TEMA 1: DEFINICIÓN Y FUNDAMENTOS DE ANTENAS

1.1 Introducción. Definiciones previas

– **Radiación**: emisión de ondas electromagnéticas al espacio libre.

– **Propagación:** transporte de ondas electromagnéticas por el espacio libre desde un punto de transmisión al punto o los puntos de recepción.

– **Antena**: dispositivo diseñado para emitir o recibir ondas electromagnéticas. Una antena transmisora transforma voltajes y corrientes existentes en el medio físico (cable) en ondas electromagnéticas que se emiten al espacio libre, y una receptora realiza la función inversa.

- Cables (medios guiados): Estudiamos tensiones y corrientes.
- Espacio libre (aire): Estudiamos campos electromagnéticos.

– El **medio** viene caracterizado por unos parámetros que nos indican de qué manera éste permite a los campos electromagnéticos propagarse en su interior.

- **Permitividad eléctrica: ε**
- **Permitividad magnética: μ.**
- Relacionando ambos parámetros tenemos la **impedancia intrínseca** del medio: $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$

$\sqrt{\mathcal{E}_0/\mu_0}$

El **vacío** es el medio ideal. En él, los valores son:

$$\varepsilon_0 = 8{,}85 \times 10^{-12} \left(\frac{C^2}{Nm^2}\right); \qquad \mu_0 = 4\pi x\, 10^{-7} \left(\frac{N}{A^2}\right)$$

$$\eta_0 = \frac{|E|}{|H|} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi \quad (\Omega)$$

Se cumple que $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$; siendo $c = 3\, x\, 10^8\ m/s$ la velocidad de la luz en el vacío.

Relacionando la permitividad eléctrica del medio real con la del vacío, aparece el concepto de permitividad relativa:

$$\varepsilon_r = \frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} \geq 1$$

1.2 Parámetros importantes de campos electromagnéticos. Ecuaciones de Maxwell:

Las ecuaciones de Maxwell rigen todos los procesos de propagación de ondas electromagnéticas:

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\bar{B}$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\bar{D} + \bar{J}$$

$$\nabla \cdot \bar{D} = \rho$$

$$\nabla \cdot \bar{B} = 0$$

Donde,

$\vec{E}$: Vector intensidad de campo eléctrico (*V/m)*
$\vec{B}$: Vector intensidad de campo magnético (*T*)
$\vec{D}$: Vector inducción eléctrica o densidad de flujo eléctrico (C/m^2)
$\vec{H}$: Vector inducción magnética (*A/m*)
$\vec{J}$: Vector corriente de desplazamiento (A/m^2)
ρ: Densidad de carga (C/m^2)

Los campos eléctrico y magnético son **siempre** por definición **perpendiculares entre sí**.

$\bar{E}$ $\perp \bar{H}$

Otros parámetros importantes son:

σ: Conductividad de un material (*S/m)*
f: Frecuencia (*Hz*)

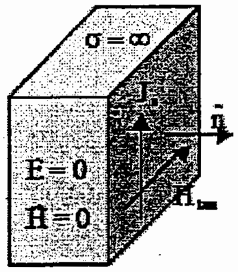
$\lambda = {}^{c}/_{f}$: Longitud de onda (*m*)

$k_0 = {}^{2\pi}/_{\lambda}$: Número de onda ($m^{-1}$)

Condiciones de contorno:

La resolución de las ecuaciones de Maxwell requiere la resolución de ecuaciones diferenciales, que necesitan de unas condiciones de contorno para poder representar una **solución** única.

Se llaman condiciones de contorno o frontera, porque se refieren al comportamiento que se produce en la frontera entre medios, en ese caso, entre el conductor y el espacio libre.



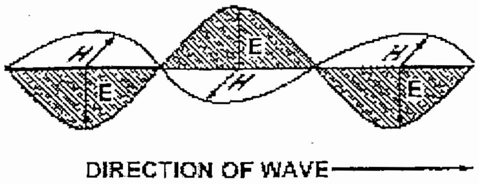
$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}$$

$$\rho_s = \hat{n} \cdot \vec{D}$$

$$\hat{n} \times \vec{E} = 0 \Rightarrow E_{tan} = 0$$

$$\hat{n} \cdot \vec{H} = 0 \Rightarrow H_{tan} = 0$$

La consecuencia más importante de la aplicación de estas condiciones de contorno es que una corriente genera una onda que se propaga en la misma dirección que tenía la corriente, y los **campos** eléctrico y magnético son **perpendiculares** a esta **dirección de propagación**. Más adelante veremos que esto es una simplificación y en la realidad sólo sucede en la región de campo lejano, que es donde las ondas se comportan como planas.

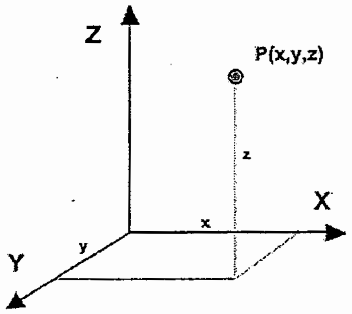


1.3 Sistemas de coordenadas:

- Sistema de coordenadas **cartesianas**: Es el más sencillo. La antena emisora se situaría en el origen de coordenadas. Cada punto del espacio viene determinado por tres coordenadas, que son tres distancias al punto origen.

$\hat{z}$ → dirección propagación

$\bar{E} = E_0$ varía de una forma determinada pero no puede ir en $\hat{z}$ solo x e ι por ser perpendicular a la dirección de prop

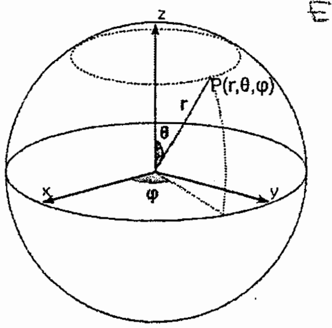


- Sistema de coordenadas **esféricas**: Es el más **importante** en teoría de antenas y electromagnetismo. La antena emisora se situaría en el origen de coordenadas. Cada punto del espacio viene determinado por una distancia al origen (r o ρ) y dos ángulos (θ y φ). Si la antena radia igual en todas las direcciones (omnidireccional), entonces los **campos** en un punto sólo dependerán de la distancia al origen, y **decrecerán** siempre como **1/r**.

$\mathbf{0 \le \varphi \le 2\pi}$ $\mathbf{0 \le r \le \infty}$ $\mathbf{0 \le \theta \le \pi}$

dirección de prop → $\bar{r}$

$\bar{E}$ solo puede ir en dirección $(\hat{\varphi}\,\hat{\theta})$



$\bar{E}, H \propto \frac{1}{r}$ cuanto más distance menos ~~fuerza~~potencia me llega

$<\bar{S}>| \propto \frac{1}{r^2}$

1.4 Condición de campo lejano:

Regiones del espacio según cercanía a la antena transmisora:

– Región de **campo próximo reactivo**: región próxima a la antena donde predomina el campo reactivo causado por los términos $1/r^2$ y $1/r^3$.

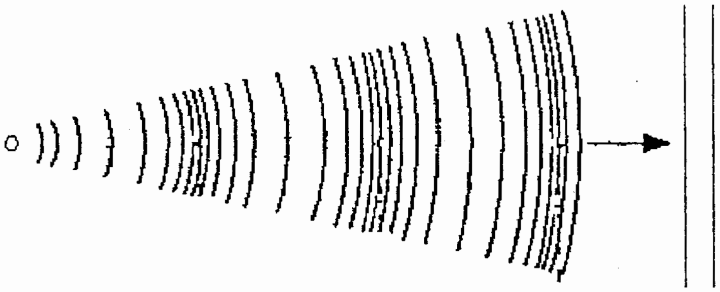
– Región de **campo próximo radiante**: región intermedia entre la de campo reactivo y la de campo lejano. Predominan los campos de radiación, pero su distribución angular es función de la distancia a la antena.

Las dos regiones anteriores forman el entorno **cercano** a la antena transmisora. En ellas, los campos siguen una geometría compleja, y es **difícil** calcular su valor (no nos van a pedir resolver problemas en estas zonas).

Sin embargo, en la práctica la antena receptora se encuentra suficientemente **lejos** de la transmisora como para considerar condición de **campo lejano**. (También se le llama zona de Fraunhofer):

- Región de **Campo Lejano o Zona de Fraunhofer**: es la más **importante** (es la que siempre vamos a encontrar en **problemas**). Se caracteriza porque la distribución angular del campo radiado es independiente de la distancia *r* a la antena.
  Ojo! No quiere decir que a partir de esta distancia los campos no varíen (los campos varían aquí como **1/r**), sino que la distribución **angular** del campo (diagrama de radiación) es independiente de la distancia.

Esta consideración de campo lejano es una **simplificación** que facilita mucho la resolución de los problemas. Las ondas de los campos eléctrico y magnético pasan a considerarse **ondas planas**:



De esta manera, podemos afirmar que los campos eléctrico y magnético son perpendiculares a la dirección de propagación de la onda.

Condición de campo lejano o distancia de Fraunhofer:

$$\boxed{d \geq {}^{2D^2}/_{\lambda}}$$

Siendo *D*= la dimensión máxima de la antena y λ la longitud de onda.

NOTA: En los **problemas** siempre vamos a considerar condiciones de campo lejano, porque si no la solución sería muy complicada. Pero ¡**ojo** a preguntas de test! Tener en cuenta que la **perpendicularidad** de los campos a la dirección de la propagación de la onda se cumple **solo** en **campo lejano**, ¡no se cumple en las cercanías de la antena!

Resumen: expresiones de campos electromagnéticos:

- Habitualmente encontraremos los campos definidos en coordenadas **esféricas**, aunque también pueden darse en coordenadas cartesianas.

- Utilizamos simplificaciones y consideramos **campo lejano**, ya que de otro modo las expresiones son muy complicadas.

- En campo lejano, las ondas son planas y se puede afirmar que el campo eléctrico y el magnético, que son siempre **perpendiculares entre sí**, también son perpendiculares **a la dirección de propagación.**

- En campo lejano, la dependencia de E y de H con la distancia es la de una onda esférica, es decir, varían con **1/r** y tienen la expresión general:

$$\vec{E} = \frac{E_0}{r} e^{-jk_0 r}\ \widehat{u_E};$$

Donde $k_0 = {2\pi}/{\lambda}$ es el número de onda, $\widehat{u_E}$ indica la dirección de vector $\vec{E}$ y r (también llamado en ocasiones z) es la única variable y representa la dirección de propagación de la onda, y por tanto es perpendicular a $\widehat{u_E}$.

NOTA: Que un vector sea perpendicular a una dirección implica que **no** contiene componente en dicha dirección. Es decir, en **cartesianas**, si la dirección de propagación de la onda es según el eje z, entonces los campos E y H pueden tener componentes en x e y, pero no en z. Ejemplos:

$$\vec{E} = \frac{(1+2j)}{z} e^{-j55z}\ \hat{x}; \qquad \vec{E} = \frac{(\hat{x}+\hat{y})}{z} e^{-j55z}$$

En **esféricas**, lo habitual es tomar la dirección de propagación según el vector r, o incluso a esa dirección llamarla z (por extensión de las cartesianas, pero es sólo cuestión de nomenclatura), y que las componentes de los campos sean en φ y en θ. Ejemplo: $\vec{E} = \frac{3}{z} e^{-j55z}\ \hat{\varphi}$

- Lo habitual es calcular y representar el campo $\vec{E}$, y a partir de ahí se puede obtener $\vec{H}$, sabiendo que son perpendiculares y que la relación entre sus módulos es la impedancia intrínseca del vacío: $\eta_0 = \frac{|E|}{|H|}$

1.5 Teorema de Poynting:

Expresa la **ley de conservación de la energía**:

$$\boxed{P_{ET} = P_{disip} + P_{rad}}$$

El primer factor representa la potencia entregada a la antena por el circuito físico conectado a ella, el segundo la potencia disipada por calor (efecto Joule) en los conductores de la antena y el tercero es la potencia que se radia al exterior, en forma de onda electromagnética.

El **vector de Poynting** representa la **densidad de potencia** radiada, y por lo tanto sus unidades son de potencia/superficie (*W/m²*):

$$\langle\bar{S}\rangle = \frac{1}{2} Re(\bar{E}\times\bar{H}$$

$$\overrightarrow{\langle S\rangle} = \frac{1}{2} Re\,(\vec{E} x\, \vec{H}^*)\ (\mathrm{W/m^2})$$

$$\eta_0 = \frac{|E|}{|H|} \Rightarrow |H| = \frac{|E|}{\eta_0}$$

Nota: De esta expresión, habitualmente nos interesarán los módulos:

$$\left|\overrightarrow{\langle S\rangle}\right| = \frac{|\vec{E}||\vec{H}|}{2} = \frac{|\vec{E}|^2}{2\eta_0};$$

$$|\bar{H}| = |\bar{H}^*|$$

Donde recordemos que $\eta_0 = 120\pi$

La multiplicación del módulo del vector de Poynting por una superficie que encierre a la antena proporciona la **potencia** total **radiada** por la antena.

Dicho vector decrece **siempre** como **1/r²**, y su dirección es radial.

TEMA 2: PARÁMETROS BÁSICOS DE RADIACIÓN

2.1 Espectro radioeléctrico: Aplicaciones según frecuencia:

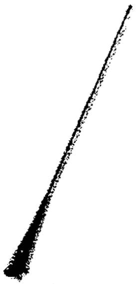
Frequency band	Designation	Typical service
3–30 kHz	Very low frequency (VLF)	Navigation, sonar
30–300 kHz	Low frequency (LF)	Radio beacons, navigational aids
300–3000 kHz	Medium frequency (MF)	AM broadcasting, maritime radio, Coast Guard communication, direction finding
3–30 MHz	High frequency (HF)	Telephone, telegraph, and facsimile; shortwave international broadcasting; amateur radio; citizen's band; ship-to-coast and ship-to-aircraft communication
30–300 MHz	Very high frequency (VHF)	Television, FM broadcast, air traffic control, police, taxicab mobile radio, navigational aids
300–3000 MHz	Ultrahigh frequency (UHF)	Television, satellite communication, radiosonde, surveillance radar, navigational aids
3–30 GHz	Superhigh frequency (SHF)	Airborne radar, microwave links, common-carrier land mobile communication, satellite communication
30–300 GHz	Extremely high frequency (EHF)	Radar, experimental

2.2 Tipos de antenas:

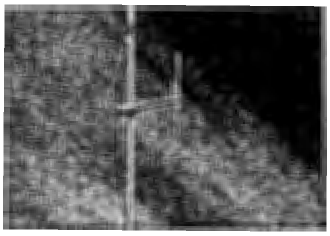
Los **tipos** de antenas más comunes que se van a estudiar se dividen según el modo de radiación en los siguientes bloques:

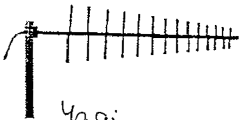
Hilo → coche

- Antenas de **hilo** o elementos de corriente: antenas cuyos elementos radiantes son conductores de hilo que tienen una sección despreciable respecto a la longitud de onda de trabajo.
  Se utilizan extensamente en las bandas de MF, HF, VHF, UHF.
  Se pueden encontrar **agrupaciones** de antenas de hilo como las antenas Yagi, o en formas no lineales, como con forma de espira. Ejemplos de antenas de hilo son:



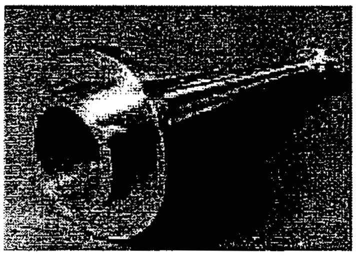
Coche



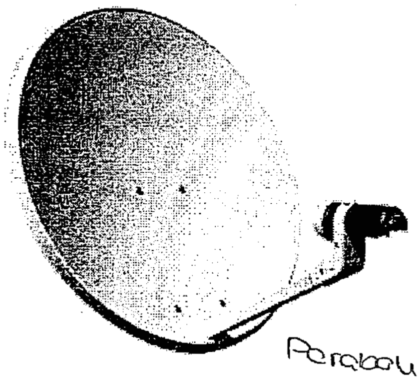


Yagi

- **Aperturas** (bocinas y reflectores): utilizan superficies o aperturas para direccionar el haz electromagnético de forma que concentran la emisión y recepción de su sistema radiante en una **dirección**. La más conocida y utilizada es el reflector (**antena parabólica**).



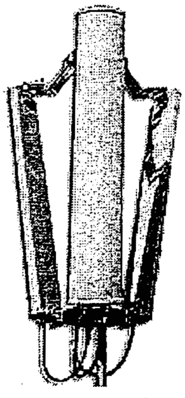
Bocinas



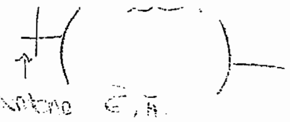
Parabolicas

- **Arrays** o agrupaciones de antenas: conjunto de dos o más antenas iguales donde se controla la amplitud y fase de la alimentación de cada elemento para conseguir unas propiedades de radiación específicas. Un ejemplo son las antenas transmisoras de telefonía móvil.

Moviles



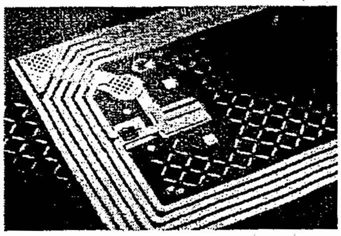
- Antenas **impresas** o de parche: estructuras planas hechas de circuitos formados por elementos radiantes. Se utilizan en móviles, por ejemplo.



Antena $\vec{E}, \vec{H}$ tiene una impedancia Zent, Zin complejo.

$Z + jX$

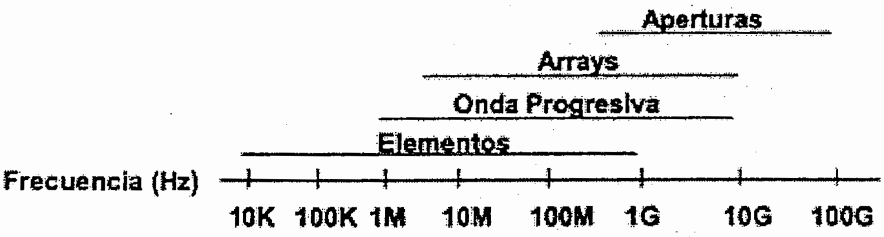
0 Reactancia se intenta anular la reac



- Antenas **inteligentes:** aquellas que son capaces de controlar y de variar su patrón de radiación por métodos electrónicos. Por ejemplo, las que utilizan algunos satélites, que cambian su apuntamiento a zonas diferentes del mundo.

0 → reac

Cada tipo de antenas de los anteriormente citados funciona en un rango de frecuencias determinado:



El tamaño de una antena también afecta a otros parámetros, como su ganancia.

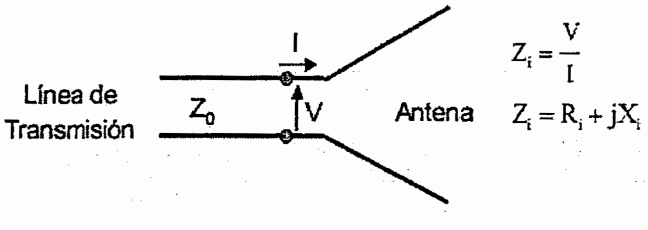
De manera general, se puede afirmar que el **tamaño** de una **antena** es directamente proporcional a la **longitud de onda** en la que trabaja (o lo que es lo mismo, es inversamente proporcional a la frecuencia). Así, por ejemplo, una antena de hilo, como un dipolo, que quiera trabajar en frecuencias muy bajas, tendrá que ser muy grande. De la misma manera, una antena parabólica (apertura), que quiera trabajar en frecuencias bajas, tendrá que ser grande, pero nunca podrá trabajar en frecuencias tan bajas como un dipolo, ya que, según el gráfico anterior, cada tipo de antena trabaja en un **rango**.

2.3 Impedancia de una antena:

Recordar que la **impedancia** es un número **complejo**. La resistencia eléctrica que usamos en análisis de circuitos es la parte real de la impedancia.

Una antena puede verse como un componente de un circuito eléctrico. Esto es útil cuando trabajamos con potencias. En este caso, tendremos una tensión en los bornes de la antena, y una corriente que llegará a ella.

Definimos la impedancia de entrada de una antena como el cociente V/I:



Resonante significa que la **reactancia** (parte real de la impedancia) es cero. Esto, simplificando, significa que se pierde la mínima potencia posible

Idealmente, las antenas se diseñan para ser **resonantes** a la frecuencia central de la banda de utilización, puesto que así se facilita la **adaptación de impedancias** (la impedancia a la entrada de la antena es igual que a la salida de la antena para conseguir que se pierda la menor potencia posible). No siempre es posible lograr resonancia, porque en frecuencias bajas habría que hacer antenas excesivamente grandes, pero siempre se intenta minimizar la reactancia X_i.

En **resumen**: se intenta que en la propia antena se disipe la mínima potencia posible para que la mayor parte posible de la potencia que llega a la antena, se radie al exterior. Para ello de juega con los parámetros de la antena, entre ellos su tamaño.

La resistencia de entrada R_i (parte real de la impedancia) es la suma de la **resistencia de radiación** y la **resistencia de pérdidas**. Estas dos resistencias en realidad no existen como tal físicamente, sino que se definen para poder expresar la potencia de radiación y la potencia de pérdidas, también llamada de disipación. Como vimos en la ley de la conservación de la energía, la suma de ambas es la potencia entregada a la antena:

$$R_i = R_{per} + R_{rad}$$

$$P_{rad} = \frac{1}{2} I^2 R_{rad} \ ; \qquad P_{per} = P_{disip} = \frac{1}{2} I^2 R_{per} \ ; \qquad P_{ET} = P_{disip} + P_{rad}$$

$$\boxed{P = \frac{1}{2} I^2 \cdot R}$$

El **rendimiento de radiación** se define:

$$\boxed{\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{P_{rad}}{P_{disip} + P_{rad}} = \frac{R_{rad}}{R_{per} + R_{rad}}}$$

Calent. reducida
de antena hacia a
y no adap. imp. el receptor

Además de interesarnos una antena que disipe la menor potencia posible, también interesa que en el circuito existente entre el generador y la antena se pierda la menor potencia posible. Esto se logra haciendo que haya adaptación de impedancias, o al menos que la impedancia de entrada de la antena y la impedancia del circuito sean lo más parecidas posibles. En altas frecuencias, se definen unos parámetros más fácilmente medibles, como son el coeficiente de reflexión, relación de onda estacionaria o las pérdidas de retorno.

En la asignatura de microondas se trabaja con estos parámetros, porque son los que se usan en altas frecuencias.

El **coeficiente de reflexión** se calcula:

adaptación de imp
Calent.

Impe de la línea.

$$\boxed{\Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0}}$$

$-$
$+$

Donde Z_{ant} es la impedancia de la antena y Z_0 es la impedancia de la línea de transmisión.
Se cumple que, si **Γ=0**, entonces significa que $Z_{ant} = Z_0$, y por tanto la antena se dice que está **adaptada**, estaremos en **resonancia** y se producirán las mínimas pérdidas, o lo que es lo mismo, la máxima transferencia de potencia.

La relación de onda estacionaria (**ROE o VSWR** en inglés) tiene la siguiente expresión:

$$\boxed{ROE = VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}}$$

$+$
$-$

Las **pérdidas de retorno** se definen como el cociente entre la potencia reflejada en la antena y la potencia que incide en la misma.

$$\boxed{P.R\,(dB) = 10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}}}$$

Para **máxima transferencia de potencia**, se cumple que Γ=0, y por tanto se cumplirá que **ROE = 1.**

El **rendimiento de reflexión** indica la cantidad de potencia que se entrega a la antena de toda la potencia que sale del generador:

Queremos que sea
cercano a 1

$$\eta_{ref} = 1 - |\Gamma|^2$$

$$P_{ET} = P_{DG}\,\eta_{ref}$$

$$P_{Rad} = P_{ET}\,\eta_{rad} = P_{DG}\,\eta_{ref}\eta_{rad}$$

Las **pérdidas por desadaptación de impedancias** se definen de la siguiente manera:

$$\boxed{L_{des} = -10\log(1 - |\Gamma|^2)}$$

2.4 Diagrama de radiación de una antena:

- Antena **isótropa**: es **ideal**, radia por igual en todas las direcciones.
- Antena **omnidireccional:** si es isótropa en una dirección.

Una antena generalmente no radia de la misma manera en todas las direcciones del espacio, sino que es capaz de **orientar** la **energía** en unas determinadas direcciones. Por ejemplo, una antena de telefonía móvil situada en un tejado, no interesa que radie hacia el cielo, porque estaría perdiendo energía, sino hacia abajo para dar cobertura a los usuarios.

El diagrama de radiación es una representación gráfica de las propiedades direccionales de radiación de una antena en el espacio. Habitualmente se toman condiciones de **campo lejano**, y de esta manera se elimina la dependencia radial y sólo se representa la variación en los dos ángulos de las coordenadas esféricas.

Hay diferentes tipos de diagramas, y éstos pueden representar el campo eléctrico o el magnético y pueden estar representados en coordenadas cartesianas o esféricas, etc.

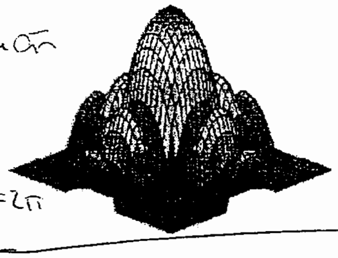
Pueden representar magnitudes absolutas o relativas respecto al campo máximo. Lo más común es que representen magnitudes **relativas** al caso ideal (antena isótropa). En ese caso, se suelen utilizar **decibelios (dB)**. El valor máximo representa el punto o la dirección en la cual la energía es la misma que radiaría una antena isótropa. Por tanto ese valor es 1, o lo que es lo mismo, 0dB. A partir de ahí, los valores disminuyen.

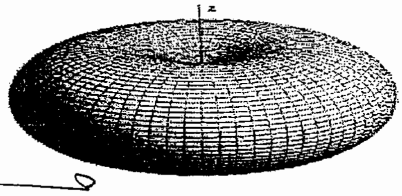
> **NOTA**: Para **pasar a dB**, si la magnitud tiene que ver con voltajes (los campos se relacionan con voltajes), se multiplica por 20 y se hace el logaritmo, mientras que si se refiere a potencias se multiplica por 10 (es el caso más común).
>
> La notación que se utiliza habitualmente es minúscula para la magnitud lineal y mayúscula cuando está en dB.
>
> Un **dB** surge a partir de una magnitud adimensional, como por ejemplo un cociente de dos magnitudes iguales.
>
> Un **dBW** (dB watio) surge a partir de una potencia en watios (W), que se pasa a dB.
> Un **dBm** surge a partir de una potencia en mW, que se pasa a dB.
> Un **dBV** (dB voltio) surge a partir de una tensión en voltios, que se pasa a dB. (Lo vamos a encontrar menos que los parámetros anteriores)
> Así:
>
> $$\boxed{N = 20\log\frac{E}{E_{max}}}$$
>
> $$\boxed{M = 10\log\frac{P}{P_{max}}}$$
>
> **Ojo**: Los dB sólo se suman y restan. En expresiones donde haya cocientes y productos, habrá que utilizar las variables en unidades lineales.

- Tridimensionales (el de la derecha es para antena omnidireccional):

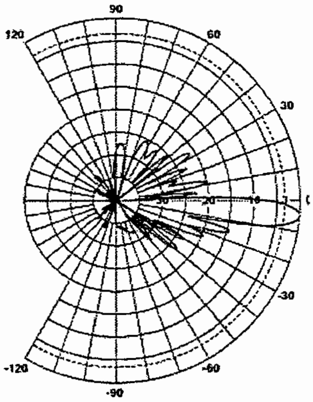
simetría de revolución
"globo" θ=φ.

Omnidireccional → θ o φ=2π

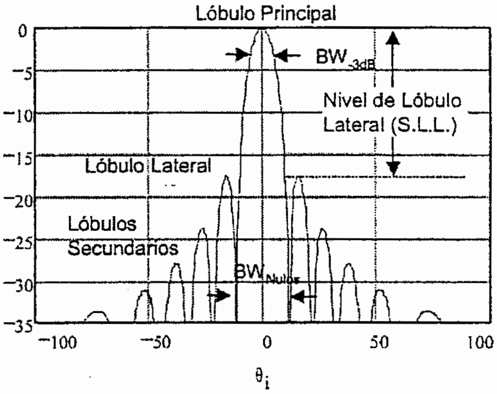




– Diagramas 2D: surgen de hacer **cortes** del diagrama tridimensional. Pueden ser en polares o cartesianas.



Polares



Cartesianas

- **Ancho de Haz** principal a -3dB se refiere al punto de potencia mitad respecto al máximo. Su relación con el ancho de haz entre nulos es :

$$BW_{nulos} = 2{,}25\ BW_{-3dB}$$

2.5 Parámetros de antenas:

En general, el término de **ganancia** indica cuánto una antena **refuerza** su intensidad de radiación en una dirección determinada con respecto a una antena **isótropa** (ideal) que radie la misma potencia total.

En el **ejemplo** de la antena de telefonía móvil en un tejado, si la comparamos con una antena de su misma potencia que radia en todas las direcciones, la antena de móviles radia con más intensidad que la isótropa en las zonas que apuntan hacia abajo, ya que no pierde potencia radiando hacia el cielo.

- **Ganancia directiva**: relación de la **densidad de potencia radiada** en una dirección en particular con la densidad de potencia radiada al mismo punto por una antena **isótropa** de referencia, suponiendo que ambas antenas irradian la misma cantidad de potencia.
  Las antenas muy directivas concentran mucho la energía en ciertas direcciones del espacio, y su diagrama de radiación muestra un pincel muy fino, es decir, el ancho de haz es pequeño. La máxima ganancia directiva se llama **directividad**, o lo que es lo mismo, la directividad es la ganancia directiva en la dirección de máxima radiación.

  Al ser una **magnitud relativa** (porque se relaciona con la antena isótropa), se suele medir en **dB.**

$$\boxed{d = 4\pi r^2 \frac{\langle \bar{S} \rangle}{P_{Rad}}}$$

De forma **aproximada**, se calcula:

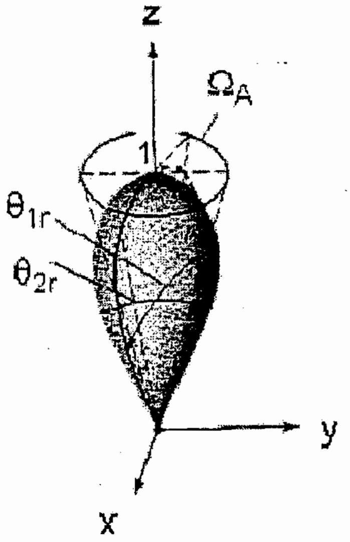
$$\boxed{d = \frac{4\pi}{\Omega_A} \approx \frac{4\pi}{\theta_{r1}\theta_{r2}}} = \frac{4\pi}{\underset{\underset{\text{rad.}}{\downarrow}}{\theta} \cdot \varphi}$$

Donde Ω_A se conoce como ángulo sólido.

$$\boxed{D(dB) = 10 \log d}$$

Siendo θ_{r1} *y* θ_{r2} los ángulos del **diagrama de radiación** en las dos direcciones a -3dB de la potencia máxima.

NOTA: La ganancia directiva la podemos sacar "a ojo" con los datos del diagrama de radiación. **OJO:** En la fórmula, los ángulos deben estar en **radianes**.



La ganancia de **potencia** se utiliza a nivel práctico porque es fácil medir la potencia entregada a la antena, mientras que la ganancia **directiva** es un concepto más usado a nivel teórico porque la potencia radiada es más fácil determinarla a partir de los campos radiados.

- **Ganancia (de potencia):** es la amplificación que aplica la antena a la señal que le llega del circuito para poder radiarla. Es el mismo concepto que la ganancia directiva pero refiriéndonos a la potencia entregada a la antena en lugar de la potencia radiada por esta.

$$\boxed{g = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = 4\pi r^2 \frac{\langle \bar{S} \rangle}{P_{ET}}}$$

$$\boxed{G(dB) = 10 \log g}$$

con campos $E = 20 \log e$
V1t

- **Rendimiento de radiación:** relación entre ganancia directiva y ganancia de potencia.

$$\boxed{\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{G}{D}}$$

NOTA: Habitualmente la ganancia directiva se saca del diagrama de radiación, y la ganancia en potencia (también llamada ganancia a secas) se obtiene multiplicando la ganancia directiva por el rendimiento de radiación.

- **PIRE:** Potencia isotrópica radiada equivalente (EIRP en inglés). Es una forma de medir la potencia final **real** emitida por la antena en una dirección. Se corresponde con el producto de la potencia entregada a la antena por su ganancia, o la potencia radiada por la antena por su directividad. Es el parámetro de potencia que se utiliza en la **práctica**.

$$\boxed{pire = g\,P_{ET} = d\,P_{Rad}}$$

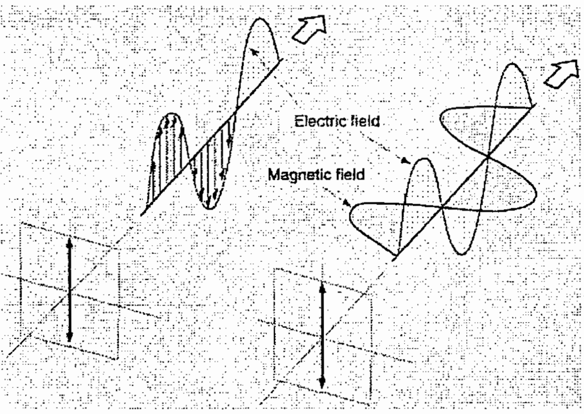
Se suele medir en dBW:

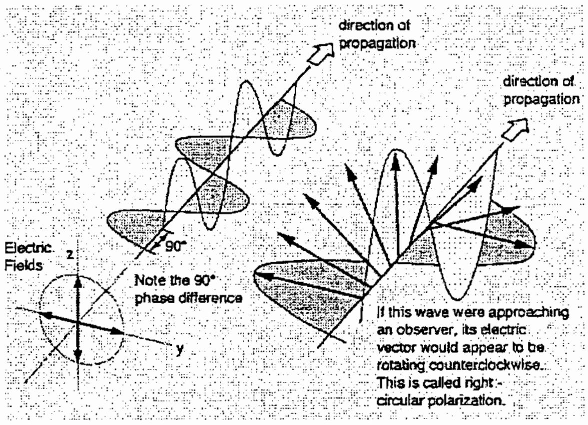
$$\boxed{PIRE\,(dBW) = 10\log\left(pire\,(W)\right)}$$

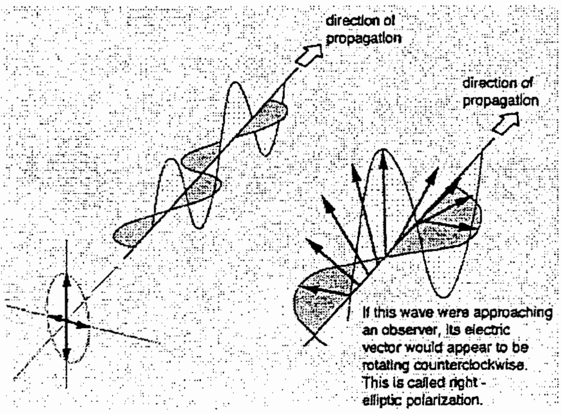
- **Polarización:** Es la figura que traza en función del **tiempo** el extremo del vector de campo radiado y su sentido de giro, visto por un observador situado **en la antena**. Puede ser **lineal, circular** o **elíptica**.

Aunque hay excepciones, lo más intuitivo es imaginarse que una antena que tiene **formas geométricas** lineales producirá polarización lineal, y una que sea más redondeada, producirá circular o elíptica

NOTA: Hasta ahora, para imaginarnos la perpendicularidad de los campos, hemos considerado un instante determinado "**congelado**". Al hablar de polarización es el único momento en el que debemos imaginarnos la evolución de los campos con el **tiempo**. Los campos $\vec{E}$ y $\vec{H}$ siempre son perpendiculares entre sí, pero eso no quiere decir que sus vectores no cambien de dirección a lo largo del tiempo. Puede suceder que los vectores giren constantemente, siempre que ese giro mantenga a ambos vectores perpendiculares a la dirección de propagación:







En la expresión del campo eléctrico, si éste sólo tiene una componente o dos componentes que están en fase, entonces la polarización es **lineal**. Si no están en fase, será **circular** si el módulo de las componentes coincide o **elíptica** si no coinciden.

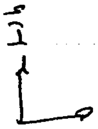
Aunque no suelen preguntar el **sentido de la polarización**, se puede obtener de la siguiente forma. Definimos el desfasaje entre la componente φ y la θ como δ:

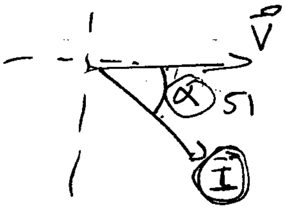
$$\vec{E} = \overline{E_\theta}\,\hat{\theta} + \overline{E_\varphi}$$
$$E_\theta = |E_\theta|\,e^{j\delta_\theta}$$
$$E_\varphi = |E_\varphi|\,e^{j\delta_\varphi}$$
$$\delta = \delta_\varphi - \delta_\theta$$

Si δ<0 es polarización a derechas
Si δ>0 es polarización a izquierdas

Si nos dieran el campo en cartesianas, sería lo mismo suponiendo:

$$\delta_\varphi = \delta_y$$
$$\delta_\vartheta = \delta_x$$





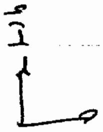
$|I|^{<-51}$

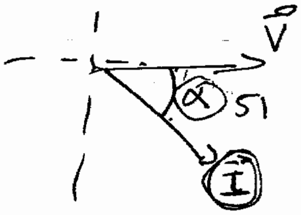
$fdp = 0,7 = 51$

$fdp = 0,9 \quad \arccos(0,9) = 70$

$I_c = I_L \cdot \cos(51) \cdot ((tg(51) - tg(70))|$

$C = \frac{I_c}{\omega \cdot V}$





$|\underline{I}|^{<-51}$

$fdp = 0{,}7 = 51$

$fdp = 0{,}9 \quad arccos(0{,}9) = 70$

$I_c = I_L \cdot \cos(51) \cdot (tg(51) - tg(70))/$

$C = \frac{I_c}{\omega \cdot V}$

NOTA: dos complejos están en fase, cuando su dirección es la misma. Ej: (1+j) está en fase con (3+3j), ambas fases son φ=arctg (1/1) = arctg (3/3) = arctg (1) = 90°.

El **sentido** de las polarizaciones circulares y elípticas pueden ser a derechas (RHC – Right-Hand Circular) o a izquierdas (LHC – Left -Hand Circular), según sea el sentido de giro del vector, siempre mirando desde la antena transmisora hacia la dirección de propagación.

El concepto de polarización es importante porque la antena receptora sólo es capaz de captar la potencia contenida en la polarización del campo coincidente con la suya propia.

Están en fase si su arctg son iguales

Sin embargo, las polarizaciones que se consiguen en la realidad nunca son perfectamente circulares o perfectamente lineales, sino que son siempre elípticas. Esto conlleva que cualquier antena radia con una polarización nominal (deseada), a la que se acompaña una polarización ortogonal indeseada. Hablaremos entonces de componente **copolar** (para la polarización del campo deseada) y componente **contrapolar** (para la polarización del campo ortogonal a la anterior). En polarización circular la componente ortogonal de la circular a derechas (RHC) es la circular a izquierdas (LHC) y viceversa.
Con polarizaciones lineales, la componente contrapolar de otra es la lineal girada 90° (es decir la contrapolar de la horizontal es la vertical, la contrapolar de la polarización inclinada 45° es la inclinada –45° y así sucesivamente).

Parámetros importantes:

- Relación de polarización circular:

$$\boxed{\rho = \frac{|E_{RHC}|}{|E_{LHC}|}}$$

Si polarización lineal: $\rho = 1$
Si polarización circular a izquierdas: $\rho = 0$
Si polarización circular a derechas: $\rho = \infty$

- Relación axial: es un valor siempre mayor o igual a 1.

$$\boxed{AR = \left|\frac{|E_{RHC} + |E_{LHC}|}{|E_{RHC} - |E_{LHC}|}\right|}$$

Si polarización lineal: $\rho = \infty$
Si polarización circular: $\rho = 1$
Si polarización elíptica Es la relación entre el eje mayor y el menor

- La **frecuencia** o banda de frecuencias de trabajo.
- **Ancho de banda**: rango de frecuencias en las que puede trabajar la antena.

$$\boxed{BW = f_{max} - f_{min}}$$

Se expresa en ocasiones normalizado, dividiéndolo entre la frecuencia central de la banda f_0.

$$\boxed{BW_{norm} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_0}}$$

2.6 Antena en recepción:

En Radiocomunicaciones, existe un principio llamado **Principio de reciprocidad**, que expone que los parámetros que definen a las antenas son **independientes** de que la antena esté en **transmisión** o en **recepción**. Por ejemplo, si el tamaño y las características de una antena la hacen idónea para transmitir en un cierto rango de frecuencias, también la harán idónea para recibir señales en ese rango. El principio de reciprocidad también nos asegura que los diagramas de radiación de una antena son idénticos en transmisión y en recepción.

Un punto importante a tener en cuenta es que, como ya se comentó, la polarización está relacionada con la forma geométrica que tenga la antena. Para polarización lineal, la **posición** en la que se sitúa la antena en recepción es fundamental para "captar" la máxima potencia de la señal. Es necesario que su posición sea lo más parecida posible a la dirección de la polarización, como se verá en ejercicios.

Además de los parámetros anteriormente expuestos en el tema 2, que por el principio de reciprocidad vale para una antena tanto en transmisión como en recepción, existen otros dos parámetros que caracterizan una antena en recepción:

- **Área efectiva o equivalente** en recepción: Para las antenas que tienen una apertura bien definida, el área equivalente máxima se obtiene multiplicando el **área física de la apertura** (A_{aper}) por el producto de la **eficiencia de radiación** (η_{rad}) y de la **eficiencia de apertura** de la antena (ε_a). La eficiencia de apertura indica la capacidad que tiene la antena de absorber la densidad de potencia incidente sobre ella, y es siempre menor o igual a 1.

$$\boxed{A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} g}$$

Donde g es la ganancia de potencia de la antena **en unidades lineales.**

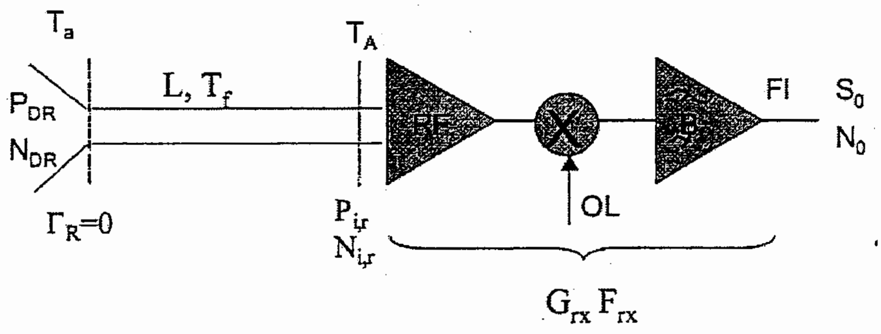
$$\boxed{A_e = \eta_{rad}\,\varepsilon_a A_{aper}}$$

- **Temperatura de ruido** de antena en recepción: Una antena en recepción capta toda la **radiación** que está a su alrededor. Por eso, también capta todo el ruido que le llega. Este ruido no sólo se refiere a ruido acústico, sino a toda radiación indeseada, por eso también se refiere a radiación en forma de **calor**.
Este parámetro hay que relacionarlo con la calidad de la antena en recepción. (Una antena es mejor si tiene menor temperatura de ruido).

La temperatura de ruido tanto del cable como del receptor se refiere a la **entrada** de los mismos. Estas temperaturas sólo las consideraremos cuando nos las den explícitamente.

Consideremos el esquema de recepción de la figura, en el cual la antena se conecta a un **cable** y éste se conecta al equipo **receptor**. Se cumple que no sólo la antena tiene una temperatura de ruido asociada, sino que también el cable y el receptor tienen una temperatura de ruido.

$$\boxed{T_A = \frac{T_a}{L} + \frac{T_f(L-1)}{L}}$$



Ojo! En esta fórmula, *f* está en unidades lineales, aunque es muy frecuente encontrarlo expresado en dB: F = 10 log f

La temperatura de ruido también está relacionada con otro parámetro, que es el **factor o figura de ruido**:

$$\boxed{T = (f-1)T_0}$$

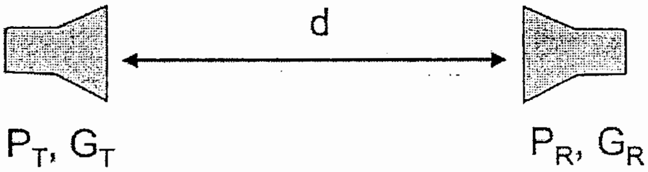
Donde T_0=290K se refiere a la temperatura de referencia.

¡Muy importante en ejercicios!

2.7 Ecuación de Friis:

Permite calcular el **balance de enlace**, que es el balance de **potencia** en un radioenlace formado por un transmisor y un receptor, separados una distancia *d*.

Se utiliza para comprobar si, con la potencia y la ganancia de la antena transmisora, y con la ganancia de la antena receptora, es posible que la señal recorra la distancia *d* y llegue con un valor de potencia superior a la sensibilidad del receptor. Esto es, un valor de señal suficiente para que la antena receptora no lo confunda con ruido.



Por tanto, el problema se suele basar en calcular la potencia con la que la señal llega.

El problema se define de esta manera:

$$\boxed{P_R(dBm) = P_T(dBm) + G_T(dB) + G_R(dB) - L_{el}(dB) - L_2(dB) - L_3(dB)}$$

NOTA: Aquí vemos lo cómodo que es usar dB! Las pérdidas se restan a la potencia y las ganancias se suman.

Los factores de esta fórmula genérica son:

- **Potencias**: Potencia de emisión y potencia recibida de señal.
- **Ganancias**: Son las ganancias de potencia de la antena de transmisión y de recepción.
- **Pérdidas en el espacio libre**: son las pérdidas que se dan por el hecho de que una onda va perdiendo potencia según avanza más distancia en el espacio. Además, estas pérdidas son función de la frecuencia.

Veamos cómo obtenemos su valor:

Primero calculamos la densidad de potencia que llega al lugar de la antena receptora:

$$\boxed{\left|\langle \vec{S} \rangle\right| = \frac{g_T\, P_T}{4\pi d^2} = \frac{pire}{4\pi d^2}}$$

Aquí P_T se refiere a la potencia entregada a la antena.

Si multiplicamos la densidad de potencia por el área efectiva de la antena receptora, tendremos la potencia de la señal en recepción:

$$\boxed{P_R = \left|\langle\vec{S}\rangle\right| A_E = \left|\langle\vec{S}\rangle\right| \frac{g_R\,\lambda^2}{4\pi} = g_R\, g_T\, P_T\left(\frac{\lambda}{4\pi\, d}\right)^2}$$

Dividiendo la potencia recibida entre la transmitida, llegamos a la **fórmula de Friis**:

$$\boxed{\frac{P_R}{P_T} = g_R\, g_T\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = \frac{g_R\, g_T}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2} = \frac{g_R\, g_T}{l}}$$

Al término $\boxed{l_{el} = \left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2}$ se le llama pérdidas **en el espacio libre.**

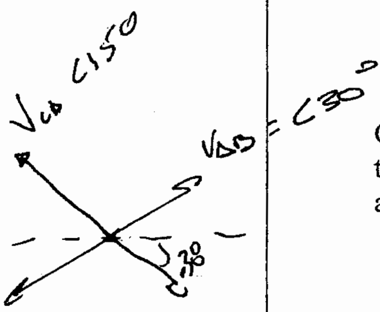
Ojo! En estas fórmulas, tanto las potencias como las ganancias no están expresadas en dB sino en **unidades lineales**, ya que aparecen en un cociente.

Estas pérdidas expresadas en dB quedarían:

$$L_{el} = 10\,\log l = 10\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 = 10\log\left(\frac{4\pi d\, f}{c}\right)^2 =$$

$$= 20\,\log\,(4\pi) + 20\log f + 20\log d\; - \;20\log\, c;$$

$$L_{el}\,(dB) = \;20\log f\,(Hz) + \;20\log\; d\;(m) - \;147{,}56$$



Como es habitual tener frecuencias del orden de los *MHz* y distancias del orden de *km*, también es habitual ver esta expresión con otras unidades (pero es equivalente a la anterior):

$$L_{el}\,(dB) = \;20\log f\,(MHz) + \;20\log\; d\;(km) + 32{,}45$$

- **Pérdidas por desajuste de polarización:** Aparecen si la antena receptora no está perfectamente orientada según la polarización del campo transmitido por la antena emisora. Si el ángulo de desorientación es α, su valor es:

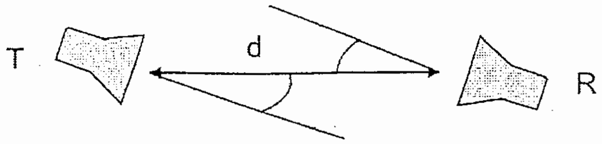
$$FPP = \left|\widehat{e_T}\,\widehat{e_R}\right|^2$$

$$\boxed{FPP\;(dB) = \;-20\log(\left|\widehat{e_T}\,\widehat{e_R}\right|) = -20\log(\cos\alpha)}$$

Si no nos lo indican expresamente, no consideraremos pérdidas por desajuste de polarización ni pérdidas por desapuntamiento ni pérdidas en los cables.

NOTA: Es útil conocer que:

- cuando se tiene como antena transmisora una con polarización lineal y como receptora otra con polarización circular, o viceversa, se tienen unas pérdidas por polarización de **3 dB.**
- Cuando se tienen como transmisora y como receptora antenas con polarizaciones ortogonales se tiene un factor de polarización igual a **0**, es decir, las pérdidas son infinitas, no hay acoplo posible.



- **Pérdidas en los cables del transmisor y el receptor.**

Otros parámetros asociados con el balance de potencia son los que tienen que ver con el **ruido** en recepción. No sólo hay que tener en cuenta la señal que llega a la antena receptora, sino también el ruido, ya que este parámetro degrada mucho la calidad de la señal.

– **Potencia de ruido térmico**: todos los cuerpos que están por encima de una temperatura de 0K, desprenden una radiación que es captada por las antenas, y que denominamos ruido térmico:

$$\boxed{n\,(W) = K\,T\,B}$$

$$\boxed{N\,(dBW) = 10\,\log\,(n)}$$

Interesan antenas con la menor temperatura de ruido posible, aunque no siempre es fácil obtenerlas, ya que ésta depende de la frecuencia de trabajo de la antena.

Siendo K la constante de Boltzmann ($1{,}38\,x\,10^{-23}\ (WsK^{-1})$), T la **temperatura de ruido del receptor** y B el ancho de banda que la antena es capaz de captar. Por tanto, vemos que el ruido captado por una antena será mayor cuanto mayor sea su rango de frecuencias que puede captar (ancho de banda), y cuanta "peor" sea su calidad, que de alguna forma es lo que mide el parámetro de temperatura de ruido. La temperatura de ruido de una antena, por tanto, no es un parámetro físico que se refiera a la temperatura real de la antena, sino que es un parámetro de calidad.

– **Parámetro G/T**: Es una medida de la calidad global del sistema **receptor**. Es el cociente, en unidades lineales, de la ganancia en recepción y el ruido de la antena en recepción.

$$\boxed{g/t\ = g\ x\,T\,(K)}$$

$$\boxed{G/T\ = 10\,\log\,(g/t) = G(dB) - T\,(dBK)}$$

– **Relación señal a ruido (SNR)**: Mide la **calidad** de la **señal recibida**. Es la relación entre la potencia de **señal** que llega al receptor, y la potencia de **ruido** que éste capta. Este valor debe estar por encima de un umbral, porque si no significa que el receptor no es capaz de distinguir la señal transmitida del ruido que capta de su alrededor.

$$\boxed{snr\ = {}^{p_R}/_{n}}$$

$$\begin{aligned} SNR\,(dB) &= 10\,\log\,(snr) = P_R(dBm) - N\,(dBm) = \\ &= P_R(dBW) - N\,(dBW) \end{aligned}$$

Es un parámetro muy importante, ya que mide la **calidad** de la señal en recepción. No sólo es necesario que llegue una señal con buena potencia, sino que es necesario que llegue con un nivel de ruido bajo respecto al nivel de señal.

La UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones, ITU en inglés) y más concretamente su sección R (radiocomunicaciones) ha creado tablas y gráficos que se pueden consultar, con valores estadísticos del campo en función de la frecuencia, de la distancia y de otros parámetros como tipo de suelo, intensidad de lluvia, etc.

TEMA 3: PROPAGACIÓN DE ONDAS EN MEDIO NATURAL

La influencia del suelo, la troposfera, la ionosfera, los obstáculos, etc hace que el modelo **ideal** de propagación en espacio libre, descrito en la ecuación de **Friis**, no sea correcto en la mayoría de los casos reales.

La fórmula de Friis debe por tanto corregirse introduciendo en ella diversos factores correspondientes a cada uno de los fenómenos de propagación. Es decir, ya no consideramos el caso **ideal** en el que, del camino entre la antena transmisora y la receptora solamente nos interesaba saber a qué distancia estaba para calcular las pérdidas en espacio libre, sino que ahora nos paramos a pensar en otros factores que afectan a la propagación como si llueve o no, si hay obstáculos en el camino, si es de día o de noche, a qué frecuencia viaja la onda y de qué manera lo hace, etc.

Cuantificar la atenuación que introducen estos factores es a veces complicado puesto que el entorno es parcialmente desconocido, y además, varía con el tiempo, con el espacio y con la frecuencia. Por eso, se suelen utilizar valores **estadísticos**. Por ejemplo, hay estudios sobre cómo afecta la presencia de lluvia en las comunicaciones. Se ha cuantificado el valor de la atenuación que la lluvia produce, y existen tablas y gráficas dependiendo de la frecuencia de la señal y de la intensidad de la lluvia, como veremos más adelante.

3.1 La influencia de la frecuencia en la propagación

El espectro radioeléctrico es el recurso del que disponemos para poder transmitir señales por el aire. Al existir muchas frecuencias diferentes, podemos utilizarlas **a la vez** para transmitir la información que nos interese, sin que se interfieran unas con otras. Es decir, ahora mismo en nuestro entorno hay señales radio FM, de TV, de comunicaciones de policía, de móviles, de wifis, etc, pero no se interfieren porque está estipulado en qué bandas debe transmitirse cada una.

El alcance se refiere a la máxima distancia que una señal es capaz de recorrer antes de atenuarse y no distinguirse del ruido.

Debemos conocer las características de propagación de cada frecuencia en el espacio, ya que no se propagan de igual manera unas que otras.

De manera general, cuando una onda se transmite por el aire, el **alcance** de una señal disminuye cuando aumenta la **frecuencia**. (Ojo, en propagación ionosférica no es así porque se trata de una reflexión en la atmósfera, la señal rebota). Por eso, hemos adaptado cada rango de frecuencias a las aplicaciones que mejor se adaptan a ellas. Así, como ejemplo, para comunicaciones **marítimas**, en las que un barco solo en medio del océano necesita conectarse con la costa o con otros barcos, se ha escogido una banda de **frecuencias** muy **baja**, para que su **alcance** sea lo **mayor** posible y no dejarlo incomunicado. El inconveniente que tiene esto es que, en principio, la frecuencia que esté utilizando este barco no la puede usar nadie más porque interferiría con él.

Por otro lado, las altas frecuencias, que históricamente no se han utilizado, se empiezan a utilizar porque se han conseguido hacer dispositivos que trabajan a esas frecuencias (la tecnología se complica a altas frecuencias) y porque se ha sabido sacar provecho al hecho de que se **atenúe** muy **rápidamente** la señal con la distancia. Por ejemplo, la banda cercana a los 2,4 GHz es utilizada por la aplicación de Bluetooth. A esta aplicación le interesa poder conectar dispositivos que estén muy cerca (típicamente hasta 10m. Hasta 100 m como mucho, y sólo en el caso de alta potencia). Así, las frecuencias se pueden reutilizar, y una persona en el edificio de al lado puede utilizar la misma frecuencia que tú a la vez.

Es decir, hay que tener en cuenta siempre que las señales que se usan en radiocomunicaciones se comportan de manera muy **diferente** dependiendo de su **frecuencia**, tanto por su alcance como por la manera en la que se propagan, como veremos a continuación.

3.2 Mecanismos de propagación

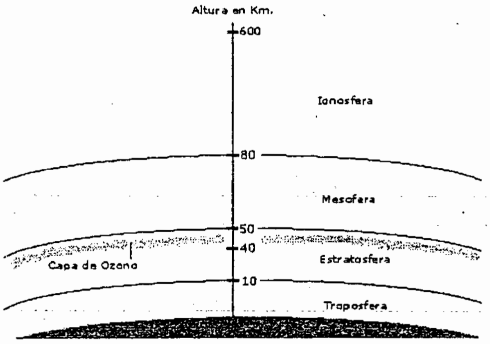
Como hemos dicho, dependiendo de la frecuencia de la señal, ésta se propagará de una manera diferente por el aire.

A **bajas y medias frecuencias** (por debajo de 30MHz), el suelo se comporta como buen conductor, excitándose una onda de superficie que se adapta a la orografía del terreno y transporta los campos electromagnéticos mucho más allá de la zona de visibilidad directa. A más alta frecuencia, la atenuación de este mecanismo es muy **elevada** y es necesario elevar las antenas respecto al suelo y propagar las ondas por el aire en lugar de pegadas al suelo.
Así, las formas de propagación son básicamente tres:

- Onda de superficie u onda de Tierra
- Reflexión (o refracción) ionosférica
- Onda de espacio o propagación troposférica

3.3 Onda de superficie

El suelo tiene ciertas propiedades de **conductividad** y **permitividad**, que varían con la frecuencia y con el tipo de terreno. Estos parámetros se relacionan entre sí y dan lugar al parámetro de **profundidad de penetración** del suelo. Este parámetro disminuye mucho cuando aumenta la frecuencia por encima de **30MHz** (HF – VHF), y quiere decir que a partir de esta frecuencia el suelo ya no es capaz de conducir la onda, y sería necesaria la propagación a través del aire con otro mecanismo de los que estudiaremos a continuación (reflexión ionosférica y onda espacio).

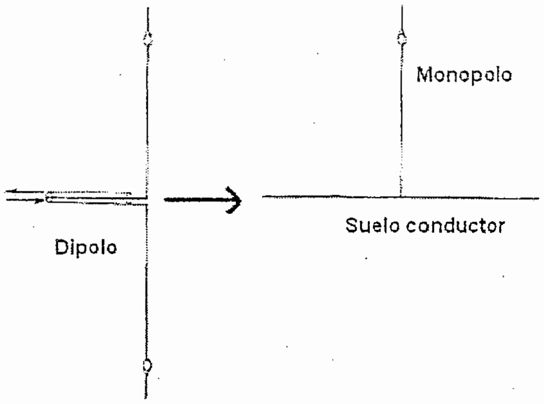


A estas frecuencias de entre VLF a MF, por tanto, el suelo se comporta como un **plano conductor**. De manera teórica existe un tipo de antena que se llama **dipolo** o dipolo elemental, formado por dos elementos conductores alimentados en su punto intermedio.

Por el llamado "método de las imágenes", se puede sustituir una distribución de carga por otra que nos interese más, siempre y cuando se mantenga el potencial generado. Por eso, a estas frecuencias la tierra es conductora, y por tanto la consideramos como un plano conductor, y así es el segundo conductor de los dos que tiene el dipolo. Así, el dipolo se puede sustituir por un **monopolo**, y con ello conseguimos disminuir a la mitad la altura de la antena. Por eso, con este mecanismo de propagación las antenas que se usan son monopolos que transmiten **pegados al suelo**.

Recordemos: antenas muy grandes porque la frecuencia es "baja".

Veremos en los temas siguientes que las dimensiones físicas de las antenas están relacionadas con la frecuencia. A' menos frecuencia se necesitan antenas más grandes. Por eso, para frecuencias bajas como las que se tratan en este subapartado, las antenas necesarias son muy grandes. Sustituyendo el dipolo por un monopolo, conseguimos disminuir a la mitad la dimensión de la antena, que ya de por sí es muy grande.

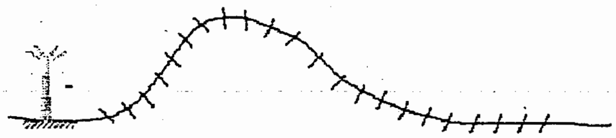


Este método de propagación sólo propaga la polarización **vertical**, porque la polarización horizontal se atenúa muy rápidamente a estas frecuencias. Por eso las antenas que se utilizan habitualmente son **monopolos verticales** con alturas entre 50 y 200 m que radian **polarización vertical.**

El alcance que se obtiene habíamos dicho que varía con la frecuencia, la potencia transmitida y el tipo de suelo. Con respecto al tipo de suelo, la atenuación de la onda por absorción en el suelo es mayor cuanto menor sea la conductividad del suelo. A más **humedad** más aumenta la **conductividad** del suelo, por eso se conseguirán mayores alcances en un terreno húmedo que en uno seco.

En **LF** (de 30 a 300KHz) se pueden conseguir alcances de hasta unos **2000 km**, en **MF** (de 300 a 3000KHz) de hasta unos **300 km**, mientras que ya en frecuencias más altas como HF (de 3 a 30 MHz), apenas se llega a los 50 km. Sin embargo, como hemos dicho, también depende de qué tipo de terreno tengamos alrededor.

Con este tipo de propagación, se pueden **salvar obstáculos** que sean son menores que la longitud de onda. Como la longitud de onda es grande, se pueden salvar grandes obstáculos y el **alcance** es **mayor que la visión directa**.



Ojo a las **unidades** de la fórmula. Para simplificar la expresión, la distancia viene dada en Km y la frecuencia en MHz

Ojo! Este factor atenúa el **campo eléctrico**. Si queremos hacer un balance de **potencia**, habrá que poner como atenuación este factor elevado al cuadrado, o lo que es lo mismo, hacr ***20*log Fe*** en lugar de *10*log Fe*.

Sólo usamos este modelo cuando nos lo digan expresamente. Habitualmente se usa el de tierra curva.

Para este mecanismo de propagación, y a efectos prácticos, basta con conocer la directividad de las antenas tipo monopolo, que son las que se usan aquí (se profundizará en esto en el tema siguiente):

- Monopolo **corto** (longitudes mucho menores que λ) sobre tierra $\mathbf{d_o = 3}$ (D_0 = 4.77 dBi)
- Monopolo de longitud λ/4 sobre tierra $\mathbf{d_0 = 3.28}$ (D_o = 5.16 dBi)

Para estudiar el campo con este mecanismo de propagación, se utilizan dos modelos, que pasamos a indicar a continuación:

Modelo de tierra plana:

Este modelo es una simplificación que se utiliza para **distancias cortas**. La distancia máxima para la que se puede utilizar este modelo es función de la frecuencia:

$$d_{max}(Km) = \frac{100}{\sqrt[3]{f(MHz)}}$$

A distancias mayores, la difracción asociada a la curvatura de la Tierra cobra importancia y habría que utilizar el modelo de Tierra curva o esférica.

Este modelo únicamente introduce un factor de **atenuación** adicional al campo eléctrico con respecto al caso ideal de espacio libre, que corresponde al campo que se atenúa en el suelo.

Con este modelo, por tanto, existe un factor de atenuación de campo *Fe*. Se calcula a partir de una variable *p* denominada distancia numérica, que depende de la distancia, de la frecuencia y de la conductividad del suelo:

Aunque las gráficas de la ITU parecen muy complicadas, son sencillas de interpretar. Sólo nos interesa una de las curvas, que será la de la frecuencia de nuestra señal. En este ejemplo, existirían más gráficas diferentes para tierra húmeda, mar, etc (elegiríamos la que se ajuste más a nuestro terreno). Únicamente restaría mirar el campo existente a la distancia que nos interese, que viene marcada en el eje horizontal.

$$F_e = \frac{2+0{,}3\,p}{2+p+0{,}6\,p^2}$$

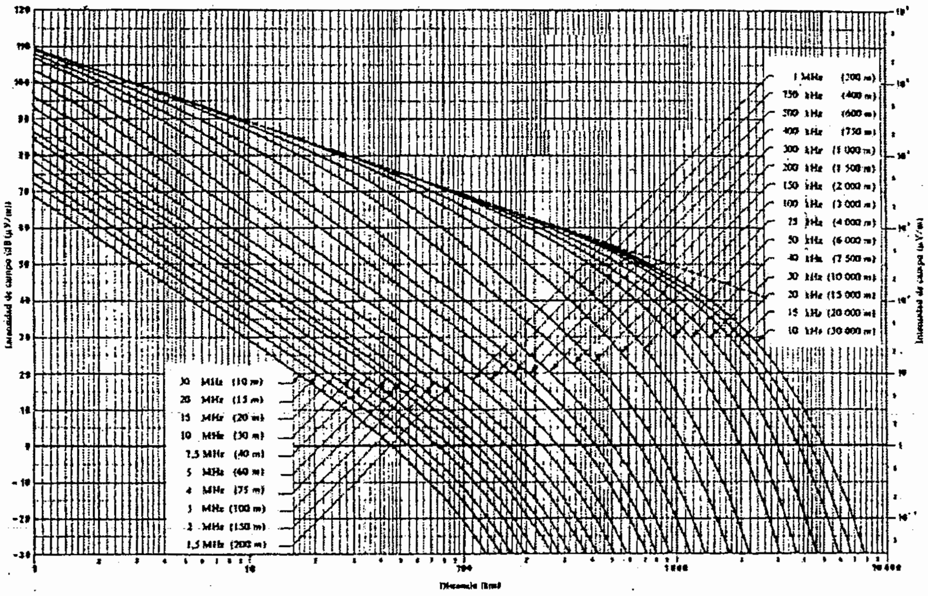
$$p \approx \frac{\pi d}{60\,\lambda^2 \sigma}$$

Si p >>1, entonces $F_e \approx \frac{1}{2p}$

Modelo de tierra esférica o tierra curva:

Para distancias mayores es necesario contar con los fenómenos asociados a la difracción que produce la **curvatura** de la Tierra.

Como se comentó antes, existen gráficas de la UIT que indican el valor del campo en función de la distancia, el tipo de terreno y la frecuencia de la onda. Ejemplo:



Intensidad de la onda de tierra seca (ITUR) Pt=1Kw

En la gráfica vemos que:

- En regiones próximas a la antena el campo decae como 1/d porque se ve una variación lineal. (Recordemos de los temas anteriores que esta es el comportamiento para el espacio libre ideal).
- En regiones intermedias y **alejadas** el campo decrece como **$1/d^2$** porque se aprecia que la variación es parabólica. Esto es porque la atenuación de la onda en el suelo disminuye mucho cuando aumenta la distancia y ya vemos que se aleja del modelo ideal.

