



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT DE TEORIA DEL SENYAL I COMUNICACIONS

Radiació i Ones Guiades

16 de juny de 2008

Data notes provisionals: 26 de juny de 2008

Període d'al·legacions: 27 de juny de 2008

Data notes revisades: 30 de juny de 2008

Professors: Ignasi Corbella, Juan Pérez, Mercè Vall-llossera.

Informacions addicionals:

- Durada de la prova: 3 hores
- Comenceu cada exercici en un full apart.

PROBLEMA 1

- a) Un generador de impedància interna 75Ω , potència disponible -13.8dBm y frecuencia 800MHz se conecta mediante cable coaxial de 75Ω a dos terminales de televisión ($Z_{TV}=75\Omega$) como se indica en la figura 1. Considere que los cables no tienen pérdidas y que la velocidad de propagación de la señal es del 80% de la velocidad de la luz en el vacío. Obtener la potencia, la tensión y la corriente en el punto A (intersección de líneas). Además obtener la potencia que se entregará a cada uno de los terminales.
- b) Considere ahora que uno de los terminales se desconecta y se deja un extremo en circuito abierto (figura 2). Obtener la potencia, el coeficiente de reflexión (módulo y fase) y el módulo del fasor tensión (valor eficaz) en el punto A. ¿Cuál será la potencia transferida a la carga?
- c) A continuación se van a determinar las pérdidas del cable, el cual cumple con las condiciones de bajas pérdidas. Para ello, se conecta a un extremo de un tramo de cable de 10m una resistencia de 50Ω . Si la impedancia en el otro extremo es de $82,5-j15\Omega$, obtener la atenuación del cable en dB/m y la conductancia en (mS/km) si la resistencia es de $4,5\Omega/\text{m}$.
- d) Obtener, en las mismas condiciones del apartado anterior, la inductancia $(\mu\text{H/m})$ y la capacidad (pF/m) del cable.

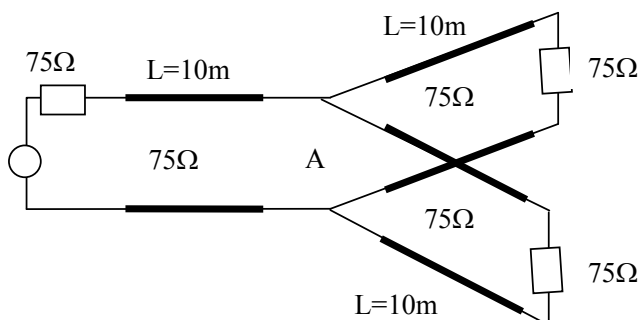


Figura 1

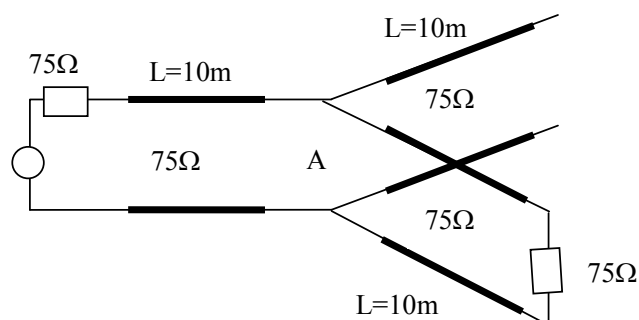


Figura 2

PROBLEMA 2

Un sistema de transmissió utilitza una guia d'ones rectangular sense pèrdues amb dielèctric aire i de dimensions $a=7,1\text{ mm}$ i $b=3,6\text{ mm}$ (guia estàndard WR-28).

- a) Calculeu les freqüències de tall dels tres primers modes que es poden propagar i especifiqueu-ne la denominació de cada un d'ells. Quin és l'ample de banda de propagació mono-mode?
- b) Calculeu la impedància d'ona i la longitud d'ona a la guia a $f=30\text{GHz}$, així com el temps de retard d'un pols de banda estreta per una longitud de 10m de guia. Si la guia es curtcircuita en un dels seus extrems, quina és la mínima distància des del curtcircuit a la qual hi haurà un màxim de camp elèctric (en mm)?

