

Examen Final de Septiembre de 2000

CUESTIÓN 1

Dado un array uniforme endfire de $N=5$ elementos isótropos, calcule la separación entre estos que proporciona el haz más estrecho compatible con una relación delante-atrás de 6 dB

CUESTIÓN 2

La medida de la ganancia de una bocina se realiza utilizando la técnica de comparación con una bocina patrón de 18 dB de ganancia. La potencia recibida con la antena patrón fue de $6 \mu\text{W}$. La antena a medir está rotando en torno al eje que une antena y sonda. Se toman tres lecturas a 0° (máximo), 45° y 80° de $3 \mu\text{W}$, $1.5 \mu\text{W}$ y $0.09 \mu\text{W}$ respectivamente. Indique la ganancia y la polarización de la antena medida.

PROBLEMA 1

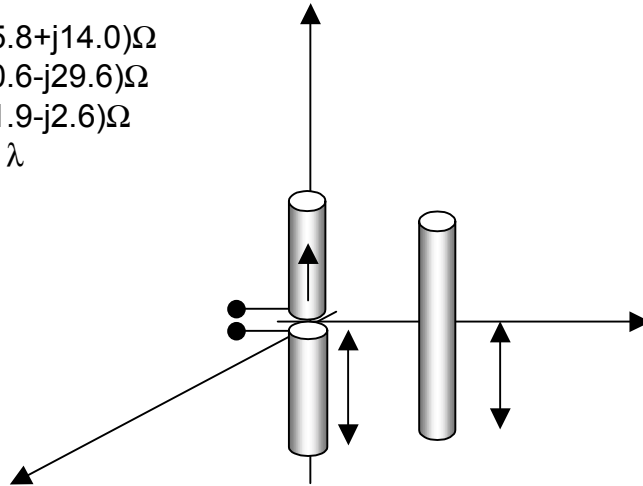
Se desea analizar una antena Yagi como la indicada en la figura. Las dimensiones del dipolo activo son $2H_1=0.48 \lambda$, y las del dipolo parásito cortocircuitado $2H_2=0.45\lambda$. Las impedancias de los dipolos son

$$Z_{11}=(75.8+j14.0)\Omega$$

$$Z_{22}=(60.6-j29.6)\Omega$$

$$Z_{12}=(51.9-j2.6)\Omega$$

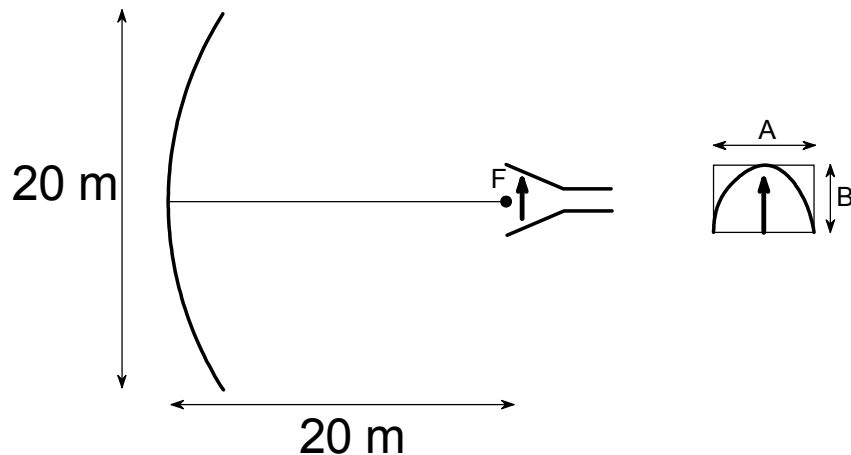
$$d=0.12 \lambda$$



- Obtener la distribución de corrientes en cada dipolo cuando la antena actúa como transmisora y se alimenta con una tensión de 1 voltio.
- Calcular la impedancia de entrada de la antena Yagi
- Obtener una expresión para los campos radiados y el diagrama de radiación en el plano H
- Representar gráficamente el diagrama de radiación en el plano H, obteniendo los valores en las direcciones y, x.-y.
- Calcular la Directividad de la antena.

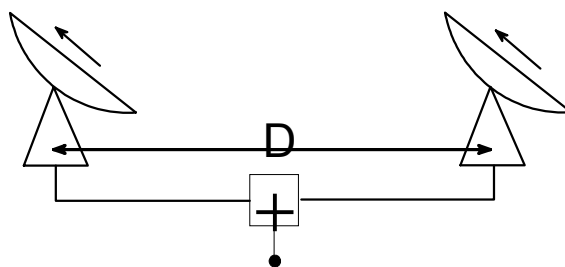
PROBLEMA 2

Considere el reflector parabólico de la figura excitado por una bocina piramidal con error de fase despreciable. Tome como frecuencia de trabajo 1GHz.