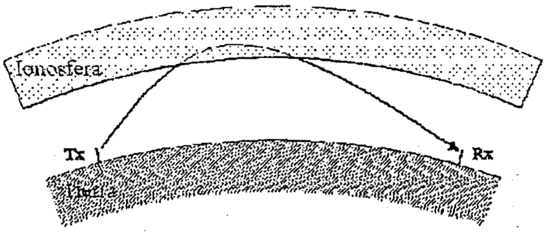
Como se ve en la leyenda horizontal, estas gráficas se han definido para una potencia en transmisión de 1Kw. Si la potencia en transmisión que tenemos es diferente de este valor, al campo leído en la gráfica habría que modificarle su valor de la siguiente manera:

$$E = E_{carta}\sqrt{\frac{P_t G_t}{3}} = E_{carta}\sqrt{\frac{P_{rad} D}{3}}$$

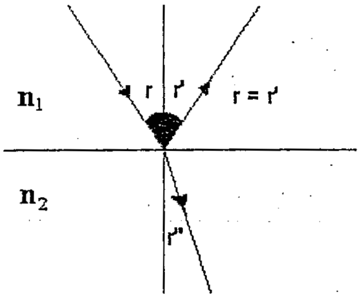
Las **aplicaciones** más importantes de la propagación por onda de superficie son los sistemas de comunicaciones **navales**, los sistemas de radiodifusión **AM** o las bandas dedicadas a radioaficionados.

Ejemplo: Antena de Radio Nacional de España (AM) en Las Rozas (Madrid) con altura de 264m, es la más alta de España:

3.4 Propagación por onda ionosférica



Recordemos por encima los conceptos de reflexión y refracción:



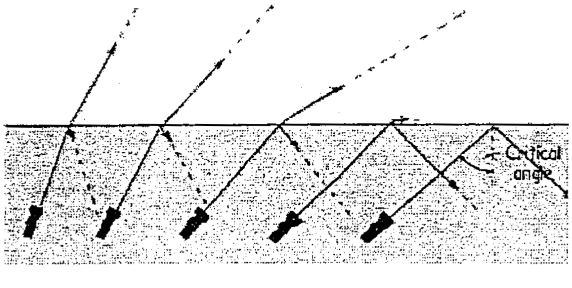
$$n_1 \sin r = n_2 \sin r''$$

Ley de Snell

Una buena imagen para entender el ángulo crítico es tirar una piedra a un lago. Si la tiras muy vertical, caerá al agua directamente, pero si consigues tirarla con un ángulo grande respecto a la normal, es decir con trayectoria bastante horizontal (tumbada), entonces puede rebotar, que es lo que sería la reflexión en este símil.

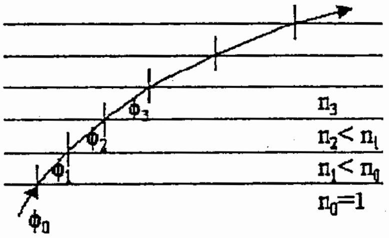
- En la **reflexión**, el rayo incidente es reflejado (es decir, no pasa al medio 2) con un ángulo de reflexión igual al de incidencia.
- En la **refracción** sí existe cambio de medio, pero el ángulo del ángulo refractado difiere al del ángulo incidente, porque los índices de refracción de los medios son diferentes (Ley de Snell). En la atmósfera se cumple que n2<n1, siendo n1 el medio inferior y n2 el superior, con lo que el ángulo de refracción es siempre mayor al de incidencia. Como el ángulo se mide con respecto a la normal, quiere decir que cada vez el rayo se va "tumbando" más.

No siempre es posible la refracción (paso del medio 1 al medio 2) porque existe un **ángulo crítico.** Para ángulos de incidencia mayores o iguales que el crítico, el rayo incidente no pasa al segundo medio, sino que se refleja y seguirá su camino por el medio por el que venía:



En la atmósfera existe concentración de gases, que disminuye según aumenta la altura, hasta que esta concentración es prácticamente nula cerca de la ionosfera. Por otro lado, la **ionosfera** se llama así porque es una capa en la que existe ionización, o presencia de electrones libres, que se produce fundamentalmente por las radiaciones solares.

Por todo lo anterior la atmósfera se divide en **capas** según sea la concentración de gases y según la ionización (y también atendiendo a otras características como presiones o temperaturas, que no nos interesan aquí). Las capas tienen diferente **índice de refracción**, que en general va disminuyendo con la altura. Por tanto, cuando incide sobre ellas una onda, el rayo normalmente es **refractado**, es decir, pasa al medio siguiente pero aumenta su ángulo respecto a la normal cuando cambia de medio (es decir, el rayo se va viendo "más tumbado"). Esto produce una **curvatura** de los rayos debido al cambio del índice de refracción del medio con la altura, hasta que el rayo incide en el siguiente medio con un ángulo superior al crítico y acaba por **reflejarse** y volver al suelo. Por tanto, es un método de propagación por **refracción**, aunque a veces se llama reflexión incorrectamente.



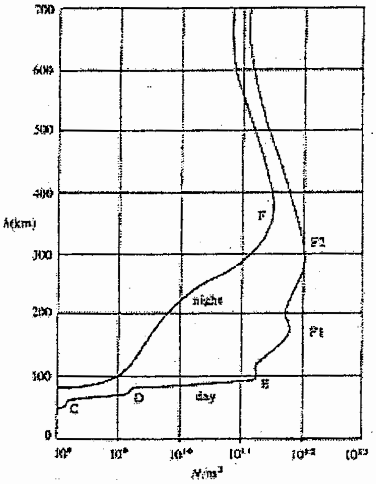
Recordar: la atmósfera está formada por capas, una de las cuales es la ionosfera (también están la troposfera, la mesosfera, etc). Esta, a su vez, también se divide en capas C, D, E y F.

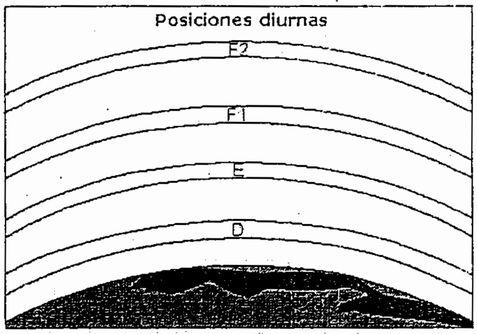
Capas de la ionosfera:

Hemos dicho que la ionosfera tiene electrones libres. La densidad de electrones dentro de ella varía con la altura al suelo, lo que permite dividir la ionosfera en una serie de capas, que se llaman C, D, E y F (ésta a su vez dividida en F1 y F2). Las capas superiores tienen mayor ionización (mayor densidad de electrones) que las capas más bajas. Como la ionización depende en gran medida de la radiación del Sol, ésta es mayor en las capas altas (más cercanas al Sol) y va a variar mucho dependiendo de si es de día o de noche.

De estas capas nos interesan dos efectos, ambos dependientes de la frecuencia, que se producen en ellas cuando incide una señal:

- Por un lado van a ir **refractando** o **reflejando** la onda
- Por otro lado introducen una **atenuación** selectiva en frecuencia al campo eléctrico incidente.



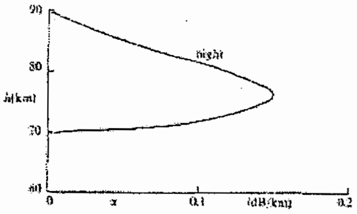


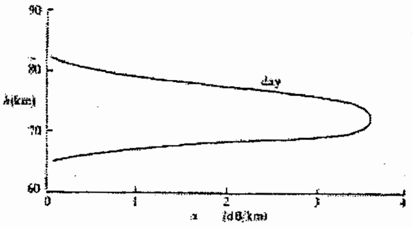
F2 250-500 km (250-420 km de noche)
F1 200-250 km
E 90-130 km
D 75-90 km

Estructura de la Ionosfera

La **capa C** es tenue y no afecta apenas en el mecanismo que estudiamos.

La **capa D** (entre 60 y 90 Km del suelo) tiene baja densidad de electrones, y durante la noche aún baja más esta densidad (porque no se recibe radiación solar), con lo cual decrece mucho tras la puesta de Sol. Su efecto más importante es la **atenuación** en la banda MF (300 kHz – 3 MHz). Por ejemplo, para 1MHz:





La **capa E** está localizada entre 90 y 130 km. Aparece fundamentalmente de día, y muy tenuemente por la noche, **reflejando** las frecuencias de **MF**. Por tanto, de **día** la **atenuación** es **mayor**.

La capa más **importante**, donde se produce principalmente la reflexión ionosférica, es la **capa F**. Se extiende desde los 150 hasta los 400 km, y de día se desdobla en dos capas **F1** y **F2**.

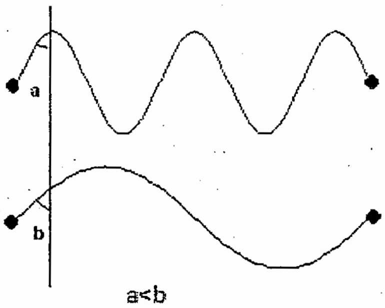
Estos cambios en las capas de la ionosfera hacen que el **alcance** que se obtiene al propagar una señal dependa mucho de si la propagación es nocturna o diurna.

Refracción ionosférica:

Hasta ahora hemos hablado de conceptos **teóricos**, en los que según la ley de Snell, el que se produzca o no reflexión (es decir, retorno de la señal a Tierra, que es lo que nos interesa para poder tener comunicaciones por onda ionosférica) depende del **ángulo** de incidencia de la señal y del índice de refracción del medio.

Sin embargo, en la **práctica**, cuando hablamos de señales de radio no conocemos a priori el ángulo con el que incide la onda en la ionosfera. Lo que sí conocemos es la **frecuencia** de la señal, y estos conceptos de frecuencia y ángulo de incidencia están relacionados:

Geométricamente puede verse que, cuando la frecuencia de la señal es alta, entonces el ángulo de incidencia del rayo en la ionosfera es pequeño. Por tanto, aunque se refractara varias veces, nunca llegaría al valor de ángulo crítico y nunca llegaría a reflejarse, con lo que se perdería en el espacio.



a<b

Por tanto, para poder utilizar este mecanismo de propagación, la frecuencia no puede ser todo lo alta que queramos, ya que entonces la señal no se devuelve a la Tierra. El valor máximo de frecuencia son **30MHz**.

Este valor límite de 30MHz casualmente también es el límite para la utilización de onda de superficie, aunque las razones son diferentes. En ese caso era por la conductividad del suelo y aquí es por las frecuencias críticas de las capas.

Volviendo al concepto teórico de la Ley de Snell, teníamos el concepto teórico de índice de refracción. Ahora el medio (las capas de la ionosfera) se caracterizan por su **densidad de electrones** N, y es menos habitual hablar de índice de refracción.

Por tanto, para poder caracterizar y estudiar el comportamiento en la **práctica** de las señales en las

diferentes capas, se han hecho estudios empíricos para poder relacionar la frecuencia y la densidad de electrones, que decíamos que son los conceptos que se utilizan en la práctica. Estos estudios se han basado en el envío de ondas perpendiculares al suelo (ángulo de incidencia = 0°, ya que es respecto a la normal). Se ha visto que para cada capa existe una frecuencia llamada **frecuencia crítica** o frecuencia de corte de la capa f_c. Las señales con frecuencias superiores a esta frecuencia crítica ya no son reflejadas a Tierra sino que se refractan y pasan al siguiente medio.
Se cumple que:

$$f_c = \sqrt{80,8\,N}$$

Siendo N la densidad de electrones en la capa. Como la densidad de electrones se hace mayor según se asciende en altura, la frecuencia crítica también se hará mayor según se asciende.

Por tanto, el concepto de frecuencia crítica de la capa implica que las capas más altas (con mayor densidad de electrones) reflejan las señales de frecuencia más alta. Así, las capas más importantes y estables de la ionosfera, que son la **E** y la **F**, reflejan las señales en **MF** (300 kHz – 3 MHz) y **HF** (3 MHz –30 MHz) respectivamente

Sin embargo, para frecuencias **superiores a 30 MHz**, la onda se va refractando en las diferentes capas, pero nunca se alcanza el ángulo crítico, con lo cual nunca se produce la reflexión a Tierra.

Por tanto, la onda se pierde en el espacio y este mecanismo **no es válido** para comunicaciones terrestres. Por tanto, la máxima frecuencia utilizable (**MUF, Maximum Usable Frequency**) para este mecanismo de propagación ionosférica es de **30MHz**.

Alcance en función de la frecuencia:

Hasta ahora hemos hablado de la ionosfera y de cómo se reflejan o se refractan las señales en ella según su frecuencia. Sin embargo, en la práctica nos interesa saber cuánto **alcance** puedo conseguir con este mecanismo para saber con qué zonas puedo comunicarme usando este mecanismo, y por tanto dónde tengo que poner la/s antena/s receptora/s.

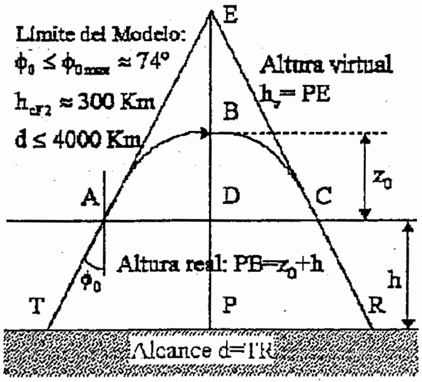
Simplificando el modelo para hacerlo más sencillo, supondremos tanto la Tierra como la ionosfera como planas.
Sabemos que cada capa tiene una frecuencia crítica, que es la máxima que la capa es capaz de reflejar. Pero habíamos dicho que era un concepto que surgía de enviar una señal de forma vertical hacia la ionosfera. En la realidad, en una comunicación por onda ionosférica no se apunta la antena hacia el cielo de forma vertical, sino que se apuntará con cierto ángulo Φ_0.

Así, el alcance que se obtiene con una frecuencia y con un ángulo de apuntamiento determinados se obtiene aplicando la **Ley de la secante.**

$$f = f_C \sec(\Phi_0)$$

Aplicando trigonometría, y recordando que la secante es la inversa del coseno (y por tanto es hipotenusa/cateto contiguo), podemos expresar la ley de la secante en función de distancias.

La **"altura virtual"** es un concepto teórico que surge de enviar ondas de manera vertical para estudiar las características de las capas.



Conociendo el valor de la **altura virtual**, podemos calcular el **alcance** máximo de una señal que se transmite con esa frecuencia y con ese ángulo:

En realidad no hace falta saberse esta segunda expresión. A partir de la anterior puede obtenerse el alcance por trigonometría.

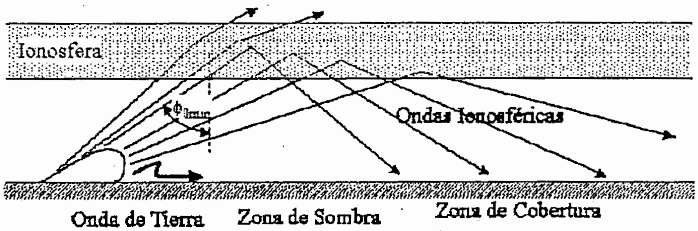
$$f = f_c \sqrt{1 + \left(\frac{d}{2\,h_v}\right)^2}$$

En esta expresión se aprecia que, si la frecuencia es mayor, entonces la secante es mayor, y por tanto el ángulo de incidencia con respecto a la normal también es mayor. Por geometría, se deriva de esto que a **más frecuencia**, **mayor** es el **alcance** de la onda.

Existirá para cada frecuencia una **zona de sombra.** Se trata de una zona cercana a la antena transmisora que no es posible cubrir con esa frecuencia, debido a que requeriría un ángulo de incidencia pequeño, que haría que la onda se refractase en lugar de reflejarse, con lo que no volvería a la Tierra.

El ángulo máximo para el cual se puede aplicar este modelo de ley de la secante y aproximación de Tierra plana es de **74°**.

La longitud de la zona de sombra es proporcional a la frecuencia.



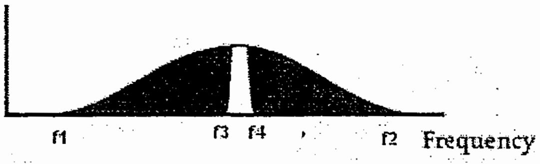
Rotación de Faraday:

Además de las refracciones, reflexiones y atenuaciones que se producen en la ionosfera, los electrones presentes en la ionosfera producen una **rotación** de la **polarización** del campo recibido, denominada Rotación de Faraday.
Si la polarización es **lineal** y se produce una rotación, aparecerán pérdidas elevadas, porque recordemos que la antena en recepción se ajusta con la polarización que espera recibir, y si esta cambia existen pérdidas. Sin embargo, si utilizamos polarización **circular** (o elíptica), no afectará este efecto, ya que los vectores de campo eléctrico y magnético giran constantemente con el tiempo y no importaría que sufrieran una rotación extra.
Cuanta más longitud de ionosfera atraviese una señal, más le afectará este efecto. Por eso, para señales que se reflejan en la ionosfera es un efecto asumible. Sin embargo, para comunicaciones por satélite (que utiliza propagación por onda troposférica como veremos en el apartado siguiente), la señal debe atravesar toda la ionosfera, y este efecto se hace muy importante.
Este es el motivo por el que es necesario emplear polarización **circular** en las comunicaciones tierra - satélite.

Dispersión en la ionosfera:

Además de todo lo anterior, la ionosfera se comporta como un medio **dispersivo**. Esto quiere decir que las **velocidades de fase y de grupo** no son constantes, sino que son funciones de la **frecuencia** y la altura, porque el índice de refracción *n* lo es. Esto implica que sólo se pueda utilizar este mecanismos de propagación para la transmisión de señales de **banda estrecha** (telegrafía, telefonía, radiodifusión AM...). La figura siguiente nos muestra el espectro de una señal de banda ancha, con frecuencias inferior y superior f1 y f2, y otro de banda estrecha, con frecuencias inferior y superior f3 y f4. Si la señal es de banda ancha, entonces significa que la señal manda información en un mayor rango de frecuencias y se cumple que f1 es muy diferente a f2. Como la ionosfera es un medio dispersivo, significa que la información que viaje a una frecuencia cercana a f1 y la que viaje a una frecuencia cercana a f2, lo harán a distintas velocidades. Entonces, la señal que llegue al destino estará "desordenada", las componentes de frecuencia no llegan en orden y la señal por tanto llega **distorsionada**.

Si la señal es de banda estrecha, entonces este efecto apenas es perceptible, ya que las frecuencias inferior y superior se propagan a velocidades muy similares.



Usos de propagación ionosférica:

Históricamente, el mecanismo de propagación por reflexión ionosférica fue el que se usó en los enlaces radio transoceánicos de **Marconi**. En dichos enlaces, las ondas se reflejaban en la ionosfera para posteriormente llegar al mar y reflejarse de nuevo, y de este modo, en varios saltos, se conseguía cruzar el océano. Actualmente no es un método de propagación que se use mucho, porque hemos visto que sus resultados son muy variables dependiendo de la hora del día. También hay efectos indeseados como la dispersión y la rotación de polarización.

Recordemos que en onda de superficie el alcance en MF era de 300Km y en HF era de unos 50 Km.

El **alcance** que se consigue para un solo salto depende de la frecuencia, la hora del día y de la dirección de apuntamiento de la antena, pero pueden ser muy **largos**. En **MF** (300 kHz – 3 MHz), durante la noche, es de hasta unos **2000 km** mientras que en **HF** (3 MHz –30 MHz) se pueden alcanzar hasta **4000 km** tanto de día como de noche.

Este mecanismo de propagación lo utilizan los **radioaficionados**, comunicaciones **navales** y, antes de existir los satélites eran el medio más utilizado para comunicaciones de voz (banda estrecha), punto a punto y a largas distancias. Se utilizan antenas elevadas (no pegadas al suelo como onda de superficie) con **polarizaciones horizontales y verticales.**

3.5 Onda de espacio o propagación troposférica

Es el mecanismo de propagación más **común**. Se utiliza a partir de la banda **VHF** (30 MHz– 300 MHz), frecuencias a partir de las cuales no se puede utilizar onda de superficie ni reflexión ionosférica.

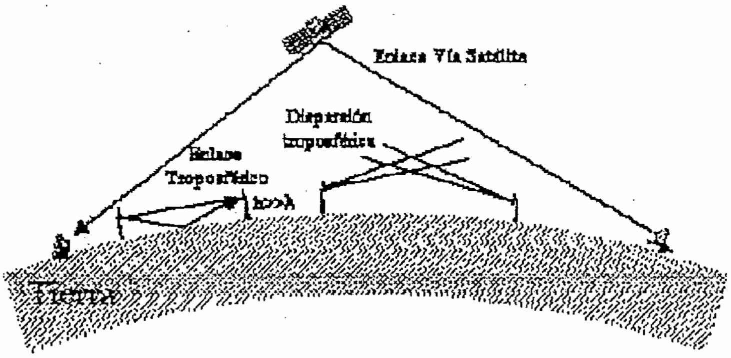
El alcance es muy variable: en **VHF** (30 MHz– 300 MHz) y **UHF** (300 MHz– 3 GHz) se obtienen alcances algo más allá del horizonte visible, mientras que a frecuencias **superiores** los radioenlaces punto a punto necesitan **visión directa**, por lo que la distancia se reduce a algunas **decenas de km** (el valor depende de la frecuencia y las alturas de las antenas). En comunicaciones vía satélite se puede llegar hasta 36000 km (satélites geostacionarios) y en aplicaciones de observación de espacio profundo hasta millones de km.

La propagación por onda de espacio es el mecanismo que se utiliza en la mayoría de los sistemas de comunicaciones: radiodifusión de FM y TV, telefonía móvil, radioenlaces fijos, radiocomunicaciones vía satélite, sistemas radar… Las antenas que se emplean son **elevadas** varias longitudes de onda (no están a ras de suelo como estaban los monopolos de la onda de superficie) y **directivas**, como **yagis**, **bocinas**, **arrays**, **reflectores**…

En comunicaciones por satélite se alcanzan distancias muy largas aunque la frecuencia sea alta porque la potencia de transmisión es enorme! Incluso así, la potencia recibida es muy pequeña, con lo que los sistemas deben tener una sensibilidad muy fina.

Existen varios mecanismos de propagación por onda de espacio. El más común es el radioenlace terrenal, donde hay que tener en cuenta los efectos del suelo (reflexión y difracción) y los efectos de la troposfera (atenuación y refracción). El alcance es aproximadamente el de la visión directa. Por otro lado están los enlaces vía satélite, en los que el nivel de señal recibido es muy bajo. Además es importante escoger frecuencias suficientemente altas para que la ionosfera sea transparente.
Por último, existe un mecanismo que no se utiliza apenas hoy en día, que se basa en aprovechar la dispersión que se produce en la troposfera para lograr alcances algo mayores que la visión directa. No se utiliza mucho porque con las conexiones vía satélite se consiguen alcances muy largos y se

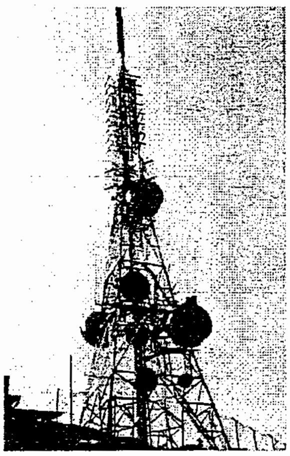
puede enviar mucho ancho de banda. Sin embargo, sí se tiene en cuenta para el estudio de interferencias (no entramos en ello aquí).



Ejemplo de tipo de antena para propagación troposférica: repetidores:

En muchas ocasiones en las que se requiere hacer un enlace punto a punto, los dos puntos están más alejados que la visión directa. Por ello, es necesario hacer la comunicación por pasos, poniendo en el camino antenas que reciban la señal y la transmitan de nuevo hacia la siguiente antena, hasta que se alcanza el receptor final.
Por ejemplo, para mandar una señal de Madrid a Ávila, se manda la señal desde el origen hasta un punto intermedio de gran visibilidad (por ejemplo, "La Bola del Mundo" en la Sierra de Madrid), y desde allí se reenvía a Ávila. Estos son los **repetidores**, conjunto formado por una antena de recepción orientada hacia un extremo, y una de transmisión para "repetir" la señal hacia el otro extremo. Se suelen colocar en lugares elevados, para que tengan visibilidad sobre el terreno cercano.

Conceptos:
Radiodifusión: Requiere de antenas poco directivas, porque interesa que la señal llegue a muchas partes.
Radioenlaces: Requiere de antenas directivas, porque se trata de enviar la señal a un punto concreto.

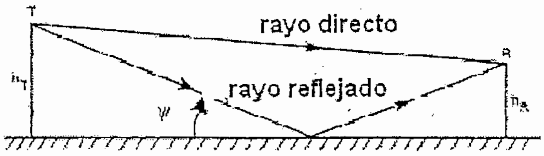


Para la propagación por onda de espacio, la señal recibida tiene varias contribuciones. Por un lado, el rayo de visión **directa** (propagación en espacio libre), por otro lado el rayo **reflejado** en la superficie terrestre y por otro lado el rayo **difractado** por las irregularidades del terreno, o por la propia curvatura de la Tierra.

Relacionando este tipo de propagación real con el caso ideal de espacio libre, aparecen atenuaciones de la señal por accidentes del terreno, y trayectos múltiples por suelo, etc. Por otro lado, a partir de cierta frecuencia se produce atenuación por lluvia, vegetación y gases atmosféricos, como veremos a continuación.

Efecto del suelo 1: Reflexión

El modelo más simple considera una tierra plana, y unos rayos ideales directo y reflejado en el suelo. Hay que conocer el **coeficiente de reflexión** ρ del suelo, que depende del tipo de suelo, del ángulo de incidencia (y por tanto de las alturas de las antenas y de la distancia entre ellas) y de la polarización de la onda.



Cuando la distancia entre las antenas es muy grande comparada con la altura de las mismas (situación habitual) el ángulo de incidencia ψ tiende a 0°. En ese caso el coeficiente de reflexión tiende a –1, que es el valor usual en tierra plana.

Habitualmente nos darán el coeficiente de reflexión, no nos pedirán calcularlo. Si no nos lo dan, y la distancia entre antenas es grande, o bien que la superficie es muy reflectante, como un lago, supondremos ρ=-1

La señal del rayo directo y reflejado suelen sufrir la misma **atenuación** porque ésta es función de la distancia recorrida, y es prácticamente la misma. Por tanto el módulo de las señales directa y reflejada es igual. Lo que cambia entre el rayo directo y el reflejado es la **fase** de la señal.

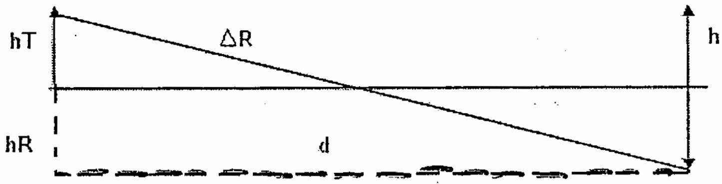
Según la fase con la que se sumen ambas señales tendremos en el receptor desde una señal que será el **doble** de la señal transmitida si se suman en fase (equivale a una ganancia de 6 dB con respecto a la propagación del rayo directo – caso de espacio libre-), hasta una señal nula si éstas llegan en oposición de fase.

Por tanto, la señal en el receptor, suponiendo suma de rayo directo y reflejado, será:

Ojo test, no siempre espacio libre implica máxima señal recibida. Si hay reflexión en el suelo y la fase es la apropiada, la señal recibida puede ser mayor que la transmitida.

$$E_{rx} = E_d + E_r = E_d\left(1+\rho\ e^{-j\Delta\Phi}\right) = E_d\left(1+\rho\ e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}\Delta R}\right)$$

Donde ΔR se refiere a la diferencia de caminos recorridos.



En realidad, hT y hR no se refieren directamente las alturas de las antenas, sino los valores **de alturas efectivas**. Es habitual que las antenas se sitúen en promontorios o en torres, y la altura física de las torres sea muy inferior a dichas alturas efectivas.

$$\Delta R = \sqrt{d^2 + (h_T + h_R)^2} - d$$

Donde h_T y h_R se refieren a las alturas de las antenas en transmisión y recepción, y d la distancia entre ellas.

Si d>> h_T, h_R, entonces se puede utilizar una expresión simplificada:

$$\Delta R = \frac{2\,h_T\,h_R}{d}$$

Para **ρ= - 1,** podemos usar la siguiente expresión (aunque no es muy común usarla):

$$|E_{rx}| = 2|E_d|\text{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = 2|E_d|\text{sen}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\Delta R}{2}\right) = 2|E_d|\text{sen}\left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d}\right)$$

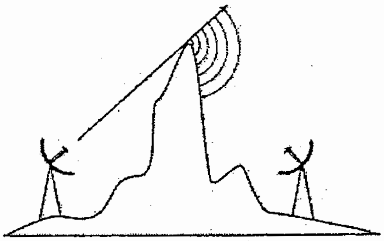
Vemos que, según la expresión anterior, el campo recibido será mayor cuando las alturas de las antenas sean mayores. Entonces vemos que interesa **elevar las antenas** lo más posible, porque además de aumentar la visibilidad, reduce las pérdidas de propagación.

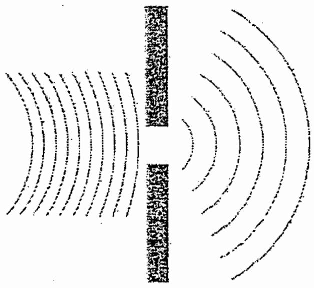
Cuando la **distancia es muy grande**, entonces el argumento del seno es muy pequeño, y se puede aproximar el seno por su argumento. Entonces, el campo recibido será el transmitido multiplicando por un factor inversamente proporcional a la distancia. Como, a su vez, el **campo** directo varía de manera inversamente proporcional a la distancia, entonces con este mecanismo de propagación vemos que el campo recibido varía como **$1/r^2$** en lugar de como 1/r (espacio libre).

Con esto, en la Fórmula de Friis (balance de potencia) la **potencia** variará como **$1/r^4$**, en lugar de $1/r^2$ como en el caso ideal de espacio libre.

Efecto del suelo 2: Difracción en obstáculos

Difracción: es el efecto que se produce cuando una onda electromagnética atraviesa una rendija o se choca contra un **obstáculo**. Entonces, el obstáculo o los agujeros de la rendija actúan como **nuevas fuentes emisoras** de esa onda electromagnética, con lo cual no hace falta que exista visión directa entre transmisor y receptor (**Principio de Huygens**):





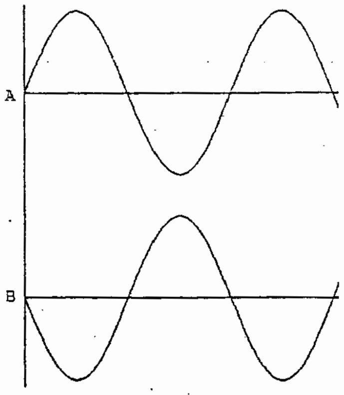
Aquí vemos cómo las frecuencias bajas, que son las que se han utilizado tradicionalmente son también ventajosas en el sentido de que les afectan sólo obstáculos grandes

Como vemos en la primera de las figuras, esto explica el hecho de que las ondas sean capaces de salvar obstáculos, ya que estos se convierten en el nuevo origen de las ondas. Sin embargo, en la difracción existe una **atenuación** grande, con lo cual la potencia que llega es mucho menor que para el caso ideal de espacio libre.

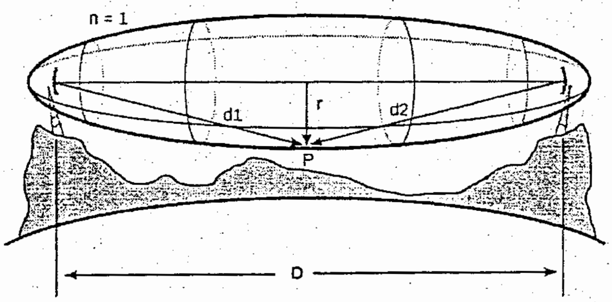
Además, no se puede salvar cualquier obstáculo, sino solamente aquellos de dimensión **menor o igual a la longitud de onda** de la señal.

- **Zonas de Fresnel:**

Como hemos comentado al tratar la reflexión en el suelo, cuando una señal "rebota" en algún sitio, cambia su camino recorrido hasta el receptor, y esto hace que cambie la **fase** con la que llega (además de que pueda cambiar la amplitud, pero esto no nos interesa ahora).
Dos señales con diferente fase se suman **constructivamente** cuando el desfase entre ellas está entre **0° y 180°**. Dos señales que están en oposición de fase (es decir, desfasadas 180°), como las de la figura a continuación, cuando se suman dan cero, es decir, se destruye la señal. Cuando el desfase está entre **180° y 360°**, la suma es **destructiva** (porque en realidad es una resta de los módulos de las señales).

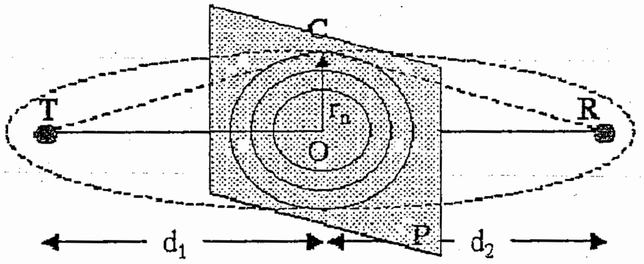


Según esto, se define una **zona de Fresnel** como el **volumen** de espacio entre el emisor y el receptor en el cual el desfase de las ondas que rebotan en dicho volumen no supere los 180°, para que no se destruyan entre sí. Estos 180˚ equivalen en longitud a la mitad de la longitud de onda (**λ/2**), ya que la longitud de onda se define como la distancia que hay entre dos puntos de igual fase.



En realidad, esta primera expresión de r_n no hace falta aprendérsela. A partir de la ecuación anterior, y, si no nos dicen lo contrario, suponiendo que el obstáculo se encuentra en el punto medio, entonces TC=CR, y r_n se saca por trigonometría, como veremos en los ejercicios.

Por tanto, las zonas de Fresnel son zonas tridimensionales. Haciendo cortes de estas zonas en los planos en los que se sitúen los obstáculos, tenemos los **elipsoides de Fresnel**, que son zonas **bidimensionales** (superficiales, no volumétricas).
Con esto, la definición geométrica de los elipsoides de Fresnel es la siguiente:



En realidad basta con dejar libre el 80% de la primera zona de Fresnel, aunque consideraremos que hay que dejar libre el 100%.

$$TC + CR = TOR + n\lambda/2, \qquad n=1, 2, 3...$$

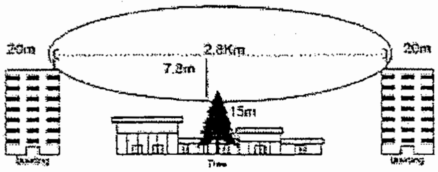
$$r_n = \sqrt{n\,\lambda\,\frac{d_1 d_2}{d_1 + d_2}}$$

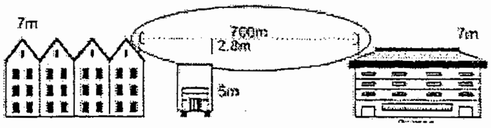
Se llama **despejamiento** a la distancia que se deja entre el rayo (la señal) y el obstáculo

Donde *n* representa la zona o elipsoide al que nos referimos. La expresión de r_n es una aproximación que solo es válida si d1, d2 >> r_n. Así, la primera zona de Fresnel abarca señales que no difieran en más de 180˚ ($\lambda/2$) con respecto a la señal de visión directa. La segunda zona es destructiva con respecto a la señal directa, ya que abarca señales con diferencias de fase de entre 180˚ y 360˚ respecto a la de visión directa, y así sucesivamente tercera zona de Fresnel, cuarta, etc.

Las zonas **impares** son **constructivas**, y las **pares destructivas**. Por otro lado, la zona más importante es la primera, porque la segunda se anula con la tercera, la cuarta con la quinta, etc.

Como el cálculo de difracciones es **complicado** y no vamos a entrar en él, hay que saber que es suficiente con **dejar libre** el espacio correspondiente a la **primera zona de Fresnel** sobre cada obstáculo para que el efecto de la difracción sea despreciable. Las figuras siguientes muestran lo que se acaba de explicar:





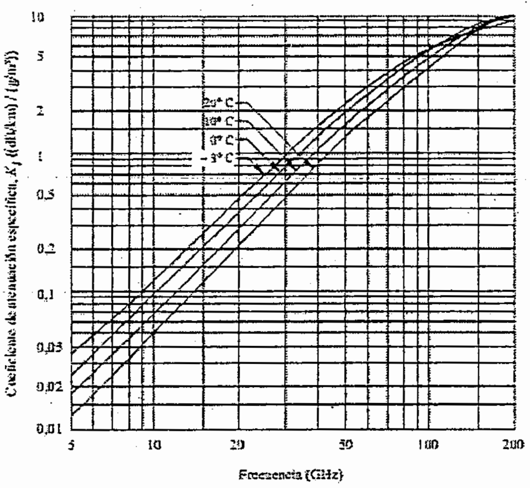
En caso de no poder despejarse la primera zona de Fresnel y de que apareciese difracción en algún obstáculo, podría calcularse el valor de la atenuación asociada mediante métodos aproximados empíricos que dependen del tipo de terreno (ondulado, poco ondulado, obstáculos aislados, etc), pero que no se verán aquí.

Efecto de la troposfera: Atenuación por niebla, gases atmosféricos y lluvia

Hasta aquí hemos visto dos efectos relacionados con el suelo (reflexión en el suelo y difracción en obstáculos). En las frecuencias a las que se utiliza la onda troposférica, es también muy importante la **atenuación** que producen los elementos de la misma: gases (agua y oxígeno) e hidrometeoros (lluvia, nieve, niebla...). Todas estas atenuaciones específicas se pueden obtener a partir de los valores de atenuaciones específicas mostradas en **curvas** o tablas que proporciona la **UIT-R.**

- La atenuación por **niebla** se hace importante a partir de **10 GHz** y se suele medir en función de la intensidad de la misma expresada en g/m^3, con lo que las curvas de la UIT se expresarán en función de dicha intensidad. La niebla presenta gran incidencia en frecuencias muy altas, que son las bandas de milimétricas (centenas de GHz), **infrarrojos y superiores**:

Atenuación específica de las pequeñas gotas de agua a diversas temperaturas en función de la frecuencia



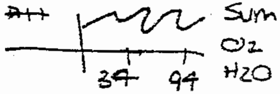
- La atenuación por los **gases moleculares** (oxígeno y vapor de agua) se debe a la existencia de **frecuencias de resonancia** en la estructura electrónica de las diversas moléculas de la **atmósfera**. En estas frecuencias el gas absorbe energía y produce una fuerte atenuación. El nivel de atenuación dependerá, además de la frecuencia, de la concentración de gases, y por lo tanto de la **altura**.

Los **hornos de microondas** funcionan de esta manera: excitan las moléculas de agua de los alimentos, lo que hace que vibren y produzcan calor (efecto Joule). Para eso, deben funcionar a una frecuencia similar a la de resonancia de la partícula que quedamos excitar. La frecuencia de resonancia del agua es 2,1GHz. Los hornos microondas funcionan cerca de 2,4GHz.

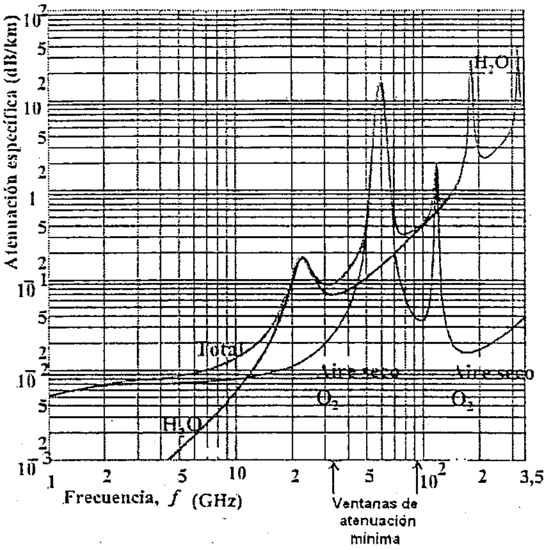
Habitualmente, por tanto, para la atenuación por gases moleculares se consideran dos efectos: una contribución pequeña por el aire "seco" de la atmósfera (O$_2$) y otra contribución mayor por la parte "húmeda" de la atmósfera (H$_2$O):

$$\gamma_{gases} = \gamma_{O2} + \gamma_{H2O}$$

Vemos en la figura siguiente que la atmósfera es selectiva en frecuencia, produciendo unos máximos y mínimos de atenuación por gases atmosféricos. Para aplicaciones de radioenlaces se utilizan las **ventanas de atenuación mínima**, en torno a **34 GHz** y **94 GHz.**



Atenuación específica debida a los gases atmosféricos

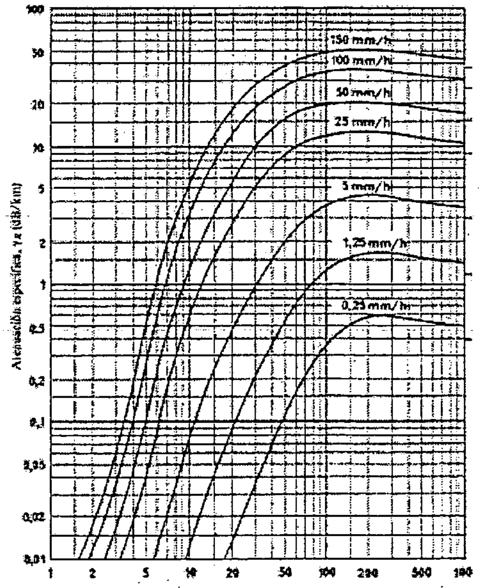


- La atenuación por **lluvia** se produce por la disipación por efecto Joule (disipación de calor), y depende del tamaño de las gotas y de su deformación al caer, pero sobre todo de la **cantidad** global de agua en el aire. Debido a la dificultad de medir los primeros parámetros se expresa en función de la **intensidad de lluvia** medida en mm/h o litros/hora.

En meteorología, la intensidad de lluvia caída se mide en milímetros por hora (mm/h) que equivale a litros por metro cuadrado por hora (l/m2 / h).

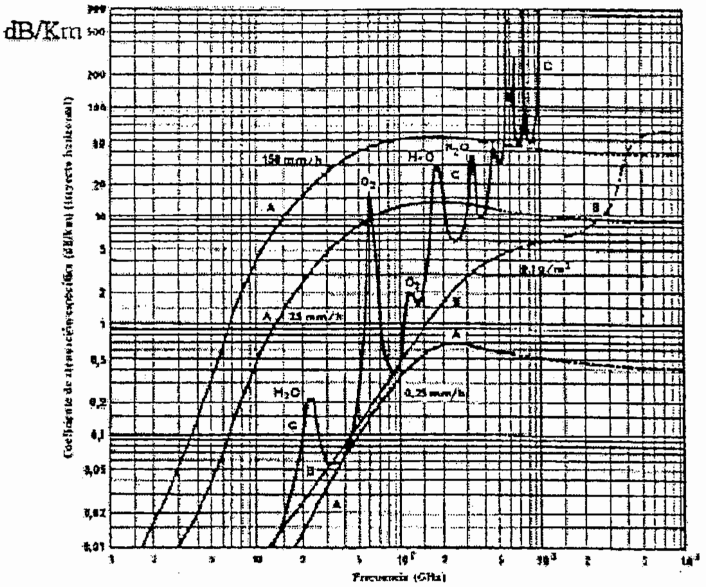
Esta atenuación comienza a ser importante a **3GHz** y varía con la frecuencia hasta unos **100 GHz.** Como se ve en la figura superior de lluvia, a partir de 100GHz se estabiliza su valor (se satura) y se queda en un valor constante, mayor cuando mayor sea la intensidad de lluvia.

La TDT se emite entre 400MHz y 800MHz aprox. En esa banda de frecuencias, la atenuación por lluvia no es importante. Entonces, ¿por qué se ve peor la televisión cuando llueve? Es porque las gotas de lluvia giran ligeramente la polarización horizontal de la señal. Así, aparecen pérdidas por despolarización, pero no son por atenuación por lluvia.



En la TV por satélite, el efecto de la lluvia sí produce atenuación. La despolarización no afecta mucho porque ya dijimos que se usa polarización circular

En realidad, el hecho de que llueva con una determinada intensidad en una zona del mundo es un hecho **estadístico**. Por ejemplo, habitualmente en Madrid no caen lluvias torrenciales como las que caen en la selva amazónica, pero no podemos asegurar al 100% que nunca vaya a llover con esa gran intensidad. Así, a la hora de diseñar un radioenlace se consideran las **estadísticas** de lluvia en cada zona, y se asegura un servicio fiable un porcentaje de tiempo dado (típicamente mayor del 99%).



A- Atenuación especifica de la lluvia

B- Atenuación específica de la niebla

C- Atenuación por los componentes gaseosos

TEMA 1: DEFINICIÓN Y FUNDAMENTOS DE ANTENAS

Ejercicio 1

Diga qué afirmación es cierta de las 4 siguientes:

a) El campo radiado por una antena no posee componente radial en ningún punto del espacio.

b) La densidad de potencia transportada por la onda decrece como 1/r.

c) El diagrama de radiación no varía absolutamente nada a partir de $2D^2/\lambda$.

[✓ d)] Ninguna de las anteriores es cierta.

'a frase es
ierta en campo
jano pero no
mpo cercano $\Longrightarrow$

ⓘ FALSO ya que sabemos que en los componentes cercanos puede haber en dirección r porque se comporta raro.

$—(\underbrace{\quad\quad}_{\text{RARO}}\quad)$

NOTA:
$\vec{E}$ prop $\frac{1}{r}$
$|\langle\bar{S}\rangle|$ prop $\frac{1}{r^2}$

partir de esa distancia (campo lejano)
varía la dirección $\hat{z}$ o $\hat{r}$
o es proporcional $\Longleftarrow$
$\frac{1}{r}$ por tanto si varía absolutamente

③ FALSO A partir de esa distancia no varía en la dirección $\hat{z}$ o $\hat{r}$ pero si varía $\frac{1}{r}$ por lo que no es constante.

campo es
porcional a $\frac{1}{r}$ $\Longleftarrow$
$|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{1}{2}\frac{|E|^2}{\eta_0}$ y la
unidad a $\frac{1}{r^2}$

② $\langle\bar{S}\rangle \longrightarrow$ densidad potencia $[W/m^2]$

$$\left[\,|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{1}{2}\mathrm{Re}\,|(\bar{E}\times\bar{H})| = \frac{|E|^2}{2\underset{\overset{\uparrow}{120\pi}}{\eta_0}} = \frac{|E|^2}{240\pi}\,\right] \qquad \overset{\uparrow}{\eta = \frac{|E|}{|H|}}$$

FALSO porque sabemos que $|\langle\bar{S}\rangle| \propto \frac{1}{r^2}$

Ejercicio 2

La densidad de potencia que transporta una onda radiada por una antena vale 10mW/m² a 1 km de la misma. ¿Cuánto vale el campo a 500 m?

a) 2.25 V/m b) 5.5 V/m c) 11.0 V/m d) 7.8 V/m

$|\langle\bar{S}\rangle| = 10\,mW/m^2$

$d = 1km$

¿ $|E(500m)|$?

~~$|\langle\bar{S}(1000m)\rangle| \longrightarrow |\langle S(500m)\rangle|$~~

① $|\langle\bar{S}(500m)\rangle| = |\langle\bar{S}(1000m)\rangle| \dfrac{1000^2}{500^2} = 40\,mW/m^2$

distancia a la que lo queremos.

$\left[\,|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{|E|^2}{2\eta_0}\right. \longrightarrow |E(500m)|$ Despejamos E

$$|E(500)| = \sqrt{2\underset{120\pi}{\eta}\,|\langle S(500m)\rangle|}$$

$$= \sqrt{2\cdot 120\pi\cdot 40\cdot 10^{-3}} = \boxed{5{,}49\ V/m}$$

Ejercicio 3

Una bocina de 2λx2λ de apertura produce en la dirección de su eje un campo de 1mV/m a una distancia de 100λ. ¿Cuánto valdrá el campo a una distancia de 150λ?

a) 0.5 mV/m   b) 1.5 mV/m   c) 0.66 mV/m   d) 0.44 mV/m

$|E(100\lambda)| = 1 \text{ mV/m}$

V/m → unidades $\bar{E}$

¿$|E(150\lambda)|$?

$$\boxed{|E(150\lambda)| = |E(100\lambda)| \cdot \frac{100\lambda}{150\lambda}}$$

ANTIGUA

NUEVA

sin estar al cuadrado porque $|E| \propto \frac{1}{r}$

$$= 1 \cdot \frac{10}{15} = \boxed{0.66 \text{mV/m}}$$

Ejercicio 4

Se pretende medir una antena parabólica de 1 metro de diámetro a 10 GHz. Calcule la distancia mínima a la que debe situarse la sonda de medida para obtener su diagrama de radiación de campo lejano.

$f = 10\text{GHz} = 10 \cdot 10^9 \text{ Hz} = 10^{10} \text{ Hz}$

$D = 1 \text{ m}$

Campo lejano → Sencillo

{ Ondas planas por la distancia y
$\bar{E}, \bar{H} \perp \hat{r}$
$|E|\ |H| \propto \frac{1}{r}$

Distancia Fraunhofer $d \geq \frac{2D^2}{\lambda}$

D = mayor dimensión.

$$\lambda^{[m]} = \frac{c^{m/s}}{f^{s^{-1}}}$$

En este caso $\lambda = \frac{3 \cdot 10}{10^{10}} = 0{,}03\text{m}$

$$\boxed{d \geq \frac{2D^2}{\lambda} = \frac{2 \cdot 1^2}{0{,}03} = 66{,}67\text{m}}$$

D = mayor dim.

Para que se cumpla el campo lejano el receptor tiene que estar mas distante a 66,67m.

Ejercicio 5

Una antena radia en la dirección del eje z un campo $\bar{E}=\frac{E_o}{z}e^{-j30z}\hat{\theta}$. ¿Cuál es la frecuencia de trabajo de la antena?

$\bar{E}=\frac{E_o}{z}e^{-j30z}\hat{\theta}$ No puede tener coordenado $\hat{r}$ o $\hat{z}$.

Dirección $\xrightarrow{\quad}$ z

$z = r$ de esféricos

$k_o = 30 =$ Número de onda $= \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$

$\frac{2\pi f}{c} = 30 \rightarrow \left[f = \frac{30\cdot\overbrace{3\cdot10^8}^{c}}{2\pi} = 1,43\cdot10^9 = 1,43\,GHz \right]$

Ejercicio 6

Una antena radia en la dirección del eje z un campo: $\bar{E}=\hat{x}\cdot(1+j)\cdot e^{-jk_oz}/z$. Calcule la densidad de potencia a 1 Km de distancia.

a) 9.04 nW/m²
b) 5.31 nW/m²
c) 4.52 nW/m²
d) 2.65 nW/m²

$\bar{E}=\hat{x}(1+j)e^{-jk_oz}/z$

$\bar{E}=\frac{1}{z}e^{-jk_oz}(1+j)\hat{x}$

¿ $|<\bar{s}(1km)>|$?

$|<\bar{s}>| = \frac{|E|^2}{2\cdot120\pi}$ Ⓐ

① calculamos $|E|$

Mód de $e^{-jk_oz} = 1$ por lo que no lo tenemos en cuente

$|E| = \frac{\sqrt{1^2+1^2}}{|z|} =$

Ⓐ $|<\bar{s}>| = \frac{(\sqrt{2})^2}{z^2\cdot2\cdot120\pi} = \frac{2}{240\pi\cdot10^6} = 2,65\cdot10^{-9}\ W/m^2$

$1km = 10^3 \rightarrow (10^3)^2 = 10^6$

$\boxed{|<\bar{s}>| = 2,65\ n\ W/m^2}$

Ejercicio 7

El campo generado por una antena en espacio libre a 500 metros de la misma vale en valor de pico 5.5 V/m. ¿Cuál es la densidad de potencia que transporta la onda radiada en la misma dirección a 1 Km de la misma?

a) 5 mW/m² b) 10 mW/m² c) 14,1 mW/m² d) 17 mW/m²

Campo $\bar{E}$ generalmente

$|\bar{E}(500m)| = 5,5$ V/m

$¿|<\bar{S}(1000m)>|?$

Si va más lejos menos campo

① $|E(1000m)| = 5.5 \cdot \frac{50\cancel{0}}{100\cancel{0}} = 2,75$ V/m

② $\boxed{|<S(1000m)>|} = \frac{|E(1000m)|^2}{2 \cdot 120\pi} = \frac{2,75^2}{240\pi} = 0,01 W/m^2$

$= \boxed{10 mW/m^2}$

Ejercicio 8

Una antena produce en espacio libre una densidad de potencia de 0,1 mW/cm² a 100 metros. Calcule la intensidad de campo eléctrico de pico en V/m a 200 metros de distancia.

$|<\bar{S}(100m)>| = 0,1 mW/cm^2$

cambiamos las unidades

$0,1 \frac{\cancel{mW}}{\cancel{cm^2}} \cdot \frac{1 W}{1000 \cancel{mW}} \cdot \frac{100^2 \cancel{cm^2}}{1 m^2} = 1 W/m^2$

$|<\bar{S}(200m)>| = 1 \cdot \frac{100^2}{200^2} = 0,25 W/m^2$

$|<S>| = \frac{|E|^2}{2 \cdot 120\pi} \rightarrow \boxed{|E(200m)|} = \sqrt{0,25 \cdot 240\pi}$

$= 13,7 \boxed{V/m}$

$<\bar{S}> = \frac{1}{2} Re(\bar{E} \times \bar{H}^*)$

$H = \frac{|E|}{\eta}$

Ejercicio 9

Un dipolo resonante tiene una resistencia de radiación de 70 Ω y una rendimiento de radiación de 0,95. ¿Cuánto vale su impedancia de entrada?

a) 73.7 Ω　　b) 70 Ω　　c) 66.7 Ω　　d) 50 Ω

Resonante → $Z_{ant} = R_{ant} + j\,\cancel{X_{ant}}^{0}$ Sólo parte REAL.

$P = \frac{1}{2} I^2 R$

$R_{rad} = 70\,\Omega$.

$\eta = 0{,}95$ Rend. radiación

$R_{ant} = R_{dis\,perd} + R_{rad}$

¿Z_{ant}?

Pdisipa.

$P_{ET} = P_{rad} + P_{perd}$

$\frac{1}{2} I^2 R_{rad}$.　$\frac{1}{2} I^2 R_{perd}$

Mide lo buena que es la antena ~~de~~ radiando

$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{\cancel{\frac{1}{2}} \cancel{I^2} R_{rad}}{\cancel{\frac{1}{2}} I^2 R_{ant}} = 0{,}95$ → $\boxed{R_{ant} = \frac{70}{0{,}95} = 73{,}7\,\Omega}$

como es resonante

$\boxed{Z_{ant} = R_{ant} = 73{,}7\,\Omega}$

Ejercicio 10

Una antena Yagi, que presenta una impedancia de entrada de 50+j25 ohmios y un rendimiento de radiación de 0.9, produce en la dirección de máxima radiación, a una distancia de 1 Km, un campo de 0.07 V/m cuando se le alimenta con una corriente de 1 Amperios de pico. ¿Cuánto vale la potencia total radiada por la antena?

a) 12.25 W　　b) 25 W　　c) 22.5 W　　d) 31.5 W

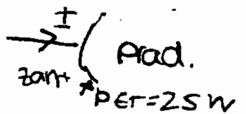
$Z_{ant} = 50 + 25j$

$\eta_{rad} = 0{,}9$.

$|\bar{E}(1\,km)| = 0{,}07\,V/m$

$I = 1\,A$.

¿P_{rad}?



$P_{ET} = \frac{1}{2} I^2 R_{ant} = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 50 = 25\,W$

$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}}$ → $\boxed{P_{rad} = \eta_{rad} \cdot P_{ET} = 0{,}9 \cdot 25 = 22{,}5\,W}$

Ejercicio 11

Para la antena del ejercicio anterior, ¿cuánto vale su ganancia en dBi?

a) 10.6 dBi　　b) 5.1 dBi　　c) 21.1 dBi　　d) 20.2 dBi

$g, d \rightarrow$ ADIM.

dBi → isotrópa . no quiere decir que sea distinto de df

$$g = \frac{|\langle\bar{S}\rangle| \cdot 4\pi r^2}{P_{ET}} *$$

$$|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{|E|^2}{2 \cdot 120\pi} = \frac{0{,}07^2}{240\pi} = 6.49 \times 10^{-6} \ W/m^2$$

$$* \boxed{g = \frac{6.49 \cdot 10^{-6} \cdot 4\pi \cdot 10^6}{25} = 3{,}27}$$

$(10^3)^2$

1km

Ejercicio 12

Una antena que presenta una impedancia de entrada de 50+j25 ohm, radia en la dirección del eje z, un campo de valor $\bar{E} = (200 \cdot \hat{x} + j300 \cdot \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z}/z$ Volt/m. Sabiendo que la ganancia de potencia en dicha dirección vale 20 dBi y la potencia total radiada 18 W; calcule el rendimiento de radiación de la antena.

a) 0.75　　b) 0.83　　c) 0.9　　d) 0.95

$$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{g}{d}$$

$$Z_{in} = 50 + 25j \ (\Omega)$$

$$\bar{E} = \underbrace{(200\hat{x} + j300\hat{y})}_{} e^{-jk_0 z}/z \ (V/m)$$

vector no puede tener componente en $\hat{z}$

NOTA:

$$\langle\bar{S}\rangle = \frac{1}{2} Re(\bar{E} \times \bar{H})$$

$$\rightarrow |\langle\bar{S}\rangle| = \frac{|E||H|}{2} = \frac{|E|^2}{2\eta_0}$$

$$\eta_0 = \frac{|E|}{|H|} = 120$$

$$G = 20 dBi \longrightarrow g = 10^{20/10} = 100$$

$P_{rad} = 18W$

η_{rad}?

$$* |\bar{E}| = \sqrt{200^2 + 300^2}/z$$

$$|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{|E|^2}{2\eta_0} = \frac{200^2 + 300^2}{240\pi z^2}$$

$$\boxed{g = \frac{|\langle\bar{S}\rangle| \cdot 4\pi z^2}{P_{ET}}} \rightarrow \text{Desp. } P_{ET} \quad P_{ET} = \frac{|\langle\bar{S}\rangle| 4\pi z^2}{g} = \frac{200^2 + 300^2 \cdot 4\cancel{\pi}\cancel{z^2}}{240\cancel{\pi}\cancel{z^2} \cdot 100} = \boxed{21{,}67W}$$

$$\boxed{\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{18}{21{,}67} = 0{,}83}$$

83% se radia, el resto se disipa en la propia antena

Ejercicio 13

Considere una antena formada por dos dipolos idénticos ortogonales, alineados con los ejes X e Y, que comparten los terminales de conexión.¿Cuánto valen las pérdidas de desacoplo de polarización cuando sobre esta antena incide una onda circularmente polarizada proveniente de la dirección Z?

a) 0 dB b) 3 dB c) 6 dB d) 12 dB

Dipolo → polarización lineal }
Onda es circular } Lpol = 3dB

$\boxed{B}$

Ejercicio 14

Un campo radia un campo elípticamente polarizado a derechas con una relación axial de 1.5. ¿Cuál es la relación contrapolar/copolar en componentes circulares?

a) –7 dB b) 14 dB c) 7 dB d) –14 dB

RA = 1,5

¿contrapolar/copolar? → ¿Ei/Ed?

Pol. a derechas → copolar a dchas

→ contrapolar izdas.

$$RA = \frac{E_d + E_i}{E_d - E_i} = 1{,}5.$$

$$E_d + E_i = 1{,}5E_d - 1{,}5E_i$$

$$2{,}5E_i = 0{,}5E_d.$$

$$\frac{E_i}{E_d} = \frac{0{,}5}{2{,}5} = 0{,}2$$

como lo queremos en decibelios:

$$\boxed{\left(\frac{E_i}{E_d}\right)_{dB} = 20\log 0{,}2 = -14dB}\ !$$

Ejercicio 15

En un radioenlace que utiliza antenas circularmente polarizadas se estropea el polarizador de la antena transmisora produciendo una relación de polarizaciones circulares de valor ρ=1. ¿En cuánto aumentan las pérdidas de inserción del radioenlace?

a) 0 dB   b) 3 dB   c) 6 dB   d) 0.5 dB

$\rho = \delta = \frac{|E_d|}{|E_i|}$ → polarización lineal.

enlace diseñado para circular → lineal.

$L_{pol} = 3dB$

por el desajuste

Ⓑ

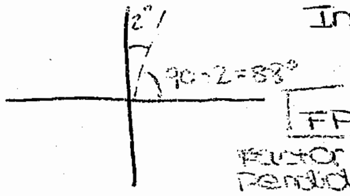
Ejercicio 16

Una estación terrena del servicio fijo de comunicación por satélite recibe 2 canales de comunicación en sendas polarizaciones lineales ortogonales, que se pueden considerar puras (de relación axial infinita). Si ambas señales incidentes son de la misma amplitud, qué nivel de interferencia entre canales se producirá si la antena de la estación terrena gira, por un fallo de su sistema de sujeción un ángulo de 2° en torno al eje perpendicular al plano de su apertura (giro que mantiene su lóbulo principal apuntando al satélite).

a) –12.2 dB   b) -14.5 dB   c) –29.1 dB   d) –32.4 dB

Rx → pol lineal vertical / horizontal.] pol opuestas.
↳ interferencias nulas.

Interferencia entre canales



$\boxed{FPP} = -20\log(|\hat{e}_r \cdot \hat{e}_{el}|)$ → $|\hat{e}_r|\,|\hat{e}_{el}|\cos\alpha$

factor pérdidas polarización sólo se usa si es lineal

$= -20\log(\cos 88° \cdot 1^2) = \boxed{-29.1dB}$

Ejercicio 17

Ejercicio 18

Ejercicio 15

En un radioenlace que utiliza antenas circularmente polarizadas se estropea el polarizador de la antena transmisora produciendo una relación de polarizaciones circulares de valor ρ=1. ¿En cuánto aumentan las pérdidas de inserción del radioenlace?

a) 0 dB b) 3 dB c) 6 dB d) 0.5 dB

$\rho = s = \frac{|E_d|}{|E_i|}$ → polarización lineal.

enlace diseñado para circular → lineal.
$L_{pol} = 3dB$
por el desajuste

Ⓑ

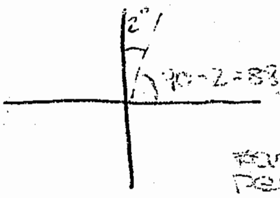
Ejercicio 16

Una estación terrena del servicio fijo de comunicación por satélite recibe 2 canales de comunicación en sendas polarizaciones lineales ortogonales, que se pueden considerar puras (de relación axial infinita). Si ambas señales incidentes son de la misma amplitud, qué nivel de interferencia entre canales se producirá si la antena de la estación terrena gira, por un fallo de su sistema de sujeción un ángulo de 2° en torno al eje perpendicular al plano de su apertura (giro que mantiene su lóbulo principal apuntando al satélite).

a) –12.2 dB b) -14.5 dB c) –29.1 dB d) –32.4 dB

Rx → pol lineal vertical] pol opuestos.
horizontal. ↳ interferencias nulas.

Interferencia entre canales.



$|\hat{e}_r||\hat{e}_{el}|\cos\alpha$

$\boxed{FPP} = -20\log(|\hat{e}_r \cdot \hat{e}_{el}|)$

$= -20\log(\cos 88°\ |^2) = \boxed{-29.1dB}$

factor pérdidas polarización sólo se usa si es lineal

Ejercicio 17

Una antena radia en la dirección del eje z un campo: $\bar{E} = (\hat{x} + 3\hat{y})\cdot e^{-jk_o z}$. Diga cómo situaría un dipolo receptor para recibir la máxima potencia.

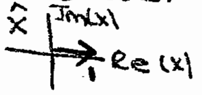
a) Según eje x
b) Según eje y.
c) Formando un ángulo de 18.4° con eje x
d) Formando un ángulo de 71.6° con eje x.

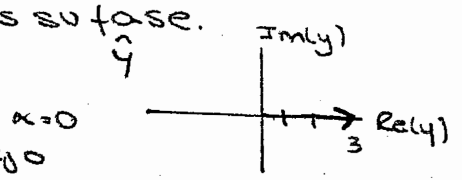
DATO:
$\bar{E} = (\hat{x} + 3\hat{y})\, e^{-jk_o z}$ (V/m) Dipolo = Lineal

Que polarización tenemos?

① Cojo la dos componentes por separado $(\hat{x}, \hat{y})$ (si solo fuera en 1 sería lineal seguro).

Miro cuál es su fase.





β=0 fases.

plano complejo

opciones que me pueden dar:

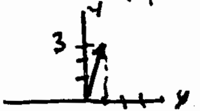
→ fase o en oposición de fase → $\boxed{\text{polización lineal.}}$ ✓

→ Si no están en fase → [circular / Elíptica.

② estudio los módulos de los componentes para diferenciar entre circular y elíptica.

a) si $|\hat{x}| = |\hat{y}|$ → circular

b) si $|\hat{x}| \neq |\hat{y}|$ → Elíptica



$\gamma = \text{arctg}\, 3/1 = 71{,}6°$ →

Ejercicio 18

Una antena radia un campo cuyo valor instantáneo vale $\bar{E} = [\hat{x}\cdot\cos(\omega t - k_o z) + \hat{y}\cdot 3\cdot\cos(\omega t - k_o z)]/z$. Diga qué afirmación es correcta.

a) La polarización es lineal.
b) La polarización es elíptica.
c) La relación axial vale 3.
d) Ninguna de las anteriores es correcta.

Ejercicio 19

¿Cuánto vale la potencia disponible en bornes de una antena receptora, linealmente polarizada y de 13 dBi de ganancia, cuando se orienta para absorber la máxima potencia de una onda incidente cuyo campo eléctrico, en amplitud compleja, vale: $\bar{E}(z) = (\hat{x} + j \cdot 2\hat{y})\exp(-j20\pi z)$.

a) 0.084 mW b) 0.105 mW c) 0.168 mW [✓ d)] 0.052 mW

Antena receptora Rx → pol lineal

$G = 13 dB.$

$\bar{E}(z) = (\hat{x} + j2\hat{y})e^{-j20\pi z}$

$P_R = |<\bar{S}>| \cdot Ae$

Pasamos a unidades lineales $G = 13 dBi \rightarrow g = 10^{1,3}$

Sacamos λ con ko → $ko = \frac{2\pi}{\lambda} = 20\pi = 0,1 m$

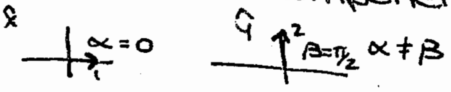
*NOTA: $\frac{1}{2} = 0.5 = -3 dB$

$Ae = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g = \frac{0,1^2}{4\pi} 10^{1,3} = 0,0159 m^2$

$|<\bar{S}>| = \frac{|E|^2}{2 \cdot 120\pi} = \frac{(\sqrt{1^2+2^2})^2}{240\pi} = \frac{5}{240\pi} = 6,63 \cdot 10^{-3} W/m^2$

¿[illegible]?