- c) En aquest mateix punt, quan es connecta un generador sinusoïdal a l'altre extrem, encara amb la guia curtcircuitada, es mesura un valor *complex* de camp elèctric $E_1 = |E_1|e^{j\phi}$. Després se substitueix el curtcircuit per una botzina i s'obté un valor complex $E_2 = E_1(1 - j0,5)/2$. Amb aquesta informació, calculeu el coeficient de reflexió de la botzina ρ_L ?
- d) Independentment del resultat anterior, suposeu ara que el coeficient de reflexió de la botzina és igual a $\rho_L = 0,45 \angle -80^\circ$. A quina distància de la botzina s'ha de situar un diafragma *capacitiu* i quina susceptància ha de tenir per tal de tenir adaptació?
- e) Considerant la situació d'adaptació de l'apartat anterior, quina potència màxima pot radiar la botzina sabent que el camp de ruptura de l'aire és de $E_r = 30.000 \text{ V/cm}$? A quina distància de la botzina es troba el punt de la guia que entrarà en ruptura si se supera aquesta potència?

$$P^+ = \frac{1}{2} ab \frac{|E_{\text{of}}^+|^2}{Z_{TE}}$$

PROBLEMA 3

Un radioenlace a 10 GHz conecta las ciudades de Barcelona y Girona (distancia 100 km). El módulo transmisor está formado por un transmisor de potencia $P_t = 10 \text{ W}$, y una guía de ondas de longitud $L_1 = 50 \text{ m}$ (Pérdidas totales: 6 dB), que conecta el transmisor a la antena transmisora (Directividad: $D = 30 \text{ dB}$; eficiencia: $\eta_a = 90\%$). La antena receptora tienen las mismas características que la antena transmisora. El sistema de recepción está compuesto por una guía de ondas de longitud $L_2 = 20 \text{ m}$ (la guía de ondas tiene las mismas características que la utilizada en el sistema de transmisión), y un amplificador de ganancia $G_2 = 20 \text{ dB}$ y factor de ruido $F_2 = 4,5 \text{ dB}$. Las guías de ondas en transmisión y recepción están adaptadas. Otros datos: Temperatura $T_0 = 290 \text{ K}$; constante de Boltzmann: $1,38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$; temperatura ambiente: 27°C (300 K).

- a) El umbral de sensibilidad a la salida del amplificador es $P_s = -50 \text{ dBm}$. Para su correcto funcionamiento, se desea que el enlace trabaje con un margen de seguridad de 20 dB sobre el umbral de sensibilidad. En estas condiciones, ¿se puede considerar que el enlace está bien diseñado? En caso de responder SI, indicar cuál es el margen de seguridad del que se dispone. En caso de responder NO, indicar cuánto debería aumentar la señal en el receptor para cumplir con el margen de seguridad.
- b) La antena detecta ruido proveniente de muchas fuentes externas, y este ruido viene determinado por la temperatura de ruido de la antena ($T_a = 200 \text{ K}$). Al mismo tiempo, debido a las pérdidas de la propia antena, ésta genera ruido. ¿A partir de qué valor de la eficiencia (η_a) de la antena, el ruido que la antena entrega al sistema receptor está formado mayoritariamente por ruido generado por la propia antena? ¿Cuánto debería ser la temperatura de antena para que eso ocurriera con una eficiencia de $\eta_a = 90\%$?
- c) Supongamos que la guía de ondas del sistema receptor presenta unas pérdidas totales de 3 dB, la temperatura de ruido de la antena es $T_a = 200 \text{ K}$, y la eficiencia es $\eta_a = 90\%$. ¿Cuál es el cociente entre la relación señal-ruido a la salida de la antena $(S/N)_0$, y la relación señal-ruido tras el amplificador $(S/N)_1$? Dar el resultado en dB.
- d) Se añade al sistema de recepción, justo antes de la guía de ondas, un pre-amplificador de ganancia $G_1 = 30 \text{ dB}$ y factor de ruido $F_1 = 2 \text{ dB}$. ¿Cuál es ahora el cociente entre la relación señal-ruido a la salida de la antena, y la relación señal-ruido tras el último amplificador $(S/N)_2$? Dar el resultado en dB.
- e) La antena receptora debe apuntar hacia la antena transmisora para conseguir una perfecta alineación y maximizar así la relación señal-ruido del enlace. Estimar con qué precisión se debe apuntar la antena receptora para que la relación señal-ruido no empeore más de 3 dB. Dar el resultado en grados.

