 + 2z^4 + z^5$$

El siguiente paso es hallar los ceros de radiación. Para ello podemos hacer uso de que el polinomio de una función triangular es la convolución de dos funciones uniformes pero no de igual dimensión. De esta forma la descomposición del polinomio es la siguiente (puede verse Cardama 5.4.2)

$$P(z) = 1 + 2z + 3z^2 + 3z^3 + 2z^4 + z^5 = \left[ \frac{z^3 - 1}{z - 1} \right] \cdot \left[ \frac{z^4 - 1}{z - 1} \right]$$

$$P(z)_{N:\text{par}} = \left[ \frac{z^{\frac{N}{2}} - 1}{z - 1} \right] \cdot \left[ \frac{z^{\frac{N}{2}+1} - 1}{z - 1} \right]$$

De aquí se pueden extraer fácilmente los ceros de radiación que resultan ser:  $1_{90^\circ}$ ,  $1_{120^\circ}$ ,  $1_{180^\circ}$ ,  $1_{240^\circ}$ ,  $1_{270^\circ}$  que se representan en el siguiente diagrama polar:



Para calcular el nivel de lóbulo principal a secundario tenemos que determinar el valor del factor de array en la dirección del máximo ( $\Psi=0$ ) y en la dirección del lóbulo secundario. Se advierte que se tomará el primer lóbulo secundario que, aproximadamente, estará situado  $\Psi=105^\circ$ , posición intermedia entre los nulos de  $90^\circ$  y  $120^\circ$ . Hay que notar que como los ceros de radiación no son dobles, por haber un número par de elementos, y al no haber una gran separación entre los nulos de  $90^\circ$  y  $120^\circ$ , ese lóbulo tendrá un valor muy bajo.

$$AF(\Psi = 0) = 1 + 2 \cdot e^{j0} + 3e^{j0} + 3e^{j0} + 2e^{j0} + e^{j0} = 12$$

$$AF(\Psi = 105^\circ) = 1 + 2 \cdot e^{j105 \cdot \pi/180} + 3e^{j2 \cdot 105 \cdot \pi/180} + 3e^{j3 \cdot 105 \cdot \pi/180} + 2e^{j4 \cdot 105 \cdot \pi/180} + e^{j5 \cdot 105 \cdot \pi/180} = 0.31_{84^\circ}$$

$$SLL = 20 \log \left( \frac{12}{0.31} \right) = 31.75 \text{ dB}$$

Puede notarse la afirmación anterior ya que el nivel de SLL es mayor de los 26.4 dB límite de la excitación triangular, pero esto es debido a que el lóbulo lateral tiene menor nivel que el que aparecería a  $150^\circ$  entre  $120^\circ$  y  $180^\circ$ .

$$AF(\Psi = 0) = 1 + 2 \cdot e^{j0} + 3e^{j0} + 3e^{j0} + 2e^{j0} + e^{j0} = 12$$