① Fase de las componentes



$\alpha \neq \beta$

No es lineal → $L_{pol} = 3 dB.$

$P_{R(ideal)} = |<\bar{S}>| Ae =$
$= 6,63 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0159$
$= 0,105 \cdot 10^{-3} W = 0,105 mW$

$\boxed{P_{R real} = P_{R ideal}(dBm) - 3dB^{*} = \frac{P_{R ideal}}{2} = 0,052 mW}$

Ejercicio 20

Un satélite geostacionario (36000 Km a la tierra) produce una PIRE de 54 dBW en la dirección de Madrid. ¿Cuál es la densidad de potencia incidente sobre Madrid?

a)–78.1dB[mW/m^2] b)–75.1dB[mW/m^2] c)–45.1dB[mW/m^2] d)–48.1dB [mW/m^2]

Ejercicio 21

Con los datos del ejercicio anterior, si la frecuencia de trabajo es de 12 GHz, calcule la ganancia de la antena receptora para tener una potencia disponible en bornes de la antena de –90 dBm.

a) 31.1 dBi b) 15.5 dBi c) 62.4 dBi d) 46.5 dBi

Ejercicio 22

Una estación terrena, que funciona a 10 GHz, utiliza una antena cuya anchura de haz entre puntos de potencia mitad vale 0.64°. Si la antena receptora situada en el satélite geostacionario posee una ganancia de 40 dBi y el receptor tiene una figura de ruido de 3 dB, ¿cuánto debe valer la potencia entregada a la estación terrena para asegurar una relación señal a ruido de 30 dB a la salida del receptor? Considere una distancia de 36000 Km, acoplo perfecto de polarización y una banda equivalente de ruido de 1 MHz.
Nota: $k = 1.38\ 10^{-23}$ Julios/K

a) 1.8 W b) 2.5 W c) 5.6 W d) 1.5 W

DATOS
$f = 10GHz$
$\theta_{-3dB} = 0,64°$
→ simetría revolución

$S/N = P_{RX}$

Ant reflect → DR simetría revolución

①
$G_{RX} = 40dB$
$F_{RX} = 3dB$
$\frac{S}{N} = 30dB$
$B = 1MHz$

$S/N = P_{RX} - N$

$N = 10\log(KTB) \cdot T_{RX}$
$T = T_{ant} + \boxed{(f-1)T_0}$ $= 290 + (10^{0.3} - 1) \cdot 290$
290
T_0 = 290 siempre
$= 578,63 k$
$N = 10\log(1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 578,63 \cdot 10^6) = -140,8 dBW$
$P_{RX} = \frac{S}{N} + N = 30 + (-140,8) = -110,8 dBW$
→

Ejercicio 23

Calcule el área efectiva de una antena receptora capaz de suministrar a un receptor adaptado una potencia de –90 dBm cuando está iluminada desde un satélite geostacionario (a 36000 km) de PIRE = 56 dBW.

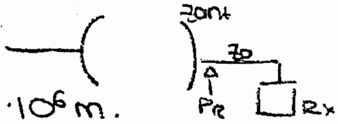
a) 203 cm^2 b) 286 cm^2 c) 409 cm^2 d) 572 cm^2

Ae?

$P_R = -90 dBm.$

$r = 36000 km = 36 \cdot 10^6 m.$

$PIRE = 56 dBW$



¿Pr a?

¿-3dB?

$P_R = |<\bar{S}>| \cdot A_e$

$d = \frac{|<\bar{S}>| . 4\pi r^2}{Prad} \longrightarrow Prad \cdot d = pire = |<\bar{S}>| . 4\pi r^2$

$g = \frac{|<\bar{S}>| 4\pi r^2}{P_{ET}} \longrightarrow P_{ET} \cdot g = pire = |<\bar{S}>| 4\pi r^2$

¿Pr -12?

$|<\bar{S}>| = \frac{pire}{4\pi r^2} = \frac{10^{5,6}}{4\pi (36 \cdot 10^6)^2} = 2,44 \cdot 10^{-11} \ (W/m^2)$

$A_e = \frac{P_R}{|<\bar{S}>|} = \frac{10^{-12}}{2,44 \cdot 10^{-11}} = 0,0409 m^2 = \boxed{409 cm^2}$

Ejercicio 24

Una antena con una polarización nominal circular a derechas posee una relación axial de 0.3 dB. ¿Cuál es su nivel de radiación contrapolar relativo al copolar en dB?

Pola circular derechas → Edchas

$RA = 0,3 dB \longrightarrow r.a = 10^{0.3/20} = 1,035$

$\frac{contrapolar}{copolar} \longrightarrow ¿\frac{E\ izdas}{E\ dchas}?$

$RA = \frac{E dchas + E izdas}{E dchas - E izdas} = 1,035$

$Ed + Ei = 1,035(Ed - Ei)$

$Ed + Ei = 1,035 \cdot Ed - 1,035 Ei$

$2,035\ Ei = 0,035 Ed \longrightarrow \frac{Ei}{Ed} = \frac{0,035}{2,035} = 0,0172$

$\left(\frac{Ei}{Ed}\right)_{dB} = 20 \log (0,0172)$
$= -35,28 dB.$

Ejercicio 25

¿Cuáles pueden ser, como máximo, las pérdidas de apuntamiento para que en el siguiente enlace se produzca una comunicación?

La potencia transmitida por una antena de 60dB de ganancia es de 80W. La antena en recepción, que tiene polarización lineal, está situada a 55 Km de la de transmisión, y tiene 45 dB de ganancia. La señal transmitida está polarizada circularmente y tiene 0,6 GHz de frecuencia. Ambas antenas están unidas a los equipos de transmisión / recepción mediante cables con 1dB de pérdidas.
La sensibilidad de la antena de recepción es de 25 dBm.

Ldesap?

$P_{tx} = 80W$

$G_{TX} = 60dB$

Rx pol lineal.

dist = 55 km.

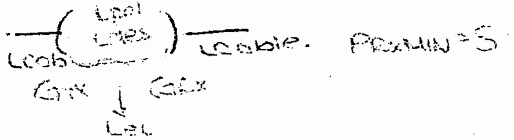
$G_{RX} = 45dB$.

onda pol. circular.

frec = 0,6 GHz

Lcable = 1 dB.

$S = P_{RXmin} = 25 dB.$
$= -30dB$
$= -5dBW$



$P_{TX} = 10 \log 80 = 19,03 dBW$

$L_{el} = 32,45 + 20 \log (55 km) + 20 \log (600 MHz) = 122,82 dB.$

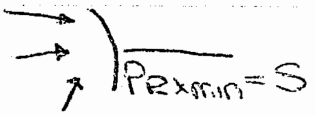
Ec. Friis

$P_{RXMIN} = S = P_{TX} - L_{cable} + G_{TX} - L_{el} - L_{pol} - L_{desap} + G_{RX} - L_{cable}$.

$\boxed{L_{desap} = 19,03 - 1 + 60 - 122,82 - 3 + 45 - 1 - (-5) = 1,2 dB}$

Ejercicio 26

Una antena receptora de 38dB de ganancia, tiene una temperatura de ruido de 300K. La máxima frecuencia que es capaz de recibir son 2,5GHz, y la mínima corresponde a 1,5GHz. Calcular su G/T. ¿Cuál es la mínima potencia que es capaz de recibir (sensibilidad), sabiendo que su relación señal a ruido (SNR) umbral es de 12dB?



$G_{RX} = 38dB$

$T = 300K$

$f_{max} = 2,5 GHz$

$f_{min} = 1,5 GHz$ } ⑧ Ancho de banda. = 1 GHz

$\frac{G}{T}$?

$\frac{G}{T} (dB/k) = 38dB - 10 \log 300 (k) = 13,23 dB/k$

a) $\frac{G}{T}$

b) S? $S/N = 12dB = P_{RMIN} (dBm) - N(dBm)$

N (pot ruido) $= kTB \rightarrow$ BW equiv. ruido.

$N = 10 \log (1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300) = -113,83 dBW \underset{+30}{=} -83,83 dBm$

(1,38·10⁻²³ written above k)

$\frac{S}{N} = P_{RMIN}(dBm) - N(dBm) \rightarrow P_{RM} = \frac{S}{N} + N(dBm)$

$\boxed{P_{RMIN} = 12 + (-83,83) = -71,83 dBm}$

Ejercicio 27

Estime la directividad de una antena con $\theta = 2^\circ$, $\varphi = 1^\circ$, y Encuentre la ganancia de esta antena sí la eficiencia $k = 0.5$.

DATOS : $\left.\begin{matrix}\theta = 2^\circ \\ \varphi = 1^\circ\end{matrix}\right]$ Al ser peque, muy directiva

$$d = \frac{\overset{2}{\cancel{4}}\pi}{\underbrace{2^\circ \frac{\pi \text{rad}}{180}}_{\theta} \cdot \underbrace{1^\circ \cdot \frac{\pi \text{rad}}{180}}_{\varphi}} = \frac{2 \cdot 180^2}{\pi} = 20626,48 \longrightarrow$$

$$\boxed{D = 10 \log (20626,48) = 43,14 \text{ dB}} \; *$$

G?

Necesito saber la eficiencia o rendimiento

$$\eta_{rad} = 0,5 = \frac{g}{d} \Rightarrow g = \eta_{rad}\, d = 20626,48 \cdot 0,5 = 10313,24$$

$$\boxed{G = 40,14 \text{ dBi}}$$

↑ sabíamos que iba a dar esto porque es

$* \; D - 3 \text{ dB}.$

Ejercicio 28

Una nave espacial a distancias lunares transmite a la tierra ondas en 2-GHz. Sí una potencia de 10 W es radiada isotrópicamente, encuentre
(*a*) El vector de Poynting en la tierra,
(*b*) El valor del campo eléctrico **E** en la tierra

Nota: La luna se encuentra a unos 380000 km de la Tierra

DATO:
d = 380 000 km
f = 2 GHz
PIRE = 10 W

a) $|\langle \bar{S} \rangle| = \dfrac{pire}{4\pi r^2} = \dfrac{10}{4\pi (3.8 \cdot 10^8)^2} = 5.5 \cdot 10^{-18} \, W/m^2$

$= 5,5 \cdot 10^{-6} \, pW/m^2$

$= -52,59 \text{ dB } pW/m^2$

b) $|\langle \bar{S} \rangle| = \dfrac{|E|^2}{240\pi}$

$$|E| = \sqrt{240\pi \cdot 5.5 \cdot 10^{-18}} = 6,44 \cdot 10^{-8} \, V/m$$

Ejercicio 29

Estime la directividad de una antena omnidireccional que posee un diagrama de radiación simétrico en ϕ con un anchura del haz principal en elevación a –3 dB de 10°.

Diag radiación $\longrightarrow$ $d \simeq \dfrac{4\pi}{\theta_{-3dB}\,\varphi_{-3dB}}$

omnidireccional

$\varphi_{-3dB} = 10^\circ$

$$= \frac{4\pi}{2\pi \cdot 10 \cdot \frac{\pi}{180}}$$

$$d = 11,5$$

$$\boxed{D = 10,6 \text{ dBi}}$$

Ejercicio 30

Una antena radia en la dirección del eje z un campo: $\bar{E} = (\hat{x} + j2\hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z}$. Diga cómo situaría un dipolo receptor para recibir la máxima potencia.

a) Según eje x

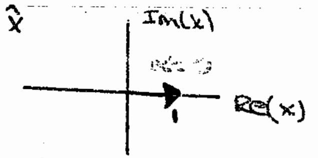
b) Según eje y.

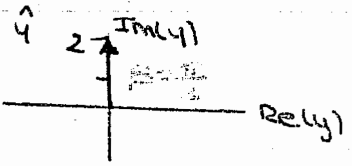
c) Formando un ángulo de 26.6° con eje x

d) Formando un ángulo de 63.4° con eje x.

$\bar{E} = (\hat{x} + j2\hat{y})e^{-jk_0 z}$

① Fases en componentes





$\alpha \neq \beta \longrightarrow$ NO lineal

② Módulos de las componentes.

$|\hat{x}| = 1$
$|\hat{y}| = 2$ } Al ser distintos $\longrightarrow$ Elíptica.

Dipolo según el módulo mayor, que en este cas es según (eje mayor).

La respuesta correcta es la b.

Ejercicio 31

Una antena de 23 dBi de directividad que presenta una impedancia de entrada de 50−j20 ohm, está alimentada por una corriente de 1 Amperio de valor de pico. Sabiendo que la antena radia en la dirección de máxima radiación, que coincide con el eje z, un campo de valor $\bar{E} = (300 \cdot \hat{x} + j400 \cdot \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z} / z$ Volt/m. Calcule el rendimiento de radiación de la antena.

$D = 23\,dBi$

$Z_{in} = 50 + 20j$

$I = 1\,A$

$E = \frac{300\hat{x} + j400\hat{y}}{z} e^{-jk_0 z}$

$\frac{P_{ET}}{}\left(\,^{D}P_{rad}\right.$

$\eta rad?$

$d = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{P_{rad}}$

$P_{IRE} = |<S>| \cdot 4\pi r^2$

① Módulo de Poynting.

$|E| = \frac{\sqrt{300^2 + 400^2}}{z} \longrightarrow |<\bar{S}>| = \frac{300^2 + 400^2}{z^2 \cdot 240\pi}$

② como $D = 23\,dBi \longrightarrow d = 10^{23/10}$ ③ Ahora despe Prad de d:

$$\boxed{P_{rad} = \frac{(300^2 + 400^2) \cdot 4\pi r^2}{z^2 \cdot 240\pi \cdot 10^{2.3}} = 20.88W}$$

$$\boxed{P_{ET}} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_{in} = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 50 = \boxed{25W}$$

$$\boxed{\eta rad = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{20{,}88}{25} = 0{,}83}$$

Ejercicio 32

Considere una bocina piramidal de A= 3λ y B = 2λ, con el lado mayor (A) formando un ángulo de 30° con respecto al eje x. ¿Cuánto valen las pérdidas de desacoplo de polarización cuando sobre esta antena incide una onda circularmente polarizada proveniente de la dirección Z?

la polarización se relaciona con la geometría.

Dipolo → lineal

Reflector (parabólica) → circular. Un reflector se puede usar para lineal pero el dipolo NUNCA para el circular

Bocina { Rect. ☐ → lineal
Piram.
Circular

DATO:

Bocina piramidal → polarización lineal
onda polarización circular.

$L_{pol} = 3dB$

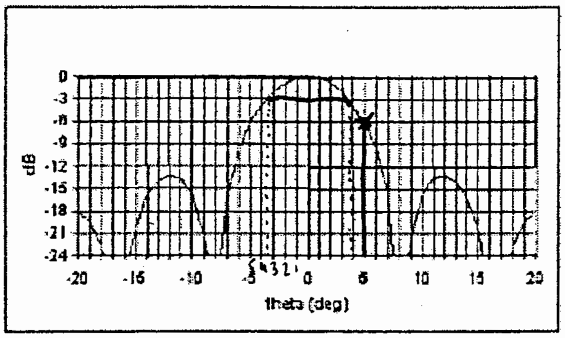
Usamos el principio de reciprocidad. Lo que hemos definido de la antena de transmisión se puede usar para la receptora. Los parámetros son recíproco: (ηrad, P_{dis}, G, D).

En la antena receptora, además utilizamo $\boxed{A_e = \frac{\lambda^2 g}{4\pi}}$

$P_R = |<\bar{S}>| \cdot A_e$ La potencia recibida es proporcional al área.

Ejercicio 33

Una antena linealmente polarizada que posee un rendimiento de radiación de un 75%, tiene el diagrama de radiación de la figura, que posee simetría de revolución respecto θ=0°.



a) Estime la ganancia de potencia para una dirección situada a 5° respecto de la de máxima radiación.

b) Calcule la potencia disponible en sus bornes de entrada cuando incide sobre ella en la dirección anterior un onda circularmente polarizada de 10 mW/m² a una frecuencia de 3 GHz

Pol lineal.

$\eta_{rad} = 0,75 = 75\%$

Simetría de revolución

a) $G(5°)$ d → D (ganancia directiva).

DR → directividad

$$d \simeq \frac{4\pi}{\theta_{-3dB}^{\varphi} \cdot {}_{-3dB}}$$

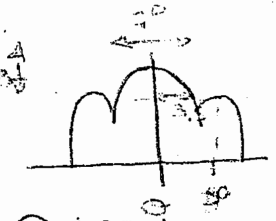
$$d = \frac{4\pi}{7° \cdot \frac{\pi}{180} \cdot 7 \cdot \frac{\pi}{180}} = 841,89$$

$$g = \eta_{rad} \cdot d = 841,89 \cdot 0,75 = 631,4$$

$$G = 10 \log(631,4) = 28 \text{ dBi}$$

$$\boxed{G(5°) = \underset{\theta=0°}{G} - L_{desap.} = 28 - \boxed{G = 22 dB}}$$

¿? Miras en la gráfica



ⓑ Lineal
Onda pol circular.
$|\langle \bar{S} \rangle| = 10 mW/m^2$
$f = 3 GHz$

$$P_{RX\,ideal} = |\langle \bar{S} \rangle| \cdot \underset{RX}{A_{ef}}$$

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} g = \frac{(3 \cdot 10^8)^2 \cdot 631,4}{(3 \cdot 10^9)^2 \cdot 4\pi}$$

$$P_{RX\,ideal} = |\langle \bar{S} \rangle| \cdot A_{ef} = 10 \cdot 10^{-3} \, 0,503 = 0,00503 W$$

$$\boxed{P_{RX\,real} = P_{RX\,ideal} - L_{pol} = 4 dBm}$$

Ejercicio 34

Una antena radia un campo cuya amplitud compleja es $((1+j) \cdot \hat{x} + (2+2j) \cdot \hat{y}) \cdot \frac{e^{-jkz}}{z}$ V/m. Diga qué afirmación es correcta:

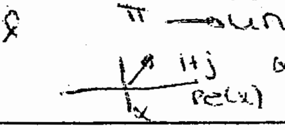
a) La polarización es elíptica
b) La polarización es circular
c) La relación axial vale 2
d) $\boxed{\text{Ninguna de las anteriores es cierta}}$

ⓓ

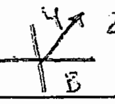
Polarización

$$\bar{E} = \underbrace{((1+j)\hat{x} + (2+2j)\hat{y})}_{E_0 \cdot u_E} \frac{e^{-jk_0 z}}{z} \text{ (V/m)}.$$

Fases de los componentes.
- Si solo tenemos un componente → será lineal.
- Si tenemos 2 componentes en fase o desfasados π → lineal



$\alpha = \text{arctg} \frac{1}{1} = \frac{\pi}{2}$

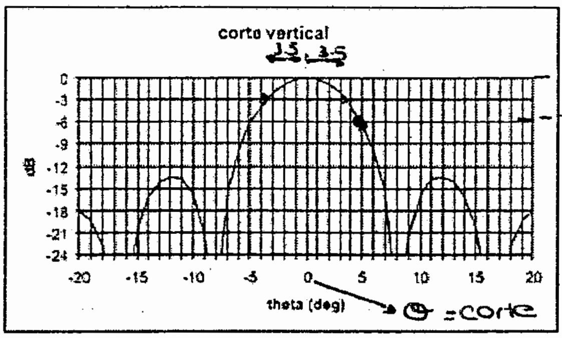


2+2j $\beta = \text{arctg} \frac{2}{2} = \alpha = \frac{\pi}{2}$

Están en fase → lineal.

Ejercicio 35
TIPICO

Una antena omnidireccional de una estación base de telefonía móvil, que posee un rendimiento de radiación de un 70%, tiene un diagrama de radiación cuyo corte vertical se adjunta. Con la antena situada verticalmente, de modo que la dirección θ=0° sea la del plano horizontal, calcule cuánto vale el campo radiado a 1 km de distancia, en una direción que está 5 grados por debajo del horizonte, cuando se le entrega una potencia de 10 watios.



Max es 0 ó 1

-6dB

lóbulo principal

DATOS

omnidireccional $\rightarrow \varphi = 2\pi = 360°$

$\eta_{rad} = 0{,}7$ $\qquad P_{ET} = 10W$

$r = 1km$ $\qquad$ 5° despuntamiento

$|E|$?

$$d = \frac{4\pi}{\underset{\substack{\uparrow \\ \text{Ancho haz} \rightarrow -3 \\ \text{gráfica}}}{\theta}\,\varphi} = \frac{4\pi}{\boxed{7 \cdot \frac{\pi}{180}} \cdot \underset{\text{omnid.}}{2\pi}} = 16{,}37 = \underset{\substack{\uparrow \\ 10\log(16{,}37)}}{} 12{,}14dB$$

como nos dan P_{ET}, vamos a trabajar con la ganancia

$$g = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{P_{ET}}$$

$$g = \eta_{rad} \cdot d = 0{,}7 \times 16{,}37 = 11{,}5$$

$$= \underset{\substack{\uparrow \\ 10\log(11{,}5)}}{10{,}6\,dB}$$

Al decirnos que está despuntado 5° no le llega la máxima potencia, por lo que hay pérdidas.

$G = (\theta = 0°) = 10{,}6dB$

$G = (\theta = 5°) = G(0°) - \underset{\text{pérdidas de despuntamiento}}{L_{despuntam.}}$

$= 10{,}6 - 6dB = 4{,}6dB = 2{,}88$

Usando $g = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{P_{ET}} = \frac{|E|^2\, 4\pi r^2}{240\pi\, P_{ET}}$

$\theta = 5° \rightarrow g(5°) = 2{,}88$

Despejamos E de g:

$$\boxed{|E(\theta=5°)| = \sqrt{\frac{P_{ET} \cdot g(\theta = 5°) \cdot 240\pi}{4\pi\,(10^3)^2}} = 0{,}0416\ V/m = 41{,}6mV/m}$$

Ejercicio 36

Se dispone de un radioenlace con dos bocinas sectoriales plano E de 1λ x 3λ de apertura, separadas 1 km, con eficiencia de radiación igual a 0.9 y eficiencia de apertura igual a 0.6. El radioenlace funciona a 10 GHz en espacio libre. La antena receptora se encuentra girada tal como se presenta en la figura 1, en el plano del papel. El diagrama de radiación en dicho plano es el de la figura 2.

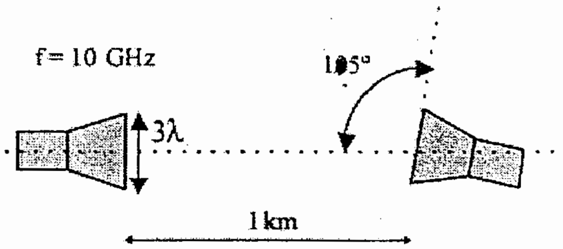


Figura 1: Esquema del radioenlace

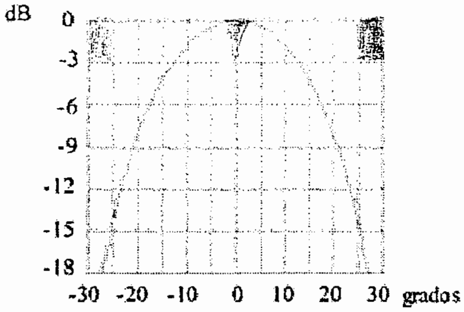


Figura 2: Diagrama de radiación bocina

a) Calcule la ganancia máxima de las bocinas en dBi.

b) Calcule las pérdidas de inserción del radioenlace en dB.

c) Si la antena transmisora transmite con una PIRE de 30 dBW, calcule la potencia (en dBm) que la antena receptora es capaz de entregar al receptor.

Bocinas rectangulares → pol lineal

d=1km

$\eta_{rad}=0.9$

$\varepsilon_a=0.6$

f=10GHz

L: desap

sim/revol

omni: k=2π

$$A_{ef}=\frac{\lambda^2}{4\pi}g$$

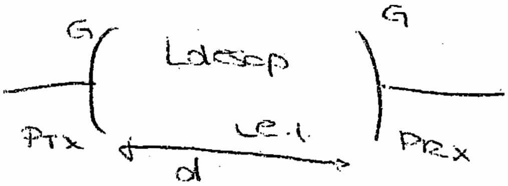
$$A_{ef}=A_{apertura}\cdot\eta_{rad}\,\varepsilon_{ap}$$

$$\frac{\lambda^2}{4\pi}g=3\lambda^2\cdot\eta_{rad}\cdot\varepsilon_{ap}$$

$$g=3\cdot0.9\cdot0.6\cdot4\pi=20{,}36$$

$$\boxed{G=10\log 20{,}36=13{,}1\,dB}$$

ⓑ Pérdidas de inserción



Linserción

$P_{Rx}=P_{Tx}-L_{ins}$

$L_{ins}=L_1+L_2+L_3-G_{Tx}-G_{Rx}$

$L_{el}=32{,}45+20\log 1km+20\log(10^4 MHz)$

$=112{,}45\ dB$

$L_{desap}=4dB$

$L_{ins}=L_{el}+L_{desap}-G_{Tx}-G_{Rx}$

$=90{,}25dB$

c) PIRE = 30dBW = PET + GT

$P_{Rx}=P_{Tx}+G_T-L_{el}-L_{desp}+G_{Rx}$

$=30-112{,}45-4+13{,}1$

$=-73{,}3\ dBW$

$=-43{,}3\ dBm$

Ejercicio 37

El vector de radiación de una antena situada en el origen de coordenadas es $\vec{N} = 10\,\hat{x} + j\,\hat{z}$. ¿Cómo deberíamos orientar un dipolo situado en la dirección ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$) para conseguir captar la máxima cantidad posible de señal de dicha antena?

a) según $\hat{x}$ b) según $\hat{z}$ c) según $\frac{1}{10}\hat{x} + \hat{z}$ d) según $\hat{x} + \frac{1}{10}\hat{z}$

Ejercicio 38

El campo de una cierta antena es de la forma $\bar{E} = E_0\,e^{-jkr}\left(\frac{j}{r^2}\hat{r} + \frac{1}{r}\hat{\theta}\right)$, $\bar{H} = \frac{E_0}{\eta}e^{-jkr}\left(\frac{1}{r}\hat{\varphi}\right)$. La polarización es

a) lineal

b) circular a derechas

c) circular a izquierdas

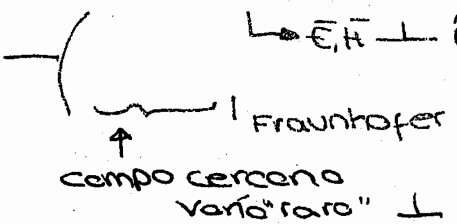
d) elíptica, ni lineal ni circular

$\bar{E} = E_0\, e^{-jkr}\left(\underbrace{\boxed{\frac{j}{r^2}\hat{r}}}_{} + \frac{1}{r}\hat{\theta}\right)$ solo tenemos una componente en

$\xrightarrow{\quad}$ campo cercano, no se estudia

$\bar{H} = \frac{E_0}{\eta} e^{-jkor}\left(\frac{1}{r}\hat{\varphi}\right)$

$\to \bar{E}, \bar{H} \perp \hat{r}$ $|E| \alpha \frac{1}{r}$



campo cercano

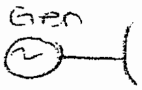
varía "raro" $\frac{1}{r^2}$ $\frac{1}{r^3}$

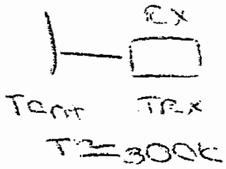
Al tener solo una componente en $\bar{E}$, es LINEAL

Ejercicio 39

Un sistema receptor de banda S posee una G sobre T de 30 dB [1/K]. Si la antena, que es un sistema Cassegrain centrado, posee una anchura de haz entre puntos de potencia mitad de 1° y una temperatura de ruido de antena de 20 K. Estime cuánto vale la figura de ruido del receptor en dB.

$\frac{G}{T} = 30 dB/K$





$\theta_{-3dB} = 1^{\circ}$ } TS → reflect

$\varphi_{-3dB} = 1^{\circ}$

$T_{ant} = 20k$

F ?

directividad: $d = \frac{4\pi}{1^{\circ}\frac{\pi}{180}\cdot 1^{\circ}\cdot\frac{\pi}{180}} = 41252,96 = 46,15dB$

$g = \eta_{rad} \cdot d$ $\eta_{rad} = 1$ $g = d$

$\frac{G}{T} = 30dB/K = G^{dB} - T(dBk) \longrightarrow T = G - G/T$
$= 46,15 - 30 = 16,15(dBk)$

$T = 10^{1,615} = 41,209K$

$T_{Rx} = T - T_{ant} = 41,209 - 20 = 21,209K$ $T = T_{Rx} + T_a$

$T_{RX} = (f-1)\cdot \textcircled{T_0}\, 290k \longrightarrow f = \frac{T_{RX}}{T_0} + 1 = 1,073$

¿f_{rx}?

Ejercicio 40

NO ES
DE LA
UNI

Una onda con fasor $\vec{E} = (2\hat{y} + j\hat{z})\, e^{jkx}$ incide sobre un dipolo situado en el origen y orientado según $\hat{y} + \hat{z}$. El coeficiente de desacoplo de polarización será:

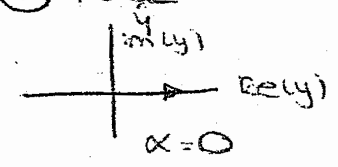
a) 0 dB   b) -3 dB   c) -6 dB   d) -10 dB

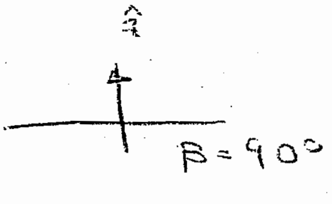
$E = (2\hat{y} + j\hat{z})\, e^{jkx}$

Rx → Dipolo (pol lineal)
$\hat{y} + \hat{z}$

¿pol?

① Fase





como $\alpha \neq \beta$ no es lineal.

$|\hat{e}_y| = 2$
$|\hat{e}_z| = 1$ } $|\hat{e}_y| \neq |\hat{e}_z|$ por lo que es elíptico.

Ejercicio 41

Una antena Yagi de UHF (frecuencia = 500 MHz), colocada con los dipolos horizontales, radia un campo en la dirección de su eje de 1 V/m a 30 metros, cuando se alimenta con una potencia de 1 W.

1. Calcule la ganancia de la antena Yagi.
2. Calcule la potencia disponible en bornes de esta antena Yagi (funcionando en recepción) cuando sobre ella incide, por la dirección de su eje, una onda circularmente polarizada de densidad de potencia 1 μW/m²

$f = 500 MHz$

$|E| = 1 V/m \longrightarrow |<\bar{S}>| = \frac{|E|^2}{2 \cdot 120\pi} = 1.326 \cdot 10^{-3} \ W/m^2$

$d = 30m$

$P_{ET} = 1W$

① $|<\bar{S}>| = \frac{pire}{4\pi r^2}$

$= \frac{P_{ET} \cdot g}{4\pi r^2} \longrightarrow g = \frac{4\pi r^2 |<\bar{S}>|}{P_{ET}}$

$= 4\pi \cdot 30^2 \frac{1}{240\pi} = 15$

$\boxed{G = 10 \log 15 = 11,8 \ dBi}$

② $|<\bar{S}>| = 1 \mu W/m^2$

$P_{Rx,ideal} = |<\bar{S}>| \cdot \boxed{A_e}$

$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} g = \frac{(3 \cdot 10^8)^2 \cdot 15}{(500 \cdot 10^6)^2 4\pi} = 0,429 m^2$

$P_{Rxideal} = |<\bar{S}>| \cdot A_e = 10^{-6} \cdot 0.429 = 4.29 \cdot 10^{-7} W$

$P_{RxReal} = P_{Rxideal}(dBW) - \overset{3dB}{L_{pol}}$

$= \underset{-67dBW}{10 \log(4.29 \cdot 10^{-3})} - 3 = -37 dBm$

$dBm = dBW + 30$

Ejercicio 42

Una antena que posee una impedancia de entrada de 75+j20Ω y un rendimiento de radiación de 0,8 se alimenta a través de un cable coaxial sin pérdidas de 50Ω, conectado a un generador de 50Ω con una potencia disponible de 1W. Calcule la potencia radiada por la antena. (1p)

$Z_{ant} = 75 + 20j \ (\Omega)$. ① No es resonante

$\eta_{rad} = 0.8$. ② $75 \neq 50$ No hay adaptación de imp.

$Z_0 = 50 \Omega$

$P_{DG} = 1W$.

$P_{rad} = \eta_{rad} \cdot P_{ET} = \eta_{rad} \cdot \underset{(1-\Gamma^2)}{\eta_{ref}} \cdot P_{DG}$

$\Gamma^2 = \frac{|75 + 20j - 50|^2}{|75 + 20j + 50|^2} = \frac{|25 + 20j|^2}{|125 + 20j|^2} = \frac{25^2 + 20^2}{125^2 + 20^2} = 0,064$

$\boxed{P_{rad} = \eta_{rad} \eta_{ref} P_{DG} = 0,8 (1 - 0,064) \cdot 1 = 0,748W}$

Cree

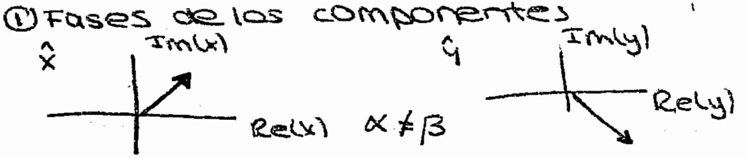
Ejercicio 43

¿Cuál es la polarización de los campos radiados por una antena en una determinada dirección para la que el campo es $\vec{E} = E_0[(1+j)\hat{x} + (1-j)\hat{y}]$?

- a) circular
- b) elíptica
- c) lineal según $\hat{x} + \hat{y}$
- d) lineal según $\hat{x} - \hat{y}$

$\bar{E} = E_0((1+j)\hat{x} + (1-j)\hat{y})$

① Fases de los componentes



$\alpha \neq \beta$

② Módulos de componentes

$|\hat{x}| = \sqrt{2} = |\hat{y}| \rightarrow$ polarización circular

Si $\left.\begin{array}{l}\alpha=\beta\\ \beta\neq\alpha\\ \alpha=\beta+\pi\end{array}\right\}$ pol lineal

sino circular o esférica.

Ejercicio 44

Una antena de 10 dBi de ganancia, que posee una impedancia de entrada de 75+j20Ω y un rendimiento de radiación de 0.8, se alimenta a través de un cable coaxial sin pérdidas de 50Ω conectado a un generador de 50Ω que posee una potencia disponible de 10W:

- a. ¿Cuál es la potencia radiada por la antena?
- b. Calcule la densidad de potencia a 1000 metros de distancia en la dirección del máximo.

$Z_0 = 50\Omega$

Antes de la antena

$\left(\begin{array}{l}G = 10dB\\ \eta_{rad} = 0.8\end{array}\right.$

$Z_{ant} = 75 + 20j$

Pdisponible genera 10W

$|\Gamma| = \dfrac{|Z_{ant} - Z_0^*|}{|Z_{ant} + Z_0|} = \dfrac{|75+20j-50|}{|75+20j+50|}$

$= \dfrac{|25+20j|}{|125+20j|} = \dfrac{\sqrt{25^2+20^2}}{\sqrt{125^2+20^2}}$

$|\Gamma|^2 = \dfrac{25^2+20^2}{125^2+20^2} = 0.064$

$P_{ET} = PDG(1-|\Gamma|^2)$

$P_{RAD} = P_{ET} \cdot \eta_{rad}$

$P_{RAD} = PDG(1-|\Gamma|^2) \cdot \eta_{rad}$

$= 10(1 - 0.064^2) . 0.8 = 7,48W$

ⓑ $\boxed{|\langle \bar{S} \rangle| = \dfrac{pire}{4\pi r^2} = \dfrac{P_{ET} \cdot g}{4\pi r^2} = \dfrac{9.36 \; 10^{10/10}}{4\pi . (10)^6} = 7,45 . 10^{-6} W/m^2}$

$pire = P_{ET} \cdot g = P_{rad} \cdot d$

$P_{ET} = 10(1 - 0,064) = 9,36W$

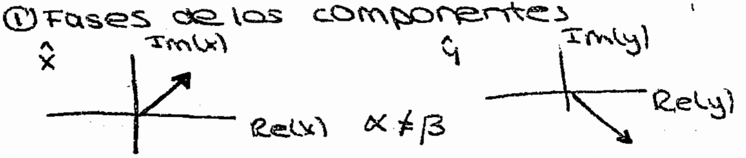
Ejercicio 43

¿Cuál es la polarización de los campos radiados por una antena en una determinada dirección para la que el campo es $\vec{E} = E_0[(1+j)\hat{x} + (1-j)\hat{y}]$?

a) circular
b) elíptica
c) lineal según $\hat{x} + \hat{y}$
d) lineal según $\hat{x} - \hat{y}$

$\bar{E} = Eo((1+j)\hat{x} + (1-j)\hat{y})$ mismos [illegible]

① Fases de los componentes



$\alpha \neq \beta$

② Módulos de componentes

$|\hat{x}| = \sqrt{2} = |\hat{y}| \rightarrow$ polarización circular

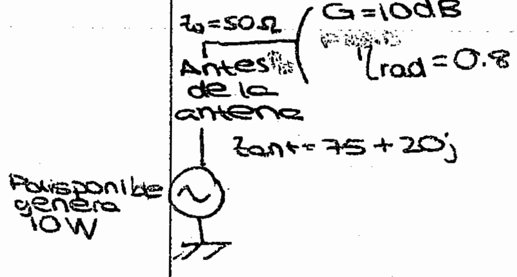
Si $\left.\begin{array}{l}\alpha = \beta \\ \beta = \alpha \\ \alpha = \beta + \pi\end{array}\right\}$ pol lineal

sino circular o esférica.

Ejercicio 44

Una antena de 10 dBi de ganancia, que posee una impedancia de entrada de 75+j20Ω y un rendimiento de radiación de 0.8, se alimenta a través de un cable coaxial sin pérdidas de 50Ω conectado a un generador de 50Ω que posee una potencia disponible de 10W:

a. ¿Cuál es la potencia radiada por la antena?
b. Calcule la densidad de potencia a 1000 metros de distancia en la dirección del máximo.



G = 10dB
$\eta_{rad} = 0.8$

$$|\Gamma| = \frac{|Z_{ant} - Z_0^*|}{|Z_{ant} + Z_0|} = \frac{|75 + 20j - 50|}{|75 + 20j + 50|}$$

$$= \frac{|25 + 20j|}{|125 + 20j|} = \frac{\sqrt{25^2 + 20^2}}{\sqrt{125^2 + 20^2}}$$

$$|\Gamma|^2 = \frac{25^2 + 20^2}{125^2 + 20^2} = 0.064$$

$P_{ET} = PDG(1 - |\Gamma|^2)$

$P_{RAD} = P_{ET} \cdot \eta_{rad}$

$\boxed{P_{RAD} = PDG(1 - |\Gamma|^2) \cdot \eta_{rad}}$

$= 10(1 - 0.064^2) \cdot 0.8 = \boxed{7,48 W}$

ⓑ $\boxed{|\langle\bar{S}\rangle|} = \dfrac{pire}{4\pi r^2} = \dfrac{P_{ET} \cdot g}{4\pi r^2} = \dfrac{9.36 \; 10^{10/10}}{4\pi \cdot (10)^6} = \boxed{7,45 \cdot 10^{-6} W/m^2}$

$pire = P_{ET} \cdot g = Prad \cdot d$

$P_{ET} = 10(1 - 0,064) = 9,36 W$

Ejercicio 45

Una onda elíptica con polarización $\hat{x}+2j\hat{y}$ se recibe con un dipolo orientado según la bisectriz de los dos ejes. El coeficiente de desacoplo de polarización valdrá

a) 1 b) 0.9 c) 0.66 d) 0.5

$$\left.\begin{array}{l}\text{Onda elíptica}\\ \text{RX lineal}\end{array}\right\} L_{pol} = 3dB \rightarrow 0{,}5$$

Ejercicio 46

A 30 GHz, la región de Fraunhofer de un dipolo de 30 cm. de longitud, comienza a,

a) 3 m. b) 6 m. c) 9 m d) 18m.

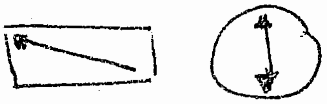
$f=30GHz$

$d=30cm$

$d \geq \frac{2D^2}{\lambda}$

D=dimensión mayo antena

$$\boxed{d = \frac{2 \cdot 0.3^2 \cdot 30 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 18m}$$



Ejercicio 47

La directividad de una antena es 15 dB. ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es correcta?

a) La señal recibida en el lóbulo principal es 15 dB mayor que la recibida en cualquier otra dirección
b) La señal recibida en la dirección del máximo es 15 dB mayor que el promedio de la señal recibida en todas las direcciones del espacio
c) La potencia recibida es 15 dB mayor que la densidad de potencia incidente
d) Ninguna de las anteriores

a) FALSO. No tiene sentido porque así no va la directividad.

c) $|<\bar{S}>|$ $(W/m^2) \rightarrow$ FALSO *

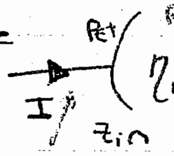
b) VERDADERO. La antena isótropa radia igual en todas las direcciones.

*c) $P_{REC} = |<\bar{S}>| \cdot A_e$
FALSO porque depende del área, no tiene porque ser 15.

Ejercicio 48

Una antena que presenta una impedancia de entrada de 50+j25 ohm, radia en la dirección del eje z, una densidad de potencia que varía en campo lejano como 165/z^2 W/m^2, cuando se le alimenta con una corriente de 1 Amperio de pico. Sabiendo que la ganancia directiva en dicha dirección vale 20 dBi; calcule el rendimiento de radiación de la antena.

$Z_{in} = Z_{ant} = \underset{R}{\boxed{50}} + \underset{X \rightarrow \text{No consume}}{25j}$ (Ω)



Prad: 20,75

$|<\bar{S}>| = \frac{165}{z^2}$ (W/m^2)

25W

$I = 1A$

$D = 20dB \rightarrow d = 10^2 = 100$

¿ $\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}}$?

$P_{ET} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_{in} = \frac{1}{2} \cdot 1^2 \cdot 50 = 25W$

$|<\bar{S}>| = \frac{pire}{4\pi r^2} = \frac{P_{rad} \cdot d}{4\pi r^2} \longrightarrow P_{rad} = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{d}$

$= \frac{\frac{165}{\cancel{z^2}} \cdot 4\pi \cancel{z^2}}{100}$

$= 20{,}73$ W

$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{20{,}73}{25} = 0{,}83$

Esta bien
porque está
entre 0,7 y 0,9

Ejercicio 49

Una antena produce en espacio libre una densidad de potencia de 0,1 mW/cm² a 100 metros. Calcule la intensidad de campo eléctrico de pico en V/m a 200 metros de distancia.

$|\langle\bar{S}\rangle| = 0.1\ mW/cm^2 \cdot \frac{1W}{1000mW} \cdot \frac{100^2 cm^2}{1m^2} = 1W/m^2$

$d = 100m$

¿$|E(200m)|$?

$|\langle\bar{S}(200m)\rangle| = |\langle\bar{S}(100m)\rangle| \cdot \frac{100^2}{200^2}$ Al cuadrado por ser potencia

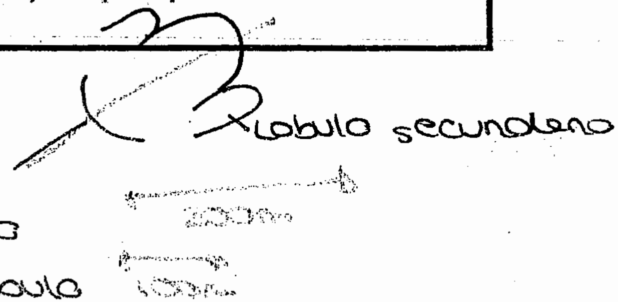
$= 0{,}25\ W/m^2$

$|\langle\bar{S}(200m)\rangle| = \frac{|E(200)|^2}{2\cdot 120\pi} \longrightarrow |E(200m)| = \sqrt{|\langle S(200m)\rangle| \cdot 240\pi}$

$= 13{,}7\ V/m$

Ejercicio 50

El valor de campo radiado por una antena en la dirección de máxima radiación vale 10 V/m a 200 m de distancia ¿Cuál será el valor del campo radiado a 100 metros a través de un lóbulo secundario cuyo nivel está 20 dB por debajo del principal?



$|E(200m)| = 10V/m$

¿$|E(100m)|$?

Lob secundario $\rightarrow$ 20dB por debajo

① Direc. Max radiación (lóbulo principal)

$\underset{DMR}{|E(100m)|} = |E(200m)| \cdot \frac{200}{100} = 20V/m$

$L = 20dB \longrightarrow \ell = 10^{20/\textcircled{20}} = 10$ con lóbulo secundario

↓ campo E

Lóbulo secundario

$\underset{DLS}{|E(100m)|} = \frac{20}{\ell} = \frac{20}{10} = 2V/m$

Otra forma:

$E_{DMR} = 20\log 20 = 26\ dBV/m$

$E_{DLS} = 26 - 20 = 6\ dBV/m$

Ejercicio 51

CLASS1

Un mástil radiante en LF posee una impedancia de entrada de 10-j200Ω y está conectado a través de una línea de transmisión de 10Ω a un generador de 18KW de potencia. ¿Cuál es la potencia que se entrega a la antena? Sabiendo que el rendimiento de radiación de la misma es de 0,75, ¿cuál es la potencia radiada?

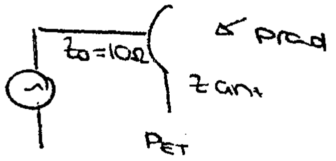
$$Z_{ant} = \underset{R_{ant}}{10} - 200j \; (\Omega)$$

$P_{ET} = P_{DG} \cdot \eta_{ret}$

$P_{rad} = P_{ET} \cdot \eta_{rad}$

$= P_{DG} \, \eta_{ret} \cdot \eta_{rad}$

$P_G = 18kW$



① $P_{ET} = P_{DG} \cdot \eta_{ret}$

$\eta_{ret} = |1 - \Gamma^2|$

$$\Gamma = \frac{|Z_{ant} - Z_0|}{|Z_{ant} + Z_0|} = \frac{|10 - 200j - 10|}{|10 + 200j + 10|}$$

Repasar

nWh

$$\Gamma = \frac{|-200j|}{|20 - 200j|} = \frac{200}{\sqrt{200^2 + 20^2}}$$

$$1 - \Gamma^2 = \frac{200^2}{200^2 + 20^2} = 0{,}990099$$

$$\boxed{P_{ET} = \eta_{ret} \cdot P_{DG} = (1 - 0{,}990099) \cdot 18 = 17{,}82 \text{ kW}}$$

Como no he conseguido que sea resonante se pierde pot

② $P_{rad} = \eta_{rad} \cdot P_{ET}$

$= 0{,}75 \cdot 17{,}82$

$\boxed{= 13{,}365 \text{ kW}}$

Ejercicio 52

Una antena radia en la dirección del eje z un campo $E = (\hat{x} + j2\hat{y})\dfrac{e^{-jk_0z}}{z}$ mV/m. Diga cómo situaría un dipolo para conseguir la máxima potencia en recepción, y calcule las pérdidas por desacoplo de polarización del radioenlace

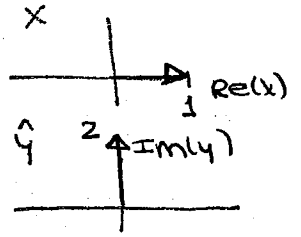
$\bar{E} = (\hat{x} + j2\hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z}/z$

Dipolo RX ⟶ pol lineal

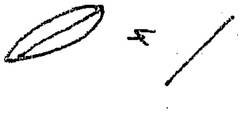
Onda pol lineal → dipolo lo sigue dirección $\bar{E}$
Polarización elíptica → 3dB pérdidas
↳ según eje mayor elipse.

FASES

①



$\alpha \neq \beta$



② MODULOS

$|\hat{x}| = 1$
$|\hat{y}| = 2$
$\Big\}\; |\hat{x}| \neq |\hat{y}| \longrightarrow$ Elíptica.

Lo situamos según el eje mayor, por lo que lo situamos según $\hat{y}$.

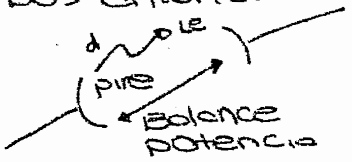
Las pérdidas por desacoplo son $L_{pol} = 3dB$.

Ejercicio 53

Considere un enlace up-link a 14 GHz vía satélite entre Tierra y un satélite geostacionario (a 36000 km de la Tierra). Calcule la PIRE necesaria en el transmisor en Tierra, para tener una relación S/N en el satélite de 20 dB, sabiendo que el satélite utiliza un reflector de 37 dBi de ganancia, y el receptor presenta una figura de ruido de 2 dB con un ancho de banda de canal de 27 MHz. ($k=1.38\ 10^{-23}$ J/K)

DATOS
$f = 14$ GHz
$r = 36000$ km
PIRE?
$\frac{S}{N} = 20$dB
$G = 37$dB
$F = 2$dB
$B = 27$MHz

DOS antenas



$\frac{S}{N} = P_{Rx} \cdot N$

$N = 10 \log (KTB)$

OJO! $T = T_{empant} + T_{Rex}$

$T_{Rx} = (f-1) \cdot \underset{290k}{\underline{T_0}} = (10^{2/10} - 1)\, 290 = 169{,}62$ K

$T_{ant} = 290$k (sólo en satelites)

$T = T_{ant} + T_{Rx} = 169{,}62 + 290 = 459{,}62$K

$N = 10 \log (KTB)$
$= 10 \log (1.38 \cdot 10^{-23} \cdot 459{,}62 \cdot 27 \cdot 10^{6})$
$= -127.7$dBW

$P_{Rx} = \frac{S}{N} + N = 20 + (-127{,}7) = -100{,}7$ dBW

Ec. Friss
$P_{Rx} = \underbrace{P_{Tx} + G_{Tx}}_{PIRE} - \boxed{L_e} + G_{Rx}$

$L_e = 32{,}45 + 20 \log (36 \cdot 10^{3}) + 10 \log (14 \cdot \underset{M}{10^{3}}) = 206{,}5$dB

$\boxed{PIRE = P_{Rx} + L_{el} - G_{Rx} = -100{,}7 + 206{,}5 - 37 = 61{,}8\text{dBW}}$

Ejercicio 54

Una antena radia en la dirección del eje z un campo: $\mathbf{E} = (\hat{x} + j \cdot 1.1 \hat{y}) \cdot e^{-jk_0 z}$. Diga qué tipo de polarización debe tener una antena receptora para obtener el máximo acoplo:

a) Circular a izquierdas
b) Circular a derechas
c) Lineal según x
d) Lineal según y

TEMA 3: MECANISMOS DE PROPAGACIÓN

Ejercicio 55

Diga qué afirmación es cierta con respecto a la propagación por onda de superficie en MF. Frecuencia Media

a) El alcance es exactamente la visión directa.
b) La atenuación es mayor en el desierto del Atacama que en las zonas arroceras valencianas.
c) El campo recibido se atenúa siempre como el inverso de la distancia al transmisor.
d) Las antenas más utilizadas en esta banda son de dipolos de media longitud de onda paralelos al suelo a una altura de cuarto longitud de onda sobre tierra.

a) F → alcance depende de f.
$f \downarrow$ alcance miles de km (barcos).
$f \uparrow$ (Hasta 30MHz) $\simeq$ 50 km.
FALSO ya que, se necesita no visión directa.

b) Depende de la conductividad del suelo σ
A mayor humedad, menor atenuación, por tanto un alcance mayor.
Ⓕ ya que el desierto tiene menor humedad.

c) 

super lejos $\frac{1}{r^2}$ por lo que es falso.
ojo onda superficie. Ⓕ

d) Ⓕ paralelos al suelo es falso ya que van en perpendicular por tener polarización vertical. |
cuando nos hablan de longitud → Interesa antenas reso
$Z_{an} = R_{ant} + j\cancel{X_{ant}}$ 0
- para que un dipolo sea resonante $\boxed{L = \lambda/2}$
- " " " monopolo " " $\boxed{L = \lambda/4}$

Ejercicio 56

Diga qué afirmación es cierta:

a) El campo radiado por una antena no posee componente radial en ningún punto del espacio.
b) A partir de $2D^2/\lambda$ (siendo D la longitud máxima de la antena) el campo de la onda propagada varía siempre como 1/r
c) El campo de una onda de superficie sobre el mar se atenúa como $1/r^2$ a cortas distancias de la antena.
d) **Ninguna de las anteriores es cierta**

a) FALSO porque cerca si que hay geometría rara, por lo que tendremos componente radial.

b) $d \geq \frac{2D^2}{\lambda}$ → campo lejano, ideal mente $E \propto \frac{1}{r}$.
ojo si tenemos onda superficie
$d \uparrow \rightarrow E \propto \frac{1}{r^2}$
Ⓕ

c) cortas distancias $E \propto \frac{1}{r}$

d) Ⓥ

Ejercicio 57

Diga qué afirmación es **cierta** para una propagación a 1 MHz:

a) El campo radiado por una antena no posee componente radial en ningún punto del espacio.

b) A partir de $2D^2/\lambda$ (siendo D la longitud máxima de la antena) el campo de la onda propagada varía siempre como 1/r

c) El campo de una onda de superficie sobre el mar se atenúa como 1/r a cortas distancias de la antena.

d) El alcance es mayor en el desierto del Sahara que sobre las llanuras de Polonia.

1MHz → Está dentro del límite de 30MHz.

a)Ⓕ Muy cerca sí que tenemos componentes radiales.

b)Ⓕ Por el ej. anterior.

c) A cortas distancias se refiere a pasado la geometría "rara". (cercanías de la antena) Ⓥ

a) sahara humedad ↓ Mala → att ↑
→ alcance ↓

Ejercicio 58

¿Por qué el alcance en onda de superficie es mayor sobre el mar que sobre Tierra?

σ → conductividdad.

Este es el parametro que varía, por lo que si hay una humedad mayor, la conductividad tabién lo será, por lo que habrá más alcance.

Ejercicio 59

Diga qué afirmación es cierta con respecto a la propagación por onda de superficie en MF, transmitiendo con un monopolo resonante sobre tierra con una PIRE de 5 kW

a) La atenuación es más alta en mar que en tierra seca.

b) **El alcance es mayor que el de visión directa**

c) El campo recibido se atenúa siempre como el inverso del cuadrado de la distancia al transmisor

d) Ninguna de las anteriores es correcta

MF : 300kHz — 3MHz

ⓐⓕ → Mar → alcance ↑, att ↓

ⓑⓥ

ⓒⓕ

ⓓ

Ejercicio 60

Empleando las cartas de la UIT-R, obtenga la distancia a la que se alcanza un campo de 100 μV/m eficaces transmitiendo con un mástil de 75 m que a 1 MHz radia una potencia de 91.5 kW.

a) Sobre la superficie del mar

b) Sobre tierra seca

Al darnos las gráficas sabemos que es Tierra curva hecho por UIT-R. Prad=1kW.

|E| = 100 μV/m

l = 75m → con O. Superficie, siempre serán lineales.

f = 1MHz

Prad = 91,5 kW

- Resonante (Monopolo = λ/4) → [d_0 = 3,28]
- Otro → d = 3 (corto)

como no vamos a tener una pot radiada, hay que hacer correcciones:

$$\boxed{\vec{E} = E_{corta}\underbrace{\sqrt{\tfrac{1}{3}P_t(kW)\cdot G_t}}_{PIRE=P_{rad}\cdot d}}$$

①º

l=75m → Res λ/4

$\lambda = \frac{3\cdot10^8}{10^6} = 300$

300/4 = 75m se cumple

NOTA:

Pt — Dø, pire, Prad, Gt

pire = $P_t \cdot g_t = P_{rad}\cdot d$.

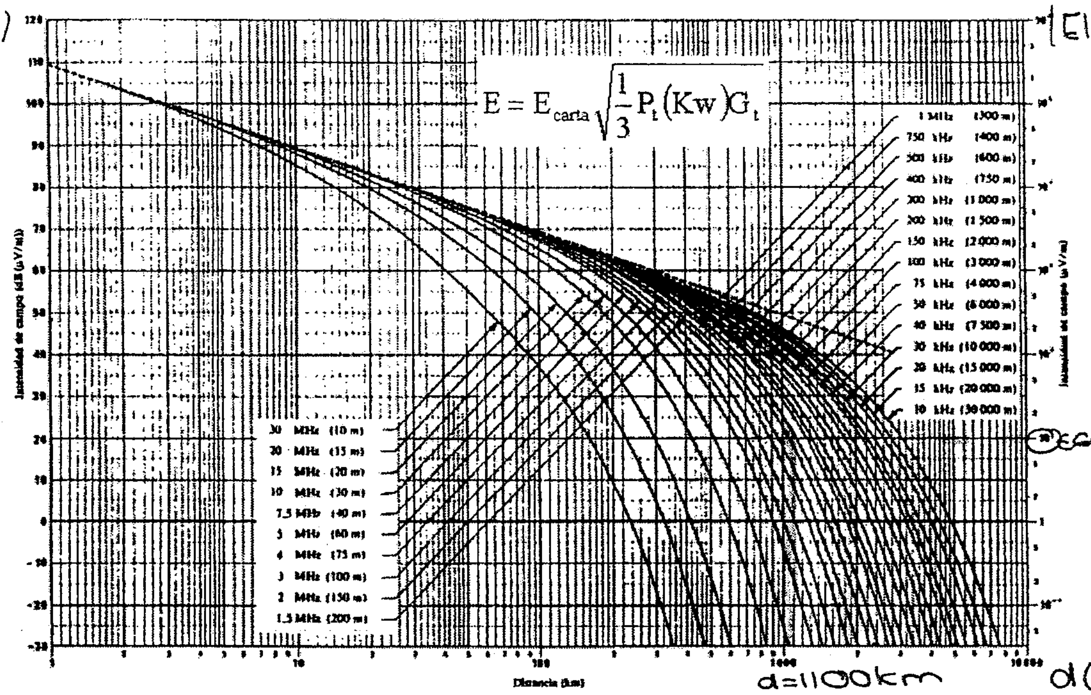
$$E_{corta} = \frac{E}{\sqrt{\tfrac{1}{3}P_{rad}\cdot d_0}} = \frac{100}{\sqrt{\tfrac{1}{3}\cdot \underbrace{91,5\cdot 3,28}_{300kV}}} = \frac{100}{10} = 10\,\mu V/m$$

en log:

20log10 = Para mira el lado izq de la gráfica.

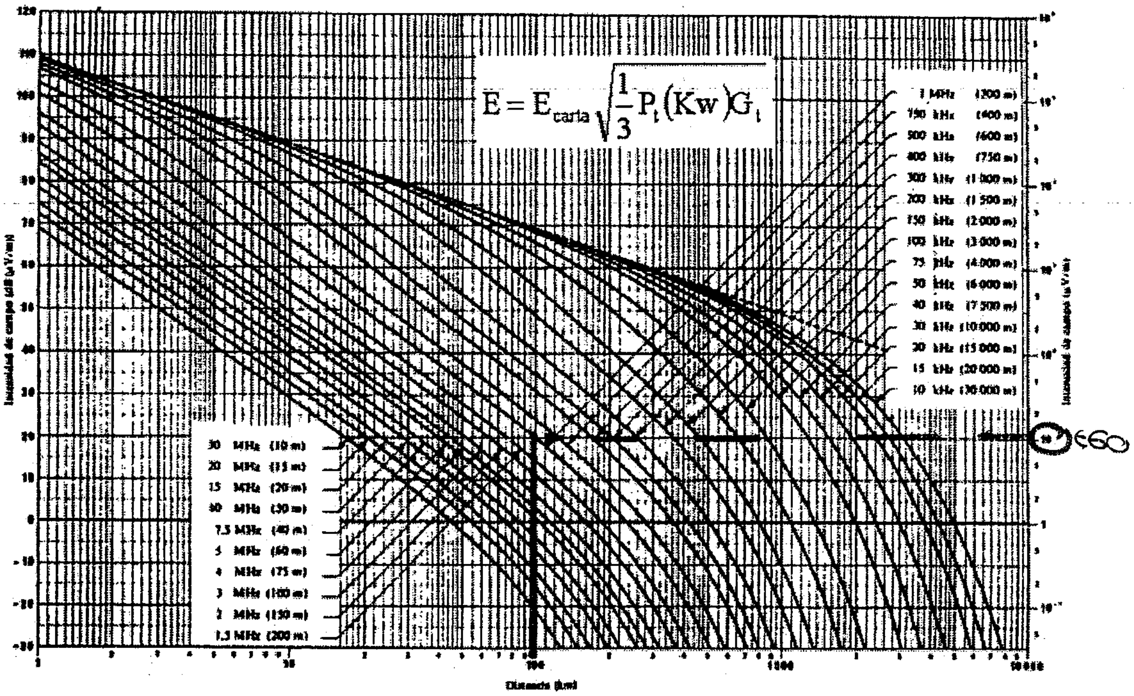
d = 1100m en mar. }

d = 100m en tierra seca. } Mirando las gráficas



$$E = E_{carta}\sqrt{\frac{1}{3}P_t(Kw)G_t}$$

Intensidad de la onda de superficie en mar. $P_{radiada}$ = 1 kW. Monopolo corto.



$$E = E_{carta}\sqrt{\frac{1}{3}P_t(Kw)G_t}$$

Intensidad de la onda de superficie en tierra seca. $P_{radiada}$ = 1 kW. Monopolo corto

Ejercicio 61

Una comunicación en onda media (1 MHz) utiliza como antena transmisora un monopolo vertical de 25 m y un receptor que requiere una señal de 0.1 mV/m. Calcule la potencia que debe radiar el monopolo transmisor si el receptor está situado a 100 km de distancia.

La comunicación es en Tierra seca. Se puede usar la gráfica de la UIT correspondiente.

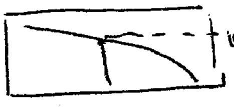
$f = 1MHz \longrightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot10^8}{10^6} = 300m$

$l = 25m$ ⟶ $l < \frac{\lambda}{4}$ → No resonante → $D_0 = 3$

$|E| = 0.1 mV/m. = 100 \mu V/m$ pasamos a unidades de la gráfica.

Prad?

$d = 100km$



$10\mu V/m = E_{corta}$

TIERRA SECA usando la gráfica anterior (la de abajo)

$E_{real} = E_{corta}\sqrt{\frac{1}{3} Prad \cdot directividad}$

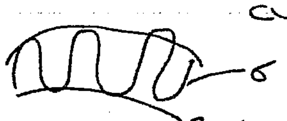
$$Prad = \frac{E_{real}^2 \cdot \cancel{3}}{\cancel{D_0}\, E_{corta}^2} = \left(\frac{E_{real}}{E_{corta}}\right)^2 = \left(\frac{100}{10}\right)^2 = 100 kV$$

Ejercicio 62

Diga que afirmación es cierta con respecto a la propagación por onda de superficie en MF, con una PIRE de 3 kW.

a) La atenuación es menor en el desierto del Gobi que en las zonas agrícolas polacas.
b) El campo recibido se atenúa siempre como el inverso del cuadrado de la distancia al transmisor.
c) El alcance es mayor que la visión directa.
d) Ninguna de las anteriores es cierta.

onda de superficie
cuando hay mar o agua → conduce mejor y hay menos atenuación.

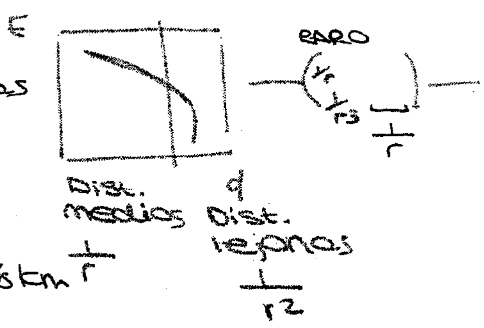


$PIRE = 3\cdot10^3 W$

a) Desierto peor (↑att) (F)

b) Mirar nota:
(F) Porque en distancias medias $E \propto \frac{1}{r}$ pero a distancias largas $E \propto \frac{1}{r^2}$

Nota:



c) (V) Con o. superf. pueden ser 100's km

d) (F)

Ejercicio 63

Un mástil radiante de onda media (f=1 MHz) de 75 m de altura radia una potencia de 10kw. ¿Cuánto vale la densidad de potencia a 50 Km del mástil si la propagación tiene lugar a través de una tierra seca con una conductividad de σ=0,002 S/m?

Utilice el modelo de Tierra Plana

En vez de graficas usamos formulas con este modelo.

2 formulas $p = \frac{\pi d \cdot s.}{60 \sigma \lambda^2}$; $Fe = \frac{2+0.3p}{2+p+0.6p^2}$

Factor de campo
Indica cuanto se atenúa el campo. → el suelo absorbe potencia.

DATOS
$l = 75m$
$f = 1MHz$
$P_{rad} = 10km$
$|<s>|$? → $d = 50km$.
$\sigma = 0{,}002 (s/m)$

$$p = \frac{\pi \cdot 50 \cdot 10^3}{60 \cdot 0{,}002 \cdot \boxed{300^2}} = 14{,}54$$

$$\lambda^2 = \frac{3 \cdot 10^8}{10^6} = 300m$$

$$Fe = \frac{2+0{,}3 \cdot 14{,}54}{2+14{,}54+0.6^2(14{,}54)^2} = 0{,}0443$$

→ si lo queremos meter en el balance Fe → Fp
- Lineal: $Fp = Fe^2$
- dB $20\log Fe = Fp$.

si fuese en un. lineales Fp se multiplica.

INCISO
Balance de enlace (Ec. Friss)
$P_{rx} = P_{Tx} + G_{Tx} - L_{el} + G_{Rx} - L_{pol} + Fp$ (En dB)

CONT →

Ejercicio 64

Dos emisoras que radian la misma potencia transmiten a 1 MHz con sendos monopolos apoyados sobre el terreno de alturas 10 y 20 metros. ¿Qué relación existe entre los campos radiados (E_{10}/E_{20}) para los puntos de la cobertura?

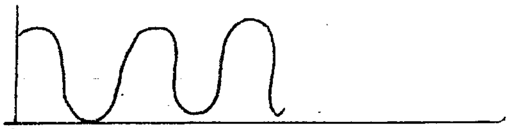
a) 0,5 b) 1 c) $1/\sqrt{2}$ d) $\sqrt{2}$

$f = 10^6 Hz$
$h_1 = 10m$
$h_2 = 20m$
Monopolos

¿E_{10}/E_{20}?

① Identificamos la onda:
hasta 30MHz [superficie
ionosfera.

suelo → superficie.



Lopol vertical se atenua más lentamente que la polarizac horizontal.

Graficos tcurva:

$$E = E_{carta}\sqrt{\frac{1}{3} PIRE}$$

PIRE:

P_{ET} G (P_T D → $PIRE = P_{ET} \cdot G = P_T \cdot D$ ..