SOLUCION PROBLEMA 1

a) La potencia disponible del generador coincide con la potencia de la onda progresiva (en este caso el generador está adaptado a la línea de transmisión). Además, como la línea no tiene pérdidas esta potencia no se atenúa a lo largo de la línea.

$$P_{disp} = \frac{|V_g|^2}{4Z_g} = \frac{|V_g|^2}{4Z_0} = P^+ = \frac{|V^+|^2}{Z_0} \quad \text{así} \quad |V^+| = \frac{|V_g|}{2}$$

La potencia disponible del generador según el enunciado es $-13.8\text{dBm}=41.68\mu\text{W}$

Como $P_A = P^+ (1 - |\rho_A|^2)$ necesitamos obtener el coeficiente de reflexión en A.

Para encontrar el coeficiente de reflexión en A, primero encontramos la impedancia en A (paralelo de las impedancias a la entrada de cada línea)

$$Z_A = 75 // 75 = \frac{75^2}{2 \cdot 75} = 37.5 \Omega$$

$$\rho_A = \frac{Z_A - Z_0}{Z_A + Z_0} = \frac{37.5 - 75}{37.5 + 75} = -0.3333$$

$$\text{Así } P_A = P^+ (1 - |\rho_A|^2) = 41.68 (1 - (0.333^2)) = 37.05 \mu\text{W}$$

La tensión en A se puede obtener de la potencia:

$$P_A = \frac{|V_A|^2}{37.5} \rightarrow |V_A| = \sqrt{37.5 \cdot 37.05 \cdot 10^{-6}} = 37.5 \text{ mV}$$

$$\text{En cuanto a la fase: } V(z) = V^+ e^{-j\beta z} (1 + \rho(z)); \quad V_A = V_0^+ e^{-j\beta Z_A} (1 + \rho_A)$$

Par encontrar la fase debemos saber la longitud de las líneas en términos de

$$\lambda. \left(\lambda = \frac{0.8 \cdot c_0}{f} = \frac{0.8 \cdot 3 \cdot 10^8}{8 \cdot 10^8} = 0.3 \text{ m} \quad \text{y} \quad \ell = 10 \text{ m} = 33.3333 \lambda \right)$$

Además, si se considera que la fase de la onda positiva en el punto del generador (lo denominamos V_0^+) tiene fase cero, se obtiene:

$$V_0^+ = \frac{V_g}{2} \text{ y, por tanto la fase } -j\beta Z_A = -j(2\pi/\lambda)(33.333)\lambda = -360^\circ(1/3) = 120^\circ$$

También:

$$P^+ = \frac{|V^+|^2}{Z_0} \text{ y } |V^+| = \sqrt{P^+ Z_0} = 55.9 \text{ mV}$$

Si consideramos el punto de referencia de fases el punto A ($z=0$ en A).

$$V_0^+ = 55.9 \text{ mV}$$

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z_A} (1 + \rho_A);$$

$$V(z=0) = V_0^+ e^{-j\beta z_A} (1 - 0.3333) = 55.9 \angle_{120^\circ} (1 - 0.333) = 37.27 \angle_{120^\circ} \text{ mV}$$

Por otro lado, la

intensidad será

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{37.27 \angle_{120^\circ} \text{ mV}}{37.5} = 0.993 \angle_{120^\circ} \text{ mA}$$

$$\text{otra manera } I = \frac{V_0^+ e^{-j\beta z_A}}{Z_0} (1 - \rho_L) = \frac{55.9 \angle_{120^\circ}}{75} (1 + 0.333) = 0.9938 \angle_{120^\circ} \text{ mA}$$

Si hubiéramos considerado el punto de referencia de fase cero en A. El módulo de la tensión y la intensidad se mantendrían y la fase sería cero.

La potencia que existe en el punto A se repartirá por igual en cada línea, por tanto en cada terminal de TV se recibirán $18.52 \mu\text{W}$

b) La admitancia en el punto A de la línea en circuito abierto se encuentra situando la admitancia en el extremo del circuito abierto $\bar{Y}_{ca} = 0$ sobre la carta de Smith y nos movemos 33.333λ (en realidad 0.333λ) hacia el generador obteniendo: $\bar{Y}_{ca,A} = -1.75j$

La admitancia (las admitancias en paralelo se suman) en el punto A es:

$$Y_A = Y_{75,A} + Y_{ca,A} = \frac{1}{75} - j\frac{1.75}{75} = G + jB$$

Para encontrar el módulo y la fase del coeficiente de reflexión, lo más rápido es situar la admitancia en A en la CS, después girar 180° para obtener un punto de impedancia normalizada y leer el módulo y la fase de ese punto (coeficiente de reflexión) $\rho_A = 0.65 \angle_{131^\circ}$

