

# CAPITULO 5

## TRANSMISIÓN ENTRE DOS ANTENAS EN EL ESPACIO LIBRE

### 5.1 INTRODUCCION

Aunque la mayor parte de los conceptos discutidos hasta ahora se han referido a la antena considerándola como transmisora, es una consecuencia del teorema de reciprocidad que las propiedades de una antena receptora sean idénticas a las propiedades de la misma antena cuando es utilizada como transmisora. Sin embargo, al considerar una antena como un dispositivo receptor, es muy útil emplear el concepto de "Área efectiva".

### 5.2 AREA EFECTIVA

Si una antena receptora es colocada en el campo de una onda electromagnética linealmente polarizada, la potencia recibida disponible en las terminales de la antena es igual al área efectiva multiplicada por la potencia por unidad de área transportada por la onda.

$$P_R = (D.P.) (A_{EF}) \text{ ó } A_{EF} = \frac{P_R}{D.P.} \quad (\text{Ec. 5.1})$$

Donde:

$P_R$  = Potencia recibida disponible (watts)

D.P. = Densidad de potencia de la onda (watts por metro cuadrado)

$A_{EF}$  = Área efectiva (metros cuadrados)

Una relación muy útil existe entre el área efectiva de una antena y su ganancia:

$$A_{EF} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi} \quad (\text{Ec. 5.2})$$

Donde :

G = Ganancia directiva

$\lambda$  = Longitud de onda de la señal (metros)

Cuando la ganancia directiva ( $G$ ) es usada en la ecuación 5.2 se supone que toda la potencia disponible es entregada a la carga. Este es el caso para una antena con eficiencia del 100% correctamente acoplada al receptor, y con las características adecuadas de polarización. Para una antena con pérdidas, la ganancia de potencia ( $G_p$ ) debe ser utilizada en la ecuación 5.2. Ya calculada el área efectiva se puede determinar la potencia útil entregada a la carga a través de la ecuación 5.1. Para antenas eléctricamente pequeñas esta potencia útil puede ser mucho menor que la calculada a partir de la ganancia directiva.

Ejemplo:

Determinar el área efectiva de un monopolo que trabaja a una frecuencia de 1MHz, con directividad de 1.64

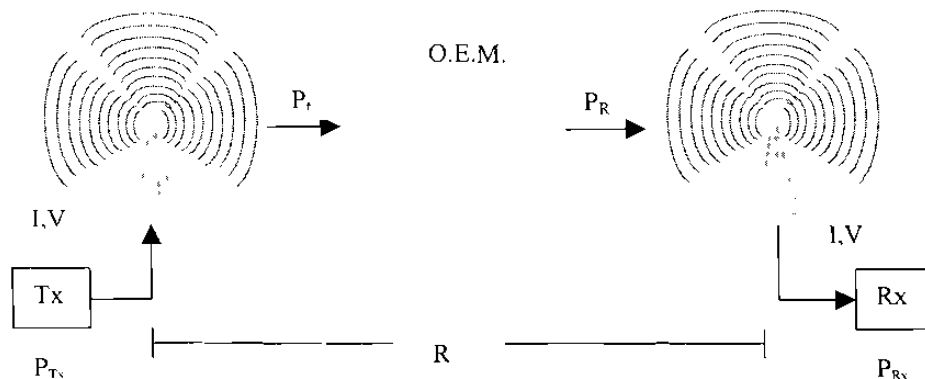
Como la  $f$  es igual a 1MHz entonces la longitud de onda es igual a 300 mts. Por lo tanto:

$$A_{EF} = \frac{\lambda^2 G}{4\pi}$$

$$A_{EF} = \frac{(1.64)(300)^2}{4\pi} = 11.74 \times 10^3 \text{ m}^2.$$

El resultado indica que la antena absorbe energía de la onda plana electromagnética en un área de  $11.74 \times 10^3 \text{ m}^2$ .

### 5.3 TRANSMISION ENTRE DOS ANTENAS EN EL ESPACIO LIBRE



El concepto de área efectiva es útil al determinar las pérdidas de la transmisión entre dos antenas en el espacio libre separadas por una distancia grande.

Supongamos una antena transmisora isotrópica radiando una potencia  $P_t$  watts uniformemente en todas las direcciones, entonces la densidad de potencia en un punto dado a una distancia de  $R$  metros del transmisor es:

$$D.P. = \frac{P_t}{4\pi R^2} \quad \begin{array}{l} \text{watts} \\ \text{mts}^2 \end{array} \quad (\text{Ec. 5.3})$$

Si la antena transmisora en vez de ser isotrópica tiene una ganancia directiva ( $G_T$ ), entonces la densidad de potencia en la dirección de la máxima ganancia a una distancia ( $R$ ), es:

$$D.P. = \frac{P_i G_T}{4\pi R^2} \quad \frac{\text{watts}}{\text{mts}^2} \quad (\text{Ec. 5.4})$$

La energía disponible en una antena receptora cuya área efectiva sea  $A_{EF}$  metros cuadrados, se obtiene aplicando la ecuación 5.1, dando como resultado:

$$P_R = \frac{P_i G_T A_{EF}}{4\pi R^2} \quad \text{watts} \quad (\text{Ec. 5.5})$$

Sustituyendo el área efectiva por su equivalente en función de la ganancia directiva de acuerdo a la ecuación 5.2, obtenemos:

$$P_R = \frac{P_i G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad \text{watts} \quad (\text{Ec. 5.6})$$

Donde:

$P_R$  = Potencia recibida (watts)

$P_i$  = Potencia radiada (watts)

$G_T$  = Ganancia directiva de la antena transmisora.

$G_R$  = Ganancia directiva de la antena receptora.

$\lambda$  = Longitud de onda (metros)

$R$  = Distancia entre las dos antenas (metros)

La razón de transmisión entre las dos antenas está dada por:

$$\frac{P_R}{P_i} = \frac{G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{Ec. 5.7})$$

Hay que hacer notar que las relaciones obtenidas son válidas solo cuando la distancia entre las antenas sea bastante grande, generalmente podemos tomar como referencia que:

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

Donde "d" es la dimensión lineal mayor de cualquiera de las dos antenas.

Otra observación que debemos que hacer es que en las ecuaciones anteriores hemos trabajado con las ganancias directivas, ya que se partió de la potencia radiada en el caso de la antena transmisora y en el caso de la receptora, hemos trabajado con la potencia disponible en la

antena sin hacer caso de la que se entregue a la carga, en otras palabras, no se han intervenido en nuestro análisis las eficiencias de las antenas.

Dos conclusiones importantes podemos obtener de lo anterior:

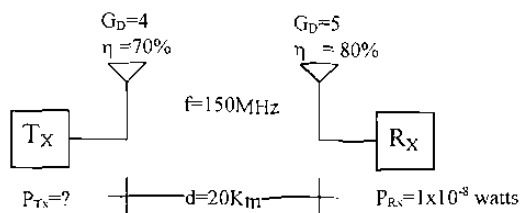
a) La ecuación 5.6 nos da la potencia recibida por una antena de ganancia  $G_R$  cuando la potencia transmitida  $P_t$  es radiada por una antena de ganancia  $G_T$ .

b) Si en la ecuación 5.7 consideramos ambas antenas isotrópicas (ganancia = 1) la ecuación resultante nos da las pérdidas de propagación por el medio (espacio libre) independientemente de las antenas.

$$\text{Pérdidas} = \Gamma = \frac{P_t}{P_R} = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2} \quad (\text{Ec. 5.8})$$

Ejemplo:

Determine la potencia de salida de una antena que tiene una ganancia directiva de 4, con una eficiencia del 70%, que se encuentra a 20 Km de una antena que tiene como potencia de entrada 40 watts y ganancia directiva de 5 con una eficiencia del 80%. La frecuencia de operación es de 150 MHz.



$$P_t = P_{Tx} \eta = (40)(0.7)$$

$$P_t = 28 \text{ watts}$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{150 \times 10^6 \text{ 1/s}}$$

$$\lambda = 2 \text{ mts.}$$

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$P_R = \frac{(2.8)(4)(5)(2)^2}{[(4\pi)(20 \times 10^3)]^2}$$

$$P_R = 3.54 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

$$P_{Rx} = P_R \eta = (3.54 \times 10^{-8})(0.8)$$

$$P_{Rx} = 2.83 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

Otra forma de hacer el problema es la siguiente:

$$G_{PT} = G_{DF} \eta = (4)(0.7)$$

$$G_{PT} = 2.8$$

$$G_{PR} = G_{DR} \eta = (5)(0.8)$$

$$G_{PR} = 4$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ m/s}}{150 \times 10^6 \text{ 1/s}}$$

$$\lambda = 2 \text{ mts.}$$

$$P_{Rx} = \frac{P_{Tx} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$P_{Rx} = \frac{(40)(2.8)(4)(2)^2}{[(4\pi)(20 \times 10^3)]^2}$$

$$P_{Rx} = 2.83 \times 10^{-8} \text{ watts}$$

## 5.4 EL RUIDO EN EL SISTEMA DE ANTENAS

El ruido puede ser definido en un sentido eléctrico, como cualquier forma externa de energía tendiente a interferir con la apropiada y fácil recepción y reproducción de aquellas señales que se desean recibir. Muchas interferencias de naturaleza eléctrica producen ruido modificando la señal de una manera indeseable; en televisión, por ejemplo, el ruido se manifiesta como "Confeti" sobre puesto en la imagen. De hecho la utilidad de una señal de radio está limitada por la presencia del ruido en el sistema receptor.

El estudio del ruido en las comunicaciones eléctricas es un tema muy amplio y multifacético, porque el ruido procede de una variedad de mecanismos y entra a un sistema en cualquier punto. Sin embargo, nuestro estudio se reducirá a considerar sólo el efecto del ruido térmico.

## 5.5 RUIDO TERMICO

Una causa inevitable del ruido eléctrico es el movimiento térmico de los electrones en los medios de conducción (alambres, resistencias y en nuestro caso, antenas). Mientras los sistemas de comunicación sean construidos de tal material persistirá el ruido térmico.

El ruido térmico, según los propósitos de este texto, es la potencia de ruido debido al movimiento aleatorio de partículas cargadas (por lo general electrones) en medios conductores.

En termodinámica, la teoría cinética muestra que la temperatura de una partícula es la forma de expresar su energía cinética interna.

La teoría establece, que la energía cinética de una partícula resulta cero (es decir, cesa su movimiento) a la temperatura de cero absoluto, 0° K ó -273° C. La potencia de ruido es proporcional a la temperatura absoluta además de ser también proporcional al ancho de banda sobre el cual va a ser medido.

$$P_n \propto T_e B = KT_e B \quad (\text{Ec. 5.9})$$

Donde:

K = Constante de Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  W/Hz-°K  
(constante de proporcionalidad)

T<sub>e</sub> = Temperatura de ruido en °K

B = Ancho de banda en Hz

P<sub>n</sub> = Potencia de ruido en watts

Esta ecuación fue deducida por Nyquist para una resistencia a una temperatura T°.

## 5.6 RAZON DE SEÑAL A RUIDO Y FACTOR DE RUIDO

En un sistema de comunicaciones la potencia de ruido en comparación con la potencia de la señal es muy importante y la mejor medida de esto es la razón de señal a ruido S<sub>n</sub>. Esta es definida como la razón de la potencia de señal a la potencia de ruido en el mismo punto.

$$S_n = \frac{P_R}{P_n} = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\text{Potencia de señal}}{\text{Potencia de ruido}} \quad (\text{Ec. 5.10})$$

Una figura común de mérito para el ruido introducido por un dispositivo es el llamado factor de ruido (F<sub>R</sub>). El factor o figura de ruido es definido como la relación entre la razón de señal a ruido en la entrada y la razón de señal a ruido en la salida cuando la entrada es mantenida a una temperatura de referencia T<sub>0</sub>.

$$F_R = \frac{(S_n)_{Ent.}}{(S_n)_{Sal.}} \quad (\text{Ec. 5.11})$$

La temperatura de referencia estándar (T<sub>0</sub>) utilizada de acuerdo con el "Institute of Electrical and Electronic Engineers" es 290° K.

La figura del ruido, como se puede deducir de la ecuación 5.11, es también la razón de la potencia de ruido a la salida del dispositivo a la potencia de ruido a la salida de un dispositivo perfecto (es decir, sin que genere ruido) del mismo tipo.

$$F_R = \frac{(S_n)_{Ent.}}{(S_n)_{Sal.}} = \frac{P_s Ent.}{P_n Sal.} = \frac{(P_s Ent.) (P_n Sal.)}{(P_s Sal.) (P_n Ent.)} \quad (\text{Ec. 5.12})$$

Si llamamos G<sub>p</sub> a la ganancia de potencia del dispositivo (sí la tuviera).

$$G_p = \frac{P_s \text{ Sal.}}{P_s \text{ Ent.}} \quad (\text{Ec. 5.13})$$

entonces:

$$F_R = \frac{P_n \text{ Sal.}}{G_p P_n \text{ Ent.}} = \frac{P_n \text{ Sal.}}{G_p K T_o B} \quad (\text{Ec. 5.14})$$

Dada la figura de ruido, determinada experimentalmente, el ruido a la salida es fácilmente determinado; si la temperatura a la entrada es  $T_o$ , el ruido a la salida es:

$$P_n \text{ Sal.} = F G_p K T_o B \quad (\text{Ec. 5.15})$$

Ahora bien, si el dispositivo está a una temperatura  $T$ , el ruido a la salida es la suma del residuo generado a la temperatura de referencia  $T_o$  más el "exceso" de ruido debido a la diferencia de temperaturas:

$$P_n \text{ exceso} = G_p K (T_e - T_o) B \quad (\text{Ec. 5.16})$$

$$Y \quad P_n \text{ Sal.} = F G_p K T_o B + G_p K (T_e - T_o) B \quad (\text{Ec. 5.17})$$

Hay que hacer notar que en la ecuación 5.16 aparece el término  $G_p$  (ganancia de potencia) ya que al aparecer una potencia a la entrada ésta será afectada por la ganancia del dispositivo.

Agrupando los términos de la ecuación 5.17 obtenemos:

$$P_n \text{ Sal.} = G_p K T_o B \left( F - 1 + \frac{T_e}{T_o} \right) \quad (\text{Ec. 5.18})$$

## 5.7 TEMPERATURA EFECTIVA DE RUIDO

En la práctica frecuentemente se utiliza el concepto de "Temperatura efectiva de Ruido" ( $T_e$ ) del dispositivo. Esta es definida como la temperatura que debiera tener a la entrada el dispositivo para generar la misma cantidad de ruido que la que internamente está generando el dispositivo. El ruido generado internamente está dado por la ecuación 5.18 en el caso de que la temperatura a la entrada del dispositivo sea cero grados Kelvin:

$$P_n \text{ generado int.} = G_p K T_o B (F - 1) \quad (\text{Ec. 5.19})$$

La temperatura efectiva de ruido debe ser tal que:

$$P_n \text{ generado int.} = G_p K T_e B \quad (\text{Ec. 5.20})$$

Igualando la ecuación 5.19 y la ecuación 5.20:

$$G_p K T_o B (F - 1) = G_p K T_e B$$

Obtenemos: 
$$T_e = T_o (F - 1) \quad (\text{Ec. 5.21})$$

En términos de temperatura efectiva de ruido, el ruido a la salida será:

$$P_n \text{ Sal.} = G_p K B (T_o + T_e) \quad (\text{Ec. 5.22})$$

Donde  $T_o$  representa la temperatura ambiente y  $T_e$  la temperatura efectiva de ruido. La ecuación 5.22, representa la suma del ruido generado por el dispositivo.

Todas las conclusiones obtenidas hasta aquí son válidas sin importar el dispositivo del que se trate (amplificadores, mezcladores, detectores, etc. ). En el siguiente punto nos referimos en particular al ruido en una antena receptora. La teoría expuesta anteriormente se ha incluido con el fin de comprender los conceptos de factor de ruido y temperatura efectiva de ruido.

## 5.8 ALCANCE MAXIMO ENTRE DOS ANTENAS

Para poder calcular el alcance máximo que hay entre dos antenas se tiene que partir primero de la ecuación 5.6, en la cual hay se van a incluir tanto el factor de pérdidas en el medio y el factor de diferencias en la polarización de las antenas por la que la ecuación quedaría:

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} F_p P_p \quad (\text{Ec. 5.23})$$

Donde:

$P_R$  = Potencia recibida (watts)

$P_t$  = Potencia radiada (watts)

$G_T$  = Ganancia directiva de la antena transmisora.

$G_R$  = Ganancia directiva de la antena receptora.

$\lambda$  = Longitud de onda

$R$  = Distancia entre las dos antenas

$F_p$  = Factor de pérdidas en el medio

$P_p$  = Factor de diferencias en la polarización de las antenas



Anteriormente se mencionó que la relación señal a ruido ( $S_n$ ) está definida como la razón de la potencia de señal a la potencia de ruido en el mismo punto. Si sustituimos la potencia de señal ( $P_R$ ) de la ecuación 5.10 por el  $P_R$  de la ecuación 5.23, obtendremos como resultado que:

$$S_n = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2 P_n} F_p P_p \quad (\text{Ec. 5.24})$$

Despejando la distancia entre las dos antenas ( $R$ ) de la ecuación 5.24 y sustituyendo la potencia de ruido por la ecuación 5.9, se obtiene la fórmula para calcular el alcance máximo entre las dos antenas, quedando:

$$R = \sqrt{\frac{P_t G_T G_R \lambda^2 F_p P_p}{(4\pi)^2 (K T_c B) S_n}} \quad (\text{Ec. 5.25})$$

## 5.9 POTENCIA DE RUIDO EN LA ANTENA

Una antena o sistemas de antena real siempre tiene algo de resistencia ohmica y ésta por si misma agrega ruido a la señal recibida.

Para calcular el ruido de la antena definamos primero la eficiencia de la antena ( $\eta$ ) desde el punto de vista de una antena receptora. La eficiencia es la razón de la potencia entregada por la antena a la carga, a la potencia disponible por la antena.

$$\eta = \frac{P_{Ent}}{P_r} \quad (\text{Ec. 5.26})$$

Donde:

$P_r$  = Potencia recibida por la antena (Potencia disponible)

$P_{Ent}$  = Potencia entregada a la carga

Supongamos que una antena con una eficiencia  $\eta$  está correctamente acoplada a su carga de modo que ésta, al ver a la antena "hacia atrás", la vea como una resistencia pura. Como lo que ve la carga es una resistencia pura entonces estará recibiendo una potencia de ruido igual a  $KTB$ , donde  $T$  es la temperatura del medio ambiente y  $B$  es el ancho de banda de la carga (en este caso el receptor). Ahora bien, el medio ambiente está entregando una potencia de ruido igual al caso anterior a  $KTB$ , pero debido a que la potencia no entrega toda su potencia a la carga solo llegará a ésta  $\eta KTB$  watts (de acuerdo con la ecuación 5.26 (El efecto  $\eta$  es el mismo que tiene  $G_p$ , ya que en ambos casos estamos manejando la relación de potencia de salida a potencia de entrada del dispositivo). Entonces la diferencia,  $KTB - \eta KTB$ , entre la potencia de ruido que realmente está recibiendo la carga y la que está siendo recibida del medio por la antena es ruido que también se está generando en la antena y es igual a  $KTB (1 - \eta)$ .

Finalmente, el ruido total a la salida de una antena con una temperatura efectiva de ruido  $T_a$  y situada en un medio a temperatura ambiente  $T$  será:

$$P_n \text{ Sal.} = nKT_a B + KTB(1 - n) \quad (\text{Ec. 5.27})$$

Con el siguiente ejemplo esperamos aclarar los conceptos de este último punto.

### Ejemplo

Una antena tiene una eficiencia de 90 %, una ganancia directiva de 100, y una temperatura efectiva de ruido de 200 grados Kelvin. Si la temperatura ambiente es de 300 grados Kelvin, ¿cual es la potencia de ruido a la salida de la antena considerando un receptor con un ancho de banda de 10 MHz?

Solución :

Aplicando directamente la ecuación 5.27 obtendremos:

$$P_n \text{ Sal.} = (0.9)(1.38 \times 10^{-23})(200)(10 \times 10^6) + (1.38 \times 10^{-23})(300)(10 \times 10^6)(1 - 0.9)$$

$$P_n \text{ Sal.} = 290 \times 10^{-16} \text{ watts}$$

## 5.10 SECCION DE PROBLEMAS RESUELTOS

1. - Determine la directividad para una antena que produce densidad de potencia  $D.P = 2 \mu W/m^2$  en un punto donde una antena de referencia produce  $0.5 \mu W/m^2$  en el mismo punto.

$$G_D = \frac{D.P. \text{ real}}{D.P. \text{ isotròpica}} = \frac{2 \mu W / m^2}{0.5 \mu W / m^2}$$

$$G_D = 4$$

2. -Determine la ganancia de potencia para una antena con ganancia directiva  $G_D = 40$  y eficiencia de 65%.

$$G_p = G_D \eta = 40(0.65)$$

$$G_p = 26$$

3. - Determine la densidad de potencia en un punto a 20 Km. De una antena que esta radiando 1000 watts y tiene ganancia de potencia de 199.52

$$D.P = \frac{P_t G_p}{4\pi R^2} = \frac{(1000)(199.52)}{4\pi(20 \times 10^3)^2}$$

$$D.P = 39.69 \mu W / m^2$$

4. - Determine la densidad de potencia a un punto a 30 Km. Desde una antena que tiene una potencia de entrada de 40 watts, una eficiencia del 75% y una directividad de 39.81

$$G_p = G_D \eta = (39.81)(.75)$$

$$G_p = 29.85$$

$$D.P. = \frac{P_t G_T}{4\pi R^2} = \frac{(40)(29.85)}{4\pi(30 \times 10^3)^2}$$

$$D.P. = 0.1056 \mu W / m^2$$

5. -Determine la potencia capturada por una antena receptora para los siguientes parámetros: potencia  $P_t=50$  watts, y la ganancia directiva de la antena transmisora  $G_{DT} = 1000$  distancia entre antenas transmisora y receptora  $d = 20$ km; ganancia directiva de la onda de una antena receptora  $G_{DR} = 398$  Con una frecuencia de 600MHz.

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8}{600 \times 10^6} = 0.5 \text{ Mts}$$

$$P_R = \frac{P_t G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{(50)(1000)(398)(0.5)^2}{(4\pi(20 \times 10^3))^2} = 9.897 \times 10^{-4} \text{ Watts}$$

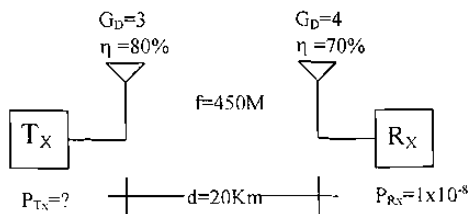
6. - Determine la directividad para una antena que produce una densidad de potencia en un punto que es 40 veces mayor que la densidad de potencia en el mismo punto cuando se utiliza la antena de referencia.

$$G_D = \frac{D.P. \text{ real}}{D.P. \text{ isotròpica}}$$

$$G_D = \frac{40 D.P. \text{ isotròpica}}{D.P. \text{ isotròpica}}$$

$$G_D = 40$$

7. - Determine la potencia del transmisor que existe en un enlace entre dos antenas separadas por una distancia de 20 Km. La potencia del receptor es de  $1 \times 10^{-8}$  watts la frecuencia de operación es de 450 MHz, la ganancia directiva de la antena receptora es de 3, con una eficiencias de 80%; la ganancia directiva de la antena receptora es de 4, con una eficiencia del 70%.



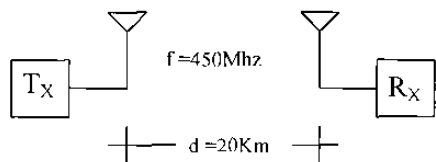
$$G_{PT} = G_{DT} \eta = (3)(0.8) = 2.4$$

$$G_{PR} = G_{DR} \eta = (4)(0.7) = 2.8$$

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8 \text{ Mts}}{450 \text{ MHz}} = .666 \text{ Mts}$$

$$P_{TX} = \frac{P_{RX} (4\pi R)^2}{G_{PT} G_{PR} \lambda^2} = \frac{(1 \times 10^{-8}) [(4)(\pi)(20 \times 10^3)]^2}{(2.4)(2.8)(0.666)^2} = 211.49 \text{ watts}$$

8. -Determinar las ganancias de potencia de ambas antenas que deben utilizarse en un enlace entre dos puntos separados una distancia de 20 Km. El transmisor tiene una potencia de 40 watts y el receptor es capaz de recibir  $1 \times 10^{-8}$  watts. La frecuencia de operación es de 450MHz. Suponga que la ganancia en ambas antenas es la misma.



$$P_{Tx} = 40 \text{ w}$$

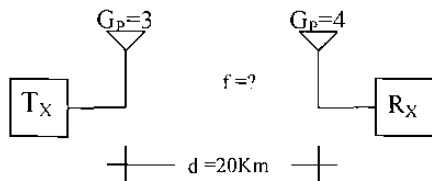
$$P_{Rx} = 1 \times 10^{-8} \text{ w}$$

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} = \frac{P_{TX} G_P^2 \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$G_P = \left[ \frac{(1 \times 10^{-8}) (4\pi (20 \times 10^3))^2}{(40) (666)^2} \right]$$

$$G_P = 5.96$$

9. -Determine la frecuencia máxima de operación entre dos antenas con los siguientes parámetros: la potencia de entrada es de 40 watts, la potencia mínima de salida es  $1 \times 10^{-8}$  watts, la ganancia de potencia de la antena transmisora es de 3, la ganancia de potencia de la antena receptora es de 4 y la distancia entre las dos es de 20 Km.



$$P_{Tx} = 40 \text{ w}$$

$$P_{Rx} \text{ min} = 1 \times 10^{-8} \text{ w}$$

$$P_{RX} = \frac{P_{TX} G_T G_R \lambda^2}{(4\pi R)^2} \therefore \lambda = \frac{P_{RX} (4\pi R)^2}{P_{TX} G_T G_R}$$

$$\lambda = \frac{1 \times 10^{-8} (4\pi 20 \times 10^3)^2}{(40) (3) (4)} = 1.147 \text{ m}$$

como  $\lambda = \frac{C}{f}$  entonces :

$$f = \frac{C}{\lambda} = \frac{3 \times 10^8}{1.147}$$

$$f = 261.513 \text{ MHz}$$

10. - Un transmisor de FM transmite a una potencia de 1000 watts con una antena es de 800 y la frecuencia de la estación es de 100MHz. Calcule la potencia recibida a 10Km de distancia con un dipolo de media onda,  $G=1.64$  considere un factor de perdida por polarización de 0.5 y un factor de perdidas en el medio de 1. ¿Hasta que distancia se puede captar dicha estación de FM si el sistema de recepción tiene un factor de ruido de 3 y una razón de señal a ruido de 100 por norma una estación de FM en un ancho de banda de 75 KHz.

$$\lambda = \frac{C}{f} = \frac{3 \times 10^8 \frac{\text{Mts}}{\text{seg}}}{100 \text{ MHz}} = 3 \text{ mts.}$$

$$P_R = 9.346 \times 10^{-5} \text{ watts}$$

$$F_R = 1 + \frac{T_e}{T_o}$$

$$T_e = T_o (F_R - 1)$$

$$T_e = (290)(3 - 1)$$

$$T_e = 580^0 \text{ K}$$

$$R = \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \lambda^2 F_p P_p}{(4\pi)^2 (KT_e B) S_n}}$$

$$R = \sqrt{\frac{(1000)(800)(1.64)(3)^2 (1)(0.5)}{(4\pi)^2 (1.38 \times 10^{-23})(580)(75 \times 10^3)(100)}}$$

$$R = 7.89 \times 10^8 \text{ mts.}$$

# CAPITULO 6

## EL DECIBEL

### 6.1 INTRODUCCION

La expresión decibel, en el sentido estricto, no se refiere al volumen o nivel de sonido, sino a los distintos niveles de potencia que pueden darse dentro de un sistema eléctrico. En realidad, el término fue creado hace una buena pila de años y, durante mucho tiempo fue utilizado tan sólo con relación a equipos telefónicos. Lo que ocurría era que se estaban intentando sistematizar los trabajos relativos a las pérdidas de nivel que sufrían las señales telefónicas, de por sí muy débiles, al viajar a través de cientos de kilómetros de tendido de cables. Como la razón entre los niveles de potencia presentes en diferentes puntos de una línea de transmisión puede ser de gran magnitud, debió inventarse una manera sencilla y rápida de expresar relaciones grandes. No hubiera sido demasiado elegante ni práctico referirse al valor de determinada señal en un punto específico diciendo "equivale a 0,014 del valor original inicial"; en cambio, mediante un cálculo logarítmico el mismo *radio* puede ser expresado con simpleza mediante cierta unidad denominada *bel*. Posteriormente, se descubrió que la mayoría de las veces la magnitud "bel" era demasiado grande para aplicarla a relaciones sutiles de potencia, por lo que se debió acuñar un nuevo término: el **decibel**, que vendría a ser la décima parte de un Bel.

### 6.2 DECIBELES EN COMUNICACIONES ELECTRICAS

Los decibeles tienen un papel muy importante en los cálculos para el diseño y selección de elementos en un sistema de comunicaciones eléctricas. Haremos una breve revisión del concepto de decibeles en este capítulo.

El origen de los decibeles se debe a la relación existente entre los niveles de potencia y el nivel del sonido en audio. Por ejemplo, si el nivel de potencia aumenta de 3 W a 9 W, el nivel de audio no se incrementa tres veces sólo al doble ( $3^2$ ). Si ahora el aumento de potencia es de 3 a 27 W, el nivel de audio no se incrementa nueve veces sino que aumenta sólo al triple ( $3^3$ ); esto quiere decir que la relación de nivel de potencia a nivel de audio es logarítmica porque  $\log_3 27 = 3$ .

Por último si la potencia se incrementa de 3 W a 81 W ( $3^4$ ), el nivel de audio sólo aumenta cuatro veces y no 27 veces como ocurre con la potencia.

Este es el tipo de respuesta que tenemos en nuestro sistema auditivo y explica su gran rango de percepción de niveles de sonido.

Trabajando en potencias de diez se tiene una mejor correspondencia entre nuestra percepción del sonido y los niveles de potencia. Por esto usamos el decibel.

El decibel es una relación logarítmica de potencia: es una décima de bel, o sea, 10decibeles = 1bel. Entonces:

$$\# \text{ dB} = 10(\# \text{ bels}) = 10 \log \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{Ec. 6.1})$$

Por medio de esta relación existe una comparación de niveles de audio debido a cambios en niveles de potencia.

Observemos que el decibel es una medida de la diferencia de magnitudes entre dos niveles de potencia.

Los niveles que medimos en un sistema de comunicaciones se efectúan con voltímetros a cierta frecuencia (tono de prueba), luego lo que determinamos son niveles de voltaje. La relación que tienen con los decibeles, es la relación entre potencia y voltaje. Así en un circuito resistivo:

$$P_1 = \frac{V_1^2}{R_1}, \quad P_2 = \frac{V_2^2}{R_2} \quad (\text{Ec. 6.2})$$

Al expresarlo en decibeles resulta:

$$G_p (\text{dB}) = 10 \log \frac{V_2^2}{V_1^2} \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ec. 6.3})$$

Al calibrar al voltímetro en decibeles debemos considerar las resistencias tanto a la que se calibra el voltímetro ( $R_1$ ), como la resistencia ( $R_2$ ), a través de la cual medimos dicho voltaje para obtener una lectura correcta de relación de potencias.

Las referencias comunes en los medidores en db:

- a) Un nivel de potencia de referencia cero dB en uso en trabajos de sonido profesional de 1mW a través de una resistencia de 600 ohms. Esto corresponde a 0.775 volts.
- b) Nivel de potencia de referencia cero dB de 6mW disipada en una resistencia de 500 ohms. Esto corresponde a 1.73 volts.
- c) En ciertas aplicaciones sólo interesa el nivel de voltaje independiente del valor de la resistencia. En algunos casos se calibra con respecto a 1 volt, (dBv) y en otros casos se usa 1mV (dBm).



En los casos a y b se usan las escalas correspondientes de decibeles a volts.

dB	1 mW en 600 ohms	6 mW en 500 ohms
-6	0.3875	0.865 V
-3	0.5481	1.223 V
0	0.775 V	1.73 V
3	1.0958	2.446 V
6	1.550 V	3.46 V

También se expresan relaciones de corrientes en decibeles, donde circulan las corrientes  $I_1$  e  $I_2$  a través de resistencias iguales:

$$\# \text{ dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1} \quad (\text{Ec. 6.4})$$

Si las resistencias  $R_1$  y  $R_2$  fueran diferentes se agrega el factor correctivo.

$$10 \log \frac{R_2}{R_1} \quad (\text{Ec. 6.5})$$

Para indicar disminución o pérdida de potencia, voltaje o corriente, se usa el término atenuación, cuyas unidades normales son los nepers (Np).

En el voltaje es:

$$\# N_p = \ln \frac{V_2}{V_1} \quad (\text{Ec. 6.6})$$

Para la potencia es:

$$\# N_p = 0.5 \ln \frac{P_2}{P_1} \quad (\text{Ec. 6.7})$$

La relación de nepers a decibeles es:

$$1 N_p = 8.686 \text{ dB} \quad (\text{Ec. 6.8})$$

Ejemplos ilustrativos de aplicaciones en comunicaciones.

1) Relación de decibeles con razones de voltaje y razones de potencia.

dB	V2 / V1	P2/P1
6	2	4
3	1.414	2
0	1	1
-3	0.707	0.5
-6	0.5	0.25

- 2) En los sistemas de televisión por satélite se usan transmisores en la trayectoria de ascenso de la señal de la tierra al satélite con una potencia de 1 kW a 3 kW y antenas cuyas ganancias varían de 50 a 60 dB en el rango de frecuencia de 6 GHz (5.9 A 6.4 GHz). Si la potencia del transmisor es de 1 kW y la ganancia de la antena transmisora es de 51 dB, calcule la potencia radiada efectiva del sistema transmisor.

Definamos el nivel de 0 dB correspondiente a 1 kW.

En 6 dB el nivel de potencia se incrementa cuatro veces, a 4 kW.

Agregando 6 dB, a un total de 12 dB, se aumenta otras 4 veces el nivel de potencia, a 16kW.

Otros 6 dB, un total de 18 dB, incrementa la potencia a 64 kW.

Para un total de 24 dB la potencia cambia a  $64 \times 4 = 256$  kW.

En un total de 30 dB, el nivel de potencia pasa a  $256 \times 4 = 1024$  kW.

Otro incremento de 6 dB, a un total de 36 dB, la potencia pasa a 4,096 kW.

Al pasar a 42 dB, la potencia es 16.384 MW.

Al pasar a 48 dB, la potencia es 65.536 MW.

Al pasar a 51 dB, la potencia es 131.072 MW.

Esto indica una potencia radiada efectiva de 131 MW, para saturar la entrada del satélite con señales de alta calidad (libre de ruido).

Calcule la potencia radiada efectiva en la trayectoria de descenso de la señal, del satélite a la Tierra por canal, si el nivel de potencia del amplificador tubo de onda progresiva (TWT) es de 5W (7dBw) y la ganancia de la antena transmisora del satélite es de 27 dB. (La potencia radiada efectiva está en el rango de 34 a 37 dBw). Se usa una frecuencia en la frecuencia en el rango de 4 GHz (3.7 a 4.2 GHz).

- 3) En un sistema de telecomunicaciones se sustituye para un canal vocal representado por un aparato telefónico por un oscilador de 800 Hz con una resistencia interna de 600 óhms, el cual disipa 1mW de potencia en una carga representada por 600Ω.

Al medir el nivel de tono de prueba medido en un cable coaxial de 75 Ω que enlaza a la central telefónica con el centro de transmisión, se obtienen - 45 dB en el voltímetro, llamado "nivel nominal relativo de entrada al sistema de transmisión", el cual debe corregirse por diferencia de resistencias.