$P_t = P_{t10} = P_{t20}$

$pire_{10} = P_t \cdot d_{10}$
$pire_{20} = P_t \cdot d_{20}$

Analizamos la longitud de onda.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{10^6} = 300m.$$

Al ser monopolo $l = \frac{\lambda}{4} \rightarrow d_0 = 3{,}28$
$l << \lambda \rightarrow d_0 = 3$

Para ambos casos h_1 y h_2 son $<< \lambda$

Al ser los dos $l << \lambda$ $E_{10} = E_{20}$

$$\boxed{\frac{E_{10}}{E_{20}} = 1}$$

$$|\langle \bar{S} \rangle|_{id.} = \frac{PIRE}{4\pi r^2}$$

$$\boxed{|\langle \bar{S} \rangle| = \frac{PIRE \cdot Fp}{4\pi r^2} = \frac{10^4 \cdot 3{,}28 \cdot 1{,}967 \cdot 10^{-3}}{4\pi (5 \cdot 10^4)^2} = 2{,}054 \cdot 10^{-4}\ W/m^2}$$

$Fp = Fe^2 = 0{,}044^2 = 1{,}967 \cdot 10^{-3}$ (En dB es negativo porque el suelo absorbe potencia)

$pire = Prad \cdot d_0$

$l = 75m = \frac{\lambda}{4} \rightarrow d_0 = \boxed{3{,}28}$

Ejercicio 65

Diga cuál de las siguientes afirmaciones es falsa sobre la ionosfera:

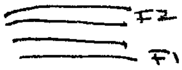
a) La capa F se desdobla durante el día.

b) La máxima frecuencia utilizable para obtener retorno sobre tierra depende de la hora del día.

c) La rotación de Faraday causa problemas con señales circularmente polarizadas.

d) La frecuencia critica de las capas es proporcional a la densidad de electrones.

a) ⓥ → F →



b) ⓥ → fc de una capa se def. como la máxima frecuencia que se refleja en esa capa

$f_c = \sqrt{80{,}8 \cdot \underset{\uparrow}{N}}$ = ⓥ porque N depende del Sol

densidad de electrones

MFU = fc de la capa superior.

c) Rot. Faraday → "rota" o gira el vector $\bar{E}$

si polarización circular → no hay problemas de recepción porque se ve que es circular.

Ⓕ

d) ⓥ $f_c = \sqrt{80{,}8 N}$ sí que es proporcional.

Ejercicio 66

Sabiendo que durante la noche la frecuencia crítica de la capa F2 vale 5 MHz y su altura virtual 300 km, ¿qué frecuencia máxima puede utilizar un radioaficionado si quiere establecer enlaces con radioescuchas situados a 600 km de distancia? Recuerde la Ley de la secante: $f = f_v \sec\phi_0$

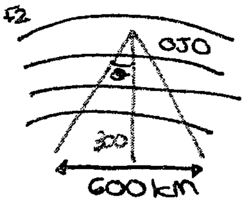
DATO: $f = f_v \sec \phi_0$

La frecuencia vertical = fc

$f_c = f_v = 5 MHZ$

$d = 600 km$

$h_v = 300 km$



$$f = f_v \sec \phi_0 = f_v \frac{1}{\cos\phi_0} \quad \uparrow = 5 \cdot \frac{\sqrt{300^2+300^2}}{300} = \underline{7{,}07\ MHZ}$$

$$\cos\phi_0 = \frac{h_v}{\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + h_v^2}} = \frac{300}{\sqrt{300^2+300^2}}$$

Ejercicio 67

Para un cierto ionograma que puede considerarse estático, en un enlace ionosférico, el radio de la zona de sombra en torno a la antena transmisora:

a) Aumenta cuando aumenta la frecuencia.
b) Disminuye cuando aumenta la frecuencia.
c) No depende de la frecuencia.
d) Depende de la potencia radiada.

Ionograma → capas de la ionosfera f(N).
Estático → No cambia durante el día y la noche

"raro" = ↑f ↑alcance.
"inestable" Día una forma
Noche otra.
Existen zonas de somb

La zona de sombra aumenta si la frecuencia aumenta por geometría.

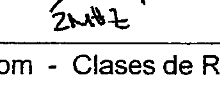
ⓐ

Ejercicio 68

Cuando una onda de 2 MHz se emite hacia la ionosfera ¿qué fenómeno no se produce nunca?

a) Rotación de polarización.
b) Dispersión.
c) Atenuación.
d) Transmisión hacia el espacio exterior.

f=2MHz.
a) Sí que se produce SIEMPRE indpte del tipo de polarización y frecuencia. Ⓕ
b) Dispersión: Viajan a distinta velocidad las distintas componentes de frecuencia por lo que puede haber problemas de reconstrucción de señal. Ⓕ
c) Atenuación se produce siempre. Ⓕ Aunque estemos en el vacío → Lel
d) Ⓥ Por mucho que lo intente una onda a baja frecuencia < 30MHz, rebotará y se reflejará a Tierra

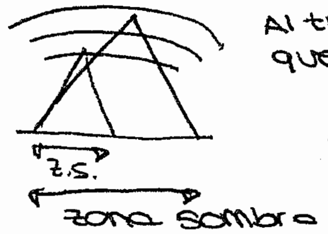


Ejercicio 69

Diga qué afirmación es **cierta** en reflexión ionosférica en torno a 20 MHz, a mediodía cuando $N_{max} = 10^{-12}$ (m^{-3}):

a) La zona de sombra es mayor cuando se reduce la frecuencia de transmisión.
b) La rotación de Faraday no afecta porque la frecuencia es muy baja.
c) La frecuencia crítica de una capa es mayor cuando aumenta la densidad de electrones de dicha capa.
d) Se consiguen alcances de 7000 km con un solo salto.

a) f↑ rebota más arriba → llega mas lejos.



Al tratarse de un salto, hay zonas que no cubrimos (zona de sombra).

Ⓕ

b) Ⓕ siempre afecta

c) $fc = \sqrt{80{,}8 \cdot N}$ Ⓥ

d) Ⓕ 20MHz es frecuencia muy alta porque la propagación ionosférica alcanza hasta los 30MHz, y solo en esta frecuencia se llega a centenares de km y no miles.

Ejercicio 70

Para recepción de radio en onda media (1 MHz), diga qué afirmación es cierta:

a) En propagación por onda ionosférica, la atenuación en la capa D es más alta durante la noche que durante el día.
b) En la provincia de León se pueden recibir emisoras de Cádiz durante el día debido a la propagación por reflexión ionosférica.
c) En la provincia de Girona se pueden recibir emisoras de Madrid debido a la propagación por onda de superficie.
d) Ninguna de las anteriores es correcta.

a) Tenemos atenuación en la ionosfera es por N (densidad de electrones). Por lo que cuanto mayor N tendremos una mayor cte. Al ser de noche → N↓ → att ↓ Ⓕ

b) f↑ → alcance ↑ porque es RARO (miles km → hasta 4000 km)
Ⓥ

c) MF solo tiene alcance de decenas de km
Ⓕ si es exageradamente baja puede llegar las ondas de propagación lejos.

Ejercicio 71

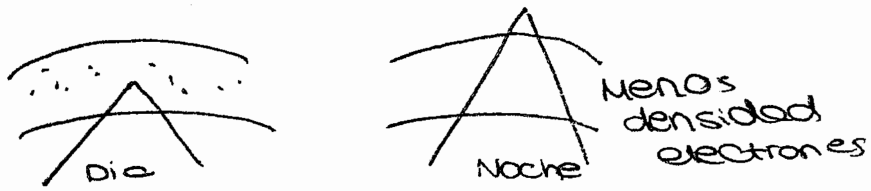
Explique porqué el alcance de las emisoras de Onda Media es mucho mayor durante la noche que durante el día.

N → densidad de electrones → será mayor durante el día porque el sol es el que lo da.

si la alt ↑ si N ↑

↳ menos alcance → día.

$f_c = \sqrt{80,8N}$ máx frec. que rebota en una capa.



capa D ionosfera desaparece noche, por lo que llega más lejos.

Ejercicio 72

¿Por qué se produce un gran número de interferencias por la noche en un receptor de onda media (MF)?

a) Porque como por la noche la audiencia aumenta las emisoras tienen que aumentar la potencia transmitida.
b) Porque por la noche aumentan los "efectos conducto".
c) Porque la ionización de la capa D casi desaparece.
d) Porque la ionización de la capa F se reduce.

AM del coche recibe MF → onda superficie.

a) Ⓕ
No importa la gente que escuche la emisora, no se gasta.

b) Ⓕ No lo hemos oído.

c) Ⓥ Van a rebotar en una capa superior y por geometría llega más lejos.

d) Ⓕ

Ejercicio 73

¿Por qué el alcance de las emisoras de radiodifusión de onda media aumenta considerablemente por la noche?

a) Porque la onda de superficie desaparece
b) Porque casi desaparece la ionización de las capas E y D de la ionosfera
c) Porque en ausencia del sol el ruido de antena disminuye.
d) Porque por la noche se da el fenómeno de propagación troposférica.

a) Ⓕ onda de superficie no cambia.

b) Ⓥ

c) No tiene nada que ver con el alcance, el ruido de antena.

d) Propagación troposférica, se hace por la capa baja de la esfera, se da siempre, no sólo por la noche.

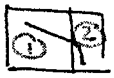
Ejercicio 74

Decir cuál de las afirmaciones siguientes es correcta para una propagación mediante onda de superficie:

a) La atenuación para la polarización horizontal es menor que para la vertical.
b) A grandes distancias el campo se atenúa como $1/R^4$.
c) Es el principal mecanismo de propagación entre 3 y 10 MHz.
d) En las cercanías de la antena el campo se atenúa como 1/R.

a) Ⓕ $\frac{1}{\text{vertical}}$

b) Ⓕ



$\frac{1}{r^3}$

E se atenúa como $\frac{1}{r^3}$
① Distancias cortas/Medias
② Distancias largas

c) Ⓥ → se utiliza hasta 30 MHz. (También se puede usar onda ionosferica)

d) ojo : cercanías

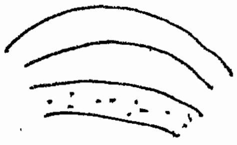
RARO

$\frac{1}{r^2}$ $\frac{1}{r^3}$

Ejercicio 75

Para una comunicación por onda ionosférica entre dos puntos separados 3000 km, diga si la óptima frecuencia utilizable debe ser mayor a medianoche o a mediodía y por qué.

onda ionosférica:



Las 4 diferentes capas estan ionizados pero distintamente dependiendo entre otros el sol.
A mediodia o a distancias mas cercanas, su densidad de electrones es mayor N.

$fc = \sqrt{80.8 \cdot N}$ Mediodia $N \uparrow$

fc utilizable a mediodia $\uparrow$.

Ejercicio 76

Se dispone de dos reflectores parabólicos simples centrados de 20 cm de diámetro para formar un radioenlace de 25 km de vano y funcionando a 30 GHz. Los reflectores se situarán en dos torres a ambas orillas de un lago.

1. **Si se dispone de un receptor de –80 dBm de sensibilidad (potencia mínima necesaria para una recepción de calidad aceptable), calcule la potencia (en mW) que debe entregar el transmisor para asegurar una calidad aceptable en condiciones de espacio libre.**
2. **Calcule la altura mínima a la que deben instalarse las antenas para asegurar una interferencia constructiva entre el rayo directo y el rayo reflejado.**

Dato: La ganancia de las antenas es de 33,7dBi

Diametro = do = 20cm.

d=25 km

f=30GHz

1) $S = P_{RxMIN} = -80$ dBm

P_{Tx} ? simplificado de espacio libre

Hacemos un balance de enlace con la ecuación de Friis

$P_R x = P_{Tx} + G_T x - \boxed{Lel} + \boxed{G_{Rx}}$

$Lel = 32{,}45 + 20 \log(\overset{km}{25}) + 20 \log(\overset{MHz}{30 \cdot 10^3})$

$= 144{,}95 dB$

$G_{Rx} \rightarrow Ae = Aper \cdot \eta rad \cdot \varepsilon ap$

$Ae = \frac{\lambda^2}{4\pi} ⓖ$

$\Big\} Aper \underbrace{\boxed{\eta rad \cdot \varepsilon ap}}_{\varepsilon} = \frac{\lambda^2}{4\pi} g$

Despejamos g.

SIEMPRE ES
ASÍ PARA
REFLECTORES

$\boxed{g = Aper \cdot \varepsilon \cdot \frac{4\pi}{\lambda}} = \frac{\pi \cdot 0.1^2 \cdot 4\pi \cdot 30 \cdot}{3 \cdot 10^8}$

$\boxed{G_T = G_R = 10 \log(g) = 33{,}7 dB}$ *

CONT 76

Por tanto

$P_{Tx} = -80 - 33{,}7 + 149{,}95 - 33{,}7 = 2{,}6\,dBm$

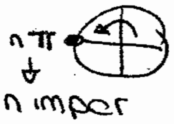
$\boxed{P_{tx} = 10^{2{,}6/10} = 1{,}82\,mW}$

② Interferencia constructiva → Ref suelo

suponemos $\rho = -1$ porque nos dicen que es un lago, también lo podemos suponer si la distanca es mucho mayor a las alturas de las antenas.

$$E_{Rx} = E_d(1 + \underset{\rho=-1}{\boxed{\rho}}\, e^{-jk\Delta R}) = E_d(1 \underbrace{- e^{-jk\Delta R}}_{\text{Maximizo (inter construc) haciendolo } 2})$$

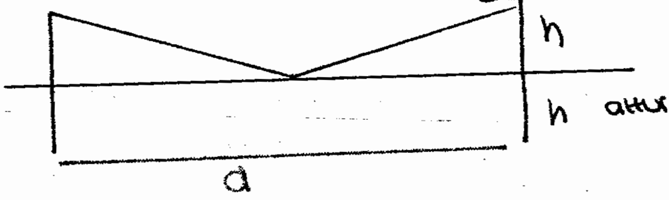
$e^{-jk\Delta R} = -1$



$\boxed{k}\Delta R = \boxed{n}\pi$

n=1 porque es la altura mínima.

$* \ \frac{2\pi}{\boxed{\lambda}} \Delta R = \pi \xrightarrow{\qquad} \lambda = \frac{3\cdot10^8}{30\cdot10^9} = 0.01m$



altura receptora = alt transm.

$\Delta R = \sqrt{d^2 + (2h)^2} - d = \sqrt{25000^2 + (2h^2)} - 25000$

altura siempre metros distancia en km.

$* \ \frac{2\pi}{0.01}\left(\sqrt{25000^2 + (2h^2)} - 25000\right) = \pi$

$\sqrt{25000^2 + 4h^2} = 0.01 + 25000$

$\boxed{h = 7{,}9m}$

Ejercicio 77

Para un radioenlace de 10 GHz por onda de superficie se emplean antenas de tipo monopolo... Señale las dos incongruencias que hay en la frase anterior.

f=10GHz.
onda superficie
monopolo.

El primer error es que la onda superficie no se excita a 10GHz, solo llega 30MHz.

A 10GHz no se pueden usar para esta frecuencia (se usaran bocinas, reflectores etc), los monopolos solo llegan a usarse para decenas de mega herzios.

Ejercicio 78

Diga cuál de estas afirmaciones es falsa:

a) La atenuación por gases atmosféricos a 34 GHz es inferior que a 94 GHz.
b) La atenuación por lluvias es importante a partir de 100 MHz.
c) La atenuación por lluvia se satura a partir de unos 100 GHz.
d) Las lluvias intensas despolarizan las ondas circularmente polarizadas.

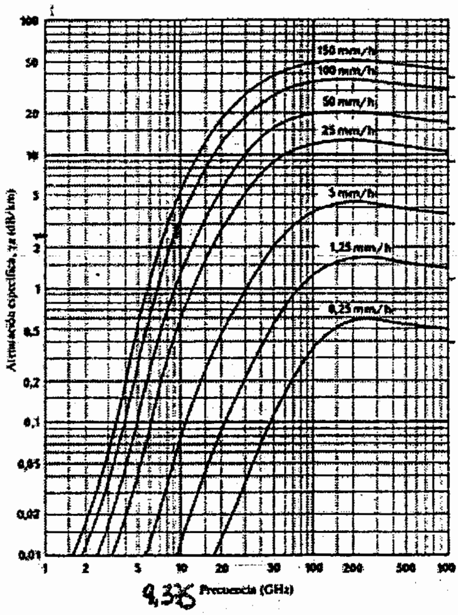
a) Ⓥ Att creciente con la frecuencia.
b) Es importante a partir de 3GHz. Ⓕ
c) Ⓥ
d) Ademas de atenuación, la lluvia introduce despolarización (todas las señales además de circulares (aunque afecte menos).

Ejercicio 79

Dos bocinas rectangulares idénticas de área de apertura (4λx2λ) y eficiencia de iluminación de apertura del 50% se sitúan en el transmisor y el receptor de un radioenlace a 9,375GHz, de 5 km de vano, sobre torres de 20 m de altura.

a) Calcule las pérdidas del radioenlace en espacio libre en dB.
b) Calcule las pérdidas del radioenlace incluyendo la propagación frente a tierra plana en dB. Considere un coeficiente de reflexión $\rho = -0.5$.
c) Calcule las pérdidas del radioenlace (en dB) del caso b) en condiciones de lluvia intensa (100 litros/hora) en un tramo de 2 km.

$\gamma = L_{ep} = 2,5$



Tipo de antena → bocina rectangular.

$\varepsilon = 0.5 = \eta_{rad} \cdot \varepsilon_a$

$f = 9.375$ GHz

$d = 5$ km

$h = 20$ m

a) Pérdidas de e.libre.

$P_{Rx} = P_{Tx} + \underbrace{(G_{TX} - L_{el} + G_{Rx})}_{\text{Pérdidas de inserción de radioenlace}}$

como son pérdidas pondremos las ganancias en ⊖

$L_{\substack{inser\\rad}} = \boxed{L_e} - \boxed{G_{TX}} - G_{Rx}$

$L_{el} = 32,45 + 20 \log 5 + 20 \log(9375)$
$= 125.86$ dB.

$G_{TX} = G_{Rx} = 10 \log\left(\frac{4\pi}{\lambda^2}\, \varepsilon \cdot \underset{\substack{\downarrow\\ 4\lambda \cdot 2\lambda = 8\lambda^2}}{A_{pert}}\right) = 10 \log\left(\frac{4\pi}{\cancel{\lambda^2}}\, \underset{\substack{\uparrow\\0.5}}{\varepsilon} \cdot 8\cancel{\lambda^2}\right) = \boxed{50,25\,dB}$

$L_{\substack{inser\\radio}} = L_{el} - G_{TX} - G_{Rx} = 125,86 - 50,26 - 50,26 = 25.34d$

b) Reflexión suelo

$\rho = -0.5$

$k = \frac{2\pi f}{c}$ $\qquad k = \frac{2\pi}{\lambda}$

* $L_b = L_{el} - G_{Tx} - G_{Rx} - F_p$

Fp suma en el balance de enlace
por lo que en las pérdidas resta.

$\overline{E_{Rx}} = \overline{E_d}\,(1 + \rho e^{-jk\Delta R})$

$f_e = \frac{\overline{E_{Rx}}}{\overline{E_d}} = 1 + \underset{-0.5}{\rho} e^{-jk\Delta R} = 1 - 0.5 e^{-jk\Delta R} =$

$= 1 - 0.5\underbrace{e^{-j2\pi}}_{1}$

$$\boxed{F_p = 20 \log f_e}$$

$$\boxed{f_e = 0.5}$$

$k = \frac{2\pi \cdot 9375 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 6$

$\Delta R = \sqrt{5000^2 + 40^2} - 5000$

$= 0.16$

Por tanto

$k \cdot \Delta R = 62.5\pi \cdot 0.16 =$

$= 2\pi$

1

$$\boxed{F_p = 20 \log f_e = -6.02}$$

* $\boxed{L_b = L_{el} - G_{Tx} - G_{Rx} - F_p = L_a + 6\,dB = 25.34 + 6 = 31.36\,dB}$

c) Lluvia

con la ayuda de la gráfica

$\gamma = L_{espec} = 2{,}5\,dB/km$

$\text{Lluvia} = \gamma \cdot d_{ee\,lluvia} = 2{,}5 \frac{dB}{km} \cdot 2\,km = 5\,dB$

$L_c = L_b + 5\,dB$

se suman x no ser balance de enlace.

Ejercicio 80

Considere un radioenlace a 1875 MHz de corto alcance (d = 10 km) sobre una llanura que utiliza como antenas pequeños reflectores situados sobre torres de 20 metros de alto. Si el coeficiente de reflexión del suelo es ρ = -1. Calcule el factor de potencia por reflexión en tierra plana con respecto a espacio libre para este radioenlace.

$f=1875$ MHz

$d=10$ km

$h=20$ m

$\rho=-1$

Fp?

$\bar{E} = \boxed{\bar{E}d}(1+\rho e^{-jk\Delta R})$

Tiene su propia fase

factor de campo $* fe = \frac{\bar{E}}{\bar{E}d} = \frac{\text{campo real}}{\text{campo espacio libre}} = 1 + \underset{-1}{\boxed{\rho}} e^{-jk\Delta R}$

NOTA
Fe = 10 log(fe)
Fp = 20 log(fe)

$k = \frac{2\pi}{\lambda} \left\{ \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot 10^8}{1875\cdot 10^6} = 0.16\text{m} \right\} = \frac{2\pi}{0.16}$

$\Delta R = \sqrt{10000^2 + 40^2} - 10000$
$= 0.08$ m

Por tanto para analizar el exponente.

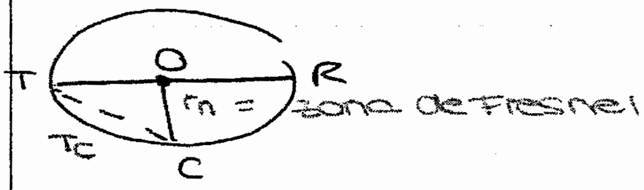
$k\Delta R = \frac{2\pi}{0.16} \cdot 0.08 = \pi$

$* \left[fe = 1 - e^{-j\pi} = 2 \right]$ -1 ⊕

Efecto del suelo.

Ejercicio 81

Aplicando el concepto de zonas de Fresnel calcule el radio de la primera zona en el punto central de un radioenlace de 5 km de distancia a 6 GHz:



$r_n = r_1 = OC$?

$d = TOR = 5$ km

$f = 6$ GHz

$TC + CR = TOR + \underset{n=1}{n} \frac{\lambda}{2}$

como es el punto central

$Tc = CR$

$2TC = 5000 + \frac{\lambda}{2} \rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot 10^8}{6\cdot 10^9} = 0,05$m

$2TC = 5000 + \frac{0.05}{2}$

$TC = \frac{5000,025}{2} = 2500,0125$m

$\boxed{r_1 = OC = \sqrt{TC^2 - \underset{2,5km}{\underline{TO}^2}} = \sqrt{2500,0125^2 - 2500^2} = 7,9\text{m}}$

Ejercicio 82

Considere un radioenlace a 5.625 GHz de corto alcance (d = 10 Km) sobre una llanura que utiliza como antenas pequeños reflectores, de unas 20λ de diámetro, situados sobre sendas torres de 20 metros de alto. Considerando que el coeficiente de reflexión es igual a ρ = -0.5, calcule en cuanto cambia la amplitud del campo incidente sobre la antena receptora respecto al caso en que la propagación fuera en espacio libre.

a) 3.5 dB b) 1.75 dB c) -3 dB d) -6 dB

d =5km
f=10GHz.

Ejercicio 83

Un radioenlace terrestre de corto alcance (d=5 km) en banda X (10 GHz), utiliza dos antenas parabólicas de 50 cm de diámetro que poseen eficiencias globales de 0,7. Si la temperatura total de ruido (Ta+Tr) es de 250 K, calcule la potencia necesaria del transmisor que asegure a la salida del receptor (Bruido=1MHz) una relación señal a ruido de 30 dB cuando sobre el trayecto cae una lluvia torrencial de 150 litros/hora.

$d = 5 km$
$f = 10 GHz.$
$D = 50 cm$
$\varepsilon = 0.7$
$T_a + T_r = 250 K$
P_T ?
$B_{ruido} = 1 MHz.$
$\frac{S}{N} = 30 dB$
$Lluvia = 150 \, l/h$

① Nos quitamos el ruido.

$$\frac{S}{N} = P_{Rx} - \textcircled{N} \quad *$$

$$\boxed{N = 10 \log (k \textcircled{T} B)}$$

temperatura de antena + temperatura del receptor

$$= 10 \log (1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 250 \cdot 10^{6})$$
$$= \boxed{-144{,}62 \, dBW}$$

$$* \boxed{P_{Rx} = \frac{S}{N} + N = 30 - 144{,}62 = -114{,}62 \, dBW}$$

si fuese resultado final → pasarlo a dBm.

Ecuación Friis

$$P_{Rx} = P_{Tx} + G_T - L_{el} - L_{lluvia} + G_{Rx}$$

Al ser las dos antenas iguales:

$$G_T = G_R$$

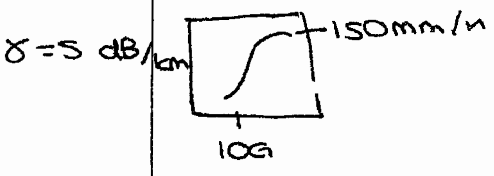
$$\boxed{L_{el} = 32{,}45 + 20 \log 5 + 20 \log (10\,000) = 126.43 \, dB}$$

$$g = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{aper} \underbrace{\textcircled{\varepsilon_a \cdot \eta_{rad}}}_{} \varepsilon = \left\{ \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{10^{10}} = 0.03 m \right\}$$

$$= \frac{4\pi}{0.03^2} \pi \cdot 0.25^2 \cdot 0.7 = 1919{,}1 \text{ ADIM.}$$

$$\boxed{G = 10 \log g = 32{,}8 \, dB}$$

Gráfica (Ej 79)



$$\gamma = 5 dB / km$$

$$L_{lluvia} = \gamma_{lluvia} \cdot \underset{5km}{d} = 25 dB$$

$$\boxed{P_{Tx} = P_{Rx} - G_T + L_{el} + L_{lluvia} - G_R}$$
$$= -114.62 - 32{,}8 + 126{,}43 + 25 - 32{,}8$$
$$= \boxed{-28{,}8 \, dBW}$$

En dBm serán:

$$\boxed{P_{Tx} = -28{,}8 \, dBW + 30 = 1{,}2 \, dBm}$$

Ejercicio 84

Para una radioenlace a 10 GHz, diga qué afirmación es cierta

a) La atenuación por lluvia es despreciable.
b) Habitualmente se utilizan antenas de tipo monopolo sobre el suelo.
c) La propagación se establece por onda de superficie.
d) Ninguna de las anteriores es correcta.

A 10GHz sólo puede haber propagación troposférica.

a) Ⓕ A partir de 3GHz hay atenuación por lluvia y se satura con 10GHz.

b) Monopolo → onda de superficie porque no la estamos usando porque es hasta 30MHz.

c) F → En este caso es onda troposférica

Ejercicio 85

Un radioenlace de VHF de 20 km de distancia se ve afectado por una lluvia torrencial de 100litros/hora. Comente los efectos sobre el mismo.

VHF → 30 - 300 MHz.

Atenuación por lluvia empieza a ser importante a partir de 3GHz por lo que en este caso no existe.

Sí que hay cierta despolarización.

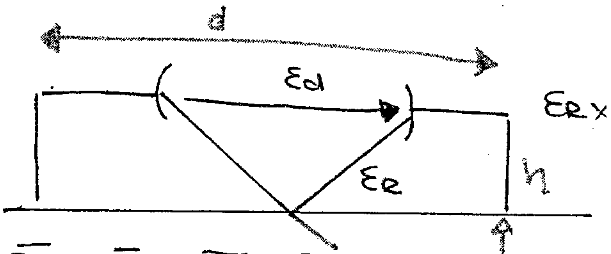
Ejercicio 86

Se pretende establecer un radioenlace a través de un lago a 1 GHz. con un vano de 20km. Calcule la altura mínima de las dos torres (supuestas iguales) para conseguir las mínimas pérdidas del radioenlace.

Onda troposférica. (Habitual)

① - Reflex. suelo
- Obstáculos → Fresnel
- Att extra (nieve, lluvia).

TEORIA REPASO:



$\overline{E_{Rx}} = \overline{E_d} + \overline{E} = \overline{E_d}(1 + \rho e^{-jk\Delta R})$

h

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$

$\Delta R = \sqrt{d^2 + (2h)^2} - d$

$= \sqrt{20000^2 + 4h^2} - 20000$

① $f = 1GHz$.
Lago → $\rho = -1$
$d = 20km$
$h_T = h_R = h$
Mínimos pérdidas

Mínimos pérdidas → Queremos una interferencia constructiva.

$\rho e^{-jk\Delta R} = 1 \rightarrow e^{-jk\Delta R} = -1$

$k\Delta R = n\pi$ (n impar)

h mínimo → n=1.

Por tanto debe cumplir la condición:

$k\Delta R = \pi \longrightarrow \frac{2\cancel{\pi}}{0.3}\left(\sqrt{20000^2 + 4h^2} - 20000\right) = \cancel{\pi}$

$\sqrt{20\,000^2 + 4h^2} = (0{,}3 + 20\,000)^2$

$\boxed{h = 38{,}73\,m}$

Ejercicio 87

Considere un radioenlace a 3.75 GHz de corto alcance (d = 10 km) sobre una llanura que utiliza como antenas pequeños reflectores, de unas 20λ de diámetro, situados sobre sendas torres de 20 metros de alto. Considerando que el coeficiente de reflexión es igual a ρ = -0.8, calcule el factor de atenuación de potencia por reflexión en tierra plana con respecto a espacio libre para este radioenlace.

a) -3.9 dB b) –6.0 dB c) –9.7 dB d) –14 dB

$f = 3{,}75$ GHz

$d = 10$ km

$h = 20$ m

$\rho = -0.8$

F_p?

$$\overline{E_{Rx}} = \overline{E_d} + \overline{E_r}$$

$$= \overline{E_d}(1 + \rho e^{-jk\Delta R})$$

$$\frac{\overline{E_{Rx}}}{\overline{E_d}} = \frac{\text{Reflexión real}}{\text{Espacio libre ideal}} = 1 + \rho e^{-jk\Delta R} = f_e \rightarrow \text{Factor de campo}$$

Suma en la ec Friis ⊕

$F_p = 20\log f_e \rightarrow \log$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = 2\pi \cdot \frac{3{,}75 \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} = 25\pi$$

$$\Delta R = \sqrt{10000^2 + 40^2} - 10\,000 = 0.08\,\text{m}.$$

$k\Delta R = 25\pi \cdot 0.08$

$= 2\pi$

$\hookrightarrow e^{-jk\Delta R} = e^{-j2\pi} = $

$$\boxed{F_p = 20\log(1 + \rho e^{-jk\Delta R})}$$

$$= 20\log(1 - 0.8 \cdot 1) = 20\log 0.2 = \boxed{-14\,\text{dB}}$$

se pierde señal.

Si nos pidieron factor de campo: $F_e = 10\log f_e$.

Ejercicio 88

¿Qué mecanismo de propagación utilizaría para una comunicación de señal de televisión a 10 GHz entre Valencia y Madrid?

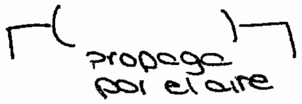
a) Propagación por onda de superficie

b) Propagación por onda ionosférica.

c) **Comunicaciones vía satélite.**

d) Ninguna de las anteriores es correcta.

$f = 10\,GHz$ solo tenemos onda troposférica.
↳ alcance ≈ visión directa.



c) Ⓥ Tipo especial de onda troposférica
Distancia muy grande 36 000km $f\uparrow\uparrow \Rightarrow$ (Lee↑↑ lluvi Niev
Potencia transmitida exageradamente grande,
en ciudad no se puede.

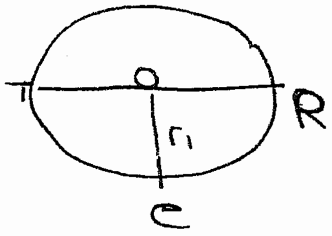
Ejercicio 89

Considere un radioenlace a 3.75 GHz de corto alcance (d = 10 Km) sobre una llanura que utiliza como antenas pequeños reflectores, de unas 20λ de diámetro, situados sobre sendas torres de 20 metros de alto. Considerando que el coeficiente de reflexión es igual a ρ = -0.5, calcule el factor de atenuación de potencia por reflexión en tierra plana con respecto a espacio libre para este radioenlace.

Obstáculos

Ejercicio 90

Aplicando el concepto de zonas de Fresnel calcule el radio de la primera zona en el punto central de un radioenlace de 10 km de distancia a 3 GHz:



$$TC + CR = TOR + \lambda/2$$

$$\lambda = \frac{3\cdot10^8}{3\cdot10^9} = 0.1 m$$

$$TOR = 10\,000 m$$

$TC = CR \rightarrow$ pto medio.

$$2TC = 10000 + 0.05$$

$$TC = \frac{10000+0.05}{2}$$

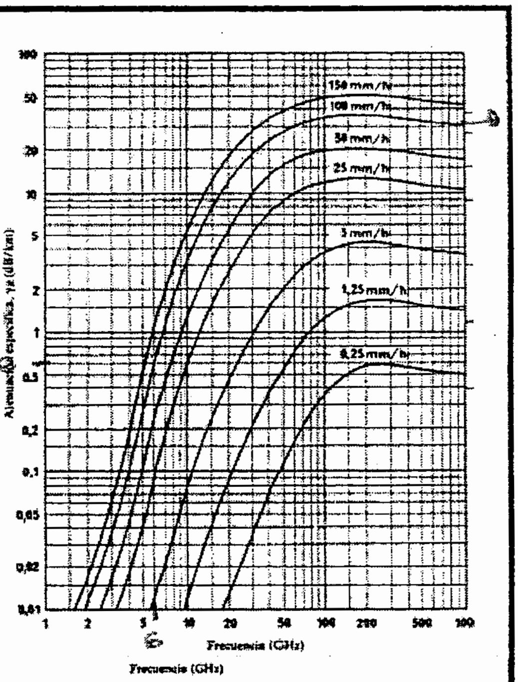
$$TC = 5000,025 m$$

$$\boxed{r_1 = OC = \sqrt{5000,025^2 - 5000^2} = 15.81 m}$$

Ejercicio 91

Se dispone de un radioenlace a 6 GHz formado por una hélice radiando en modo axial con 13 dBi de ganancia y una bocina piramidal óptima de A=13 cm y B=10 cm, para comunicar dos edificios de 10 metros de altura situados en los extremos de un lago y separados 8 km

1. Calcule las pérdidas totales de inserción de este radioenlace en condiciones de espacio libre.
2. Calcule las pérdidas adicionales del radioenlace considerando la reflexión en el lago, sumando el campo directo y el reflejado.
3. ¿Qué intensidad de lluvia puede soportar el radioenlace para que el nivel de señal no baje en 4.8 dB con respecto al nivel sin lluvia?



f = 6 GHz.

TX → hélice → G_T = 13dB ↺ Circular

RX → Bocina piramidal → Rectang. (Lineal)

Lo siguiente tema piramidal = óptima

ε = 0,5 DATO

h = 10m

d = 8km

Lago → ρ = −1

① Pérdidas de inserción en e-l.

Ecuación de Friis

$$P_{Rx} = P_{Tx} + \underbrace{G_{Tx} - L_{el} - L_{pol} + G_{Rx}}$$

* Pérdidas de inserción (cambiamos signo)

$$L_{insercion} = \underbrace{L_{el} + L_{pol}}_{L_{prop.}} - G_{Tx} - G_{Rx}$$

pérdidas de inserción e.l.

L_{el} = 32,45 + 20 log 8 + 20 log 6000 = 126,07 dB

L_{pol} = 3 dB.

13 × 10

$$G_R = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{aper} \cdot \varepsilon = \left\{ \lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = 0.05m \right\} = \frac{4\pi}{0.05^2} \underbrace{0.13 \times 0.1}_{Area} \times$$

= 32,67 dB

* $\boxed{L_{ins} = 126,07 + 3 - 13 - 32,67 = 83,4}$

$\Delta R = \sqrt{8000^2 + 20^2} - 8$
= 0,025

② Reflexión

$$F_p = 20 \log\left(\frac{E_{Rx}}{E_a}\right) = 20 \log(1 + \rho e^{-jk\Delta R})$$

π

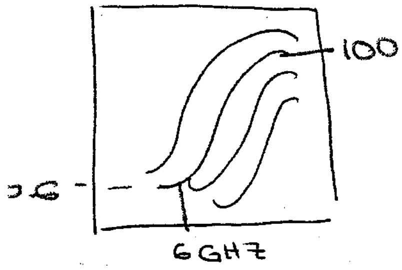
$$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{0.05} = 40\pi$$

= 20 log (2) = 6dB

$L_{inser_2} = L_{inser_1}$ − 6dB. = 77,4

Disminuyen porque es una interferencia constructiv

③ Gráfica



Lluvia = 4,8dB = γd

Atenuación específica → $\gamma = \frac{4,8}{8} = 0.6$ dB/km

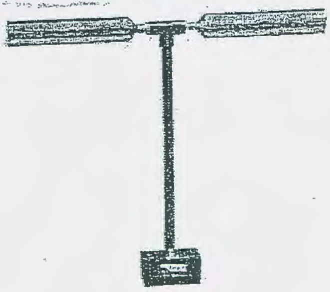
como mucho puede soportar
100 mm/h para cumplir $\gamma = 0,6$ a f=6GH
l/h

TEMA 4: ANTENAS LINEALES

Bajo la denominación de antenas lineales se estudian las construidas con **hilos** conductores eléctricamente delgados, de radio muy pequeño comparado con la longitud del mismo y con la longitud de onda λ.

4.1 Dipolos

El tipo de antena lineal más utilizado y más sencillo teóricamente es el **dipolo**. Un dipolo está formado por dos hilos conductores de la misma longitud L/2 que están alineados y se alimentan conjuntamente por la zona que está entre ambos.



Los dipolos de longitud L<<λ se llaman dipolos **cortos**. Los dipolos – o en general cualquier antena - de longitud L ≈ λ/2 se llaman **resonantes.** (Para el caso de los dipolos, la resonancia se logra para un longitud entre 0,46 y 0,48 λ)

Recordar que resonante significa que se anula la reactancia (parte imaginaria de la impedancia). Como la impedancia es función de la dimensión de la antena, se cumple que ésta será resonante cuando su dimensión es del orden de λ/2.

Aunque **no hace falta saberla**, la expresión del campo generado por un dipolo que se sitúa a lo largo del eje z es la siguiente:

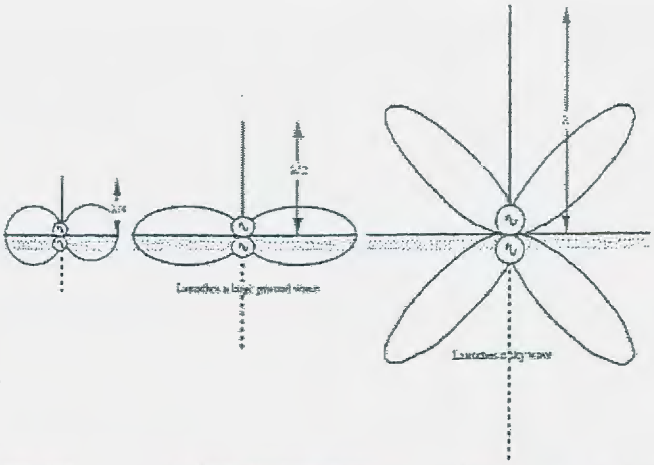
Depende de:
L, θ
pero no de
φ → DR es
omnidirec

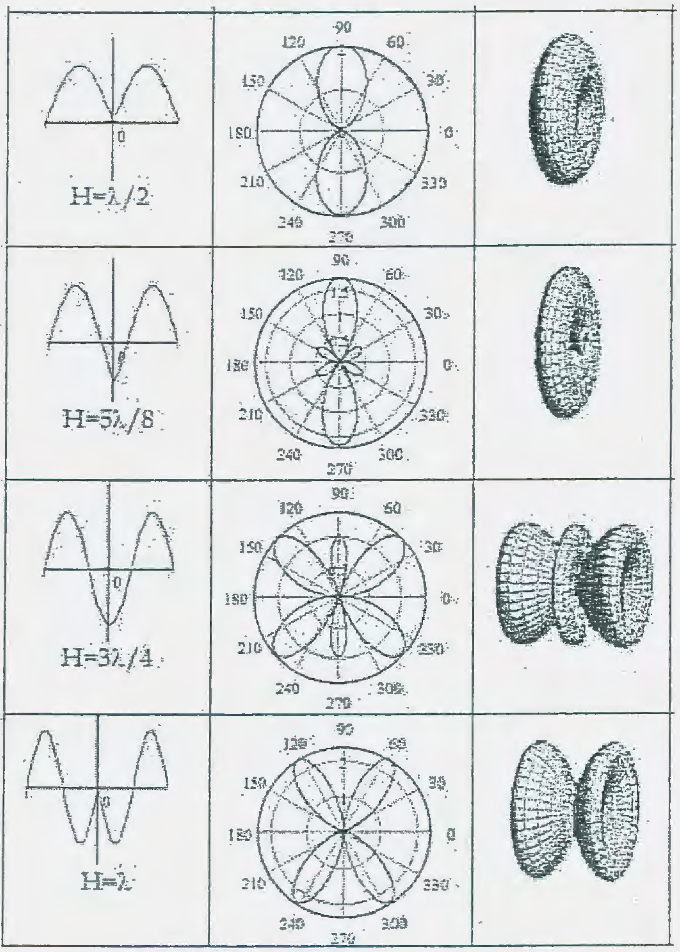
$$\bar{E} = j\eta \frac{e^{-jk_o r}}{2\pi r} I_m \frac{\cos\left(\frac{k_o L}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_o L}{2}\right)}{\text{sen}\theta}\hat{\theta}$$

Es interesante apreciar que el campo no depende del ángulo φ, lo que quiere decir que los dipolos radian con simetría de revolución respecto a este ángulo. Conocer esto nos ayuda a entender el **diagrama de radiación** de un dipolo. Vemos que, la **longitud L** del dipolo es un parámetro que influye mucho en la forma que adquiere el diagrama de radiación. A continuación estudiaremos cómo es el diagrama de radiación en función de L:

Se cumple que cuanto mayor es la longitud de la antena con respecto a λ, será más directiva pero, por contrapartida, tendrá mayor número de lóbulos.

Para un L< λ, el diagrama constará de un solo lóbulo **principal** en la dirección θ = π/2 (es decir, diagrama de radiación como un "donut"), que se irá haciendo más directivo a medida que aumenta la longitud. A partir de una longitud igual a λ, ya no existe lóbulo en la dirección donde existía el lóbulo principal, sino que aparecen dos lóbulos simétricos donde antes sólo había un lóbulo principal:

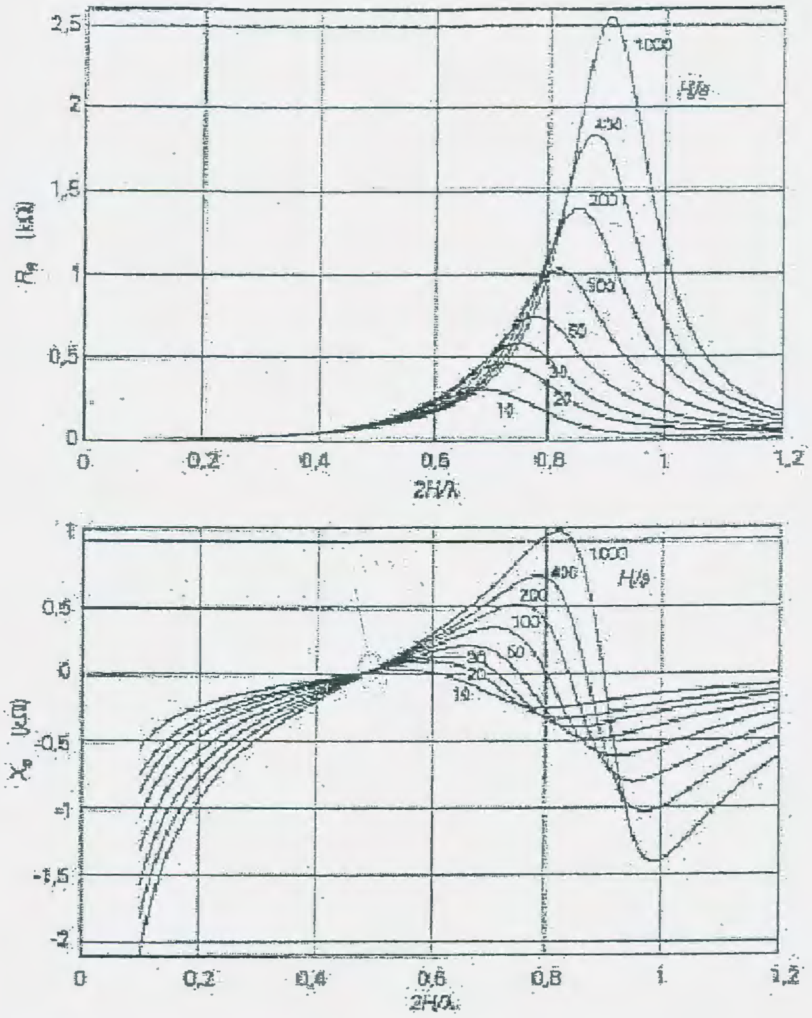




Impedancia de entrada del dipolo

Como ya se ha comentado, la impedancia de cualquier antena depende de sus dimensiones. Existen unas gráficas que nos ayudan a conocer tanto la parte real como la imaginaria de la impedancia de entrada de un dipolo, en función de su longitud.

Como sabemos, interesa minimizar la reactancia (parte imaginaria de la impedancia), para maximizar la transferencia de potencia, y hacer que el dipolo sea resonante. Según las gráficas, vemos que esto se produce aproximadamente para una longitud de entre **0,46 λ y 0,48λ**.



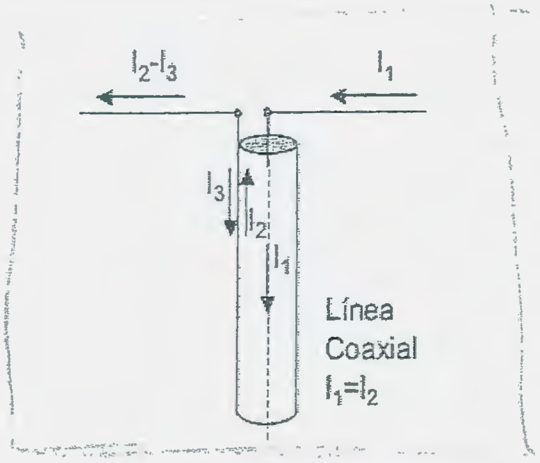
En estas gráficas, el parámetro *H* se refiere a la semi-longitud del dipolo (L = 2H), y *a* se refiere al radio de la varilla conductora.

Sólo para preguntas de teoría

4.2 Balunes IMP para test.

Como hemos visto, los dipolos se alimentan con una **corriente** desde la zona de unión de los dos brazos. Esta corriente debe ser simétrica o no balanceada. El problema radica en que las líneas de transmisión (típicamente los coaxiales) suelen ser asimétricas, o lo que es lo mismo, son líneas balanceadas. Por eso, se necesitan dispositivos que conviertan la línea balanceada en no balanceada (**bal**anced to **un**balanced), y esto son los **balunes**, también llamados “estructuras simetrizadoras”.

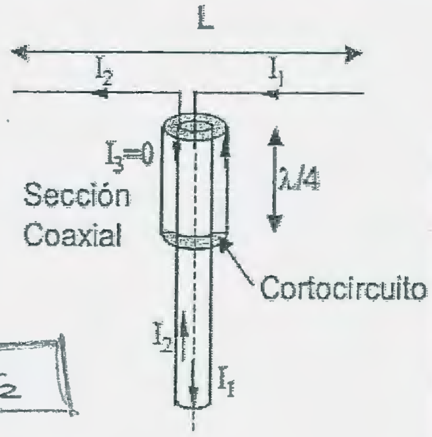
Si estudiamos lo que sucede con una alimentación no equilibrada, como puede ser un coaxial, vemos que, por la naturaleza del coaxial, que tiene dos conductores concéntricos, se producen tres corrientes:



Alimentación no equilibrada

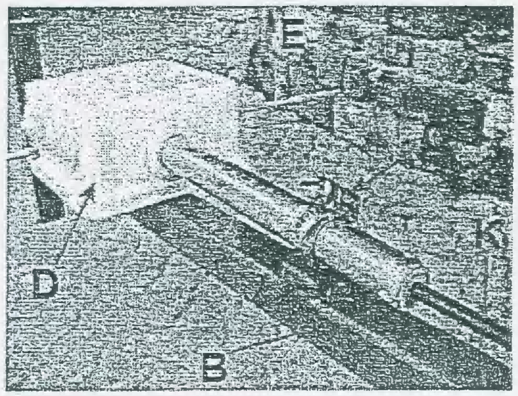
Esto hace que la alimentación de los brazos del dipolo no sea la misma. Lo que interesa es lograr que I_3 se haga cero, porque es la corriente que desequilibra la alimentación. Esto es lo que hacen los balunes, anular esta corriente, y se puede conseguir de varias formas. Vamos a centrarnos en dos métodos:

- **Balun Bazooka o Sleeve:** Mas importante.
  Se trata de una línea de coaxial que se une de manera concéntrica exterior al cable coaxial de partida. Para que funcione y anule la corriente, debe ser de una longitud igual a λ/4 y debe estar cortocircuitada (unida), al coaxial de partida por el extremo inferior y crear un circuito abierto en el extremo superior, para evitar que fluya la corriente exterior I_3.

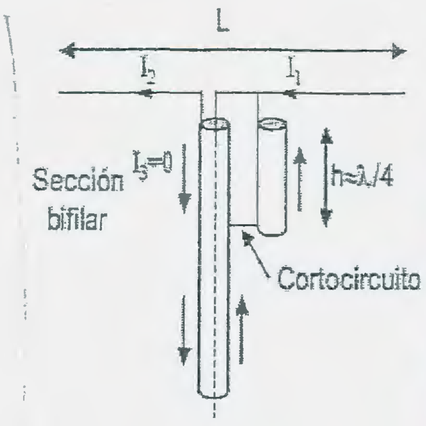


$I_1=I_2$

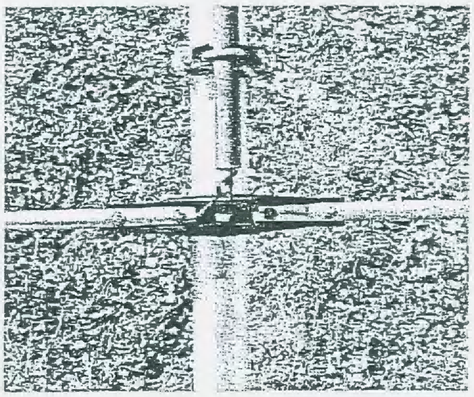
Balun Bazooka



- **Balun partido:**
  También se trata de una sección de longitud λ/4, pero en este caso es del mismo diámetro que la línea principal y se sitúa paralela a la misma. También se coloca cortocircuitado con el coaxial principal en la parte inferior.



Balun Partido



4.3 Monopolo sobre plano conductor

Comencemos enunciando dos teoremas importantes:

- **Teorema de unicidad (del potencial):** dada una distribución de cargas, ésta es equivalente a otra distribución diferente, siempre y cuando generen el mismo potencial.

  2 distribuciones son equivalentes si generan el mismo potencial

- **Método de las imágenes:** según el teorema anterior, una distribución de cargas se puede **sustituir** por una distribución alternativa más sencilla, siempre y cuando ambas generen igual potencial.

  Es decir, una antena ideal puede ser poco práctica, y podemos optar por sustituirla por otra equivalente que nos interese más.

Hemos visto que un dipolo está formado por dos conductores. Para que sea resonante, ya hemos comentado que su longitud debe medir la mitad de su longitud de onda. Si se usan para frecuencias bajas, la longitud de onda es muy grande, y esto impone que los dipolos sean incluso de centenares de metros. ¡Esto es muy poco práctico! Por eso, se sustituye el dipolo por un monopolo, y se considera el suelo como el segundo conductor. Así, podemos usar una antena con la **mitad de longitud**. Por tanto, un **monopolo** pegado al suelo será **resonante** cuando su longitud es de **$\lambda/4$**.

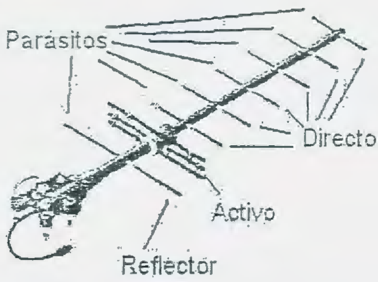
Otra ventaja de utilizar un monopolo es que no es necesario simetrizar la alimentación, sino que puede utilizarse directamente la corriente de salida de un coaxial.

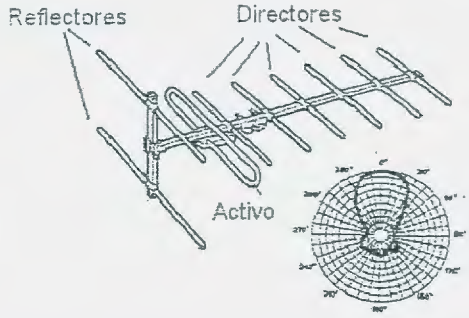
Aplicación de los monopolos: Típicamente se utilizan en **radiodifusión**, es decir, cuando interesa que una señal llegue de manera poco directiva a "todos lados". En ocasiones los monopolos se apoyan en tierra sobre una red **radial de varillas** que sirve para mejorar la conductividad de la tierra en las proximidades de su base y así reducir sus pérdidas, es decir, **mejorar el rendimiento de radiación**.

4.4 Agrupaciones de dipolos

Por todo lo que hemos visto, podemos afirmar que los dipolos son interesantes porque son antenas sencillas y pueden funcionar en un rango amplio de frecuencias. Su mayor inconveniente radica en que su diagrama de radiación es muy poco directivo. Esto puede ser interesante en algunos casos (como radiodifusión), pero habitualmente interesan antenas más directivas.

Para lograr mayor directividad, se pueden **agrupar** los dipolos. Generalmente se cumple que la





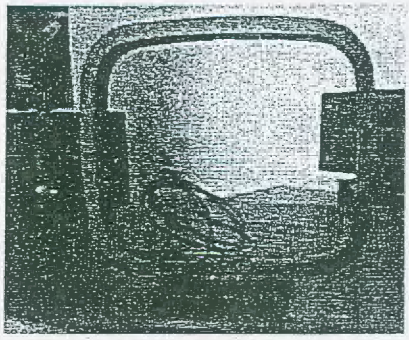
Las antenas Yagi son **muy utilizadas** debido a que con una muy **sencilla** forma de excitación consiguen buenas prestaciones en **ganancia**. Su aplicación más importante es en antenas de recepción de **Televisión** en las bandas de VHF (30 – 300MHz) y UHF (300MHz – 3GHz), aunque también se utilizan como radioenlaces fijos en estas frecuencias, repetidores de telefonía móvil...
Cuanto más larga sea la antena y más elementos tenga, mayor será la ganancia. Es fácil conseguir ganancias hasta **15** ó **18 dBi** con estructuras muy **largas**.

El **campo** total radiado será la suma de los campos generados por cada elemento.

La **impedancia de entrada** de la antena Yagi corresponde a la impedancia activa del elemento activo. Para su cálculo se utilizan dos ecuaciones, la primera correspondiente al elemento activo, y la segunda representando a los elementos pasivos, y por tanto estará cortocircuitado (V2 = 0).

4.5 Otras antenas lineales

- **Antenas de cuadro**:
  Se basan en hilos conductores creando una forma cerrada, ya sea circular o cuadrada. Según sea la longitud del hilo, pueden ser eléctricamente largos o cortos. En el primer caso, el diagrama de radiación es multilobulado, y en el segundo caso tienen un rendimiento de radiación muy bajo. Esto hace que no se usen demasiado, y, en cualquier caso, se utilizan en recepción y casi nunca en transmisión.



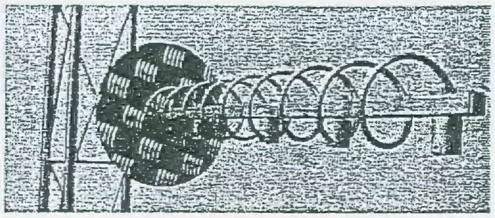
- **Hélices:** (Pol circular)
  Una manera de mejorar las prestaciones de los hilos conductores creando formas cerradas es crear varias vueltas "enrolladas" imaginariamente alrededor de un cilindro. Por tanto la **polarización es circular**. Es lo que se conoce como hélices. Dependiendo de la longitud del conductor, se tendrán diferentes modos de radiación de la antena.
  - **Modo normal**: se da cuando la longitud es pequeña respecto a λ. El máximo de radiación se da en la dirección perpendicular al eje de la hélice. La resistencia de radiación es muy mala (con lo cual, "radia" muy mal), y por eso se usan en recepción.
  - ★ **Modo axial**: es más **importante** que el anterior. Se da cuando el **perímetro** de la hélice es del orden de λ (exactamente cuando el perímetro C está entre 3/4 y 4/3 de

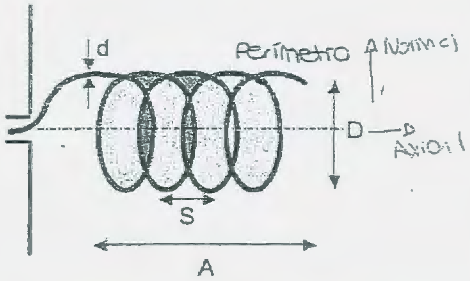
Importante en
ejercicios tamaño
para radiar en
modo axial

λ). El máximo de radiación es en la dirección del eje de la hélice, funciona en banda ancha, lo que le hace atractivo para más aplicaciones. Además son baratas y fáciles de construir. Sus ganancias son habitualmente de entre 10 y 17 dBi. Se suelen usar en UHF (300MHz – 3GHz).

Pol. circular

Además de aumentar la directividad con el número de vueltas y la separación entre ellas, también aumenta cuando lo hace la frecuencia, pero sabemos que esto sucede siempre, no sólo en las hélices.





Se cumple que la directividad *d* aumenta cuando lo hacen el número de vueltas N de la espira y la distancia entre ellas *S*.

$$d \approx 15 \left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{NS}{\lambda} \approx 15 \frac{A}{\lambda}$$

$$\frac{3}{4}\lambda < \underset{\text{perímetro}}{C} < \frac{4}{3}\lambda$$

Queremos que este separado o tenga muchas vueltas para mej. la directividad.

TEMA 5: ARRAYS Y APERTURAS

Según hemos visto en el tema anterior, las antenas lineales no son apropiadas cuando se busca una alta directividad, ya que, al aumentar la frecuencia para aumentar la directividad, comienzan a surgir diagramas multilobulados que no suelen ser los deseados. Por eso, se buscan alternativas como los arrays y aperturas:

5.1 Arrays

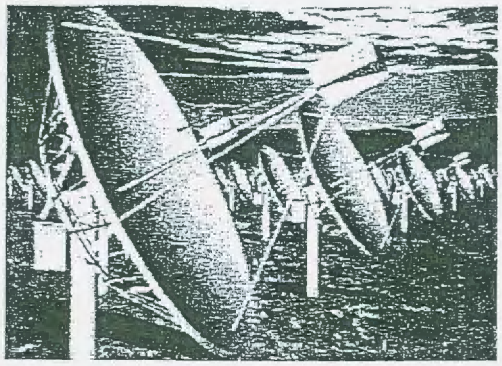
Un **array** es una **agrupación** de antenas que radian o reciben de modo conjunto. Los elementos de un array son alimentados con corrientes de **amplitudes** y **fases** adecuadas de modo que los campos radiados por el conjunto proporcionan el diagrama deseado.

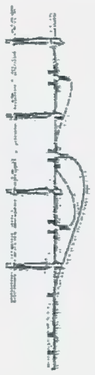
Los elementos componentes de un array pueden ser cualquier antena. Habitualmente son dipolos, reflectores, u otros tipos de antenas como parches, ranuras... A estos elementos se les llama antena elemental, elemento radiante o elemento de referencia.

La ventaja principal de los arrays es que se puede "jugar" con la forma del diagrama de radiación. Por ejemplo, podemos conseguir un diagrama que sea muy directivo en una dirección pero ancho en la otra, cosa que no podríamos conseguir con antenas lineales ni con aperturas.

Una de las aplicaciones más importantes donde se utilizan arrays de antenas es en las estaciones base de **telefonía móvil**. En estos casos la anchura de haz en el plano vertical (típicamente entre 6° y 7°) lo da la estructura del array, mientras que el ancho de haz en el plano horizontal (65° ó 90°) viene fijado por el elemento radiante o antena elemental, que se diseña para cubrir un sector de una celda (una celda es cada una de las superficie en las cuales se divide el espacio total en comunicaciones celulares o móviles).

También se utilizan agrupaciones o arrays en aplicaciones **espaciales** como radares o grandes radiotelescopios de interferometría formados por grandes antenas reflectoras, que consiguen haces extremadamente estrechos.
La principal **desventaja** de este tipo de antenas es su mayor **coste y complejidad de fabricación**.





Normalmente, un array de antenas cumple la condición de que todos los elementos son **iguales** y están igualmente orientados. El campo total radiado por el array se puede obtener, aplicando el principio de superposición derivado de la linealidad de las ecuaciones de Maxwell, como el **sumatorio** de los campos radiados por **cada uno** de los elementos.

Si en el sumatorio del campo total radiado se saca como factor común el campo radiado por el elemento de referencia (E_{ref}), queda el **producto** de éste por un sumatorio que incluye los efectos de posición y de alimentación de los distintos elementos del array. A este sumatorio se le denomina **Factor de Array (FA)**, y depende de los ángulos θ y φ, y de la frecuencia (porque k_0 depende de la frecuencia).

La alimentación es la corriente eléctrica que llega a cada elemento para permitirle radiar, y tiene amplitud y fase. Es decir, es un **fasor** de corriente porque puede expresarse como número complejo.

$$\overrightarrow{E_t}(r,\theta,\varphi) = \overrightarrow{E_{ref}}(r,\theta,\varphi) \sum_n A_n\, e^{jk_0 r_n \hat{r}}$$

$k_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$

$\lambda = \frac{c}{f}$

$$\boxed{F_A(\theta,\varphi) = \sum_n A_n\, e^{jk_0 r_n \hat{r}}}$$

En el FA, por un lado A_n indica de qué manera está **alimentado** cada elemento del array: $A_n = I_n / I_0$, donde I_n se refiere a la corriente que alimenta al elemento n e I_o a la que alimenta al primer elemento y se toma como corriente de referencia. Por otro lado, la exponencial está relacionada con las **posiciones** de los elementos del array.

Como la expresión del **FA** surge a partir de una exponencial compleja, se cumple que el FA es una función **periódica** de período 2π.

Cuando los **diagramas de radiación** de cada elemento del array son iguales y los elementos están orientados en la misma dirección (caso típico), entonces el diagrama de radiación de la agrupación es el **producto** del Factor de Array por el diagrama de radiación del elemento.

Esta propiedad, que se denomina **principio de multiplicación de diagramas**, permite analizar cómo influye la geometría del array y la alimentación de forma independiente a la influencia del elemento radiante.

La **polarización** del campo radiado por el array depende únicamente del elemento radiante utilizado, **no cambia** por el hecho de estar los elementos formando una agrupación.

En arrays **grandes**, el factor de array varía de forma mucho más rápida que el diagrama del elemento. Esto hace que el diagrama total de estas agrupaciones se pueda aproximar por el propio del **factor de array** en los planos donde su variación es mucho más rápida que la del elemento.

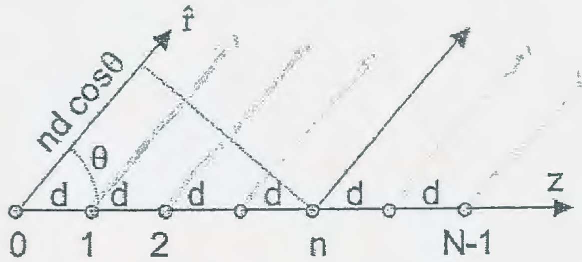
Existen diferentes tipos de arrays o agrupaciones:

- **Lineales**: Los elementos están dispuestos sobre una línea.
- **Planos**: Los elementos están dispuestos sobre un plano.
- **Tridimensionales**: Las antenas se sitúan sobre un volumen.

Ojo: Array lineal significa que los elementos se colocan a lo largo de una linea, pero los elementos pueden ser lineales (dipolos), planos (reflectores), etc.

5.1.1 Arrays lineales equiespaciados:

Es el caso más sencillo, en el que los elementos radiantes se sitúan en una recta, separados entre sí por una distancia fija *d*.



Llamamos I_0 a la corriente de referencia (la que alimenta al primer elemento, o elemento 0) e I_n a la corriente que alimenta un elemento cualquiera *n*. Hay que tener en cuenta que estas corrientes se expresan con módulo y fase. Cada corriente tiene diferente módulo respecto a la anterior, pero también puede existir un **desfasaje progresivo** entre una corriente y la siguiente, que representaremos con **α**.

No nos interesan las fases de las corrientes sino las **diferencias de fases** entre la corriente que alimenta un elemento y la que alimenta el siguiente. Por tanto no quiere decir que la fase de la corriente I_0 sea cero, y la de I_1 sea α, sino que estas son las diferencias respecto a la fase del elemento 0.

Así, se cumple lo siguiente:

$$I_0 = |I_0|\, e^{j0} = |I_0|$$
$$I_1 = |I_1|\, e^{j\alpha}$$
$$I_2 = |I_2|\, e^{j2\alpha}$$
$$I_n = |I_n|\, e^{jn\alpha}$$

Con lo anterior, el FA quedaría como sigue:

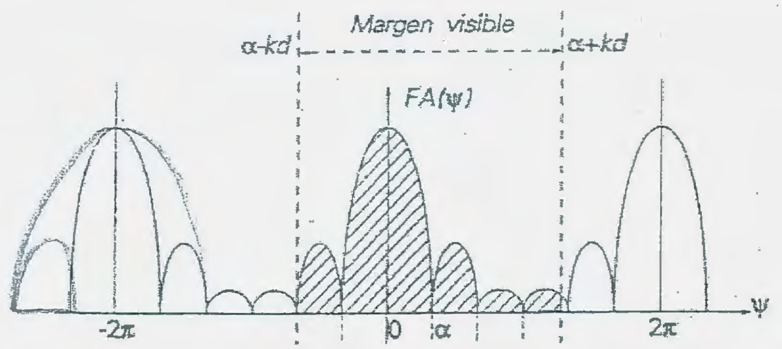
$$F_A(\theta,\varphi) = \frac{1}{I_0}\left(I_0 + I_1\, e^{jk_0 d\cos\theta} + I_2\, e^{jk_0 2d\cos\theta} + I_3\, e^{jk_0 3d\cos\theta} + \dots\right)$$
$$= \sum_n A_n\, e^{jn\alpha}\, e^{jn\,k_0 d\cos\theta} = \sum_n A_n\, e^{jn\psi} \qquad \sum A_n \cdot e^{jn\psi}$$

$$\psi = k_0 d\cos\theta + \alpha$$

En esta fórmula, ψ es un **ángulo eléctrico**, que es la diferencia de fase entre las ondas producidas por los diferentes elementos, debido a la diferencia de caminos y a la diferencia de fase de la alimentación. Relaciona el desfasaje progresivo en la **alimentación** de los elementos del array (α) con la influencia de la **posición** de los elementos dentro del array, que viene marcada por su distancia al primer elemento (*d*) y la dirección de apuntamiento del diagrama de radiación global respecto al eje del array (θ). Gráficamente, el ángulo eléctrico representa el ángulo existente entre una determinada dirección y la dirección de máxima radiación.