$$AF(\Psi = 150^\circ) = 0.66_{15^\circ} \quad \text{valor por debajo de los}$$

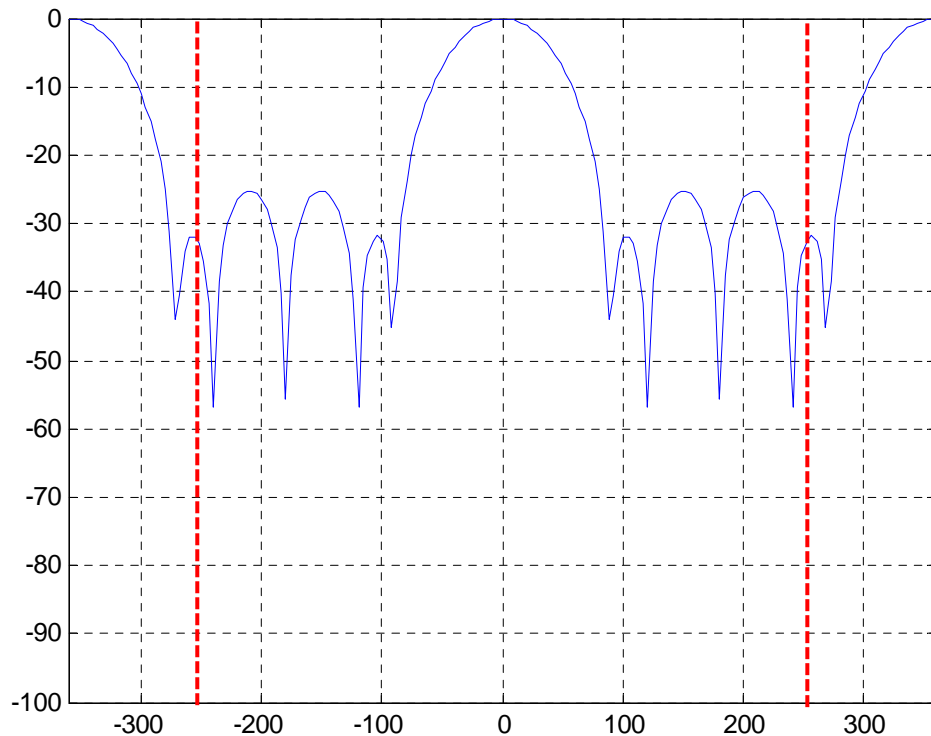
$$SLL = 20 \log\left(\frac{12}{0.66}\right) = 25.19 \text{ dB}$$

26.4 dB que decíamos anteriormente.

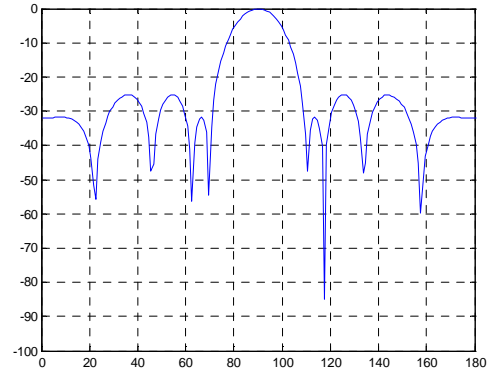
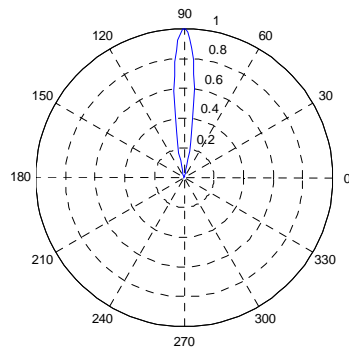
Para calcular la directividad se hace uso de la expresión de la directividad de un array con alimentación triangular y transversal. Si se toma la aproximación lineal resulta la siguiente expresión:

$$D = 2 \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \frac{\left(\sum_{n=0}^{N-1} a_n\right)^2}{\sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \Bigg|_{N=6} = 2 \cdot 0.72 \cdot \frac{144}{28} = 7.41 \Rightarrow 8.7 \text{ dB}$$

Por último, para hacer el diagrama hacemos uso del factor de array en  $\Psi$  y luego pasamos a un diagrama polar mediante el procedimiento explicado en clase y sabiendo la posición de los ceros, que los lóbulos laterales son muy pequeños y cuál es el margen visible  $2kd=2.88\pi$ . Así, en el diagrama en  $\Psi$  tomamos  $1.44\pi$  a cada lado ( $258^\circ$  a cada lado)



De esta forma se representan los diagramas en polares y en cartesianas (debido al bajo nivel en polares)



- b) Si se desea un máximo de radiación desplazado  $5^\circ$  por debajo de la dirección transversal, indique el desfase que debe introducir cada uno de los desfasadores. (4 puntos)

**En este caso hay que trabajar con la expresión del margen visible:**

$$k \cdot d \cdot \cos \vartheta + \alpha = 0 \Rightarrow 1.44\pi \cos 95 = -\alpha \Rightarrow \alpha = 22.5^\circ$$