- Calcule las dimensiones A y B de la boca de la bocina para conseguir una iluminación de -10 dB en el borde del reflector, en los planos principales de la antena
- Calcule la directividad del alimentador
- Estime la ganancia de la antena completa, justificando la respuesta.

El reflector analizado forma parte de un interferómetro empleado en radioastronomía. El interferómetro está formado por una agrupación de dos antenas muy separadas entre sí, como muestra la figura



- Sabiendo que el ancho de haz entre ceros del diagrama producido es $\Delta\phi_{\text{ceros}} = 0.034^\circ$, indique la separación entre antenas del interferómetro.
- Dibuje el diagrama de radiación en el plano E del interferómetro en un intervalo $\delta\theta = \pm 0.3^\circ$ en torno al máximo. Suponga que el reflector tiene una distribución de campo uniforme en la apertura.

Dato: $J_1(x)=0$ para $x=3.83$

SOLUCIÓN A LA CUESTIÓN 1

Tratándose de un array endfire, el margen visible se extiende entre $[-2kd, 0]$. Para hacer el haz principal lo más estrecho posible debemos aumentar d , sin embargo d debe ser menor que $\lambda/2$ para cumplir la condición relativa a la relación delante-atrás que se indica en el enunciado. Por tanto, el margen visible debe extenderse hasta un punto entre -2π y $-8\pi/5$. Una RDA = -6dB corresponde a un valor para el factor de array $FA(-2kd) = FA_{\text{máx}}/2 = 2.5$.

Probando, $\psi_f \cong -310^\circ$. $-2kd = -310^\circ \times \pi/180^\circ$ de donde $d \cong 0.44\lambda$

SOLUCIÓN A LA CUESTIÓN 2

La medida de ganancia se realiza cuando antena y sonda están alineadas, es decir, cuando sus polarizaciones coinciden. Tomamos por tanto la lectura hecha a 0° para determinar la ganancia mediante

$$G_{\text{ABP}} = G_{\text{patrón}_L} + 10 \log (W_{\text{ABP}} / W_{\text{patrón}}) = 15 \text{ dB}$$

Los valores obtenidos rotando la antena nos permiten comprobar inmediatamente que se trata de una polarización lineal ya que son valores proporcionales al coeficiente de desacoplo de polarización: $\cos^2\alpha$

SOLUCIÓN AL PROBLEMA 1

Apartado a

Los parámetros z de la antena se definen como

$$\begin{aligned}V_1 &= z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ V_2 &= z_{21}I_1 + z_{22}I_2\end{aligned}$$

Las corrientes se pueden calcular como

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{z_{12}}{z_{22}} = -0.78 - j0.303 = 0.77e^{-j2.74}$$

La distribución de corrientes es

$$I(z) = I_m \sin(k(H - |z|)) = \frac{I(0)}{\sin(kH)} \sin(k(H - |z|))$$

En los dos dipolos se puede aproximar por una distribución cosenoidal

$$I(z) \approx I(0) \cos(kz)$$

Apartado b

La impedancia de entrada se puede calcular como

$$Z_i = z_{11} + z_{12} \frac{I_2}{I_1} = 38.25 + j0.11$$

El valor de las corrientes es

$$\begin{aligned}I_1(0) &= 26.14 \text{mA} \angle -0.16^\circ \\ I_2(0) &= 20.13 \text{mA} \angle -156^\circ\end{aligned}$$

Apartado c

El vector de radiación es la suma de los radiados por cada dipolo

$$\vec{N} = \vec{N}_1 + \vec{N}_2 = \left(I_{m1} \frac{\cos(k_z H) - \cos(kH)}{k^2 - k_z^2} + I_{m2} \frac{\cos(k_z H) - \cos(kH)}{k^2 - k_z^2} e^{jk_z d} \right) \hat{z}$$

Aproximando el vector de radiación por el de un dipolo de media longitud de onda, la expresión de los campos es

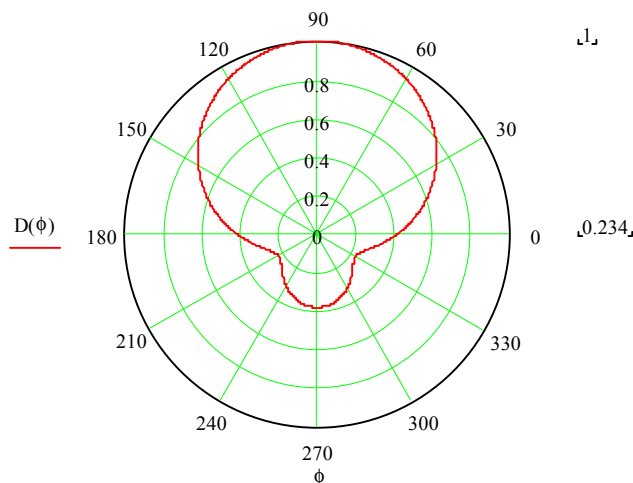
$$E_{\theta} = j60 \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\sin\theta} (I_1 + I_2 e^{jk_y d}) = E_0 I_1 (1 + 0.77 e^{j(0.75 \sin\theta \sin\phi - 2.74)})$$