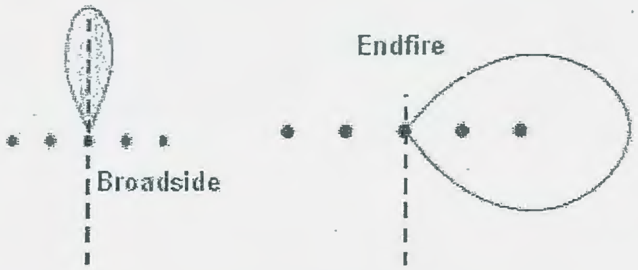
Tal y como ya comentamos, el **FA** es una función **periódica** de periodo 2π. Sin embargo, sólo una parte de esta función representa algo físicamente. Así, se define como **margen visible** el conjunto de valores del ángulo eléctrico ψ que se corresponden con direcciones del espacio **real** tridimensional. Por tanto, se corresponde con los valores que toma la variable θ. Como el valor del cos (θ) varía entre -1 y 1, el margen visible será:

$$\psi \in [\alpha - k_0 d, \alpha + k_0 d]$$



Tipos de arrays según la dirección de máxima radiación:

Array broadside: El máximo de radiación es perpendicular al eje del array (θ = 90°).
Array endfire: El máximo coincide con el eje del array (θ = 0°).
Array de exploración: El máximo de radiación no tiene un valor fijo sino que varía según cambia la corriente de alimentación.



Esto reduce el margen habitual de separaciones entre elementos a valores comprendidos entre **0.6 y 0.8** λ para **arrays broadside** y entre **0.4 y 0.45** λ para **arrays endfire**.

Las **leyes de excitación o de alimentación** se refieren a de qué manera se inyecta corriente en los elementos del array, es decir, cómo varía el módulo y la fase de la corriente de un elemento al siguiente. Cada ley de excitación consigue determinadas características de apuntamiento o de lóbulos secundario. Las más utilizadas son:

- Uniforme en amplitud y fase.
- Uniforme en amplitud y fase progresiva, con salto de fase entre elementos consecutivos constante.
- Amplitud simétrica y decreciente del centro hacia el borde con fase constante o progresiva.

– **Arrays lineales alimentados uniformemente en amplitud y fase**

Se cumple que $A_n=1$, ya que el módulo de I_n (la corriente que alimenta cada elemento) es siempre igual al módulo de la corriente de referencia I_0. Por otro lado, se cumple que el desfasaje progresivo α es cero.

Éste es el más **sencillo** de analizar, puesto que da lugar a una expresión cerrada de su factor de array. Si situamos el primer elemento en el origen de coordenadas la expresión del factor de array es:

$$F_A(\psi)=\sum_{n=0}^{N-1} e^{jn\psi}=\frac{e^{jN\psi}-1}{e^{j\psi}-1}=e^{j\frac{N-1}{2}\psi}\,\frac{\operatorname{sen}\frac{N\psi}{2}}{\operatorname{sen}\frac{\psi}{2}}$$

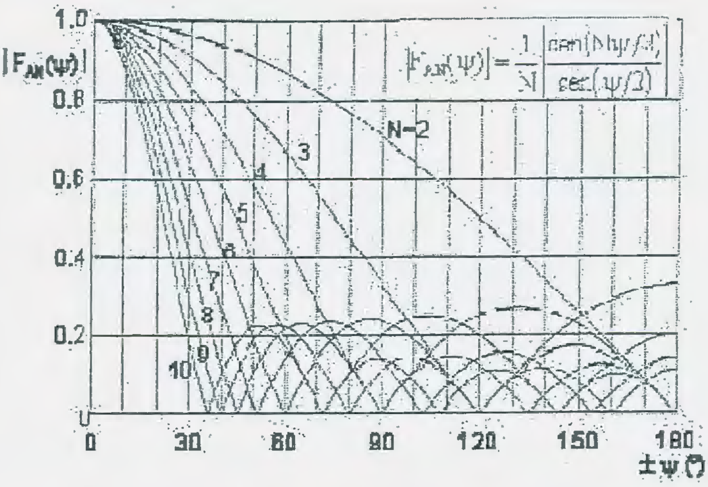
Donde *N* se refiere al número de elementos del array.

Esta igualdad surge a partir de una propiedad de las progresiones exponenciales.

Normalmente se suele representar el módulo de la expresión anterior normalizada al valor máximo, con lo que el módulo del FA queda como una expresión tipo **sinc**:

$$|F_{AN}(\psi)| = \frac{1}{N}\left|\frac{\operatorname{sen}\frac{N\psi}{2}}{\operatorname{sen}\frac{\psi}{2}}\right|$$

Esta expresión se puede encontrar también en forma de **gráfica**, en la cual, cada curva representa cierto número de elementos en el array (N), el eje horizontal indica el ángulo con respecto al de máxima radiación y el vertical el módulo del FA:



Como no existe desfasaje entre los elementos del array, se cumple que **α = 0**. Por tanto,

$$\boxed{\psi = k_0 d \cos\theta}$$

Por tanto, la dirección de máxima radiación (**ψ=0**) se produce cuando cos θ = 0, es decir, cuando **θ=π/2**. Por ello se dice que el array alimentado uniformemente en amplitud y fase es de tipo de radiación **transversal** o **broadside.**

Nivel lóbulo principal a secundario:

$$\boxed{NLPS = \frac{N}{\dfrac{1}{\sin\left(\dfrac{3\pi}{2N}\right)}}}$$

La anchura de haz a –3dB se suele aproximar para arrays grandes por:

$$\Delta\theta_{-3dB} = 0.886\frac{\lambda}{Nd}\ (\text{rad})$$

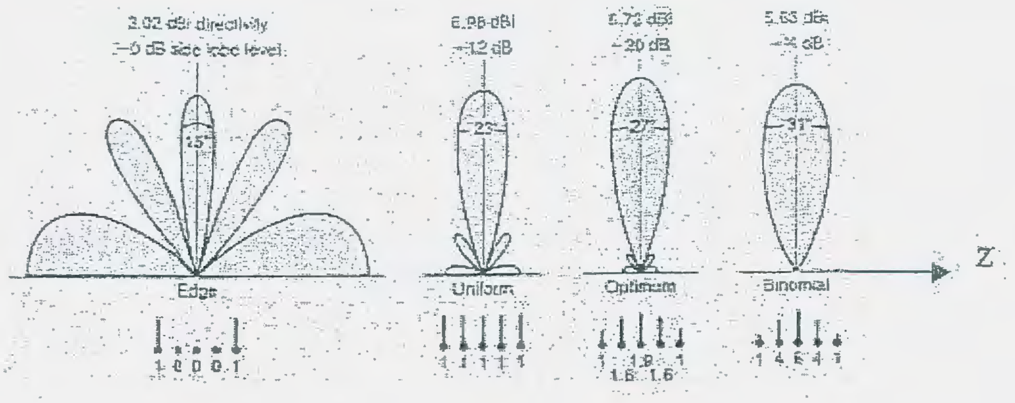
– **Arrays lineales con amplitud uniforme y fase progresiva**

Una modificación de la estructura anterior se da cuando la alimentación en fase no es uniforme sino que presente un salto de fase constante α entre elementos consecutivos.

Con un cambio de fase se puede **controlar la dirección de apuntamiento** del diagrama de radiación, y así lograr desde arrays broadside a endfire (no como el caso anterior, que sólo lograba diagrama perpendicular o broadside).

– **Arrays lineales con amplitud simétrica y decreciente del centro hacia el borde**

Variando la amplitud de la corriente de alimentación se controla el nivel de **lóbulos secundarios.** Con excitaciones de amplitud simétricas y decrecientes del centro al borde se consigue reducir el nivel de los lóbulos secundarios a expensas de **ensanchar el lóbulo principal**, y por lo tanto reducir la directividad del array.



5.2 Aperturas (Bocinas y reflectores)

Una guía de ondas es como una "tubería" metálica de sección circular o rectangular.

Este tipo de antenas se utilizan para frecuencias altas. Cuando se utilizan a frecuencias de microondas (a partir de GHz de frecuencia), en lugar de tener un cable que transporta una corriente hasta la antena, lo que se tiene es una **guía de ondas** que directamente transporta los campos electromagnéticos hasta la antena.

El estudio de las guías de onda y los **modos** se hará en otras asignaturas, como microondas

Las guías de onda electromagnéticas se analizan resolviendo las ecuaciones de Maxwell. Estas ecuaciones tienen soluciones múltiples, que se llaman **modos** (aunque no profundizaremos en ello).

La eficiencia de apertura se relaciona con cómo está **fabricada** la apertura (su geometría y la iluminación del modo que se propaga). Sus valores típicos están **entre 0,5 y 0,8**.

Antena de **apertura** es la manera **genérica** de denominar a los elementos que consiguen radiar al espacio los campos electromagnéticos que están hacinados dentro de una guía de onda. Esta radiación se puede conseguir de varias maneras: Bien utilizando un **ensanchamiento** de la propia guía de onda para lograr direccionar los campos (**bocinas**), bien haciendo **ranuras** en la guía de onda por las cuales se radia el campo (ranuras), bien consiguiendo direccionar más el campo que sale de una bocina mediante reflexiones (reflectores).

En general se cumple que cuanto **más grande** sea la apertura, más estrecho será el haz de radiación y **más directiva** la antena.

En este tema vamos a utilizar la siguiente expresión para el cálculo de la directividad:

$$\boxed{D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{aper}\ \varepsilon_a}$$

Siendo A_{aper} el **área** física de la **apertura** y ε_a **la eficiencia de iluminación o de apertura,** que es siempre menor que 1.

Si la guía de ondas es circular, también lo será la polarización, si es rectangular, la polarización será lineal

En las aperturas se cumple que la **polarización** del campo radiado **coincide** con la polarización de la onda que viaja por la guía e ilumina la apertura: si la polarización de dicha onda es lineal la del campo radiado será lineal, si es circular será circular.

5.2.1 Bocinas

Las antenas de bocina son **muy utilizadas** en las bandas de frecuencia de microondas porque proporcionan **alta ganancia**, ancho de banda relativamente grande y son además **fáciles** de diseñar y construir.

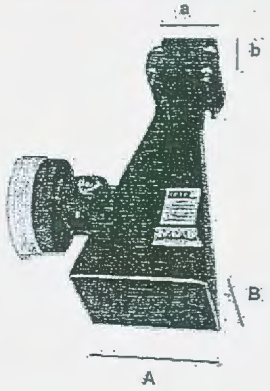
El margen de valores en que se mueve la **ganancia** de las bocinas va desde unos 8 dB hasta unos 30 dB.

Se utilizan como antenas individuales para establecer radioenlaces en bandas milimétricas y como antenas de satélite para conseguir cobertura global de la Tierra. Sin embargo, su principal aplicación es servir de **alimentadores** para antenas de tipo reflector, como veremos más adelante.

Las bocinas más utilizadas se dividen en **rectangulares** (generadas a partir de una guía de onda rectangular) y **cónicas** (generadas a partir de una guía circular).

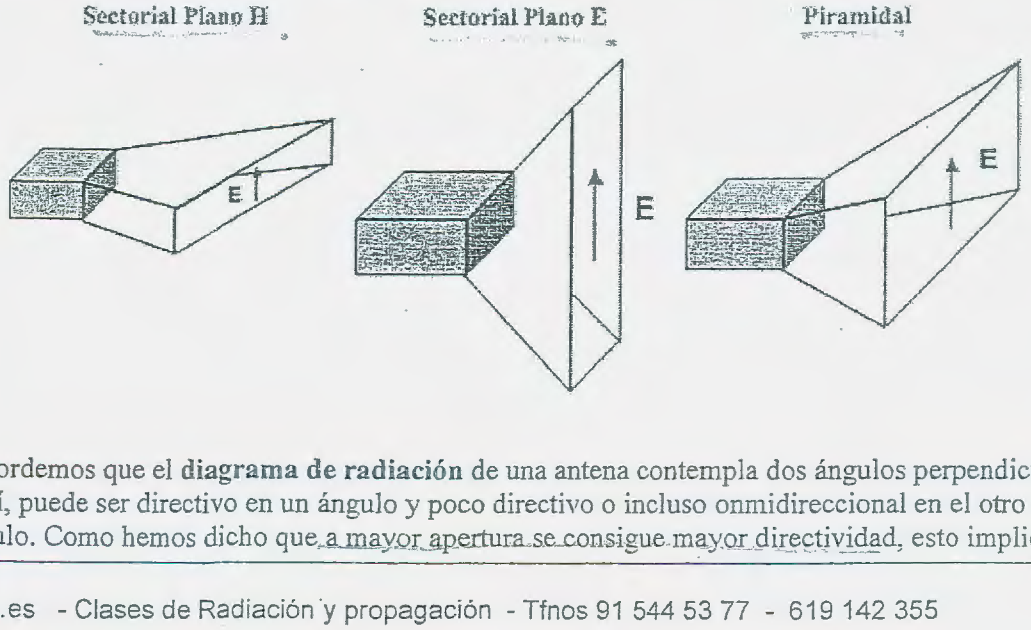
- **Bocinas rectangulares:**

Como hemos dicho, se alimentan con una guía rectangular, cuyas dimensiones denominaremos ***a*** y ***b***, siendo *a*>*b* y siendo *a* el lado horizontal. Las bocinas rectangulares son estructuras que ensanchan uno o los dos lados de la guía rectangular, y sus dimensiones las denominaremos ***A*** y ***B***.



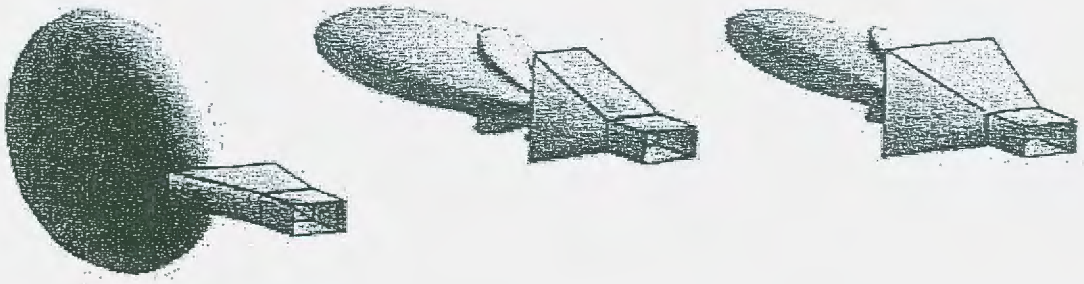
En estas guías rectangulares debido a sus características físicas (no vamos a entrar en ello), el modo dominante es el **TE10**, es decir, un modo **transversal eléctrico**. Esto implica que el campo eléctrico (E) tendrá dirección vertical y el campo magnético (H) horizontal. Así, se define el **Plano E** como el plano **vertical** y el **Plano H** como el **horizontal**.

Según esto, tendremos diferentes tipos de bocinas rectangulares. : Si la bocina ensancha la sección horizontal de la guía sin cambiar las dimensiones de la sección vertical (A>a, B=b) se le llama Bocina Sectorial Plano H. Si la bocina sirve para ensanchar las dimensiones de la sección vertical (A=a, B>b) se llama Bocina Sectorial Plano E. Cuando se ensanchan ambas dimensiones (A>a, B>b) se habla de una **Bocina Piramidal**.

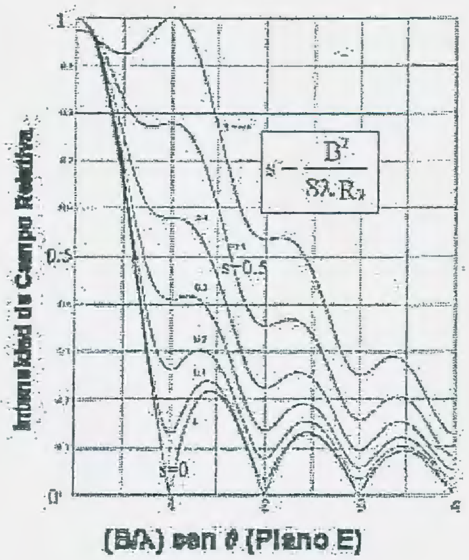


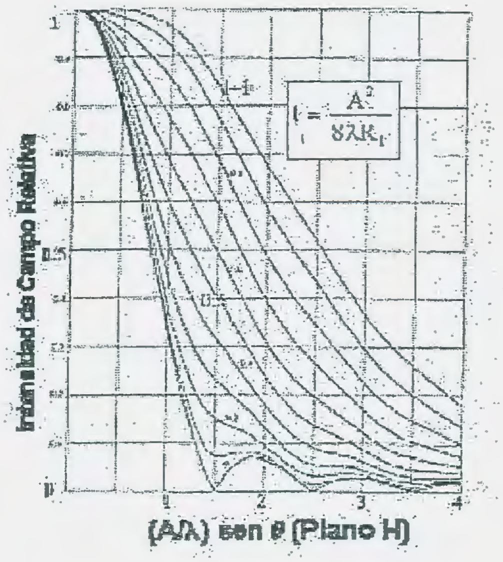
Recordemos que el **diagrama de radiación** de una antena contempla dos ángulos perpendiculares, y así, puede ser directivo en un ángulo y poco directivo o incluso onmidireccional en el otro ángulo. Como hemos dicho que a mayor apertura se consigue mayor directividad, esto implica que una bocina sectorial plano H tiene un haz muy estrecho en la dirección horizontal, y al contrario la plano E.

La **bocina piramidal** es la **más usada** porque permite controlar la anchura de haz en ambos planos por separado:



El cálculo del campo transmitido por este tipo de antenas se realiza a partir de una serie de integrales y expresiones complicadas. Para facilitar la obtención del campo y dado que siguen un patrón fijo, los resultados de estas integrales particularizadas para los planos principales (Plano E y Plano H) se presentan en unos **diagramas universales de radiación**, mostrados en la figura siguiente.



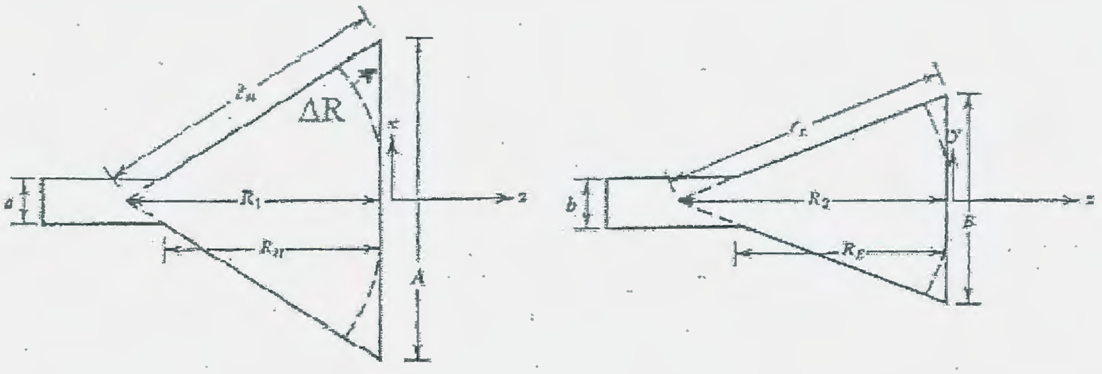


De estos diagramas conviene tener presente (ojo preguntas de test) que, para el plano E, los lóbulos secundarios son siempre más altos que para el plano H, pero el ancho de haz es menor que para el plano H. Esto es debido a la diferente iluminación (o *tappering*) del campo E y el campo H.

Las bocinas, al aumentar las dimensiones de la guía de onda para aumentar la directividad, hacen que aparezcan **errores de fase**. Estos errores de fase se diferencian para el plano E y plano H y se denominan ***s*** y ***t*** respectivamente. Son inversamente proporcionales a la longitud de la bocina (denominada *R1* y *R2* en la gráfica para el plano E y plano H respectivamente) y proporcionales a la dimensión A o B de la bocina en dicho plano y pueden calcularse con las expresiones siguientes:

$$s = \frac{B^2}{8\,\lambda R_E} \qquad t = \frac{A^2}{8\,\lambda R_H}$$

En la figura siguiente vemos que *R1* y *R2* se refieren a la longitud desde el final de la guía de onda hasta el final de la bocina:



Como el error de fase se mide en vueltas, si nos dicen por ejemplo que es 36 grados, entonces equivale a 36/360= 0,1

Estos errores de fase se expresan en **vueltas** (múltiplo de 2π radianes).

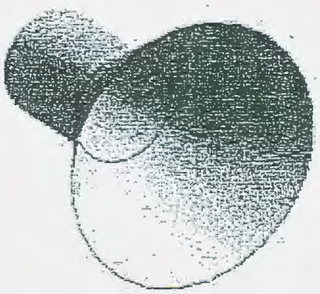
Por tanto, bocina óptima únicamente significa que es la más corta posible para una determinada ganancia o directividad. No es la mejor, No es la más directiva, No es la de menos lóbulos laterales.

A la hora de diseñar bocinas piramidales, hay que tener en cuenta que éstas deben cumplir la **condición de realizabilidad** RE = RH (es decir, R1=R2), para poder realizar una correcta unión con la guía de entrada.

Por tanto, si se quiere obtener alta eficiencia hay que trabajar con **errores de fase pequeños** (**s,t** < **0.15**) lo que suele traducirse en **bocinas muy largas**. Sin embargo, cuando se requieren estructuras **compactas** (lo más cortas posibles) se realizan diseños "**óptimos**" con **s=1/4 y t=3/8**. La **eficiencia de apertura** en este caso vale **0.5**

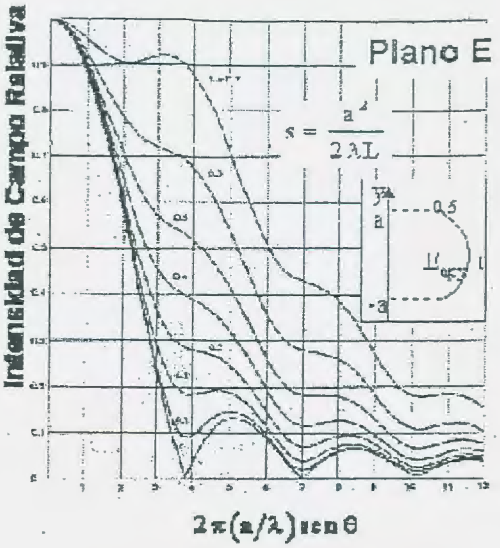
- **Bocinas cónicas:**

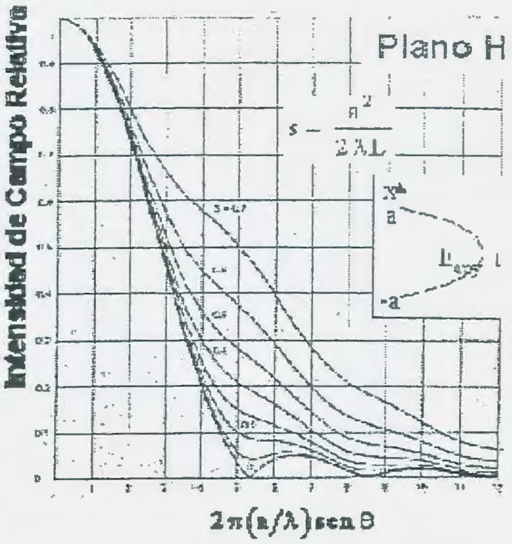
Al igual que las bocinas piramidales eran la prolongación de una guía de onda rectangular, las bocinas cónicas son la prolongación natural de una guía **cilíndrica**. En este tipo de guías solamente se propaga el modo fundamental (TE11) que es también un modo transversal eléctrico.



Este tipo de bocinas también siguen el patrón de diagramas de radiación universales. En este caso, al ser la guía cilíndrica, no tiene dos dimensiones diferentes, sino que sólo tiene una sección, que es el **radio *a***. En este caso, por tanto, el error de fase en ambos planos será el mismo, y lo denominamos *s*.

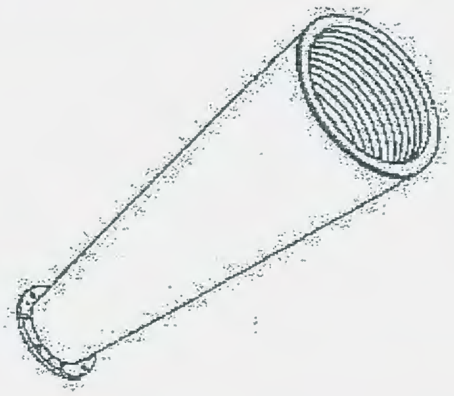
Los diagramas no son iguales en ambos planos porque la ley de iluminación es diferente sobre los ejes x e y:





- Bocinas cónicas corrugadas

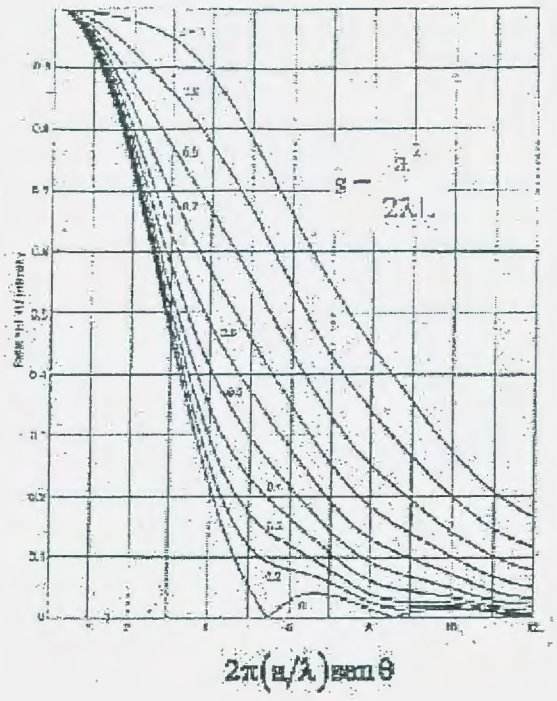
Existe un mecanismo para conseguir que los diagramas de Plano E y Plano H sean iguales y con ello sean más sencillos los cálculos de campo eléctrico. Se basa en realizar una serie de incisiones por el interior de la bocina, que se llaman **corrugaciones**. Esto se puede realizar tanto para bocinas piramidales como cilíndricas, aunque es más típico hacerlo es estas últimas, porque los resultados son óptimos.



Para que los resultados sean los adecuados, se mecanizan corrugaciones de una profundidad en torno a λ/4 en la cara interna de la bocina cónica. Con esto se consigue que el campo en la apertura sea, en vez de un modo transversal, un modo **híbrido equilibrado** HE11. Esto se debe a que las corrugaciones presentan una alta impedancia a las corrientes longitudinales, forzando a que el campo se anule en toda la periferia de la bocina. (Estos detalles no son muy importantes para nosotros).

En **resumen**, convirtiendo una bocina cónica en corrugada se consigue tener:

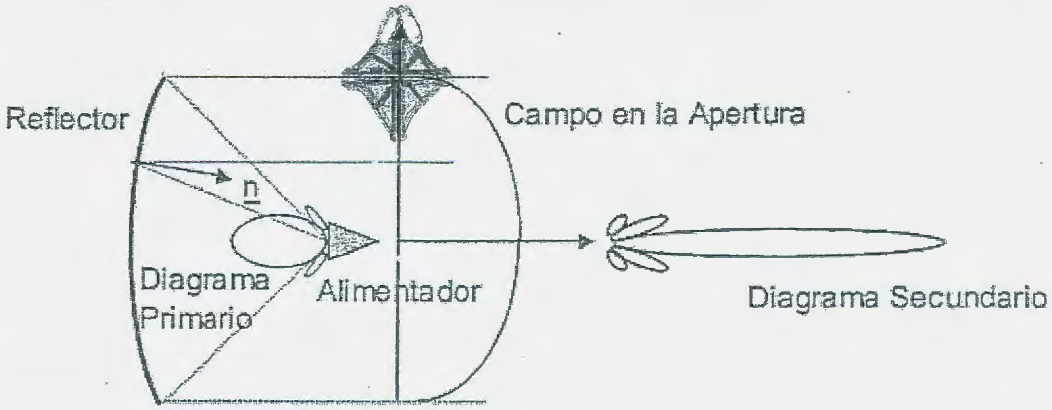
- Líneas de campo prácticamente paralelas
- **Diagrama de radiación con simetría axial** (diagramad e Plano E igual que Plano H)
- **Bajos lóbulos secundarios**
- Baja polarización cruzada



Estas bocinas son **ampliamente utilizadas** como alimentadores de reflectores en satélites y estaciones terrenas de comunicaciones por satélite porque proporcionan una alta eficiencia global y poseen baja radiación contrapolar.

4.3 Reflectores

Se basan en un alimentador (que suele ser una bocina como las que acabamos de estudiar) y un elemento físico (reflector) en el cual se refleja la radiación poco directiva del alimentador en un haz de alta directividad:



Coloquialmente se llaman antenas **parabólicas** porque se sigue la geometría de una parábola. Así, el alimentador suele situarse en el foco de la parábola (o cerca de éste), y el reflector tiene forma de sección de parábola.

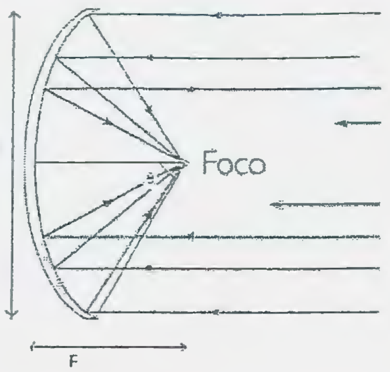
Según cómo se realicen las reflexiones del diagrama primario en el reflector para dar lugar al diagrama secundario, y según dónde se sitúe el alimentador, tenemos diferentes tipos de reflectores:

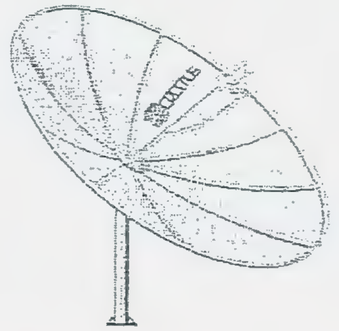
- **Reflector parabólico centrado**

  Es el reflector más sencillo. Un paraboloide transforma un frente de ondas esférico, radiado desde su foco por el alimentador en un **frente de ondas plano**. Se igualan los caminos recorridos por la onda desde el foco hasta la apertura equivalente del reflector, lo

Ojo: Estas figuras muestran el esquema de rayos para la antena en recepción, ya que vemos que los rayos van desde el aire hasta la antena. Por el principio de reciprocidad, sabemos que las características de la antena son iguales en transmisión y en recepción, con lo cual en transmisión solamente cambiaría el sentido de los rayos que están dibujados, pero la geometría se mantiene.

que hace que los campos estén **en fase** en la apertura equivalente, dando lugar a un haz colimado de **alta ganancia** en la dirección del eje de revolución.

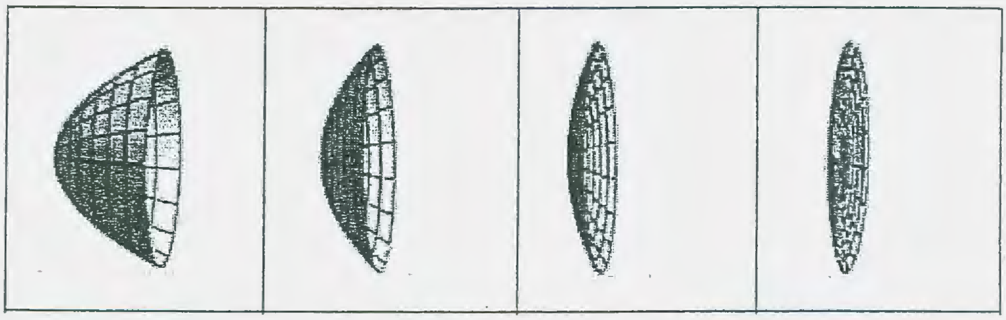




F se define como la distancia focal y *D* como el diámetro del paraboloide. La **relación F/D** define a la antena, y es importante para definir de qué manera ilumina el alimentador a la superficie del reflector. Se obtiene a partir de las ecuaciones de la parábola. La expresión que más utilizaremos es:

$$\boxed{\tan\frac{\theta}{2} = \frac{D}{4F}}$$

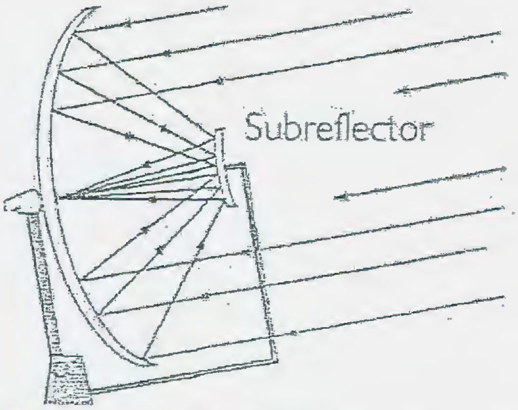
Un valor reducido de F/D equivale a un reflector con gran curvatura, mientras que un valor grande equivale a un reflector más plano:



F/D = 0,125 F/D = 0,25 F/D = 0,5 F/D = 1

- **Sistema Cassegrain centrado:**

Se basan en que el "rayo" que sale del alimentador, en lugar de reflejarse directamente en el reflector paraboloide, se refleja primero en un subreflector que está en el foco de la parábola. Tras esta reflexión, los rayos salen en dirección hacia el reflector principal, y se vuelven a reflejar en él. Por tanto se producen dos reflexiones.



Los sistemas Cassegrain se utilizan normalmente cuando la **ganancia** deseada es **alta** (>45 dBi).

Las **ventajas** de los sistemas Cassegrain frente a los sistemas reflectores simples son las siguientes:

- Ubicación del alimentador próxima al vértice del reflector, posibilitando la utilización de **líneas de transmisión cortas** (normalmente guía ondas de bajas pérdidas).
- En **recepción** captan **menos ruido** del espacio circundante que los reflectores simples. Esto los hace particularmente interesantes para implementar estaciones terrenas en comunicaciones por satélite, en las que la señal recibida es tan baja que es necesario minimizar cualquier ruido.

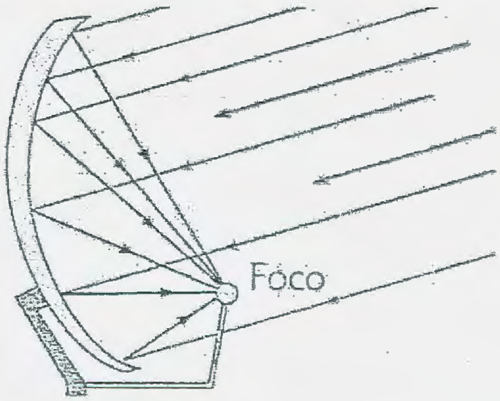
Inconvenientes de los sistemas Cassegrain:

El bloqueo se refiere a que, debido a la existencia del subreflector, parte de los rayos que llegan en dirección al reflector tienen como obstáculo al subreflector, y se chocan en este antes de llegar al reflector.

- El subreflector produce un "**bloqueo**" mayor sobre el reflector que en el caso de reflector simple. El efecto más importante del bloqueo es la disminución de la eficiencia de bloqueo, como veremos más tarde, y el incremento del nivel de lóbulos secundarios, sobre todo del adyacente al principal.
- Además, estas antenas son menos compactas, es decir, más **grandes**, con lo que son menos cómodas de utilizar y no son aptas para cualquier lugar (ejemplo: en un tejado interesa tener una antena compacta).

- **Reflector parabólico descentrado**

En ellos, el alimentador se descentraliza del foco de la parábola. Esto hace que el alimentador no obstaculice la radiación, es decir, no posea bloqueo. Esto supone mayor eficiencia y **menor** nivel de **lóbulos secundarios** que los de un sistema centrado.



10 3 20

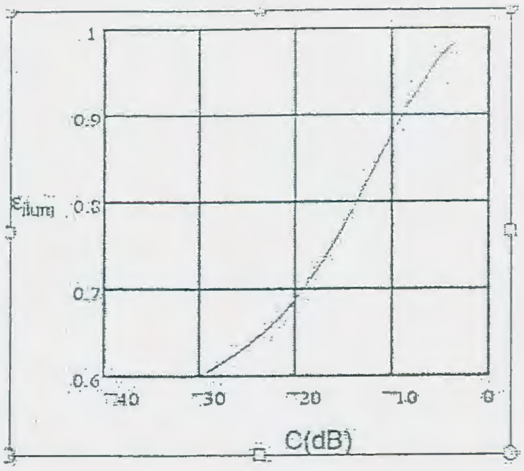
Ganancia de un reflector:

$$\boxed{G_A = 4\pi \frac{A_{apertura}}{\lambda^2} \cdot \varepsilon_{total}}$$

Siendo la eficiencia total ε_{total} el **producto** de varias eficiencias parciales:

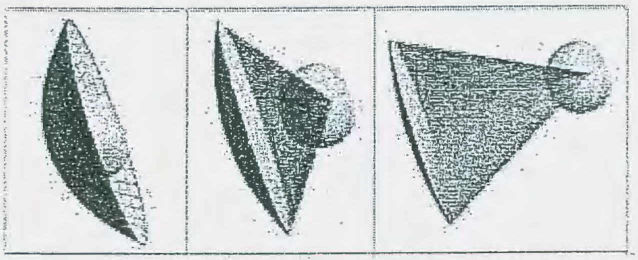
- **Eficiencia de Iluminación** (o de Apertura). Tendrá un valor **alto** cuando se ilumine uniformemente, es decir, cuando el alimentador tenga un **haz más ancho** y así se ilumine tanto el centro del reflector como los bordes del mismo. La relación de iluminación entre el borde del reflector y el centro se denomina **tapering** (*C*). Como el borde del reflector siempre estará peor iluminado que el centro, este valor es siempre menor o igual a a1. Para que esté uniformemente iluminado el reflector y por tanto tenga alta eficiencia de iluminación, interesa que sea un valor próximo a 1 (o 0dB):

Las tres últimas eficiencias no son muy importantes.



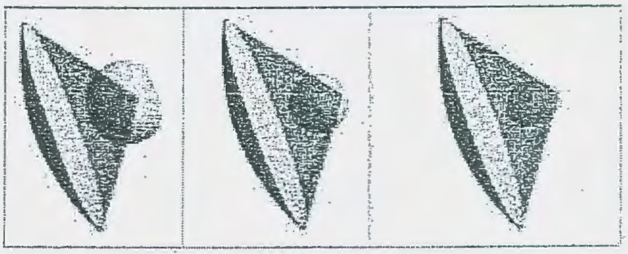
- Eficiencia de **Spillover (o de desbordamiento)**: Las ondas radiadas por el alimentador inciden en el reflector, pero una parte de la potencia puede llegar a radiarse fuera del reflector si el haz del alimentador es muy ancho o si el alimentador está lejos del reflector. La eficiencia de spillover es la relación entre la potencia que se refleja en el reflector y la potencia total radiada por el alimentador primario.

Estas eficiencias también están relacionadas con el parámetro **F/D**. Si F/D aumenta, quiere decir que la iluminación del reflector es más uniforme (bien porque el diámetro ha disminuido o bien porque la distancia focal aumenta), por tanto la eficiencia de iluminación es mayor. Sin embargo, la eficiencia de spillover disminuye:



F/D = 1/4 F/D = 1/2 F/D = 1

Por tanto, la eficiencia de iluminación es alta cuando el haz es más estrecho (alimentador más directivo), porque significa que "desborda" poca radiación:



Sin embargo, cuanto más directivo es el alimentador, menos radiación llega al borde del reflector y menor es la eficiencia de iluminación o apertura.

Las dos eficiencias anteriores son los efectos más importantes. Además de esos, existen otros:

- Eficiencia por **Bloqueo** del subreflector (Cassegrain): La directividad y la eficiencia pueden disminuir por el efecto de sombra que produce el subreflector. Además, el bloqueo producen un incremento del nivel de lóbulos secundarios
- Eficiencia por Contrapolar.
- Eficiencia asociada a errores superficiales de fabricación.
- Pérdidas por Desplazamientos del Alimentador.

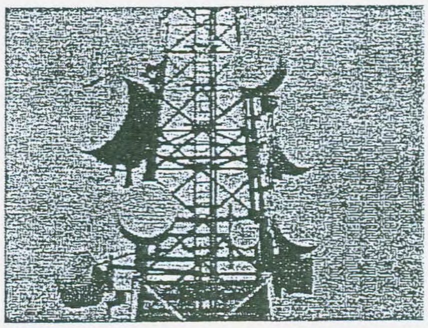
Anchura de haz a -3dB:

$$\Delta\theta_{-3dB} \approx 70\frac{\lambda}{D}$$

Donde *D* se refiere al diámetro del reflector.

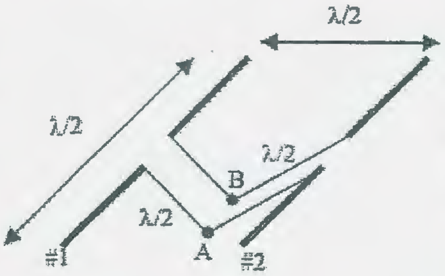
Radomos:

Se llama así al **recubrimiento** de una antena, utilizado con el fin de protegerla (del viento, de la nieve, de las aves, etc), sin que ello afecte a sus propiedades electromagnéticas. Pueden construirse usando telas especiales o con estructuras de materiales plásticos.

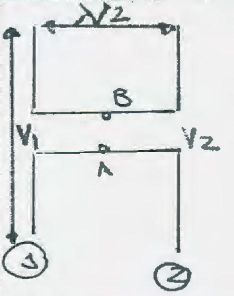


Ejercicio 93

Considere el array de dos dipolos de la figura, que a nivel individual presentan una autoimpedancia de 80+30j Ω. La impedancia mutua entre los dos dipolos es de –13-30j.¿Cuánto vale la impedancia de entrada de la antena medida entre los terminales A y B?



$\lambda/2$



Agrupar. ¿zin?

$$\left.\begin{array}{l} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 \cdot Z_{12} \\ V_2 = I_2 Z_{22} + I_1 Z_{21} \end{array}\right\}$$

$z_{in} = \frac{V_1}{I_1}$ ①

Aplicamos 1 en las ecuaciones Ⓐ

solo en este ca: $z_{in} = V_2/I_2$

$z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + \frac{I_2 Z_2}{I_1}$

$(80+30j)+(-13 -30j) = \boxed{67 \Omega = z_{in}}$

suponemos datos

Porque $I_1 = I_2$?

$V_1 = V_2$

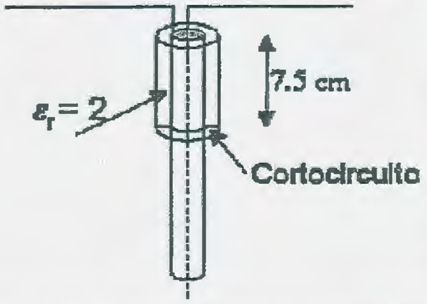
$I_1 = I_2$

$Z_{11} = Z_{22} = 80+30j$

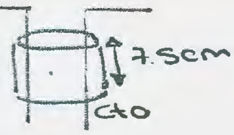
EMPRE ES IGUAL → $Z_{12} = Z_{21} = -13 -30j$

Ejercicio 94

¿A qué frecuencia funciona mejor el balun tipo Bazooka (relleno con un dieléctrico de ε_r=2) de la figura?



a) 0,7 GHz
b) 1 GHz
c) 1,4 GHz
d) 2 GHz



Para que funcione correctamente

$7.5cm = \frac{\lambda}{4}$

unidades internacionales

$l = 7.5cm = 0.075m$

$\lambda = \frac{c}{f} \rightarrow \frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = 0.075$

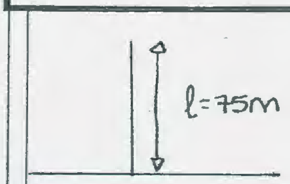
Despejamos la frec

$$\boxed{f = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 0.075} = 10^9 Hz = 1GHz}$$

Ejercicio 95

Un monopolo sobre el suelo utilizado como transmisor de AM tiene una longitud 75 metros. ¿A qué frecuencia es resonante?

a) 0.5 MHz b) 1 MHz c) 2 MHz d) 4 MHz



Resonante

Dipolo → $L=\frac{\lambda}{2}$

Monopolo → $L=\frac{\lambda}{4}$

Para que sea resonante

$\frac{\lambda}{4}=.75 \rightarrow \frac{c}{4f}=.75$ Despejamos f:

$$\boxed{f=\frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 75}=10^6 HZ = 1 MHZ}$$

Ejercicio 96
CLASE

Se dispone de una antena tipo látigo (monopolo vertical), de 75 cm de largo por 4 mm de diámetro, situada sobre el techo de un automóvil, como antena de FM (100 MHz). ¿Cuál de las siguientes afirmaciones es incorrecta?

a) Si se aumenta el grosor del látigo aumenta el ancho de banda de funcionamiento.
b) La resistencia de entrada de la antena es del orden de 37 Ω.
c) La antena será resonante a una frecuencia un poco superior a 100 MHz.
d) Para sintonizar la antena a 100 MHz hace falta un condensador serie en su base.

Tipo látigo (monopolo vertical)

a) Ⓥ no es muy imp

b) $R_{in}=37\Omega$ ← siempre se cumple para monopolos resonantes.

Ⓥ

c) Monopolo → para que sea resonante $l=\frac{\lambda}{4}=0.75=\frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot f}$

$f=\frac{3 \cdot 10^8}{0.75 \cdot 4}=100 MHZ$

$l=\frac{\lambda}{2}$ es aproximado, queda entre 0.46 y 0.48 por lo que daría más de 100MHz

Ⓥ

d) Ⓕ

La antena ya es resonante

La Impedancia de entrada es real

$Z_{in}=R_{in}+j\underset{0}{\cancel{X_{in}}}$

Si la antena no es resonante (a esa frecuencia)

$Z_{in}=R_{in}+j\boxed{X_{in}}-jX_2$

simular $x \simeq 0$

Es falso porque en este caso no es necesario porque nuestra antena ya es RESONANTE.

NOTA:

Bobina $Z_b=jX$

Cond. $Z_c=\frac{1}{jX}=-jX$

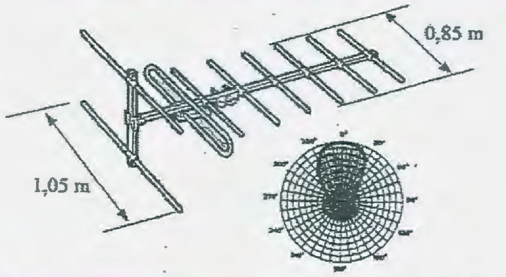
Ejercicio 97

TIPICO

Yagi

$l_{act}=0.47\lambda$

Considere la antena Yagi de la figura. ¿A cuál de estas frecuencias funcionará mejor?

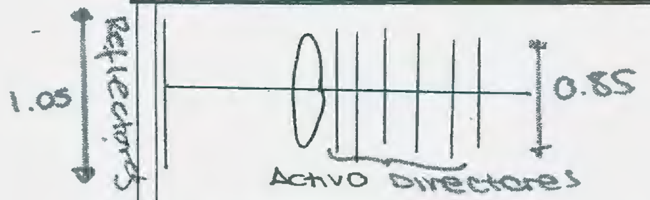


a) 75 MHz

b) 150 MHz

c) 175 MHz

d) 300 MHz



La antena Yagi será resonante (funciona mejor)

$\boxed{l_{act} \simeq 0.47\lambda} = 0.47\frac{c}{f}$

Directores

$l = 0.85 = 0.47\,\frac{3\cdot10^8}{f_1} \longrightarrow f_1 = \frac{0.47\cdot3\cdot10^8}{0.85} = 1,65\cdot10^8 Hz = 165\ MHz$

siempre centena de MH

Reflectores

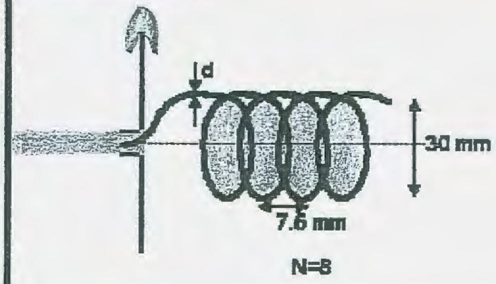
$l = 1,05 = 0.47\cdot\frac{3\cdot10^8}{f_2} \longrightarrow f_2 = \frac{0.47\cdot3\cdot10^8}{1.05} = 134\ MHz$

Por lo que

$f_2 < f_{activo} < f_1$ ⟶ sólo queda la respuesta b) 150MH

Ejercicio 98

Considere la hélice de radiación axial de la figura. ¿A cuál de estas frecuencias funciona mejor?



a) 1 GHz

b) 3 GHz

c) 6 GHz

d) 10 GHz

$C_{perímetro} \simeq \lambda$

$\frac{3}{4}\lambda < C < \frac{4}{3}\lambda$

como las frecuencias están muy alejadas, probaremo

con $C=\lambda$.

$C = 2\pi r = \underset{D}{\boxed{2r}}\pi = \pi D = \pi\cdot0.03 = 0.094\ m.$

$C = \lambda = 0,094 = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot10^8}{f}$

$$\boxed{f = \frac{3\cdot10^8}{0.094} = 3.18\cdot109 = 3,18 GHz}$$

b) 3 GHz

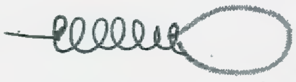
Ejercicio 99

Para una hélice funcionando en modo axial, ¿cuál de las siguientes afirmaciones es falsa?

a) Al aumentar el número de vueltas, la relación axial de la onda transmitida aumenta.
b) Al aumentar el número de vueltas la directividad aumenta.
c) El diagrama de radiación es unidireccional.
d) El perímetro de cada una de las vueltas es del orden de una longitud de onda.

a) no viene en teoría

b) $d_0 \simeq 15 \left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{N \cdot S}{\lambda}$ La directividad es proporcional el nº de vueltas por lo que es verdad. Ⓥ

c)  DR a lo largo del eje de la hélice, (1 dirección) Ⓥ

d) $C \simeq \lambda$ Ⓥ Es necesario para axial.
En transmisión normal no es muy útil.

a) Ⓕ RA indicaba como es la polarización de la onda. lineal $\rho = \infty$
circular $\rho = 1$
Vemos circularizando la polarización según crece N
RA↓ Ⓕ porque en el enunciado pone que aument

Ejercicio 100

Ⓓ

La banda de funcionamiento de una hélice en modo axial de 2.5 cm de diámetro es:

a) 1.4 – 2.5 GHz b) 2.8 – 5.1 GHz c) 4.5 – 8 GHz d) 9 – 18 GHz.

$$\underbrace{\frac{3}{4}\lambda < C}_{\textcircled{1}} \underbrace{< \frac{4}{3}\lambda}_{\textcircled{2}}$$

$$C = 2\pi r = \pi D = \pi \cdot 0{,}025\,m = 0.078m$$

cogemos los límites

$$\textcircled{1}\; C = \frac{3}{4}\lambda = 3 \cdot \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot f_1} = 0.078 \longrightarrow f_1 = \frac{3 \cdot 3 \cdot 10^8}{0.078 \cdot 4} = 2{,}8GHz$$

$$\textcircled{2}\; C = \frac{4}{3}\lambda = \frac{4 \cdot 3 \cdot 10^8}{3 \cdot f_2} = 0.078 \longrightarrow f_2 = \frac{4 \cdot 3 \cdot 10^8}{3 \cdot 0.078} = 5.1GHz$$

por tanto

$$\boxed{2{,}8 < f < 5{,}1\ GHz}$$

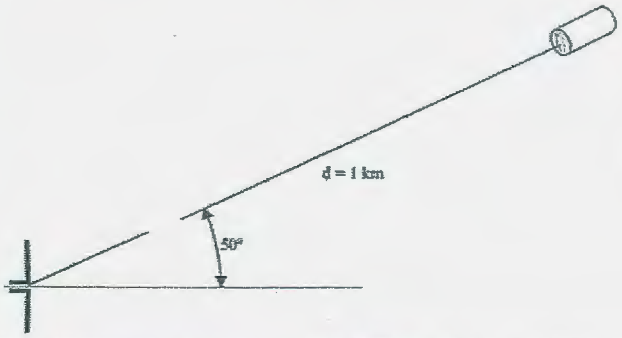
80

Ejercicio 101

FIN EJ.
CLASES

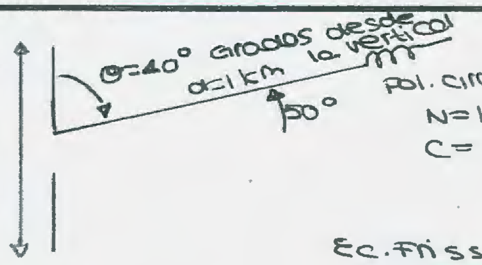
TERMINAR

Considere el radioenlace de la figura en espacio libre a un 1 GHz. Como antena transmisora se utiliza un dipolo λ/2 alimentado con 10A de corriente de pico, mientras que como antena receptora se usa una hélice de 10 espiras, de longitud de cada espira igual a λ y ángulo de inclinación de 12°. ¿Cuánto vale la potencia disponible en bornes de la hélice?



NOTA: Campo de un dipolo λ/2

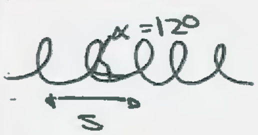
$$\bar{E} = j\eta \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} I_0 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta}\hat{\theta}$$

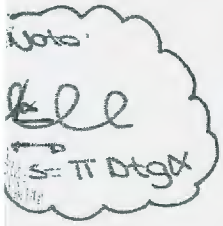


pol. circular
N=10
C= λ → axial

λ/2

I=10A
pol axial





|<S̄>|

Ec. Friss

$$P_{RX} = \underbrace{P_{TX} + G_{TX}}_{PIRE} - L_{el} + G_{RX} - \overset{\boxed{3dB}}{L_{pol}}$$

① Temos E, hayamos $|\langle\bar{S}\rangle| = \frac{|E|^2}{240\pi}$

$$\bar{E} = j\underset{120\pi}{\eta}\frac{e^{-jkr}}{2\pi \underset{r=10^3m}{r}} I_0 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\operatorname{sen}\theta}\hat{\theta} \quad \theta=40°$$

$k=\frac{2\pi}{\lambda}$

② PIRE = $|\langle\bar{S}\rangle| \cdot 4\pi r^2$
Isotropica
(esfera)

$L_{el} = 32{,}45 + 20\log 1 + 20\log(1000) = 92{,}45dB$

Espira: $d_0 = 15\left(\frac{C}{\lambda}\right)^2 \frac{NS}{\lambda} = \begin{cases} C=\lambda \rightarrow C=\pi\cdot D \Rightarrow D = \lambda/\pi \\ S=\pi D tg\alpha = \cancel{\pi}\frac{\lambda}{\cancel{\pi}} tg\alpha \end{cases}$

$= 15 \cdot \frac{10\cdot(\cancel{\lambda} tg 12)}{\cancel{\lambda}} = 31{,}88 = 15{,}04 dB$

$G = \overset{1}{\eta_{rad}} \cdot D = D$

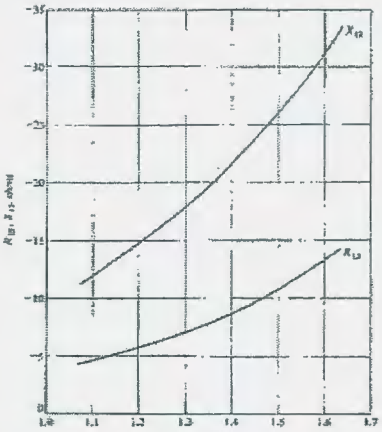
Ejercicio 102

Haga un esquema de un Balun tipo Bazooka y explique su comportamiento

Se tiene un dipolo λ/2 situado paralelo a un plano conductor extenso (lo puede suponer infinito), a una distancia λ/4. El dipolo está construido con una varilla delgada, para la que la autoimpedancia del mismo considerado aislado vale 76 +j 40 Ω.

Considerando que la directividad del dipolo aislado es Do = 1.64, y el campo producido por un dipolo alineado según el eje z, y centrado en el origen es:

$$\bar{E}_d = j \cdot \eta_o \frac{e^{-jk_o r}}{2\pi r} I_o \frac{\cos(\pi/2 \cdot \cos\theta)}{\operatorname{sen}\theta} \hat{\theta}$$



Impedancia mutua entre dos dipolos idénticos, paralelos, enfrentados y separados λ/2

Calcule:

a) Diagrama de radiación del dipolo en los planos XY y XZ.

b) Coeficiente de reflexión cuando se conecta a un generador de impedancia 50 ohm.

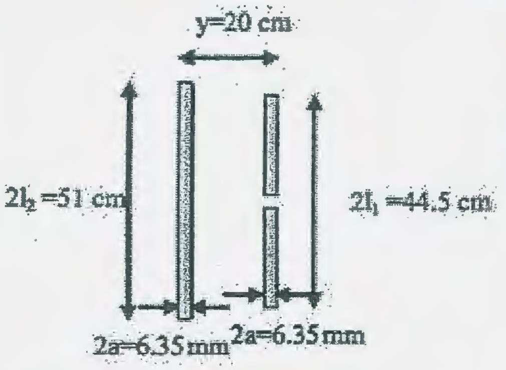
c) Resistencia de radiación, suponiendo eficiencia de radiación igual a 1.

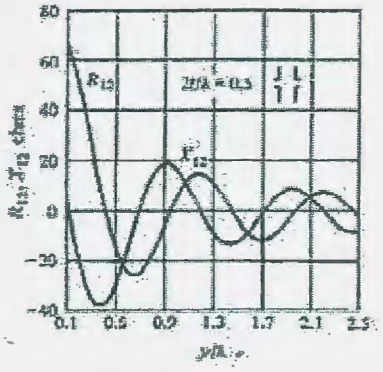
d) Directividad. Calcúlela a partir de la directividad de un dipolo aislado asumiendo que la corriente de alimentación no cambia cuando se introduce el plano de masa.

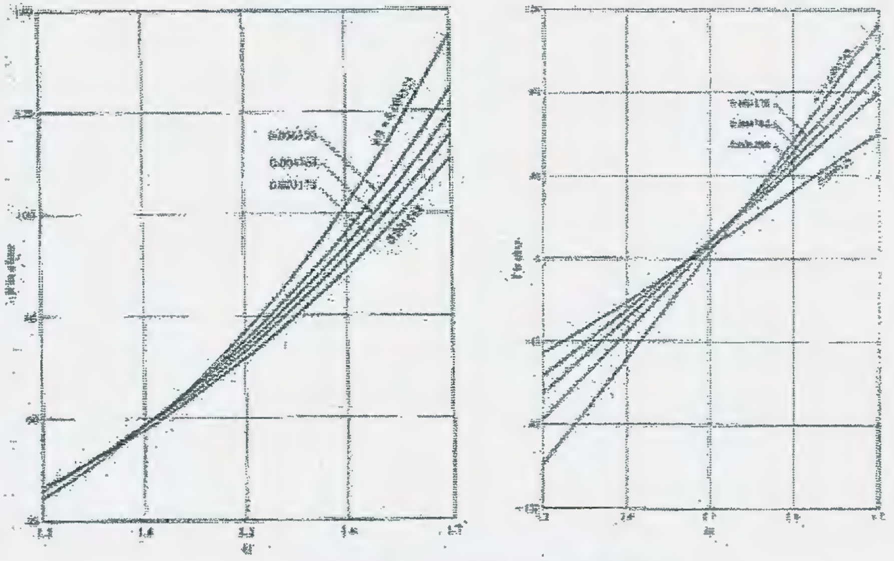
Ejercicio 104

Considere la antena Yagi de la figura funcionando a una frecuencia de 300 MHz.. Haga la aproximación de que las dos antenas son iguales y de longitud $2l=\lambda/2$ tanto para estimar la impedancia mutua como para el cálculo del campo radiado por ambos dipolos. La utilización de complejos en módulo y argumento es recomendable para facilitar los cálculos. La expresión del campo del dipolo $\lambda/2$ situado sobre el eje z es:

$$E = j60 I_{in} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} \frac{e^{-jk_0 r}}{r} \hat{\theta}$$







Curvas de autoimpedancia de dipolos

1. Calcule la impedancia de entrada de la antena.

2. Fije un sistema de coordenadas sobre la antena y diga cuál es la dirección de máxima radiación. Estime la directividad de la antena.

Ejercicio 105

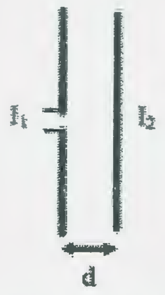
Describa y cite algunas características de las antenas de hélice radiando en modo axial. ¿Qué ganancias pueden conseguir? ¿Qué aplicaciones tienen? ¿En qué bandas de frecuencias se utilizan habitualmente?

Ejercicio 106

Cite las principales características de las antenas Yagi. ¿Qué ganancias pueden conseguir? ¿Qué aplicaciones tienen? ¿En qué bandas de frecuencias se utilizan habitualmente?

Ejercicio 107

Para una antena Yagi de 2 elementos (un dipolo – elemento 1- y un elemento director – elemento 2-) calcule la impedancia de entrada conocidas las autoimpedancias z_{11} y z_{22} de ambos elementos y la impedancia mutua z_{12}



Aunque no lo dibujen deberíamos saberlo:

$\cancel{V}_2=0$ Al ser Yagi solo se alimenta el elemento activo

Activo

DATOS:

Z_{in}?

Z_{11} $\quad Z_{12}=Z_{21}$

Z_{22}

$$\left.\begin{aligned} V_1 &= I_1\cdot Z_{11}+I_2 Z_{12} \\ 0=V_2 &= I_2 Z_{22}+I_1 Z_{21} \end{aligned}\right\} \quad Z_{in}=\frac{V_1}{I_{in}}$$

$$Z_{in}=Z_{11}+\frac{\boxed{I_2}}{I_1}Z_{12}$$

Sacamos I_2 de la segunda ecuac.ó

$$\boxed{I_2=-\frac{I_1 Z_{21}}{Z_{22}}}$$

$$Z_{in}=Z_{11}-\left(\frac{\frac{I_1 Z_{21}}{Z_{22}}}{I_1}\right)\cdot Z_{12}$$

$$\boxed{Z_{in}=Z_{11}-Z_{21}^2/Z_{22}}$$

Ejercicio 108

Un dipolo resonante que funciona a 1 GHz tiene una longitud total (medida entre extremos) de 20 cm y una ganancia de 15 dBi. Comente las incongruencias de esta frase.

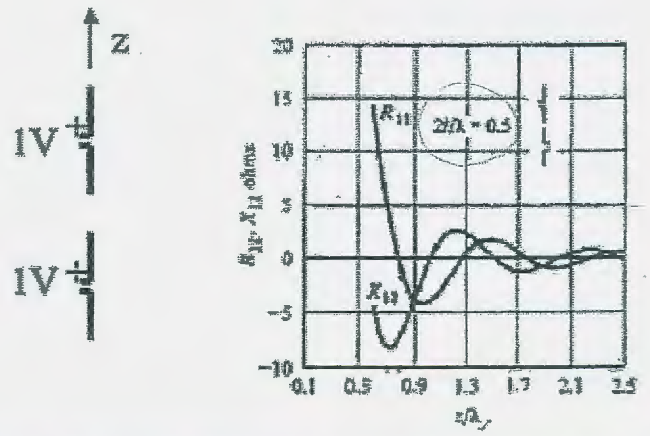
Ejercicio 109

¿Cuál es la misión de las varillas radiales que se colocan en la base de los mástiles radiantes de radiodifusión en onda media?

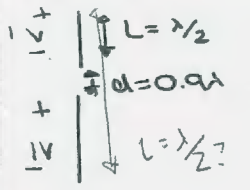
Ejercicio 110

Considere el array de dos dipolos de longitud λ/2 colineales de la figura alineados sobre el eje z, y separados 0.9λ. La red de alimentación imprime sobre sus bornes de entrada una tensión de 1V a cada dipolo.

1. Calcule la impedancia activa de cada dipolo, sabiendo que la impedancia de cada uno de los dipolos aislados es de 73+j42Ω. (1p)
2. Calcule la potencia total radiada por el array, considerando que los dipolos no tienen pérdidas. (1p)
3. Justifique cuál es la dirección de máxima radiación del array, y calcule la directividad del array, sabiendo que el campo que genera un dipolo es $E_\theta = j\cdot 60\frac{e^{-jk_0 r}}{r}I_0\frac{\cos(\pi/2\cdot\cos\theta)}{\mathrm{sen}\theta}\hat{\theta}$ (1 p)



Esquema de la antena e impedancia mutua de dos dipolos λ/2 colineales



① Zin (imp activa)

$\rightarrow Z_{11} = Z_{22} = 73 + j42$

cuadripolo

$$\left.\begin{array}{l} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{array}\right\}$$

$z = 0{,}9\lambda$

$z/\lambda = 0{,}9$

⇓

Buscas en gráfica ⇒ $R_{12} = -4$, $X_{12} = -4$

Mirar gráfica

$V_1 = V_2$, $I_1 = I_2$ | $Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}$

$\frac{2l}{\lambda} = 0.5 \rightarrow$ Eje horizontal $\frac{z}{\lambda} = \frac{0.9\lambda}{\lambda}$

$l = \lambda/4$

$Z_{12} = -4 - 4j$

¿?