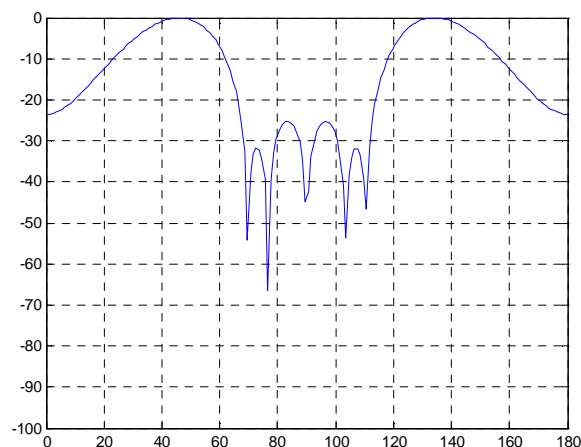
**Pero  $\alpha$  es el desfase progresivo, luego el desfase que deber introducir cada desfasador sería:  $0, 22.5^\circ, 45^\circ, 67.5^\circ, 90^\circ$  y  $112.5^\circ$ .**

- c) ¿Para qué desviación de haz aparecerá un lóbulo de difracción de amplitud igual al lóbulo principal? (7 puntos)

**El período completo del factor de array (en  $\Psi$ ) es  $2\pi$ . El margen visible que hemos calculado en los apartados anteriores es  $2.88\pi$ . Si queremos que aparezca un lóbulo de difracción de igual valor que el principal quiere decir que, sabiendo que de lóbulo principal a principal habrá  $2\pi$ , tendremos que desplazarnos a cada lado  $0.44\pi$  adicionales para llegar a  $2.88\pi$  de margen visible.**

**Esto se expresa como  $\alpha - k \cdot d = -0.44\pi \Rightarrow \alpha = \pi \Rightarrow \vartheta = 46^\circ$**

**En la figura siguiente puede comprobarse el resultado planteado:**





**EXAMEN SUBSISTEMAS DE RADIOFRECUENCIA Y ANTENAS**  
**DPTO. DE TEORÍA DE LA SEÑAL Y COMUNICACIONES**

10 de febrero de 2011

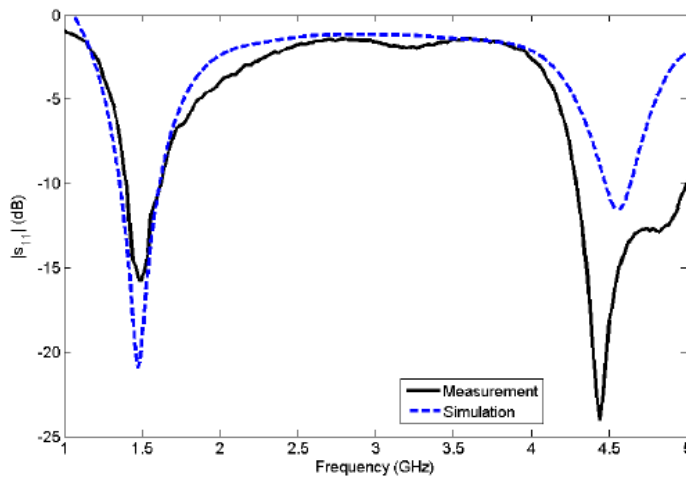
Problema (hay que entregar la hoja de este enunciado)

Alumno:

**TEORÍA** (no puede utilizar ningún tipo de documentación, 24 puntos, 45 minutos)

**CUESTIÓN 1 (8 puntos)**

En el laboratorio de la Universidad se ha fabricado una antena resonante de tipo dipolo de longitud  $L$ . La siguiente gráfica muestra la comparativa entre la medida y simulación del coeficiente de reflexión de la antena referido a  $100 \Omega$ . Si se considera que la antena está bien adaptada con unas pérdidas de retorno por debajo de 10 dB y sabiendo que el puerto de la antena se encuentra cercano al centro del dipolo.



- a) ¿Por qué aparecen dos picos en el ancho de banda de medida? ¿A qué corresponden?

La gráfica muestra la adaptación de la antena, esto quiere decir que la antena se encuentra adaptada en los picos del diagrama. En estas frecuencias de adaptación la impedancia coincidirá con la impedancia real de la línea de transmisión a que se conecta. Estos son condiciones de resonancia, luego la antena es resonante y esta condición de resonancia se repite periódicamente; en el margen que se muestra aparecen dos picos pero aparecerían más si el margen fuera mayor. Luego los picos que aparecen son sucesivas frecuencias de resonancia.