El plano H es el XY, el campo en dicho plano vale

$$E_{\theta} = \frac{60 I_1}{r} |1 + 0.77 e^{j(0.75 \sin\phi - 2.74)}|$$

Apartado d

La representación gráfica del campo es



Los valores normalizados en los ejes son:

$$x = 0.42$$

$$y = 1$$

$$-y = 0.388$$

Apartado e

La Directividad se puede obtener a partir de la potencia total radiada, obtenida a partir de la impedancia de entrada

$$D = \frac{P}{\frac{W_t}{4\pi r^2}} = \frac{\frac{E_{\theta}^2}{\eta}}{\frac{I_1^2 \operatorname{Re}(Z)}{4\pi r^2}} = \frac{60^2 I_1^2 0.99^2 4\pi}{120\pi I_1^2 38.25} = 3.1 = 4.9 \text{ dB}$$

SOLUCIÓN AL PROBLEMA 2

Apartado a

La relación $f/D=1$ y por tanto $\beta=28^\circ$

Esto nos permite calcular el $\tau_{\text{caminos}}=-0.5$ dB

Por tanto $\tau_{\text{total}} \cong \tau_{\text{diagrama}} = -10$ dB

Los valores de A y B se obtienen a partir de las gráficas universales tomando como diagrama el correspondiente a un error de fase despreciable $s, t \rightarrow 0$.

Para una ordenada de -10 dB obtenemos abscisas de 0.8 y 1 en los planos E y H respectivamente.

$$0.8 = \frac{B}{\lambda} \sin \beta, \text{ de donde } \boxed{B = 1.7\lambda}.$$

Operando de forma análoga en el plano H, $\boxed{A = 2.1\lambda}$

Apartado b

Dado que el error de fase es despreciable, la eficiencia de la bocina es la misma que presentaría una boca de guía: $\eta_{il} = 0.81$

$$D_f = \frac{4\pi}{\lambda^2} AB \eta_{il} = 36.8 \quad \boxed{D_f = 15.6 \text{ dB}}$$

Apartado c

Un nivel en bordes de -10 dB proporciona la ganancia máxima de un reflector. La eficiencia máxima en ese caso se sitúa en torno a $\eta_t = 0.7 - 0.8$.

Tomamos el caso peor ($\eta_t = 0.7$), lo que proporciona una directividad aproximada para la antena de $D_a \cong 45$ dB

Apartado d

Se trata de un array broadside de dos elementos. El primer nulo esta en

$$90^\circ - \Delta\phi_{\text{ceros}}/2 = 89.983^\circ.$$

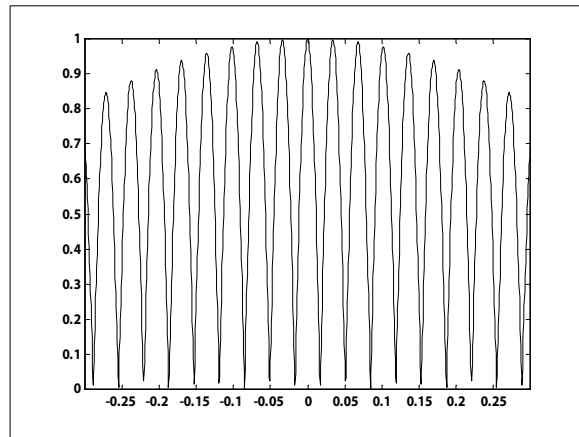
El primer cero corresponde a $\psi = \pi$ en el margen visible, por tanto podemos despejar D en

$$\pi = kD \cos(90^\circ - \Delta\phi_{\text{ceros}} / 2) , \text{ resultando } D = 1685\lambda = 505 \text{ m.}$$

Apartado e

El diagrama es proporcional al producto del factor de array por el diagrama del reflector

$$D(\theta) \propto \cos\left(k \frac{D}{2} \text{sen } \theta\right) \cdot \frac{J_1\left(k \frac{D_r}{2} \text{sen } \theta\right)}{k \frac{D_r}{2} \text{sen } \theta}$$



Dada la gran separación entre las dos antenas aparecerán gran número de lóbulos de difracción. El diagrama es básicamente el impuesto por el factor de array, modulado por el diagrama de la antena. En la figura se muestra el diagrama resultante en las proximidades del máximo (en el intervalo $[-0.3^\circ - 0.3^\circ]$).