$Z_{in} = 73 + 42j - 4 - 4j = \overset{R_{rad}}{69} + 38j$

② $P_{rad\ dipolo} = \frac{1}{2}|I|^2 \cdot \underset{\downarrow \atop \mathrm{Real}(Z_{in})}{R_{rad}}$

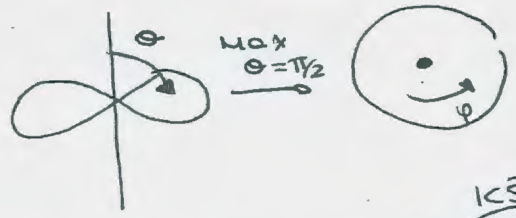
$I = \left|\frac{V}{Z}\right|$

$P_{grup} = 2 \cdot P_{rad\ dip} = |I|^2 \cdot R_{rad} = \frac{|V|^2}{|Z_{in}|^2} \cdot R_{rad}$

$P_{rad} = \frac{1^2 \cdot 69}{69^2 + 38^2} = 0.011W = 11mW$

No falta $\sqrt{\ }$? No xq es $\left(\sqrt{69^2+38^2}\right)^2 = 69^2 + 38^2$

③



$$d\phi = \frac{4\pi r^2 |<S>|}{P_{rad}} = \frac{4\pi r^2 \overset{|<\bar{S}>|}{\boxed{|E|^2 / 240\pi}}}{P_{rad}} \; *$$

$$\bar{E}_{max}(\theta=\pi/2) = j60\,\frac{e^{-jkr}}{r}\,I_0\,\frac{\overbrace{\cos(\pi/\cancel{2}\,\overset{0}{\cos\pi/2})}^{1}}{\underbrace{\cancel{sen}\,\pi/2}_{1}}\,\hat{\theta}$$

$$|\bar{E}_{max}| = \frac{60}{r} I_0 = \frac{60}{r}\cdot\frac{V}{|Z_{in}|}$$

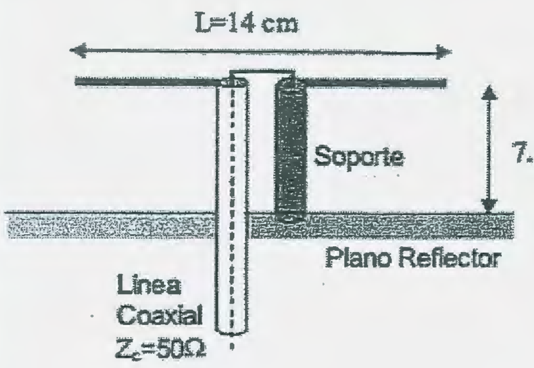
$$* \quad d\phi = \frac{4\pi \cancel{r^2}\cdot\frac{60^2}{\cancel{r^2}}\cdot 1/69^2+38^2}{240\pi\cdot 0{,}011} = 3{,}48$$

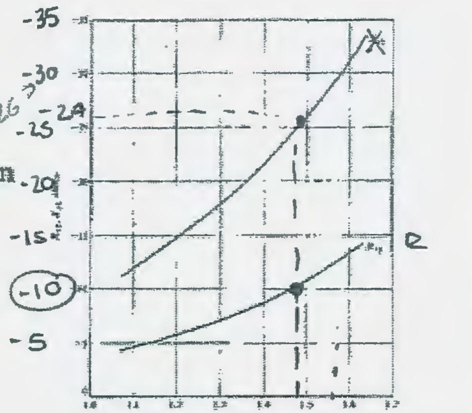
$$D\phi = 10\log 3{,}48 = 5{,}4\,dBi$$

Ejercicio 111

EXAMEN

Considere el dipolo de la figura enfrentado y paralelo al plano conductor que puede suponerse indefinido, funcionando a 1 GHz.

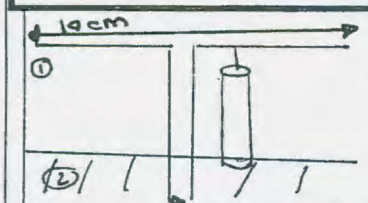




Impedancia mutua entre dos dipolos idénticos, paralelos, enfrentados y separados λ/2

1. Si la autoimpedancia del dipolo aislado es de 68-j24 Ω, calcule la impedancia de entrada del dipolo enfrentado al plano (impedancia vista por el cable coaxial de 50 ohm en su extremo superior) aplicando imágenes.

2. Calcule las pérdidas por desadaptación de impedancia cuando se alimenta con un transmisor adaptado a la línea coaxial de 50 Ω que lo excita.



$z_{in\,eo} = z_c = 50\Omega$

dipolo // a plano conductor

f=1GHz

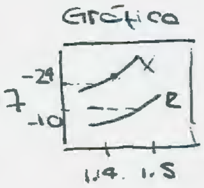
① $z_{11} = 68 - j24$

z_{in}?

$L = 19cm$

$k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8}$ $\Bigg\}$ $\frac{kL}{2} = \frac{2\pi \cdot 10^9}{3 \cdot 10^8} \cdot \frac{0.14}{2} = 1{,}47$

Gráfica



$z_{12} = z_{21} = -10 - 24\,j\,(\Omega)$

Sabemos por teoría que en un dipolo // a un plano conductor

PENDIENTE
Saber porque es así

$\boxed{I_1 = -I_2}$

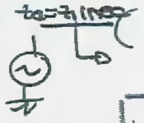
$V_1 = I_1 z_{11} + I_2 z_{12}$

$V_2 = I_2 z_{22} + I_1 z_{21}$

$\boxed{z_{1n} = z_{11} - z_{12}}$

$z_{in} = 68 - j\,24 - (-10 \ -24j) = 78\ \Omega = \boxed{z_{1in} = R_{in}}$

② ~~zo=zinea~~



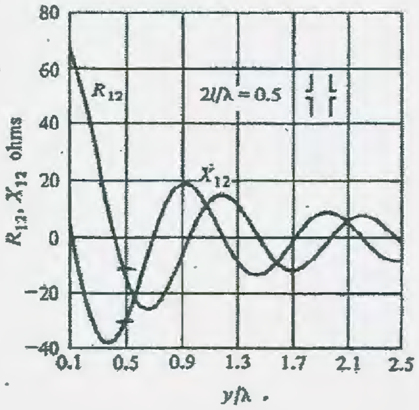
$\Gamma = \left|\frac{z_{in} - z_o}{z_{in} + z_o}\right| = \left|\frac{78-50}{78+50}\right| = 0.22$

$\boxed{L_{desad} = -10\log(1 - |\Gamma|^2) = 0.43dB}$

(reflexion)

Considere el array de dos dipolos de longitud λ/2 paralelos separados 0.5λ. La red de alimentación imprime sobre sus bornes de entrada una corriente de 1A de pico a cada dipolo (con la misma fase).

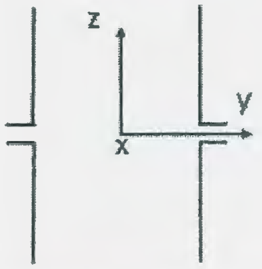
1. Calcule la impedancia activa de cada dipolo, sabiendo que la impedancia de cada uno cuando están aislados es de 73+j30Ω. (1p)
2. Justifique cuáles son las direcciones de máxima radiación del array, revisando para las distintas direcciones del plano perpendicular a los dipolos, dónde las contribuciones del campo de ambos se suman en fase. (0,5p)
3. Calcule la potencia radiada por el array (0.5p) y su directividad (1p), sabiendo que la directividad de un dipolo λ/2 es de 1.64 (2.15 dBi).

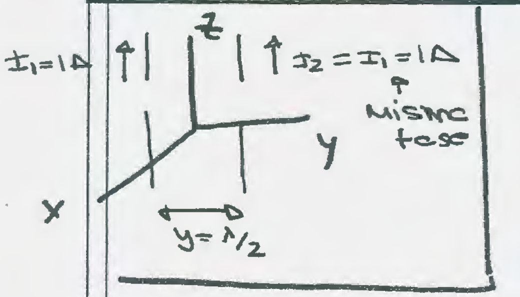


Impedancia mutua de dos dipolos λ/2 paralelos

$$\bar{E}_d = j\cdot\eta_o \frac{e^{-jk_o r}}{2\pi r} I_o \frac{\cos(\pi/2\cdot\cos\theta)}{\text{sen}\theta}\hat{\theta}$$

Campo de un dipolo λ/2 centrado en el origen y alineado según el eje z





$L = \lambda/2 \quad Z_{11} = Z_{22} = 73 + 30j$

① Zin .

$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$

$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22}$ } $Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}$

Z_{12}

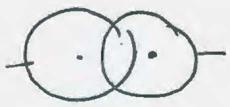
En el eje horizontal

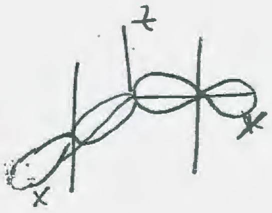
$\frac{y}{\lambda} = 0.5$

$Z_{12} = -15 - 30j$

$Z_{in} = 73 + 30j + (-15 - 30j) = \overset{Rrad}{58\Omega}$

② Dipolo $\lambda/2$





Plano XY

$\theta = \pi/2$

Eje x

Max eje x

③

$P_{rad} = \frac{1}{2} I^2 R_{rad} = \frac{1}{2} 1^2 \cdot 58 = 27W$

$P_{rad\,array} = 2 \cdot P_{rad\,dip} = 58W$

$d\phi = \frac{|\langle \bar{S} \rangle| \cdot 4\pi r^2}{P_{rad}} = \frac{4\pi r^2 \cdot |E|^2}{P_{rad} \cdot 240\pi}$

$jwL + \frac{1}{jwC}$

$5 \cdot L$

$$d_0 = \frac{[illegible]}{P_{rad}} \rightarrow d_{array} = \frac{4\pi r^2 \langle S_{array} \rangle}{\underset{\substack{\| \\ 58W}}{P_{rad\,array}}}$$

$$1{,}64 = d_{dipolo} = \frac{4\pi r^2 |\langle S_{dip} \rangle|}{\underset{\substack{\| \\ 27W}}{P_{rad\,dip}}}$$

2 dipolos en fase (misma corriente)

$$P_{array} = 2 \cdot P_{dipolo}$$

$|\langle \bar{E} \rangle|$

$$E_{array}\Big|_{MAX} = 2 \cdot E_{dipolo}\Big|_{max} \rightarrow |\langle S_{array} \rangle| = 4 \cdot |\langle S_{dipolo} \rangle|$$

$$\frac{d_{array}}{\underset{\substack{\downarrow \\ 1{,}64}}{d_{dipolo}}} = \underset{4}{\boxed{\frac{|\langle S_{array} \rangle|}{|\langle S_{dipolo} \rangle|}}} \cdot \frac{P_{rad.dip}}{P_{rad\,array}} = \frac{27 \cdot 4}{54}$$

$$d_{array} = \frac{1{,}64 \cdot 27 \cdot 4}{54} = 4.1 = 6.2dB$$

TEMA 5: ARRAYS Y APERTURAS

5.1 ARRAYS

Ejercicio 114

Los elementos de un array lineal, separados (d= 0.4λ) y situados sobre el eje z, se alimentan para conseguir un haz endfire que apunta en la dirección $\theta = 0°$. ¿Cuál es el desfase entre elementos?

a) α= -144°　　b) α = 0°　　c) α = 144°　　d) α = 226°

$d = 0.4\lambda$

Endfire $\theta = 0°$

Desfase en la alimentacion α?

Tomamos como referencia $\overline{I_0}$

$\overline{I_1} = \overline{I_0} e^{j\alpha}$

$\overline{I_2} = \overline{I_1} e^{j\alpha} = \overline{I_0} e^{j2\alpha}$

Ángulo eléctrico

$\psi = kd\cos\theta + \boxed{\alpha}$;

Maximo de radiación $\psi = 0$ SIEMPRE　$\psi = 0 = kd\cos\theta_{MAX} + \alpha$

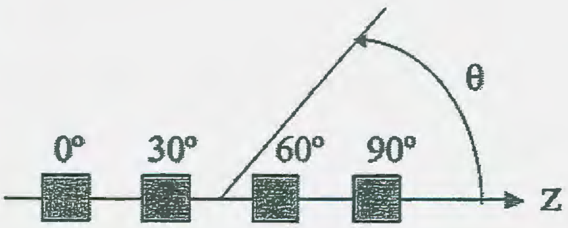
$$\alpha = -kd\cos\theta_{MAX} = -kd\underbrace{\cos\theta}_{1} = -\frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} \cdot 0.4\cancel{\lambda} = -0.8\pi = \boxed{-144°}$$

¿c? (a)

$-0,8\pi = -0,8 \cdot \pi \cdot$ [illegible]

Ejercicio 115

Un array lineal de 4 elementos equiespaciados 0.75λ, situado sobre el eje z, se alimenta con uniformemente en amplitud y con las fases de la figura. ¿Cuál es el ángulo θ de máxima radiación?



a) –6.4°

b) 6.4°

c) 83.6°

d) 96.4°

N= 4

$d = 0.75\lambda$

0 30 60 90 → $\alpha = 30°$ va creciendo 30°

$\psi = kd\cos\theta + \alpha$

Maximo $\psi = 0$ →

$0 = \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} 0.75\cancel{\lambda} \cos\theta + 30$

① trabajar en rad

$2\pi \cdot 0,75 \cos\theta + 30 \cdot \frac{\pi}{180}$

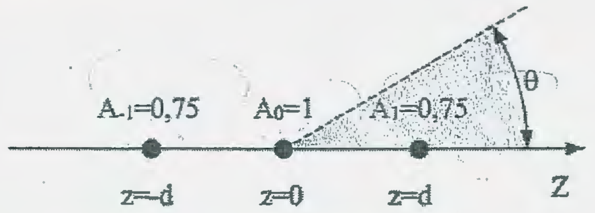
② Pasamos a grado

$\theta = \arccos\left(\frac{-30\ \pi/180}{2\pi \cdot 0.75}\right)$

$= \boxed{96.4°}$

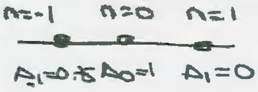
Ejercicio 116
CLASE

Compare el ancho entre nulos del lóbulo principal del array broadside de la figura formado por elementos isótropos, con el mismo excitado de manera uniforme. La separación entre elementos es d=0.7λ.



Nota: Comience calculando la expresión del factor de array.

N=3
$d=0.7\lambda$
comparar $\Delta\theta_c$ — unif
— triang.

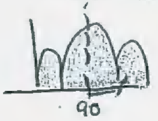


$A_n = \frac{I_n}{I_0 \text{ REF.}}$

① $FA(\psi) = \sum A_n \cdot e^{jn\psi}$ $\cancel{e^{j0}}^{1}$
$= A_{-1} e^{-j\psi} + A_0 \cancel{e^{j0}} + A_1 e^{j\psi}$
$= 0.75 e^{-j\psi} + 1 + 0.75 e^{j\psi}$
$= 1 + 0.75 (e^{j\psi} + e^{-j\psi}) = 1 + 0.75 (2\cos\psi) = 1 + 1.5\cos\psi$.

② $FA = 0 = 1 + 1.5\cos\psi_c$
$\psi_c = \arccos\left(\frac{-1}{1.5}\right) = \boxed{131,81°}$

$\alpha = 0 \rightarrow$ Broadside



$\psi_c = kd\cos\theta$
$\theta = \arccos\left(\frac{131,81\,\pi}{180 \cdot \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} \cdot 0.7\cancel{\lambda}}\right)$
$= 58.46°$
$\Delta\theta_{c\,TRI} = 2(90 - 58,96) = 63.07$

Ejercicio 117

Estime la directividad de un array tipo broadside de 7 dipolos colineales, separados entre centros 0.7λ. El factor de un array lineal uniformemente excitado es:

$$F_{AN} = \frac{1}{N} \cdot \left| \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)} \right|$$

a) 6.1 dBi b) 10.4 dBi c) 20.8 dBi d) 25.8 dBi

Uniformemente $\rightarrow \alpha = 0 \rightarrow$ Broadside $\theta = 90°$
N=7
$d = 0.7\lambda$
FA analíticamente
Do? La directividad siempre es a -3dB.

FA —— ψ
|
$\Delta\theta_{-3}$ - DR —— θ

$-3dB = 10^{-3/20} = 0.7$
uE ıı

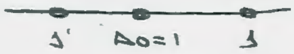
$0.7 = \frac{1}{7} \left| \frac{\text{sen}(7 \cdot \psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)} \right| \rightarrow$ Despejamos ψ
¿ $0.7 \cdot 7\,\text{sen}(\psi_{-3dB}/2) = \text{sen}(7 \cdot \psi_{-3dB}$

Teoría: $\Delta\theta_{-3dB} \simeq 0.886 \frac{\lambda}{Nd} = 0.886 \frac{\cancel{\lambda}}{7 \cdot 0.7\cancel{\lambda}} = 0.18$ rad

$d\phi = \frac{4\pi}{0.18^2} = 387,85 \rightarrow \boxed{Do = 10\log 387,85 = 25,89\,dBi}$ Ⓓ
rad

¿?

③ comparamos con el caso en que sea uniforme



$$FA = 1e^{-j\varphi} + 1\cancel{e^{+j0}}_{1} + 1e^{j\varphi}$$

$$= 1 + \underbrace{e^{-j\varphi} + e^{j\varphi}}_{2\cos\varphi}$$

$$= 1 + 2\cos\varphi$$

ceros: $0 = 1 + 2\cos\varphi_c \rightarrow \varphi_c = \arccos\left(\frac{-1}{2}\right) = 120^\circ$

↑ tambien se puede calcular $\varphi_{c\,UNI} = \frac{360}{N} = 120^\circ$

$$\varphi_{cUNI} = kd\cos\theta_{cUNIF}$$

$$\theta_{cUNIF} = \arccos\left(\frac{120\cdot\cancel{\pi}}{180\cdot 2\cancel{\pi}\cdot 0.7}\right) = 61,56^\circ$$

$$\Delta\theta_{cunif} = 2(90-61,56) = 56,87^\circ < \Delta\theta_{cTRIAN.}$$

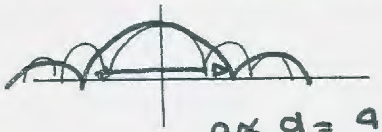
Ejercicio 118

Compare las prestaciones de un array vertical broadside con excitación uniforme con otro array vertical broadside de la misma dimensión y elementos pero con excitación decreciente del centro al borde,

a) El nivel de lóbulos secundarios es mayor en el de excitación decreciente.
b) La ganancia de las dos antenas es la misma.
c) La anchura de haz a –3 dB es mayor en el uniforme.
d) Ninguna de las anteriores es cierta

Alimentación uniforme

Alimentación decreciente (triangular)



$g \alpha\ d = \frac{4\pi}{\Delta\Theta_{-3dB}\Delta\varphi_{-3d}}$

En la alimentación decreciente los lóbulos son más anchos

$\Theta \rightarrow \psi = \underset{\overset{\downarrow}{2\pi/\lambda}}{k}d\cos\Theta + \alpha$

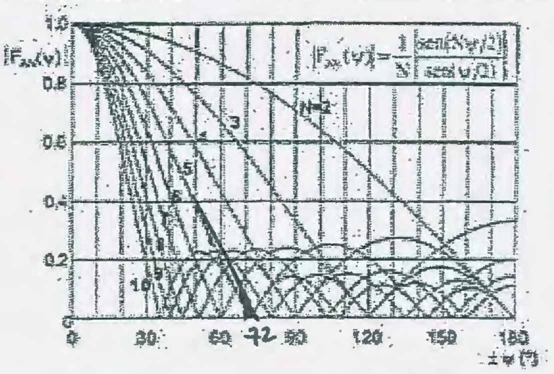
Ⓓ

Ejercicio 119

Ex

A partir del cálculo de la anchura de haz entre nulos de un array de 5 elementos separados 0.6λ alimentado con amplitudes y fases constantes, diga cuál es el ancho de haz entre nulos del mismo array alimentado con fase constante y amplitud de tipo triangular (simétrica del centro a los bordes)

a) 15º b) 20º c) 38.9º d) 66º



N=5
d=0.6 λ
Alimentación uniforme

} $\Delta\Theta_0 \longrightarrow$ amplitud decreciente $\rightarrow \Delta\Theta_\phi$

PASOS ⓪ FA(ψ) — ① ψ — ② Θ — ③ DR

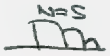
Haz — DR — Θ
(ψ ~~FA~~)

Al uniforme y d cte → caso sencillo

$|FA(\psi)| = \frac{1}{N}\left|\frac{\operatorname{sen}(N\ \psi/2)}{\operatorname{sen}(\psi/2)}\right|$

Graficamente

→ Paso ① entre nulos $FA(\psi)=0$



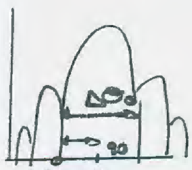
$\psi_\emptyset = 72^\circ$

→ Paso ② Hallar Θ_0 a partir de ψ_0

$\psi = kd\cos\Theta + \alpha$

como esta alimentado con fase y amplitud cte : $\alpha = C$
↓
siempre broadsi

$\psi = kd\cos\Theta \rightarrow \Theta_0 = \arccos\left(\frac{72 \cdot \frac{\cancel{\pi}}{180}}{\frac{2\cancel{\pi}}{\cancel{\lambda}} \cdot 0.6\cancel{\lambda}}\right) = 70{,}53^\circ$



Donde esta el punto máximo?

$\Theta_{max} = 0 \rightarrow 0 = kd\cos\Theta + 0$

$\Theta = 90^\circ$ (Broadside)

$\Delta\Theta_{\emptyset\,\text{UNIFORME}} = 2(90 - 70{,}53) = 38.94^\circ$

$\Delta\Theta_{\emptyset\,\text{DECRECIENTE}} > \Delta\Theta_{\emptyset\,\text{UNIFORM}}$ Ⓓ

(lo sabemos porque tenemos opciones

Ejercicio 120

Calcule el desfasaje progresivo entre elementos de un array lineal endfire de 7 elementos separados 0.4λ.

α ?

Endfire → Max $\theta = 0^\circ$

$N = 7$

$d = 0.4\lambda$

$\psi = kd\cos\theta + \alpha$

Maximo : $\psi = 0 = kd\cos\theta + \alpha$

$= \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} 0.4\cancel{\lambda} \underset{1}{\cancel{\cos 0}} + \alpha$

$\alpha = -2\pi \cdot 0.4 = -360 \cdot 0.4 = -144^\circ$

El signo es importante

Ejercicio 121

Calcule la dirección de apuntamiento (medida respecto del eje del array) de un array lineal de 7 elementos separados 0.7λ, alimentado uniformemente en amplitud y con una fase progresiva de 30°.

θ ?

$N = 7$

$d = 0.7\lambda$

$\alpha = 30^\circ$

Maximo $\psi = 0 = kd\cos\theta + \alpha$

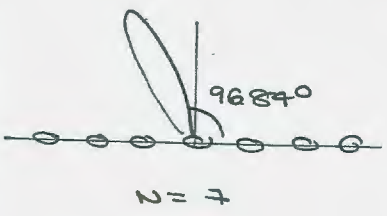
$= \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} .0.7\cancel{\lambda} \cos\theta + 30$

Lo paso a radianes

$= 2\pi \cdot 0.7 \cos\theta + 30 \cdot \frac{\pi}{180}$

Despejamos θ

$$\theta = \arccos\left(\frac{-30\frac{\pi}{180}}{2\pi \cdot 0.7}\right) = 96.84^\circ$$



Ejercicio 122

Calcule el desfasaje entre elementos de un array lineal de 7 elementos separados 0.7λ para que su lóbulo principal apunte en la dirección de 60º con respecto al eje del array.

caso particular

$d \geq \frac{\lambda}{2}$ → aparece otro lobulo principal opuesto al anterior.

α?

$d = 0.7\lambda$

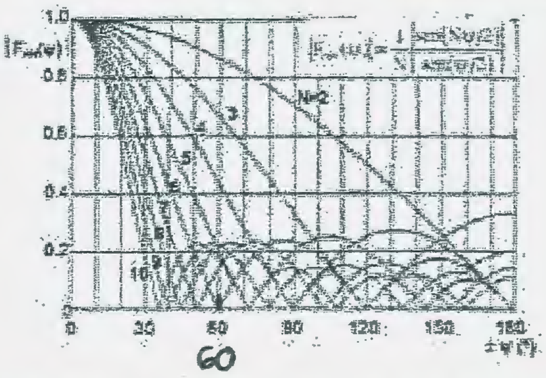
$\alpha = 60^\circ$

$$\theta = \arccos\left(\frac{-60\pi}{180 \cdot 2\pi \cdot 0.7}\right) =$$

Ejercicio 123

A partir del cálculo de la anchura de haz entre nulos de un array de 6 elementos separados 0.7λ alimentado con amplitudes y fases constantes, diga cuál es el ancho de haz entre nulos del mismo array alimentado con fase constante y amplitud de tipo triangular (simétrica del centro a los bordes)

a) 15º b) 20º c) 27.5º d) 43º



Nulos → $\Delta\theta_c$?

① Uniforme → ② Triangular ($\Delta\theta_{triang} > \Delta\theta_{unit}$)

$N = 6$

$d = 0.7\lambda$

Amplitud y fase cte → $\alpha = 0$

} Maximo $\psi = 0$ → $0 = kd\cos\theta$

$\theta = 90^\circ$ Broad

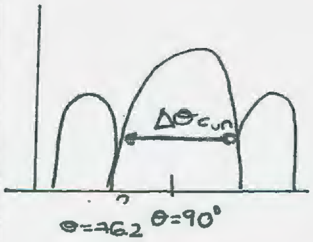
$$\hookrightarrow FA(\psi) = \frac{1}{N}\frac{\text{sen}(N\psi/2)}{\text{sen}(\psi/2)}$$

Graficamente

curva N = 6

cero del N = 6 = 60°

$$\psi_c = \frac{360}{N} = \frac{360}{6} = 60^\circ$$



$$\text{cero}: \psi_c = \frac{60 \cdot \pi}{180} = \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} \cdot 0.7\cancel{\lambda}\cos\theta_c$$

$$\theta_c = \arccos\left(\frac{60\cancel{\pi}}{180 \cdot 2\cancel{\pi} \cdot 0.7}\right) = 76.23^\circ$$

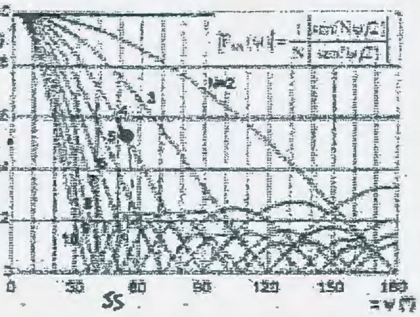
$\Delta\theta_{unit} = 2(90 - 76.23)$

$= 27.5^\circ$

como nos piden la triangular $\left[\Delta\theta_{TRIA} = \boxed{43^\circ}\right.$

Ejercicio 124

Obtenga la anchura del lóbulo principal a – 6 dB de un array lineal de 4 elementos isótropos, uniformemente alimentados en amplitud y fase y separados 0.75λ.

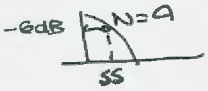


$\Delta\Theta_{-6dB}$?   FA ⟶ Ψ — Θ — DR

$N = 4$

$\alpha = 0$ (Unif) → FA conocido → Gráfica ↓ curva $N=4$

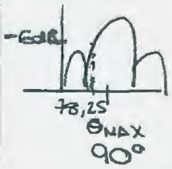
$d = 0.75\lambda$



$E_{tot} = \vec{E_0} \cdot FA$ se relaciona con campo.

Pasamos -6dB a unidades lineales $-6dB = 10^{-6/20} = 0$ ↓ "E" Ej vert

$\Psi_{-6dB} = 55°$ Mirando $\left[\begin{array}{l}\text{Eje vertical } 0{,}5 \\ \text{curva } N=4\end{array}\right]$



como $\alpha = 0$ → Broadside. $\Theta_{MAX} = 90°$

$\Psi_{-6dB} = kd\cos\Theta_{-6dB} = 55$

$\Theta_{-6dB} = \arccos\left(\frac{55 \cdot \pi}{180 \cdot 2\pi \cdot 0.75}\right) = 78.25°$

$\boxed{\Delta\Theta_{-6dB} = 2(90 - 78{,}25) = \underline{23{,}5°}}$

Ejercicio 125

¿Qué desfasaje progresivo hay que introducir entre los elementos consecutivos de un array de dipolos colineales, de una estación base de telefonía móvil a 900 MHz, para que la dirección del lóbulo principal se sitúe 6° por debajo del horizonte? La separación entre centros de dipolos es de 25 cm.

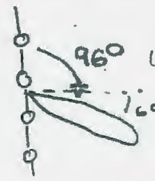
α ?

Telefonia movil – vertical

$f = 900$ MHz

Maximo: $\Theta = 96°$

$d = 25$cm.



(Da igual poner 84 que 96°)

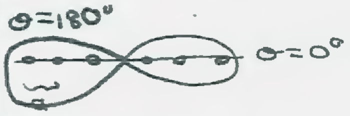
$\psi = kd\cos\Theta + \alpha$, Max ⇒ $\psi = 0 = \frac{2\pi \cdot 9\cancel{00} \cdot 10^{\cancel{6}}}{3 \cdot \cancel{10^8}} \cdot 0.25\cos 96$

$\boxed{\alpha = \frac{2\pi \cdot \overset{3}{\cancel{9}} \cdot 10^8}{\cancel{3} \cdot 10^8} \cdot 0.25(-0.104) = 0.492\,rad = \underline{28.22°}}$

Ejercicio 126

¿Qué le ocurre a un array endfire si la separación entre elementos es λ/2?

$d = \lambda/2 \rightarrow$ aparece un "grating lobe"



Misma amplitud
pero dirección opuesta

Ejercicio 127

Calcule la dirección de apuntamiento (medida respecto del eje del array) de un array lineal de 7 elementos separados 0.8λ, alimentado uniformemente en amplitud y con una fase progresiva de 30°.

θ?

$N = 7$

$d = 0.8\lambda$

$\alpha = 30°$

MAX $\Psi = 0 = kd\cos\theta + \alpha$

$$0 = \frac{2\pi}{\cancel{\lambda}} \cdot 0.8\cancel{\lambda}\cos\theta + \therefore 30\frac{\pi}{180}$$

$$\theta = \arccos\left(\frac{-30\cdot\pi}{180\cdot 2\pi\cdot 0.8}\right) = 95.98°$$

Ejercicio 128

En los modernos arrays de estaciones base de telefonía móvil de tilt (apuntamiento) variable, ¿cómo se controla la dirección de apuntamiento del haz, manteniendo fija la antena?

arrays ...antenas inteligentes
smart antenas

$\updownarrow$ tilt $\rightarrow$ apuntamiento $\rightarrow$ θ varíe

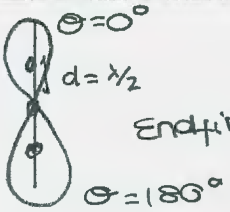
Variand α o

+

$\psi = kd\cos\theta + \alpha$

Ejercicio 129

esboce el diagrama de radiación en coordenadas polares sobre los ejes de la figura de un array lineal endfire de 3 elementos isótropos, situados sobre el eje z, excitados uniformemente y separados media longitud de onda. (No es imprescindible calcular posiciones de nulos ni niveles de lóbulos laterales)



Endfire: Max eje array

Ejercicio 130

Compare las prestaciones de un array vertical broadside con excitación uniforme con otro array vertical broadside de la misma dimensión y elementos pero con excitación decreciente del centro al borde,

a) La anchura de haz a −3 dB es mayor en el uniforme.
b) El nivel de lóbulos secundarios es mayor en el de excitación decreciente.
c) La ganancia de las dos antenas es la misma.
d) Ninguna de las anteriores es cierta

unifor
Decreciente (triangular) → + ancho lóbulo principal
lob secundario ↓

Ⓓ

Ejercicio 131

Considere un array endfire formado por 8 elementos, que pueden considerarse isótropos, separados 7 cm a 1500 MHz. ¿Cuánto vale el desfasaje entre elementos entre elementos consecutivos?

Endfire $\theta=0°$

$N=8$

$f=1500\cdot10^6$ Hz.

$d=7cm \rightarrow 0.07m$

α?

$$\text{Max } \psi = 0 = kd\cos\theta + \alpha$$

$$= \frac{2\pi \cdot 15\cdot\cancel{10^8}}{3\cdot\cancel{10^8}} \cdot 0.07\, \underset{1}{\cancel{\cos 0}} + \alpha$$

$$\boxed{\alpha = -2{,}199\,\text{rad} = -126°}$$

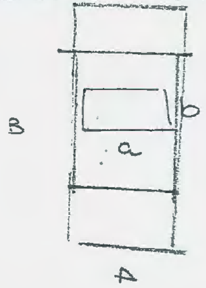
5.2 APERTURAS

Ejercicio 132

Se dispone de dos bocinas piramidales de bajo error de fase con la misma anchura plano **H** (4λ) y diferente en el plano **E** (2λ y 4λ). Diga qué afirmación es correcta:

a) La directividad de la bocina de 4λ es cuatro veces superior a la de 2λ.
b) Ambas poseen la misma anchura de haz en el plano **E**
c) El lóbulo adyacente al principal en el plano E es más baja en la de 4λ.
d) Ninguna de las anteriores es cierta

plano H → Horizontal



Bocina 1 $A_1 = A_2$

Bocina 2 $B_2 = 2B_1$

$\text{Apertura} = A \cdot B \to \text{Apertura}_2 = 2\,\text{Apert}_1$

$d\phi = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \text{Apert}\,\varepsilon_a \to d\varphi_2 = 2 d\phi_1$

a) F

b) F

c) 

$S = \frac{B^2}{8\lambda R}$ $S_2 > S_1$ $S_2 = 4S_1$ ⊜ porque con más error de fase los lóbulos adyacentes son más altos.

D) V

Ejercicio 133

Una **bocina piramidal** de 2λ x 3λ de apertura se diseña para que sea **óptima**. Diga qué afirmación es correcta en cuanto al término "óptima":

a) Su eficiencia de apertura es la mayor que se puede conseguir
b) Tiene la directividad más alta para dicha apertura.
c) Tiene los lóbulos secundarios más bajos.
d) Ninguna de las anteriores es cierta

optima $\to \varepsilon_a = 0.5$
Bocinas $\to 0.4 < \varepsilon_a < 0.8$

a) F

b) F

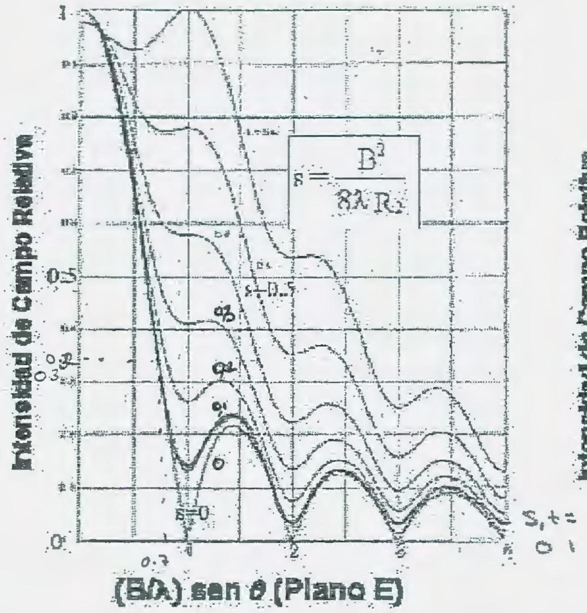
c) F

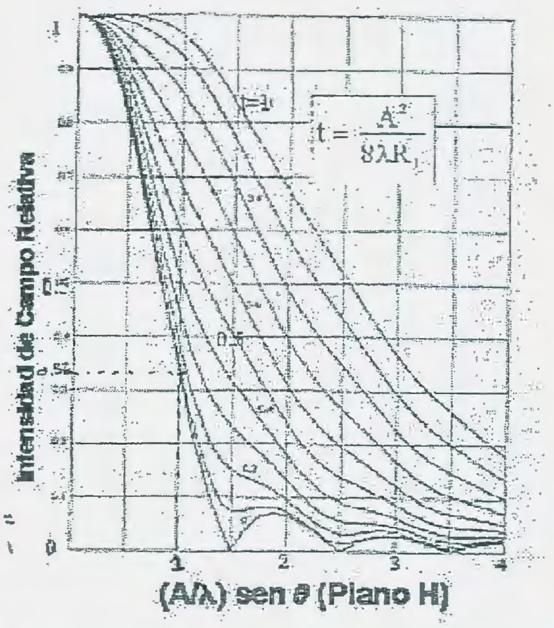
d) V No es la mejor en nada pero es un compromiso porque es compacta y tiene ε_a aceptable.

Ejercicio 134

¿Cuál debe ser la relación entre las dimensiones de la apertura (A/B) de una bocina piramidal de pared lisa, de bajo error de fase cuando se desea obtener el mismo ancho de haz a -10 dB en el plano E y en el plano H? Utilice las figuras adjuntas.

a) 2   b) 1.4   c) 1   d) 0.7





$\frac{A}{B}$

Bajo error de fase, tomamos s,t = 0.1

Eje vertica = -10dB → Pasar a lineal = $10^{-10/\circled{20}}$ = 0.32 ↓ campo relativo E

Leemos el eje horizontal $\left\{ \begin{array}{l} B/_\lambda \operatorname{sen}\theta_E = 0.7 \\ A/_\lambda \operatorname{sen}\theta_H = 1 \end{array} \right.$

$$\left. \begin{array}{l} \operatorname{sen}\theta_E = \frac{0.7\lambda}{B} \\ \operatorname{sen}\theta_H = \frac{\lambda}{A} \end{array} \right\} \frac{0.7\lambda}{B} = \frac{\lambda}{A} \longrightarrow \left[\frac{A}{B} = \frac{1}{0.7} = 1.4 \right]$$

Mismo ancho de haz
2θ
$\theta_E = \theta_H$

Ejercicio 135

Entre dos bocinas piramidales con la misma apertura, una óptima y otra de bajo error de fase, ¿cuál tiene mayor ganancia y cuál es más larga?

Dos bocinas $\left\{ \begin{array}{l} \text{1 bocina optima} \rightarrow s = \frac{1}{4} \quad t = 3/4 \\ \text{Bajo error de fase} \quad \varepsilon_a > 0.5 \end{array} \right.$

↳ Mayor ganancia - más direct

↳ larga →

Mayor longitud

La bocna optima es compacta pero no es la mejor en nada.

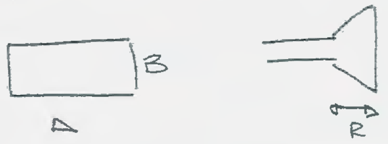
Ejercicio 136

Calcule las dimensiones correspondientes a una bocina piramidal óptima ($t=3/8$ y $s=1/4$, $\varepsilon_a=0,5$) de banda L (frecuencia = 1,5 GHz) de 20 dBi de directividad.

Bocina piramidal optima

$s=\frac{1}{4}=\frac{B^2}{8\lambda R}$ ①

$t=\frac{3}{\cancel{8}}=\frac{A^2}{8\lambda R}$ ②



$\varepsilon_a=0.5$

$f=1.5\cdot10^9\,Hz \rightarrow \lambda=\frac{c}{f}=0.2m$

$D\emptyset=20dB \rightarrow d_0=100=\frac{4\pi}{\lambda^2}\,\varepsilon_{ap}\cdot A_{apert}$

$=4\pi\frac{(1.5\cdot10^9)^2}{(3\cdot10^8)^2}\cdot A\cdot B\cdot0.5=100$ 0.2^2

$AB=\frac{100\cdot0.2^2}{4\pi\cdot0.5}=0.6366$ ③ $\rightarrow A=\frac{0.6366}{B}$

Despejamos R de ①

① $R=\frac{B^2\,\cancel{4}}{2\,\cancel{8}\lambda}=\frac{B^2}{2\lambda}$

② $R=\frac{A^2\cdot\cancel{8}}{\cancel{8}\lambda\,3}=\frac{A^2}{3\lambda}$

$\left.\right\} \frac{B^2}{2\cancel{\lambda}}=\frac{A^2}{3\cancel{\lambda}}$

Metemos ③ en la ecuacion

$\frac{B^2}{2}=\frac{0.6366^2}{3B^2} \rightarrow \boxed{B=0.72m}$

$\boxed{A=\frac{0.6366}{B}=0.88m=A}$

$\boxed{R=1{,}296m}$

Ejercicio 137

Para una bocina cónica corrugada de 4λ de diámetro de apertura y de bajo error de fase, que funciona a 10 GHz, diga qué afirmación es cierta.

a) La anchura de haz a –3dB en el plano H es mayor que en el plano E.
b) **La anchura de haz es la misma en ambos planos.**
c) Su directividad es de 22 dBi
d) Ninguna de las anteriores es cierta.

rad. dir.

rad. Ea . [illegible] 1,85

$=\frac{\lambda^2}{4\pi}G$

Como es una bocina corrugada tiene simetria de revolucion o simetria axial, su diagrama de radiación es la misma.

a) F

b) V

c) $d_\emptyset=\frac{4\pi}{\lambda^2}\,\varepsilon_{ap}\cdot A_{apert}$ $0.5<\varepsilon_a<0.8$

$10^{22/10}=\frac{4\pi}{0.3^2}\cdot\pi\cdot(2\lambda)^2\cdot\varepsilon_a \rightarrow \left[\varepsilon_a=\frac{10^{2,2}}{16\pi}=1{,}003\right]$

$\lambda=\frac{c}{f}=0.3$

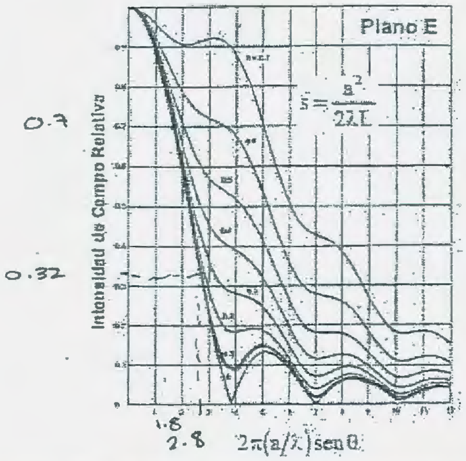
$D=4\lambda \rightarrow r=2\lambda$

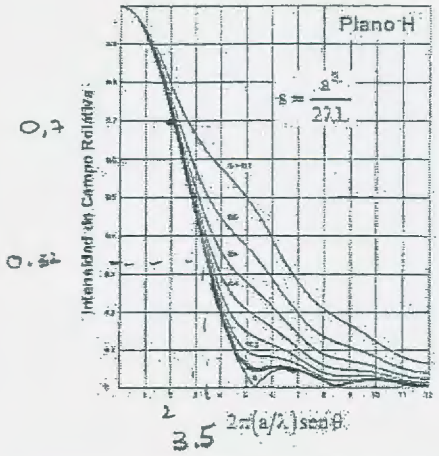
Es imposible porque $0.5<\varepsilon_a<0.8$.

Ejercicio 138

A partir de los diagramas universales de bocinas cónicas lisas:

1. Diseñe a 10 GHz una bocina de bajo error de fase para conseguir en el plano E un anchura de haz a –10 dB de 40°.
2. ¿Cuál es la anchura del haz a –10 dB en el plano H?
3. Estime su directividad a partir de los diagramas y obtenida ésta, su eficiencia de apertura.





No es corrugada ya que tenemos dos diagramas.

① Diseñe → a, R.

Bajo error de fase → $0 < s < 0.15$

↳ $s = 0.1$ queremos ser realistas.

Plano E → { Eje vertical : -10dB → Lineal 0.32

$2\theta_E = 40° \rightarrow \theta_E = 20°$

Mirando en la gráfica

Eje horizontal { $2.8 = \frac{2\pi a}{\lambda} \text{sen}\,\theta_E$ → Despejo a

$f = 10\,\text{GHz} \rightarrow \lambda = 0.03\,\text{m}$

$$a = \frac{2{,}8 \cdot 0.03}{2\pi\,\text{sen}\,20} = 0.0391\text{m} = \boxed{39{,}1\text{mm}}$$

$$s = 0.1 = \frac{a^2}{2\lambda L} \Rightarrow L = \frac{a^2}{2\lambda \cdot 0.1} = \frac{0.0391^2}{2 \cdot 0.03 \cdot 0{,}1} = 0.2548\text{m}$$

② Anchura de haz a -10dB en el plano H

$2\theta_H$? → Gráfica plano H

Eje vertical -10dB → lineal 0.32

curva $s = 0.1$

↳ Eje horizontal: $3.5 = \frac{2\pi a}{\lambda} \text{sen}\,\theta_H$

$\theta_H = 25.3°$ (Despejando de ↗

$$\boxed{2\theta_H = 50.6°}$$

③ Tenemos que tener cuidado usando esta ecuación

curva ⇒ $s = 0.1$

Eje vert -3dB → 0.7

$$d_a = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{aper}\, \underset{\downarrow ?}{\varepsilon_a}$$

$$d_0 = \frac{4\pi}{\Delta\theta\, \Delta\varphi} = \frac{4\pi}{\underset{\substack{-3dB.\\ \text{SIEMPRE}}}{\theta_E\, \theta_H \text{ en rad}}} =$$

Plano E: $\frac{2\pi a}{\lambda}$ sen $\theta_{E-3dB} = 1,8 \rightarrow \theta_{E-3dB} = 12.7^{\circ}$

Plano H: $\frac{2\pi a}{\lambda}$ sen $\theta_{H-3dB} = 2 \rightarrow \theta_{H-3dB} = 14.75^{\circ}$

$$d\phi \simeq \frac{4\pi}{\Delta\theta\,\Delta\varphi} = \frac{4\pi}{\Delta\theta_{E-3dB}\,\Delta\theta_{H-3dB}} = \frac{4\pi}{(\textcircled{2}\,12,7)\frac{\pi}{180}\,(2\cdot 14.15)\frac{\pi}{180}}$$

ojo!
Es anchura
de haz

$= 57.4$

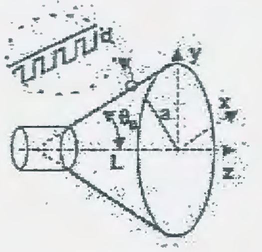
$D\phi = 17.6$ dBi

$d\phi = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_{aper}\,\varepsilon_a \rightarrow \varepsilon_a = \frac{57.4 \cdot 0.3^2}{4\pi \cdot \pi a^2} = 0.85$

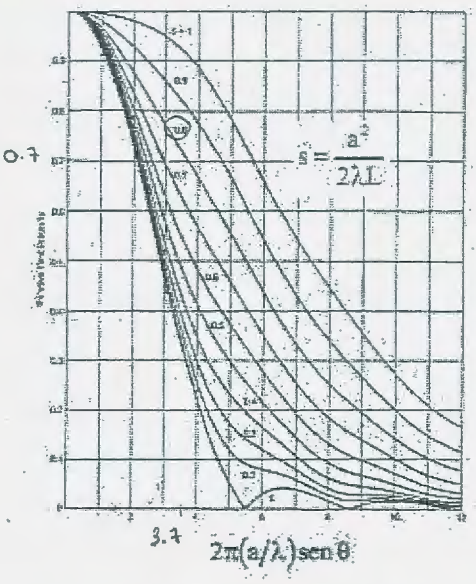
Ejercicio 139

Considere la bocina cónica corrugada de la figura funcionando a 10 GHz.

1. A partir del diagrama de radiación estime la directividad (dBi) de la bocina.
2. Estime la potencia radiada (en W) para que genere en la dirección de su eje, a una distancia de 1 km, una densidad de potencia de 0.1 mW/m^2
3. ¿Cuánto valdría la intensidad de campo eléctrico (valor de pico) a la misma distancia para un ángulo de 20° medidos desde el eje de la bocina?



a = 9 cm
L = 16.9 cm



Bocinas

corrugada – tienen incisiones. sim. revolución

$f = 10\,GHz \rightarrow \lambda = 0.03\,m.$

① $d_\phi = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{oper} \cdot \varepsilon_a$ sería una forma si tuviéramos $\varepsilon_a \rightarrow$ No es el caso.

$DR \rightarrow d_\phi = \frac{4\pi}{\Delta\theta_E \Delta\theta_\varphi}$

Gráfica

curva $\rightarrow$ $s = \frac{a^2}{2\lambda L} = \frac{0.09^2}{2\cdot 0.03 \cdot 0.169} = 0.8.$

plano

$3.7 = 2\pi \frac{a}{\lambda} \text{sen}\theta$

$\theta = \text{arcsen}\left(\frac{3.7\ 0.03}{2\pi \cdot 0.09}\right) = 11.3°$

$d_\phi = \frac{4\pi}{\Delta\theta_E\, \Delta\theta_H} = \frac{4\pi}{22.6^2 \frac{\pi^2}{180^2}} = 80.8 = 19.1\,dB$

② Prad?

$d = r = 1000\,m$

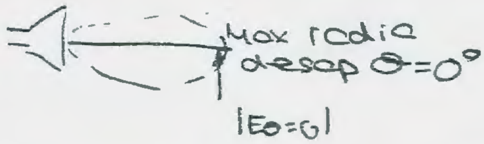
$|\langle s(1000\,m)\rangle| = 0.1\ mW/m^2 = 10^{-4}\ W/m^2$

$|\langle \bar{s} \rangle| = \frac{pire}{4\pi r^2} = \frac{Prad \cdot d_\phi}{4\pi r^2} \longrightarrow Prad = \frac{4\pi r^2 |\langle \bar{s} \rangle|}{d_\phi} = \frac{4\pi\cdot(10^3)^2\cdot}{80.8}$

$= 15.6\,W$

③

Desapuntamiento



Directividad siempre va a ser el maximo $\theta=0°$.

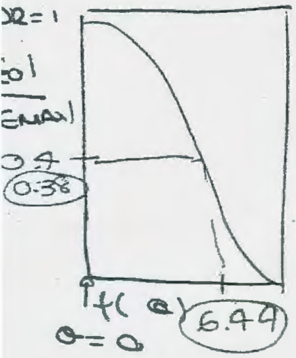
$$|<\bar{S}(1000m)>| = \frac{|E_{\theta=0}|^2}{240\pi} = 10^{-4} \longrightarrow |E_{\theta=0}| = \sqrt{10^{-4}\cdot 240\pi}$$

$$= 0.27 \text{ V/m}$$

Si $\theta=20°$
estoy radiando con menos potencia.

Para ver como varía.

DR



$\theta=20°$

Eje horizontal es dato

DATO① $\frac{2\pi a}{\lambda}\,\text{sen}\,\underset{20°}{\underset{\uparrow}{\theta}} = 2\pi\frac{0.09}{0.03}\,\text{sen}\,20 = 6.440$

DATO② curva
$s=0.8$

Eje vertical $0.38 = \frac{|E_{\theta=20°}|}{|E_{\theta=0°}|} \longrightarrow |E_{\theta=20°}| = 0.38\,|E_{\theta=0°}|$

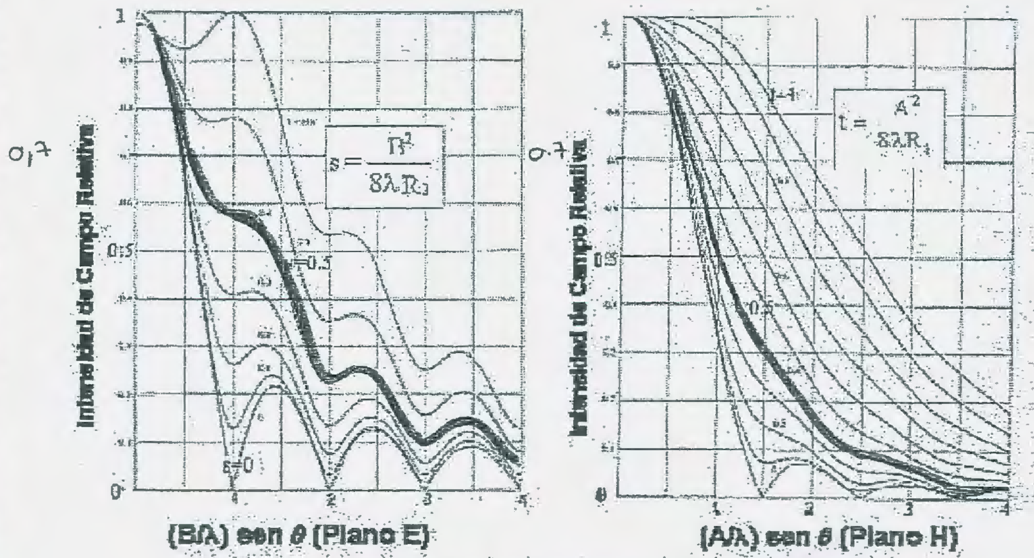
$= 0.38\cdot 0.27$

$= 0.1 \text{ V/m}$

Ejercicio 140

Considere un radioenlace sobre un lago de 30 km de vano que utiliza un transmisor con una potencia disponible de 1W funcionando a 2.5 GHz. La antena transmisora es una bocina piramidal adaptada de dimensiones A = 36 x B = 24 cm de boca y error de fase s = t = 0.4. La bocina está situada sobre un mástil de 30 metros de altura respecto al nivel del agua, con su eje situado horizontalmente.

1. Calcule las anchuras de haz a −3 dB en los planos principales y, a partir de ellas, estime la directividad de la bocina. (1p)
2. Calcule el factor F_p de potencia asociado a la reflexión, para la distancia de 30 km a 30 metros sobre el agua (1p)
3. Como antena receptora se utiliza una hélice funcionando en el modo axial de 13 dBi de ganancia, ¿cuál será el nivel de potencia disponible en su conector? (2p)



Diagramas universales bocina piramidal Plano E y Plano H.

d=30km

h=30m

logo $\rho=-1$

$P_{E_{Tx}}=1W$

f=2,5GHz

Tx A=36cm

B=24cm

s=t=0.4

① Eje vertical −3dB linea 0,7

curva s=t=0.4

Plano E: $0.6=\frac{B}{\lambda}\operatorname{sen}\Theta_E$

$$\Theta_E=\operatorname{arcsen}\left(\frac{0.6\cdot 3\cdot 10^8}{2.5\cdot 10^9\cdot 0.24}\right)$$

$\Delta\Theta_E=2\Theta_E=34.9°$

Plano H: $0.75=\frac{A}{\lambda}\operatorname{sen}\Theta_H$

$\Delta\Theta_H=2\Theta_H=29°$

$$d_0=\frac{4\pi}{34.9\frac{\pi}{180}\cdot 29\cdot\frac{\pi}{180}}=40.76$$

$D_0=16,1$ dBi

② ¿Fp?

Reflexión de suelo → $\overline{E_{Rx}}=\overline{E_d}(1+\rho e^{-jk\Delta R})$

$$k=\frac{2\pi}{0.12}=\frac{\pi}{0.06}$$

$\Delta R=\sqrt{d^2+2h^2}-d$ $=0.06m$ → Nada $=0.03m$

$k\cdot\Delta R=\pi$

$e^{-j\pi}=-$

$\overline{E_{Rx}}=\overline{E_d}(1+\rho e^{-jk\Delta R})=\overline{E_d}(1+1)=2E_d$

$$f_e=\frac{\overline{E_{Rx}}}{E_d}=2\rightarrow\boxed{F_p=20\log 2=6dB}$$

$k\Delta R=\frac{\pi}{2}$

Da=−1

Igual

qreantes

③ Rx helice

$L_{pol} = 3\,dB$

$G_{Rx} = 13\,dBi$

$P_{Rx} = P_{Tx} + \underset{\overset{\parallel}{D_0 \text{ (adaptada)}}}{G_{Tx}} - L_{el} + F_p - L_{pol} + G_{Rx}$

$\eta_{rad} = 1$

$L_{el} = 32{,}45 + 20\log 30 + 20\log 2500 = 129{,}9\ dB$

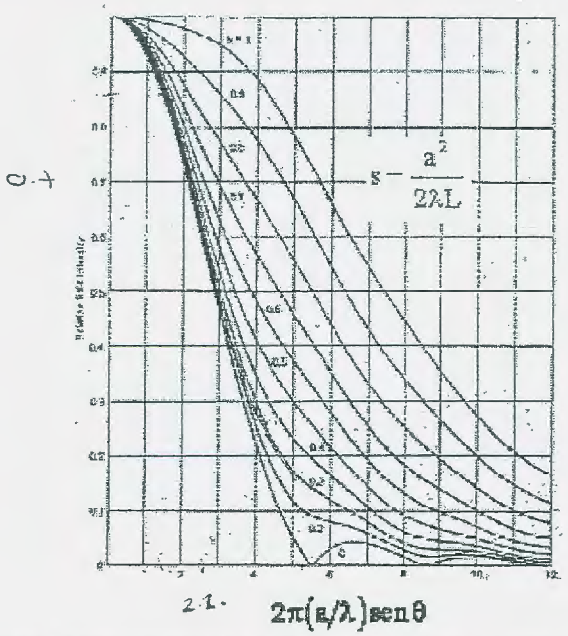
$P_{Rx} = \underset{\overset{\uparrow}{P_{Tx}}}{0} + 16{,}1 - 129{,}9 + 6 - 3 + 13 = -97{,}8\ dBW = -67{,}8\,dBm$

[illegible]

Ejercicio 141

Considere una bocina cónica corrugada de 10 cm de diámetro de apertura y 12.5 cm de longitud, funcionando a 6 GHz.

1. A partir de las anchuras de haz a –3dB, estime la directividad (dBi) de la bocina. (1p)
2. A partir de dicho valor estime la eficiencia de apertura. ¿Le parece razonable su valor? (1p).
3. Se dispone de un transmisor de 100 mW de potencia, y un receptor de –90 dBm de sensibilidad (potencia mínima necesaria para una recepción de calidad aceptable). Calcule la longitud máxima del vano de un radioenlace en espacio libre, que utilizara como antenas transmisora y receptora bocinas como la anterior (1.5p)
4. Si situamos las bocinas anteriores sobre sendas torres de 15 metros de altura, a ambos lados de un lago y separadas una distancia de 6 km, calcule la potencia recibida cuando se utiliza el transmisor del apartado anterior (1.5p)



$2\underset{\text{radio}}{a} = 10cm = 0.1m$

$f = 6\cdot10^9\ Hz \Rightarrow \lambda = \frac{3\cdot10^8}{6\cdot10^9} = 0.05m$

$L = 12.5cm \rightarrow 0.125m$

① $d\phi = \frac{4\pi}{(\Delta\theta_{-3dB})^2}$

$-3dB \xrightarrow[\text{un}]{} 0.707$

calculamos $s = \frac{a^2}{2\lambda L} = \frac{0.05^2}{2\cdot0.05\cdot0.125} = 0.2$

$2\pi\frac{a}{\lambda}\mathrm{sen}\theta = 2.2 \rightarrow \underset{\text{semiancho}}{\theta} = \mathrm{arcsen}\left(\frac{2.2\cdot\lambda}{2\pi a}\right) = 20.5^\circ$

Ancho de haz $\Delta\theta = 2\theta_{-3dB} = 41^\circ$

$d\phi = \frac{4\pi}{\left(41\cdot\frac{\pi}{180}\right)^2} = 29.54 = 13.9dB.$

② $d\phi = \frac{4\pi}{\lambda^2}\cdot\underset{\text{circulo}}{A_{aper}}\cdot\varepsilon_a = \frac{4\pi}{\lambda^2}\cdot\pi a^2\cdot\varepsilon_a$

$\varepsilon_a = 29.54\cdot\frac{0.05^2}{4\pi\cdot0.05^2} = 0.62$ si es apropiado $0.5 < \varepsilon_a < 0.8$

③ $P_{TX} = 100mW = 0.1W = 20dBm$

$S = P_{Rxmin} = -90dBm$

l_{max}? → Espacio libre

Ec Friss

$$P_{RXMIN} = P_{TX} + G_{TX} - \underset{\underset{l_{max}}{\downarrow}}{L_{el\,max}} + G_{RX}$$

Las antenas son iguales

$G_{TX} = G_{RX} = D_0$

4

$\eta_{rad} = 1$

$$P_{Rxmin} = P_{TX} + G_{TX} - (32{,}45 + 20\log f + 20\log d_{max}) + G_{RX}$$

$$20\log d_{max} = P_{TX} + 2G_{TX} - 20\log f - 32{,}45 - P_{RMIN}$$

$$= 20 + 2 \cdot 13.9 - 32{,}45 - 20lg\,6000 + 90$$

$$= X$$

despejas d_{max}

$$d_{max} = 10^{X/20} = 30{,}9km$$

3

Ejercicio 142

En un reflector parabólico, al aumentar la relación *F/D*, manteniendo el mismo alimentador:

a) Aumenta la eficiencia de spillover.
b) Aumenta la eficiencia de iluminación de la apertura. (no confundir con la global)
c) Se ensancha el lóbulo principal.
d) Se reduce el nivel de lóbulos secundarios.

$\frac{F}{D}$ ↑

Distancia focal ↑, alimentador está más lejos del reflector, ilumina + trozo del reflector

inversa. proporc

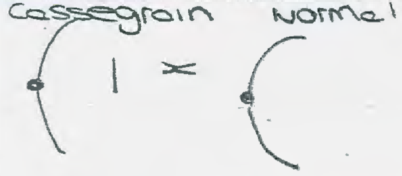
ε ilum ↑ ilumina incluso bordes.
ε desb ↓ → se desborda la señal.

a) F
b) V
c) Directividad bocina inversamente proporcional a la directividad total. (Excepto caso optimo). Pasamos a tener más iluminación. → equivale a una bocina de lóbulo más ancho (- directivo)
→ Pasamos a un reflector total + directivo (lóbulo estrecho)

Ejercicio 143

Si a una antena Cassegrain centrada e iluminada para máxima ganancia, se le cambia el alimentador por otro más directivo, diga qué afirmación de las siguientes es cierta:

a) La directividad de la antena completa aumenta.
b) La eficiencia de spillover disminuye.
c) La anchura del haz principal aumenta.
d) Ninguna de las anteriores es cierta.



Maxima ganancia (Fisico $\frac{F}{D}$, d_ϕ bocin

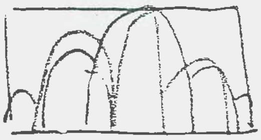
$d_\phi = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A \cdot \varepsilon$
→ $\varepsilon_1 \varepsilon_2 \varepsilon_s$
$\varepsilon_1 = \varepsilon_{spil}$
$\varepsilon_2 = ilumi$ } Inversamente proporcional

• A
• D ↓ ε ilum ↓ ¿Bordes?
inv
↑ Espil ↑ + confinado desb.

d_ϕ bocina ↑ → d_ϕ total ↓
→ Haz se ensancha
→ Lob secundario ↓

a) F
b) F
c) V
d) F

d)



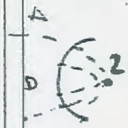
DESFALSA

Ejercicio 144

Se dispone de un reflector iluminado de manera óptima (-10 dB en el borde) por una bocina cónica corrugada cuyo diámetro de apertura es de 3λ. Diga qué ocurre cuando se sustituye esta bocina por otra de idéntico error de fase y 4λ de diámetro.

a) La directividad de la antena completa aumenta
b) El nivel de lóbulos secundarios de la antena completa aumenta
c) La anchura del haz de la antena completa aumenta
d) El rendimiento de radiación mejora.

Reflector con diseño óptimo



$2a = 3\lambda \longrightarrow 2a = 4\lambda$
↓
+ directividad
↳ total - directiva
↳ lób + ancho
↳ lób laterales + bajos

Eilum +

E desbo + spill

a) F
b) F
c) V
d) ηrad → (Zin, Rrad) Tiene que ver con los materiales no la longitud de la apertura.
F

$d = \frac{4\pi}{\phi\Delta\theta}$

Ejercicio 145

En una antena Cassegrain centrada el subreflector produce un "bloqueo" de iluminación sobre la apertura de la antena. ¿Qué efecto produce este bloqueo sobre la característica de radiación de la antena?

a) La reducción de lóbulos laterales lejanos por la radiación directa del alimentador.
b) Aumento de la ganancia.
c) Aumento del nivel del lóbulo adyacente al principal.
d) Ninguno de los anteriores.

Bloqueo

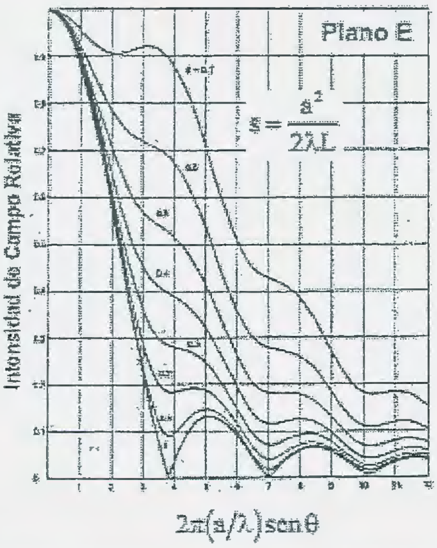
El efecto que tiene es un nivel más alto del lóbulo adyacente al principal.

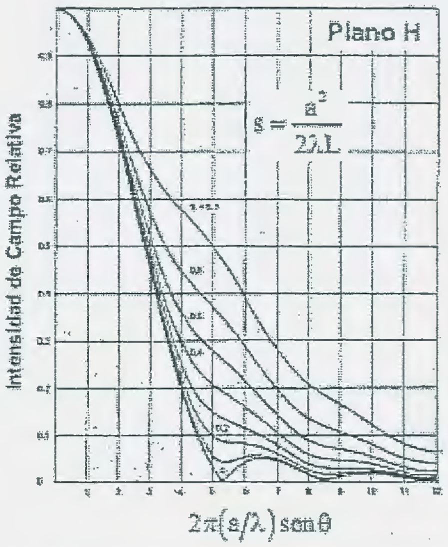
c) V

Ejercicio 146

Diseñe a 10 GHz una bocina cónica lisa de bajo error de fase para iluminar el borde de una antena reflectora Cassegrain ($F_e/D=2$) con un nivel de -10 dB en el plano E. Obtenga el radio de la bocina y el nivel de iluminación del borde del subreflector Cassegrain en el plano H.

Recuerde que $\tan(\theta_0/2)=D/(4F)$





Ejercicio 147

Se dispone de una antena reflectora offset con una relación F/D = 0.7 y diámetro de apertura proyectada de 1 metro, con una bocina cónica corrugada diseñada para máxima ganancia. A causa del viento la antena se cae y se estropea el reflector. Se quiere aprovechar el mismo alimentador para iluminar un nuevo reflector capaz de dar 3 dB menos de ganancia. Diga cómo diseñaría el nuevo reflector (diámetro del reflector y distancia focal)

Ejercicio 148

Para establecer un radioenlace de 40 km a 10 GHz, ¿qué tipo de antenas utilizaría?

a) Dipolos.
b) Antenas Yagis.
c) Reflectores.
d) Hélices.

?

f=10GHz

a) Dipolos
lineales
d) Helices

b) Yagi → Agrupación lineal → centenares de MHz.

c) Reflectores → 10GHz
(μondas)
A esa frecuencia hay bocnas y reflectores.

Ejercicio 149

Un reflector Cassegrain centrado, de 1.5 metros de diámetro posee una ganancia de 46 dBi a 15 GHz, cuando se ilumina con una bocina cónica corrugada de 20 dBi de ganancia. Si se cambia la bocina de alimentación por otra de 15 dBi de ganancia, diga cómo varían los distintos parámetros (ganancia, ancho de haz, lóbulos, eficiencias ...) de la antena reflectora.

$D = 1.5$ m.

$G = 46$ dBi $\rightarrow G_{ANTENATOTAL}$

$f = 15$ GHz.

$G_{BOCINA} = 20$ dBi $\rightarrow 15$ dBi

① ε ilum ↑ (se iluminan mas que antes los bordes)
↕ Inv. prop.
ε desb ↓

② ojo! Directividades
¿optimamente iluminado? (Diseño de máxima ganancia)

$g = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot \underset{\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2}{A_{aper}} \cdot \varepsilon_a$ → Despejamos ε. (Aperturas $0.5 < \varepsilon < 0.8$)

$\varepsilon = \frac{\lambda^2 \cdot \cancel{4} g}{\cancel{4}\pi \cdot \pi \cdot D^2} = \frac{10^{4.6} \cdot (3 \cdot 10^8)^2}{(15 \cdot 10^9)^2 \cdot \pi^2 \cdot D^2} = 0.72$ (supongo la situación de partida óptima (proxima a 0.8).

cualquier cambio → gtotal ↓ :

Ejercicio 150

Para realizar un radioenlace a 1 GHz con polarización circular, para comunicar dos edificios separados 500 metros, ¿qué tipo de antenas utilizaría?

a) Yagis.
b) Bocinas cónicas.
c) Bocinas piramidales.
d) Hélices.