El factor correctivo es:

$$10 \log \frac{R_2}{R_1} = 10 \log \frac{75}{600} = -9\text{dB}$$

por lo que en realidad la lectura debió ser:

$$- 45 - 9 = -54 \text{ dB}$$

- 4) Comparación de ganancias de antenas de microondas con reflector parabólico. Consideremos los reflectores en uso para dos frecuencias y calculemos sus ganancias (directividades) respectivas.

Para una frecuencia de 6 GHz el diámetro del reflector de la antena es de 4 m con una eficiencia de área de 0.65 (la fuente obstruye parte de la onda electromagnética). La directividad de la antena es de:

$$\begin{aligned} G_1 &= 10 \log \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \\ &= 10 \log \frac{4\pi \cdot \pi 2^2 \cdot 0.65}{(3 \cdot 10^8 / 6 \cdot 10^9)^2} \cong 46 \text{ dB} \end{aligned}$$

Una antena más comercial es la correspondiente a una frecuencia de 400 MHz con un diámetro en el reflector de 2 m y una eficiencia de 0.5. La directividad es:

$$G_2 = 10 \log \frac{4\pi \cdot \pi 1^2 \cdot 0.5}{(3 \cdot 10^8 / 4 \cdot 10^8)^2} = 15.5 \text{ dB}$$

Si usáramos el mismo diámetro del reflector (4m) en ambas frecuencias, la ganancia  $G_2$  sólo se incrementa a 28 dB. El aumento de ganancias a 46 dB se debe a la propiedad de las microondas: concentrar la energía a una mayor frecuencia (de 400 a 6000 MHz en este caso).

Para la ganancia  $G_2$  calculada a una frecuencia de 4 GHz resulta un valor de 42 dB, con un diámetro en el reflector de 4m. Entonces la ganancia producida por incremento de frecuencia de 4 a 6 GHz es de 4 dB, también debido a la mayor concentración de energía a más alta frecuencia.

- 5) Pérdida básica de propagación o pérdida de transmisión en el espacio libre (18 GHz Passive Repeater Considerations "M. J. Shepherd", Microwave Journal, October 1980). Un concepto muy útil en cálculos de potencia de la señal transmitida y relaciones de señal a ruido en telecomunicaciones, es la atenuación por propagación en el espacio libre debido a la ley cuadrática inversa del rango de la fuente al punto donde se mide la densidad de potencia.

La expresión de la pérdida básica de propagación se obtiene suponiendo que las antenas son isotrópicas y no existe otro tipo de atenuación como lluvia, absorción atmosférica, niebla, etc. Se define como la razón de la potencia transmitida a la potencia recibida; utilizando la ecuación 5.8 del capítulo anterior, con  $G_t = G_r = 1$  y  $F_p = P_p = 1$ .

$$P_R = \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

entonces :

$$\frac{P_t}{P_R} = \frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2} = \frac{(4\pi R)^2}{(C/f)^2} \quad (\text{Ec. 6.9})$$

en decibeles:

$$P_{\text{bdB}} = 10 \log P_t P_R$$

$$P_{\text{bdB}} = 10 \log (4\pi Rf/C)^2 \quad (\text{Ec. 6.10})$$

Se encuentran múltiples ecuaciones para  $P_{\text{bdB}}$  dependiendo de las unidades que se usan para la frecuencia y la distancia. La más común en comunicaciones en el rango de microondas es:

$$P_{\text{b(dB)}} = 92.4 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log R(\text{km}) \quad (\text{Ec. 6.11})$$

Por ejemplo para 6 GHz y 50 km la pérdida básica de propagación es de 142 dB.

Para la trayectoria de ascenso en aplicaciones de televisión vía a satélite se indica una pérdida básica de propagación de 199 dB.

La órbita geosincrónica o geoestacionaria está a 35,880 km. (22,300 millas) de la Tierra.

En la trayectoria de descenso, la pérdida básica de propagación de 195.5 dB.

Observe que la pérdida básica de propagación se incrementa con la frecuencia (disminuye la longitud de onda  $\lambda$ ).

### 6.3 APLICACIONES EN TELECOMUNICACIONES.

La transmisión de señales a través de líneas de transmisión (cables), guías de ondas, fibras ópticas y radiación al aire, requiere amplificación al atenuarse en estos medios de transmisión.

$$P_R = (\text{amplificación}) \frac{1}{\text{atenuación}} P_T$$

$$= A \frac{1}{a} P_T \quad (\text{Ec. 6.12})$$

Obsérvese que la ganancia y la atenuación de por sí son relaciones de potencia, correspondiendo a números sin unidades. Sin embargo  $P_T$  y  $P_R$  tienen unidades de potencia las que se puedan expresar en megawatts (Mw), kilowatts (kw), watts (w), miliwatts (mw), microwatts ( $\mu$ w), nanowatts (nw), picowatts (pw), y atowatts (aw). Entonces es necesario especificar con respecto a qué nivel de potencia (prefijo) se obtiene la potencia recibida  $P_R$ .

Si se usan unidades logarítmicas, la potencia recibida se puede obtener sumando las amplificaciones de las etapas y restando las atenuaciones producidas por los diferentes medios donde se propaga una señal a distancia.

Esto es, aplicando la definición del decibel a la ecuación 6.12

$$10 \log P_R = 10 \log P_T + 10 \log A - 10 \log a.$$

$$P_{R\text{dB}} = P_{T\text{dB}} + A_{\text{dB}} - a_{\text{dB}} \quad (\text{Ec. 6.13})$$

Como se describe más adelante si calculamos la potencia del transmisor con respecto al 1 watt, entonces se expresa  $P_{TdBw}$  y por consiguiente  $P_R$  se calcula en dBw.

Las unidades logarítmicas se usan de dos maneras en decibeles:

a) Para expresar una relación de potencias.

$$Gp = 10 \log \frac{P_R}{P_T} \quad \text{dB} \quad \text{(Ec. 6.14)}$$

b) Para expresar un nivel de potencia con respecto a otro nivel fijo de referencia. Las más usadas son:

b1) 1 Watt de referencia:

$$dB_w = 10 \log \frac{P_R}{1w} \qquad dB_w = 10 \log \frac{P_T}{1w}$$

Donde el nivel de potencia de 0 dB es 1 watt.

En las Fig. 6.1 y 6.2 se presentan las equivalencias entre decibeles y potencias con respecto a 1W y a 1 mW en forma de escalas horizontales.

$-\infty$	-13	-10	-7	-3	0	3	7	10	13	dBw
0W	.05	0.1	0.2	0.5	1w	2	5	10	20	W

Fig. # 6.1 Escala de potencia con respecto a 1W

b2) 1 miliwatt de referencia: la potencia de 0 dB ó el nivel de referencia cero dB, es un miliwatt.

$$dB_m = 10 \log \frac{P_R}{10^{-3}} \qquad dB_m = 10 \log \frac{P_T}{10^{-3}}$$

-13	-10	-7	-3	0	3	7	10	13	dBm
0.05	0.1	0.2	0.5	1mW	2	5	10	20	mW
$-\infty$	-90	-60	-30	0	30	60	90	dBm	
0	1pW	1nW	1μW	1mW	1W	1kW	1MW		

Fig. # 6.2 Escalas de potencia con respecto a 1mW.

De las figuras 6.1 y 6.2 observamos que al duplicarse el nivel de potencia, se incrementa en 3 dB el valor en  $\text{dB}_W$  ó  $\text{dB}_m$ . También al decrecer el nivel de potencia a la mitad, se disminuye en 3dB el valor en  $\text{dB}_W$  ó  $\text{dB}_m$ .

Por ejemplo, para 5mW corresponde un valor de 7  $\text{dB}_m$ , al duplicarse a 10mW el valor es de 10 dBm y para 20 mW tendremos 13 dBm.

De otra manera 30 dBm corresponde a 1 W y un incremento a 33 dBm corresponde una duplicación de la potencia a 2W.

La diferencia de dBm y dBw es de 30 dB:

$$\text{Nivel en dBm} = \text{Nivel en dBw} + 30$$

$$\text{Nivel en dBw} = \text{Nivel en dBm} - 30$$

b3) 1 picowatt de referencia.

$$\text{dB}_p = 10 \log \frac{P_r}{10^{-12}} \qquad \text{dB}_p = 10 \log \frac{P_1}{10^{-12}}$$

Se usa para expresar el umbral de nivel de densidad de potencia del oído humano, el cual es:

$$10^{-12} \text{ W /m}^2 = 2 \times 10^{-4} \text{ dinas /cm}^2$$

Esto es cuando se aplican 2 diezmilésimas de dina de fuerza a una de área de  $1\text{cm}^2$ , se tiene el nivel de intensidad del sonido mínimo que la mayoría de los oídos humanos pueden detectar.

Por ejemplo, al despegar el Cóncord produce 120 dB sobre el nivel de referencias anterior. Lo que significa que el nivel de intensidad del sonido producido en el despegue del jet es de  $10\text{W/m}^2$ . El límite máximo de nivel en el oído humano, es aquel que produce dolor, el cual está situado entre 130 y 140 dB.

### 6.3.1 EJEMPLO ILUSTRATIVO EN TELECOMUNICACIONES.

1.- Un sistema de microondas tiene una señal de entrada de 1 nW y una señal de salida de 1 W, usando las dos maneras explicadas, calcule la ganancia en dB.

$$a) \quad G_p = \frac{10 \log 1w}{10^{-9} w} = 90\text{dB}$$

Esto es, se tiene una ganancia de potencia de 90 dB.

b) Expresando la potencia de entrada  $P_e$  y de salida  $P_s$  con respecto a 1mW:

$$P_s = 10 \log \frac{1W}{1mw} = 10 \log \frac{10^{-3}mw}{1mw} = -30 \text{ dBm}$$

$$P_e = 10 \log \frac{10^{-9}W}{1mw} = 10 \log \frac{10^{-6}mw}{1mw} = -60 \text{ dBm}$$

$$G_p = P_s \text{ dBm} - P_e \text{ dBm} = 30 - (-60) = 90 \text{ dB.}$$

Este resultado es igual al anterior.

2.- Un salto radioeléctrico típico del Sistema de Microondas del País tiene las siguientes características:

$P_T = 2.5W$	Potencia del transmisor
$f = 6000 \text{ MHz}$	Frecuencia de operación
$d = 4 \text{ m.}$	Diámetros de las antenas
$\eta = 0.65$	Eficiencia del área de las antenas
$L_0 = 50\text{km}$	Longitud del salto radioeléctrico
$T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$	Temperaturas de ruido
$B = 20\text{MHz}$	Ancho de banda
$K = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$	Constante de Boltzman

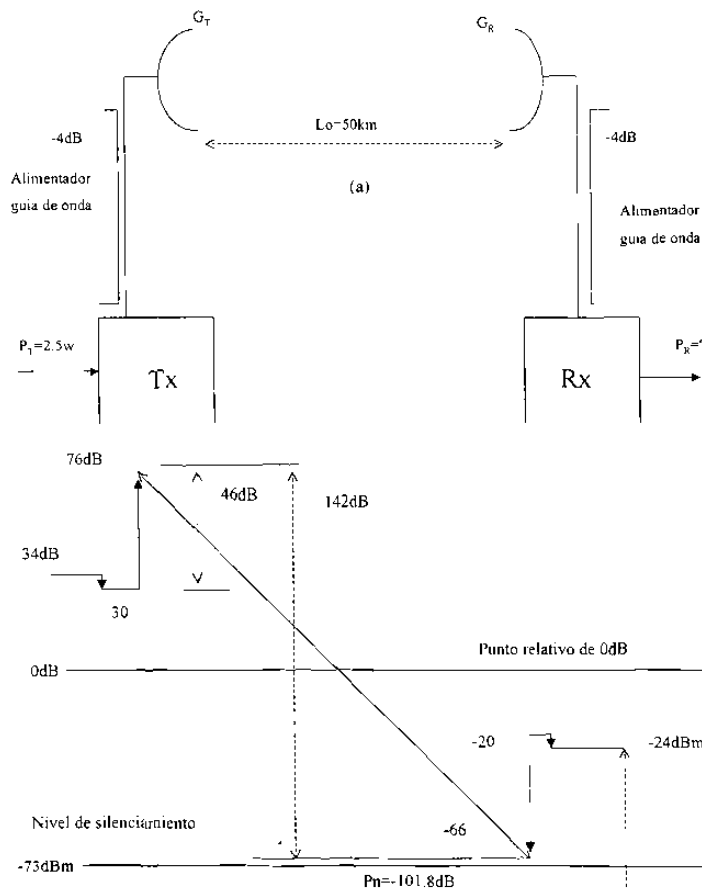


Fig. # 6.3 a) Esquema de un salto radioeléctrico sencillo, b) Niveles de potencia del mismo

### 6.3.2 NIVEL DE SILENCIAMIENTO:

Es el límite mínimo permisible de potencia de la señal. Son 9dB correspondientes a potencia de umbral ( $8p_n$ ) necesaria en FM para que el discriminador distinga a la señal del ruido. Agregándose otros 20 dB por norma CCIR.

$$P_{GO} = 4 \text{ dB}$$

Pérdidas en cada extremo en guías de onda.

Con referencia al problema planteado en el punto anterior; Calcule:

a) Ganancias de las antenas transmisoras y receptoras:

$$G_T = G_R = \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} = 41000 \quad (46 \text{ dB})$$

donde :

$$A = \frac{\pi d^2}{4} = 12.56 \text{ m}^2$$

$$\lambda = \frac{C}{f} = 0.05 \text{ m}$$

b) Pérdida básica de propagación:

Aplicando la Ec. 6.11, tendremos:

$$\begin{aligned} P_b &= 92.4 + 20 \log 6 \text{ GHz} + 20 \log 50 \text{ km.} \\ &= 142 \text{ dB} \quad (1.585 \times 10^{14}) \end{aligned}$$

c) Potencia en el receptor  $P_R$ :

La potencia en el transmisor referido a 1mW es:

$$P_T \text{ dBm} \approx 34 \text{ dBm}$$

Sumando algebraicamente los decibeles, la potencia  $P_R$  es:

$$\begin{aligned} P_R &= P_T - 4 + G_T - P_b + G_R - 4 \\ &= 34 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 \\ &= -24 \text{ dBm} \text{ ó } 4 \mu\text{W} \end{aligned}$$

d) Relación de Señal a Ruido

La potencia de ruido es:

$$P_n = KTB$$



$$= 1.38 \times 10^{-23} \quad (293) \quad 20 \times 10^6$$

$$= 8.08 \times 10^{-24} \quad (-101.8 \text{ dBm})$$

Entonces la relación de señal a ruido resultará:

$$S_n = \frac{P_R}{P_n} \quad \text{o en dB :}$$

$$S_n = -24 - (-101.8) = 77.8 \text{ dBm}$$

Observe que si se opera con referencia de 1W en vez de 1mW, el resultado es el mismo:

$$P_T \text{ dB}_W = 10 \log \frac{2.5 \text{ W}}{1 \text{ W}} = 4 \text{ dB}_W$$

$$P_R = 4 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = -54 \text{ dB}_W$$

Esto equivale a  $3.98 \times 10^{-6} \text{ W} \approx 4 \mu\text{W}$

Otra manera de resolver el problema anterior es la siguiente:

$$-4 \text{ dB equivale a } 0.398 \quad (10^{-0.4} = 0.398)$$

La potencia en el foco de la antena transmisora (considerando las pérdidas en el alimentador) es:

$$P_t = 2.5 \times 0.398 = 0.995 \approx 1 \text{ W}$$

La potencia en la entrada (foco) de la antena receptora es:

$$P_R = \frac{P_t G_T A_r}{4 \pi L_0^2} \eta_A$$

$$= \frac{1 \times 41,000 \times 8.168}{4 \pi 5^2 \times 10^8} = 10.66 \mu\text{W}$$

En la salida del receptor la potencia considerando las pérdidas en el alimentador es:

$$P_R = 10.66 \times 0.398 \approx 4 \mu\text{W}$$

Si se duplica la potencia del transmisor a 5W (37 dBm ó 7dB<sub>W</sub>) la potencia en el receptor también se duplica

$$P_R = 8 \mu\text{W} \quad (-21 \text{ dB}_m \text{ ó } -51 \text{ dB}_W)$$

En forma de ecuación:

Para  $P_T = 2.5 \text{ W}$

$$P_R = 4 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 54 \text{ dBw}$$

$$P_R = 34 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 24 \text{ dBm}$$

Para  $P_T = 5 \text{ W}$ .

$$P_R = 7 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 51 \text{ dBw}$$

$$P_R = 37 - 4 + 46 - 142 + 46 - 4 = - 21 \text{ dBm}$$

Se presenta una gráfica de niveles en dBm en la Fig. 6.3

### 6.3.3 COMUNICACIÓN VÍA SATÉLITE.

Existen satélites para la comunicación por relevo de señales de televisión, voz y datos alrededor del mundo.

Estos satélites se localizan en varias posiciones sobre el ecuador, apareciendo estacionarios sobre la superficie terrestre aunque realmente giren a la misma velocidad de rotación de la tierra. Como mantienen sus mismas posiciones con respecto a la Tierra, se les denominan satélites geoestacionarios o geosincrónicos.

La idea original de satélites sincrónicos de relevo para comunicaciones, se debe al escritor de ciencia-ficción inglés Arthur C. Clarke quien en 1945 lo sugirió en el artículo "Extraterrestrial Relays ". En su honor se les llama órbita o banda de Clarke a la órbita geosincrónica.

### 6.3.4 RECEPCIÓN DE SEÑALES DE TELEVISIÓN.

Actualmente recibimos señales de TV en dos formas diferentes:

- a) Televisión terrestre local en las bandas de frecuencia muy alta (VHF: canales 2 al 6 y 8 al 13) y frecuencia ultra alta (UHF: canales 14 al 83) con transmisores colocados en partes altas de una región con áreas de cobertura correspondientes a una zona metropolitana. Las señales se producen en centros de programación enviándose a los transmisores por medio de microondas.
- b) Televisión vía satélite de comunicación domésticas colocados en órbitas fijas (geoestacionarias) en una franja de 70 a 140 longitud oeste a 35,880 kms. del Ecuador (latitud 0°) con áreas de cobertura abarcando un país o varios países (hasta un tercio de la superficie terrestre). También la señal se procesa en centros de programación enviándose por microondas a los satélites geosincrónicos.

Analizamos el segundo caso. Consta de dos partes, las que llamaremos "Enlace ascendente" y "Enlace descendente".

Enlace ascendente. Los satélites localizados en la órbita de Clarke (35,880 Km) se excitan desde la tierra (trayectoria ascendente), por transmisores en el nivel de kilowatts de potencia con ganancias del orden de 50 a 60 dB en la banda de 5.9 a 6.4 GHz (perdidas de transmisión: 199 dB) con señales de video y audio moduladas en frecuencia banda ancha (33MHz por canal).

En el ancho de banda total de 500 MHz se colocan 12 canales. Aprovechando la característica de polarización de la onda electromagnética se colocan otros 12 canales polarizados en cuadratura con los anteriores (12 canales impares con polarización vertical, otros 12 canales con polarización horizontal). También se usan otros rangos de frecuencia además del sistema de 4/6 GHz (7/8 GHz, 12/14 GHz, 20/30GHz). El último rango permitirá un mayor ancho de banda (1500 a 2000 MHz)

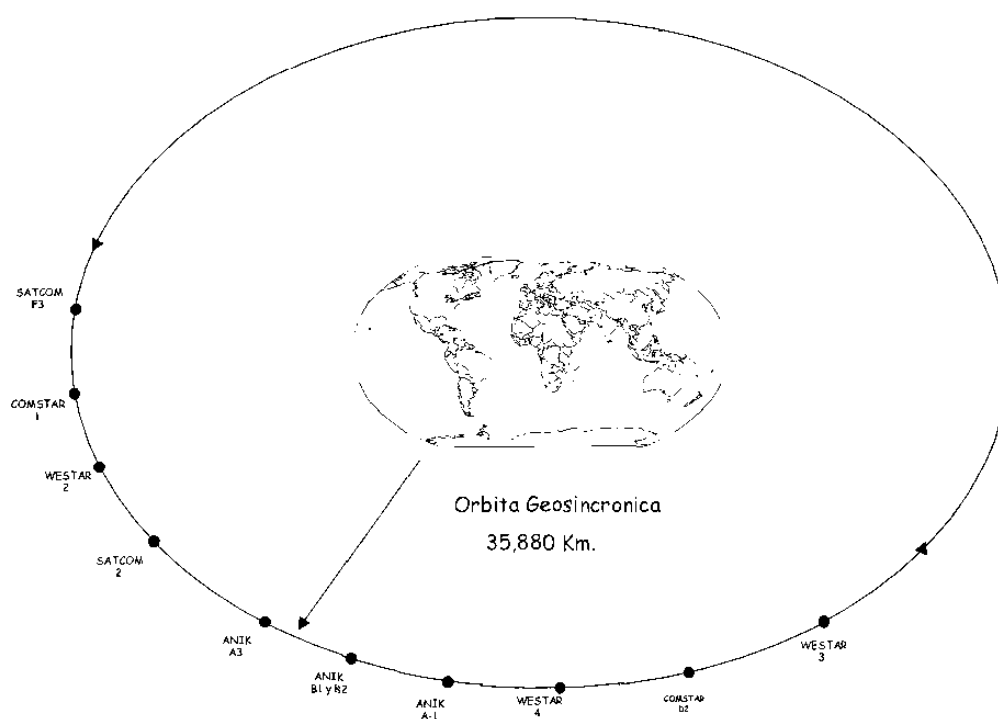


Fig. # 6.4 Satélites domésticos de TV



Enlace descendente. El satélite geoestacionario recibe la señal en el rango de 6 GHz, la amplifica, cambia de frecuencia (en el rango de 4 GHz, para que no sea interferida por la señal transmitida más potente) y la retransmite hacia la Tierra utilizando el equipo denominado trans-receptor (transponder).

El problema mayor que existe en la señal retransmitida es su nivel de potencia tan pequeño, pues la potencia del trans-receptor es el orden de 5 watts (el amplificador de potencia debe ser muy confiable, pequeño, ligero, eficiente y con un ancho de banda grande) mas la ganancia de la antena produce contornos de niveles de potencia constante de 36 dBw y menores, extendiéndose en el área de un país y desbordándose a otros países (foot print). Al descender viaja distancias del orden de 38,000 Kms. Con perdidas de transmisión de cerca de 196 dB. el nivel de potencia de la señal recibida es tan pequeño (- 160 dBw y menores) que no existe un receptor tan sensible que la capte, además el nivel de la potencia del ruido es mayor (del orden de - 133 dBw) por lo que sería cubierta por el ruido sin poderse rescatar. Por consiguiente el equipo receptor debe ser muy especial. Lo describiremos a continuación.

### 6.3.5 SISTEMAS DE RECEPCION DE TV VIA SATELITE

Un sistema de solo recepción de señales de TV vía satélite esencialmente requiere de las siguientes tres partes:

- 1) Una antena o eliminador con un disco reflector parabólico o esférico que apuntando hacia la órbita de Clarke no tiene que moverse al localizar un satélite; con el área que presenta (afectada por un factor de eficiencia  $n \approx 0.53$ ) colecta la señal que proviene de la fuente distante y la concentra en un punto focal. Con esta concentración de energía electromagnética (ganancia de la antena) se eleva el nivel de potencia de la señal a un nivel superior al del ruido blanco térmico del mismo disco (20 a 50 ° K) y del preamplificador (80-150 °K) por lo menos en 8 dB. La ganancia de la antena varía con el radio del reflector. Por ejemplo para la frecuencia de operación (4 GHz) y los diámetros siguientes, se especifican la ganancia correspondiente: 2.44 m., 37.5 dBi; 3.5 m., 39.5 dBi; 3.66 m., 41 dBi; 4.6 m., 43 dBi; 6.1m. , 45.6 dBi; cuyos anchos de haz de 3 dB son menores de 2°.
- 2) Un amplificador de ruido mínimo, ARM (Low Noise Amplifier) alimentado por el alimentador tipo corneta (Horn) o disco colocado en el punto focal del reflector, el cual es un preamplificador que eleva la señal a un nivel de potencia que pueda excitar el receptor de señal del satélite. El ARM debe ser de ganancia alta (50 a 60 dB) e introducir un ruido muy pequeño. Entonces el factor de ruido es mínimo {1.1 dB (80°K), 1.3 dB (100°K), 1.5 dB (120 ° K), 1.8 dB (150° K)} para que cumpla con los requerimientos de calidad de la señal.
- 3) Un receptor de señal del satélite con el cual se selecciona el canal deseado traslada en frecuencia, amplifica, filtra y demodula la señal de FM para producir la banda base: señal de video de 30 Hz a 4.2 MHz y señal de audio de 50 Hz a 15 KHz.

Existen dos tipos de receptores de satélite, el tipo Howar (diseñado por el Dr. Taylor Howard) y el tipo Coleman (diseñado por el Dr. Robert Coleman). Al primero lo caracterizan dos pasos de conversión de frecuencia: la primera frecuencia intermedia de 500 a 1200 MHz y la segunda frecuencia intermedia de 70 MHz; mientras que el segundo tiene un solo paso de conversión de frecuencia de 3.7- 4.2 GHz cambia a 70 MHz.

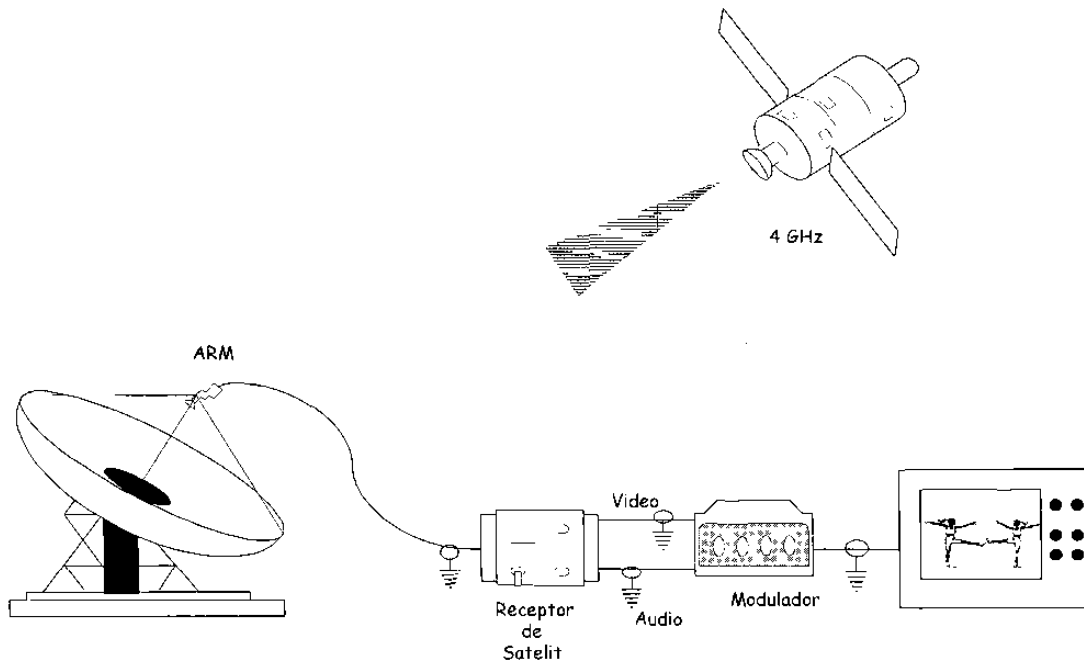


Fig. # 6.6 . Estación terrena de TV vía satélite.

En forma mas detallada explicamos la función de algunas de ellas, son:

1. Disco reflector parabólico o esférico.
2. Alimentador tipo corneta o disco con ranuras circulares.
3. Guía de onda rectangular: recibe el modo dominante  $ET_{10}$  con polarización lineal horizontal o vertical.
4. Circulador o aislador: evita que la energía de microondas de los circuitos receptores se fuguen por el ARM y pasen a la antena. Otra función es como acoplador de impedancias de la guía de onda ( $Z_{ET}$  de 469 a 511 óhms) al ARM presentándole una impedancia estable de 50 óhms.
5. Amplificador de ruido mínimo ( ARM ).
6. Línea coaxial de perdidas mínimas que lleva la señal a 4GHz del ARM al receptor de satélite. Tiene una impedancia característica de 50 óhms y perdidas que varían de 2 dB hasta 6 dB en 30 m. de longitud del cable.
7. Receptor de señal de satélite con control remoto.
8. Modulador de color de RF, el cual cambia la señal de banda base al formato normal de color del canal 3 o 4 (puede ser a otros canales).
9. Cables coaxiales de 75 óhms.

10. Aparato receptor de TV.
11. Rotor eléctrico para girar la guía de onda y seleccionar entre polarización horizontal y vertical las que contienen 12 canales de TV diferentes.

### 6.3.6 EJEMPLOS ILUSTRATIVOS DE RECEPCION DE SEÑALES DE SATELITES

1. a) Calcule la calidad de transmisión (relación de señal a ruido) de la señal proveniente de un satélite, considerando un contorno de nivel de potencia de 32 dBw, unas perdidas de transmisión (del satélite a la tierra) de -196 dB a 4Ghz, un ancho de banda de 30 MHz y que solo tiene el alimentador tipo corneta orientado a dicho satélite (no se tiene el reflector parabólico o esférico) con una temperatura de ruido equivalente en el ARM de 120°K.

La potencia de la señal en dB es:

$$P_s = 32dBw - 196dB = -164dBw$$

La potencia máxima disponible de ruido en dB es:

$$P_n = 10 \log 1.38 \times 10^{-23} \times 120 \times 3 \times 10^7 = -133dBw$$

Entonces la relación de señal a ruido en dB es:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} = P_s - P_n$$

$$= -164 - (-133) = -31dB$$

La señal será enmascarada por el ruido y ya no se podrá rescatar.

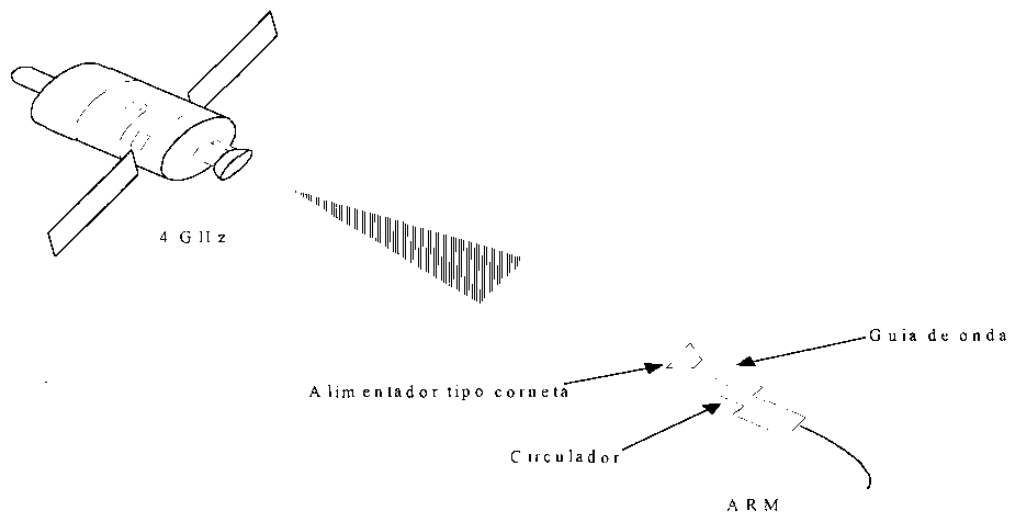


Fig. # 6.7 Recepción con solo el alimentador tipo corneta.

b) Ahora calcule la calidad de transmisión si agregamos el efecto del reflector parabólico con una ganancia sobre la antena isotrópica de 41dBi.

La potencia de la señal ahora se incrementa en 41 dB.

$$\begin{aligned} P_s &= 32\text{dBw} - 196\text{dB} + 41\text{dBi} \\ &= -123\text{dBw} \end{aligned}$$

En cambio el reflector agrega una temperatura de ruido  $T_a$  que depende de un ángulo de elevación. Considerando que esta es de  $26^\circ\text{K}$ , la temperatura total es:

$$\begin{aligned} T &= T_a + T_{\text{ARM}} \\ &= 26 + 120 = 146^\circ\text{K} \end{aligned}$$

Con esto, la potencia del ruido se incrementa a :

$$\begin{aligned} P_n &= 10 \log 1.38 \times 10^{-23} \times 146 \times 3 \times 10^7 \\ &= -132.2\text{dBw} \end{aligned}$$

La relación de señal a ruido pasa a ser :

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{\text{dB}} = -123 - (-132.2) = +9.2\text{dBw}$$

Valor superior al umbral de FM, por lo que podrá recobrase la señal

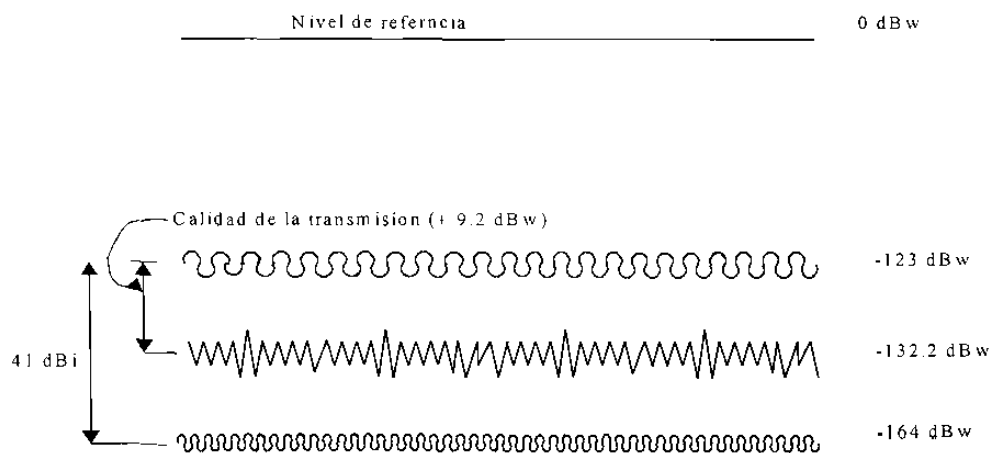


Fig. # 6.8 Niveles de potencia de la señal y del ruido térmico



Considere que los datos de ARM además de la temperatura de ruido  $120^\circ\text{K}$ , tiene una ganancia de 50 dB, ancho de banda de 30 Mhz y la guía de onda (WR 229) presenta una impedancia a la señal de 500 óhms cuyo valor es de  $22.361 \mu\text{V}$ .

El receptor de satélite tiene un factor de ruido de 12 dB, una ganancia de 40dB y ancho de banda de 30 MHz., Calcule:

c) El factor de ruido del amplificador de ruido mínimo.

Este factor lo calculamos con la ecuación que lo define:

$$F_1 = 1 + \frac{T_{e1}}{290^\circ} = 1 + \frac{120^\circ}{290^\circ} = 1.4138 \quad (1.5\text{dB})$$

d) la temperatura de ruido equivalente del receptor de satélite.

$$F_{2\text{dB}} = 12\text{dB} \quad \text{entonces} \quad F_2 = 15.849$$

$$T_{e2} = (F_2 - 1)290^\circ = 4306.2^\circ\text{K}$$

El resultado indica lo ruidoso que es el receptor, teniendo muchas fuentes térmicas de ruido (resistencias) formando su circuito.

e) El factor de ruido y la temperatura de ruido equivalente del ARM y receptor de satélite.

$$\begin{aligned} F_{\text{eq}} &= F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} = 1.4138 + \frac{14.849}{10^5} \\ &= 1.4139485 \quad (1.50436 \text{ dB}) \end{aligned}$$

$$T_{\text{eq}} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_1} = 120 + \frac{4306}{10^5} + 120.043^\circ\text{K}$$

También se puede calcular de la ecuación:

$$F_{\text{eq}} = 1 + \frac{T_{\text{eq}}}{290^\circ} \quad \text{Donde} \quad T_{\text{eq}} = (F_{\text{eq}} - 1)290^\circ\text{k}$$

Observamos que los valores de  $F_{eq}$  y  $T_{eq}$  prácticamente no cambiaron con respecto a los valores de  $F_1$  y  $T_{e1}$ . De aquí la importancia de tener un valor pequeño para el factor de ruido y un valor grande para la ganancia del primer amplificador del sistema de recepción.