La potencia en el punto A, que en este caso coincidirá con la entregada a la carga será:

$$P_A = P_{disponible} (1 - |\rho_A|^2) = 41.68 (1 - 0.65^2) = 24.07 \mu\text{W} =$$

$$P_A = |V|^2 G \quad |V| = \sqrt{P_A / G} = 42.48 \text{ mV}$$

$$\text{c) } \bar{Z}_{in} = \frac{82.5 - 15j}{75} = 1.1 - j0.2 \Omega$$

Coeficiente de reflexión a la entrada, se puede obtener en la carta de Smith situando la impedancia de entrada normalizada: $\rho_{in} = 0.1 \angle -58.5^\circ$, por otro lado el coeficiente de reflexión en la carga

$$\text{es: } \rho_L = \frac{50 - 75}{50 + 75} = -0.2$$

Como queremos encontrar la atenuación podemos trabajar directamente con módulos:

$$|\rho_{in}| = |\rho_L e^{-2\alpha\ell}|$$

$$0.1 = 0.2 e^{-20\alpha}$$

$$\alpha = -\frac{1}{20} \ln \frac{0.1}{0.2} = 0.0346 \text{ nep/m}$$

$$\text{Como } \alpha = \frac{R}{2Z_0} + \frac{GZ_0}{2} \text{ despejando y sustituyendo valores } G=122.6\text{mS/km}$$

d) Velocidad de propagación $v_p = 0.8 c_0$ y $Z_0=75\Omega$. Estamos en condiciones de bajas pérdidas

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad y \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Por tanto,

$$C = \frac{1}{v_p \cdot Z_0} = 55 \text{ pF}$$

$$L = \frac{Z_0}{v_p} = \frac{75}{0.8 \cdot 3 \cdot 10^8} = 0.312 \text{ } \mu\text{H/m}$$

Examen de RiOG juny 2008

Resolució del problema 2.

- a)** $a = 7,1 \text{ mm}$, $b = 3,6 \text{ mm}$

$$TE_{10} : f_c = \frac{c}{2a} = 21,126 \text{ GHz}; \quad TE_{01} : f_c = \frac{c}{2b} = 41,66 \text{ GHz}; \quad TE_{20} : f_c = \frac{c}{a} = 42,25 \text{ GHz}$$

L'ample de banda de propagació monomode és de 20,54 GHz, entre 21,126 GHz i 41,66 GHz.

- b)** A 30 GHz es propaga el mode dominant TE_{10} .

$$Z_{TE} = \frac{\eta_0}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} = 531 \Omega \quad \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} = 14,085 \text{ mm}$$

$$\tau = \frac{L}{c\sqrt{1 - (f_c/f)^2}} = 46,95 \text{ ns} \quad (\text{amb } \lambda = c/f = 10 \text{ mm}, \eta_0 = 120\pi \Omega \text{ i } f_c = 21,126 \text{ GHz})$$

La distància al primer màxim de camp elèctric és $\lambda_g/4 = 3.52 \text{ mm}$

- c)** El camp elèctric en el punt de mesura és $E = E^+(1 + \rho)$. Aquest punt es troba a $\lambda_g/4$ de la càrrega i per tant $\rho = \rho_L e^{-j2\beta\lambda_g/4} = -\rho_L$. Llavors, $E = E^+(1 - \rho_L)$.

Si la guia està curtcircuitada $\rho_L = -1$ i per tant $E_1 = 2E^+ \Rightarrow E^+ = E_1/2$.

Amb aquest resultat, el camp mesurat quan es connecta la botzina resulta $E_2 = E_1(1 - \rho_L)/2$. Identificant amb l'expressió de l'enunciat, resulta directament que $\rho_L = j0,5$.