$f = 10^9$ Hz.

a) F → yagis 200 - 500MHz.

b) c) Bocinas } como tiene pol circular → b) cónicas Ⓥ

d) Helices → ~~ele~~ unecl frec. baja.

Ejercicio 151

Un reflector Cassegrain utiliza como alimentador óptimo (para máxima ganancia) una bocina cónica corrugada de bajo error de fase de 3λ de diámetro. ¿Qué ocurre, para la antena completa, cuando se sustituye esta bocina por otra de la misma longitud y 4λ de diámetro?

a) Disminuye la eficiencia de spillover
b) Aumenta la eficiencia de apertura
c) Se reduce el nivel de lóbulos secundarios
d) Ninguna de las anteriores es cierta

Ejercicio 152

¿Qué ocurre si se le cambia a la antena del ejercicio anterior la bocina de iluminación por otra de 12 dBi de ganancia?

a) Disminuye la ganancia en 8 dB
b) Se reduce el nivel de lóbulos secundarios
c) Aumenta el ancho de haz del lóbulo principal
d) Ninguna de las anteriores es cierta

Ejercicio 153

Si a una antena Cassegrain centrada e iluminada para máxima ganancia, se le cambia el alimentador por otro más directivo, diga qué afirmación de las siguientes es cierta:

- a) La directividad de la antena completa aumenta.
- b) La eficiencia de spillover disminuye.
- c) La anchura del haz principal aumenta.
- d) Ninguna de las anteriores es cierta.

Maxima gonanca → no puede mejorar.

cambiamo el alimentador x uno más directivo

$\varepsilon_{ilum}\downarrow$

inv p.

$\varepsilon_{desb}\uparrow$ (radiación + confinado)

$d_{bocina}\uparrow$ $\xrightarrow{\text{inv prop}}$ $d_{total\ ret}\downarrow$ → ancho haz mayor ↑

↓

Lob secundario ↓

a) F a) F.

b) F

c) V

Ejercicio 154

Una antena Cassegrain centrada de 2 metros de diámetro, funcionando a 20 GHz, se ilumina óptimamente con una bocina de 20 dBi de ganancia. Calcule su anchura de haz a –3 dB.

$D = 2m$

$f = 20 GHz.$

$G = 20 dBi$

$$\text{Ancho de haz} = \Delta\theta_{-3dB} \simeq \frac{70\lambda}{D} = \frac{70\cdot 3\cdot 10^8}{20\cdot 10^9\cdot 2}$$

$$= 0.5°$$

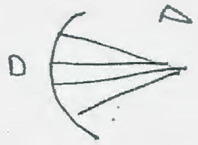
Ejercicio 155

Se dispone de un reflector iluminado de manera óptima (-10 dB en el borde) por una bocina cónica corrugada cuyo diámetro de apertura es de 3λ. Diga qué ocurre cuando se sustituye esta bocina por otra de idéntico error de fase y 4λ de diámetro.

a) La directividad de la antena completa aumenta
b) El nivel de lóbulos secundarios de la antena completa aumenta
c) <u>La anchura del haz de la antena completa aumenta</u>
d) El rendimiento de radiación mejora.

Optimo

$2a = 3\lambda \longrightarrow 2a = 4\lambda$ → Al aumentar el diametro la directividad de la bocina aumenta.



ε ilum ↓
in.p
ε desb
spilover ↑

d bocina $\xrightarrow{\text{inv. prop}}$ d total (reflector)
↑ ↓
↓
siempre que no se de dtotal ↑ (optimo)

lobulo + ancho → lob sec ↓

a) F
b) F
c) V
d) F

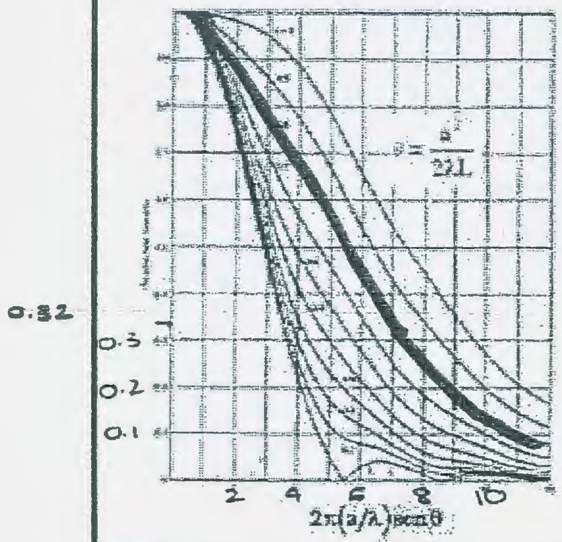
Ejercicio 156

Un reflector Cassegrain utiliza como alimentador óptimo (para máxima ganancia) una bocina cónica corrugada de bajo error de fase de 4λ de diámetro. ¿Qué ocurre cuando se sustituye esta bocina por otra de la misma longitud y 3λ de diámetro?

a) **Disminuye la eficiencia de spillover**
b) Se reduce el nivel de lóbulos secundarios
c) Aumenta el ancho de haz del lóbulo principal
d) Disminuye la eficiencia de apertura

Calcule el diámetro de la apertura de una bocina cónica corrugada, con un error de fase $s=0{,}8$, para iluminar a −10 dB el borde de un sistema Cassegrain centrado de 40 metros de diámetro con una F_e/D igual a 2 (F_e es la distancia focal del paraboloide equivalente). Frecuencia de trabajo 10 GHz.

$$\tan(\theta_e/2)=\frac{D}{4F}$$



Bocina cónica corrugada (sólo tenemos un diagrama de radiación)

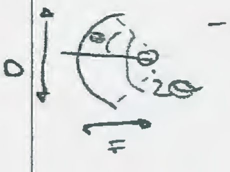
$2a$?

$s=0.8$

Reflector: $D=40$m

$\frac{F}{D}=2$

$f=10$ GHz $\rightarrow \lambda=0.03$m.



-10dB $\rightarrow$ lineal $\rightarrow 10^{-10/\textcircled{20}}=0.32$

campo

Para relacionar F, D con θ

$$tg\left(\frac{\theta}{2}\right)=\frac{D}{4F}\rightarrow\left[\theta=2\cdot arctg\left(\frac{D}{4F}\right)\right.$$

$$=2\cdot arctg\left(\frac{1}{2\cdot 4}\right)=\boxed{14.25^\circ}$$

↓ para el eje horizontal

Mirando la gráfica

$$\frac{2\pi a}{\lambda}\,sen(\theta)=7.1$$

$$2a=\frac{7.1\,\lambda}{\pi sen(14{,}25)}\left[=0.28m=\underline{D}\right]$$

Ejercicio 158

Considere un reflector parabólico iluminado para máxima ganancia. Si se sustituye por otro del mismo diámetro, pero de menor distancia focal, manteniendo el mismo alimentador...:

a) La directividad de la antena completa aumenta

b) El nivel de lóbulos secundarios de la antena completa aumenta

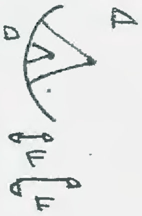
c) **La anchura del haz de la antena completa aumenta**

d) La eficiencia de apertura aumenta.

Máxima ganancia

Dist focal ↓

⇒ + directiva



+ confinada

ε_{ilum} ↓

ε_{desb} ↑

Más directiva → Reflector total - directivo

↓

lóbulo principal + ancho

↓

lóbulo secundario ↓

~~$d_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot g$~~

~~$d_\phi = \varepsilon_a \cdot A_{per} \cdot \eta_{rad}$~~

Ejercicio 159

Un reflector parabólico simple centrado, de 1 metro de diámetro posee una ganancia de 38.2 dBi a 10 GHz, cuando se ilumina con una bocina de 10 dBi de ganancia. Si se cambia la bocina de alimentación por otra de 16 dBi, ¿qué ganancia total aproximada se conseguirá?

a) 16 dBi   b) 34 dBi   c) 38.2 dBi   d) 42.2 dBi

Sit. inicial

$G_{REFL.} = 38.2$ dB

$G_{BOCI} = 10$dB

→ Situación Final

G_{REFLT} ?

$G_{BOCI} = 16$ dB

Sabemos que varía inversamente proporcional, como GBOCINA ↑, GREFL ↓ por lo que sólo nos quedan las opciones a y b.

$G_{ref} \neq 16$ dB $= G_{bocina}$ (demasiado poco.

B) V

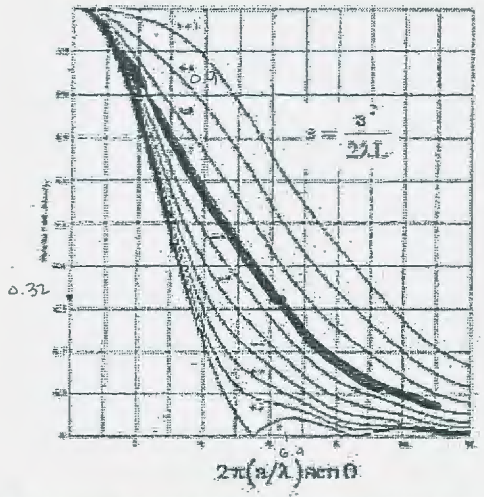
$g = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ap} \, \varepsilon$ → cambia 0,5 a 0.8

$g = \frac{4\pi \cdot \varepsilon_a \cdot A_{apert}}{\lambda^2}$

$\eta_{rad} \cdot \varepsilon_a \cdot A_{apr} = A_g = \frac{\lambda^2}{4\pi} g$

Calcule el diámetro de la apertura de una bocina cónica corrugada, con un error de fase s=0.7, para iluminar a –10 dB el borde de un sistema Cassegrain centrado de 30 metros de diámetro con una F_e/D igual a 2 (F_e es la distancia focal del paraboloide equivalente). Frecuencia de trabajo 10 GHz.

$$\tan(\theta_o/2)=\frac{D}{4F}$$



D=2a

s=0.7 (simetria de revolucion)

$2\pi\left(\frac{a}{\lambda}\right)\operatorname{sen}\theta_{-10dB}=6.4$ *

Geometric reflector

$\frac{F}{D}=2 \rightarrow \frac{D}{F}=\frac{1}{2}$

↳ $\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}=\frac{D}{4F}$

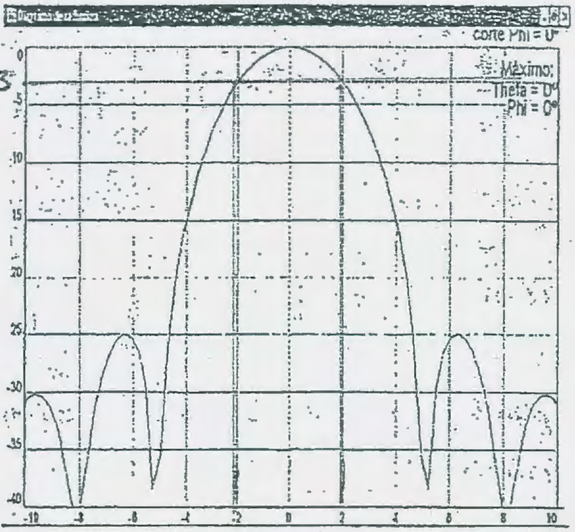
$\theta=2\operatorname{arctg}\left(\frac{1}{2\cdot4}\right)=14.25^\circ$ **

$2a=\frac{6.4\lambda}{\pi\operatorname{sen}14,25}=\frac{6.4\cdot\boxed{\frac{3\cdot10^8}{10^{10}}}^{\lambda}}{\pi\operatorname{sen}14.25}=24.8cm=0.248m$

EXÁMENES PARCIALES

Parcial 1

El satélite ASTRA (a 36000 km) recibe una señal enviada desde Tierra a 10 GHz a través de una antena de 40 dBi de ganancia. El sistema receptor tiene una figura de ruido de 4 dB. El sistema transmisor en Tierra está formado por una antena parabólica con el diagrama de radiación de la figura y un transmisor con una potencia disponible de 20 W, con una ROE entre transmisor y antena de 1.3



1. A partir del diagrama de radiación estime la ganancia de la antena transmisora en dBi.
2. Calcule la PIRE (en dBW) del transmisor.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 8 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si se produce un desapuntamiento de la antena de 2º en la antena transmisora?

$P_R = P_T + G_T + G_R - L_{bf}$

$S/N = P_R - N$

$N = 10\log(kTB)$, $T = T_a + T_{eq}$

$d = 36000\,km = 36 \cdot 10^6\,m$

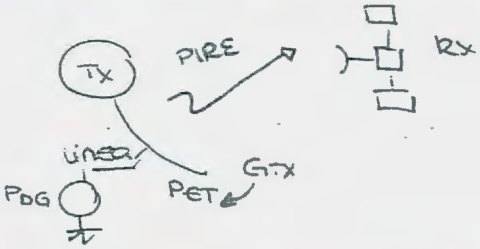
$f = 10\,GHz.$

$G_R = 40\,dBi$

$F = 4\,dB$

$P_{dis} = P_{dg} = 20\,W$

ROE = (relac onda estac) = 1.3



① G_T? A partir del diagrama de radiación → Directividad

$$d \simeq \frac{4\pi}{\Delta\theta_{-3dB}\,\Delta\varphi_{-3dB}}$$

$$d \simeq \frac{\cancel{4}\cancel{\pi}}{\cancel{4}\cdot\frac{\cancel{\pi}}{180}\cdot 4\cdot\frac{\pi}{180}} = 2578{,}31$$

NOTA:
si solo tenemos ~~dos~~ un angulo
- omnidireccional : $\varphi = 360° = 2\pi$
- Parabolicos (reflectores) simetría de revolución $\varphi = \theta$

$$\boxed{D = 10\log 2578{,}31 = 34{,}11\,dB}$$

$\eta_{rad} = \frac{g}{d_\phi} = 1$ si no la tenemos $\eta_{rad} = 1$

$g = d\phi \rightarrow \boxed{G_{TX} = D = 34{,}11\,dB}$

② PIRE = PET + GTX (en dB) → pire = pet · g

$\hookrightarrow PET = P_{DG}(1 - |\Gamma|^2) =$

Γ: $ROE = 1.3 = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|} \rightarrow 1{,}3(1-\Gamma) =$

$0.3 = 2.3\Gamma \rightarrow |\Gamma| = \frac{0.3}{2.3} = 0.13$

$= 20(1 - 0{,}13^2)$

$= \boxed{19{,}66\,W}$ Tiene que ser algo menos que PDG

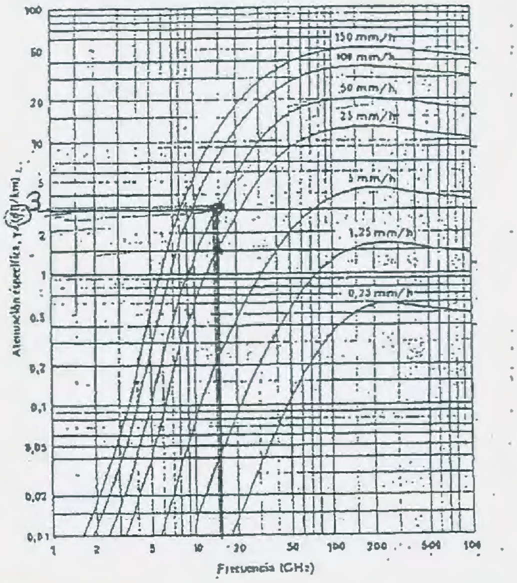
$\boxed{PIRE} = PET + GTX$

$= 10\log(19{,}66) + 34{,}11$

$= \boxed{47{,}07\,dBW}$

Parcial 2

El satélite HISPASAT (a 36000 km) recibe una señal enviada desde Tierra a 15 GHz a través de una antena de 45 dBi de ganancia. El sistema receptor tiene una figura de ruido de 4 dB. El sistema transmisor en Tierra está formado por una antena parabólica de 50 cm de diámetro y una eficiencia global del 70%.



1. Calcule la ganancia de la antena transmisora en dBi.
2. Calcule la densidad de potencia (en dBm/m2) en bornes de la antena receptora.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 5 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si durante 2 km tenemos una lluvia intensa de 50 mm/h?

$d = 36000\ km = 36 \cdot 10^6\ m$

DATO AÑADIDO

$P_{TX} = 30W$

$f = 15\ GHz \longrightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot10^8}{15\cdot10^9} = 0.02 m.$

$G_{Rx} = 45\ dBi$

$F = 4dB$

Antena TX

$D = 50m \longrightarrow r = 25m = 0.25cm$

$\varepsilon = 0.7$

Apartado 1

G_{TX}?

$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi}\cdot g$; $A_{ef} = A_{aper}\cdot\varepsilon \longrightarrow \frac{\lambda^2}{4\pi}\cdot g = A_{aper}\cdot\varepsilon$

$$g = \frac{A_{aper}\cdot\varepsilon\cdot4\pi}{\lambda^2} = \frac{4\pi\cdot0.7\cdot\pi\,0.25^2}{0.02^2} = \boxed{4317,95}\ ADIM$$

$$\boxed{G = 10\log(g_{Tx}) = 36,35 dBi}$$

Apartado 2

$$|<S>| = \frac{PIRE}{4\pi r^2} = \frac{P_{Tx}\cdot g_x}{4\pi r^2} = \frac{30\cdot4317,95}{4\pi\,(36\cdot10^6)^2} = 7,95\cdot10^{-12}\ W/m^2$$

Para pasarlo a dBW/m²

$10\log|<S>| = -110.99 = \{$ como lo queremos en dBm $+30\}$

$= \boxed{-80,99\ dBm/m^2}$

Apartado 3

$P_{Rx} = |<S>|\cdot A_{ef}$

No podemos usar $A_{ef} = A_{apert}\cdot\varepsilon$ porque en recepción no lo tenemos como dato.

$= 7,95\cdot10^{-12}\cdot\frac{\lambda^2}{4\pi}\cdot g_R$

$= 7,95\cdot10^{-12}\cdot\frac{0.02^2}{4\pi}\cdot10^{4.5} = 8,002\cdot10^{-12}\ W$

en unidades logarítmicas

$= -110,97dBW \underset{+30}{=} \boxed{-80,97 dBm}$

Parcial 3

Considere un radioenlace entre dos puntos separados 5 km a la frecuencia de 20 GHz, con polarización vertical. Utiliza como antenas transmisora y receptora antenas de 70 cm de diámetro, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB.

1) Calcule la ganancia de las antenas.
2) Calcule la potencia necesaria (en dBm) que debe proporcionar el transmisor para obtener una potencia recibida de -70 dBm en condiciones de espacio libre.
3) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 5 MHz y el valor de k=1.38 10^{-23} J/K
4) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, a lo largo de todo el camino.

$d = 5km = 5\cdot10^3$ m

$f = 20GHz.$

$D\phi = 70cm$

$\varepsilon_a = 0.7$

$F_{Rx} = 5dB$

Apartado 1

$G = 10\log\left(\frac{4\pi}{\boxed{\lambda^2}}\cdot \varepsilon A_{apert}\cdot \varepsilon\right)$

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot10^8}{20\cdot10^9} = 0.015$

$\varepsilon_a\cdot\eta_{rad}$

" 0.7 " 1

Asu
mo

$G = 10\log\left(\frac{4\pi}{0.015^2}\pi\cdot0.35^2\cdot0.7\right)$

$\boxed{G = 10\log(15045{,}66) = 41{,}77dB_i}$

Apartado 2

Potencia necesaria (en dBm)

$P_{Rx} = -70dBm = P_{Tx} + G_{Tx} - L_{el} + G_{Rx}$

$\boxed{P_{Tx}} = P_{Rx} - G_{Tx} + \boxed{L_{el}} - G_{Rx}$

$L_{el} = 32{,}45 + 20\log(5) + 20\log(20\,000)$

$= 132{,}45dB$

$= -70 \underbrace{- 41{,}77 + 132{,}45 - 41{,}77}_{} = \boxed{-21{,}09\ dBm}$

Las ganancias de recepción y transmisión son iguales.

Apartado 3

$\frac{S}{N} = P_{Rx}(dBW) - N$

$N = 10\log(kTB) = \left[\ \boxed{T} = \underset{\uparrow}{T_{ant}} + T\phi(f-1) = 250 + 290(10^{0.5}-1) = \boxed{877{,}06k}\right.$

gráfica 2.17

$\phi = 0°$ $T_{ant} = 250k$

Radioenlace

$P_{Rx} = -70dBm = \underset{-30}{}-100\ dBm$

$\boxed{\frac{S}{N}} = -100 - 10\log(1.38\cdot10^{-23}\cdot877.06\cdot5\cdot10^6)$

$= -100 - (-132{,}18) = \boxed{32.18dB}$

Apartado 4

Los cambios no afectan a la N.

$\gamma = 3dB/km$

$\boxed{\text{Lluvia} = \gamma\cdot l = \frac{3dB}{km}\cdot5 = 15dB}$

$\boxed{\frac{S}{N} = 32.18 - 15 = 17.18}$

8

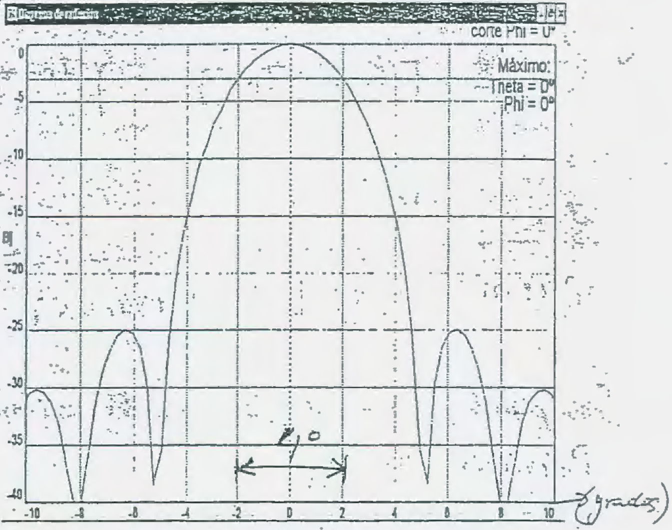
DPTO. DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

1er EJERCICIO DE EVALUACIÓN CONTINUA. MODELO C.

ALUMNO: Gonzalo José Gómez Heredia DNI: 03294300-E

El satélite ASTRA (a 36000 km) recibe una señal enviada desde Tierra a 10 GHz a través de una antena de 40 dBi de ganancia. El sistema receptor tiene una figura de ruido de 4 dB. El sistema transmisor en Tierra está formado por una antena parabólica con el diagrama de radiación de la figura y un transmisor con una potencia disponible de 20 W, con una ROE entre transmisor y antena de 1.3



1. A partir del diagrama de radiación estime la ganancia de la antena transmisora en dBi.
2. Calcule la PIRE (en dBW) del transmisor.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 8 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si se produce un desapuntamiento de la antena de 2º en la antena transmisora?

$f = 10\ GHz$

$G_{RX} = 40dBi$

$ROE = 1,3 = \frac{1+|\Gamma_T|}{1-|\Gamma_T|} \Rightarrow |\Gamma_T| = 0,13$

$P_{DT} = 20W$; $P_{ET} = P_{DT}\left[1-|\Gamma_T|^2\right] =$

$= 20\left[1-(0,13)^2\right] = 19,66W$

$\overset{\uparrow}{P_{TX}}$

1.-) ¿G_{TX}?

$$G_{TX} = \eta_{RAD} \underset{\substack{\uparrow \\ \eta_{RAD} \simeq 1}}{D_T} \triangleq D_T = \frac{4\pi}{\theta_{3dB,1}\,\theta_{3dB,2}} = \frac{4\pi}{\left(\frac{4\cdot\pi}{180}\right)^2} = 2578,31 \Rightarrow$$

$\hookrightarrow$ pasamos los 4° a radianes

$G_{TX}(dBi) = 10\log 2578,31 = 34,11\ \underline{dBi}$

2

2.-) ¿PIRE?

$PIRE(\theta,\phi) = G_{TX}(\theta,\phi)\,P_{ET} \Rightarrow PIRE(dBW) = P_{TX}(dBW) + G_{TX}(dBi) =$

$= 10\log(19,66) + 34,11 = \underline{47,04\ dBW}$

2

DPTO. DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES

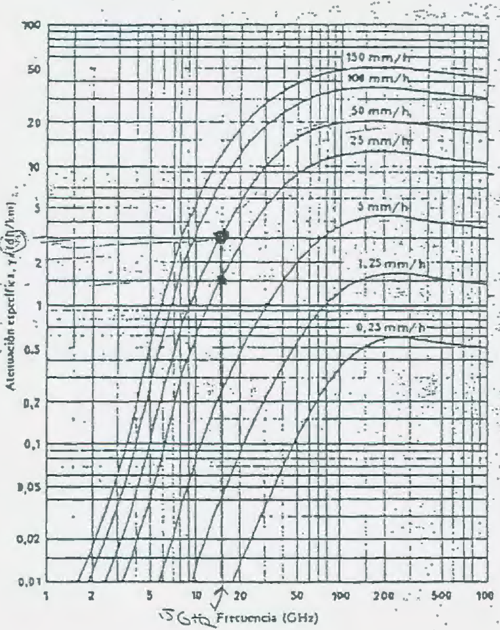
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

1er EJERCICIO DE EVALUACIÓN CONTINUA. MODELO H.

ALUMNO: Carlos González Marino DNI: [redacted]

$P_{TX} = 30W$

El satélite HISPASAT (a 36000 km) recibe una señal enviada desde Tierra a 15 GHz a través de una antena de 45 dBi de ganancia. El sistema receptor tiene una figura de ruido de 4 dB. El sistema transmisor en Tierra está formado por una antena parabólica de 50 cm de diámetro y una eficiencia global del 70%.



1. Calcule la ganancia de la antena transmisora en dBi.
2. Calcule la densidad de potencia (en dBm/m2) en bornes de la antena receptora.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 5 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si durante 2 km tenemos una lluvia intensa de 50 mm/h?

A_{apert} = Apertura física

$\boxed{1}$ $\varepsilon_g = 0{,}7$ Diámetro = 50cm Radio = 25cm = 0,25m

Ahora sé que $\underset{\pi r^2}{A_{emax}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$ y $A_{emax} = \eta_{rad}\, \varepsilon_a\, A_{apert}$

$\lambda = \frac{c}{f} = 0{,}02m$ $A_{apert} = \pi (0{,}25)^2 = 0{,}196 m^2$ $\varepsilon_a = 0{,}7$ η_{rad} aprox a 1

Ahora igualamos las fórmulas $\frac{\lambda^2 G}{4\pi} = \eta_{rad}\, \varepsilon_a\, A_{apert} \Rightarrow$

$\frac{(0{,}02m)^2 G}{4\pi} = 1 \cdot 0{,}7 \cdot 0{,}196 m^2 \Rightarrow G = \frac{0{,}7 \cdot 0{,}196 m^2}{(0{,}02)^2 m^2} 4\pi =$ ✓

$G = 4310{,}2 \rightarrow G_{TX}(dB) = 36{,}34$ dBi

G_{TX}: Ganancia transm P_{TX}: Pot transm

$\boxed{2}$ Calculo la $\langle S \rangle$ en el receptor

$\langle S \rangle = \frac{G_{TX} P_{TX}}{4\pi r^2} = \frac{4310{,}2 \cdot 30}{4\pi r^2} = \left[\text{Donde } r = 36000km \right] =$

$\langle S \rangle = 7{,}9 \cdot 10^{-12} w/m^2$, $\langle S \rangle = -81$ dBm/m^2

2

$P_{TX} = 30W = 44{,}7$ dBm (DATO)

$\boxed{3}$ Aplico Friis

$P_{RX} = P_{TX} + G_R + G_T - 20\log\left(\frac{4\pi R}{\lambda}\right) = 44{,}7 \text{ dBm} + 36{,}34 \text{ dBi} + 45 \text{ dBi} - 20\log\left(\frac{4\pi (36000000)}{0{,}02}\right)$

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 23 de noviembre de 2009. Ejercicio de control GRUPO 44T.

Alumno (Apellidos y nombre): Virginia López Caro DNI: 5111 4057 - F

Considere un radioenlace entre dos puntos separados 5 km a la frecuencia de (20+N) GHz, (donde N es la última cifra del DNI), con polarización vertical. Utiliza como antenas transmisora y receptora antenas de 70 cm de diámetro, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB.

✓ 1) Calcule la ganancia de las antenas.
2) Calcule la potencia necesaria (en dBm) que debe proporcionar el transmisor para obtener una potencia recibida de -70 dBm <u>en condiciones de espacio libre.</u>
3) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 5 MHz y el valor de $k=1.38\ 10^{-23}$ J/K
4) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, a lo largo de todo el camino.

(1) $$g_{RX} = g_{TX} = \frac{4\pi}{\lambda^2}\pi r^2 \varepsilon a = \left\{ \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot 10^8\ m/s}{(20+7)\cdot 10^9 s} = 1'11\ cm \right\} = \frac{4\pi}{\lambda^2}\pi\left(\frac{70\ cm}{2}\right)^2 \cdot 0'7 =$$ ✓

$$= \frac{4\pi^2}{(1'11\ cm)^2}\cdot(35\ cm)^2 \cdot 0'7 = 27475'64 \equiv 44'39\ dB$$

(2) $P_{RX} = -70\, dBm$

$d = 5\ Km = 5\cdot 10^3 m = 5\cdot 10^5 cm$
$\lambda = 1'11\ cm$

$$P_{RX} = P_{eTX} + G_{TX} + G_{RX} - 20\log\frac{4\pi d}{\lambda}$$

$$P_{eTX} = P_{RX} - G_{TX} - G_{RX} + 20\log\frac{4\pi d}{\lambda} = -70dBm - 44'39dB - 44'39\,dB +$$ ✓ 2,5

$$+ 20\log\left(\frac{4\pi\cdot 5\cdot 10^5}{1'11}\right) = -70\,dBm - (2\cdot 44'39) + 135'06 = -23'72\ dBm$$

(3) $$\left.\frac{S}{N}\right]_{RX} = \frac{P_{RX}}{KB_f\underbrace{(T_a+T_r)}_{T}} = \left\{\begin{array}{l} T_r = T_0(f_r - 1) = 290(10^{5/10} - 1) = 627'06\,K \\ T_a\text{; como estamos en ondas microondas, podemos estimarla (viendo la gráfica) en unos } 10^{\circ}K \text{ (valor medio).} \end{array}\right\} =$$

$$= \frac{10^{-\frac{70}{10}}\cdot 0'001\,W}{1'38\cdot 10^{-23}\cdot 5\cdot 10^6 (627'06 + 5^{\circ}K)} = 2272'94 \equiv 33'5\ dB.$$

NO /// (interpreta mal la gráfica) 2

(4) 25 mm/hora, f = 27 GHz $\Big\}$ $\gamma \simeq 5\frac{dB}{Km} \Rightarrow 5\,Km \Rightarrow L = 25\,dB = \frac{1}{F_p}$

$$P'_{RX} = P_{eTX} + G_{TX} + G_{RX} - 20\log\frac{4\pi d}{\lambda} - F_p = -23'72 + (2\cdot 44'39) - 135'06 - \frac{1}{25} =$$

$$\frac{S}{N} = \frac{P'_{RX}}{kB_f T} = \frac{0'001\cdot 10^{-\frac{70'04}{10}}}{KB_f T} =$$

0,5

7

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 23 de noviembre de 2009. Ejercicio de control GRUPO 44T.

Alumno (Apellidos y nombre): DOMINGO REBOLLO, JUAN DNI: [redacted]

Considere un radioenlace entre dos puntos separados 5 km a la frecuencia de (20+N) GHz, (donde N es la última cifra del DNI), con polarización vertical. Utiliza como antenas transmisora y receptora antenas de 70 cm de diámetro, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB.

1) Calcule la ganancia de las antenas.
2) Calcule la potencia necesaria (en dBm) que debe proporcionar el transmisor para obtener una potencia recibida de -70 dBm en condiciones de espacio libre.
3) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 5 MHz y el valor de $k=1.38\ 10^{-23}$ J/K Supones reflexion despreciable (h ↑↑)
4) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, a lo largo de todo el camino.

$f=26$ GHz
$d=5$ km
$\varepsilon_a=0'7$
$F=5$ dB

$\frac{\eta_{rad}}{T}$

1) $A_{e max}=\eta_{rad}\cdot\varepsilon_a\cdot A_{aper}=\eta_{rad}\cdot 0'7\cdot\pi\cdot(0'7\,m)^2$

Suponemos un rendimiento alto $\eta_{rad}=0'95$

1'5

$A_{e max}=1'023687966\ m^2$

$A_{e max}=\frac{\lambda^2}{4\pi}G_0 \Rightarrow \lambda=\frac{c}{f}=\frac{3\cdot10^8\,m/s}{26\,GHz}=\frac{3}{260}\,m$

$\Rightarrow G_0=49'851$ dBi

2) Suponiendo que la orientación es perfecta y hay adaptación total (no nos ~~dan datos de Γ_T, Γ_R~~ ni orientación)

FRISS:

$$\frac{P_{DR}}{P_{ET}}=G_T(\theta,\phi)\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2G_R(\theta,\phi)\longrightarrow \underset{(dBm)}{P_{DR}}=P_{ET}(dBm)+20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)+G_T(dBi)+G_R(dBi)$$

1'1

$P_{DR}=-70$ dBm $\longrightarrow P_{ET}(dBm)=-70dBm+134'72064-2\cdot(49'851)$

$\boxed{P_{ET}=-34'981\ dBm}$

3) Suponemos $T_a(f=26GHz)\cong 50°K$ NO / julio ~~$F=T$~~ $T_{RX}=(F_{RX}-1)T_0$ 3'16

$N=k(T_a+T_{eq_{RX}})BW_{ruido}\Rightarrow\boxed{-103'303dBm}$ $T_{RX}=627'06\,K$

⊛ ¿Por qē se producen fenómenos de desvanecimiento de señal durant la noche en onda media (1MHz) a distancias de decenas de Km de las antenas de radiodifusión transmisoras?

Porqe la onda ionosférica a 1MHz, con atenuación en la capa D mucho menor durante la noche, llega con intensidad suficiente al suelo después de reflejarse e interfiere con la onda de superficie de su propia emisora. A la distancia en qe ambas señales son de amplitudes similares, se producen desvanecimientos cuando llegan en oposición de fase.

⊛ Un radioenlace a 30GHz de 20Km de distancia se ve afectado por una lluvia de 25 litros/hora. Comente los efectos sobre el mismo.

A 30GHz el efecto de la lluvia es apreciable: provoca atenuación de la señal, despolarización de la señal, aumento del nivel de ruido.

⊛ Explique por qē no se escuchan durante el día las emisoras de onda media situadas a larga distancia del receptor.

Por la alta atenuación qe introduce la capa D de la ionosfera durant el día. Durante la noche dicha capa casi desaparece y la atenuación se reduce considerablemente, permitiendo grandes alcances en la frecuencia de onda media.

⊛ En propagación por onda ionosférica explique qē es la frecuencia ópti de trabajo y de qē depende. Explique por qē esta frecuencia varía a lo largo de las horas del día.

La frecuencia óptima de trabajo se corresponde al 85% de la MUF (máxima frecuencia utilizable), con lo qe depende de la frecuencia crítica y del ángulo de incidencia en la ionosfera para el enlace. No conviene qe sea más alta para evitar qe no se refleje el rayo en la ionosfera ni más baja para minimizar la atenuació. Varía a lo largo de las horas del día porqe lo hace la frecuencia crítica.

9

DPTO. DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES

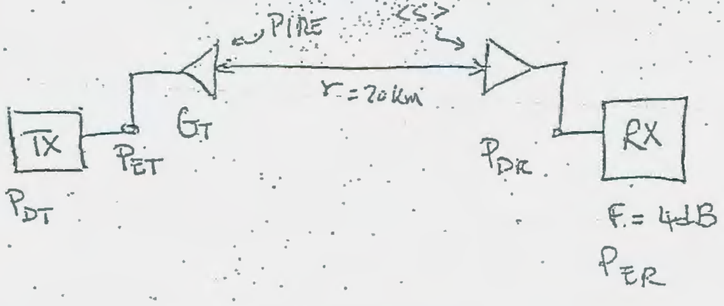
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

1er EJERCICIO DE EVALUACIÓN CONTINUA. MODELO B.

ALUMNO: BATUL MAAROUF RAJAB DNI: 02725335L

Se tiene un radioenlace con un equipo transmisor que entrega a la antena una potencia de 4 mW. que se radia con una antena de 40 dBi de ganancia a 12 GHz y polarización lineal. El sistema receptor, situado a 20 km del transmisor, está formado por una antena parabólica de un 80 cm de diámetro y una eficiencia total de 70%, y un equipo receptor con una figura de ruido de 4 dB. [redacted]

1. Calcule la densidad de potencia (en dBm/m2) en bornes de la antena receptora.
2. Calcule la ganancia de la antena receptora en dBi.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 10 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si se produce un giro de la antena de 5º en el plano perpendicular al enlace (no hay desapuntamiento)? ¿Qué pérdidas habría si la polarización de ambas antenas fuera circular a izquierdas y se produjera dicho giro de 5º?



$P_{ET} = 4mW \equiv 6'02\, dBm$

$G_T = 40 dBi$

$f = 12GHz \qquad \lambda = \frac{c}{f}$

$$\boxed{\lambda = \frac{3\cdot10^8}{12\cdot10^9} = 0'025 m = 2'5 cm}$$

① $$\langle S \rangle = \frac{PIRE}{4\pi r^2}$$

$$PIRE = P_{ET}\cdot G_T = \left\{ \begin{array}{l} P_{ET} = 4mW \\ G_T = 40dBi \\ \quad = 10^4 \end{array} \right\} = 40 W \Rightarrow \langle S \rangle = \frac{40}{4\pi\cdot(20\cdot10^3)^2} = 7'95\cdot10^{-9} W/m^2$$

$$= 7'95\cdot10^{-6} mW/m^2$$

✓

$$\boxed{\langle S \rangle = 10 \log 7'95\cdot10^{-6} = -50'99 \; dBm/m^2}$$

② Calculamos la ganancia de la antena receptora a partir del área equivalente de absorción:

$$A_{emax} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_0 = \eta_r \, \varepsilon_a \cdot A_{apertura} \Rightarrow G_0 = \eta_r \varepsilon_a \frac{4\pi}{\lambda^2} \pi \left(\frac{D}{2}\right)^2$$

* Eficiencia total = $e_r \cdot e_a$ =

D = 80 cm

$$G_0 = \frac{0'7 \cdot 4\pi^2}{(2'5)^2}\left(40\right)^2 = 7074'53$$ ✓ 2

$$\boxed{G_0\,[dBi]} = 10 \log 7074'53 = \overline{\underline{38'49\ dBi}}$$

③ $$\boxed{P_{DR} = P_{ET} \cdot G_T \cdot G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2}$$

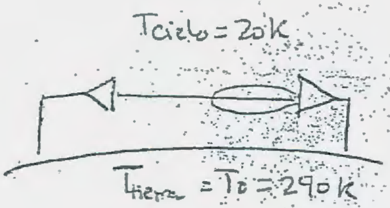
Pérdidas espacio libre

$$P_{DR}\,[dBm] = P_{ET}\,(dBm) + G_T(dBi) + G_R(dBi) + \overbrace{20 \log \frac{\lambda}{4\pi r}} =$$

$$= 6'02 + 40 + 38'49 + 20 \log \frac{0'025}{4\pi \cdot (20 \cdot 10^3)} = \boxed{-55'53\,dBm} = 2'79 \cdot 10^{-9}\ W$$

✓ 2

④



$$T_a = \frac{1}{\Omega_A}\int_{4\pi} T_B(\theta,\varphi)\, f(\theta,\varphi)\, d\Omega$$

Es una ponderación de la integral de la radiación de brillo que recibe, por lo que la podemos aproximar por la media entre la Tcielo y Ttierra ✓

$$\boxed{T_a = 155\,K}$$

$$(S/N)_o = \frac{P_{DR}}{k B_f T} = \frac{P_{DR}}{k B_f (T_a + T_{RX})} = \frac{2'79 \cdot 10^{-9}}{k B_f (438'44 + 155)} = 34180'10$$

✓

$$T_{RX} = (f - 1) T_0 = (10^{0'4} - 1)\,290 = 438'44\ K$$

$B_f = 10$ MHz $\quad k = 1'38 \cdot 10^{-23}$ J/K

$$\boxed{(S/N)_o = 45'33\ dB}$$

2

⑤ Habría pérdidas por desacoplo de polarización $= 20 \log |\hat{e}_T \hat{e}_R| =$

$$= 20 \log \cos^2\theta = -42'36\ dB$$

20log cos(5)

✓

$$\theta = 5° = \frac{5\pi}{180}\ rad$$

Si ambas tienen pol. circular a izquierdas ⇒ FPP = 1

⇒ No hay pérdidas

7

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 23 de noviembre de 2009. Ejercicio de control GRUPO 44T.

Alumno (Apellidos y nombre): DOMINGO REBOLLO, JUAN DNI: [redacted]

Considere un radioenlace entre dos puntos separados 5 km a la frecuencia de (20+N) GHz, (donde N es la última cifra del DNI), con polarización vertical. Utiliza como antenas transmisora y receptora antenas de 70 cm de diámetro, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB.

1) Calcule la ganancia de las antenas.
2) Calcule la potencia necesaria (en dBm) que debe proporcionar el transmisor para obtener una potencia recibida de -70 dBm en condiciones de espacio libre.
3) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 5 MHz y el valor de k=1.38 10^{-23} J/K. Suponer reflexión despreciable (h ↑↑)
4) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, a lo largo de todo el camino.

$f = 26\,GHz$ $\quad \eta_{rad}$

$d = 5\,km$ $\quad T$

$\varepsilon_a = 0'7$

$F = 5\,dB$

1) $A_{emax} = \eta_{rad} \cdot \varepsilon_a \cdot A_{apar} = \eta_{rad} \cdot 0'7 \cdot \pi \cdot \left(\boxed{0'7\,m}\right)^2$

Suponemos un rendimiento alto $\eta_{rad} = 0'95$

1,1

$A_{emax} = 1'02368 7966\ m^2$

$A_{emax} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_0 \Rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8\,m/s}{26\,GHz} = \frac{3}{260}\,m$

$$\underline{G_0 = 49'851\ dBi}$$

2) Suponiendo que la orientación es perfecta y hay adaptación total (no nos dan datos de Γ_T, Γ_R ni orientación)

FRISS:

$$\frac{P_{DR}}{P_{ET}} = G_T(\theta,\phi)\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 G_R(\theta,\phi) \longrightarrow P_{DR}(dBm) = P_{ET}(dBm) + 20\log\left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right) + G_T(dBi) + G_R(dBi)$$

2,1

$P_{DR} = -70\ dBm \Longrightarrow P_{ET}(dBm) = -70\,dBm + 134'72064 - 2\cdot(49'851)$

$$\boxed{P_{ET} = -34'981\ dBm}$$

3) Suponemos $T_a(f = 26\,GHz) \simeq$ 50° K NO / Julio ~~f~~ $T_{Rx} = (\overset{3'16}{F_{Rx}} - 1)T_0$

k λ_{T-R} $N = k(T_a + T_{eq_{Rx}})\,BW_{ruido} \Rightarrow \boxed{-103'303\,dBm}$ $\quad \underline{T_{Rx} = 627'06\,K}$

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 20 de noviembre de 2005. Ejercicio de control.

Alumno (Apellidos y nombre): Villar García, César DNI: 46837100

Considere un sistema de comunicaciones geoestacionario (36000 km) vía satélite a 15 GHz con polarización vertical. Utiliza como antena receptora una antena de 2 metros de diámetro en Tierra, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB. El satélite transmite con una PIRE de (50+N) dBW, donde N es la primera cifra del DNI, en la dirección del enlace.

1) Calcule la potencia recibida.
2) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 1 MHz y k=1.38 10^{-23} J/K
3) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, en una distancia en la atmósfera de 3 km.
4) ¿Cuánto varía la potencia recibida si se produce un giro de la antena receptora de 20º en la dirección perpendicular al enlace (no cambia la dirección del máximo)? ¿Cuál es la causa de estas pérdidas adicionales?

1/. primero calculamos cual es la densidad de pot. que llega desde el satelite.

$$<S_i(r,\theta,\varphi)> = \frac{PIRE}{4\pi r^2} = 1,542357801 \cdot 10^{-11} \ W/m^2.$$

PIRE = 54 dBW → a naturales

por otro lado sabemos que $\Delta_e(\theta,\varphi) = \frac{PDR}{<S_i(r,\varphi,\theta)>}$ donde PDR es lo que nos piden

$$\Delta_{e\,max} = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{suponemos } 1}}{\eta_{rad}} \cdot \underset{\substack{\uparrow \\ 0,7}}{E_a} \cdot \underset{\substack{\uparrow \\ \pi R^2 = \pi \cdot 1^2 = \pi}}{\Delta_{apertura}}.$$

PDR = potencia disponible en recepción = $3,391821956 \cdot 10^{-11}$ W

Sea −104,6956695 dBW ✓

✓

2/ sabemos que.

$$\frac{S_0}{N_0} = \frac{PDR}{k \cdot B_F (T_a + T_{rx})};$$

donde $T_{rx} = T_0(\underset{\substack{5\,dB \\ \uparrow}}{F_{rx}} - 1) = 290K \cdot 2 = \overset{2,162 \quad 627,0605214 K}{~~1160 K~~}.$

$T_a =$

$B_F = 1$ MHz

... luego lo pasamos a dB

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 23 de noviembre de 2009. Ejercicio de control GRUPO 44T.

Alumno (Apellidos y nombre): GARCÍA BARQUERO, INÉS DNI: 05890272-J

Considere un radioenlace entre dos puntos separados 5 km a la frecuencia de (20+N) GHz, (donde N es la última cifra del DNI), con polarización vertical. Utiliza como antenas transmisora y receptora antenas de 70 cm de diámetro, con eficiencia de apertura de 0.7. El receptor tiene una figura de ruido de 5 dB.

1) Calcule la ganancia de las antenas.
2) Calcule la potencia necesaria (en dBm) que debe proporcionar el transmisor para obtener una potencia recibida de -70 dBm en condiciones de espacio libre.
3) Calcule la relación Señal a ruido, si el ancho de banda de ruido es de 5 MHz y el valor de $k=1.38\cdot10^{-23}$ J/K.
4) Estime la reducción de la relación S/N cuando se produce una lluvia intensa de 25 mm/hora, a lo largo de todo el camino.

1) $d = 5\,Km$

$f = 20+2 = 22\,GHz$

$\varnothing = 70\,cm = 0'7\,m$

$\varepsilon_a = 0'7$

$F = 5\,dB$

$G = \boxed{\frac{4\pi}{\lambda^2}}\cdot A_{ap}\cdot\varepsilon_a\cdot\cancel{\eta_{rad}}^{1}$ ✓ 2,5

$\rightarrow \lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot10^8}{22\cdot10^9} = 0'0136$

$\rightarrow A_{ap} = \pi\cdot(\varnothing/2)^2 = 0'3848$

$\rightarrow \varepsilon_a = 0'7$

$G = 18\,300'59 \rightarrow G = 10\log G = 42'6\,dBi$

---

2) $P_{Rx} = -70\,dBm$

$P_{Rx} = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - \overbrace{20\log\frac{4\pi d}{\lambda}}^{\text{Pérdidas espacio libre}}$

$-70 = P_{Tx} + 42'6 + 42'6 - \underbrace{20\log\frac{4\pi\cdot5\cdot10^3}{0'0136}}_{133'29}$ 2,5

$P_{Tx}(dBm) = -70 - 42'6 - 42'6 + 133'29 = ~~20\,dBm~~ -21'9\,dBm$

3) $B = 5\,MHz$

$S/N = \frac{P_{Rx}}{k\cdot B\cdot(T_a+T_{Rx})} =$

$P_{Rx} = -70\,dBm = 10^{-70/10} = 10^{-7}\,mW = 10^{-10}\,W$

$T_a = T_0 = 290\,K$ ¿Porqué?

$T_{Rx} = T_0\,(f-1) = 290\,(10^{0'5}-1) = 627\,K$

2

$S/N = \frac{10^{-10}}{1'38\cdot10^{-23}\cdot5\cdot10^6\cdot917} = 1586'45 \rightarrow S/N\,(dB) = 31'98\,dB$

8 |)

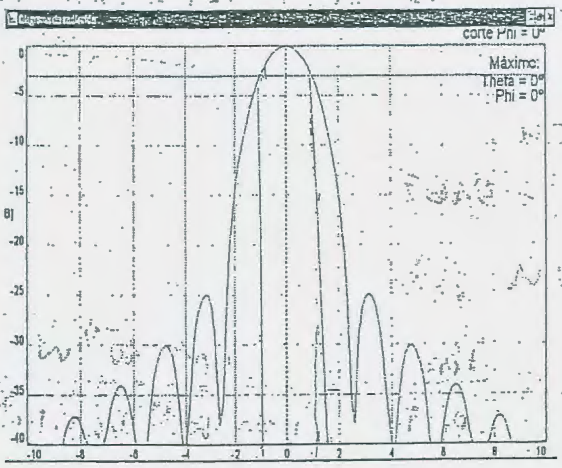
DPTO. DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

1er EJERCICIO DE EVALUACIÓN CONTINUA. MODELO E.

ALUMNO: GUILLERMO CUADRIZO TOME DNI: 70552348 G

Se quiere diseñar un radioenlace que utiliza dos antenas iguales, cuyo diagrama de radiación es el de la figura. La separación entre antenas es de 10 km y la frecuencia de trabajo 12 GHz. La potencia entregada por el transmisor es de 1mW. La figura de ruido del equipo receptor es de 5 dB.



1. A partir del diagrama de radiación, estime la ganancia de las antenas en dBi.
2. Calcule la densidad de potencia en bornes de la antena receptora (en dBm/m2)
3. Por efecto del viento se produce un desapuntamiento de 1º en la antena receptora ¿Cuál es la ganancia de dicha antena en la dirección del enlace?
4. En este caso, calcule la potencia recibida en dBm.
5. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 10 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).

✓2

10log(10313'24)

①

$$G_0 \simeq D_0 = \frac{4\pi}{\theta_{1r}\cdot\theta_{2r}} = \frac{4\pi}{\frac{1^\circ\cdot 2\pi}{180}\cdot\frac{1^\circ\cdot 2\pi}{180}} = 10313'24 \equiv \boxed{40'13\,dBi}$$

✓2

10log(8'207·10^{-6})

②

$$G_0 = 4\pi r^2\,\frac{\langle S\rangle}{P_{ET}} \rightarrow \boxed{\langle S\rangle = P_{ET}\cdot G_0\cdot 4\pi r^2} =$$

$$= 10^{-3}(W)\cdot 10313'24\cdot 4\pi\cdot(10000)^2 = 8'207\cdot 10^{-9}\ w/m^2 \equiv -50'85\ dBm/m^2$$

$\alpha = 1^\circ$

③

$$fpp = -20\log(\cos\alpha) = 1'32\cdot 10^{-3}\ dB \rightarrow$$

$$\rightarrow G_{Rx} = 40'13\ dBi - 1'32\cdot 10^{-3}\ dB = 40'12\ dBi$$

NO

10

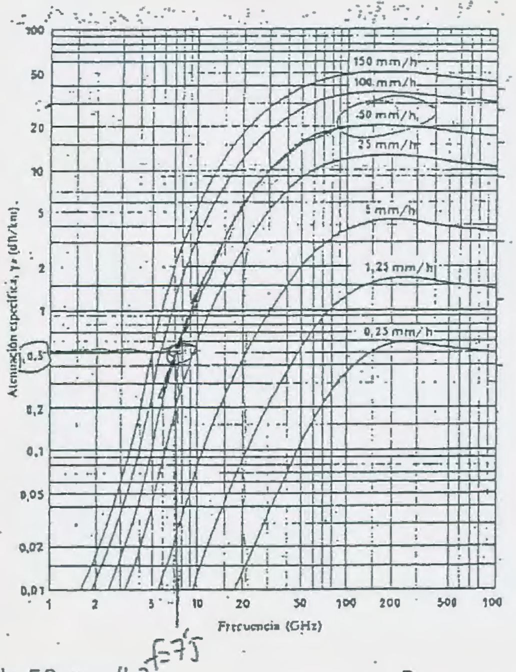
DPTO. DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

1er EJERCICIO DE EVALUACIÓN CONTINUA. MODELO D.

ALUMNO: ROCÍO FLORES GARCÍA DNI: 70079152-S

El satélite HISPASAT (a 36000 km) recibe una señal enviada desde Tierra a 7.5 GHz a través de una antena de 40 dBi de ganancia. El sistema receptor tiene una figura de ruido de 3 dB. El sistema transmisor en Tierra está formado por una antena parabólica de 75 cm de diámetro y una eficiencia global del 70%.



1. Calcule la ganancia de la antena transmisora en dBi.
2. Calcule la densidad de potencia (en dBm/m2) en bornes de la antena receptora.
3. Calcule la potencia recibida en dBm.
4. Estime la temperatura de ruido de la antena y calcule la relación señal a ruido (en dB) si la anchura de canal es de 7 MHz. (To=290K y k=1.38·10^{-23} J/K).
5. ¿Cuál es la pérdida de señal (en dB) si durante 2 km tenemos una lluvia intensa de 50 mm/h?

DATO: $P_{TX}=30W$ ✓

$d=36\cdot10^6 m$

$f=7'5 GHz \rightarrow \lambda=\frac{c}{f}=0'04 m$

$G_{RX}=40 dBi$, $\phi=75 cm$, $\varepsilon=0'7$, $F_{RX}=3dB$

suponemos $\eta_{rad}=1$

1) G_{TX}: $\frac{\lambda^2}{4\pi}G_0=\eta_r\cdot\varepsilon_a\cdot A_{geo} \rightarrow \boxed{G_0(dBi)}=10\log\left[\eta_r\cdot\underset{\underset{0'7}{\parallel}}{\varepsilon_a}\cdot\underset{\underset{\pi R^2=\pi\left(\frac{0'75}{2}\right)^2}{\parallel}}{A_{geo}}\cdot\frac{4\pi}{\lambda^2}\right]=10\log(2428'84)=\underline{33'854 dBi}$

2) $<S>$:

bemos q. $PIRE=G_{TX}P_{TX}=30\cdot2428'84=72.865,138 \xrightarrow[dBW]{} 48'625 dBW \xrightarrow[dBm]{} 78'625 dBm$ ✓

tanto, si $\boxed{<S>=\frac{PIRE}{4\pi d^2}}=\frac{72.865'38}{4\pi(36\cdot10^6)^2}=4'474\cdot10^{-12} W/m^2 = \boxed{-83'49 dBm/m^2}$

3) P_{OR}:

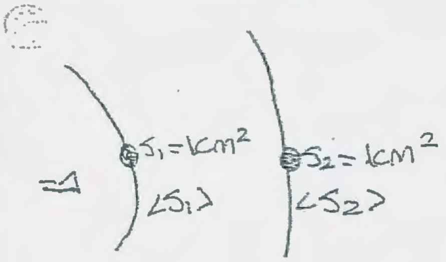
Friis: $P_{OR}=\underbrace{P_{ET}+G_{TX}}_{PIRE(dBm)}-\underbrace{20\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)}_{\text{pérdidas por espacio libre}}+G_{RX} \rightarrow P_{OR}=78'625(dBm)-20\log\left(\frac{4\pi(36\cdot10^6)}{0'04}\right)+40(dBi);$

(…niendo adaptación
…l y orientación
…ecuada)

$\boxed{P_{OR}(dBm)}=78'625-201'067+40=\underline{-82'44 dBm}$

Tema 1: Definición y fundamentos de

Antena → onda esferica.



Densidad de potencia: $\langle S\rangle = W/m^2$

Mayor densidad de potencia: $\langle S_1\rangle$.

$$|E| \propto \frac{1}{R_2} \simeq \frac{1}{R_2+\delta R} + e^{-jk_0R}$$

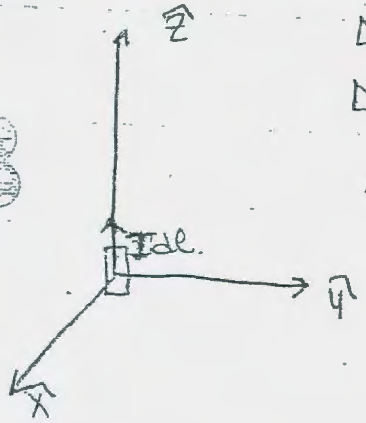
$$\langle S\rangle \propto \frac{1}{R^2} \Rightarrow |E| \propto \frac{1}{R}$$

- Adaptación de impedancias → Que toda la potencia se radie, que no se refleje. → Más importante en transmisión.
- Rendimiento radiación

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ent\,tx}} \leq 1$$

- Diagrama de radiación adecuado

Ejemplo: Calcular campo eléctrico y magnético en cualquier punto del espacio.



$$\Delta\bar{A} + k_0^2\bar{A} = -\mu_0\bar{J}$$

$$\Delta A_z + k_0^2 A_z = -\mu_0 J_z.$$

$$\Delta A_z = \nabla^2 A_z = \frac{1}{r^2}\frac{\partial}{\partial r}\left[r^2\frac{\partial A_z}{\partial r}\right]$$

$A_{z1}(r) = C_1 e^{-jk_0 r}$ → única solución física válida.

$A_{z2}(r) = C_2 e^{+jk_0 r}$.

$$C_1 = \frac{\mu_0}{4\pi} I\,dl.$$

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu_0}\nabla\times\bar{A}$$

$$\bar{E} = \frac{1}{j\omega\varepsilon_0}\nabla\times\bar{H}$$

Elemento corriente	→ Antena genérica.
$E \propto I$	$E \propto I$ (cuanto más corriente, más campo se radia)
$E = E(dl)$	E(geometría)
$\lvert E\rvert \propto \frac{1}{r}$	$\lvert E\rvert \propto \frac{1}{r}$ → en campo lejano.

④

$D = 1m$

$f = 10GHz. \rightarrow \lambda = 3cm.$

Condiciones de campo lejano:

a) $r >> \lambda \rightarrow r \geq 30cm.$

b) $r \geq \frac{2D^2}{\lambda} \rightarrow r \geq \frac{2 \cdot 100^2}{3} = \underline{66{,}7m.}$

Para medirse el campo lejano, nos tenemos que ir a 66,7 m.

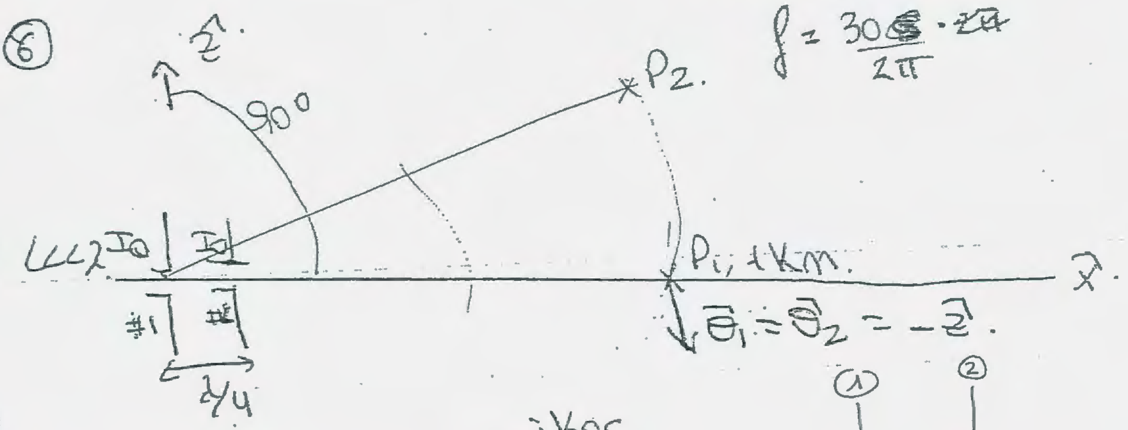
⑤

$$\bar{E} = \frac{E_0}{z} e^{-j\overset{k_0}{30}z} \hat{\theta}$$

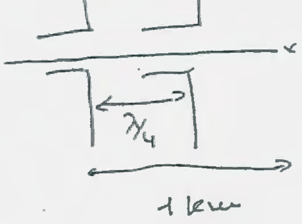
f? $K_0 = 30 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi}{9f} \Rightarrow \boxed{f = 1{,}43GHz.}$

$f = \frac{30\cancel{c} \cdot \cancel{2\pi}}{2\pi}$

⑥



$\bar{\theta}_1 = \bar{\theta}_2 = -\hat{z}.$



$$\bar{E} = j\eta_0 \frac{K_0 I_0 L \operatorname{sen}\theta}{4\pi} \frac{e^{-jK_0 r}}{r} \hat{\theta}.$$

$r = 1km.$

$\bar{E}_{tot} = \bar{E}_1 + \bar{E}_2$

$$\bar{E}_{tot} = \frac{j\eta_0 K_0 I_0 L}{4\pi} \left[\operatorname{sen}\theta_1 \frac{e^{-jK_0 r_1}}{r_1} \hat{\theta}_1 + \operatorname{sen}\theta_2 \frac{e^{-jK_0 r_2}}{r_2} \hat{\theta}_2 \right]$$

$\theta_1 = 90°.$ $\theta_2 = 90°.$

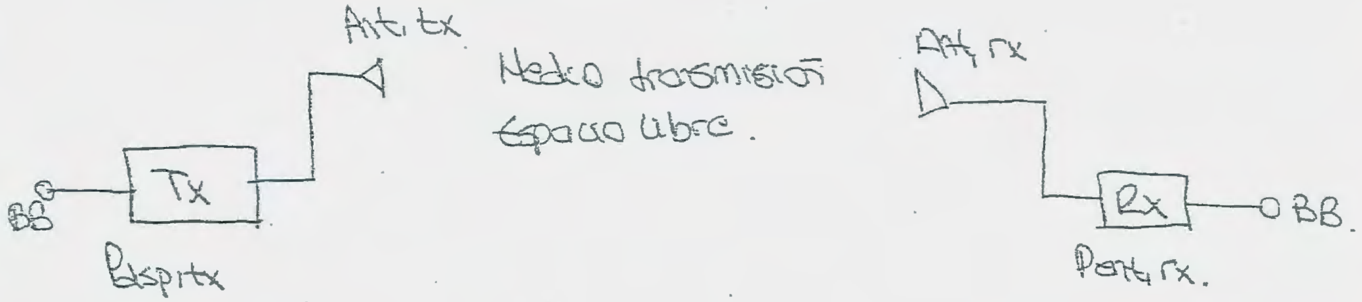
$\hat{\theta}_1 = -\hat{z}$ $\hat{\theta}_2 = -\hat{z}.$

$r_1 = 1km.$ $r_2 = 1km - \lambda/4$

$$\left| \begin{array}{l} \frac{1}{r_1} \simeq \frac{1}{r_2}. \\ e^{-jK_0 r_1} \neq e^{-jK_0 r_2} \end{array} \right.$$

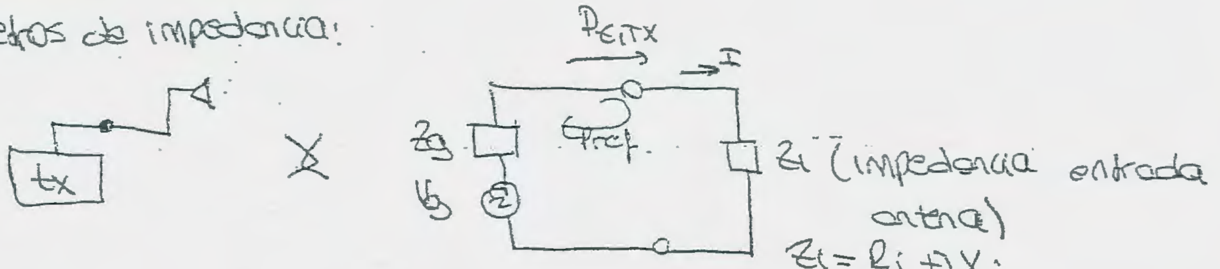
$r_2 = r_1 - \lambda/4.$

Tema 2: PARÁMETROS BÁSICOS DE RADIACIÓN



-Antena en transmisión

Parámetros de impedancia:



$Z_i = R_i + jX_i$.

$$P_{D,tx} = \frac{1}{8}\frac{V_g^2}{R_g} \quad ; \quad P_{E,tx} = P_{D,tx}\left[1 - |\Gamma_{Tx}|^2\right].$$

Máxima transferencia de potencia: $Z_i = Z_g^*$

De la potencia entregada a la antena, nos interesa cuánto se va a radiar

$P_{rad} = \eta_{rad}\, P_{E,TX}$.

$\eta_{rad} \leq 1$.

η_{rad} depende de
- Pérdidas conductor.: σ
- Pérdidas dieléctricas.: ε''
- Energía reactiva (tamaños eléctricos)

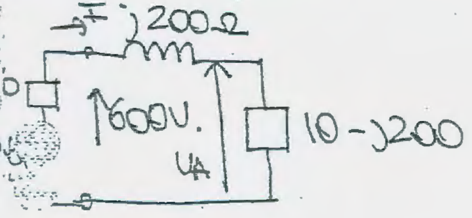
$$\boxed{\eta_{rad}} = \frac{P_{rad}}{P_{E,TX}} = \boxed{\frac{R_{rad}}{R_i}}$$

$$P_{E,TX} = \frac{1}{2}|I|^2 R_i \longrightarrow R_i = R_{rad} + R_{per}$$

Ejemplo 2.1: Potencia entregada a la antena.

$Z_i = 10 - j200\ \Omega$

$Z_0 = 10\ \Omega$.

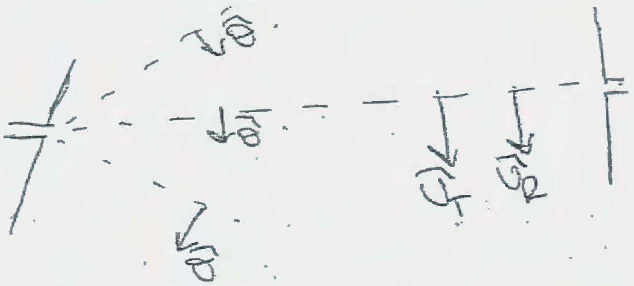


a)

$$\bar{E} = E_0\,\hat{\theta}\,\frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta}.$$

Máximo: $\theta = \frac{\pi}{2}$, $\bar{E} = 1$.

$\boxed{\theta = 85^0} \Rightarrow 90^0 - \alpha = 85^0$.



→ No hay desacoplo de polarización

$|\hat{e}_T \cdot \hat{e}_R|^2 = 1.$

Cuando $\theta = 85^0$: $-20\log\dfrac{\cos(90^0\cos 85^0)}{\operatorname{sen} 85^0} = 0{,}048\,dB.$

b)

$10\log|\vec{e}_T \cdot \vec{e}_R|^2 = 10\log(\cos^2 5^0) = 0{,}03\,dB.$

Ejemplo 26: Fórmula de Friis.

$f = 3GHz$

$\eta_{rad} = 0{,}75$

a) $G(5^0)$

$$D_0 = \frac{4\pi}{BW_{-3dB,E}\cdot BW_{-3dB,H}} = \frac{41253.}{7^2\underbrace{\left(\frac{2\pi}{360}\right)^2}} = 841{,}9. \rightarrow \text{máximo}$$

↑ Para pasar de grados a radianes.