Primero calculemos la potencia de la señal en la entrada.

$$S_i = \frac{v_i^2(t)}{R_i} = \frac{(22.361 \times 10^{-6})^2}{500} = 10^{-12} \text{ W.}$$

En la salida es:

$$S_0 = S_i G_1 G_2 = 10^{-12} \times 10^5 \times 10^4 = 10^{-3} \text{ W.}$$

$$S_0 = 1 \text{ dBm} = -30 \text{ dBW}$$

La potencia del ruido en la salida es:

$$N_0 = K(T_a + T_{e1})B_1 G_1 G_2 + K T_{e2} B_2 G_2$$

$$N_0 = K B G_2 (T_a + T_{e1}) G_1 + T_{e2}$$

$$N_0 = (1.38 \times 10^{-23}) (3 \times 10^7) (1 \times 10^4) (146 \times 10^5) + 4306.$$

$$N_0 = 59.6338 \mu \text{ W} (-42.245 \text{ dBw})$$

Entonces la relación de señal a ruido en la salida es:

$$\left( \frac{S_0}{N_0} \right)_{\text{dB}} = -30 - (-42.245) = 12.245 \text{ dBw.}$$

2. Se ilustra en la figura una estación terrena de recepción vía satélite.

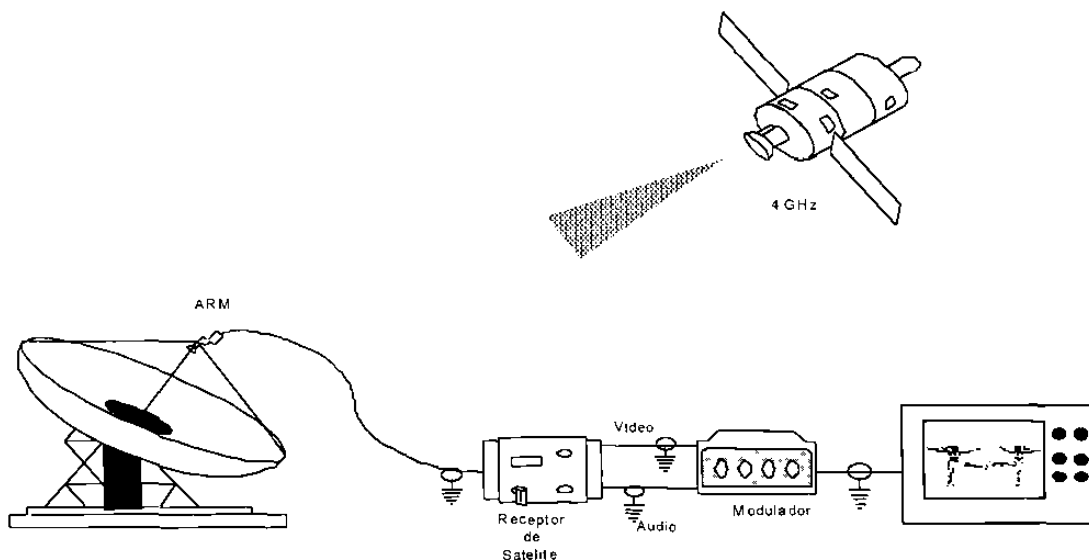


Fig. # 6.9 Estación terrena de TV vía satélite

Los datos de ARM son  $F_r = 1.3\text{dB}$ ,  $B = 30\text{MHz}$ .

Considere una distancia de  $36,000\text{Km}$ . y un contorno de nivel de potencia de  $29\text{ dBw}$ . También considere una temperatura de ruido de la antena de  $26^\circ\text{K}$ .

a) ¿Cuál debe ser la ganancia de la antena y del preamplificador (ARM) si el receptor de satélite necesita  $-50\text{ dBm}$ ?

La pérdida de propagación es:

$$92.5 + (20\log 4\text{GHz}) + (20\log 36,000)\text{Km} = 195.61\text{dB}.$$

entonces:

$$29 - 195.61 + G_{\text{ant}} + G_{\text{ARM}} = -80\text{dBw} (-50\text{dBm})$$

$$G_{\text{ant}} + G_{\text{ARM}} = 86.61\text{dB}$$

b) Si la antena tiene un reflector parabólico de  $4.572\text{m}$  ( $15'$ ) de diámetro con una eficiencia de  $53\%$  ¿Cuál es la ganancia del preamplificador?  
Primero calcularemos la ganancia de la antena.

$$G_{\text{ant}} = 10 \log \left( \frac{4\pi A \eta}{\lambda^2} \right)$$

$$G_{\text{ant}} = 10 \log \left( \frac{4\pi \times \pi \times 4.572^2 \times 0.53}{4 \times 0.75^2} \right)$$

$$G_{\text{ant}} = 42.88\text{dBi}$$

entonces la ganancia del ARM es:

$$G_{\text{ARM}} = 86.61 - 42.88 = 43.73\text{dB}$$

Para que opere el demodulador de FM (PLL 564), se requiere una señal con una potencia de  $-20\text{dBm}$  por lo menos. Considerando unas pérdidas de  $6\text{dB}$  en el cable coaxial que conecta al preamplificador con el receptor de satélite y las pérdidas de conversión (dos pasos) hasta el demodulador de  $14\text{dB}$ .

c) ¿Cuál es la ganancia del ARM y el receptor?

La ecuación de potencias es:

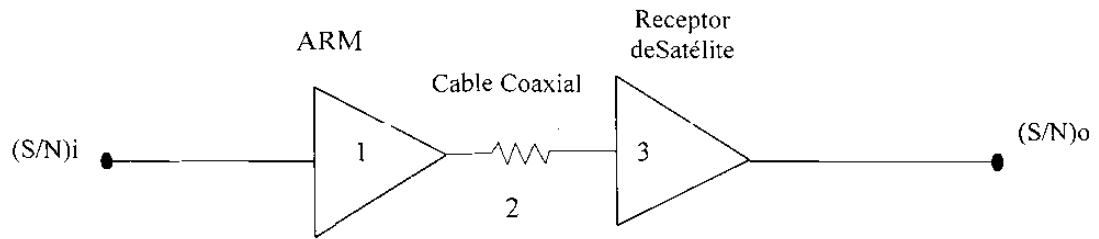
$$(29 - 195.61 + 42.88 - 6 - 14 + G_{\text{ARM}} + G_{\text{R}}) = -50\text{dBw}$$

$$G_{\text{ARM}} + G_{\text{R}} = 93.73\text{dB}$$

Si consideramos una ganancia de  $50\text{ dB}$  en el receptor el preamplificador deberá de ser por lo menos  $43.73\text{dB}$ .

d) ¿Cuál es el factor de ruido equivalente del sistema?

Los datos del sistema los colocaremos en la siguiente figura.



$T_a = 26^\circ\text{K}$	$F_2 = 6\text{dB}$	$F_3 = 14\text{dB}$
$T_{\text{ARM}} = 101.2^\circ\text{K}$	$F_2 = 4 = \alpha$	$F_3 = 25.12\text{dB}$
$F_1 = 1.4386$	$G_2 = \frac{1}{\alpha} = 0.25$	$G_3 = 50\text{dB}$
$G_1 = 44\text{dB}$		

Fig.# 6.10 Datos de la estación terrena

El factor de ruido equivalente es:

$$F_{\text{eq}} = F_1 - \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2}$$

$$F_{\text{eq}} = 1.4386 + \frac{4 - 1}{25118.9} + \frac{24.12}{25118.9 \times 0.25}$$

$$F_{\text{eq}} = 1.4426 \text{ (1.59dB)}$$

e) ¿Cuál es la relación de señal a ruido hasta el demodulador de FM?

Primero calcularemos la relación de señal a ruido en la entrada.

$$S_i = 29 - 195.61 + 42.88 = -123.73 \text{ dBw}$$

$$N_i = (1.38 \times 10^{-23})(30 \times 10^6)(26 + 101.2)^\circ\text{K}$$

$$N_i = 5.263 \times 10^{-14} \text{ w}$$

$$N_i = -132.78 \text{ dBw}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = -123.73 - (-132.78) = 9.05\text{dB}$$

Entonces la relación de la potencia de la señal a la potencia del ruido es:

$$\begin{aligned} \left(\frac{S}{N}\right)_o &= \left(\frac{S}{N}\right)_i - F_{eq} \\ &= 9.05\text{dB} - 1.59\text{dB} = 7.46\text{dB} \end{aligned}$$

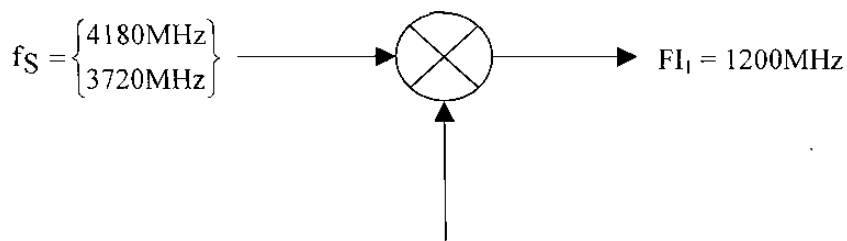
3.- En la recepción de TV vía satélite se usa el principio de heterodinaje para trasladar las señales del rango de 3720 a 4180MHz de frecuencias menores. El oscilador local puede tener frecuencias mayores (superheterodinaje) a la de la señal o frecuencias inferiores (infraheterodinaje).

El receptor de satélite es de doble conversión con dos operaciones de heterodinaje.

La primera frecuencia intermedia está entre 500 y 1200MHz.

La segunda frecuencia intermedia ( $FI_1$ ) es de 70MHz.

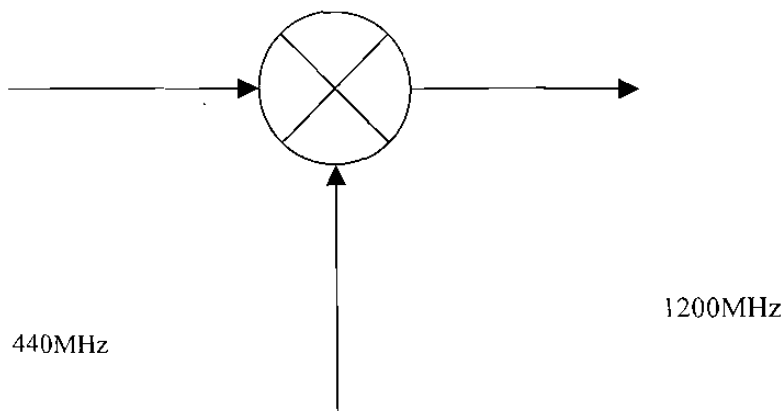
a) ¿Cuál es el rango de variación del oscilador local del primer convertidor de frecuencia si  $FI_1 = 1200\text{MHz}$  y el rango debe ser menor que las frecuencias entregadas por el ARM?



$$f_{OL} = \begin{cases} 4180 - 1200 = 2980\text{MHz} \\ 3720 - 1200 = 2520\text{MHz} \end{cases}$$

Fig. # 6.11 Esquema del primer convertidor

b) ¿Cuál es el valor de frecuencia del primer oscilador local si se desea recibir el canal 17 (4040MHz)?



$$F_{OL} = 4040 - 1200 = 2840 \text{ MHz}$$

Fig. # 6.12 Esquema del mezclador para recibir el canal 17

c) En todo proceso de heterodinaje se genera una frecuencia útil y una frecuencia indeseable llamada frecuencia imagen. ¿Cuál es la frecuencia imagen correspondiente al canal 17?

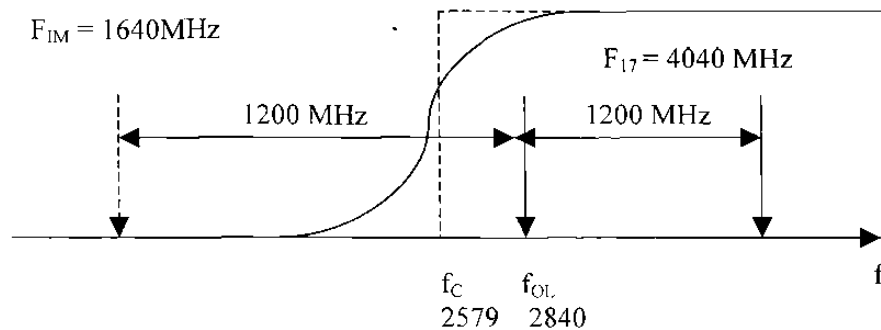


Fig. # 14. Frecuencia indeseable o imagen de canal #17 y característica de filtro de paso alto de la guía de onda.

La frecuencia imagen es:

$$f_{IM} = f_{OL} - f_{FI} = 2840 - 1200 = 1640 \text{ MHz.}$$

Para la guía de onda utilizada (WR 229) esta frecuencia se atenúa pues la frecuencia de corte es de 2579 MHz.

El segundo oscilador opera a una frecuencia mayor de la que recibe el segundo mezclador.

como:  $F_{I2} = 70 \text{ MHz}$

d) ¿Cuál es la frecuencia del segundo oscilador local?

e) ¿Cuál es la frecuencia imagen correspondiente?

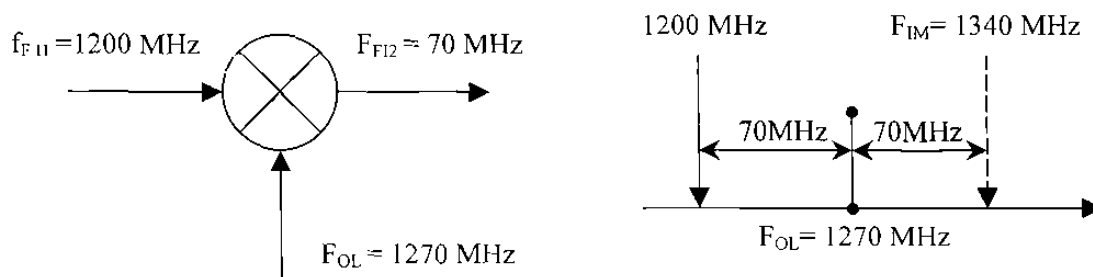


Fig. # 6.14 Frecuencia deseable y frecuencia imagen

$$F_{OL} = 1200 + 70 = 1270 \text{ MHz}$$

$$f_{IM} = 1270 + 70 = 1340 \text{ MHz}$$

4. La calidad de la señal de imagen en el aparato de TV se mide con la relación señal a ruido S/N, la cual desde luego depende de la relación de señal a ruido en la entrada que simboliza C/N y será la que se tiene en la entrada del preamplificador (ARM).

Entonces la relación de señal a ruido (C/N) es el factor determinante en la calidad de la imagen en el receptor de TV especialmente cuando desciende del umbral de FM del receptor de satélite. La mayoría de receptores tienen un umbral próximo a 8dB. (FM threshold).

Una vez que se cumple el nivel de 8dB de C/N, cualquier incremento en él, también aumenta la relación de señal a ruido (S/N) incrementando la calidad de imagen en TV.

Por ejemplo, los fabricantes especifican la relación de señal a ruido S/N como 51.5 dB mínimo si C/N = 14dB en dichos receptores de satélite.

Normalmente la relación es:

$$S/N = C/N + 37.5dB$$

El aumento de S/N con respecto a C/N se debe al uso de FM/FM. El cálculo es:

$$S/N = C/N + 20\log(DFV/MFV) + 10\log(B2/FMV) + 10\log 6 + E$$

Donde:

"DFV" es la desviación pico de frecuencia en video igual a 10.7 MHz.

"MFV" es la máxima frecuencia de video en banda base igual a 4.2 MHz.

"B2" es el ancho de banda de la frecuencia intermedia (típicamente es 30 MHz).

"10log6" es el ajuste de ruido por la medición en valor efectivo (eficaz).

"E" es la mejora debido al énfasis de video (efecto en toda la trayectoria) igual a 13dB.

$$S/N = C/N + 20\log(10.7/4.2) + 10\log(30/4.2) + 10\log(6) + 13$$

$$S/N = C/N + 8.12 + 8.54 + 7.78 + 13$$

$$S/N = C/N + 37.44dB$$

Lo que justifica los datos especificados por el fabricante.

Al número 37.5 se le llama "Factor de Mejora de FM", el cual indica que si la potencia de la señal (portadora) en la entrada es 10.5dB mayor que la potencia del ruido,

$$C/N = 10.5dB \text{ a } 4GHz$$

Se tendrá una relación de potencia de la señal a la potencia del ruido de 48dB, en banda base después de demodulación,

$$S/N = 48dB \text{ en banda base}$$

Existe una tabla de conversión entre C/N y S/N.

C/N (dB)	S/N (dB)	Comentarios
6	*	Menor del umbral de FM, imagen con ruido.
7	45	En el umbral de FM en los mejores receptores. Manchas de ruido.
8	46	En el umbral de FM en la mayoría de receptores. Manchas de ruido.
9	47	Arriba del umbral de FM. Excelente imagen.
10	48	Calidad superior a las videograbadoras.
11	49	Calidad igual a los sistemas de cable visión
12	50	Calidad superior a cable visión.
13	51	Calidad de radiodifusión.
14	52	Calidad superior a radiodifusión

\* No existe valor

Tabla 6.1 Conversión entre C/N y S/N

De aquí se desprende la importancia de la relación C/N: potencia de la portadora a la potencia del ruido en la entrada del preamplificador.

A su vez obtendremos que esta relación C/N depende del factor de mérito G/T, esto es, ganancia de la antena con respecto a la temperatura equivalente de ruido de la antena y el preamplificador (ARM).

La ecuación correspondiente a C/N en decibeles, la obtuvimos al principio de este capítulo, la cual es:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = PRE_{Sat_{dB}} - P_{b_{dB}} - F_{p_{dB}} + G_{ant_{dB}} - K_{dB} - B_{dB} - T_{dB}$$

o sea:

$$\left(\frac{C}{N}\right)_{dB} = \left(\frac{G_a}{T}\right)_{dB} PRE_{Sat_{dB}} - P_{b_{dB}} - F_{p_{dB}} - K_{dB} - B_{dB}$$

Donde :

$(G_a / T)$ dB	Es el factor de mérito de la estación terrestre
PRE sat	Es la potencia radiada efectiva dependiendo de la localización de la estación terrena, ( foot print).
Pb dB	Es la pérdida básica de propagación que depende de la distancia entre 41,756 Km (196.9 dB) y 35880 Km. (195.5 dB ).
FpdB	Es el factor de perdidas debido a diferentes causas ( absorción atmosférica, atenuación por la lluvia, error de orientación, de polarización, etc. ) Varía de 0.2 dB a 1 dB.
KdB	Es la constante de Boltzmann en dB ( -228.6 dBw / °K).
BdB	Es el ancho de banda del receptor ( 30 MHz )



En cada estación terrena localizada en algún lugar, el factor de mérito (Ga/T) es la única variable a considerar, en cuanto a costo versus calidad y la selección del diámetro del reflector de la antena y el factor de ruido (o temperatura de ruido) del amplificador (ARM).

5) En una estación terrena transmisora de TV vía satélite de 4/6 GHz, se usa la guía de onda en el transmisor WR 159. Para el modo dominante calcule las componentes de la onda electromagnética si se transmiten 3KW de potencia. Suponga una frecuencia de 6 GHz.

Los datos de la guía de onda WR 159 son:

$$a = 1.59'' = 4.0386 \text{ cm.} \quad b = 0.795'' = 2.0193 \text{ cm}$$

$$f_c = 3.714 \text{ GHz}$$

Para el modo dominante  $ET_{10}$  las componentes son:

$$E_z = 0, E_x = 0, H_y = 0$$

$$E_y = E_0 \sin \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$H_x = \frac{-E_0}{Z_{ET}} \sin \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$H_z = \frac{-E_0}{Z_{ET}} \cos \frac{\pi}{a} x e^{-j\beta_g z}$$

$$\text{Donde: } E_0 = -j \frac{\omega \mu a}{\pi} H_0$$

La potencia transmitida se calcula con la ecuación:

$$P_t = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^b (-E_y H_x) dx dy$$

$$P_t = \frac{1}{2} \int_0^a \int_0^b \left( \frac{E_0^2}{Z_{ET}} \sin^2 \frac{\pi}{a} x \right) dx dy$$

$$P_t = \frac{E_0^2}{Z_{ET}} \frac{ab}{4} = 3000 \text{ w}$$

$$\text{Donde: } Z_{ET} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{3.714}{6}\right)^2}} = 480 \Omega$$

Entonces:

$$E_o = 84042 \frac{V}{m} = 59417.7 \frac{V}{m} \quad \text{efectivos}$$

$$y H_o = j \frac{E_o}{\omega \mu a} = j 138 \frac{A}{m}$$

En resumen las expresiones son, en valores efectivos:

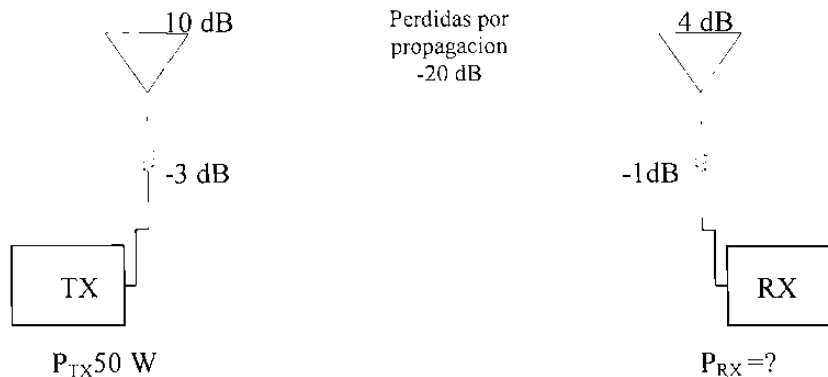
$$E_y = 59417.7 \operatorname{sen} 77.79 \times e^{-j\beta_g z} \frac{V}{m}$$

$$H_x = -j 123.8 \operatorname{sen} 77.79 \times e^{-j\beta_g z} \frac{V}{m}$$

$$H_z = j 97.6 \cos 77.79 \times e^{-j\beta_g z} \frac{V}{m}$$

## 6.4 SECCION DE PROBLEMAS RESUELTOS

Calcular la potencia en el receptor.



$$G_T = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}}$$

$$G_T = -3 \text{ dB} + 10 \text{ dB} - 20 \text{ dB} + 4 \text{ dB} - 1 \text{ dB}$$

$$G_T = -10 \text{ dB}$$

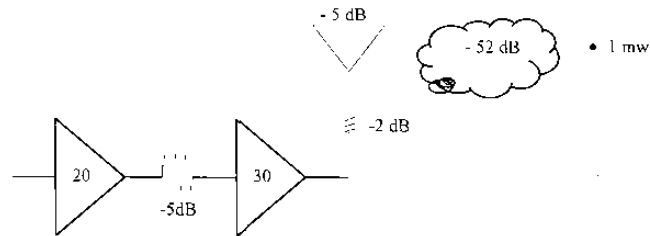
$$P_{\text{out}} = \log_{10}^{-1} \left[ \frac{G_T}{10} \right] P_{\text{in}}$$

$$P_{\text{out}} = \log_{10}^{-1} \left[ \frac{-10}{10} \right] 50 \text{ w}$$

$$P_{\text{out}} = 5 \text{ watts}$$

Ejemplo:

Calcular la potencia a la cual se necesita alimentar al sistema para obtener en el punto deseado 1mw de potencia.



$$G_{dB} = 10 \log_{10} 20$$

$$G_{dB} = 13.01 \text{ dB}$$

$$G_{dB} = 10 \log_{10} 30$$

$$G_{dB} = 14.77 \text{ dB}$$

$$G_T = 13.01 \text{ dB} - 5 \text{ dB} + 14.77 - 2 \text{ dB} + 5 \text{ dB} - 52 \text{ dB}$$

$$G_T = -26.22 \text{ dB}$$

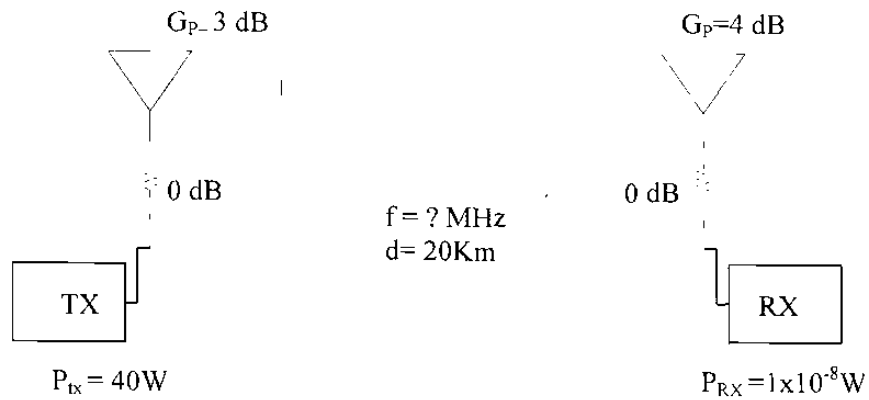
$$G_{TdB} = 10 \log_{10} \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \log_{10}^{-1} \left[ \frac{G_{TdB}}{10} \right]$$

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\log_{10}^{-1} \left[ \frac{G_{TdB}}{10} \right]}$$

$$P_{in} = \frac{1 \times 10^{-3}}{\log_{10}^{-1} \left[ \frac{-26.22}{10} \right]}$$

$$P_{in} = 418.8 \text{ mwatts}$$



Perdidas en los cables del transmisor y receptor son despreciables.

$$P_{R_x} = P_{T_x} + G_T - \Gamma + G_R$$

$$\Gamma = P_{T_x} - P_{R_x} + G_T + G_R$$

$$P_{R_x} = 10 \log_{10} 1 \times 10^{-8}$$

$$P_{R_x} = -80 \text{ dB}$$

$$P_{T_x} = 10 \log_{10} 40$$

$$P_{T_x} = 16.02 \text{ dB}$$

$$G_T = 10 \log_{10} 3$$

$$G_T = 4.77 \text{ dB}$$

$$G_R = 10 \log_{10} 4$$

$$G_R = 6.02 \text{ dB}$$

$$-\Gamma = -(-80) + 16.02 + 4.77 + 6.02$$

$$-\Gamma = 106.81 \text{ dB}$$

$$\Gamma = \log_{10}^{-1} \left[ \frac{-106.81}{10} \right]$$

$$\Gamma = 20.84 \times 10^{12}$$

Nota: Las pérdidas siempre serán menor que la unidad.

$$\Gamma = \frac{\lambda^2}{(4\pi R)^2}$$

$$\lambda = \sqrt{[4\pi(20 \times 10^3)]^2 [20.84 \times 10^{-12}]}$$

$$\lambda = 1.146 \text{ mts}$$

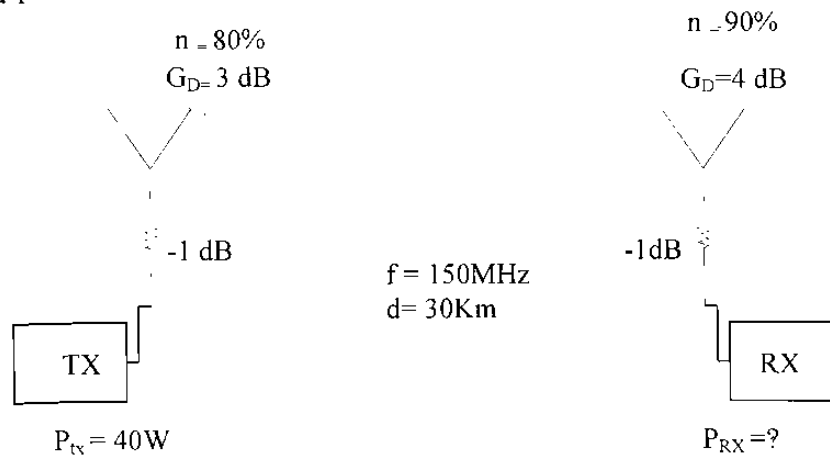
$$f = \frac{C}{\lambda}$$

$$f = \frac{3 \times 10^8}{1.147}$$

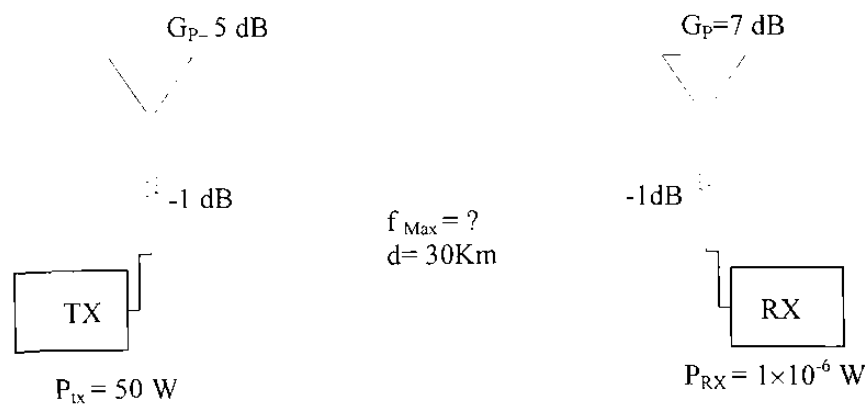
$$f = 261.52 \text{ MHz}$$

## 6.5 SECCION DE PROBLEMAS PROPUESTOS

### Problema 1



### Problema 2



# CAPITULO 7

## ANÁLISIS MATEMÁTICO DE LAS ANTENAS

### 7.1 LA ANTENA ELEMENTAL (el elemento de corriente)

Un elemento de corriente  $I d\ell$  se refiere a una corriente filamentaria  $I$  fluyendo a lo largo de una longitud elemental  $d\ell$ . Algo aproximado a esto es lo que sucede cuando una corriente  $I$  fluye en una longitud muy corta de alambre muy delgado. La longitud tan corta nos permite suponer que la corriente es esencialmente constante a lo largo de toda la longitud.

Aunque un elemento de corriente aislado puede parecer un concepto muy irreal, cualquier antena puede ser considerada como formada por un gran número de tales elementos unidos extremo con extremo. Entonces, si el campo electromagnético de esos elementos es conocido, el campo electromagnético de cualquier antena real teniendo una distribución de corriente específica puede ser calculado.

La figura 7.1 muestra el elemento de corriente en el origen y está orientado a lo largo del eje  $z$ . El sentido positivo de la corriente se toma en la dirección  $\hat{a}_z$ . Se supone una corriente uniforme  $I_0 \cos \omega t$  en esta corta longitud  $\ell$ . El problema es calcular el campo electromagnético en un punto arbitrario  $P$ .

$$I_0 \cos \omega t$$

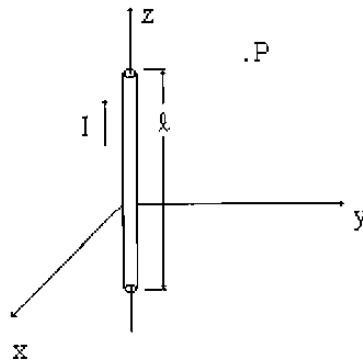


Fig. # 7.1

El primer paso es la aplicación de la expresión del potencial magnético vectorial retardado,

$$A = \int \frac{\mu_0 \{I\} d\ell}{4\pi R} \quad (\text{Ec. 7.1})$$

Que no requiere integración para el filamento muy corto supuesto,

$$\bar{A} = \frac{\mu_0 \{I\} \ell}{4\pi R} a_z \quad (\text{Ec. 7.2})$$

Solamente la componente de  $\bar{A}$  en la dirección de z está presente, porque la corriente solo fluye en la dirección de  $a_z$ .

En las ecuaciones 7.1 y 7.2:

$A$  = Potencial magnético vectorial en el punto P

$\mu_0$  = Permeabilidad magnética del espacio libre =  $4\pi \times 10^{-7}$

$\{I\}$  = Corriente retardada

$\ell$  = Longitud del elemento de corriente

$R$  = Distancia desde el elemento de corriente hasta el punto P.

En cualquier punto P, a una distancia R del origen (donde tenemos situado nuestro elemento de corriente), la corriente se retarda en  $R/c$  y si  $I = I_0 \cos \omega t$  entonces:

$$\{I\} = I_0 \cos \left\{ \omega \left( t - \frac{R}{c} \right) \right\} \quad (\text{Ec. 7.3})$$

o representándola en notación compleja,

$$\{I\} = I_0 e^{-j\omega \frac{R}{c}} \quad (\text{Ec. 7.4})$$

Donde:

$I_0$  = Corriente máxima (en el tiempo)

$$\omega = 2 \pi f$$

$f$  = Frecuencia de la señal.

$c$  = Velocidad de la onda electromagnética en el espacio libre  $= 3 \times 10^8$  m/seg.

$e$  = Base de los logaritmos naturales.

Realmente la ecuación (7.4) debiera estar multiplicada por  $e^{j \omega t}$  pero este término ha sido omitido, ya que para todos los casos en los que estamos interesados se supone que tenemos una corriente variando en el tiempo senoidal o cosenoidal a una frecuencia constante que es el significado de  $e^{j \omega t}$ .

Sustituyendo (7.4) en (7.2) la componente de  $A$  en la dirección de  $z$  será:

$$A_z = \frac{\mu_0 I_0 l}{4\pi R} e^{-j\omega R/c} \quad (\text{Ec. 7.5})$$

Usando un sistema mixto de coordenadas, por el momento, reemplazamos  $R$  (mayúscula) por (*minúscula*) del sistema de coordenadas esféricas  $y$ , a continuación determinemos cuales componentes esféricas aparecen. Del análisis de la figura (7.2) determinamos que:

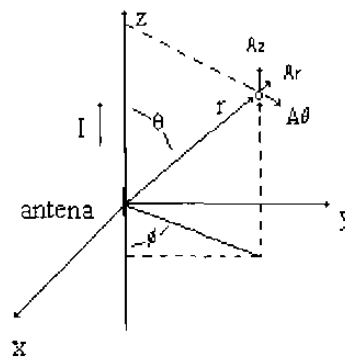


Fig. # 7.2



$$A_r = \cos \theta \quad (\text{Ec. 7.6})$$

$$-A_\theta = \text{sen} \theta \quad (\text{Ec. 7.7})$$

y por consiguiente,

$$A_r = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi R} \cos \theta e^{-j\omega r/c} \quad (\text{Ec 7.8})$$

$$A_\theta = -\frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen} \theta e^{-j\omega r/c} \quad (\text{Ec 7.9})$$

o también,

$$A = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \cos \theta e^{-j\omega r/c} a_r - \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen} \theta e^{-j\omega r/c} a_\theta \quad (\text{Ec 7.10})$$

Representemos por  $\gamma$  al termino  $j\omega/c$ .