- b) Determine la longitud del dipolo,  $L$ , y el ancho de banda de funcionamiento considerando el criterio de buena adaptación.

La longitud del dipolo la marca la primera frecuencia de resonancia. Si consideramos que el dipolo está realizado sobre un sustrato de permitividad 1 tenemos que

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{1.5 \cdot 10^9} = 0.2m \Rightarrow d = \frac{\lambda}{2} = 0.1m$$

Respecto al ancho de banda, HAY QUE DARLO EN TÉRMINOS RELATIVOS (el absoluto no te aporta información). Así, el ancho de banda absoluto (necesario para calcular el relativo) es de unos 200 MHz que en términos relativos es un 13.3% (0.2/1.5).

- c) Proponga un valor razonado de la directividad y calcule la ganancia del dipolo y la eficiencia total del mismo a la frecuencia de trabajo. ¿Se obtendría la misma eficiencia total a 3 GHz?

Se responde en temas cualitativos. De acuerdo con la teoría dada en clase, la directividad de un dipolo  $\lambda/2$  es de unos 2.15 dB, luego la ganancia será siempre menor porque la eficiencia es menor que 1. La eficiencia total tiene en cuenta las pérdidas óhmicas y la desadaptación. A la frecuencia de funcionamiento (1.5 GHz) la eficiencia es prácticamente 1 luego la ganancia será muy cercana a 2.15 dB. A 3 GHz, en cambio, casi toda la potencia se refleja luego la eficiencia total será próxima a 0 y la ganancia será mucho menor que la directividad.

### CUESTIÓN 2 (4 puntos)

Un array endfire de cinco dipolos trabajando a 1 GHz, tiene una separación entre elementos de 40 cm y una ganancia de 50 dBi. Comente las incongruencias de esta frase.

En primer lugar determinamos la longitud de onda:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{1 \cdot 10^9} = 0.3m$$

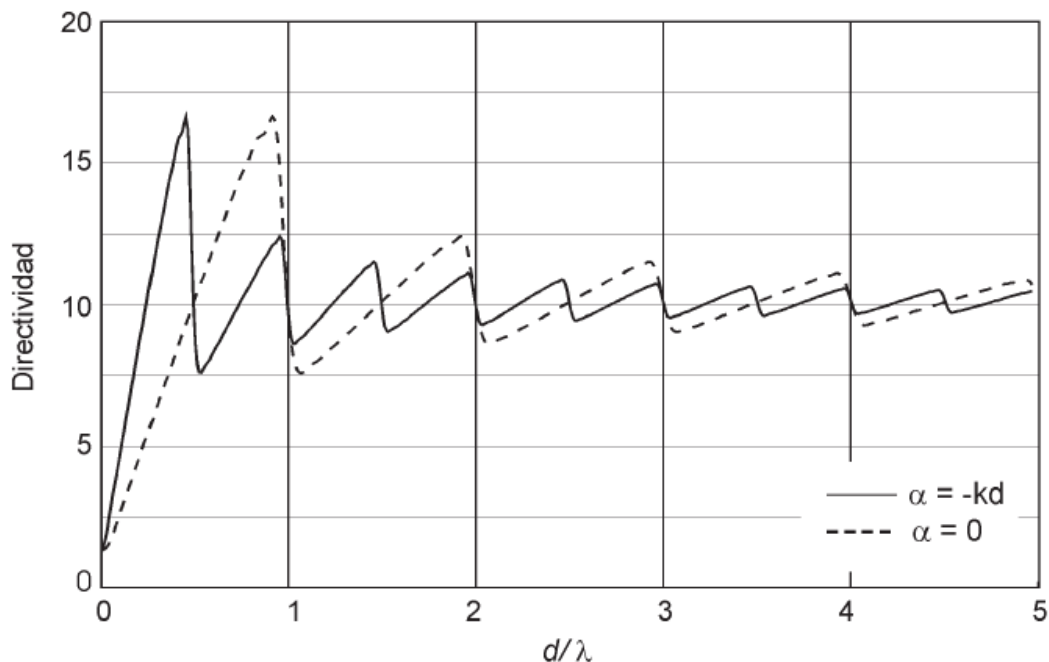
$$\text{separación entre elementos: } \frac{4}{3} \lambda$$