$BW_{-3dB,E} = 7^0 = BW_{-3dB,H}$

$G_0 = \eta_{rad}\,D_0 = 0{,}75 \cdot 841{,}9 = 631{,}4. \Rightarrow \text{máximo}.$

$G_0 = 10\log 631{,}4 = 28\,dBi.$

$G(5^0) = 28 - 6 = 22\,dBi$

b) $\langle S_i(\theta,\phi)\rangle = 10\,mW/m^2$

onda pol circular

$P_{DR} = \langle S_i(r,\theta,\phi)\rangle\,A_{eff}(\theta,\phi)\,|e_T \cdot e_R|^2 = 10\,mW/m^2 \cdots$

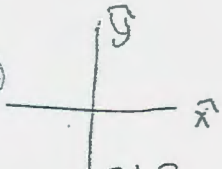
$$\langle S_i \rangle = \frac{1}{2\eta_0}|E|^2 = \frac{1}{2\cdot120\pi}\,\frac{200^2+300^2}{z^2}$$

$r = z$ (porque la antena radia en la dirección z)

$$P_{ET} = \frac{4\pi z^2\,\frac{1}{2\cdot120\pi}\,\frac{200^2+300^2}{z^2}}{100} = 21,67W.$$

$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{18W}{21,67W} = 0,83$ (este resultado tiene que ser siempre menor que 1)

⑤



$\frac{\hat{x}+\hat{y}}{\sqrt{2}}$ lineal 45°.

3dB.

$|\hat{e}_T\cdot\hat{e}_R|^2 = 0,5.$

⑥ $r_a = 1,5dB.$

$\frac{E_{XP}}{E_{CP}}$

$$AR = \frac{OA}{OB} = \frac{|E_{RHC}|+|E_{LHC}|}{\big||E_{RHC}|-|E_{LHC}|\big|} = 1,5 = \frac{\cancel{1+}\,\frac{|E_{LHC}|}{|E_{RHC}|}}{1-\frac{|E_{LHC}|}{|E_{RHC}|}} = 1,5.$$

$\Rightarrow \frac{|E_{LHC}|}{|E_{RHC}|} = 0,2 \qquad 20\log 0,2 = -14dB.$

⑦

$\rho = 1 . = \frac{|E_{HRC}|}{|E_{LHC}|}$

$\Downarrow$

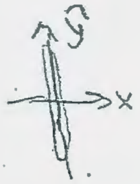
Polarización lineal

$\boxed{L = 3dB}$

$$\langle S_{av}\rangle = \frac{1}{2\eta_0}|E|^2 = \frac{1}{2\cdot 120\pi}\left|1^2+2^2\right|$$

$$|\hat{e}_T\cdot\hat{e}_R|^2 = \left|\frac{\hat{x}+j2\hat{y}}{\sqrt{5}}\cdot\hat{y}\right|^2 = \frac{4}{5}$$

onda incidente ⇒ polarización elíptica.



$\hat{e}_R = \hat{y}$

Así que:

$$\boxed{P_{DR} = 0{,}084\ mW}$$

⑫

$$\langle S\rangle = \frac{PIRE}{4\pi R^2}$$

$$\langle S\rangle = PIRE(dBw) - 10\log(4\pi R^2)(1/m^2) = -108{,}1\underset{(W/m^2)}{dB} = -78{,}1\underset{(mW/m^2)}{dBm}$$

⑬ si $f = 12\ GHz$

$P_{DR} = -90\ dBm.$

$$P_{DR} = \langle S_i\rangle \cdot A_{eff}\cdot \cancelto{1}{|\hat{e}_T\cdot\hat{e}_R|^2} = \langle S_i\rangle \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi}G_R.$$

$$-90\,dBm = -78{,}1\ dB(mW/m^2) + 10\log\frac{\lambda^2}{4\pi} + G_R(dBi)$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3\cdot 10^8}{12\cdot 10^9} = 0{,}025m.$$

$$G_R = 31{,}1\,dBi$$

⑭ $f = 10GHz$, $R = 36000km$, $B = 1MHz$ $k = 1{,}38\cdot 10^{-23}\ J/K.$

$BW_{-3dB} = 0{,}64°.$

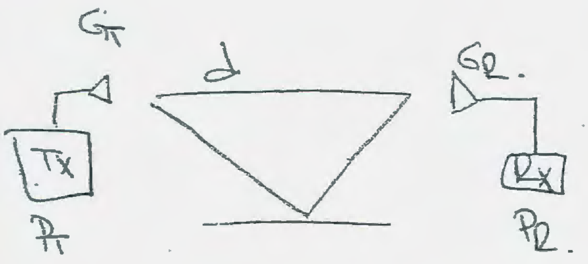
$\frac{S}{N} = 30dB.$

$F_{Rx} = 3dB.$

$G_R = 40dBi$

$T_0 = 290K.$

Tema 3: PROPAGACIÓN DE ONDAS EN MEDIO NATURAL.



$$P_R = P_T + G_T - 20\log\frac{4\pi d}{\lambda} + G_R + \boxed{F_P}$$

Nuevo factor de influencia del medio.

Ejemplo 3.1 Propagación por onda de superficie.

$|E| = 100\mu V/m \longrightarrow E_{corta} \Rightarrow 100\mu V/m = E_{corta}\sqrt{\frac{300Kw}{3Kw}}$

$h = 75m = \frac{\lambda}{4} \rightarrow d_t = 3,28.$ $\qquad E_{corta} = 1\mu V/m.$

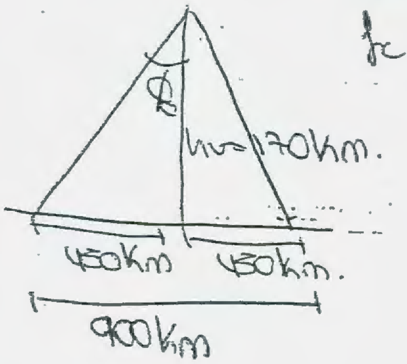
$f = 1MHz \rightarrow \lambda = 300m.$

$P_{rad} = 91,5Kw \rightarrow PRE = 3,28 \cdot 91,5Kw = 300Kw.$

$20\log 10\mu V/m = 20dBm.$

- Tierra seca. Alcance = 100km.
- Mar. Alcance = 1050Km.

Ejemplo 3.2



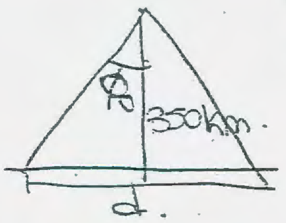
$h_v = 170Km.$

$f_c = 2,8MHz.$

$\phi_0 = atan\frac{450}{170} = 69,30.$

$MUF = f_c\sec\phi_0 = 2,8MHz \cdot \sec 69,3° = 7,9MHz.$

Ejemplo 3.3



$f = 10MHz.$

Alcance mínimo.

$MUF = 10MHz$

$f_c = 6MHz$

$h_v = 350Km.$

$MFU = f_c\sec\phi_0 \Rightarrow \phi_0 = 53,1°.$ $\qquad \frac{d}{\cancel{2}}$ $\tan\phi_0 = \frac{d/2}{h_v} \Rightarrow d = 2h_v\tan\phi_0.$

$d = 933Km.$

Problema 5

ⓑ

Problema 6

ⓒ

Problema 7

ⓒ

Problema 9

ⓑ

Problema 10

ⓒ

Problema 13

ⓐ

Problema 8

$f = 600\,MHz$

$d = 20\,km$

$G = 13\,dBi$

$\frac{S}{N} = 26\,dB$

P_{tx}?

$T = 450\,K$

$B = 10\,MHz.$

$$\underset{(dBm)}{P_{Rx}} = \underset{(dBm)}{P_{TX}} + \underset{(dBi)}{G_T} - \underset{(dB)}{20\log\frac{4\pi d}{\lambda}} + \underset{(dBi)}{G_R} + \underset{(dB)}{10\log|\hat{e}_T \cdot \hat{e}_R|^2} + \underset{(dB)}{F_P}.$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)(dB) = P_{Rx}(dBm) - 10\log KTB(dBm)$$

$K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ mJ/K.$

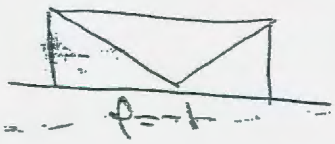
$T = 450\,K.$

$B = 10^7.$

$P_{Rx}(dBm) = -76\,dBm.$

Finalmente:

$$-76\,dBm = P_{TX}(dBm) + 13\,dBi - 114\,dB + 13\,dB + 0\,dB + 6\,dB.$$



$$\bar{E}_T = \bar{E}_0 + \bar{E}_R \overset{?}{=} \bar{E}_0(1 + \rho e^{-jk_0\Delta R}) = \bar{E}_0\left[1 - e^{-jk_0\Delta R}\right] = 2\bar{E}_0$$

$F_P = 20\log 2 = 6\,dB.$

$P_{TX} = 5{,}9\,dBm \cong 3{,}9\,mW.$

Problema 18

ⓐ

Problema 19

ⓒ

Problema 20

$\phi = 20\lambda$

$f = 3{,}75\,GHz$

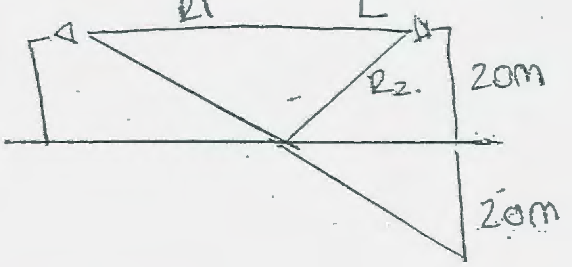
$d = 10\,km.$

$h = 20m.$

$\rho = -0{,}8.$

$F_p = ?$

$$\bar{E}_T = \bar{E}_D + \bar{E}_R = \bar{E}_D \left[1 + \rho' e^{-jk_0(R_2 - R_1)} \right]. = ⓚ$$



ⓚ

$$= \bar{E}_D \left[1 - 0{,}8\, e^{-jk_0(R_2 - R_1)} \right]$$

$$F_P = 20\log \left| 1 - 0{,}8\, e^{-jk_0(R_2 - R_1)} \right| = 20\log \left| 1 - 0{,}8\, e^{-j\frac{2\pi}{8cm}8cm} \right|.$$

$$= 20\log |1 - 0{,}8| = -14dB.$$

$$R_2 = \sqrt{10000^2 + 40^2} = 10km + 8cm.$$

$$R_2 - R_1 = 8cm.$$

Problema 21

$f = 1\,MHz$

$|E_{sup}| = |E_{ion}|$

$\sigma = 0{,}003\ S/m.$

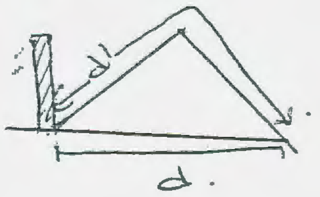
$f_T(\text{onda ion}) = -8dB.$ ⇒ Tenemos que una antena radia con 8 dB menos que la otra.

F_p onda ion $= -2dB.$

$h_v = 200km.$

$$|E_{sup}| = \frac{\sqrt{60 P_t G_t}}{d} F_{esup} = |E_{ion}| =$$

$$= \frac{\sqrt{60 P_t G_t}}{d'} F_{eion}.$$



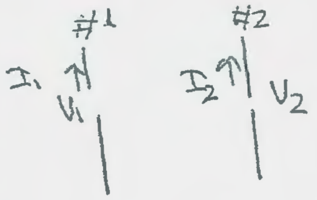
$$G_{t\,ion} = G_{t\,sup}\, 10^{-8/10}.$$

$$d' = 2\sqrt{\left(\frac{d}{2}\right)^2 + h_v^2}$$

Tema 4:

Ejercicios propuestos:

Problema 1:



$Z_{in_1} = \frac{V_1}{I_1} \neq Z_{11}$

$Z_{in_2} = \frac{V_2}{I_2} \neq Z_{22}.$

$$\left.\begin{array}{l} V_1 = V_2. \\ I_1 = I_2 \end{array}\right\} \quad Z_{in_1} = Z_{in2}.$$

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{array}{l} V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2. \\ V_2 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{array}$$

$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}$

$Z_{12} = Z_{21}$

Como $I_1 = I_2 \Rightarrow$.

$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_1 \Rightarrow$

$Z_{in_1} = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12}.$

$$\left.\begin{array}{l} Z_{11} = Z_{22} = 80+30j \\ Z_{12} = Z_{21} = -13-30j \end{array}\right\} Z_{in_1} = Z_{in2} = 67\,\Omega.$$

Problema 2

$\varepsilon_r = 2$

$L = \frac{\lambda g}{4} = 7{,}5\,cm = \frac{c/\sqrt{\varepsilon r}}{f 4} \Rightarrow f = \frac{c}{L\sqrt{\varepsilon r}\,4} \Rightarrow f = 0{,}707\,GHz.$

Problema 3

$L \simeq 0{,}25\,\lambda_0 = 75\,m = \frac{c}{f}\,0{,}25. \Rightarrow f = 1\,MHz$

Problema 4

$L = 75\,cm.$

$2a = 4\,mm$

Monopolo $L \simeq \lambda/4 \Rightarrow R_{in} = \frac{R_{dip\,\lambda/2}}{2} \simeq 37\,\Omega.$

ⓒ $L \leq 0{,}25\lambda_0 = 0{,}25\,\frac{c}{f_{res.}}$

$P_{Rx}\,(mW) = \langle S\rangle$ Deffnance $|\hat{e}_T\cdot\hat{e}_R|^2 = \frac{|E|^2}{2\eta_0}\,\frac{\lambda^2}{4\pi}$ Gnance $|\hat{e}_T\cdot\hat{e}_R|$

$$|E|^2 = \frac{\eta^2}{(2\pi r)^2}\,I^2\left[\frac{\cos(90°\cos 40°)}{\mathrm{sen}\,40°}\right]^2$$

Temas:

[illegible] 15 (1)

Problema 6.

(d)

Los lóbulos secundarios van a ser iguales.

Problema 7

(d)

Problema 8

$$10^{-10/20} = 0{,}32.$$

$$\frac{A}{\lambda} \operatorname{sen}\theta_{-10dB_H} = 1.$$

$$\frac{B}{\lambda} \operatorname{sen}\theta_{-10dB_E} = 0{,}7$$

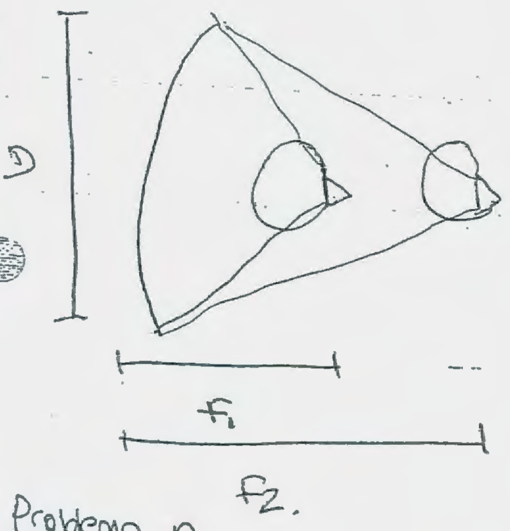
$$\theta_{-10dB_H} = \theta_{-10dB_E}.$$

$$\Downarrow$$

$$\frac{A}{B} = \frac{1}{0{,}7} = 1{,}4$$

(b)

Problema 9



(b)

Problema 10

(c)

Problema 11

(c)

Problema 12

[illegible]

$$s = 0,4 = \frac{a^2}{2\lambda L} \Rightarrow L = 6,14\,\text{cm}.$$

c)

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{ap}\,\varepsilon_a\,\eta_r. = \frac{4\pi}{\lambda^2}\,\pi\left(\frac{D}{2}\right)^2 0,7\cdot 1. = 17272.$$

$$\Rightarrow G_0 = 42,4\,\text{dBi}$$

(2º PARCIAL)

10

RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Fecha: 14 de diciembre de 2009. Ejercicio de control Grupo 44.

Alumno (Apellidos y nombre): DOMINGO REBOLLO, JUAN DNI: [redacted]

Se dispone de un radioenlace formado por dos antenas separadas 10 km, a una frecuencia (N+1) GHz, donde N es la última cifra del DNI.

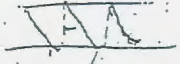
1) La primera antena es una hélice funcionando en modo axial: dé valores para el diámetro de la hélice y para su paso o espaciado entre vueltas. Si la hélice tiene 10 vueltas, estime su directividad.
2) La antena receptora está formada por dos dipolos lambda/2 paralelos, separados 0.7lambda y excitados con la misma corriente. ¿Cuánto vale la impedancia de entrada de cada dipolo si la autoimpedancia es 75+j5Ω? (Haga uso de las gráficas de la página 111)
3) Si el transmisor es capaz de proporcionar 10 dBm a la hélice, calcule la densidad de potencia recibida en bornes de la antena receptora en condiciones de espacio libre.
4) Dibuje cómo situaría la antena receptora (los dos dipolos paralelos) para recibir la máxima potencia (Nota: hay varias soluciones posibles. Con dibujar una correcta es suficiente).

$f=(6+1)=7$ GHz   Modo axial   C(perímetro) $=\pi D$

$\lambda=\frac{3}{70}=4'286$ cm $\frac{3}{4}<\frac{C}{\lambda}<\frac{4}{3}$ $C\simeq\lambda=4'286$ cm

$C=\pi D \Rightarrow \underline{D\simeq 1'3642\text{ cm}}$

Espaciado entre vueltas: $S=\pi\cdot D\cdot tg\,\alpha$ Suponiendo $\alpha=15°$

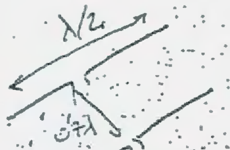


$\underline{S\simeq 11'5\text{ mm}}$

vueltas $= N$

$D\simeq \boxed{15}\cdot\left(\frac{C}{\lambda}\right)^2\frac{N\cdot S}{\lambda}\simeq 15\frac{A}{\lambda}$ $\Rightarrow D\simeq 15\frac{A}{\lambda}=15\frac{N.S}{\lambda}=\underline{40'1924}$

9'0



$V_1=Z_{11}I_1+Z_{12}I_2$

$V_2=Z_{21}I_1+Z_{22}I_2$

Autoimpedancia: $75+5j\ \Omega$

$Z_{11}=Z_{22}=75+5j$

$Z_{12}=Z_{21}\Rightarrow$ gráfica, $0'7\lambda$ $X_{12}=0$ $R_{12}\simeq-25\Omega$

$Z_{in1}=\frac{V_1}{I_1}=\frac{Z_{11}I_1+Z_{12}I_2}{I_1}\underset{\text{misma excitación}}{=}Z_{11}+Z_{12}$

9'0

$Z_{in2}=Z_{21}+Z_{22}$ análogamente

$Z_1=75+5j+(-25\Omega)=\underline{50+5j=Z_1=Z_2}$

ema 1 y 2

$\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi$

$\lambda = c/f$

$K_0 = 2\pi/f$

- El campo electrico y magnético son siempre perpendiculares entre si.

Regiones del espacio.

- Entorno cercano
- Campo lejano o zona de Franhofer: la distribución angular del campo es independiente de la distancia r a la antena.

No quiere decir que a partir de esta distancia los campos no varíen (los campos varían como $1/r$) sino que la distribución angular es independiente de la distancia

- Condicion de campo lejano: $d \geq 2D^2/\lambda$ D: Dimension máxima de la antena
  λ: long. de onda.

En campo lejano:
- las ondas son planas
- El campo magnético y electrico son perpendiculares entre si.
- E y H también son perpendiculares a la dirección de propagación
- $\vec{E} = \frac{E_0}{r} e^{-jK_0 r} \hat{\mu}_E$ → Dirección del vector $\vec{E}$; → Ko: nº de onda $2\pi/f$; → dirección de propagación de la onda. $r \perp \hat{\mu}_E$
- $\eta_0 = \frac{|E|}{|H|}$

$P_{ET} = P_{disip} + P_{rad}$
t. tregada · Pot. Disipada · Pot. Radiada

- Vector de Poynting
  $<S> = \frac{1}{2} Re(\vec{E} \times \vec{H}^*)$ (W/m²) $\Rightarrow |\overrightarrow{<S>}| = \frac{|E| \cdot |H|}{2} = \frac{|E|^2}{2\eta_0}$
- Este vector siempre decrece como $\frac{1}{r^2}$ y su dirección radial.

$R_i = R_{per} + R_{rad}$
ist. rada · Resist. de perdidas · Resist. de radiacion

- $P_{rad} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_{rad}$ - $P_{per} = P_{disip} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_{per}$ - $P_{ET} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_i$

endimiento de radiación $\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{disip}} = \frac{R_{rad}}{R_{rad} + R_{per}}$ Relación de Onda estacionaria: $ROE = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$

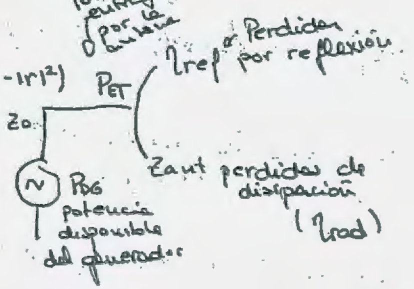
oeficiente de reflexión $r = \frac{Z_{ant} - Z_0}{Z_{ant} + Z_0}$ (impedancia de la antena) (impedancia de la linea) Perdidas de retorno = P.R. (dB) = $10 \log \frac{P_{ref}}{P_{inc}}$

endimiento de reflexión $\eta_{ref} = 1 - |r|^2$

rdidas por desadaptación de impedancias: $L_{des} = -10 \log(1 - |r|^2)$

$P_{ET} = P_{DG} \cdot \eta_{ref}$

$P_{Rad} = P_{ET} \cdot \eta_{rad} = P_{DG} \cdot \eta_{ref} \cdot \eta_{rad}$



Directividad después de la antena (Ganancia directiva): $d = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{P_{rad}}$ Adim $D = 10 \log(d)$ dBi $d = \frac{4\pi}{\theta \cdot \phi} \rightarrow$ en los diagramas de radiación a -3dB

Ganancia: $g = \frac{|<\bar{S}>| \cdot 4\pi r^2}{P_{ET}}$ Adim $G = 10 \log(g)$ dBi

$\eta_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{ET}} = \frac{G}{D}$

olarizaciones $\qquad$ $PIRE(dB) = P_{eT} + G_T = P_{TX} + G_T$

- lineal: si el campo electrico tiene solo una componente o dos en fase.
- Circular. Si las componentes no están en fase pero el modulo coincide
- Eliptica: " " " " " " " y el " no "

Dos complejos estan en fase cuando su dirección es la misma: (1+j) esta en fase (3+3j)
$\operatorname{arctg}(1/1) = \operatorname{arctg}(3/3) = 90°$

En polarizaciones circulares y elipticas importa el sentido. Puede ser a derechas (RHC) o a izquierdas (LHC) mirando siempre desde la antena transmisora hacia la dirección de propagación

- Componente copolar (la polarización del campo deseada)
- " contrapolar (" " " " ortogonal a la anterior)

- Relación de Polarización $\rho = \dfrac{|E_{RHC}|}{|E_{LHC}|}$
  - lineal $\rho = 1$
  - Circ. a izda $\rho = 0$
  - circ. a dcha $\rho = \infty$

Relación axial: $AR = \left|\dfrac{|E_{RHC} + E_{LHC}|}{|E_{RHC} - E_{LHC}|}\right|$
- lineal: $AR = \infty$
- circ: $AR = 1$

- Ancho de Banda: $BW = f_{max} - f_{min}$ $\qquad$ $BW_{normalizado} = \dfrac{f_{max} - f_{min}}{f_0}$

Agu

Area eficaz o equivalente en recepción:

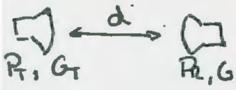
$$\underset{\text{eficiencia de radiación}}{\eta_{rad}} \cdot \overset{\text{eficiencia de apertura}}{\varepsilon_a} \cdot \underset{\text{area fisica de apertura}}{A_{aper}} = \overset{A_{ef}}{A_g} = \frac{\lambda^{2}}{4\pi} g$$

λ: long onda; g: ganancia (un. lineales)

factor o figura de ruido

$$T = (f-1)\,T_0 \qquad T_0 \rightarrow 290\ K$$

Ecuación de Friis



Perdidas de inserción: $L_{ins} = L_1 + L_2 + L_3 - G_T - G_R$

$P_{RX} = P_{TX} - L_{ins}$.

$$P_R(dBm) = P_T(dBm) + G_T(dBm) + G_R(dB) - L_{ef}(dB) \underbrace{- L_2(dB) - L_3(dB)}_{\text{Perdidas en los cables o por apuntamiento o por polarización}}$$

también se puede decir sensibilidad.

$$|\langle \bar{S} \rangle| = \frac{g_T \cdot P_T}{4\pi d^2} = \frac{PIRE}{4\pi d^2}$$

P_T: Potencia entregada a la antena

Potencia de la señal en recepción

$$P_R = |\langle \bar{S} \rangle| \cdot A_E = |\langle \bar{S} \rangle| \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot g_r = \boxed{g_r \cdot g_T \cdot P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2}$$

A_E: area efectiva de la antena

↳ P_R ideal si no es pol. lineal

Perdidas en el espacio libre $\quad l_{el} = \left(\dfrac{4\pi d}{\lambda}\right)^2$ lineales $\qquad L_{el}(dB) = 20 \log f(MHz) + 20 \log d(km) + 32,45$

olo → lineal
ctor → circular
abólico)
uo Rectang. piramidal → lineal
↳ circular

- Si la antena transmisora tiene polarización lineal y la antena receptora pol. circular o viceversa $\Big\}$ 3 dB = l_{el}
- Si antena transmisora y receptora tienen polarizaciones ortogonales (factor de polarización = 0) ⇒ Perdidas infinitas

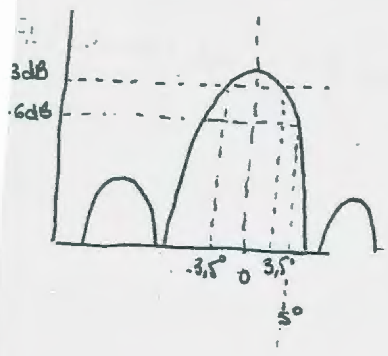
Potencia de Ruido termico: $n(W) = \overset{1{,}38 \cdot 10^{-23}\,(WS/K)}{K} \cdot \underset{\text{Temp ruido receptor}}{T} \cdot \overset{\text{ancho de banda}}{B} \Rightarrow N(dBW) = 10 \log(n)$

Relación Señal a Ruido (SNR) $\quad SNR = P_R/n \qquad SNR(dB) = 10 \log(SNR) = P_R(dBm) - N(dBm) = P_R(dBW) - N(dBW)$

- Relación G/T. $\quad G/T(dB/K) = G(dB) - T(dB/K)$

↑ en Ku (Temp. de ruido)

Si dicen que paret simi...



$$d \simeq \frac{4\pi}{\underbrace{\theta_{-3dB}\,\phi_{-3dB}}}$$ miras en la grafica donde esta -3dB y multiplicas x 2 $= \frac{4\pi}{7 \cdot \frac{\pi}{180} \cdot (3,5 \times 2) \cdot \frac{\pi}{180}}$

ganancia a 5°

$g = \overset{\eta\, dato}{\eta_{rad}} \cdot d = 631,4 \Rightarrow G(0°) = 10 \log(631,4) = 28\,dBi$

$G(5°) = G(0°) - L_{desap} = 28 - 6\,dB$

↳ miras donde estan los 5°

antena omnidireccional $\Leftrightarrow \phi = 2\pi$

Onda circular, $|\langle \vec{S} \rangle| = 10\,mW/m^2$, $f = 3GHz$ ¿P_{Rx} real?

$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} g \Rightarrow P_{R\,ideal} = A_e \cdot |\langle \vec{S} \rangle| \Rightarrow P_{Rx_{real}} = P_{R\,ideal} - L_{pol}$

$L_{pol} \neq L_{desap}$

$L_{pol} \rightarrow$ 3dB lineal ↔ c

uía 3

$>$ humedad ➡ $>$ conductividad ➡ $>$ alcance

$$E = \underbrace{E_{carta}} \cdot \sqrt{\tfrac{1}{3}\,PIRE}$$

cartas ITU-R

$PIRE \Downarrow P_t \cdot G_t$

$P_{rad} \cdot d \longrightarrow d \begin{cases} \text{- Resonante (Monopolo } \lambda/4 = l) \Rightarrow d = 3,28 \\ \text{- otro} \Rightarrow d = 3 \end{cases}$

↳ Mirar cual es la linea de tu frecuencia

- Debajo (distancia)
- Derecha (E_{carta} $\mu V/m$) ⤴ 20 log
- ~~Debajo~~ Izda (E_{carta} dB)

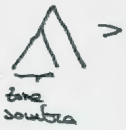
$$|\langle S \rangle| = \frac{PIRE \cdot F_p}{4\pi r^2}$$

* $p = \frac{\pi \cdot dist.}{60\,\sigma \cdot \lambda^2}$ (σ conductividad) $\Rightarrow F_e = \frac{2 + 0,3p}{2 + p + 0,6p^2}$

- lineal: $FP = Fe^2$
- dB: $20 \log Fe = FP$ → Friis: $P_{Rx} = P_{Tx} + G_{Tx} + G_{Rx} - l_{ce} - L_{pol} \pm F_p(dB)$

\+ frecuencia crítica: $f_c = \sqrt{80,8 \cdot N}$

⇓ Densidad de electrones



$>$ frec ➡ $>$ zona sombra

noche $N\downarrow \longrightarrow$ Aten $\downarrow$

onda ionosferica → Mediodía $N\uparrow$ que $N_{noche} \Rightarrow f_{c\,mediodia} \uparrow$ que f_c Noche

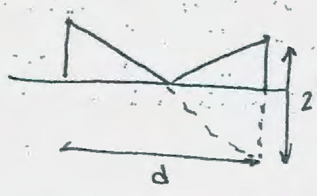
Interferencia constructiva → Refrac. suelo

$E_{Rx} = E_d\,(\underbrace{1 + \rho e^{-jk\Delta R}}_{\text{Máximo} = 2})$ $\quad f_e = \frac{E_{Rx}}{E_d} = 1 + \rho \cdot e^{-jk\Delta R}$ [factor de campo] $= 10 \log f_e$

$e^{-jk\Delta R} = -1$

$k\Delta R = n\pi$

$\frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = n\pi$ (n = 1 altura mínima)



$F_p = 20 \log f_e$ [factor de potencia]

Despejas $\Delta R \longrightarrow \Delta R = \sqrt{d^2 + (2h)^2} - d$

Igualas y despejas h.

Tema 4 y 5

$$\begin{cases} V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \\ V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \end{cases} \qquad Z_{in} = \frac{V_1}{I_1}$$

Antena Yagi ($V_2 = 0$)

dipolo // plano conductor ($I_1 = -I_2$) ($Z_{in} = Z_{11} - Z_{12}$

Espira: $d_\phi = 15 \cancel{\left(\frac{C}{\lambda}\right)^2} \frac{NS}{\lambda} = \begin{cases} C = \lambda \Rightarrow C = \pi D \Rightarrow D = \lambda/\pi \\ S = \pi D \operatorname{tg}\alpha = \cancel{\pi} \frac{\lambda}{\cancel{\pi}} \operatorname{tg}\alpha \end{cases}$

$\boxed{z/\lambda} \Rightarrow z = 0{,}9\lambda \Rightarrow z/\lambda = 0{,}9$ miras en grafica abajo 0,9 y donde

o ~~K/L~~ $\frac{kL}{2} \Rightarrow$ corte a las rectas R_{12}, X_{12}

$$\underset{\text{dipolo}}{P_{rad}} = \frac{1}{2} I^2 \cdot R_{rad} \qquad \underset{\text{array}}{P_{rad}} = 2 \cdot \underset{\text{dipolo}}{P_{rad}}$$

$\Downarrow$ $I = \left|\frac{V}{Z_{in}}\right|$ → Parte Real + Parte Imaginaria

$\Downarrow$ Parte Real de Z_{in}

ángulo eléctrico
$\psi = Kd\cos\theta + \alpha$ Máximo de Radiación $\begin{cases} \psi = 0 \\ \theta = \text{[illegible]} \end{cases}$

Factor de Array

$FA = \sum A_n \cdot e^{jn\psi} \Rightarrow$ Pones FA en función de ψ
igualas FA a 0 Hallas ψ.
Si broadside $\alpha = 0 \Rightarrow$ despejas θ
$2(90 - \theta) = \Delta\theta$ triang.
con $A_n = 1 \Rightarrow$ mismo proceso $\Delta\theta$ unif

$\Delta\theta \rightarrow$ amplitud decreciente $\rightarrow \Delta\theta_0$
$FA(\psi) \rightarrow \psi \rightarrow \theta \rightarrow DR$
1º Entre nulos $FA(\psi) = 0$; mirar grafica el nº de elementos donde termine ψ
2º Hallar θ_0 a partir ψ (si amp. y fase ctes $\rightarrow \alpha = 0$) $\theta_0 = \arccos\left(\frac{\psi}{kd}\right)$
3º) $\theta_{max} = 0 : = kd\cos\theta + 0$
$\theta = 90$
4º) $\Delta\theta_{unif} = 2(90 - \theta_0)$
5º) $\Delta\theta_{decrec} > \Delta\theta_{unif}$.

Tema 5.2.

Bocinas optima: $s = 1/4$ $t = 3/4$ $\varepsilon_a = 0{,}5$

Bajo error de fase: $s = t = 0{,}1$ $\varepsilon_a > 0{,}5$ $(0{,}5 ; 0{,}8)$

Plano E: $s = \frac{B^2}{8\lambda R}$ Plano H: $t = \frac{A^2}{8\lambda R}$

Antena Cassegrain: $\Delta\theta_{-3dB} = \frac{70\lambda}{\text{Diametro}}$

- Comunicaciones de espacio profundo (banda S: 2,3 GHz) ⇒ prop. tipo Cassegrain
- Onda ionosférica banda HF ⇒ Yagi → Gradenshias
  - Dipolos paralelos, solo se alimenta el excitador
  - reflectores y directores x acoplamiento mutuo
  - 7 dBi (2 elementos) ganancia < 18 dBi (30 elem-
  - Aplicación: Antena receptora señal TV en VHF y UHF
- lluvia solo x encima de 2/3 GHz
- bocina cónica lisa (8 dBi, 30 dBi)

Tierra – Tierra $T_{ant} = \frac{290 + 30}{2}$

Tierra ⇒ satelite ⇒ $T_{ant} = 30$

Satelite ⇒ Tierra ? " $= 290$

Max s : $s = 0.19 \rightarrow 0.19 = \frac{B^2}{8\lambda R_{2min}} \rightarrow R_{2min} = 0.053m$

Min t : $t = 0.05 \rightarrow 0.05 = \frac{A^2}{8\lambda R_{max}} \rightarrow R_{max} = \frac{0.0703^2}{8\lambda 0.05}$

$= 0.412m$

Max t $t = 0.19 \rightarrow R_{min} = 0.108m$

como tiene que cumplir la condición de realizabilidad

$R_1 = R_2$.

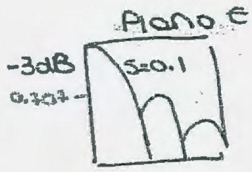
Un diseño sería, por ejemplo

$R = 0.2m$ (Entre 0.108 y 0.202)

c) Ancho de haz

$\hookrightarrow \Delta\theta_{E-3dB}? \rightarrow d\phi \rightarrow g$

$\Delta\theta_{H-3dB}?$

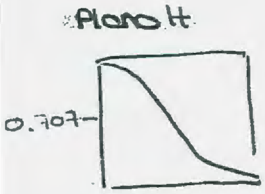


$B/\lambda \operatorname{sen}\theta = 0.5 \rightarrow \theta_{E\,-3dB} = \operatorname{arcsen}\left(\frac{\lambda}{B}\right)$

$= \operatorname{arcsen}\left(\frac{0.5 \cdot 0.05}{0.0792}\right)$

$= 17.75°$

$\Delta\theta_E = 2\,\theta_{E(-3dB)} = 2 \cdot 17.75 = 35.5°$



$\theta_{-3d} = 14.84°$

$2\theta_H = 2 \cdot 14.84 = 29.67°$

$\frac{A}{\lambda} \operatorname{sen}\theta_{H(-3dB)} = 0.6$

$\underset{4}{=} d_0 \approx \frac{4\pi}{\Delta\theta_{E-3dB} \cdot \Delta\theta_{H-3dB}} = \frac{4\pi}{35.5\frac{\pi}{180} \cdot 29{,}67\frac{\pi}{180}} = 39.16 \doteq 15.93dB$

$\eta_{rad} = 1$

Broadside: $D = \frac{4\pi}{2\pi\, BW_{-3db}}$ $\theta = 90°$

Endfire $D = \frac{4\pi}{(BW_{-3dB})^2}$ $\theta = 0°$

$\psi = k_0 d \cos\theta + \alpha$

α : Max $\theta^* = 0 \rightarrow \psi = 0$

$\alpha = -k_0 d$

$BW_{-3dB} =$ grafica $(\frac{-3}{10^{20}}) = 0{,}7$

$\psi = 24° \Rightarrow \theta° \Rightarrow 2\theta° = BW$

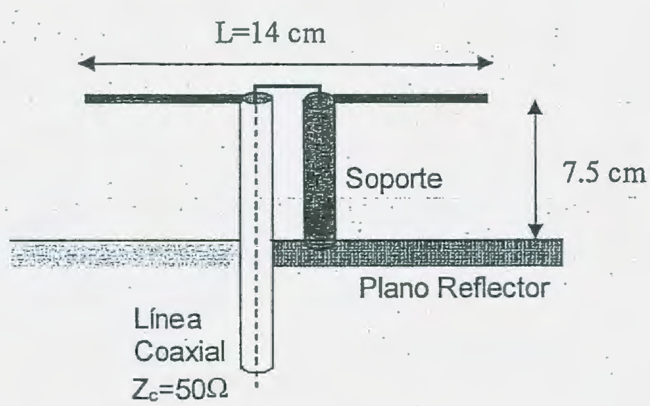
DEPARTAMENTO DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN. EXAMEN FINAL 30 ENERO 2006

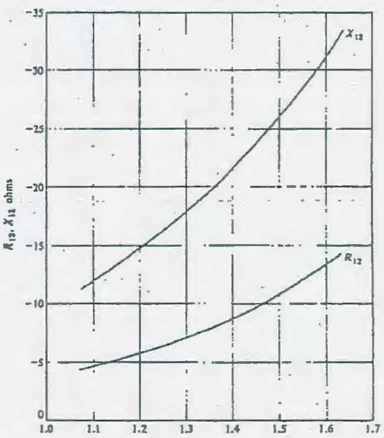
APELLIDOS: ....

NOMBRE: ....   DNI: ....

VERSIÓN A: PROBLEMA 2:

Considere el dipolo de la figura enfrentado y paralelo al plano conductor que puede suponerse indefinido, funcionando a 1 GHz.





Impedancia mutua entre dos dipolos idénticos, paralelos, enfrentados y separados λ/2

1. Si la autoimpedancia del dipolo aislado es de 68-j24 Ω, calcule la impedancia de entrada del dipolo enfrentado al plano (impedancia vista por el cable coaxial de 50 ohm en su extremo superior) aplicando imágenes. (1p)

2. Calcule las pérdidas por desadaptación de impedancia cuando se alimenta con un transmisor adaptado a la línea coaxial de 50 Ω que lo excita. (1p)

Solución:

1. Vamos a la gráfica de impedancias mutuas de dos dipolos con un valor de abcisas: kL/2 = 1.47, donde:

   $k=2\pi/\lambda$; λ=30 cm; L=14 cm

   En la gráfica obtenemos: z_{12}=-10-j24 Ω. El valor de la impedancia de entrada es entonces: $Z_{in}= z_{11} - z_{12} = 78\ \Omega$

2. Para el cálculo de las pérdidas por desadaptación, calculamos el coeficiente de reflexión a la línea (Z_o=50Ω):

$$\Gamma = \left|\frac{Z_{in}-Z_o}{Z_{in}+Z_o}\right| = 0.22 \Rightarrow L_{des} = -10\log\left(1-|\Gamma|^2\right) = 0.43\text{dB}$$

DEPARTAMENTO DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN. EXAMEN FINAL 30 ENERO 2006

APELLIDOS: ……………………………………………………………………
NOMBRE: …………………………………… DNI: ………………………

VERSIÓN A: TEORÍA:

1. Una antena posee una impedancia de entrada de 75+j10Ω y un rendimiento de radiación de 0.9. Sabiendo que cuando se alimenta con una corriente de 2A de pico genera a 1 km de distancia en la dirección de máxima radiación una densidad de potencia de 1 mW/m^2, calcule la ganancia de la antena en dBi. (1p)

$$\langle S\rangle = \frac{PIRE}{4\pi r^2} = \frac{P_{tx}\cdot g_t}{4\pi r^2} \Rightarrow g_t = \frac{4\pi r^2\langle S\rangle}{P_{tx}} = 83.8 \Rightarrow 10\log 83.8 = 19.2\text{dBi}$$

donde: $P_{tx} = \frac{1}{2}I^2R_{in} = 150\,W$

2. Una antena con un haz tipo pincel tiene una ganancia de 11 dBi. Sabiendo que el campo eléctrico en el lóbulo principal varía como cos$^4\theta$, calcule la ganancia de potencia en dBi para la dirección θ=20° y ϕ=30°. (1p)

$$L_{des} = 20\log\cos^4 20° = -2.16\text{dB} \Rightarrow G(\theta = 20°) = 11\text{dBi} - 2.16\text{dB} = 8.84\text{dB}$$

3. Un reflector Cassegrain centrado, de 1.5 metros de diámetro posee una ganancia de 46 dBi a 15 GHz, cuando se ilumina con una bocina cónica corrugada de 20 dBi de ganancia. Si se cambia la bocina de alimentación por otra de 15 dBi de ganancia, diga cómo varían los distintos parámetros (ganancia, ancho de haz, lóbulos, eficiencias ...) de la antena reflectora. (1p)

Comenzamos calculando la eficiencia total: $G = \frac{4\pi}{\lambda^2}\varepsilon_t A_{ap} = 10^{4.6} \Rightarrow \varepsilon_t = 0.72$

Por lo tanto, la situación de partida es con antena óptimamente iluminada. Al reducir la ganancia del alimentador, su haz principal se ensancha, de modo que ilumina la apertura del reflector más uniformemente (C mayor en el borde). Esto se traduce en un aumento de la eficiencia de iluminación y decrecimiento de la eficiencia de spillover. La ganancia total y la eficiencia total disminuyen al pasar de una situación óptima a otra distinta. La forma de iluminación más uniforme se traduce en una reducción (ligera) de la anchura del lóbulo principal y un aumento de los lóbulos secundarios.

4. ¿Qué alcance se puede conseguir por propagación ionosférica a 100 MHz? Explique su respuesta. (1p)

En esta frecuencia, la densidad de electrones de la ionosfera no es capaz de reflejar el rayo hacia la Tierra, y la onda sale hacia el espacio exterior, con lo que no se puede establecer comunicaciones por propagación ionosférica a estas frecuencias.

DEPARTAMENTO DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN
Examen extraordinario. 2 de septiembre de 2009

APELLIDOS: ....
NOMBRE: ....
DNI: ....

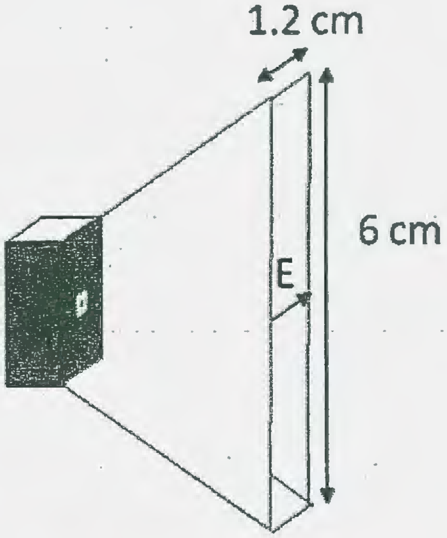
PROBLEMA 1: (3 puntos)

Considere un radioenlace de corta distancia a través de un lago. Las antenas son dos bocinas sectoriales plano H dispuestas como las de la figura, y con eficiencia de apertura igual a 0.75 y t=0.2, funcionando a 10 GHz.

1. Calcule la directividad de las bocinas (1p)

ε_c=0.75; f=10 GHz → λ=3cm, S=6 x 1.2

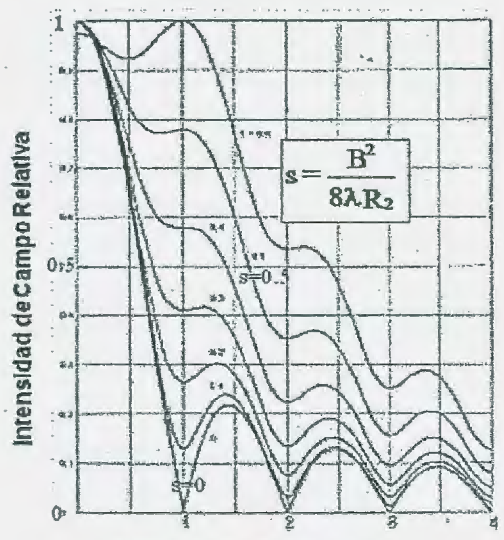
$$D=\varepsilon_{ap}\times\frac{4\pi}{\lambda^2}6\times1.2=0.75\times\frac{4\pi}{9}6\times1.2=8.75dBi$$



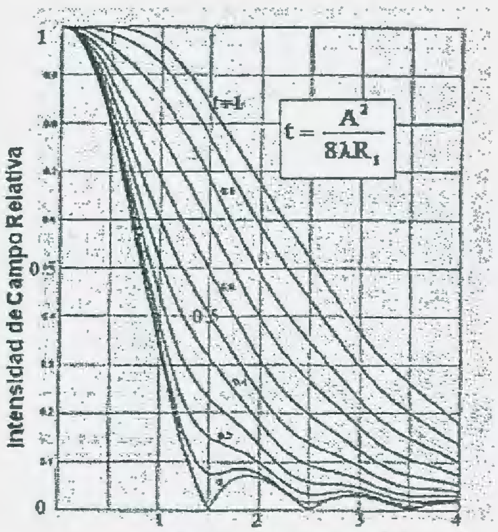
2. Calcule las pérdidas del radioenlace considerando espacio libre si la separación entre antenas es de 200 metros (1p)

$$L_{el}=20\times\log\frac{4\pi d}{\lambda}=98.5\text{ dB}\rightarrow$$

$L_{renlace}$=98.5-2G_{ant}= 81dB



(B/λ) sen θ (Plano E)



(A/λ) sen θ (Plano H)

3. Calcule las pérdidas del radioenlace para la situación real (considerando el lago, con coeficiente de reflexión igual a -1, y los diagramas de radiación de las antenas), si éstas están situadas sobre sendos edificios de 56.79 metros de altura (1p)

El campo total es la suma vectorial del campo directo y el campo reflejado. El campo directo es la contribución de espacio libre, mientras que para el cálculo del campo reflejado hay que considerar:

- Coeficiente de reflexión en el agua: ρ=-1
- Diferencias de camino en los trayectos (h=56.79m): r_d = 200 m y r_r = 230 m
- Efecto en la fase: $k_o \cdot \Delta R = 2\pi \cdot 1000 \rightarrow e^{-jk_o\Delta R} = 1$
- Efecto del diagrama de radiación: α=atan(56.79/100)=29.60° $\rightarrow \frac{A}{\lambda} sen\alpha = 1.$

Yendo al diagrama de radiación plano H, para t=0.2 y el valor anterior, obtenemos que en esa dirección el nivel relativo de campo es de 0.4.

Para calcular el campo total recibido:

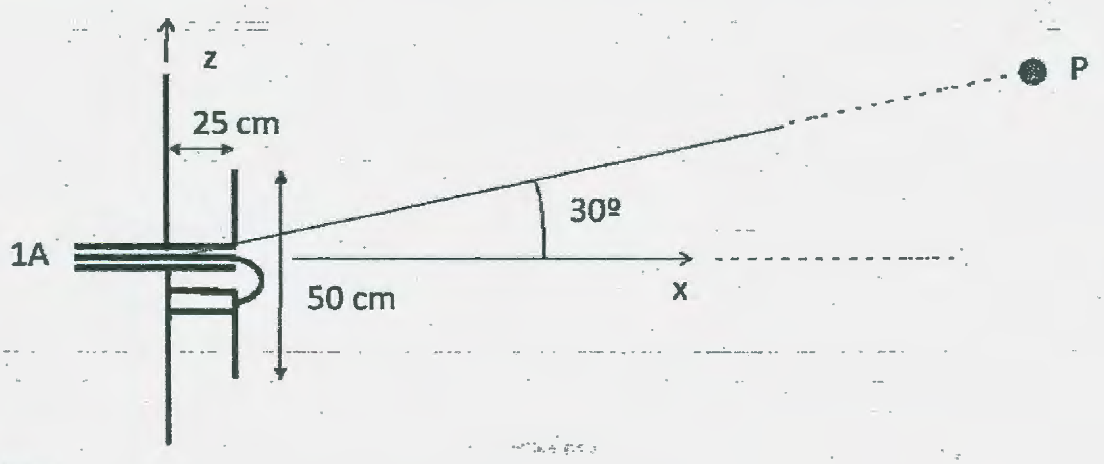
$$\vec{E} = \vec{E}_{directo} + \vec{E}_{reflejado} = \frac{\vec{E}_o}{r_d} + \rho \cdot DR_{antTX} \cdot DR_{antRX} \frac{\vec{E}_o}{r_r} \cdot e^{-jk_o\Delta R} = \frac{\vec{E}_o}{200} - 0.4^2 \frac{\vec{E}_o}{230}$$

$$L_{refl} = 20\log\frac{\left|\vec{E}\right|}{\left|\vec{E}_{directo}\right|} = 20\log\left(1 - 0.4^2 \frac{200}{230}\right) = -1.3dB$$ (pérdidas adicionales) →

L=82.3dB

PROBLEMA 2: (3 puntos)

Se trata de analizar un radioenlace de espacio libre a 300 MHz. Como antena transmisora se utiliza un dipolo vertical, paralelo a un plano conductor (que se puede considerar indefinido y perfecto) alimentado a través de un balun por un transmisor que hace fluir en sus bornes de entrada una corriente de 1A de pico.



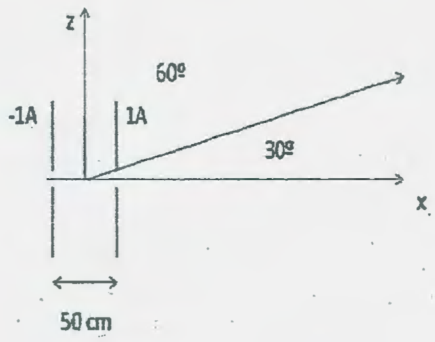
Nota:

Campo radiado por un dipolo situado sobre el eje z: $\vec{E} = j\eta \frac{e^{-jk_o r}}{2\pi r} I_m \frac{\cos\left(\frac{k_o L}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_o L}{2}\right)}{sen\theta}\hat{\theta}$

Factor de array lineal: $F_A(\theta,\phi) = \sum_n A_n e^{jk_o \hat{r} \vec{r}_n} = \sum_n A_n e^{jnk_o d\cos\theta}$

1. Aplicando imágenes y teoría de arrays, calcule el módulo del campo incidente sobre el punto P situado, en campo lejano, a 1 km de distancia. (1p).

La aplicación de imágenes implica sustituir el dipolo con plano de masa por una estructura con dos dipolos separados 50 cm y excitados con corrientes de 1A y -1A.



El campo total es la suma vectorial del campo de los dos elementos:

$$\bar{E} = \bar{E}_{dipolo} + \bar{E}_{imagen} =$$

$$j\eta \frac{e^{-jk_o r_{dip}}}{2\pi r_{dip}} I_m \frac{\cos\left(\frac{k_o L}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_o L}{2}\right)}{sen\theta}\hat{\theta} -$$

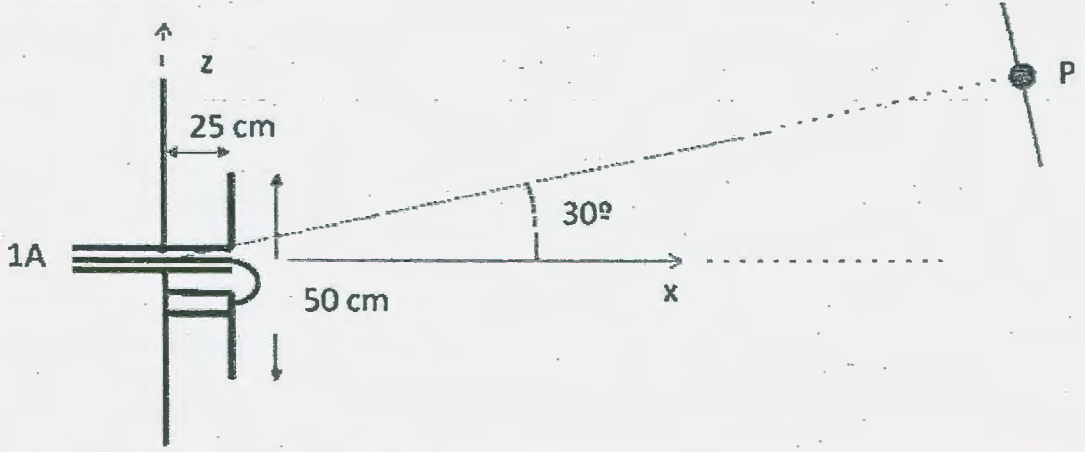
$$j\eta \frac{e^{-jk_o r_{im}}}{2\pi r_{im}} I_m \frac{\cos\left(\frac{k_o L}{2}\cos\theta\right) - \cos\left(\frac{k_o L}{2}\right)}{sen\theta}\hat{\theta}$$

En la expresión anterior θ=60° (ángulo respecto al eje z) e I_m = 1A. η=120π (impedancia intrínseca del vacío). A partir de aquí, se puede resolver calculando las distancias r_{dipolo} y r_{imagen} o bien, aplicando teoría de arrays. En este caso, hay que tener cuidado con el sistema de coordenadas, porque la expresión genérica de array lineal es situada sobre eje z, con lo que el ángulo θ para este caso es de 30°. Si se hace de este modo, resulta, calculando el módulo:

$$\left|\bar{E}\right| = \frac{\eta}{2\pi r_{dip}} \left| \frac{\cos\left(\frac{k_o 50cm}{2}\cos 60^\circ\right) - \cos\left(\frac{k_o 50cm}{2}\right)}{sen 60^\circ} \right| \cdot \left| e^{j\frac{2\pi}{\lambda}25cm\cos 30^\circ} - e^{-j\frac{2\pi}{\lambda}25cm\cos 30^\circ} \right| = 0.0958 \quad V/m$$

2. ¿Cómo situaría un dipolo λ/2 simple receptor en el punto P para recibir la máxima potencia? Dibújelo en el punto P sobre el sistema de la figura. (0.5p)

Para minimizar las pérdidas por desapuntamiento, manteniendo el acoplo perfecto de polarización, el dipolo se tiene que presentar perpendicular a la dirección de llegada (dirección θ), y en el plano del dibujo:



3. Calcule la potencia disponible en bornes de dicho dipolo, sabiendo que la directividad del dipolo λ/2 es de 2.15 dBi. (1.5p)

$$P = \langle S \rangle A_{eq} = \frac{|E|^2}{2\eta_o}\frac{\lambda^2}{4\pi}10^{0.215} = 1.59\cdot 10^{-8} \ W/m^2 \Rightarrow -78dBW/m^2$$

DEPARTAMENTO DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES
EXAMEN DE RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN

Examen extraordinario. 2 de septiembre de 2009

APELLIDOS: ....

NOMBRE: ....

DNI: ....

TEORÍA (4 puntos)

1. Diga qué tipo de antenas se utilizan para las estaciones terrenas de comunicaciones de espacio profundo. Describa su geometría y orden de tamaño y ganancias para banda S (2.3 GHz). (0.5p)

Las antenas utilizadas para compensar las altísimas pérdidas de propagación son de tipo Cassegrain, con un reflector parabólico del orden de 100 metros de diámetro (como los de Robledo y Fresnedillos de la NASA), un subreflector hiperbólico y la bocina de iluminación. Se utilizan Cassegrain por ser de más baja Ta que los reflectores de primer foco.

$$G = 0.7 \times 4\pi \times \frac{\pi 50^2}{\lambda^2} \Rightarrow G(2.3GHz) \approx 66dBi$$

2. Cite antenas transmisoras típicas que se utilizan en comunicaciones por onda ionosférica en la banda de HF. Diga en qué orden de tamaños reales se encuentran. (0.5p)

Las antenas más usadas son de onda progresiva como las rómbicas y las en "V", pero también a veces log-periódicas de abanico, Yagis y monopolos gruesos. Los tamaños reales están en consonancia con las longitudes de onda de 100 m para 3 MHz y 10m para 30MHz. Respuesta "unas decenas de metros".

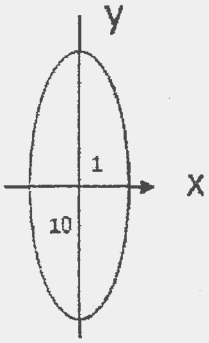
3. Cite las principales características de las antenas Yagi. ¿Qué ganancias pueden conseguir? ¿Qué aplicaciones tienen? ¿En qué bandas de frecuencias se utilizan habitualmente? (0.5p)

Las Yagis son arrays de dipolos paralelos en las que sólo se alimenta de forma directa el excitador, haciéndolo los demás (reflector/s y directores) por acoplamiento mutuo. Las ganancias son desde unos 7dBi para 2 elementos a 17/18 dBi para unos 30 directores. La aplicación fundamental es como antena receptora de señales de TV en las bandas de VHF (60-300MHz) y UHF (300MHz hasta unos 850MHz).

4. Un array endfire de cinco dipolos trabajando a 1 GHz, tiene una separación entre elementos de 60 cm y una ganancia de 25 dBi. Comente las incongruencias de esta frase. (0.5p)

La separación máxima entre elementos de un array endfire debe ser de 0.42/0.43λ, si se quiere evitar la aparición de "grating lobes" de igual amplitud al principal. Para 1GHz (λ=30cm) esto implica d ≤ 13cm, valor muy inferior a la separación de 60cm. Por otra parte, la ganancia de 25dBi está muy por encima de la conseguible con un array endfire lineal de 5 elementos, que típicamente alcanzará, caso de estar bien diseñado, unos 9/10dBi.

5. Una antena transmisora radia polarización elíptica a izquierdas de relación axial de 10 y eje mayor según el eje y. ¿Qué polarización debería tener la antena receptora para recibir la máxima potencia: circular a izquierdas, circular a derechas, lineal sobre x o lineal sobre y? (0.5p)



Con esta relación axial, la polarización se acerca a una lineal pura sobre el eje $\hat{y}$, así que la polarización de la antena receptora debe ser lineal según $\hat{y}$ (eje mayor de la elipse).

6. Un radioenlace de VHF de 20 km de distancia se ve afectado por una lluvia torrencial de 100litros/hora. Comente los efectos sobre el mismo. (0.5p)

No le pasará prácticamente nada porque en esta banda (30MHz-300MHz) la atenuación por lluvia es despreciable. Sólo empiezan a notarse efectos apreciables por encima de 2/3GHz

7. Una bocina cónica lisa tiene una directividad de 2 dBi a 6 GHz. Diga por qué esta afirmación es incorrecta (0.5p)

La directividad de las antenas tipo bocina se mueve entre unos 8dBi (para una guía de onda que propague el modo fundamental, dejada en circuito abierto) hasta 25/30dBi con aperturas de decimas de λ. Los 2dBi requieren de una apertura tan pequeña, que aunque realizabl no es factible, porque el modo fundamental de la guía estaría al corte y no habría radiación.

8. Un reflector simple centrado tiene un directividad de 40 dBi. Estime sus anchuras de haz a -3dB. (0.5p)

$D_0=10^4$. Aplicando la fórmula:

$$D_0=\frac{4\pi}{BWE_{-3dB}\times BWH_{-3dB}}\text{, con BWE=BWH}$$

$$BW=\sqrt{\frac{4\pi}{10^4}}=0.035radianes=2grados$$

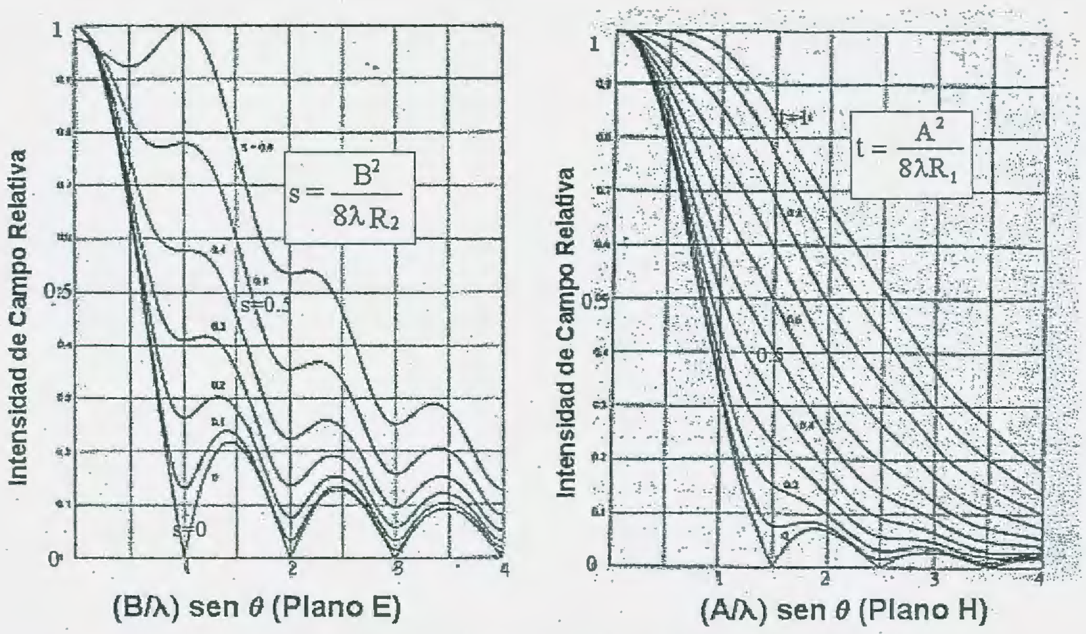
DEPARTAMENTO DE SEÑALES, SISTEMAS Y RADIOCOMUNICACIONES
RADIACIÓN Y PROPAGACIÓN. EXAMEN FINAL 30 ENERO 2006

APELLIDOS: ....
NOMBRE: .... DNI: ....

VERSIÓN A: PROBLEMA 1:

Considere un radioenlace **sobre un lago** de 30 km de vano que utiliza un transmisor con una potencia disponible de 1W funcionando a 2.5 GHz. La antena transmisora es una bocina piramidal adaptada de dimensiones A = 36 x B = 24 cm de boca y error de fase s = t = 0.4. La bocina está situada sobre un mástil de 30 metros de altura respecto al nivel del agua, con su eje situado horizontalmente.

1. Calcule las anchuras de haz a –3 dB en los planos principales y, a partir de ellas, estime la directividad de la bocina. (1p)
2. Calcule el factor F_p de potencia asociado a la reflexión, para la distancia de 30 km a 30 metros sobre el agua (1p)
3. Como antena receptora se utiliza una hélice funcionando en el modo axial de 13 dBi de ganancia, ¿cuál será el nivel de potencia disponible en su conector? (2p)



Diagramas universales bocina piramidal Plano E y Plano H

Solución:

1. Vamos a las gráficas de bocinas con s=0.4 y t=0.4 para el valor de ordenada E=0.7 (-3dB), con λ=12cm, A=36 cm y B=24cm

$$\frac{B}{\lambda}\operatorname{sen}\theta_E = 0.6 \Rightarrow BW_E = 2\theta_E = 34.9°$$

$$\frac{A}{\lambda}\operatorname{sen}\theta_H = 0.75 \Rightarrow BW_H = 2\theta_H = 29°$$

$$D = \frac{4\pi}{BW_H(\text{rad})\cdot BW_E(\text{rad})} = 40.76 \Rightarrow 16.1\text{dBi}$$

Para el cálculo de la nueva potencia recibida, hay que considerar que el factor de potencia vale: 20 log 1.8 = 5.1 dB, siendo 1.8 el valor máximo que se puede obtener cuando se realiza la suma vectorial del campo proveniente del rayo directo con la del campo proveniente del rayo reflejado en el suelo. Por lo tanto, la nueva potencia recibida valdrá: **-64.9 dBm**, frente a los -70 dBm de espacio libre.

Teoría

1. En un radiotelescopio, ¿qué se hace, tanto en la antena como en las primeras etapas de radiofrecuencia, para mejorar la sensibilidad?

Para mejorar la sensibilidad se puede actuar sobre las antenas y sobre las primeras etapas de RF. En cuanto a las antenas se hace que los lóbulos secundarios apunten al cielo (por ejemplo mediante antenas Cassegrain), reduciendo las pérdidas de la antena (aumentando el rendimiento de radiación) y enfriando el alimentador en el caso de reflectores. En las primeras etapas se suele enfriar los primeros elementos de la cadena, incluyendo el amplificador de bajo ruido, y se optimiza el diseño de éste, que se sitúa lo más cercano posible al alimentador.

2. ¿Por qué las antenas de las emisoras de onda media siempre son verticales? ¿Dónde es mayor el alcance, en mar o en tierra seca?

Las antenas son verticales porque la polarización horizontal se atenúa muy rápidamente. El alcance es mucho mayor en mar debido a la mayor conductividad del mar frente a tierra seca.

3. ¿Cuáles son las pérdidas de inserción (en dB) cuando se produce una desadaptación de impedancias entre transmisor y antena transmisora que da lugar a una ROE de 2.5? ¿Cuánto vale el coeficiente de reflexión en dB (pérdidas de retorno)?

Calculamos primero el módulo del coeficiente de reflexión: $ROE = \dfrac{1+|\rho|}{1-|\rho|} = 2.5 \Rightarrow |\rho| = 0.43$

Las pérdidas de inserción se calculan como: $L_{inc} = 10\log\dfrac{P_{disp}}{P_{ent}} = -10\log\left(1-|\rho|^2\right) = 0.88dB$

4. ¿Cuánto valen las pérdidas mínimas por desacoplo de polarización que se puede obtener entre una antena linealmente polarizada y una onda incidente con un amplitud compleja de $\hat{x} + j5\hat{y}$?

Las pérdidas mínimas se darán cuando la antena receptora (con polarización lineal) esté orientada según el eje mayor de la elipse de polarización de la onda incidente, es decir, según el eje y. En este caso tendremos: $L_{pol} = -10\log\left|\hat{e}_{Tx}\cdot\hat{e}_{Rx}\right|^2 = -10\log\left|\dfrac{\hat{x}+j5\hat{y}}{\sqrt{26}}\cdot\hat{y}\right|^2 = 0.17dB$