Entonces:

$$A = \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \cos \theta e^{-\gamma r} a_r - \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r} \text{sen} \theta e^{-\gamma r} a_\theta \quad (\text{Ec. 7.11})$$

A partir de estas dos componentes de potencial magnético vectorial en P se puede encontrar  $B$  (densidad de flujo magnético) y en consecuencia  $H$  (intensidad de campo magnético) utilizando la definición de  $A$ ,

$$B = \mu_0 H = \nabla \times \bar{A} \quad (\text{Ec. 7.12})$$

Aplicando la ecuación de rotacional para sistema esférico a (7.11) obtenemos:

$$\nabla \times A = \left( \frac{\mu_0 I_0 \ell \gamma}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta e^{-r} + \frac{\mu_0 I_0 \ell}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta e^{-r} \right) a\phi \quad (\text{Ec. 7.13})$$

$$H = \frac{\nabla \times A}{\mu_0} = \left( \frac{I_0 \ell \gamma}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta e^{-r} + \frac{I_0 \ell}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta e^{-r} \right) a\phi \quad (\text{Ec. 7.14})$$

Las componentes del campo eléctrico, que deben asociarse con este campo magnético, se encuentra a partir de una de las ecuaciones de Maxwell  $\nabla \times H = J + \frac{\partial D}{\partial t}$  aplicada a una región en la que no hay corriente de conducción ( $J = 0$ ).

$$\nabla \times H = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (\text{Ec. 7.15})$$

en notación compleja:

$$\nabla \times H = j\omega \epsilon_0 E \quad (\text{Ec. 7.16})$$

Aplicando la ecuación de rotacional a (7.14) obtenemos:

$$\nabla \times H = \left( \frac{I_0 \ell \gamma e^{-r}}{4\pi r^2} 2 \cos \theta + \frac{I_0 \ell e^{-r}}{4\pi r^3} 2 \cos \theta \right) ar + \left( \frac{I_0 \ell \gamma^2 e^{-r}}{4\pi r} \operatorname{sen} \theta + \frac{I_0 \ell \gamma e^{-r}}{4\pi r^2} \operatorname{sen} \theta + \frac{I_0 \ell e^{-r}}{4\pi r^3} \operatorname{sen} \theta \right) a\theta \quad (\text{Ec. 7.17})$$

Reacomodando:

$$\nabla \times H = \frac{I_0 \ell \cos \theta}{2\pi} \left( \frac{1}{r^3} e^{-r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-r} \right) ar + \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta}{4\pi} \left( \frac{1}{r^3} e^{-r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-r} + \frac{1}{r} \gamma^2 e^{-r} \right) a\theta \quad (\text{Ec. 7.18})$$

Y de (7.16) obtenemos la ecuación del campo eléctrico:

$$\vec{E} = \frac{\nabla x H}{j\omega\epsilon_0} = \frac{I_0 \ell \cos\theta}{2\pi j\omega\epsilon_0} \left( \frac{1}{r^3} e^{-\gamma r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-\gamma r} \right) ar + \frac{I_0 \ell \sin\theta}{4\pi j\omega\epsilon_0} \left( \frac{1}{r^3} e^{-\gamma r} + \frac{1}{r^2} \gamma e^{-\gamma r} + \frac{1}{r} \gamma^2 e^{-\gamma r} \right) a\theta$$

(Ec. 7.19)

Las conclusiones obtenidas (ecuaciones 7.14 y 7.19) para los campos eléctrico y magnético son indicativas de la razón por la que tantos problemas que comprenden antenas se resuelven experimentalmente en vez de hacerlos por métodos teóricos. El sencillo elemento de corriente y la sencilla expresión para su corriente “estallaron” en el complicado campo descrito por las ecuaciones (7.14) y (7.19).

Sin embargo, alguna simplificación lograremos si consideramos que “r” es demasiado grande; los términos que varían con  $1/r^2$  y con  $1/r^3$  pueden ser despreciados en favor del término que varía con  $1/r$ . Esto es, en el campo lejano solo tendremos dos componentes del campo efectivas,  $E_\theta$  y  $H_\phi$ , dadas por:

$$E_\theta = \frac{I_0 \ell \sin\theta \gamma^2}{4\pi j\omega\epsilon_0 r} e^{-\gamma r}$$

(Ec. 7.20)

$$H_\phi = \frac{I_0 \ell \sin\theta \gamma}{4\pi r} e^{-\gamma r}$$

(Ec. 7.21)

Tomando la razón de  $E_\theta$  a  $H_\phi$  dadas por (7.20) y (7.21), obtenemos:

$$\frac{E_\theta}{H_\phi} = \frac{\gamma}{j\omega\epsilon_0} = \frac{j\omega/c}{j\omega\epsilon_0} = \frac{j\omega}{j\omega\epsilon_0 c} = \frac{1}{\epsilon_0 c} = \frac{1}{\epsilon_0 \left( \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0} \right)} = \frac{\mu_0 \epsilon_0}{\epsilon_0} = \mu_0 \epsilon_0 = Z_0 = 120\pi = 377\Omega$$

(Ec. 7.22)

Esta es la impedancia intrínseca del espacio libre ( $Z_0$ ).

El valor promedio (en el tiempo) del vector de Poynting está dado por:

$$\frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times \bar{H}^*) - \text{Densidad de potencia promedio} \quad (\text{Ec. 7.23})$$

Con lo que podemos calcular la densidad de flujo de potencia promedio en el tiempo sin usar las formas instantáneas. Entonces la densidad de potencia promedio radiada es:

$$\text{Dens}_{\text{pr}} = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E \times H^*) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E a_{\theta} \times \bar{H}^* a_{\phi}) = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(E_{\theta} H_{\phi}^*) \mathbf{a}_r \quad (\text{Ec. 7.24})$$

Para aplicar (7.24) modifiquemos las ecuaciones de  $E$  y  $\bar{H}$  sustituyendo con la siguiente igualdad:

$$\gamma = j \omega / c = j \beta \quad (\text{Ec. 7.25})$$

Donde  $\beta = \omega / c =$  constante de fase.

$$E_{\theta} = \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta (j\beta)^2}{4\pi j \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r} = j \frac{I_0 \ell \beta^2 \operatorname{sen} \theta}{4\pi \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r} \quad (\text{Ec. 7.26})$$

$$E_{\theta} = j \frac{I_0 \ell \beta^2 \operatorname{sen} \theta}{4\pi \omega \epsilon_0 r} e^{-j\beta r}$$

$$H_{\phi} = \frac{I_0 \ell \operatorname{sen} \theta j \beta}{4\pi r} e^{-j\beta r} = j \frac{I_0 \ell \beta \operatorname{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r}$$

$$H_{\phi}^* = -j \frac{I_0 \ell \beta \operatorname{sen} \theta}{4\pi r} e^{j\beta r} \quad (\text{Ec. 7.27})$$

Aplicando (7.24) obtenemos:

$$\text{Dens}_{pr} = \frac{1}{2} \left( \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \text{sen}^2 \theta}{16\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} \right) ar = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \text{sen}^2 \theta}{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} ar \quad \begin{matrix} \text{watts} \\ \text{mto}^2 \end{matrix} \quad (\text{Ec. 7.28})$$

El patrón de potencia obtenido de esta ecuación es mostrado en la figura (7.3)

La potencia total (en el espacio) promedio (en el tiempo) que cruza la superficie de una esfera de radio "r" está dada por la integral:

$$P_t = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} (\text{Dens}_{pr}) da$$

$$\int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \left( \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \text{sen}^2 \theta}{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} \right) (r^2 \text{sen} \theta d\theta d\phi) \quad (\text{Ec. 7.29})$$

Ecuación que representa también, por lo tanto, la potencia total radiada por la antena.

Resolviendo la integral,

$$P_t = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{32\pi^2 \omega \epsilon_0} \cdot (2\pi) \left( \frac{4}{3} \right) = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi \omega \epsilon_0} \quad \text{watts.} \quad (\text{Ec. 7.30})$$

$$P_t = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi \omega \epsilon_0}$$

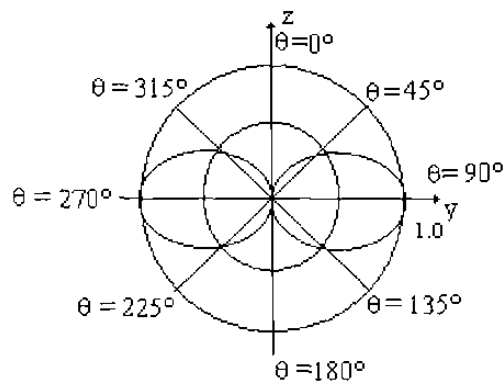


Fig. # 7.3

Utilizando las igualdades:  $Z_0=1/\epsilon_0 c=120\pi$  (tomada de 7.22);  $\beta=\omega/c$ ;  $\omega=2\pi f$  y  $\lambda=c/f$ :

$$\begin{aligned}
 P_t &= \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi\omega\epsilon_0} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^3 / c^3}{12\pi\omega\epsilon_0} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^2}{12\pi\epsilon_0 c^3} = \frac{I_0^2 \ell^2 \omega^2}{12\pi\epsilon_0 c^2} \\
 &= \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 f^2 Z_0}{12\pi c^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 Z_0}{12\pi \lambda^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 (2\pi)^2 (120\pi)}{12\pi \lambda^2} \\
 P_t &= \frac{40\pi^2 I_0^2 \ell^2}{\lambda^2} \text{ watts.} \qquad \qquad \qquad (\text{Ec. 7.31})
 \end{aligned}$$

La resistencia de radiación de la antena elemental (elemento de corriente) se calcula a partir de la definición dada en capítulo cuatro.

$$\begin{aligned}
 R_r &= \frac{P_t}{I^2} = \frac{P_t}{(I_0 / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_0^2} = \frac{2(40\pi^2) \left( \frac{I_0^2 \ell^2}{\lambda^2} \right)}{I_0^2} \\
 R_r &= 80\pi^2 \ell^2 / \lambda^2 \Omega \qquad \qquad \qquad (\text{Ec. 7.32})
 \end{aligned}$$

La ganancia directiva se obtiene a partir de la definición dada también en el capítulo cuatro.

$$G = \frac{\text{Dens Pr}}{P_t / 4\pi r^2} = \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3 \sin^2 \theta}{32\pi^2 \omega \epsilon_0 r^2} \left( \frac{I_0^2 \ell^2 \beta^3}{12\pi\omega\epsilon_0} \right) / 4\pi r^2 \qquad \qquad \qquad (\text{Ec. 7.33})$$

$$G = \frac{3}{2} \sin^2 \theta$$

Y de aquí la directividad será:

$$D = 3 / 2 = 1.5 \text{ (en la dirección de } \theta = 90^\circ \text{)} \quad (\text{Ec. 7.34})$$

Las ecuaciones anteriores son válidas solo para el elemento de corriente al que hemos llamado antena elemental. Para poder considerar una antena como elemental hemos de suponer que la antena debe ser bastante pequeña comparada con la longitud de onda, esto es;

$$\ell \leq \lambda / 100$$

## 7.2 LA ANTENA DIPOLO CORTA

El elemento de corriente hipotético es útil solo para trabajos teóricos, pero no es una antena práctica. El "Dipolo Elemental" o dipolo corto es una antena alimentada en el centro y que tiene una longitud que es muy corta en longitudes de onda ( $\ell \leq \lambda / 10$ ).

La amplitud de la corriente en dicha antena disminuye uniformemente desde un máximo en el centro hasta cero en los extremos (figura 7.4)

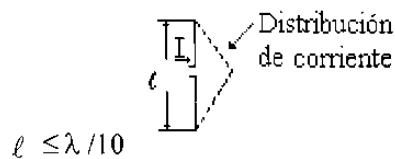


Fig. # 7.4

Como esta antena es aún bastante corta podemos considerarla como una antena elemental solo que con una corriente uniforme igual al valor promedio de la distribución lineal, es decir,  $I_0 = I_m / 2$  donde  $I_m$  es el valor máximo de la corriente en el punto de alimentación.

Entonces aplicando (7.31) para la antena dipolo corta:

$$P_r = \frac{40\pi^2 (I_m / 2)^2 \ell^2}{\lambda^2}$$





$$P_t = \frac{5\pi^2 I_m^2 \ell^2}{\lambda^2} \text{ watts.}$$

ó

$$P_t = \frac{5\pi^2 I_m^2 (2h)^2}{\lambda^2}$$

$$P_t = \frac{20\pi^2 I_m^2 h^2}{\lambda^2} \text{ watts.} \quad (\text{Ec. 7.37})$$

Y la resistencia de radiación es :

$$R_r = \frac{P_t}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(20\pi^2 I_m^2 h^2 / \lambda^2)}{I_m^2}$$

$$R_r = 40\pi^2 h^2 / \lambda^2 \Omega \quad (\text{Ec. 7.38})$$

# CAPITULO 8

## DIPOLO DE MEDIA ONDA

### 8.1 DISTRIBUCIÓN DE CORRIENTE

La antena más simple y quizás la más comúnmente usada es la llamada “dipolo de media onda”. Esta consiste de un alambre cuya longitud es igual a una media longitud de onda. El alambre es alimentado por la fuente de radio frecuencia en su centro. Ya que la antena es relativamente grande comparada con la longitud de onda, la corriente no es constante a lo largo de toda su longitud.

Ha sido encontrado experimentalmente que la distribución de corriente sobre una antena de alambre alimentada al centro es aproximadamente senoidal con cero corriente en los extremos de la antena. La distribución de corriente para el dipolo de media onda ( $\ell = \lambda / 2$ ) es mostrada en la figura 7.6.

Para la antena de la figura 8.1 la corriente sobre la antena puede ser representada por:

$$I(z) = \begin{cases} I_m \operatorname{sen} \beta \left( \frac{\lambda}{4} - z \right) & z > 0 \\ I_m \operatorname{sen} \beta \left( \frac{\lambda}{4} + z \right) & z < 0 \end{cases} \quad (\text{EC. 8.1})$$

Donde  $I_m$  es la corriente máxima en el punto de alimentación.

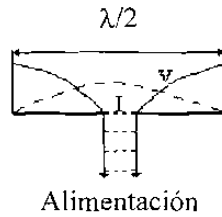


Fig. # 8.1

## 8.2 ANÁLISIS MATEMÁTICO DEL DIPOLO DE MEDIA ONDA

El dipolo de media onda con una distribución de corriente senoidal puede ser considerado como formado por un gran número de pequeños “elementos de corriente” de corriente uniforme tal como los analizados en el inicio de este capítulo. El campo de radiación de esta antena es entonces una superposición de los campos de radiación de cada pequeño segmento. De la ecuación 7.26 vemos que el campo eléctrico a una gran distancia de la antena debido al pequeño elemento de corriente  $dz$  es, de acuerdo con la notación de la figura 8.2;

$$dE_{\theta} = j \frac{I(z) dz \beta^2 \sin \theta'}{4\pi\omega\epsilon_0 R} e^{-j\beta R} \quad (\text{Ec. 8.3})$$

Ya que el punto de campo lejano está a una gran distancia de la antena, las distancias “ $r$ ” y “ $R$ ” están relacionadas por:

$$\bullet \quad R \approx r - z \cos \theta \quad (\text{Ec. 8.4})$$

$$\bullet \quad \theta \approx \theta' \quad (\text{Ec. 8.5})$$

$$\bullet \quad 1/R \approx 1/r \quad (\text{Ec. 8.6})$$

La ecuación 8.2 se transformará por lo tanto en;

$$d\bar{E}_\theta = j \frac{I(z) dz \beta^2 \text{sen} \theta}{4\pi\omega\epsilon_0 r} e^{-j\beta r} e^{j\beta z \cos \theta} \quad (\text{Ec. 8.6})$$

Para la forma exponencial es importante una mayor aproximación por eso se ha utilizado (8.3) en vez de (8.5)

La ecuación (8.6) puede ser expresada también, en función de  $Z_0$ , como:

$$d\bar{E}_\theta = j \frac{I(z) dz \beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} e^{j\beta z \cos \theta} \quad (\text{Ec. 8.7})$$

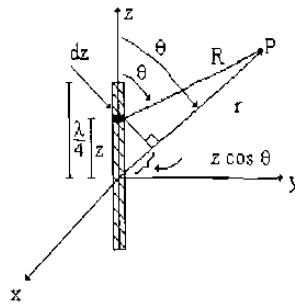


Fig. # 8.2

El campo eléctrico total es por lo tanto:

$$\bar{E}_\theta = j \frac{\beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} \left[ \int_{-\lambda/4}^{\lambda/4} I(z) e^{j\beta z \cos \theta} dz \right] \quad (\text{Ec. 8.8})$$

$$E_\theta = j \frac{I_m \beta Z_0 \text{sen} \theta}{4\pi r} e^{-j\beta r} \left\{ \int_0^{\lambda/4} e^{j\beta z \cos \theta} \text{sen} \beta \left( \frac{\lambda}{4} - z \right) dz + \int_{-\lambda/4}^0 e^{j\beta z \cos \theta} \text{sen} \beta \left( \frac{\lambda}{4} + z \right) dz \right\} \quad (\text{Ec. 8.9})$$

Integrando y sustituyendo límites,

$$\bar{E}_\theta = j \frac{I_m Z_0}{2\pi r} e^{-j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \quad (\text{Ec. 8.10})$$

Como  $Z_0 = E_\theta / H_\phi$  entonces:

$$\bar{H}_\phi = \frac{\bar{E}_\theta}{H_\phi} = j \frac{I_m}{2\pi r} e^{-j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \quad (\text{Ec. 8.11})$$

$$y \quad H^*_\phi = -j \frac{I_m}{2\pi r} e^{j\beta r} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}\theta} \quad (\text{Ec. 8.12})$$

La densidad de potencia promedio radiada es de acuerdo a la ecuación 7.24

$$\text{Dens}_{pr} = \frac{I_m^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} \quad \text{watts/mto}^2 \quad (\text{Ec. 8.13})$$

La potencia total radiada de acuerdo a (7.29) aplicándola a (8.13) es:

$$P_t = \int_{\phi=0}^{2\pi} \int_{\theta=0}^{\pi} \frac{I_m^2 Z_0}{8\pi^2 r^2} \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos\theta\right)}{\text{sen}^2\theta} (r^2 \text{sen}\theta d\theta d\phi) \quad (\text{Ec. 8.14})$$

Integrando y sustituyendo límites:

$$P_t = 36.561 I_m^2 \quad \text{watts} \quad (\text{Ec. 8.15})$$

Y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{P_t}{(I_m / \sqrt{2})^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(36.561 I_m^2)}{I_m^2} \quad (\text{Ec. 8.16})$$

$$R_r = 73.1 \Omega$$

El valor de la ganancia directiva se obtiene a partir de su definición,

$$G = \frac{\text{Im}^2 Z_0 \cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{36.561 \text{Im}^2 \frac{8\pi^2 r^2 \sin^2 \theta}{4\pi r^2}} = 1.64 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin^2 \theta} \quad (\text{Ec. 8.17})$$

La directividad (con  $\theta = 90^\circ$ ) es,

$$D = 1.64 \quad (\text{Ec. 8.18})$$

Y el ancho de haz que se obtiene es  $78^\circ$ .

En la práctica, la longitud real del dipolo es generalmente un cinco por ciento menor que media longitud de onda, un hecho que reduce la resistencia de radiación en el centro desde los 73 ohms hasta un valor que oscila entre 65 y 72 ohms pero que al mismo tiempo reduce la reactancia desde  $+j42$  ohms hasta cero.

No hay ningún otro cambio por usar un dipolo mas corto que su valor teórico ya que el patrón de radiación permanece virtualmente igual. Por otro lado, incrementando la longitud a un poco más que media longitud de onda se producen pérdidas por radiación omnidireccional (algo que podría, por supuesto, ser deseado en algunos casos).

El dipolo de media onda representa una antena fundamental y altamente conveniente y en capítulos posteriores trataremos de nuevo con ella.

### 8.3 LA ANTENA MONOPOLO CUARTO DE ONDA

Aplicando la misma teoría expuesta en el punto (7.3) se puede demostrar que para un monopolo con una longitud  $h = \lambda/4$  la potencia radiada es la mitad de la del dipolo de media onda.

$$P_t = 18.28 I_m^2 \text{ watts} \quad (\text{Ec. 8.19})$$

Y la resistencia de radiación es:

$$R_r = \frac{P_t}{\left(I_m / \sqrt{2}\right)^2} = \frac{2P_t}{I_m^2} = \frac{2(18.28 I_m^2)}{I_m^2} \quad (\text{Ec. 8.20})$$

$$R_r = 36.561 \Omega$$

### 8.4 LONGITUD EFECTIVA ( $\ell_{ef}$ )

La longitud efectiva de una antena es un término usado para indicar la efectividad de una antena como radiador o colector de energía electromagnética. El significado del término, tal como es aplicado a una antena transmisora es el siguiente: Es la longitud de una antena lineal equivalente que tenga una corriente uniforme (como la antena elemental) a lo largo de toda su longitud y que radie la misma intensidad de campo que la antena real en dirección perpendicular a su longitud.

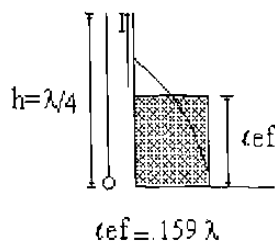


Fig. # 8.3

Consideremos el monopolo de un cuarto de onda cuya altura geométrica es “ $h = \lambda/4$ ” (figura 8.3). La corriente eficaz de la antena alcanza su valor máximo al pie de la antena y disminuye progresivamente hacia su punta o extremo libre.

Entre la altura geométrica “ $h$ ” y la altura o longitud efectiva “ $\ell_{ef}$ ” para un monopolo de un cuarto de onda existe la siguiente relación:

$$\ell_{ef} = \frac{2}{\pi} h = \left( \frac{2}{\pi} \right) \left( \frac{\lambda}{4} \right) \approx 0.159\lambda$$



# CAPITULO 9

## ARREGLOS DE ANTENAS

### 9.1 EL CONCEPTO DE "ARREGLO"

El dipolo elemental y el dipolo de media onda, discutidos anteriormente, tienen algo de semejanza. Analizando su patrón de radiación podemos ver que su directividad es casi la misma y que ambos tienen un ancho de haz amplio (90 grados para la antena elemental y 78 grados para el dipolo de media onda). Estas características son fijas para cada uno de los radiadores y son aceptables para ciertas aplicaciones. En muchos casos, sin embargo, es requerida una mayor directividad.

La directividad y el patrón de radiación resultante de una antena pueden ser controlados en varias formas. Una solución es construir una antena que dé el patrón de radiación deseado para una aplicación dada; esta técnica es muy costosa y se reserva para aplicaciones donde se requiere una gran directividad, tal como en sistemas de radar.

Cuando se requiere una mayor directividad que la que puede obtenerse con una sola antena se emplean arreglos de antenas. Un arreglo es un sistema de antenas iguales orientadas similarmente; los arreglos se utilizan para incrementar la intensidad de campo en ciertas direcciones excitando las antenas simultáneamente. Los arreglos de antenas hacen uso del fenómeno de interferencia de ondas que ocurre entre las radiaciones de los elementos del arreglo. La idea básica que fundamenta la teoría de arreglos es el principio de superposición de los campos.

Para obtener un control sobre el patrón de radiación es necesario utilizar "arreglos de antenas". Un arreglo de antenas es un grupo de antenas (por ejemplo, un grupo de dipolos) colocados de modo que la superposición de cada uno de sus patrones de radiación forma el patrón deseado.

En este capítulo vamos a considerar varios arreglos de antenas prácticos y sus características

#### PRINCIPIO DE LA SUPERPOSICIÓN

El principio de la superposición establece que el campo producido por un conjunto de fuentes es la suma de los campos de las fuentes individuales. Si las fuentes tienen la misma

dirección en sus corrientes individuales, el potencial total puede obtenerse por una suma escalar de los potenciales individuales.

## 9.2 ARREGLOS PARÁSITOS

En un arreglo de antenas no todos los elementos tienen que ser alimentados necesariamente con la misma fuente de señal, uno o más de ellos pueden recibir su energía por inducción magnética desde un elemento alimentado. Los elementos excitados de esta manera son llamados "elementos parásitos".

Los elementos parásitos también conocidos como elementos pasivos se dividen en dos tipos:

a) Elemento Reflector: El elemento mayor, que uno que se alimenta directamente de la fuente de señal y cercano a él, reduce la intensidad de señal en su propia dirección y la incrementa en la dirección opuesta. De éste modo actúa en forma similar a un espejo y por esto es llamado *reflector*.

b) Elemento Director: Si el elemento parásito es cortado a una longitud un poco menor que el elemento alimentado del cuál recibe su energía, tiende a incrementar la radiación en su propia dirección por lo cual se le llama *elemento director*.

c) Elemento Activo: Es el elemento que recibe de forma directa la energía con que es alimentado.

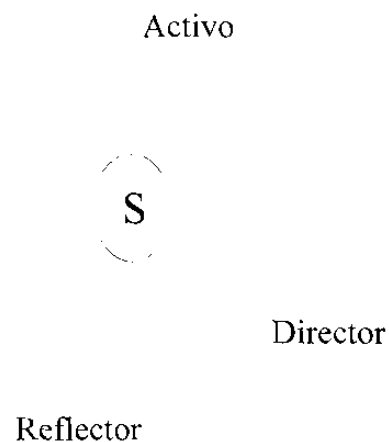


Fig. # 9.1

La corriente inducida en un elemento parásito por un elemento alimentado produce un campo electromagnético. El patrón de radiación del sistema es, por lo tanto, la suma del patrón de radiación de todos los elementos, tanto de los alimentados como de los parásitos. Hay dos factores que determinan la relación de fase entre las corrientes en los elementos parásitos y en los elementos alimentados y, como consecuencia, el patrón de radiación resultante. Estos son la longitud de cada elemento parásito y la separación entre el elemento parásito y el elemento alimentado; la variación de uno o de ambos de estos dos factores cambia el patrón de radiación.

Uno de los arreglos más simples consiste de un dipolo de media onda usado con un elemento reflector (elemento parásito). La figura 9.2 muestra el arreglo. El elemento parásito (aquí referido como reflector) es colocado a un cuarto de longitud de onda detrás y paralelamente al dipolo; el lado de atrás del arreglo es la dirección en la que la radiación mínima es deseada. Cuando la energía es radiada por el dipolo, una corriente es inducida en el reflector. Como resultado de la diferencia de fase entre la energía, ahora radiada por ambos elementos, la máxima radiación tendrá lugar en la dirección hacia adelante. Para una separación de un cuarto de longitud de onda, ambos elementos son de la misma longitud y ambos son resonantes a la frecuencia de la fuente de excitación.

Como una generalización podemos decir que un elemento parásito mayor que el elemento alimentado y cercano a él reduce la intensidad de señal en su propia dirección, y la incrementa en la dirección opuesta. De este modo, actúa en forma similar a un espejo en óptica y por lo mismo es llamado "reflector". Por otro lado, si un elemento parásito es cortado a una longitud un poco menor que el elemento alimentado del cual recibe su energía, tiende a incrementar la radiación en su propia dirección y entonces se le llama "director" (figura 9.3).

Reflector

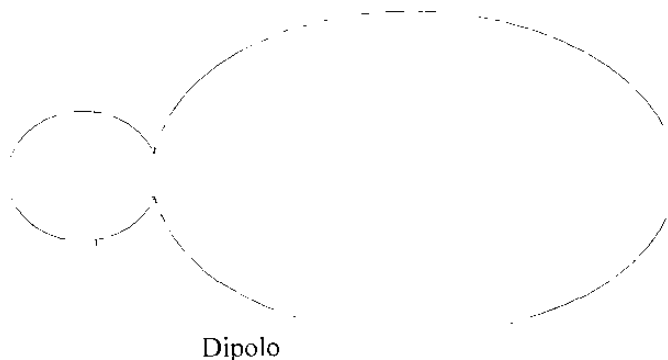


Fig. # 9.2

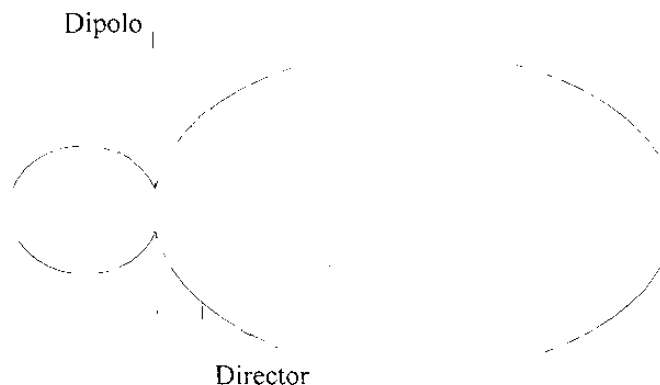


Fig. # 9.3

Aún cuando un solo elemento parásito cambia el patrón normal bidireccional del dipolo de media onda a un patrón unidireccional, el grado de directividad puede no ser el adecuado para ciertas aplicaciones. Se puede incrementar la directividad de dicha antena agregando más elementos parásitos al arreglo.

Las antenas con más de un elemento parásito, llamadas antenas Yagi, pueden ser usadas en las bandas de VHF y UHF, aunque las frecuencias de VHF cada elemento es de una longitud que hace que el arreglo completo sea en grande y pesado. El tamaño no es mucho problema a las frecuencias de UHF y las antenas Yagi para UHF, tales como las usadas en la recepción de televisión en esta banda, son construidas con varios elementos parásitos.

### 9.3 ARREGLO COLINEAL

Un arreglo colineal es cualquier combinación de elementos de media onda en los que todos los elementos son colocados extremo con extremo para formar una línea. Cada elemento es excitado, de modo que la variación de voltaje es la misma a través de cualquier elemento en el arreglo, y a su vez las corrientes en todos los elementos están en fase. Incrementando el número de elementos en el arreglo también se incrementan las propiedades directivas del sistema.

La figura (9.4) representa un arreglo colineal hecho de cuatro elementos de media onda. Cada elemento es conectado por una sección de línea de transmisión de un cuarto de longitud de onda, esta sección es retorcida de modo que los efectos de la corriente en cada alambre se cancelen y no produzcan

ninguna influencia sobre la corriente de los elementos. Considere un punto sobre el arreglo de la figura (9.4).

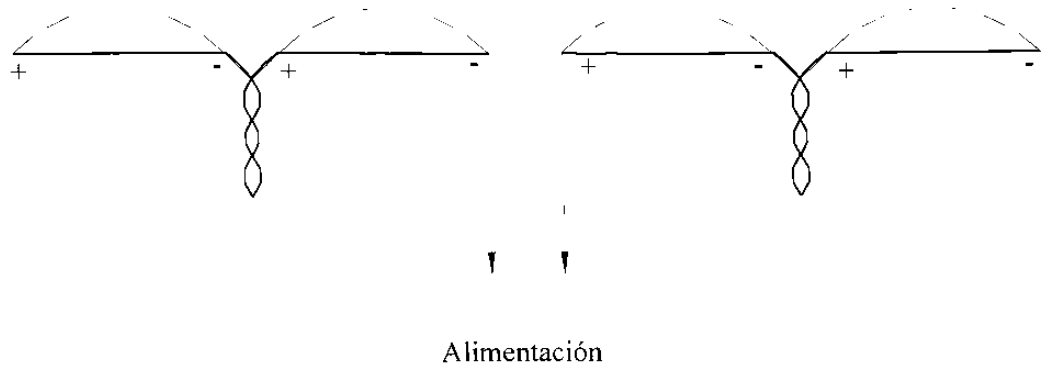


Fig. # 9.4

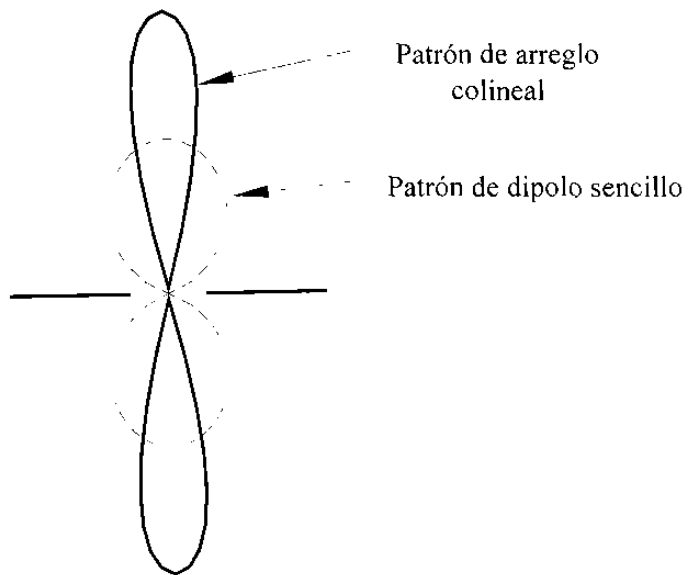


Fig. # 9.5

Si este punto está muy retirado del arreglo (campo lejano), la radiación desde cada elemento puede ser considerada paralela con respecto a la de cada uno de los otros elementos. Ya que cada elemento produce un campo electromagnético de la misma magnitud y fase que la de cualquier otro elemento del arreglo, los campos son aditivos y en dirección perpendicular a los elementos. Debido a que la distancia desde cada elemento hasta el punto de evaluación es la misma, las componentes de los campos están en fase, el patrón de radiación visto desde un extremo es un círculo. El patrón en la dirección perpendicular al arreglo es mostrado en la figura (9.5)

#### 9.4 ARREGLO "BROADSIDE"

Si un grupo de elementos de media onda son montados verticalmente, uno sobre otro, el arreglo forma lo que se conoce como "arreglo broadside". Dicho arreglo provee más directividad que un arreglo colineal.

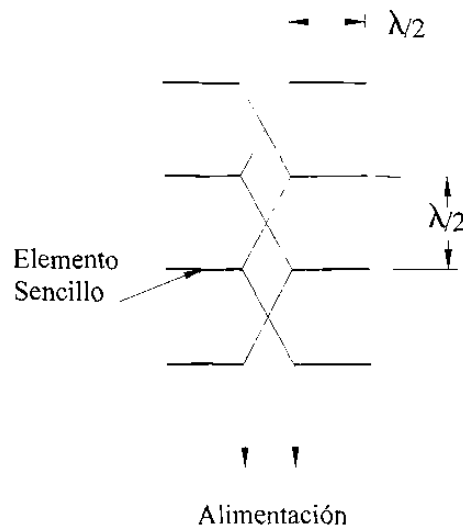


Fig. # 9.6

La figura (9.6) muestra un arreglo broadside alimentado con una sola línea de transmisión; con una alimentación de este tipo la separación entre cada elemento es de media longitud de onda, la cual simplifica el problema de alimentar cada elemento. Una sencilla inversión en la conexión de la línea (ver figura 9.6) pone el voltaje y la corriente en cada elemento en fase. En una dirección perpendicular al arreglo la radiación total es cero, debido a que el campo radiado desde cualquier elemento en dicha dirección tiene la misma fase que el

campo desde cualquier otro elemento. Ya que el espaciamiento entre los elementos es de media longitud de onda, los campos están retrasados  $180^\circ$  cada uno con respecto al otro (desfasados  $180^\circ$ ) y se cancelan.

Viendo desde un extremo el arreglo, el patrón de radiación total es la suma de los patrones individuales en fase. El arreglo broadside, entonces, produce un patrón altamente directivo en el plano horizontal (figura 9.7)

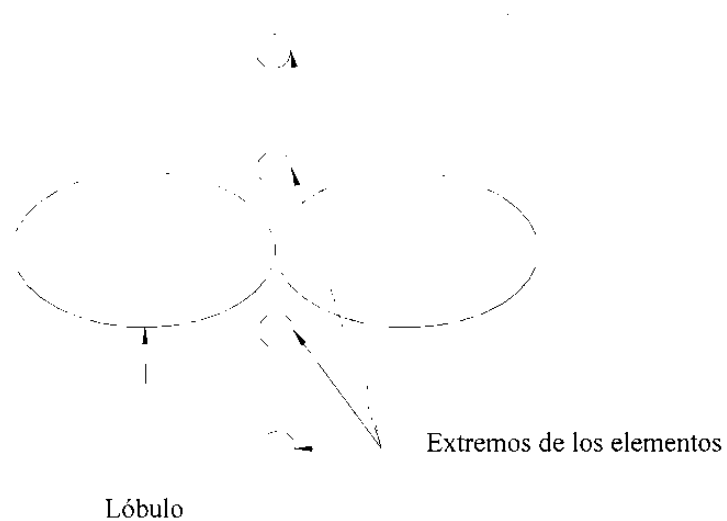


Fig. # 9.7

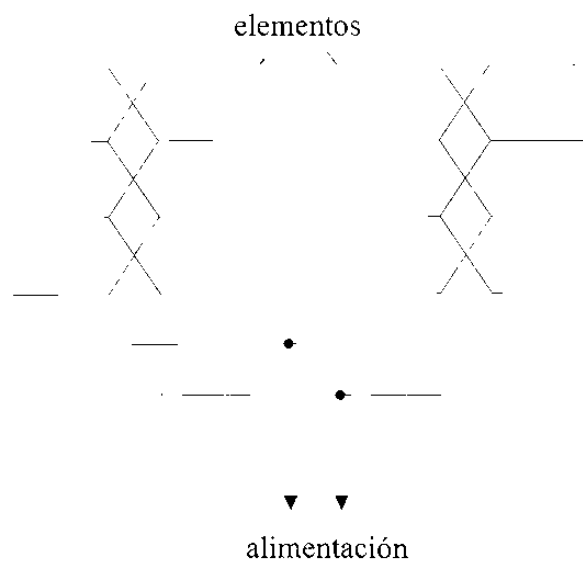


Fig.# 9.8

Se puede obtener directividad adicional colocando dos arreglos verticales en paralelo. Un arreglo de este tipo es mostrado en la figura (9.8).