$$\text{endfire: } k \cdot d \cdot \cos \vartheta \Big|_{\vartheta=0^\circ/180^\circ} + \alpha = 0 \Rightarrow \pm k \cdot d + \alpha = 0 \Rightarrow \alpha = \pm k \cdot d = \pm \frac{8\pi}{3}$$

Si vemos la gráfica de un array endfire vemos que la máxima separación en un array endfire para que tenga la máxima directividad es  $\lambda/2$ . En este caso es más de dos veces superior con lo que no se obtendrá la máxima directividad y aparecerán lóbulos posteriores (ver gráfica siguiente) Además, si vemos la directividad máxima que se puede alcanzar con la aproximación lineal vemos que vale

$$D = 4 \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot N \Big|_{N=5} = 4 \cdot \frac{4}{3} \cdot 5 = 26.7 \Rightarrow 14.3dB$$

Muy por debajo de los 50 dB que se planteaban.



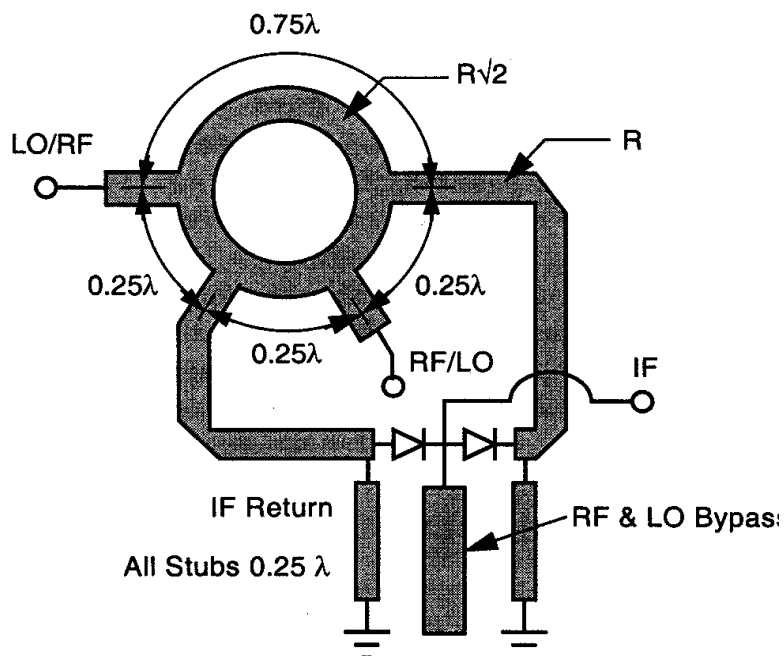
### CUESTIÓN 3 (4 puntos)

Sobre osciladores, se dispone de una red genérica activa de  $N$  puertos con matriz de parámetros  $S$  ( $S_{act}$  de orden  $N \times N$ ) y de una red pasiva de  $N$  puertos con matriz de parámetros  $S$  ( $S_{pas}$  de orden  $N \times N$ ) que se conecta directamente a dicha red activa. Determine la condición de oscilación genérica a partir de las matrices  $S_{act}$  y  $S_{pas}$ . Particularice dicha condición para el caso de que la red activa sea un transistor con parámetros  $S$  ( $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ ).

### Teoría, transparencias de osciladores

### CUESTIÓN 4 (8 puntos)

La figura representa un posible esquema de un mezclador balanceado con híbrido de  $180^\circ$ . Explique el funcionamiento del mezclador y el comportamiento de los diodos, justifique la elección del híbrido de  $180^\circ$  y determine su matriz de parámetros  $S$  (numere sobre la hoja de examen los puertos de dicho híbrido para evitar ambigüedades en la corrección), explique la misión de los stubs de  $\lambda/4$  situados junto a los diodos.



### Teoría, transparencias de mezcladores