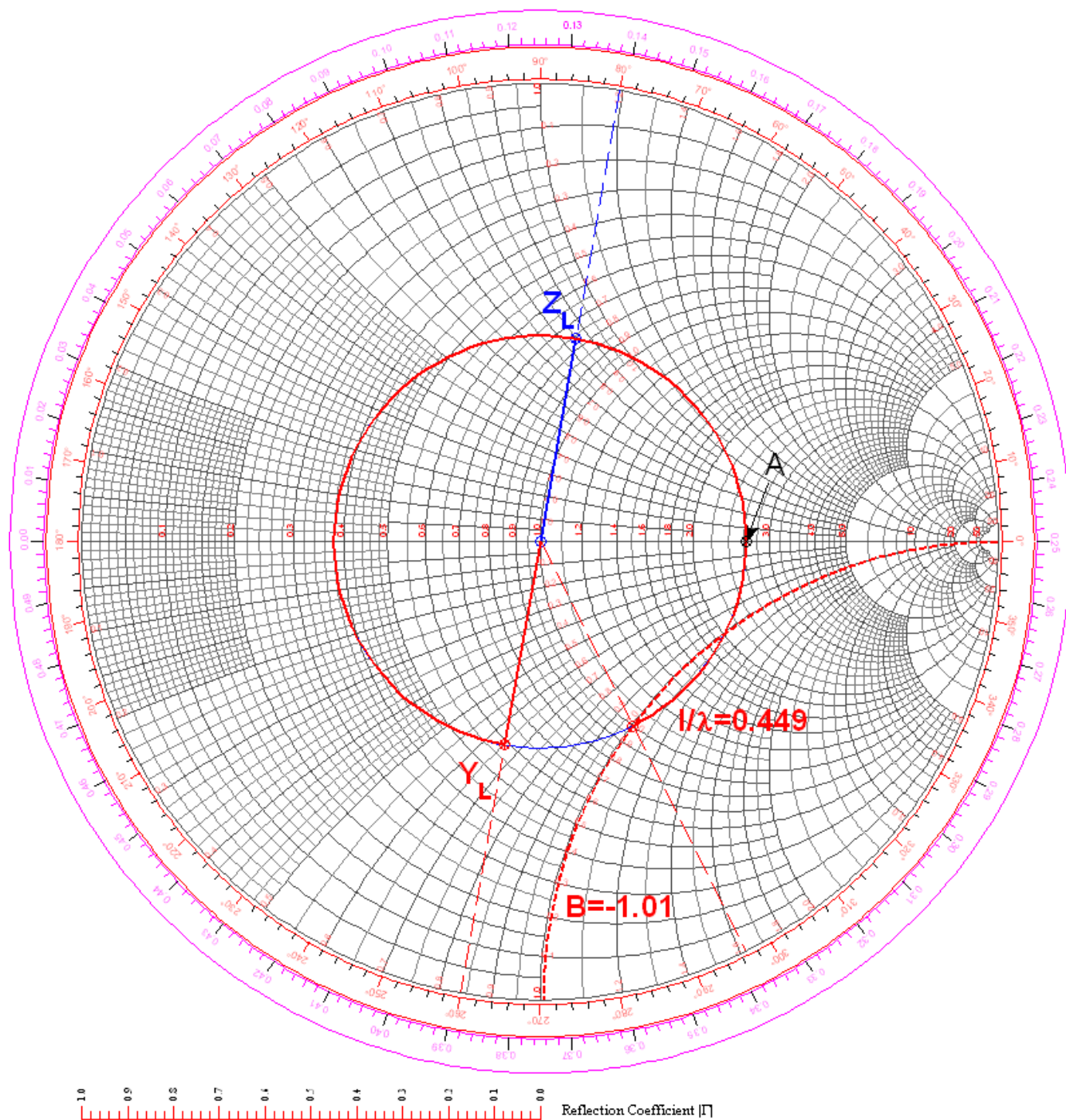
- d)** Utilitzant la carta de smith adjunta, si $\rho_L = 0,45e^{j80^\circ}$ obtenim $\ell = 0,449\lambda_g = 6,32 \text{ mm}$ i $\bar{B}_d = +1.01$ (el negatiu del que es llegeix a la carta)

- e)** Entre la botzina i el diafragma es produeix una ona estacionària que presenta un màxim de camp elèctric quan el coeficient de reflexió és real i positiu (punt A de la carta de smith adjunta). Aquest punt està situat a $(0,25 - 0,139)\lambda_g = 1,56 \text{ mm}$ de la càrrega i és on es produirà la ruptura quan se superi el camp màxim.