## 9.5 ARREGLO "END-FIRE"

La construcción de un arreglo "End-Fire" es semejante a la de un arreglo broadside, pero las conexiones no son invertidas. Esto significa que la corriente y el voltaje en cada elemento están en fase opuesta. El resultado es un desfase de  $90^\circ$  (en el espacio) de los lóbulos del patrón de radiación con respecto a los del broadside.

La figura (9.9) muestra los patrones de radiación viendo los arreglos desde los extremos. En (a) se muestra el patrón correspondiente a un arreglo broadside y en (b) el de un arreglo End-Fire; observe que los lóbulos producidos por un arreglo broadside están a  $90^\circ$  de la línea de elementos, mientras que en un arreglo End-Fire, los lóbulos están en línea con los elementos.

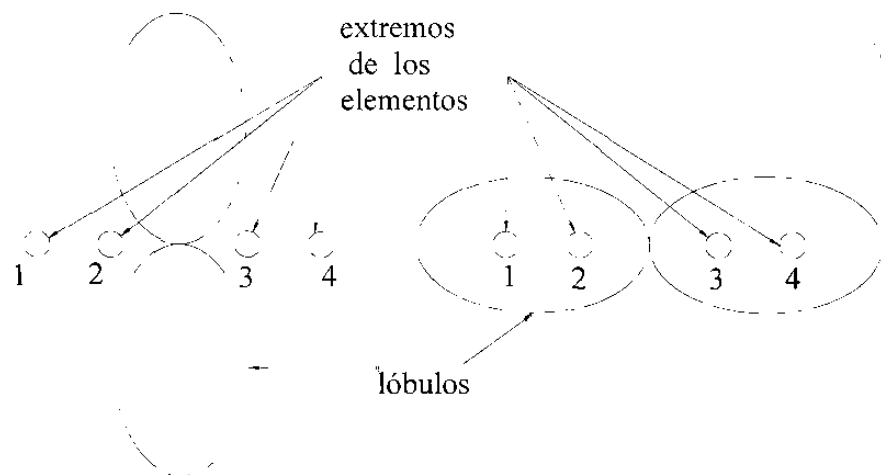


Fig. # 9.9

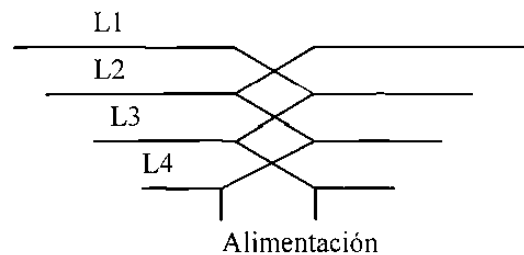


# CAPITULO 10

## ANTENAS PARA PROPÓSITOS ESPECIALES

### 10.1 ANTENA LOGARÍTMICA-PERIODICA

La antena logarítmica periódica es un dispositivo independiente de la frecuencia. La figura (10.1) muestra una sencilla antena logarítmica periódica construida de un grupo de dipolos de varias longitudes. La radiación máxima es en la dirección tomada del dipolo más grande al más pequeño. Tanto el espaciamiento como la longitud de cada dipolo tienen una relación fija y especial. La alimentación es proporcionada por el lado angosto de la antena.



Donde L es el valor de la longitud en metros  
El numero de separaciones es: #dipolos - 1

Para los elementos más pequeños, las frecuencias son altas, y para los elementos grandes como L1, las frecuencias son bajas.

Este tipo de antenas generalmente se usan para recibir (esto no significa que no pueden utilizarse para transmitir, pero son mucho más eficientes para recepción).

La longitud de los dipolos y la separación están relacionados por la fórmula

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_3} = \frac{R_3}{R_4} = \tau = \frac{L_1}{L_2} = \frac{L_2}{L_3} = \frac{L_3}{L_4} \quad n \quad (\text{Ec. 10.1})$$

Donde " $\tau$ " es el llamado "factor de diseño" y es un número menor que uno.

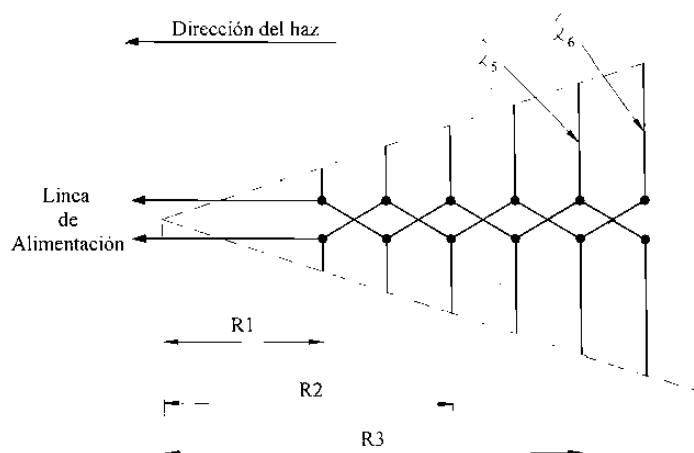


Fig. # 10.1

Graficando la impedancia de entrada de esta estructura como una función del logaritmo de la frecuencia usada, se obtiene una curva periódica como la mostrada en la figura (10.2).



Fig. # 10.2

La impedancia varía entre sus valores máximo y mínimo con el continuo cambio de frecuencia y cada ciclo es exactamente igual al anterior. Esta variación periódica en la impedancia se podría extender desde una frecuencia cero hasta una frecuencia infinita si la estructura se extendiera desde su vértice hasta el infinito. Una estructura así no puede ser físicamente realizada. Sin embargo, una sección grande de este tipo puede ser construida para asegurar la operación en una banda amplia. La banda de operación real y, por lo tanto el tamaño físico, dependen de los requerimientos dados. Las ganancias directivas obtenidas con una antena logarítmica - periódica, es entre baja y moderada. Todas las otras propiedades de la antena sufren similares variaciones, sobre todo el patrón de radiación, y es este comportamiento de las antenas logarítmicas periódicas el que da origen a su nombre.

Un resultado evidente del comportamiento de la antena es que las propiedades de ésta a una frecuencia  $f$  deben repetirse a todas las frecuencias dadas por:

$$\tau^n f \quad \text{o} \quad f / \tau^n \quad (\text{Ec. 10.2})$$

Donde  $n$  es un número entero.

Lógicamente los valores dados por la ecuación (10.2) para los cuales se cumple lo anteriormente dicho, deben estar dentro del ancho de banda de la antena en cuestión. Consideremos de nuevo la antena de la figura (10.1) operando a una frecuencia sencilla  $f$  dentro de la banda de paso de la estructura. Bajo estas condiciones sólo una porción de la estructura radia. Esta porción, llamada "región activa" consiste de aquellos dipolos que están cercanos al dipolo que tenga una longitud de media onda a dicha frecuencia. Entonces las frecuencias de corte y el ancho de banda resultante son determinados por las frecuencias a las que el dipolo más grande y el más pequeño tienen una longitud de media longitud de onda.

Con el siguiente ejemplo ilustraremos lo anterior.

Ejemplo. - Determine las frecuencias de corte y ancho de banda (banda de paso) de una antena logarítmica periódica con un factor de diseño de 0.7. Diez dipolos son usados en la estructura, el más pequeño tiene una longitud  $l/2 = 0.03$  metro.

Para la frecuencia inferior de corte debemos determinar el tamaño del dipolo mayor

$$\frac{L_1}{L_2} = 0.7 = \frac{L_9}{L_{10}}$$

$$L_{10} = \frac{L_1}{(0.7)^2}$$

$$L_{10} = 2(0.03) = 0.06$$

$$L_{10} = \frac{0.06}{(0.7)^9} = 1.4868$$

Considerando que  $L_{10} = \lambda / 2 = 1.4868$  mts.

Entonces:

$$\lambda = (2)(1.4868) = 2.9736$$

y 
$$f = c / \lambda = 3 \times 10^8 / 2.9736 \approx 100 \text{ MHz}$$

Para la frecuencia inferior de corte tenemos que

$$2(0.03) = \lambda / 2 = 0.06 \text{ mts}$$

$$\lambda = (2)(0.06) = 0.12 \text{ mts}$$

$$= 3 \times 10^8 / 0.12 = 25 \times 10^8 \text{ Hz} = 2500 \text{ MHz}$$

El ancho de banda resultante es

$$2500 \text{ MHz} - 100 \text{ MHz} = 2400 \text{ MHz}$$

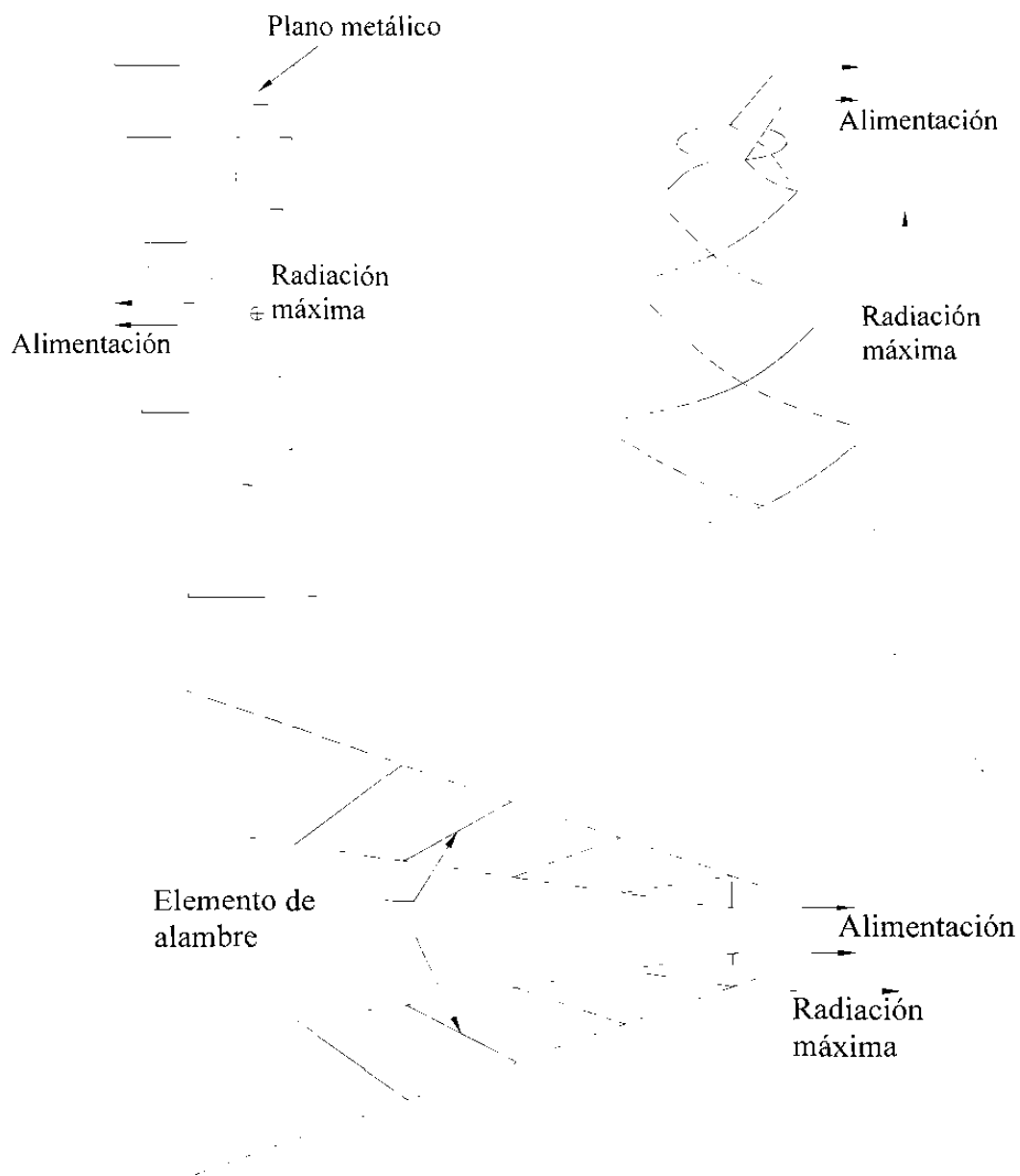


Fig. # 10.3

La figura (10.3) muestra varios tipos de antenas logarítmicas. Las aplicaciones de las antenas logarítmicas se extienden principalmente en el campo de las comunicaciones de alta frecuencia, donde antenas multibanda fijas son frecuentemente usadas. Se han diseñado también antenas de este tipo para usarse en recepción de televisión con una antena para todos los canales, incluyendo la banda de UHF.

## FORMULAS:

$\tau$  = Factor de diseño, no son pérdidas.

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{S_{n+1}}{S_n}$$

$$\tau = \frac{S_n}{2L_n}$$

## EJEMPLO:

Diseñar una antena logarítmica de 9 dB para un rango de frecuencias de 200 a 300 MHz.

Solución:

De la tabla, para una ganancia de 9 dB tenemos:  $\tau=0.842$  y  $\tau=0.159$

Calcular el primer elemento ( $L_1$ ),  
es decir el elemento mayor.

$$L_1 = \frac{0.95\lambda}{2}$$

$$\lambda = c/f$$

$$c = 3 \times 10^8$$

$$f = \text{frecuencia}$$

$$\lambda = 1.5 \text{ mts}$$

**$L_1=0.7125$  mts.**-----Es la longitud del elemento mayor, con este se capta la frecuencia mas baja del rango.

$L_n = \frac{0.95\lambda}{2}$  Este valor nos da una idea o un valor aproximado al valor del último elemento.

$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^8} = 1 \text{ mt}$  Tomamos la frecuencia mayor del rango que tenemos (300MHz)  
para

así saber el valor mínimo aproximado del último elemento.

De la fórmula:

$$\tau = L_n + 1 / L_n \text{ despejar:}$$

$$L_n + 1 = \tau L_n$$

$$L_n + 1$$

$$L_n + 1 = L_2$$

$$L_2 = (0.842)(0.7125)$$

$$L_2 = 0.59999mts$$

$$L_3 = (0.842)(0.59999)$$

$$L_3 = 0.5051mts$$

$$L_4 = (0.842)(0.5051)$$

$$L_4 = 0.4253mts$$


---

PARA DETERMINAR EL NÚMERO DE SEPARACIONES:

De la fórmula:

$$\tau = S_n / 2L_n$$

$$S_n = 2\tau L_n$$

$$S_1 = 2\tau L_1$$

$$S_1 = 2(0.159)(0.7125)$$

$$S_1 = 0.2665mts$$

$$S_n + 1 = S_2$$

$$S_2 = \tau S_1$$

$$S_2 = (0.842)(0.2665)$$

$$S_2 = 0.1907mts$$

$$S_3 = (0.842)(0.1907)$$

$$S_3 = 0.1605mts$$

## 10.2 LA ANTENA DE MALLA (O DE LAZO)

Una antena de malla es una vuelta sencilla de alambre transportando una corriente de radio frecuencia. Ya que sus dimensiones son casi siempre mucho menores que una longitud de onda, la corriente en cualquier punto de ella puede suponerse en fase, de modo que la antena está rodeada por un campo magnético perpendicular a la malla. El patrón direccional es independiente de la forma exacta de la malla y es idéntico al del dipolo elemental.

Las mallas circular y cuadrada de la figura (10.4) tienen el mismo patrón de radiación que un dipolo elemental horizontal que estuviera perpendicular al plano de la malla, excepto que a diferencia del dipolo horizontal, una malla vertical está polarizada verticalmente.

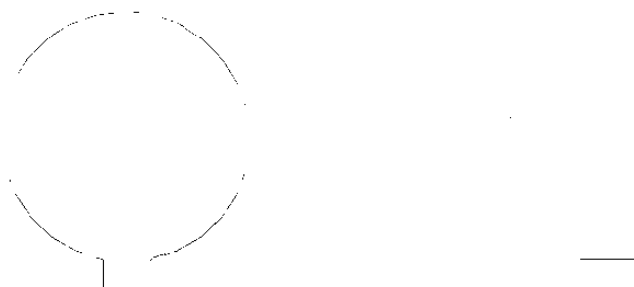


Fig. # 10.4

Debido a que el patrón de radiación de la antena de malla es el familiar patrón en forma de "dona", ninguna radiación es recibida en dirección normal al plano de la malla. Esto hace que esta antena sea adecuada para aplicaciones de localización de dirección. Para la localización de dirección se requiere tener una antena que pueda indicar la dirección de una radiación particular, aunque cualquiera de las antenas altamente direccionales del capítulo anterior puede ser usada para este propósito, y para aplicaciones normales tienen la desventaja de ser muy grandes, a diferencia de la malla. Las propiedades direccionales de la malla son tan buenas a frecuencias medias como las de las antenas direccionales de microondas, excepto que la ganancia no es comparable y la dirección de una radiación dada corresponde a un nulo, más que a una señal máxima. Debido a que la malla es pequeña y el equipo de localización de dirección es normalmente portátil, las mallas tienen en este campo su principal aplicación.



Una malla pequeña, vertical y giratoria sobre un eje vertical, puede ser montada sobre un receptor portátil cuya salida es conectada a un medidor. Habiendo sintonizado la transmisión deseada, es necesario girar la malla hasta que la señal recibida sea mínima y el plano de la malla es ahora perpendicular a la dirección de la radiación.

Es interesante notar que las mallas son algunas veces provistas de varias vueltas y también con núcleos magnéticos cuyo efecto es incrementar el diámetro efectivo de la malla. Esto es muy usado en las antenas de receptores portátiles.

En la tabla siguiente se dan las características para una malla pequeña ( área  $< \lambda^2 / 100$ )

$$E_{\phi} = \frac{120\pi^2 \{I\} \text{sen}\theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

$$H_{\theta} = \frac{\pi \{I\} \text{sen}\theta}{r} \frac{A}{\lambda^2}$$

$$\text{Directividad} = 3 / 2$$

Donde,

$$\{I\} = I_0 e^{-j\beta r}$$

$I_0$  = Corriente máxima

A = Área de la malla en metros cuadrados

r = Distancia de la malla al punto de observación en metros

# CAPITULO 11

## ANTENAS PARA FRECUENCIAS MEDIAS

### ANTENAS DE RADIODIFUSIÓN

#### 11.1 LABANDA DE A.M.

La porción más importante (o al menos la mejor conocida) de la banda de frecuencias medias es la de radiodifusión, con una modulación de amplitud entre 550 y 1,600 Khz. La práctica moderna consiste en el empleo de uno, a veces de dos y ocasionalmente de tres, cuatro o cinco mástiles de acero utilizados como radiadores verticales con altura algo inferior a un cuarto de longitud de onda o ligeramente superior a media longitud de onda. La torre sencilla se utiliza para radiación no direccional y dos o tres cuando se desea una cierta característica direccional.

#### 11.2 TIPO DE TORRE

Las torres últimamente diseñadas son generalmente de uno o dos tipos principales: una torre delgada de sección uniforme, a veces anclada y a veces auto-soportada; o una torre afilada (base amplia) cuya sección varía considerablemente, generalmente auto-soportada, pero a veces anclada.

Las torres de sección uniforme poseen las mejores características eléctricas, con tal de que no estén comprometidas a un anclaje pobre, y sus características pueden predecirse muy exactamente por métodos cuantitativos. Una torre de sección uniforme puede levantarse a una cierta altura con la seguridad de que tendrá (dentro de tolerancias aceptables) una cierta longitud eléctrica.

#### 11.3 CARGA EN EL EXTREMO

De las características eléctricas y rendimiento de una torre afilada pueden aproximarse las de otra uniforme incorporándole una capacidad concentrada llamada "sombbrero" en el extremo

superior. Sin embargo, la longitud eléctrica de una torre de este tipo no puede predecirse con exactitud y generalmente la carga debe ajustarse experimentalmente para darle la longitud eléctrica deseada. Una excepción, naturalmente, es cuando se tienen datos experimentales de una torre similar empleada para la misma o ligeramente diferente frecuencia.

La carga del extremo superior, para un tamaño dado, es más efectiva si está aislada de la torre propiamente dicha y conectada a ella a través de una inductancia.

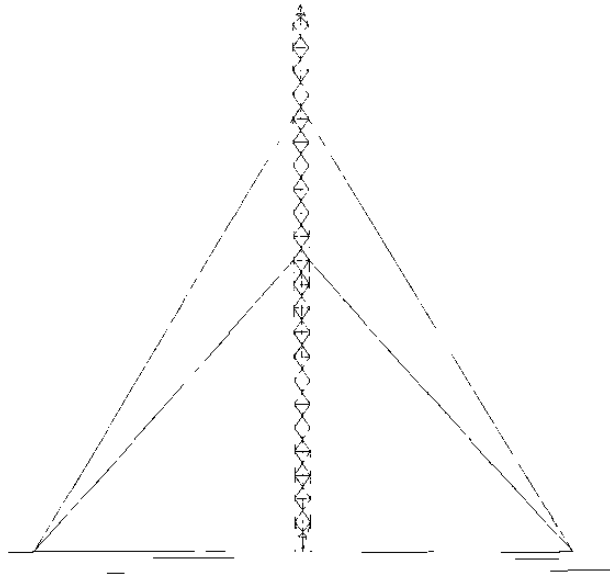


Fig. # 11.1

Asimismo, las variaciones de la inductancia proporcionan un medio conveniente de ajustar la longitud eléctrica del radiador. Sin embargo, la construcción mecánica no es tan sencilla como en el caso de que el "sombbrero" esté directamente conectado a la torre, tanto física como eléctricamente.

La distribución de corriente en una torre de sección uniforme es substancialmente senoidal, pero bastante diferente cuando la sección varía en forma apreciable. La distribución en una torre afilada se hace muy aproximadamente senoidal cuando se emplea una carga apreciable en su extremo, pero la corriente no se anula en dicho extremo.

La longitud eléctrica de una torre afilada no cargada es apreciablemente menor que su longitud física, mientras que la longitud eléctrica de una torre uniforme no cargada es ligeramente superior a su longitud física. La longitud eléctrica de cualquiera de los dos tipos puede aumentarse a voluntad incorporando una carga, aunque hay un límite económico de la cantidad de carga que puede emplearse. Se encuentra un punto donde es más barato aumentar la altura de la torre que incrementar el tamaño de su "sombbrero" o su inductancia serie y aislación.

Sin embargo, cuando la estación está próxima a un aeropuerto y limitada su altura física, se puede emplear considerablemente mayor carga que en otro caso.

#### 11.4 LONGITUD ELÉCTRICA ÓPTIMA DE UNA TORRE

Cuando se consideran como factores la economía y la interferencia de la onda de espacio, la longitud de una torre vertical de instalación particular depende de muchos factores. Una longitud eléctrica de unos 230 grados (aproximadamente 0.63 de la longitud de onda), da la máxima amplitud de la onda de superficie para una potencia de transmisión dada cuando la base del radiador está a nivel del suelo, pero produce un lóbulo muy fuerte de alto ángulo que es capaz de producir interferencia perturbadora con la onda de espacio dentro del alcance directo. Cuando la base de la torre está al nivel del suelo, este lóbulo se produce para longitudes eléctricas superiores a 180 grados (media longitud de onda), pero no tiene suficiente amplitud para producir perturbaciones hasta que la longitud eléctrica supera los 190 grados. Como la intensidad de campo de la onda de superficie es para una longitud eléctrica de 190 grados, el 90 por ciento de la que llega a alcanzar con 230 grados, y como una longitud mayor de 190 grados necesita del recurso de técnica más complicada para suprimir el mencionado lóbulo, muy raras veces se emplean longitudes eléctricas superiores a 190 grados.

Si se emplea un sistema de tierra eficiente y de baja resistencia, la intensidad del campo de onda de superficie disminuye en menos de 25 por 100 cuando la longitud eléctrica pasa de 190 a 90 grados (un cuarto de longitud de onda). Por esta razón es más económico para estaciones de poca potencia en la parte más alta de frecuencias de la banda de radiodifusión el emplear radiadores con una longitud eléctrica próxima al cuarto de onda. Las estaciones "regionales" de gran potencia del extremo inferior de la banda, pueden ser mejor aprovechadas empleando radiadores de longitud eléctrica cercana a los 190 grados.

Se ha supuesto en la discusión anterior que no existe gran diferencia entre las longitudes física y eléctrica. Esta condición se obtiene para cargas débiles en el extremo y los diagramas de intensidad del campo de las ondas de superficie y espacio son aproximadamente los mismos con o sin carga terminal. Sin embargo, si se utiliza una carga fuerte, esto deja de ser cierto.

#### 11.5 METODOS DE ALIMENTACIÓN

Las torres verticales pueden ser alimentadas en serie o en paralelo. En la alimentación serie la base de la torre está aislada del terreno. En la alimentación en paralelo dicha base está conectada a tierra. Los dos métodos dan resultados comparables pero necesitan diferentes métodos de adaptación del radiador a la línea de alimentación. En todo caso, el radiador se adapta experimentalmente variando una o más reactancias concentradas porque la impedancia ofrecida por la torre no puede ser conocida más que aproximadamente. Sin embargo, para determinar el orden de la impedancia variable se calcula que ha de emplearse en el dispositivo de acoplamiento.

El radiador de más fácil cálculo es aquel que posee una sección uniforme, sin carga terminal, y tiene una longitud eléctrica de un cuarto de onda. Pero aún con radiadores de este tipo deben preverse dispositivos para ajuste experimental.

Para alimentar las torres en la banda de radiodifusión se emplean líneas de tipo coaxial o abiertas. Desde el punto de vista del rendimiento se prefieren las primeras pero las segundas son mucho más baratas. Cuando se emplea línea abierta es generalmente de tipo multifilar.

## 11.6 AISLAMIENTO

El aislador de la base de una torre radiante alimentada en serie debe poseer una gran resistencia mecánica y eléctrica, pequeñas pérdidas, y no introducir una capacidad excesiva entre la torre y el suelo. Las características eléctricas son más severas cuando la torre tiene una longitud eléctrica de media onda y menos cuando es de un cuarto de onda.

Los aisladores de las riendas deben tener un factor de bajas pérdidas, alta resistencia mecánica y trabajar a la compresión para que si fallara no se resienta el anclaje. Las discontinuidades en las riendas se hacen por lo menos cada 0.1 de longitud de onda y a menudo, cada 0.05.

## 11.7 SISTEMA DE TIERRA

El sistema de tierra más conveniente para una torre radiante cuya base está al nivel del suelo consiste en una red de hilos enterrados, radiales desde la base de la torre hasta un cuarto de longitud de onda, y mejor, media longitud de onda. Se obtiene un incremento apreciable de la intensidad de campo al aumentar el número de hilos hasta aproximadamente 120, notándose poco efecto al aumentar dicho número. El mejor rendimiento que se obtiene aumentando el número y longitud de los hilos radiales es más pronunciado en el caso de un radiador corto (considerablemente menor que un cuarto de longitud de onda); pero es también muy apreciable y substancialmente uniforme para radiadores prácticos de un cuarto a media longitud de onda. Además, la mayoría es más pronunciada en el caso de suelo pobre.

La práctica corriente general es hacer los hilos radiales con una longitud física de media onda y enterrarlos a una profundidad suficiente para obtener buena protección mecánica, y “dar tierra” al extremo alejado de cada uno con una varilla enterrada en el subsuelo tan profundamente como sea práctico.

Cuando se desarrollan altas tensiones entre el extremo inferior del radiador y tierra, como en el caso de un radiador vertical de media onda, se coloca a menudo una “pantalla” o “plancha” directamente bajo la torre para reducir las pérdidas en este punto. La pantalla o plancha es mucho más pequeña que el sistema de hilos radiales y se emplea sumada a los mismos.

## 11.8 TORRES RADIANTES SOBRE EDIFICIOS

La discusión anterior supone que la base de la torre transmisora está sobre o próxima al nivel del suelo. Sin embargo, el radiador de las estaciones metropolitanas de baja potencia está situado, a veces por razones prácticas, sobre edificaciones altas. Para reducir las corrientes de radiofrecuencia y tensiones que aparecen en las canalizaciones de plomo y otros componentes mecánicos del edificio, se cubre generalmente la parte superior de éste con una red de hilos de malla pequeña aislados de la estructura del mismo para formar un contrapeso. A menos que el contrapeso sea grande con relación a la longitud de onda, se encuentra que la longitud física de un autoresonador en cuarto de longitud de onda será considerablemente mayor que en el caso de un suelo perfecto de longitud infinita.

Por estas razones en la discusión anterior se ha utilizado para la dimensión de la torre la palabra "longitud", en lugar de "altura". Ambos términos son intercambiables únicamente cuando la base del radiador está al nivel del suelo.

## 11.9 CONJUNTO DIRECCIONAL PARA RADIODIFUSIÓN

Para obtener una zona más ventajosa "o proteger" otra estación del mismo canal, o bien para cumplir ambas cosas al mismo tiempo, se necesita a veces un sistema de antena que posea directividad horizontal. Esto exige más de una torre radiante. El control de la directividad se escoge por la separación y orientación de las torres, y por la manipulación de la magnitud y fase de la corriente en cada una.

Se han ideado varios dispositivos mecánicos y electromecánicos para facilitar la determinación del diagrama obtenido con una combinación dada de parámetros. Sin embargo, el ingeniero está en general más acostumbrado al análisis que a la síntesis, y el diagrama deseado es desconocido y los parámetros necesarios conocidos. Un dispositivo muy útil que facilita grandemente el análisis o la síntesis es el "antennalyzer", desarrollado por Brown y Morrison. Su accionamiento es completamente eléctrico y su utilización se describe brevemente como sigue.

Cuatro conjuntos de cuatro potenciómetros permiten al operador colocar los varios factores de la torre de cuatro radiadores. Estos son: la distancia a la antena de referencia, el ángulo azimutal, la magnitud de la corriente y el ángulo de fase de la corriente en cada radiador. De esta forma el dispositivo gobierna cualquier sistema convencional que tenga hasta cinco elementos. Como el diagrama resultante se desarrolla instantáneamente sobre la pantalla de un tubo de rayos catódicos, es solamente una cosa sencilla el manipular las perillas hasta obtener el diagrama deseado. Los ajustes de dichas perillas indican la situación correcta de la torre, así como la magnitud y fase de la corriente necesaria en cada torre. A voluntad del operador, el diagrama puede desarrollarse en coordenadas cartesianas o polares.

Cuando el diagrama horizontal deseado puede producirse por radiación lateral o normal, debe preferirse la combinación de radiación lateral. Un sistema con radiación lateral produce un ligero incremento de la directividad vertical a lo largo de la línea de máxima radiación, aumentando así la distancia en que ha de encontrarse el desvanecimiento por interferencia.

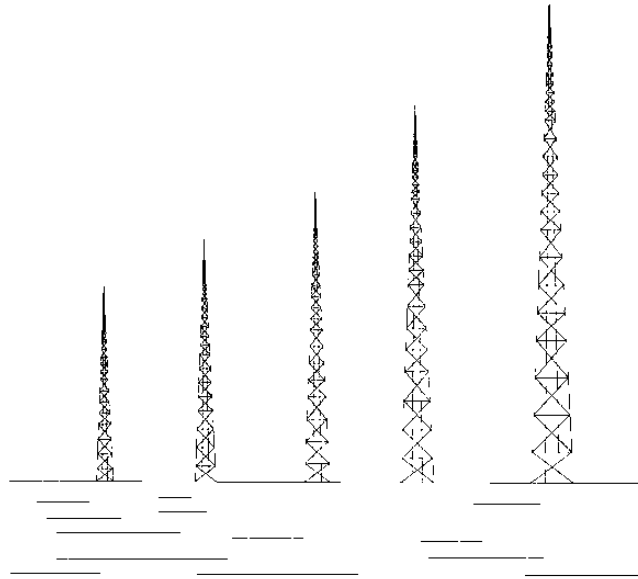


Fig. # 11.2

Sucede a menudo que las relaciones de corriente deseadas pueden realizarse muy aproximadamente con el empleo de uno o más elementos parásitos. En caso contrario deben emplearse elementos conductores.

El diseño de un acoplamiento variable y red de desfase que permiten ajustes experimentales de las corrientes en las diferentes torres, necesitan un amplio conocimiento de los procedimientos utilizados para calcular y medir las impedancias de antena.

# CAPITULO 12

## ANTENAS TRANSMISORAS PARA F.M. Y TV.

### 12.1 CONSIDERACIONES GENERALES

Los sistemas de antenas para transmisión de señales de TV y FM son generalmente dispositivos de banda ancha que son capaces de operar sobre un rango ancho del espectro de frecuencias. Las frecuencias utilizadas para el servicio de FM comercial van desde 88 hasta 108 MHz. Los servicios de televisión están localizados dentro de cuatro bandas: de 54 a 72 MHz, de 76 a 88 MHz, de 174 a 216 MHz y de 470 a 890 MHz. Los canales individuales en la banda de FM tienen un ancho de 6200 KHz y en la banda de televisión, el canal tiene un ancho de 6 MHz. El diseño básico de las antenas usadas para esos servicios debe ser tal, que la impedancia de entrada permanezca constante sobre un rango de frecuencias igual al 10 por ciento de la frecuencia de operación para los canales bajos de televisión y 0.2 por ciento de la frecuencia de operación para los canales de FM.

Es práctica común emplear un patrón de radiación horizontal esencialmente circular. La circularidad del patrón horizontal depende del tipo de antena, de la ganancia y de la posición de la antena sobre la estructura de soporte.

Con el desarrollo de las antenas transmisoras de alta ganancia, el ancho de haz en el plano vertical ha sido reducido a  $1^\circ$  aproximadamente para antenas con una ganancia de 60. El ancho de haz entre los puntos de potencia media para las antenas típicas usadas actualmente en VHF es de unos  $4^\circ$  aproximadamente, mientras que para UHF es de  $2^\circ$ .

Generalmente en televisión se acostumbra combinar las señales de video y audio mediante un diplexor y transmitir las desde la misma antena. Esto requiere que los cables de interconexión y los componentes usados en la antena sean capaces de manejar la combinación de la potencia de pico de la señal de video y la potencia promedio de la señal de audio. Es común tener una potencia promedio del audio igual a la mitad de la potencia de pico de video. En general, la mayoría de las antenas de VHF son capaces de manejar de 35 a 50 kilowatts de potencia de pico de video y de 17.5 a 25 kilowatts de potencia de audio. Las antenas de baja ganancia de UHF deben manejar unos 10 kilowatts de potencia de pico de video y las de alta ganancia manejan unos 50 kilowatts. Las antenas de FM actualmente manejan alrededor de 50 kilowatts.

El problema de obtener un sitio adecuado para la localización del transmisor de TV o FM es complicado por un número de variables. El sitio debe ofrecer línea de vista hasta la ciudad a la que ha sido asignada la estación. También debe estar situado de modo que las siguientes intensidades de campo en decibeles arriba de un microvolt por metro sean provistas sobre la



comunidad principal entera a la cual se va a servir: canales del 2 al 6, 74 dBu; canales 7 al 13, 77 dBu; canales 14 al 83, 80 dBu. Para FM, una intensidad media de 3,000 a 5,000 microvolts por metro deben ser provistos sobre la comunidad entera a ser cubierta.

## 12.2 ANTENAS TRANSMISORAS DE FM

### a) La Antena de Malla Cuadrada para FM

Esta antena ha probado ser un medio eficiente de obtener altos valores de potencia efectiva radiada sin usar transmisores de muy alta potencia. La malla cuadrada consiste de un número de mallas cuadradas agrupadas verticalmente para proporcionar ganancia de potencia en el plano horizontal y directividad vertical, el patrón de radiación horizontal resultante es esencialmente circular. Las mallas son diseñadas de modo que la impedancia de entrada de cada par de mallas es de 50 Ohm, de modo que pueden ser alimentadas por líneas de transmisión coaxial estándar.

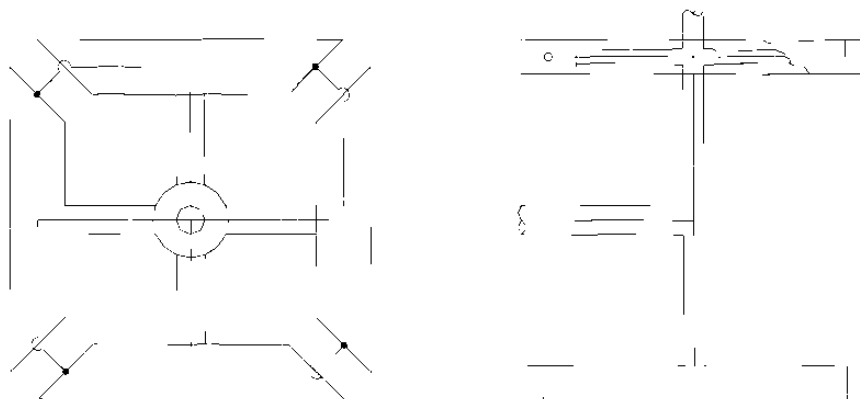


Fig. # 12.1

En la figura (12.1) se muestran los detalles de una malla cuadrada para FM. La impedancia de dicha malla tiene una componente resistiva que es esencialmente 100 Ohm sobre la banda completa de FM. Con la resistencia de entrada de cada malla igual a 100 Ohm, un par de mallas tendrán una impedancia de 50 Ohm. Como consecuencia de esto, es posible operar el

mismo tamaño de malla a cualquier frecuencia dentro de la banda de FM y mantener una impedancia de 50 Ohm.

Es costumbre espaciar las mallas adyacentes  $332^\circ$  a 100 MHz en los modelos comerciales de este tipo de arreglo. Es entonces posible usar la misma estructura física sobre la banda entera de FM ya que la ganancia óptima de potencia ocurre cuando las mallas están aproximadamente a  $360^\circ$ . Los arreglos de antenas de malla normalmente están disponibles en combinaciones de 2 hasta 12 mallas. La ganancia de potencia <sup>(\*)</sup> varía desde un valor de 2 para un arreglo de dos mallas hasta 12.4 para 12 mallas. En un arreglo multi-malla, todas las mallas son alimentadas con igual potencia y eléctricamente en fase.

Ya que mallas de un mismo tamaño pueden ser usadas para todas las frecuencias de FM, solo es necesario cambiar los stubs de acoplamiento para cambiar de frecuencia.

### ***b) La Antena de Trébol***

Esta antena está compuesta de dos o más unidades agrupadas verticalmente. Cada unidad radiante está hecha de un grupo de cuatro elementos curvados, la vista de planta de dicho arreglo recuerda las cuatro hojas de un trébol.

Un voltaje de radio frecuencia aplicado entre la unión común de los cuatro elementos y sus respectivos extremos causa, de hecho, un anillo de corriente uniforme alrededor de su eje, produciéndose un patrón de radiación circular. La ganancia máxima de un arreglo multielementos ocurre cuando la corriente instantánea en todos los elementos radiantes tiene la misma magnitud y fase. Los elementos individuales están agrupados con una separación de media longitud de onda y el punto común de cada elemento está sujeto a un conductor de acero de tres pulgadas de diámetro, el cual será centralmente localizado dentro de la estructura de la antena. El conductor externo del sistema de alimentación es la estructura especial de la torre. Ya que hay una inversión de fase cada media longitud de onda a lo largo de dicha línea de transmisión, la posición de montaje de los elementos radiantes en unidades adyacentes es inversa, como se ve en la figura (12.2). Este procedimiento asegura la adecuada relación entre la magnitud y fase de corriente sin necesidad de usar líneas de transmisión múltiple o redes correctoras de fase.

Es común apilar cualquier número de elementos, desde dos hasta doce, con objeto de obtener la ganancia de potencia deseada en el plano horizontal. No hay necesidad de apilar los elementos en múltiplos de dos debido a la simplicidad del sistema de alimentación. La ganancia de potencia para esta antena varía de 1.3 para un arreglo de dos elementos, a 4.7 para una antena de ocho elementos.

---

<sup>(\*)</sup> Todas las ganancias en este capítulo son referidas a la ganancia del dipolo de media onda.

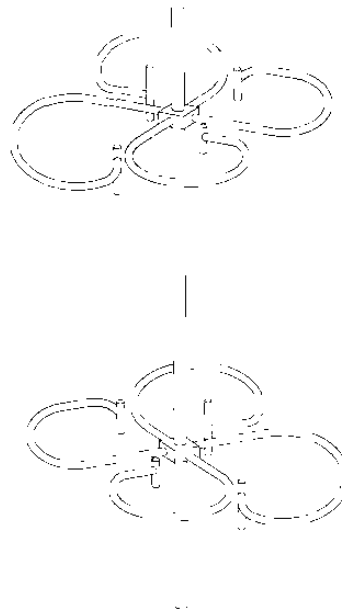


Fig. # 12.2

### ***c) Antena para FM tipo Cilindro Ranurado***

Este tipo de antena está basado en el principio de una simple malla de alambre transportando una corriente eléctrica. Esta antena es simplemente un número infinito de esas mallas apiladas una sobre la otra y conectadas en paralelo. Este apilamiento de mallas toma la forma de un cilindro de aproximadamente una longitud de onda y una media longitud de onda en su circunferencia. La terminación de esas mallas toma la forma de una ranura recorriendo la longitud completa del elemento cilíndrico. Esta ranura es alimentada al centro y cortada en cada extremo, tomando entonces la forma de una línea de transmisión de alambre abierto. La distribución de voltaje toma la forma de un patrón senoidal en el que el mínimo voltaje está al centro y en cada extremo.

Ya que la ranura es una línea de transmisión de alambre abierto, la corriente fluyendo a lo largo de las orillas opuestas de la ranura están desfasadas y, por lo tanto, cancelan las componentes de radiación polarizadas verticalmente. El cilindro ranurado mostrado en la figura (12.3) radía ondas polarizadas horizontalmente debido a la corriente circunferencial fluyendo alrededor del cilindro. Un elemento de antena sencillo produce una ganancia de potencia moderada debido al hecho de que la apertura vertical es una longitud de onda.

Es común apilar un cierto número de esos elementos para obtener una ganancia horizontal incrementada, ya que la ganancia de potencia de un elemento sencillo es de aproximadamente 1.5. Una sección de ocho elementos da una ganancia de potencia de aproximadamente 12. Cuando se apilan dos o más elementos es necesario proveer interconexión de las líneas de

alimentación al centro de cada ranura, de modo que voltajes iguales en fase y magnitud sean alimentados en cada ranura.

El ancho de haz del patrón vertical resultante varía desde  $24^\circ$  para un arreglo de dos elementos, hasta  $6^\circ$  para un arreglo de ocho elementos. La máxima radiación ocurre en la dirección de la ranura y la mínima está localizada aproximadamente a  $45^\circ$  desde el lado opuesto a la ranura.

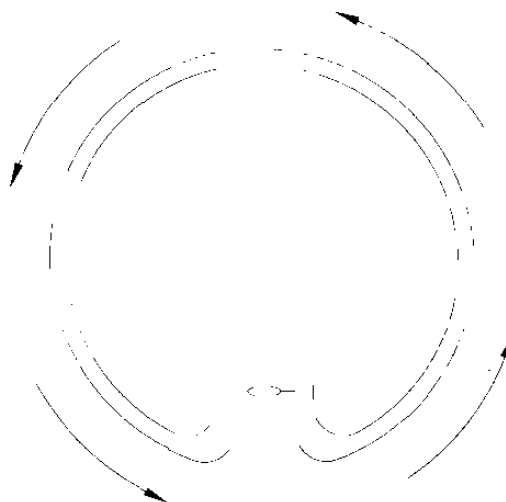


Fig. # 12.3

## 12.3 ANTENAS TRANSMISORAS DE T. V.

### a) Antena Hélice

La antena de hélice fue desarrollada para proveer una antena con un mínimo número de puntos de alimentación y una construcción mecánica simple.

La antena consiste de un mástil tubular alrededor del cual están enrolladas una hélices como muestra la figura (12.4). El mástil es principalmente usado como estructura de soporte pero también actúa como plano de tierra para las hélices. Dos ondas viajeras son propagadas a lo largo de las hélices y al punto de alimentación. Cada hélice actúa del mismo modo que un alambre sencillo sobre un plano

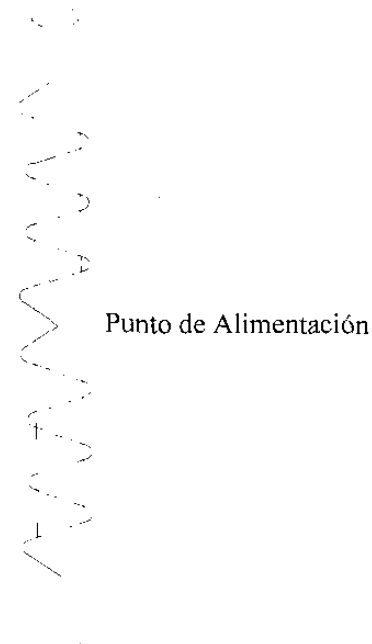


Fig. # 12.4

de tierra. El espaciamiento entre el mástil y la hélice debe escogerse de modo que haya una considerable cantidad de radiación por vuelta. Cada hélice es de aproximadamente cinco vueltas con su diámetro e inclinación, dependiendo de su frecuencia. Cada vuelta es de un número entero de longitudes de onda, de modo que las corrientes a un ángulo de azimut dado estén en fase. Un arreglo de alta ganancia es conseguido mediante el apilamiento de un cierto número de estos arreglos a lo largo del mástil. La ganancia de potencia por arreglo es de 4 aproximadamente.

Con objeto de cancelar la componente de radiación vertical debido al ángulo de inclinación, una hélice derecha y una izquierda son utilizadas en cada arreglo. Las hélices son colocadas extremo con extremo y alimentadas a un punto común. La impedancia resultante en los puntos de alimentación es de aproximadamente unos 100 Ohm.

Esta antena proporciona un medio para obtener alta ganancia con una mínima apertura vertical. Una antena formada por seis arreglos para el canal 12 deberá tener una ganancia de aproximadamente 24 con una longitud total de unos 100 pies.

#### ***b) Antena "Turnstile"***

Las antenas para televisión, especialmente para la banda VHF, generalmente son construidas utilizando el principio del dipolo con arreglos para conseguir radiación circular y ganancia de potencia en el plano horizontal. La radiación circular es conseguida cruzando los

dipolos en un arreglo tipo torniquete (Turnstile) y alimentándolos en cuadratura; esto es, las corrientes son alimentadas a los elementos radiantes noventa grados fuera de fase. Este principio es ilustrado en la figura (12.5). Considerando solo un dipolo a la vez, se puede observar que el dipolo este - oeste produce una radiación unitaria en la dirección norte - sur y la radiación mínima es en la dirección este - oeste (A). El dipolo norte - sur produce una radiación unitaria en la dirección este - oeste y la radiación mínima es en la dirección norte - sur (B). A un ángulo cualquiera en el que la radiación proviene de ambos dipolos, la energía resultante es la suma vectorial de los dos campos, los que consideraremos para fines de explicación con una distribución de coseno. Entonces, hacia el noreste (a  $45^\circ$  del norte) la radiación desde cada elemento es 0.707 y la suma vectorial es la unidad (C). A  $30^\circ$  del norte, la radiación desde el dipolo norte - sur es de 0.866 y la radiación desde el dipolo este - oeste es de 0.5. Otra vez la suma vectorial es la unidad (D). si se repite el proceso a todo el rededor se encontrará que la suma vectorial para todos los ángulos es la unidad y la radiación circular es conseguida (E).

La antena "Superturnstile" o "Bath-wing", una de las más populares en la banda VHF, está compuesta de un número de dipolos cruzados que son modificados en el diseño para obtener una impedancia característica constante en una banda amplia. Esos elementos son llamados planos de corriente (Current Sheets) en las descripciones técnicas y son alimentados con corrientes en cuadratura como en la ilustración (figura 12.5). La evolución de la antena "Bath-wing" es ilustrada en la figura (12.6) y es descrita enseguida.

En (A), una hoja metálica con una ranura de media longitud de onda a la frecuencia de operación es excitada con energía de radio frecuencia en el centro de la ranura. En el instante mostrado, la polaridad de la excitación es tal que la corriente a través del plano de metal es en la dirección de las flechas. La ranura puede ser considerada como dos conductores en paralelo de una longitud de media onda y corto circuitados en los extremos. Ya que la alimentación al centro es utilizada, la onda de corriente es como la mostrada por la línea de trazos. La corriente a través del plano metálico es en la dirección de las flechas y la intensidad mayor es en el centro, como se muestra por la longitud de las flechas. El espaciamiento de las orillas de la ranura es despreciable a la frecuencia de operación y la radiación realmente ocurre en ambas direcciones desde el centro del plano de metal.

Si una hoja metálica real fuera usada, la resistencia de radiación tendería a hacerse alta a una distancia ligeramente mayor de un cuarto de longitud de onda desde la ranura, de modo que una radiación despreciable sería el resultado. Si, entonces el plano es hecho solo de un ancho de media longitud de onda, como se muestra en la figura (12.6 B), una radiación óptima es conseguida. La distribución de corriente y las características de radiación resultantes se aproximan a las de un dipolo de media onda, con máxima corriente y voltaje cero en el centro del radiador. Este elemento puede ser físicamente soportado por un montaje en este punto de potencial cero, el que ocurre en el centro de ambos extremos del plano.

En la práctica, el plano es disminuido en su anchura al centro (figura 12.6 C) para reducir esta dimensión abajo de un cuarto de longitud de onda y reducir la corriente en la sección media. La altura del plano es hecha aproximadamente de 0.6 longitudes de onda. Esto produce una mayor corriente arriba y abajo del plano con respecto a la del centro y el patrón vertical se aproxima en sus características al de dos dipolos horizontales espaciados verticalmente media longitud de onda. Con esta antena se consigue una ganancia en el plano horizontal de 1.2 por arreglo. Esos arreglos pueden ser apilados para seguir ganancias de aproximadamente 7 en la banda de VHF; cada arreglo consiste en dos planos de corriente en cuadratura. Las líneas de alimentación coaxial puede ser conectadas de modo que los conductores externos alimenten un lado de cada elemento y el conductor interior el otro lado, como se muestra en la figura (12.6 C).

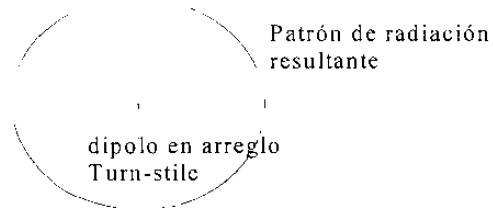
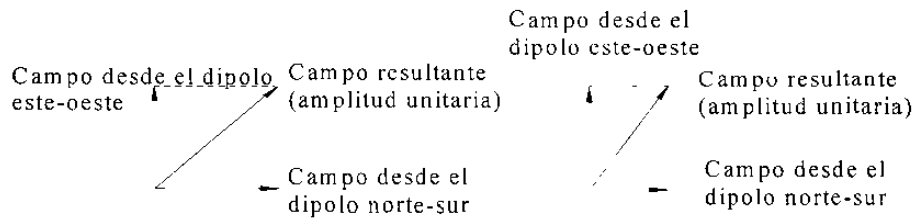
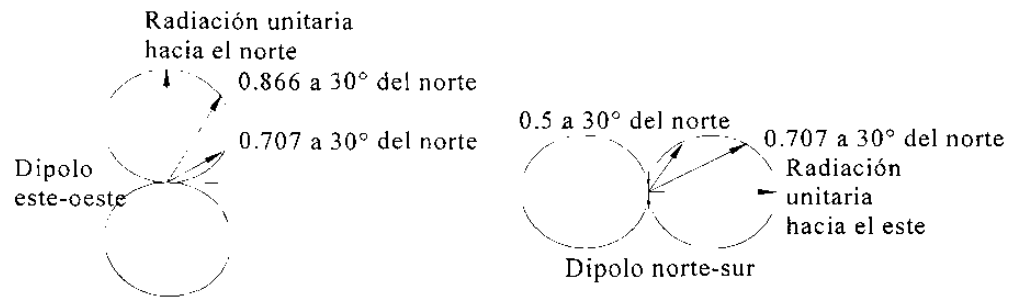


Fig. # 12.5

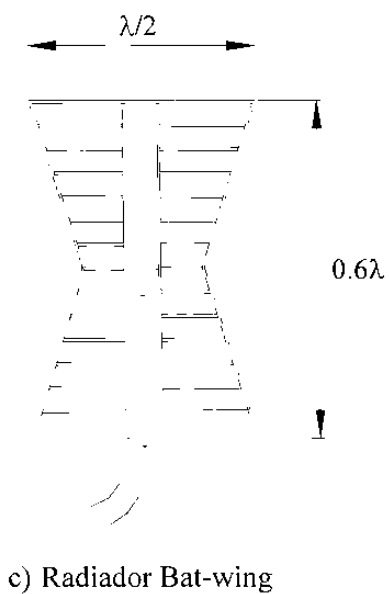
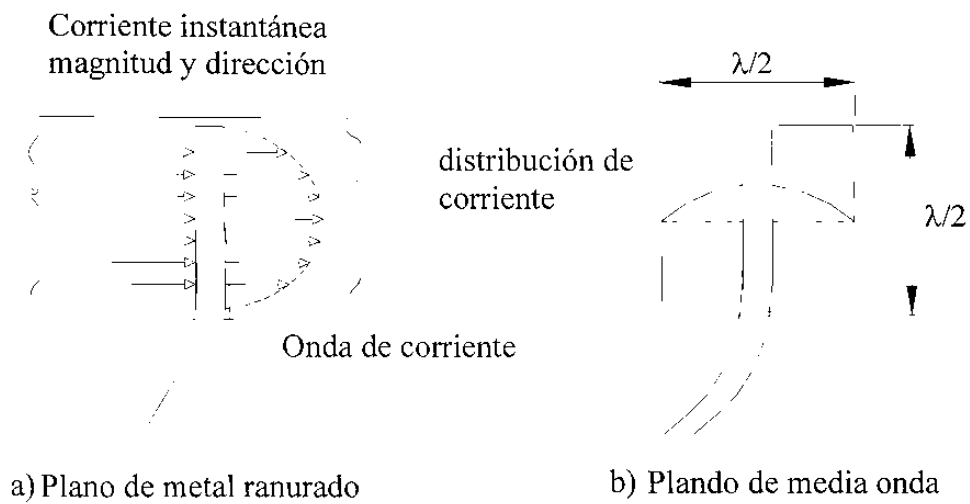


Fig. # 12.6



# CAPITULO 13

## ANTENAS RECEPTORAS PARA TV.

### 13.1 CARACTERÍSTICAS GENERALES DE LAS ANTENAS PARA TV.

Del estudio general de la propagación de ondas electromagnéticas y de la captación de las mismas por medio de las antenas, deducimos que si un emisor irradia ondas de polarización horizontal, la antena receptora debe estar colocada horizontalmente. Igual consideración puede aplicarse a los casos de ondas con polarización vertical, pero en la práctica usual de TV se prefiere la polarización horizontal, de modo que, como primera característica destacada de las antenas receptoras para TV diremos que deben ser horizontales.

De inmediato hay que referirse a las características geométricas propias, o sea a las dimensiones de los conductores que forman la antena. Para ello recordemos que a lo largo de una antena tenemos distintos valores de voltaje y corriente, y que habrá un cociente entre ambos valores que determina la impedancia de cada punto. Por tratarse de un circuito resonante en serie, la impedancia entre los puntos de alimentación será baja y puramente resistiva, y para un dipolo de media onda tiene un valor de 73 Ohm de resistencia pura, cuando la frecuencia es la fundamental.

A lo largo de la antena la impedancia varía en aumento para hacerse teóricamente infinita en los extremos. Si en lugar de la antena colocamos una resistencia de 73 Ohm y la alimentamos con la señal, la potencia absorbida será la misma. Se llama "resistencia de radiación" al valor de esa resistencia que, reemplazando a la antena, disipa la misma potencia que ella.

La impedancia a lo largo de la antena tiene entonces una componente resistiva y una reactiva. Inclusive la impedancia en el punto de alimentación puede no ser resistiva pura y tener una componente reactiva si la señal tiene una frecuencia que no es exactamente la de resonancia de la antena. Por ejemplo, si consideramos un dipolo de media onda, la figura (13.1) nos muestra cómo varía la impedancia en el centro del mismo y su componente reactiva cuando se varía la frecuencia de la señal por encima y por debajo de la de resonancia. Dicho en otros términos, una antena se comporta como una bobina para señales de frecuencia mayor que la de resonancia y como un condensador para frecuencias menores.

Lo dicho nos permite llegar a interesantes conclusiones. Si a frecuencia mayor que la fundamental la impedancia se hace inductiva, la antena queda como más corta y debe ser alargada. Una bobina en serie alargará ficticiamente la longitud de la antena y viceversa, cuando la frecuencia

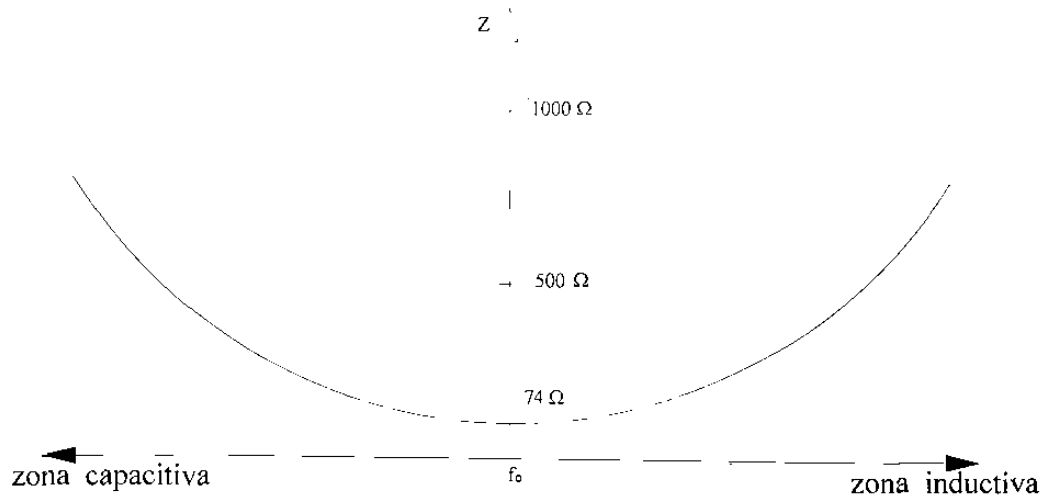


Fig. # 13.1

disminuye aparece el efecto capacitivo por ser la longitud mayor, o sea que un condensador intercalado en serie con la antena acortará la longitud de ésta. Tres antenas pueden resonar correctamente en media onda pese a tener distinta longitud, si se siguen las indicaciones precedentes.

Al mencionar los efectos inductivos y capacitivos no podemos dejar de referirnos al hecho de que, siendo la antena un circuito resonante de constantes distribuidas, hay en ella resistencia, capacitancia e inductancia. La inductancia se presenta como resultado de un fenómeno de autoinducción, que será tanto mayor en cuanto más se concentre el flujo de corriente en el conductor mismo. Luego la inductancia propia de la antena es tanto mayor en cuanto más delgado sea el alambre. La capacidad aparece como consecuencia de los cuerpos vecinos y será más notable cuanto mayores sean las dimensiones del conductor de la antena, es decir que un conductor grueso tendrá mayor capacidad y menor inductancia. En realidad lo que determina ambos factores es la relación longitud - diámetro del conductor.

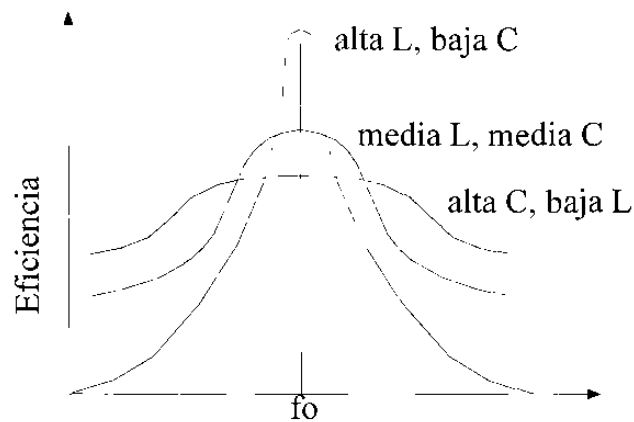


Fig. # 13.2

La proporción de inductancia y capacitancia en un circuito resonante se traduce en una relación de calidad, pues afecta directamente al factor  $Q$ . Es sabido que una inductancia elevada y capacidad baja da un  $Q$  alto y viceversa. En la figura (13.2) vemos tres curvas correspondientes a tres antenas de igual largo pero construidas con distinto conductor. La (1) está hecha con alambre fino, la (2) con alambre grueso y la (3) con tubo de diámetro considerable, más de 10mm. La eficiencia de la antena es el factor más importante en radiodifusión, pero en televisión cobra carácter primordial el ancho de banda. En consecuencia, la antena preferida será la de tubo grueso, con baja inductancia y alta capacidad, con un  $Q$  bajo.

Ya que el factor  $Q$  depende de la relación entre el largo y el diámetro del alambre, la tendencia es hacer antenas cortas y gruesas o aumentar artificialmente la capacitancia mediante pliegues, vueltas u otros recursos. Así surgió como óptimo el dipolo plegado que presenta excelentes cualidades de banda ancha.

En resumen, las antenas para recepción de señales de TV serán horizontales, por captar ondas polarizadas horizontalmente. Se usarán dipolos de media onda con resonancia exacta, para disponer en el centro de una impedancia resistiva pura. Y finalmente, se construirán con tubo en lugar de alambre para que tengan bajo  $Q$ , por necesitarse características de banda ancha. A esto último contribuye el empleo del dipolo plegado. Las consideraciones precedentes no contemplan todavía las cuestiones referentes a la mayor ganancia y a la directividad, que serán consideradas oportunamente.

### 13.2 EL DIPOLO PLEGADO PARA TV

La antena más popular para recepción de señales de TV es el dipolo plegado, que se caracteriza por su bajo Q, fácil instalación y cómoda adaptación de impedancia para las líneas estándar. En esencia, esta antena puede ser reemplazada para su estudio por el circuito equivalente que se muestra en la figura (13.3). Se trata de dos dipolos de media onda unidos por sus extremos con lo que quedan en paralelo. El superior no tiene corte para alimentación, pero como no hay voltaje en su punto medio, puede unirse a tierra y ese detalle se aprovecha para sujetarlo al poste de amarre. Ya que la antena de media onda es un circuito resonante, puede ser simulada por una impedancia con su fuente de voltaje aplicada a los extremos. En este caso hay dos ramas en paralelo, de manera que la energía se reparte entre ellas partiendo la ecuación fundamental que dice que la potencia irradiada es igual al cuadrado de la corriente en el punto de alimentación, multiplicada por la resistencia de radiación de la antena. Es decir, que si las dos corrientes bifurcadas desde los extremos son iguales y debido a que por estar muy próximos los conductores, la irradiación la cumplen como si fuera uno solo y la impedancia en el centro de la antena no será ya 73 Ohm (como corresponde a un dipolo de media onda), sino la que resulta para una corriente mitad. Como se deduce fácilmente para una corriente mitad, la impedancia será cuádruple por estar la corriente al cuadrado y tendremos:

$$4 \times 73 = 292 \text{ Ohm; aprox. } 300 \text{ Ohm}$$

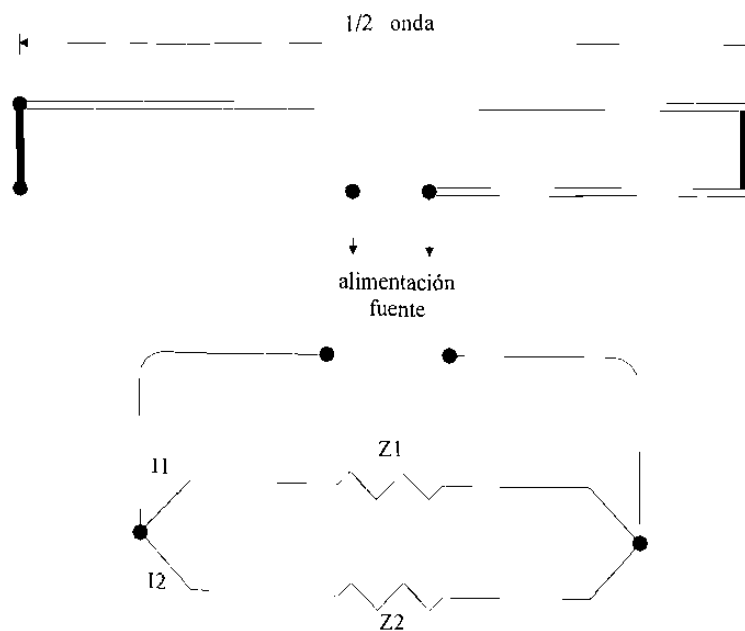


Fig. # 13.3

En consecuencia, el dipolo plegado de media onda de ramas de igual diámetro tiene en el centro abierto una impedancia de unos 300 Ohm.

Veamos lo que ocurre si los diámetros de las dos ramas no son iguales: las dos corrientes se repartirán en razón inversa de los diámetros, ya que el efecto pelicular hace desprestigiar la sección transversal. Si por ejemplo, el diámetro de la rama superior es doble que la inferior,  $I_1$  será doble que  $I_2$  y la suma es la corriente total, con lo que la corriente en el punto central de la rama inferior se habrá reducido a la tercera parte. Como consecuencia, la impedancia será nueve veces mayor que 73 Ohm, o sea 657 Ohm.

Si hacemos el conductor superior de triple diámetro que el inferior, la corriente en el centro de la rama inferior será la cuarta parte puesto que el total es constante siempre e igual a la suma de ambas.

Es decir, a un cuarto de corriente corresponde una impedancia 16 veces mayor, o sea 1,168 Ohm. En general, para calcular la impedancia al centro de un dipolo plegado en función de los diámetros de las ramas del mismo, se emplea la siguiente fórmula en la que  $D$  es el diámetro de la rama superior y  $d$  el de la inferior. La impedancia en el centro abierto vale:

$$Z = Rr = 73(D/d + 1)^2$$

Con lo que pueden resolverse los problemas prácticos que se presenten. Muchas veces se parte de la impedancia como dato y debe determinarse la relación de diámetros conveniente para conseguir aquel valor; entonces se puede deducir de la fórmula el valor del cociente entre los diámetros.

### 13.3 EMPLEO DE ELEMENTOS PARÁSITOS

Los dipolos simples plegados son de irradiación y captación bidireccional, según se vio en capítulos anteriores. En televisión esto puede resultar sumamente pernicioso por las reflexiones de las ondas en todas las masas circundantes, de manera que hay que dotar a las antenas de características especiales de direccionalidad, lo que contribuye también a aumentar el rendimiento de captación.

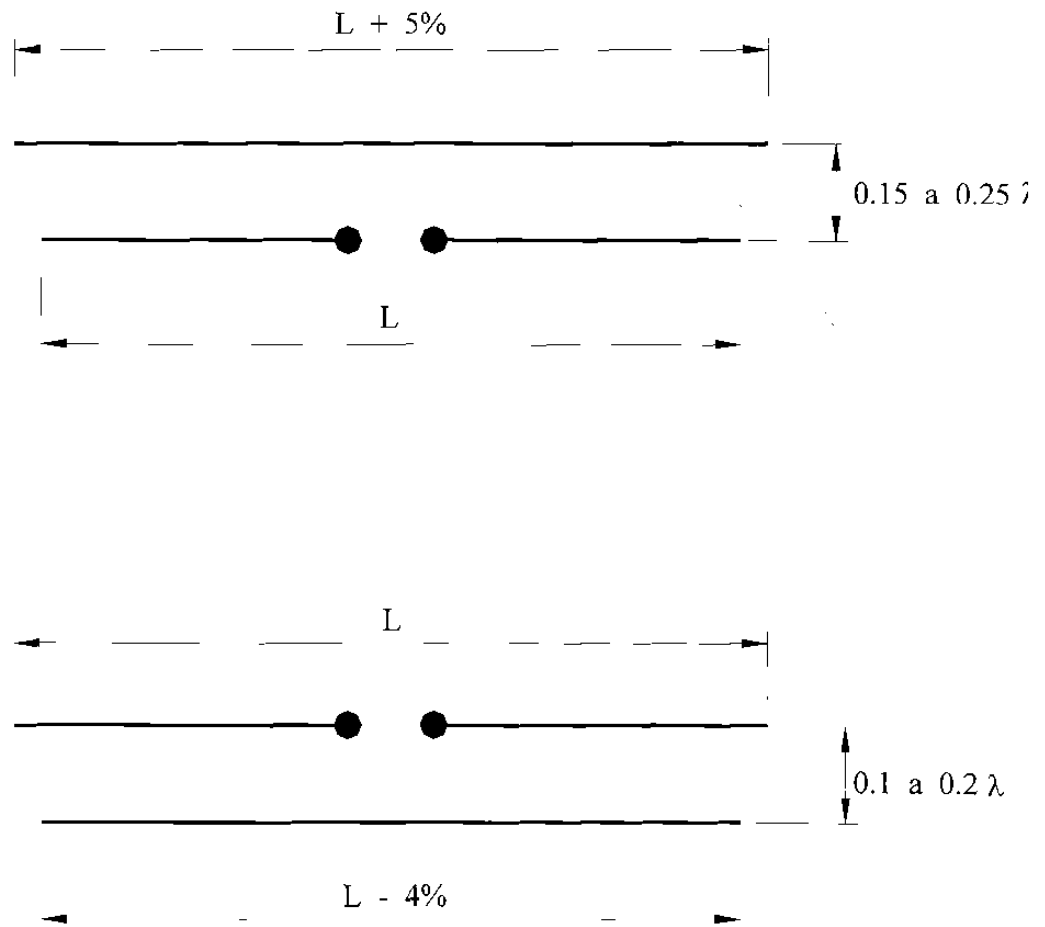
Para conseguir captación en una sola dirección, se emplean elementos no alimentados o parásitos colocados paralelamente adelante o atrás de la antena y en su mismo plano. Debido a la proximidad, esos elementos reciben energía por inducción, la que es irradiada nuevamente en la dirección conveniente para reforzar la que recibe la antena misma. Un elemento parásito se llama reflector cuando está colocado en sentido contrario al cual debe cumplirse la captación y generalmente tiene mayor longitud que la antena. Si se coloca en el mismo sentido de la captación se llama director y es más corto que el dipolo.

En la figura (13.4) se ilustran los casos más comunes de elementos parásitos. En (a) hay un reflector distanciados 0.20 a 0.25 de longitud de onda desde la antena y su longitud es de un 5% mayor que la del dipolo. La longitud del dipolo no se hace exactamente de media onda sino que se la acorta en un 5% para compensar el efecto de puntas. En la práctica se ha comprobado

que tomando sólo 0.95 de media onda el comportamiento es mejor. Las flechas indican la procedencia de la señal si se trata de una antena receptora.