L'amplitud de camp en aquest punt és $|E| = |E_0^+| + |E_0^-| = |E_0^+|(1 + |\rho_L|)$. Per altra banda, la potència que radia la botzina és:

$$P = P^+(1 - |\rho_L|^2) = \frac{1}{2}ab \frac{|E_{0ef}^+|^2}{Z_{TE}} (1 - |\rho_L|^2) = \frac{1}{2}ab \frac{|E_{ef}|^2}{(1 + |\rho_L|)^2 Z_{TE}} (1 - |\rho_L|^2)$$

Si es considera el valor de $|\rho_L| = 0,45$ de l'apartat anterior i que l'amplitud de pic del camp és igual al camp de ruptura $|E_{ef}|^2 = E_r^2/2$ s'obté $P = 41,07 \text{ kW}$



SOLUCIÓN PROBLEMA 3:

A) La potencia radiada por la antena es $P_r = P_t \alpha_t \eta_t$. Las pérdidas de la guía de onda en recepción son $\alpha_r = (20/50) \alpha_t = 2.4 \text{ dB}$ (0.5754). Aplicando la ecuación de transmisión:

$$P_L = P_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \alpha_r \eta_r G_2,$$

Se obtiene $P_L = 66.4 \text{ nW}$. Si lo expresamos en dBm, obtenemos $P_L = -41.8 \text{ dBm}$. El umbral de sensibilidad es -50 dBm, que con un margen de seguridad de 20 dB, nos da un valor de -30 dBm. **El enlace NO está bien diseñado, ya que estamos 11.8 dB por debajo del margen de seguridad del enlace.**

B) El ruido captado por la antena (y atenuado por ésta) es $N_1 = kT_a B \eta$

El ruido que genera la propia antena (un atenuador a temperatura T_{amb}) es $N_2 = kT_{amb} B(1 - \eta)$. Si el ruido proviene mayoritariamente de la propia antena, entonces $N_2 > N_1$, lo que implica que

$$\eta < \frac{T_{amb}/T_a}{1 + T_{amb}/T_a} = 0.6(60\%)$$

Con una eficiencia de $\eta = 0.9$ (90%), tendremos que $N_2 > N_1$, si se cumple que

$$T_a < T_{amb} \frac{1 - \eta}{\eta} = 33.3 \text{ K}$$

C) La densidad de potencia que llega a la antena es P_0 . La potencia a la salida de la antena es $P_1 = P_0 A_{eff} \eta_2$, y el ruido es $N_1 = kT_a B \eta_2 + kT_{amb} B(1 - \eta_2)$. La potencia a la salida del receptor es $P_2 = P_0 A_{eff} \eta_2 \alpha_2 G_2$, y el ruido a la salida del receptor es:

$$N_2 = kT_a B \eta_2 \alpha_2 G_2 + kT_{amb} B(1 - \eta_2) \alpha_2 G_2 + kT_{amb} B(1 - \alpha_2) G_2 + kT_0 (F_2 - 1) B G_2$$

Por lo tanto, la relación de cocientes señal-ruido es

$$\frac{(S/N)_0}{(S/N)_1} = 1 + \frac{T_{amb}}{T_{eff}} \frac{1 - \alpha_2}{\alpha_2} + \frac{T_0}{T_{eff}} \frac{F_2 - 1}{\alpha_2}$$

Teniendo en cuenta que $F_2 = 4 \text{ dB}$ (2.512), $T_0 = 290 \text{ K}$, $\alpha_2 = 3 \text{ dB}$ (0.5) y $T_{eff} = T_a \eta_2 + T_{amb}(1 - \eta_2) = 210 \text{ K}$, obtenemos que

$$\frac{(S/N)_0}{(S/N)_1} = 6.6, \text{ o lo que es lo mismo, } 10 \log \frac{(S/N)_0}{(S/N)_1} = 8.2 \text{ dB}$$

D) Con el pre-amplificador, obtenemos

$$\frac{(S/N)_0}{(S/N)_2} = 1 + \frac{T_0}{T_{eff}} (F_1 - 1) + \frac{T_{amb}}{T_{eff}} \frac{1 - \alpha_2}{\alpha_2 G_1} + \frac{T_0}{T_{eff}} \frac{F_2 - 1}{\alpha_2 G_1}$$

El factor de ruido del pre-amplificador es $F_1 = 2 \text{ dB}$ (1.585), y la ganancia es $G_1 = 30 \text{ dB}$ (1000). Por lo tanto, obtenemos

$$\frac{(S/N)_0}{(S/N)_2} = 1.81 \text{ (2.6 dB). Hay una mejora de 5.6 dB}$$

E) El ancho total de -3 dB del diagrama de radiación de la antena es

$$\Delta \theta_{-3dB} = \sqrt{\frac{4\pi}{D}} = 0.112 = 6.4^\circ$$

La antena se ha de apuntar con una precisión de +/- 3.2°