La gráfica (b) nos muestra un director cuya longitud es 4% menos que la del dipolo y se coloca delante de éste. La separación es también 0.20 a 0.25 de la longitud de onda. En (c) tenemos un dipolo con un reflector y un director y en (d) un reflector y dos directores. Esta última es la popular antena Yagi, en la cual se dan longitudes y separaciones especiales, que son producto de la experimentación.

$$L = 0.95 (\lambda / 2)$$



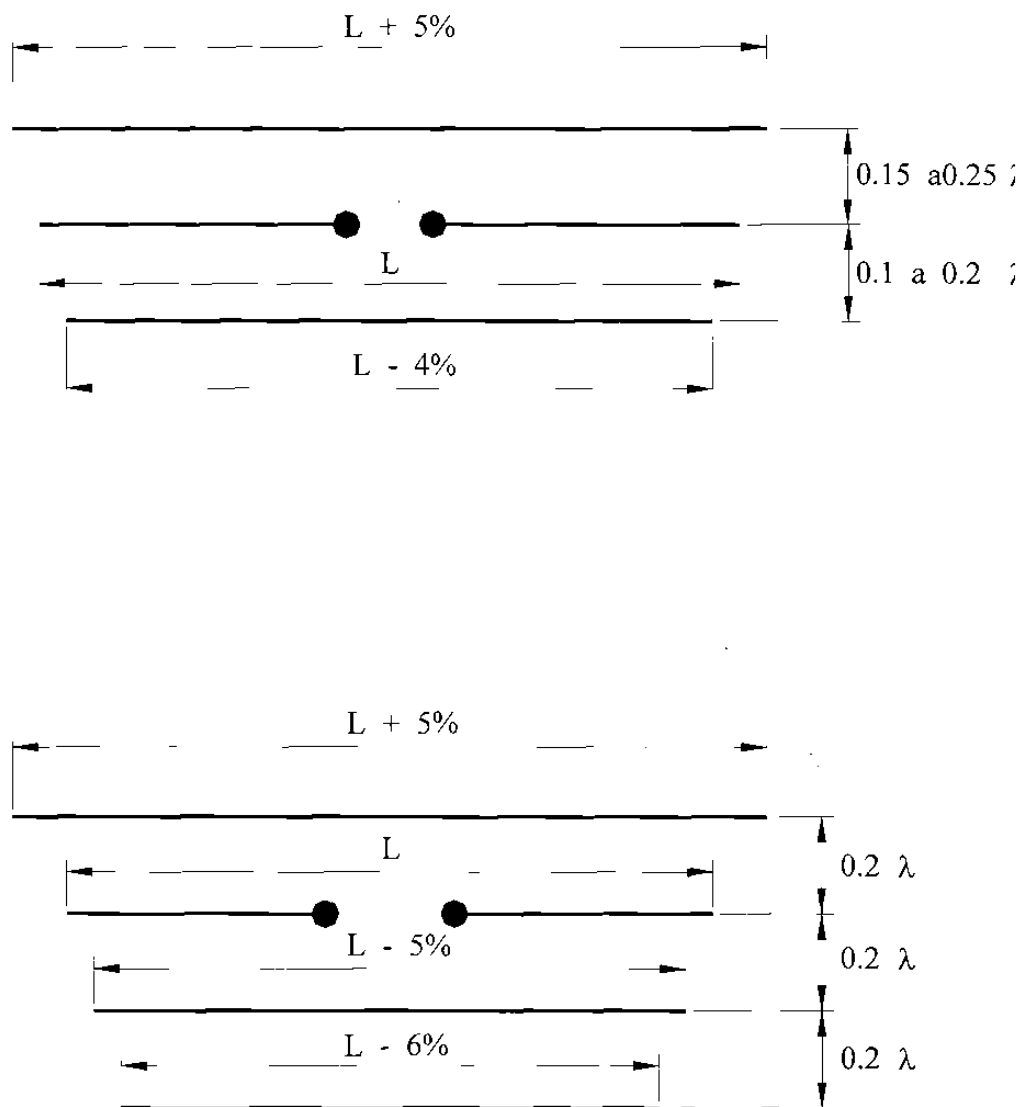


Fig. # 13.4

Las dimensiones de los dos modelos simples más usados como antenas para recepción se da en la figura (13.5). Se trata del dipolo plegado con un reflector y de la Yagi de cuatro elementos. La primera se construye con las dimensiones indicadas en la figura para el canal 8, pero para otro canal sabemos que las dimensiones las tomaríamos en la figura (13.4). Con un tubo de 10 mm de diámetro puede armarse el dipolo y el reflector. La abertura óptima del dipolo parece ser unos 6 cm medidos en la parte interior. La alimentación se hace en el centro, donde hay una separación entre puntas de 2 cm., con una línea bifilar de 300 Ohm, no obstante que la impedancia real en ese punto es de 240 Ohm.

La Yagi tiene separaciones menores entre elementos. El dipolo plegado merece una consideración especial. Como la impedancia de entrada de la mayoría de los receptores es de 300 Ohm, hay que tratar de obtener esa impedancia en el centro de la rama abierta. Con dos tubos iguales eso sería imposible pero recordando la distribución de corrientes, puede lograrse. La impedancia con ramas iguales en el dipolo se reduce a 50 Ohm, es decir 6 veces menor que la que necesitamos. Habiendo calculado la relación de diámetros necesaria, en la figura ya se ha expuesto el resultado. Esa relación es de 4:1, es decir que la rama continua tendrá tubo de cuádruple diámetro que el de la rama abierta. De este modo, y teniendo en cuenta que los tres elementos parásitos han reducido la impedancia 6 veces, aplicamos la fórmula conocida pero partiendo de un sexto de 73 Ohm y resulta:

$$Rr = Z = 12(5)^2 = 300\Omega$$

Lo cual significa que podremos usar cable de 300 Ohm de impedancia. No tiene importancia el detalle de que la relación de diámetros sea exactamente 4, pues con la relación aproximada ya se tiene una adaptación de impedancia aceptable; por ejemplo, con tubos de 6 mm y de 25 mm, que son comunes en el comercio, se construye el dipolo plegado para la Yagi de cuatro elementos. Los extremos se unen con dos barras atornilladas o soldadas.

En la práctica, para distancias de unos kilómetros hasta el emisor, se emplean las antenas anteriormente descritas. Para distancias mayores y para recepción de varios canales se usan otros tipos de los que nos ocuparemos oportunamente. Cuando el emisor está muy cerca suele dar resultados la antena interior, que consiste de dos varillas en V, cuyas dimensiones corresponden al dipolo abierto de media onda. Las ramas se colocan en ángulo recto y en el centro abierto se conecta la cinta de 300 Ohm.

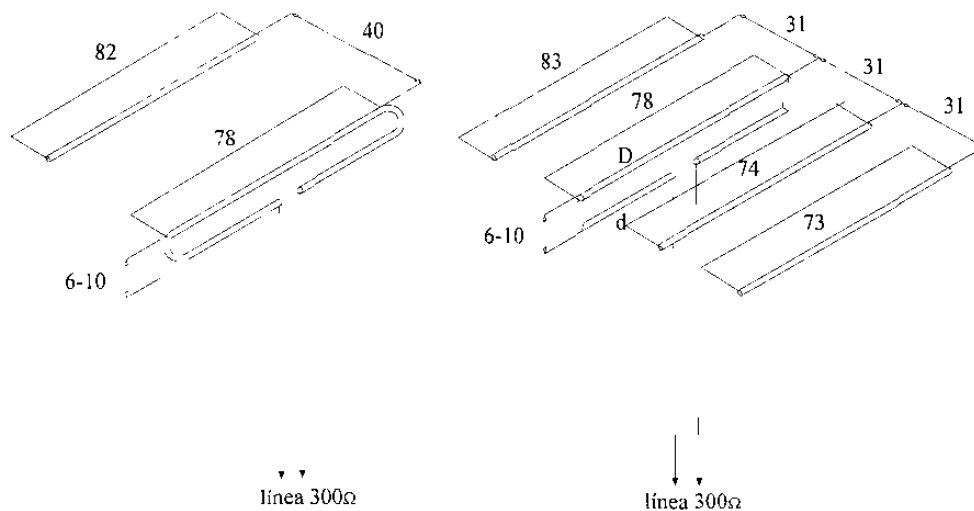


Fig. # 13.5



### 13.4 ORIENTACIÓN DE LA ANTENA

Las antenas receptoras de TV presentan un problema que no se conoce en radiodifusión y que en comunicaciones ha sido encarado para aumentar la eficiencia de captación. Nos referimos a la orientación de la antena.

En ciudades donde funcionan varias emisoras de televisión, las que seguramente serán de distinta frecuencia, se presenta el problema de instalar antenas tipo multicanal y orientarlas adecuadamente.

El problema puede estar vinculado o no a la existencia de emisoras en distintos canales. En efecto, veamos la figura (13.6), que nos plantea dos casos netamente distintos de ubicación de un receptor con respecto al grupo de emisoras del lugar. En uno de los casos el receptor está distante del grupo de emisoras y puede colocarse una antena multicanal de instalación fija, orientada hacia el centro geométrico de las emisoras. Si ese grupo está muy concentrado, la antena puede ser de alta direccionalidad y si el grupo estuviera un poco disperso convendrá una no tan selectiva.

Si el receptor está ubicado en una zona central con respecto al grupo de emisoras, hay dos caminos para instalar la antena:

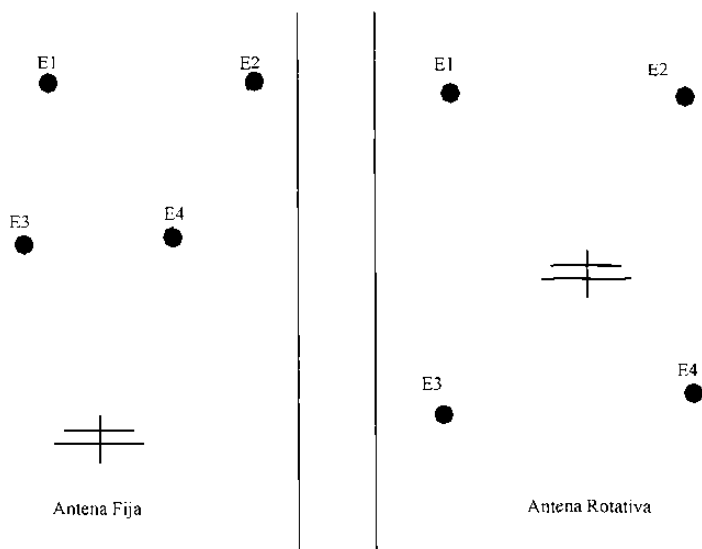


Fig. # 13.6

Uno es colocar un modelo de direccionalidad muy escasa, como sería un dipolo sin reflector; claro que en el sentido del conductor mismo no hay ninguna captación pero siempre se podrá buscar una orientación conveniente. Esta solución tiene el inconveniente de que las ondas reflejadas en todos los edificios y grandes masas también son captadas por la antena, produciendo imágenes fantasma.

La otra solución para el caso de la derecha, en la figura (13.6), consiste en instalar antenas direccionales rotativas. Esto se soluciona uniendo el mástil de la antena al eje de un motor eléctrico cuyo accionamiento se hace a distancia, desde el receptor mismo. Generalmente se coloca una pequeña unidad que a la vez que acciona el motor, indica la emisora elegida.

### 13.5 ONDAS REFLEJADAS, FANTASMAS EN LA IMAGEN

Ya que las ondas de televisión tienen un comportamiento similar a los rayos luminosos en cuanto a la propagación se refiere, también estarán sujetas a los fenómenos de reflexión y refracción. El segundo de éstos es el que provoca la curvatura de la onda y hace aumentar la distancia útil de la transmisión. Veamos ahora lo que ocurre con la reflexión.

En la figura (13.7) se ha presentado en forma muy simple una emisión de televisión y su rayo directo que va a la antena receptora sin encontrar obstáculos en el camino. Pero los rayos salen de la antena emisora en todas direcciones, y, por ejemplo, uno de ellos choca con el cuerpo reflector que puede ser un edificio, una torre, etc., y el rayo reflejado llega a la antena receptora. A primera vista parecería que el fenómeno refuerza la señal de llegada, pero es un grave inconveniente.

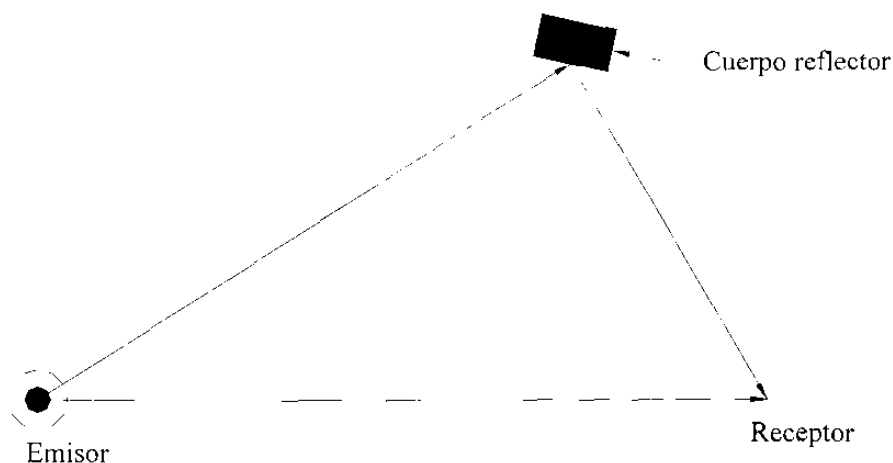


Fig. # 13.7

La señal viaja a través del espacio a la velocidad de 300,000 km por segundo, o traducido a unidades más usuales en TV, 300 metros por micro-segundo. Como los dos rayos llegan al receptor por caminos distintos ocurre que si las distancias recorridas difieren, habrá transcurrido

un tiempo desde la llegada de un rayo hasta que llega el otro. Esto produce dos imágenes distintas en la pantalla, tal como puede apreciarse en la figura (13.8).

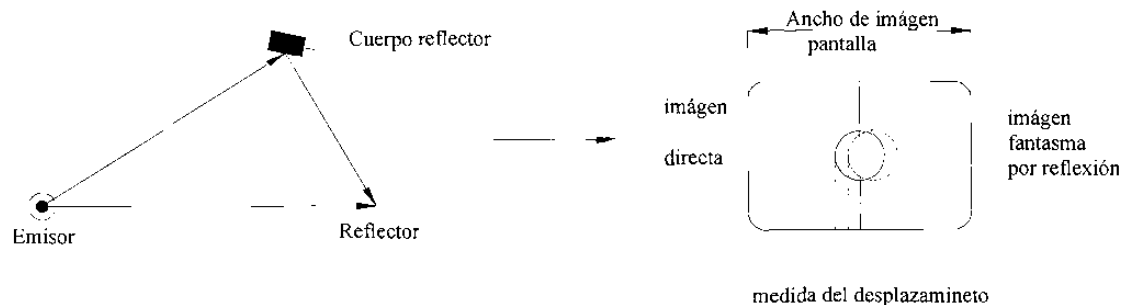


Fig. # 13.8

### 13.6 POSICIÓN DE LA ANTENA SEGÚN LAS REFLEXIONES

Las señales de televisión que emergen de la antena emisora viajan en todas las direcciones y llegan a la antena receptora por el camino directo, pero también por reflexión en superficies que encuentran en su camino. En la pantalla del receptor se producirán imágenes fantasmas debido a la diferencia de tiempo en la llegada de las señales provenientes de una misma emisora, porque al ser diferentes los caminos recorridos por las ondas, habrá diferencias en los tiempos empleados en recorrerlos.

Los casos que se presentan son tan numerosos que es imposible tratarlos a todos, pero daremos algunos ejemplos. En la figura (13.9) se ven los cuatro casos más ilustrativos de todos los posibles.

En (a) se ve cómo debe evitarse la captación de la onda reflejada aumentando la directividad de la antena mediante reflectores o directores. El agregado de elementos parásitos reduce el ángulo de captación y aumenta el rendimiento para señales que inciden perpendicularmente al dipolo. La ilustración corresponde a una antena dipolo plegado con reflector.

Pueden presentarse casos rebeldes cuando las masas reflectoras están muy cerca de la emisora, haciendo que las ondas directas y reflejadas lleguen a la antena formando un ángulo muy reducido. En ese caso un solo elemento parásito no será suficiente y hay que aumentar enormemente la directividad de la antena, como se ve en la ilustración (b) de la figura. Una Yagi de cuatro elementos, dos directores, el dipolo y un reflector de una curva de captación muy estrecha, puede solucionar el problema.

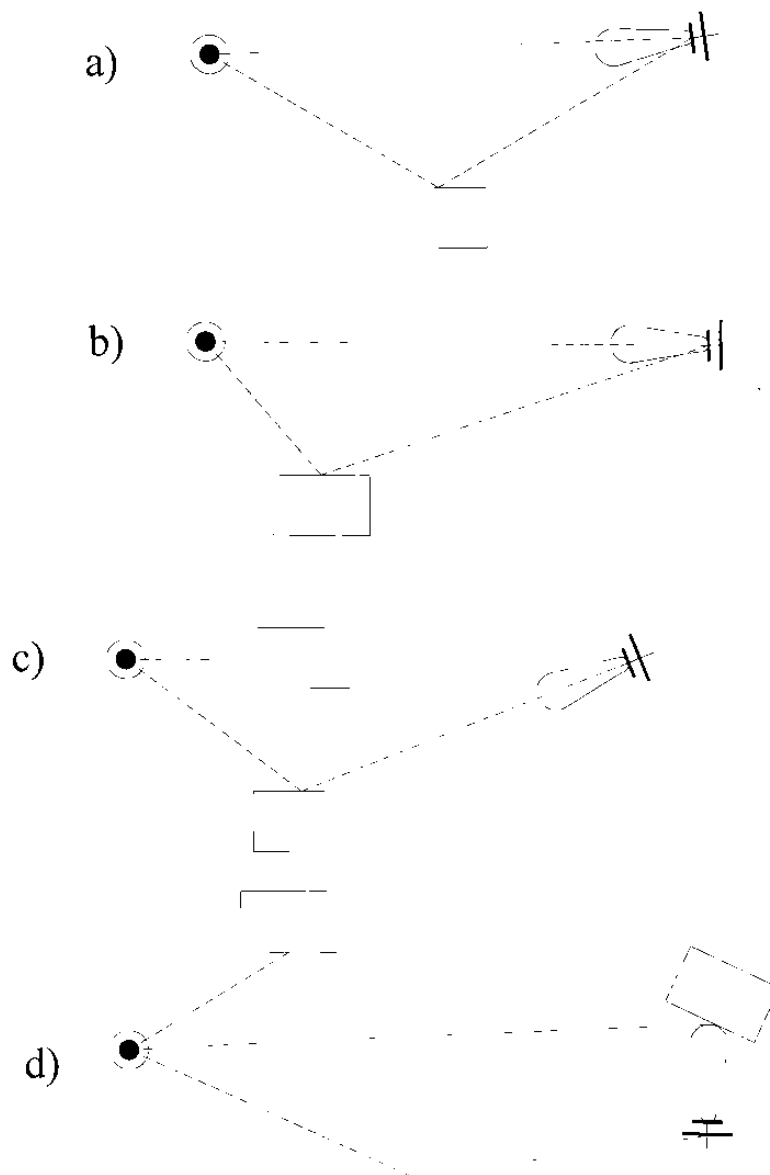


Fig. # 13.9

Hay casos en los que un cuerpo queda en el camino de la señal directa, como se ve en la ilustración (c) y no puede orientarse la antena para recibirla. Hay que buscar una onda reflejada y, si hay muchas, elegir la que dé mayor captación o la que permita tener una sola imagen en el receptor. Para el observador que está instalando la antena puede ocurrir que la oriente para una señal reflejada sin que se perciba de ello, si el emisor está lejos del alcance de su vista. En efecto, la orientación de la antena se hace buscando el máximo de la señal y en este caso, ese máximo se producirá para una onda reflejada y no para la directa, que ni siquiera llega.

En lo que antecede se ha considerado la existencia de una sola señal reflejada, pero debe tenerse en cuenta que hay muchas. Un caso cualquiera se ve en la ilustración (d). Diversas masas circundantes reflejan las ondas que salen de la antena emisora y la envían hacia el receptor. Orientando la antena para la señal directa, en este caso, sería difícil de evitar la imagen fantasma, de modo que se optó por orientarla para una onda reflejada y usar una Yagi de cuatro elementos.

Como se ve, los casos que pueden presentarse son tan numerosos que el instalador debe resolver cada uno con criterio y observando la pantalla del receptor para notar si hay imágenes fantasmas. A veces hasta los aviones que pasan ocasionan fantasmas en el receptor.

### **13.7 RECEPCIÓN DE ZONAS DE SOMBRA**

En muchas oportunidades se ha comprobado que las leyes de la óptica explican todos los casos de aplicación de recepción de TV. Los obstáculos fuertes en el camino de los rayos luminosos producen sombras y por analogía se denominan zonas de "sombra" a aquellas a las que no llega el rayo directo por haberse interpuesto un obstáculo.

Parecería que la recepción es imposible en las zonas de sombra, pero la difracción de los rayos rasantes al obstáculo hace que muchos de éstos vuelvan hacia la tierra, como se ve en la figura (13.10). Las antenas receptoras colocadas en la zona de sombra captan las señales del emisor como si estuvieran en el camino de los rayos directos o de los reflejados.

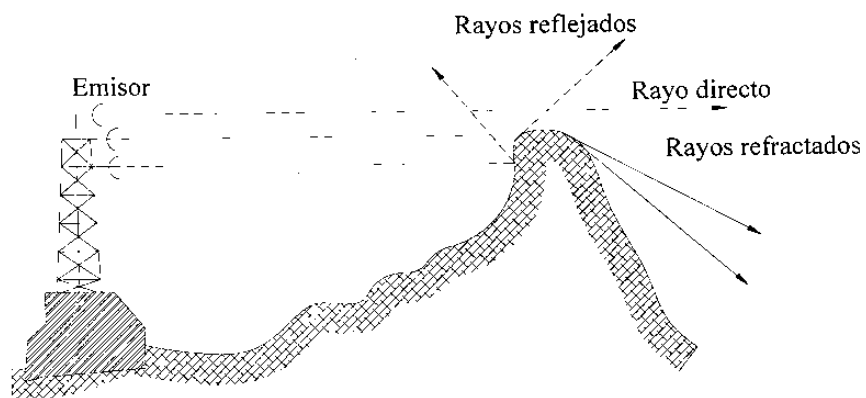


Fig. # 13.10

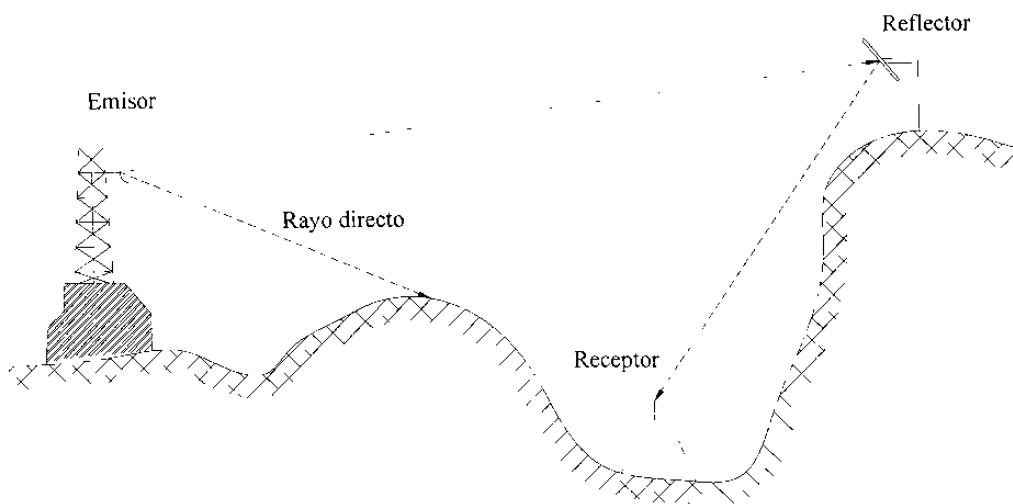


Fig. # 13.11

A veces la zona de sombra se encuentra en una hondonada o región baja, donde no llegan los rayos directos ni tampoco se produce difracción salvadora. Es el caso planteado en la figura (13.11), Entonces puede resolverse el problema mediante la colocación de reflectores especiales; es obvio que la posición de tales reflectores debe ser ajustada cuidadosamente mediante la existencia de la señal emitida y comprobando la captación en el receptor.

Estos y muchos otros casos se resuelven en TV aplicando las leyes de la óptica y los conocimientos generales sobre antenas difundidos en los capítulos anteriores.

### 13.8 ANTENAS PARA ZONAS DISTANTES

El alcance de la propagación de las señales de TV es de unas pocas decenas de kilómetros, según se ha visto; el objetivo de captar tales señales desde zonas distantes de la emisora se resuelve con antenas de alta ganancia y direccionalidad. La reversibilidad de los principios de funcionamiento de una antena, según se le use como receptora o como emisora, nos permite aplicar las consideraciones relativas al rendimiento en energía de las antenas de alta directividad. A medida que conseguimos concentrar la emisión con un rayo estrecho, aumentamos la efectividad en esa dirección. Entre las antenas de alta directividad, mencionaremos la Yagi de varios elementos, como la ilustrada en la figura (13.12). La instalación debe cuidar mucho la orientación, pues un pequeño ángulo de desviación ocasiona pérdidas notables en la ganancia. El primer paso es orientarla en forma aproximada con un mapa y luego ajustar dicha dirección con un indicador de intensidad de campo o mediante observación de la pantalla del receptor mismo.

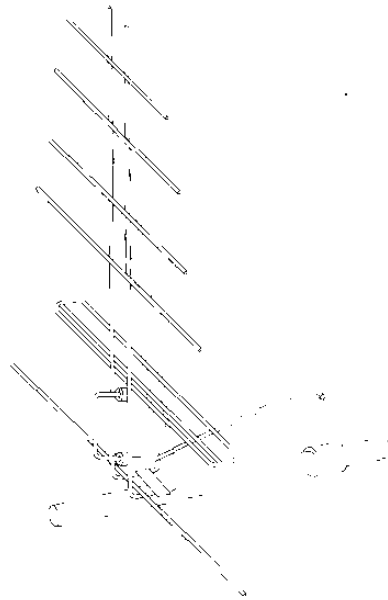


Fig. # 13.12

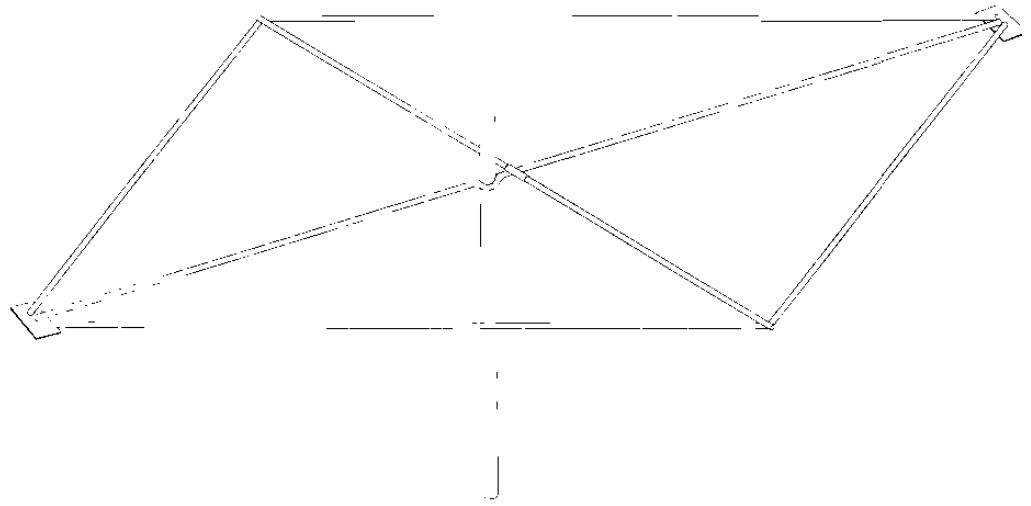


Fig. # 13.13

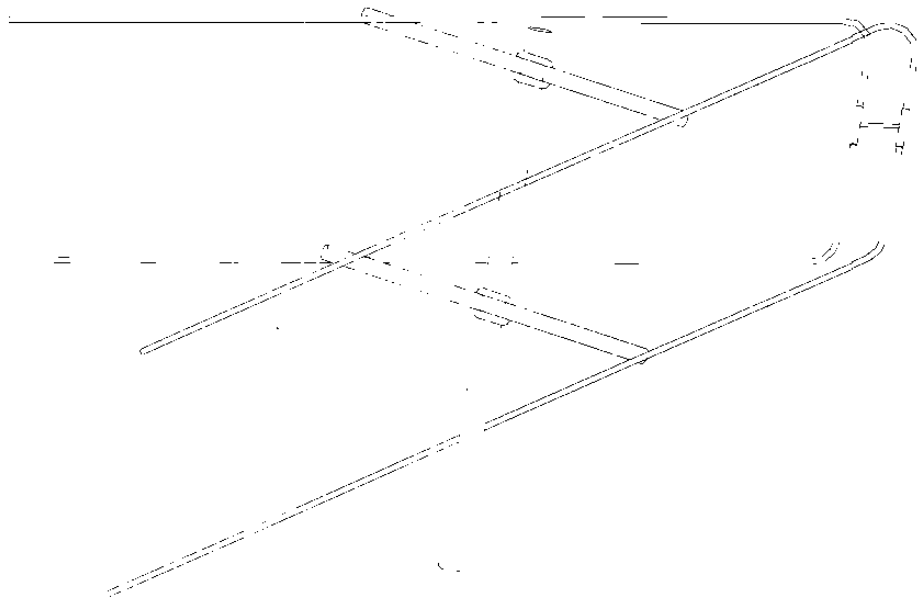


Fig. # 13.14



Otra antena a la cual se acude para recepción en zonas distantes es la rómbica, por su gran ganancia. Hay que tener en cuenta que requiere una adaptación de impedancias, para poder usar las líneas estándar de 300 Ohm. La figura (13.13) muestra un modelo de los empleados para emisoras de los canales altos, pues por las dimensiones físicas, estas antenas no resultan adecuadas para los canales bajos. En el caso citado se construye un tubo de aluminio para darle poco peso. El inconveniente principal de este tipo de antena es que resuena en una sola frecuencia, por lo que es apta para un canal único.

La figura (13.14) muestra una antena V que goza de las mismas propiedades de alta ganancia en una sola dirección. Este tipo de antena tiene mayor rigidez mecánica que la anterior y se hacen combinaciones que resuenan en los canales altos y bajos, según veremos más adelante, lo que elimina el inconveniente de las rómbicas.

No basta que la antena sea del tipo de alta ganancia para obtener buena recepción en las zonas distantes. Si aun así no se tuviera una captación aceptable, se recurre al procedimiento del "apilado" disponiendo dos o más antenas y sumando las señales captadas por cada una. Los tipos de antenas usados para hacer la "pila" pueden ser cualesquiera de los vistos entre los de alta ganancia. A título ilustrativo mostraremos en la figura (13.15) la Yagi apilada doble, cada una de las cuales tiene tres directores y un reflector; la línea de alimentación se conecta a los puntos inferiores de las barras que paralelan ambos dipolos plegados.

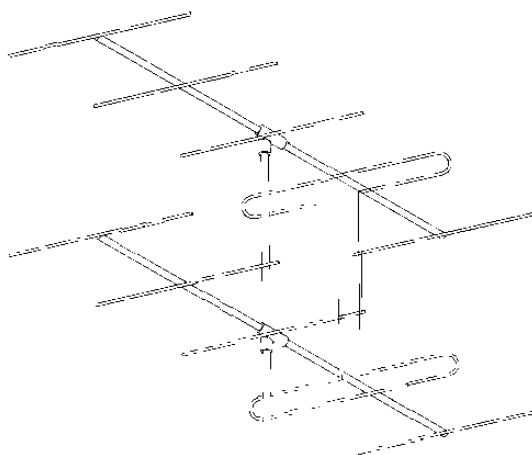


Fig. # 13.15

La figura (13.16) muestra dos dipolos simples con reflector de varillas, formando una antena muy usada en zonas alejadas para recepción de canales bajos.

El problema de la recepción en zonas distantes es muy complejo y sólo hemos tratado de mencionar algunos casos de antenas simples. Posteriormente volveremos sobre el tema al ocuparnos de las antenas para diversos canales, incluso las correspondientes a UHF. El diseño de las antenas especiales se hace siempre para la frecuencia central del canal único de sintonía y siguiendo las normas generales que se han dado en los capítulos anteriores. La ganancia total es aproximadamente la suma de las parciales para dos a cuatro elementos. Rara vez se colocan más de cuatro, entre otras razones, porque no se obtiene una mejora sensible; se usan elementos parásitos lineales o planos, ya sea directores o reflectores.

No debe olvidarse además que la altura de la antena es un factor muy importante en el problema de la captación. Para mostrar hasta qué punto hay que tenerlo en cuenta, la figura (13.17) da la gráfica de la ganancia en dB en función de la elevación de la antena sobre el suelo. Sin llegar a cifras exorbitantes, véase que para 30 metros ya se tiene una ganancia efectiva de 20 dB, cosa inalcanzable con el solo recurso de usar antenas especiales, aún apiladas.

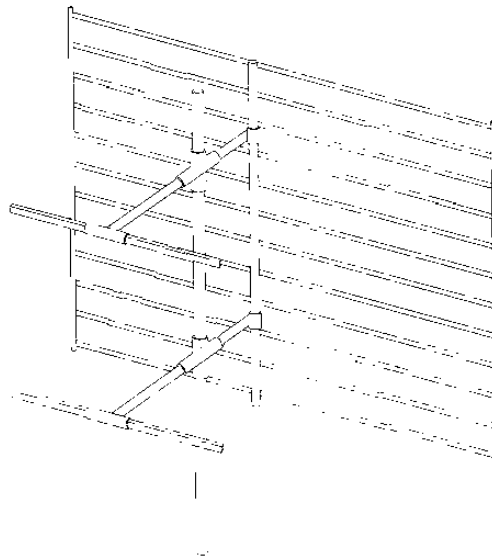


Fig. # 13.16

Hay también recursos de otra índole para aumentar la ganancia en la recepción, pero que no refieren a las antenas mismas, sino a las características del receptor.

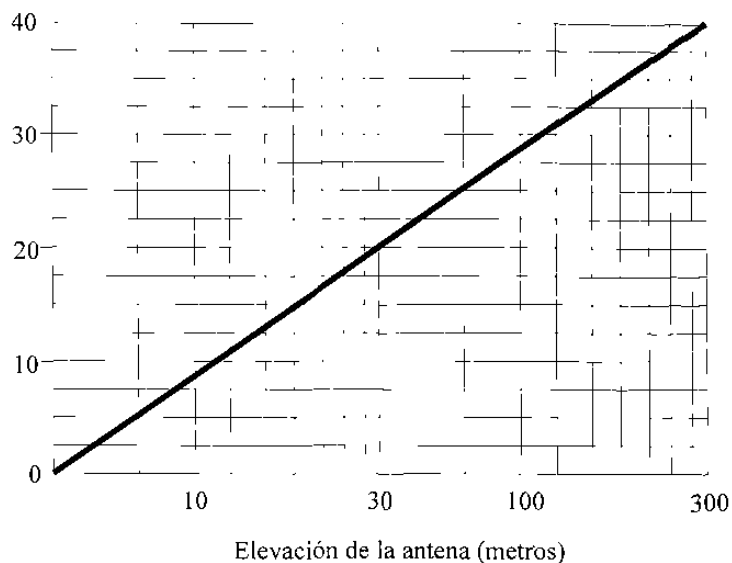


Fig. # 13.17

### 13.9 ANTENAS PARA CANALES ALTOS Y BAJOS

En un dipolo de media onda cuando es excitado con una señal de frecuencia igual a la de su resonancia, se distribuyen a lo largo de sus conductores en magnitudes diversas la tensión y la corriente. Esta distribución que presentamos en la figura (13.18) es así, debido al especial comportamiento de las corrientes eléctricas de alta frecuencia a través de los conductores que poseen una alta longitud de un múltiplo o submúltiplo de la longitud de la señal que conducen.

Como se observará en la figura (13.18), al centro del sistema la corriente es máxima (vientre de intensidad), siendo mínima en los extremos (nodos de corriente); por lo que se refiere al voltaje, éste es mínimo en el centro (nodos de voltaje) y máximo en los extremos (vientre de voltaje).

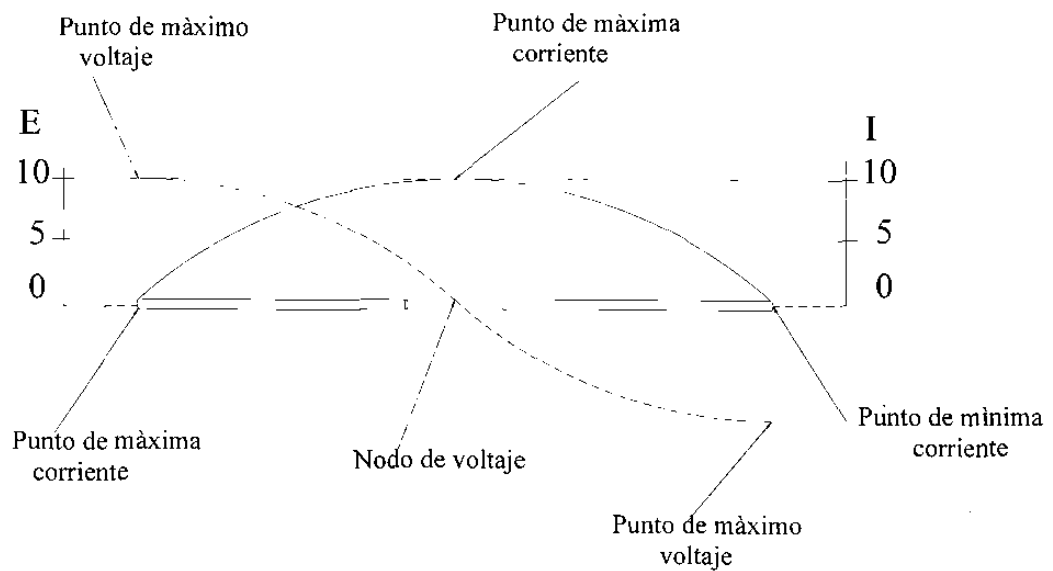


Fig. # 13.18

La distribución del voltaje y corriente en un dipolo de media onda indicada en la figura (13.18) se cumplirá y se mantendrá invariable solamente mientras el sistema sea excitado por la frecuencia de resonancia, pues en el caso de aplicar a la antena una frecuencia diferente, su comportamiento eléctrico cambiará notablemente.

Justamente cuando un dipolo de media onda es excitado por una señal de frecuencia igual a dos veces la de su resonancia (segunda armónica), deja de comportarse como de media onda y se torna un dipolo de onda completa, por lo que la distribución de la corriente y tensión cambia sensiblemente. Esta nueva distribución es la que indicamos en la figura (13.19).

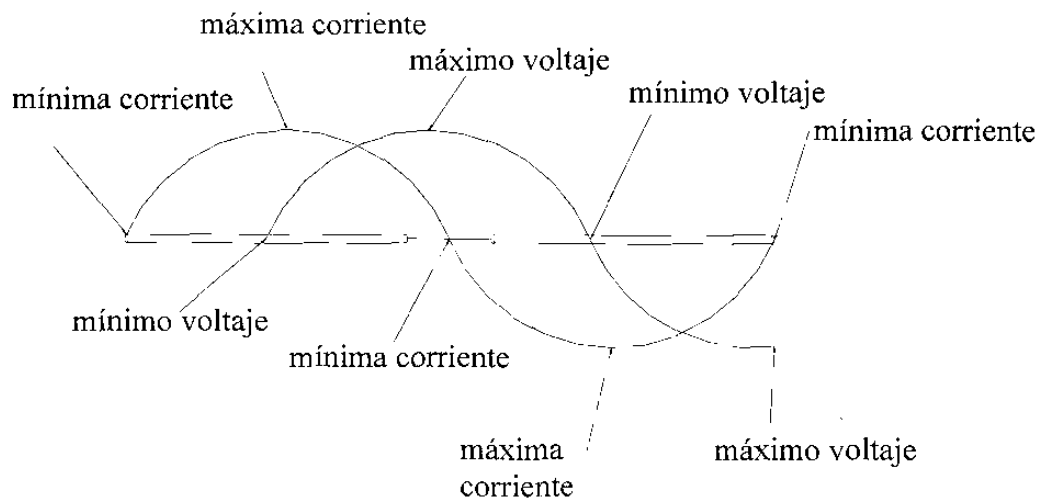


Fig. # 13.19

La distribución de la tensión y corriente indicada en la figura (13.19) se mantendrá invariable mientras la señal que excita al sistema sea de una frecuencia igual a 2 veces la de su resonancia, es decir, la segunda armónica.

Nótese como detalle importante que al centro de la antena existe un vientre de tensión y un nodo de corriente.

Por último, en caso de que el dipolo de media onda reciba una señal de frecuencia igual a tres veces la de su resonancia (tercera armónica), la antena dipolo en cuestión se comporta ahora como una de longitud y media, quedando por tal circunstancia la distribución del voltaje y corriente como indicamos en la figura (13.20).

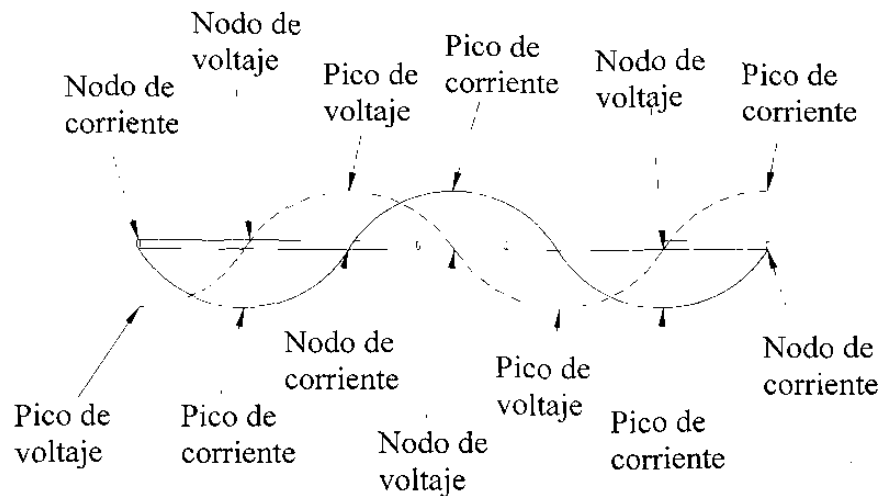


Fig. # 13.20

Obsérvese como detalle importantísimo que al centro del sistema (figura 13.20) nuevamente se encuentra el punto de máxima intensidad (vientre de corriente) y el punto de mínima tensión (nodo de voltaje), por lo cual, podemos decir que la antena, por lo que se refiere al centro, sus características son similares a las que posee cuando recibe la frecuencia de resonancia (véase la figura 13.18). Este fenómeno o cualidad del dipolo de media onda es muy ventajoso, pues en el caso de diseñar una antena de este tipo para los canales de baja frecuencia (54 a 88 MHz), la misma antena puede servir para recibir los canales de alta frecuencia (174 a 216 MHz), gracias a que la propia antena se comporta como una de longitud y media, pues su tercer armónica queda más o menos al centro de la banda de frecuencias que ocupan los canales altos.

La solución propuesta para captar tanto los canales bajos como los altos de VHF, no es la más conveniente pero sí la más simple. También pueden construirse dos dipolos, uno de media onda para la frecuencia central de los canales bajos, el otro para la central de los canales altos. Se tiene así una antena como la ilustrada en la figura (13.21). Cada dipolo debe ser de muy bajo Q para tener características de banda ancha ya sabemos cuáles son las exigencias constructivas para lograrlo.

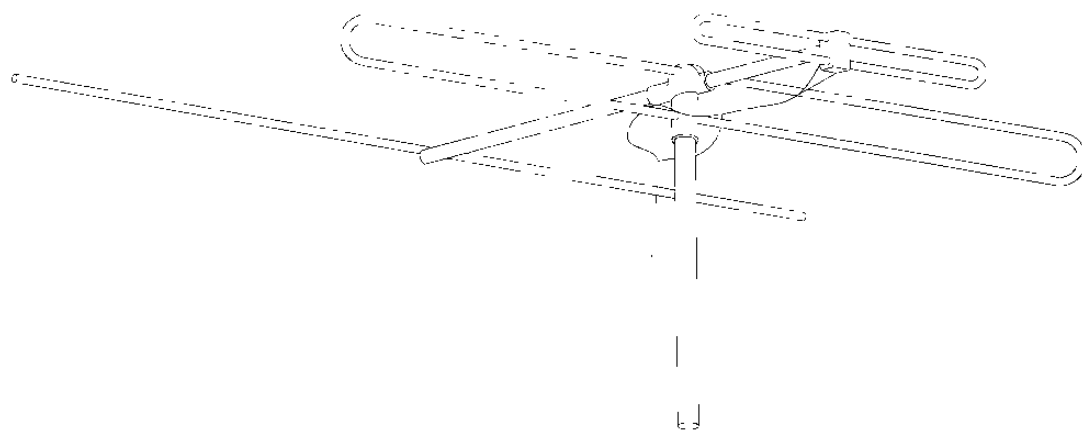


Fig. # 13.21

# CAPITULO 14

## CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

### 14.1 CONCLUSIONES

A través de esta investigación pude percibir la gran cantidad de información que se desprende de los temas que se abordaron, por lo cual me fue imposible tratar a detalle en una tesis todos y cada uno de ellos. Solamente se tocan los aspectos que se consideran fundamentales en el área de diseño de antenas, esto con el fin de cumplir con el perfil de los egresados de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, y así enfrentar con dignidad los retos de su profesión en el futuro próximo.

La intención es que el lector de este documento se involucre de tal forma que lo utilice como una guía y material de apoyo, para cursar materias tales como sistemas de antenas, que en la actualidad se imparte en la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.

### 14.2 RECOMENDACIONES

Debido a la gran cantidad de información, como se mencionó anteriormente, se recomienda que para futuras investigaciones se traten temas de mayor profundidad y especialización en el área de Diseño de Antenas y Enlaces de Radiofrecuencia. También hay que intentar vincular esta información con el Diseño de estos mismos temas, a través de aplicaciones de Software para propósitos específicos y confrontar los resultados.

También sería importante considerar el planteamiento de problemas a nivel de campo, para mostrar y aterrizar el aspecto analítico y visualizar la forma de resolver las situaciones que se presenten en la industria actual.

Sería conveniente que para futuros proyectos de investigación sobre temas afines se abordaran aspectos como:



### Análisis y Diseño de Arreglos de Antenas para Aplicaciones Especiales:

- Telefonía Celular.
- Telefonía Rural.
- Sistemas de Radar.
- Sistemas Marítimos.
- Sistemas Ópticos Direccionales para Láser en frecuencia del orden de los THz.
- Sistemas de Comunicación de Datos.
- Sistemas de Telemetría.

## BIBLIOGRAFÍA

Antenas y Diagramas de Irradiación  
Centro regional de ayuda técnica  
Agencia para el desarrollo internacional 1965

Electronic Communication Systems  
George Kennedy  
Mc Graw Hill 1970

Antenna Engineering Handbook  
Henry Jasik  
Mc Graw Hill 1961.

Engineering Electromagnetics  
William H. Hayt  
Mc Graw Hill 1974

Manual de Antenas  
Woodrow Smith  
H.A.S.A. 1967

Radiación y Antenas Lineales  
Joel Ruiz de Aquino  
I.T.E.S.M. 1979

Antenna Analysis  
Edward A Wolf  
John Wiley and Sons, Inc. 1967

Transmission Lines and Antennas  
Stephen Roman Holt  
Rinehart and Winston, Inc. 1969

Antenna Engineering  
W.L. Weeks  
Mc. Graw Hill 1968

Fundamentos de antenas  
Belotserkovski  
Marcombo 1977

El Receptor de Televisión de Intercarrier  
Ángel Zetina M.  
CECSA 1976

Videorama (Tomo 6)  
Saúl Sorin  
Littec 1972.

Electrónica uno-siete (Tomo 7)  
Harry Mileaf  
Limusa

Antennas  
John D. Kraus  
Mc Graw Hill 1950

Electromagnetics waves and radiating systems  
Jordan and Balmain  
Prentice Hall 1950.

Manual de antenas receptoras para T.V. y F.M.  
Francisco Ruiz Wassallo  
CEAC 1979.

Antenas de televisión  
Daniel Santana  
León Paraninfo 1969.

## LISTADO DE TABLAS

Tabla 2.1	Caminos de propagación comparados contra algunos de sus parámetros.	26
Tabla 6.1	Conversión entre C/N y S/N.	119

## LISTADO DE FIGURAS

Figura 2.1	Representación de la Onda Electromagnética en el espacio libre.	9
Figura 2.2	Representación vectorial de la Onda Electromagnética.	10
Figura 2.3	Flujo de electrones en una antena.	10
Figura 2.4	Curva de distribución de voltaje en una antena.	10
Figura 2.5	Líneas de fuerza eléctrica y magnética.	11
Figura 2.6	Fenómeno de refracción.	13
Figura 2.7	Reacomodo de las capas ionosféricas.	23
Figura 2.8	Caminos de propagación de la onda electromagnética.	24
Figura 2.9	Diferentes posibilidades de reflexión en la ionosfera de la onda ionosférica.	25
Figura 3.1	Posibles caminos de propagación en la ionosfera.	32
Figura 3.2	Análisis de la ecuación de la distancia en línea da vista.	33
Figura 4.1	Comportamiento de radiación de una antena isotropica.	41
Figura 4.2	Representación de la ganancia directiva.	42
Figura 4.3	Grafico de la directividad	43
Figura 4.4	Representación de la ganancia de potencia.	44
Figura 4.5	Determinación del ancho de haz.	48
Figura 4.6	Polarización de una antena.	49
Figura 4.7	Angulo sólido.	50
Figura 4.8	Patrón de radiación unidireccional.	54
Figura 4.9	Patrón de radiación bidireccional.	54
Figura 4.10	Patrón de radiación omnidireccional.	55

Figura 4.11	Ejemplo de trazo de un patrón de radiación.	59
Figura 4.12	Potencia radiada efectiva.	60
Figura 4.13	Curvas de nivel (topográfico).	61
Figura 4.14	Ilustración de coordenadas geográficas.	63
Figura 4.15	Ejemplo de trazo en mapa topográfico entre dos puntos.	64
Figura 4.16	Perfil $K = 4/3$ (topográfico).	70
Figura 4.17	Resultado de trazo en cuadrícula natural.	71
Figura 4.18	Resultado de trazo en el perfil $K = 4/3$ .	72
Figura 6.1	Escala de potencia con respecto a 1 w.	100
Figura 6.2	Escala de potencia con respecto a 1 mw.	100
Figura 6.3	a) esquema de un salto radio eléctrico sencillo, b) niveles de potencia del mismo.	102
Figura 6.4	Satélites domésticos de TV.	106
Figura 6.5	Localización mundial de los satélites.	107
Figura 6.6	Estación terrena de TV. vía satélite.	109
Figura 6.7	Recepción con alimentador tipo corneta.	110
Figura 6.8	Niveles de la potencia de la señal y del ruido térmico.	111
Figura 6.9	Estación terrena de TV. vía satélite.	113
Figura 6.10	Datos estación terrena.	115
Figura 6.11	Esquema del 1er convertidor.	116
Figura 6.12	Esquema del mezclador para recibir el canal 17.	116
Figura 6.13	Frecuencia indeseable o imagen de canal 17 y características de filtro paso alto de la guía de onda.	117
Figura 6.14	Frecuencia deseable y frecuencia imagen.	117
Figura 7.1	Elemento de corriente orientado en el espacio.	125
Figura 7.2	Elemento de corriente orientado en el espacio, resaltando las componentes del potencial magnético vectorial.	127

Figura 7.3	Grafica del Patrón de radiación de una antena elemental.	132
Figura 7.4	Distribución de corriente de una antena dipolo corta.	134
Figura 7.5	Distribución de corriente de una antena monopolo corta de altura “h”	135
Figura 8.1	Distribución de corriente de una antena dipolo de media onda.	138
Figura 8.2	Dipolo de media onda orientado en el espacio como referencia para el análisis matemático.	139
Figura 8.3	Curva del comportamiento de la longitud efectiva de una antena monopolo cuarto de onda.	142
Figura 9.1	Arreglo yagi de tres elementos.	145
Figura 9.2	Elemento reflector.	146
Figura 9.3	Elemento director.	147
Figura 9.4	Arreglo colineal.	148
Figura 9.5	Comparativa del patrón de radiación de una antena dipolo de media onda contra un arreglo colineal.	148
Figura 9.6	Arreglo broadside.	149
Figura 9.7	Patrón de radiación de un arreglo broadside.	150
Figura 9.8	Arreglo para obtener directividad adicional de una antena broadside.	150
Figura 9.9	Comparativa del patrón de radiación de una arreglo broadside contra un arreglo end-fire.	151
Figura 10.1	Antena logarítmica o periódica.	153
Figura 10.2	Curva periódica, graficando la impedancia de entrada contra el logaritmo de la frecuencia.	153
Figura 10.3	Arreglos varios de antenas logarítmicas.	156
Figura 10.4	Antena de malla o lazo.	159
Figura 11.1	Torre para antenas mostrando la carga en el extremo.	162
Figura 11.2	Conjunto direccional para radiodifusión.	166
Figura 12.1	La Antena de Malla Cuadrada para FM.	168
Figura 12.2	Antena de trébol.	170
Figura 12.3	Antena para FM tipo Cilindro Ranurado.	171

Figura 12.4	Antena Hélice.	172
Figura 12.5	Configuración de los campos y patrón de radiación de una antena Turnstile.	174
Figura 12.6	Antena bath-wing.	175
Figura 13.1	Variación de la impedancia en el centro del mismo y su componente reactiva cuando se varía la frecuencia de la señal por encima y por debajo de la de resonancia; para una antena de televisión.	177
Figura 13.2	Curva de eficiencia contra frecuencia para una antena de televisión.	178
Figura 13.3	Dipolo plegado para televisión.	179
Figura 13.4	Empleo de elementos parásitos para una antena dipolo para televisión.	182
Figura 13.5	Dipolo plegado con un reflector y una Yagi de cuatro elementos.	183
Figura 13.6	Planteamiento de dos casos netamente distintos de ubicación de un receptor con respecto al grupo de emisoras del lugar.	184
Figura 13.7	Forma muy simple de una emisión de televisión y su rayo directo que va a la antena receptora sin encontrar obstáculos en el camino	185
Figura 13.8	Distintos caminos que sigue la señal y el efecto fantasma que produce en el aparato de televisión.	186
Figura 13.9	Ilustración de cuatro caminos distintos que sigue la señal, haciendo referencia de los diferentes tiempos de llegada a la antena receptora.	187
Figura 13.10	Efecto de recepción en una zona de sombra por difracción de la señal en el espacio.	189
Figura 13.11	Colocación de placas reflectoras para hacer posible la recepción de la señal en regiones bajas.	189
Figura 13.12	Antena yagi de alta directividad de varios elementos, utilizada para zonas distantes.	190
Figura 13.13	Antena rómbica para zonas distantes.	191
Figura 13.14	Antena V de alta ganancia para zonas distantes.	191
Figura 13.15	Antena yagi apilada.	192
Figura 13.16	Arreglo de dos dipolos simples con reflector de varillas, formando una antena muy usada en zonas alejadas para recepción de canales bajos.	193



Figura 13.17	Gráfica de la ganancia en dB en función de la elevación de la antena sobre el suelo; para un arreglo de dos dipolos simples con reflector de varillas.	194
Figura 13.18	Distribución del voltaje y corriente en un dipolo de media onda.	195
Figura 13.19	Cambio mostrado en el dipolo de media onda excitado por una señal de frecuencia igual a dos veces la de su resonancia (segunda armónica).	196
Figura 13.20	Cambio mostrado en el dipolo de media onda recibiendo una señal de frecuencia igual a tres veces la de su resonancia (tercera armónica).	197
Figura 13.21	Arreglo de una yagi utilizada para televisión con dos elementos activos, para la captación de los canales altos y canales bajos.	198

# APÉNDICE 1

## OBTENCIÓN DEL DECIBEL

### A.1 INTRODUCCION

El campo de la instrumentación electrónica en el mundo se ha ampliado a velocidades imprevistas. Constantemente se desarrollan nuevos aparatos y dispositivos de medición basados en tecnologías avanzadas, pero dentro de estos avances tecnológicos, permanecen inamovibles ciertos conceptos fundamentales que, precisamente por su naturaleza, hacen que el técnico especializado los menosprecie, o en el mejor de los casos no les conceda la importancia que se merecen. Un caso concreto es el relativo al decibel (abreviado dB), tan utilizado en las telecomunicaciones y que fue adoptado por primera vez en la Conferencia Internacional de Acústica, celebrada en París en 1937. Fue creado por los ingenieros de la empresa Bell Telephone System (EUA), ante la necesidad que tenían de dar solución a algunos problemas que se presentaban en las líneas durante la transmisión de señales de una central a otra, como, por ejemplo, la pérdida de energía o atenuación de tales señales. También fueron esos ingenieros los que le asignaron su nombre en honor de Alexander Graham Bell, inventor del teléfono. El decibel se define como un nivel de potencia igual que diez veces el logaritmo común de la relación de una potencia dada, con respecto a otra potencia tomada como referencia. O sea, se trata de una unidad logarítmica.



Ejemplo :

En ganancia nos da una potencia de salida en función de una potencia de referencia de entrada.

Ganancia de potencia

$$\Delta p = \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$\Delta p = \frac{10\text{mw}}{1\text{mw}} = 10$$

$$P_o = 10\text{mwatts}$$

Esta ganancia de 10 en potencia representa en decibeles 10 dB

El decibel es una medida de la razón entre 2 potencias.

Ejemplo:

Un amplificador de audio de 5 watts de entrada, nos da una señal de salida de 50 watts, se ha aumentado la señal 10 veces o un belio o 10 dB.

El número de decibeles de variación entre dos potencias puede calcularse por la fórmula:

$$\underline{\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}}$$

Ejemplo:

Calcular cuantos decibeles de ganancia tiene un amplificador si produce una salida de 40 watts con una entrada de 0.16 watts.

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}$$

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{40}{.16}$$

$$\text{dB} = 23.97 \text{dB}$$

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

Y con esto, sustituyendo en la fórmula:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}}$$

La cantidad de decibeles correspondiente a esta relación entre dos potencias en función de sus tensiones esta determinada por la siguiente fórmula:

$$\text{dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1} = 10 \log \left( \frac{\frac{E_2^2}{R_2}}{\frac{E_1^2}{R_1}} \right) \quad (\text{Ec. A.1})$$

Donde :  $\frac{P_2}{P_1}$  = relación de los niveles de potencia que están siendo comparados.

$E_2$  y  $E_1$  = voltajes de señal que aparecen a través de las respectivas cargas  $R_2$  y  $R_1$ .

a)  $R_1 = R_2$

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{\cancel{R_1} E_1^2}{E_2^2 \cancel{R_2}} \Rightarrow \therefore \text{dB} = 10 \log_{10} \frac{E_1^2}{E_2^2}$$

Aplicando leyes de los logarítmicos

$$dB = 2(10)\log_{10} \frac{E_1}{E_2}$$

$$dB = 20 \log \left( \frac{E_2}{E_1} \right) \quad (\text{Ec. A.2})$$

b)  $R_1 \neq R_2$

$$dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2 \frac{R_1}{E_2^2}}{R_2} \quad \Rightarrow \quad \therefore \quad dB = 10 \log_{10} \frac{E_1^2 R_2}{E_2^2 R_1}$$

Aplicando leyes de los logarítmicos

$$dB = 2(10)\log_{10} \frac{E_1}{E_2} + 10\log_{10} \frac{R_2}{R_1}$$

$$dB = 20 \log \left( \frac{E_2}{E_1} \right) + 10 \log \left( \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (\text{Ec. A.3})$$

Las ecuaciones (A2) y (A3) indican que la medición de decibeles se relaciona también con la medición de voltajes y que es posible además efectuar operaciones de ganancia o pérdida de decibeles a partir de dichos voltajes. Con objeto de no efectuar operaciones aritméticas engorrosas, en los instrumentos dedicados a la medición de niveles de señal se proveen escalas calibradas en decibeles, además de las usadas en la medición de voltajes.

La ecuación (A1) muestra que el decibel no es una unidad absoluta, sino que refleja un cambio de potencia. Así, el valor en dB representado por el cambio de dos potencias audibles de 1 mW a 10 mW respectivamente, sería:

“DECIBEL” ( Relacionado a nivel de potencia, nivel de sonido ).

$$\text{dB} = 10 \log \left( \frac{10}{1} \right) = 10$$

En audio, ejemplo: Si el nivel de potencia aumenta de 3 watts a 9 watts, el nivel de audio no se incrementa 3 veces, si no solo el doble de la expresión  $(3)^2$ .

Si el aumento de potencia es de 3 watts a 27 watts, el nivel de audio no se incrementa 9 veces sino solo aumenta al triple de  $(3)^3$ .

Lo anterior nos indica que hay una elevación de nivel de potencia a nivel de audio en proporción logarítmica.

El decibel es una medida de la diferencia de magnitudes entre niveles de potencia.

El decibel no es una unidad absoluta, sino que refleja un cambio de potencia , así el valor en dB representado por el cambio de 2 potencias audibles de 1 miliwatt a 10 miliwatt respectivamente sería:

$$\text{dB} = 10 \log_{10} \frac{10}{1} = 10\text{db}$$

Este valor de 10 dB también sería representado por el cambio de 10 mwatts a 100 mwatts a 1watts.

Con el dB no se puede reflejar nivel de potencia absoluta a menos que se tome un “nivel cero de referencia”.

Esto es lo que ha dado paso a los diversos tipos de decibeles que hay actualmente en uso, al basarse en un diferente nivel cero todos ellos; y la escala en dB de un medidor determinado se relaciona ya sea con un tipo o con otro, cosa que es especificada por el fabricante del instrumento.

## El dBm

Comenzaremos por analizar el dBm, cuyo nivel cero de referencia esta basado en 1 mW a través de una resistencia de carga especificada. Como se estableció antes, la medición de voltajes es básica en la determinación del decibel, por lo que requerirá un factor de corrección si las mediciones se realizan a través de cualquier otra resistencia de carga que sea diferente a la utilizada en la escala de dB en que se están efectuando las mediciones. En el caso del dBm resulta sencillo calcular el voltaje necesario para producir 1 mW sobre cualquier resistencia de carga, digamos 600 óhms:

$$P = \frac{E^2}{R} \Rightarrow \text{Despejando} \quad E = \sqrt{PR}$$

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(600)}$$

$$E = 0.775V$$

También resulta fácil encontrar la cantidad de dB correspondiente a cualquier voltaje E en un determinado tipo de decibel. Por ejemplo, para el caso que nos ocupa del dBm sobre 600 óhms, el numero N de decibeles seria:

$$dB = 10 \log_{10} \frac{P_o}{P_{in}} \Rightarrow dB = 20 \log_{10} \frac{E_{out}}{E_{in}}$$

$$N(dBm) = 20 \log \left( \frac{E_{out}}{0.775} \right) \quad (\text{Ec.A.4})$$

o bien, sobre 135 óhms;  $dB_{1mw} = ?$

:

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(135\Omega)} = .367 \text{Volts}$$

$$N(dBm) = 20 \log \left( \frac{E_{out}}{0.3674} \right) \quad (\text{Ec.A.5})$$

y sobre 50 óhms;  $\text{dB}_{1\text{mw}} = ?$ :

$$E = \sqrt{(1 \times 10^{-3})(50\Omega)} = .223\text{Volts}$$

$$N(\text{dBm}) = 20 \log\left(\frac{E_{\text{out}}}{0.2236}\right) \quad (\text{Ec.A.6})$$

Estas ecuaciones pueden usarse para insertar una escala calibrada en dBm sobre cualquier voltmetro de C.A., o bien, para calcular el valor de E que corresponde a una determinada cantidad de dBm.

A fin de hacer más ilustrativa esta explicación, se dará un ejemplo en que se considera un generador de señales cuyo rango de salida es especificado por el fabricante de  $0.07 \mu\text{V}$  a  $0.7 \text{V}$  sobre una carga de 50 óhms y se determinaran los correspondientes dBm y, a la vez, se construirá la gráfica correspondiente (figura A.1):

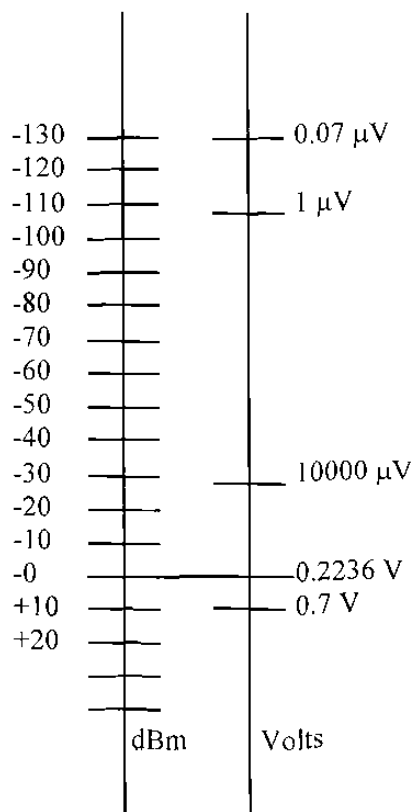


Figura A.1



Usando la fórmula (6) :

$$\text{dBm}(0.07\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{0.07}{223600}\right) = -130$$

$$\text{dBm}(1\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{1}{223600}\right) = -107$$

$$\text{dBm}(10000\mu\text{V}) = 20 \log\left(\frac{10000}{223600}\right) = -27$$

$$\text{dBm}(0.7\text{V}) = 20 \log\left(\frac{0.7}{0.2236}\right) = +9.91$$

Otro ejemplo sería el caso de un voltmetro selectivo en el cual su nivel de ruido de entrada está especificado por el fabricante como menor de - 125 dBm entre 10 y 100 Hz, y su impedancia de entrada es de 600 ohms. Se encontrara el voltaje correspondiente a ese nivel de ruido:

aplicando la fórmula (A4) :

$$-125 = 20 \log\left(\frac{E}{0.775}\right)$$

$$\frac{E}{0.775} = 10^{-6.25} = 0.5626 \times 10^{-6}$$

$$E = 0.44 \mu\text{V}$$

Como ejemplo final se considerará el caso de un analizador de espectros para el cual el fabricante estipula que considerando 0 dBuv (basados en 1  $\mu\text{v}$ ) = -107 dBm, sobre 50  $\Omega$ ms la señal de -30 dBm corresponderá a +77 dBuv. Se verá por que, aplicando la fórmula (6):

$$-30\text{dBm} = 20 \log \left( \frac{E}{223600} \right)$$

$$-1.5 = \log \left( \frac{E}{223600} \right)$$

por lo tanto:

$$E = 223600 \times \text{antilog}(-1.5) = 7070 \mu\text{v}$$

$$\text{y } N(\text{dBuv}) = 20 \log E = 20 \times 3.85 = +77$$

Los ejemplos anteriores se basan en la medición de un voltaje E através de una resistencia de carga determinada, pero en el caso de un medidor calibrado simplemente en dBm, se aplica la fórmula (A1), por lo que tendremos:

$$\text{dBm} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

En que  $P_2$  es la potencia existente en el punto del circuito en el cual se efectúa la medición, y  $P_1$  es 1 mW. Por lo tanto, si leemos en el aparato de medición un valor de 20 dBm, quiere decir que la potencia será de 100 mW; si leemos 17 dBm, la potencia será de 50 mW; si leemos -10 dBm, la potencia será de 0.1 mW, y así sucesivamente.

## El dBu

El dBu se utiliza ampliamente en las radiocomunicaciones dado que su nivel cero de referencia corresponde a,  $1 \mu\text{V}/\text{m}$  o sea, resulta una unidad bastante apropiada para la medición de la intensidad de campo eléctrico de una señal de radio. A menudo se confunden los conceptos de voltaje de señal ( $\mu\text{V}$ ) y el de intensidad de campo eléctrico ( $\mu\text{V}/\text{m}$ ). Mientras que el primero se refiere exclusivamente al voltaje que produce una señal determinada entre las terminales de una antena en circuito abierto, sin importar las características tanto de la señal misma como de la antena, el segundo se determina en función del voltaje que aparece entre dos puntos separados un metro entre sí y contenidos en una misma línea eléctrica de fuerza en el plano frontal de la onda, por lo que la influencia de las características de la antena será importante en la medición y deberá introducirse un factor (K) de antena cuyo valor será dependiente también de la frecuencia de la señal, debiéndose tomar en relación con la dirección principal del lóbulo de radiación de la antena ( $0^\circ$ ); por lo tanto:

$$\text{dBu} = \text{dB} + K \quad (\text{Ec. A7})$$

Donde:

dBu = Intensidad de campo eléctrico de la señal, en decibels referidos a  $1 \mu\text{V}/\text{m}$

dB = Voltaje de la señal de decibels referidos a  $1 \mu\text{V}$

K = Factor de antena en decibels

Ejemplo: Se encontrará el voltaje de señal correspondiente a una intensidad de campo eléctrico de 60 dBu ( $1000 \mu\text{V}/\text{m}$ ), sabiendo que el factor de antena es de 10 dB (incluyendo la atenuación del cable de bajada).

De la fórmula (A7):

$$N(\text{dB}) = \text{dBu} - K = 50 \text{ dB}$$

Y aplicando la fórmula (A2):

$$\text{dB} = 20 \log E_2 \quad (E_1 = 1 \mu\text{V})$$

$$E_2 = 10^{50/20} = 316 \mu\text{V}$$

NOTA: Para la conversión de 60 dBu en  $\mu\text{V/m}$ , se utiliza también la fórmula (A2):

$$E_2 = 10^{60/20} = 1000 \mu\text{V/m} \quad (E_1 = 1 \mu\text{V/m})$$

El caso inverso consistirá en encontrar la intensidad de campo eléctrico de una señal, a partir de un voltaje de señal de  $30 \mu\text{V}$ , sabiendo que la antena utilizada tiene un factor K de 8 dB a la frecuencia de 220 MHz (incluyendo también la atenuación del cable de bajada):

$$N(\text{dBu}) = 20\log 30 + 8 = 37.5\text{dBu}$$

$$37.5 = 20\log E_2 \quad (E_1 = 1 \mu\text{V/m})$$

$$E_2 = 10^{37.5/20} = 75 \mu\text{V/m}$$

### **E1 dBmV**

E 1 dBmV tiene un nivel cero de referencia basado en un milivolt y su principal uso es en los de sistemas de TV por cable.

Su cálculo y obtención se efectúa mediante la fórmula (A2), haciendo  $E_1 = 1 \text{ mV}$ .

### **E1 dBW**

El dBW está basado en un watt, o que sea su nivel cero de referencia se relaciona con esa potencia. Su uso principal también es en los sistemas de TV por cable y se obtiene haciendo  $E_1$ , en la fórmula (A2), igual que el voltaje equivalente a 1 W sobre determinada resistencia de carga.

### **El dBK**

El dBK tiene un nivel cero de referencia basado en un kilowatt y se utiliza exclusivamente en radiodifusión. Su obtención se efectúa siguiendo el mismo procedimiento que en el cálculo del dBW., Como por ejemplo:

$$0 \text{ dBK} = +30 \text{ dBW} = +60 \text{ dBm.}$$

### **El dBr.**

El dBr es la relación entre la potencia en cualquier punto de un circuito y la potencia en el origen del circuito. Generalmente se toma como punto de nivel cero de referencia el nivel de transmisión en las terminales de los circuitos bifilares. En el caso de circuitos de cuatro conductores el problema se complica y hay que establecer un punto virtual de nivel cero de transmisión tal, que los niveles de transmisión y los niveles de potencia en todas las partes del circuito equivalgan al del punto cero de un circuito bifilar. La potencia que se aplica es de 1 mW en 600 ohms y la frecuencia del tono es 1000 Hz en Estados Unidos y 800 Hz en Europa.

### **El dBd**

Los fabricantes de antenas suelen dar la ganancia en dBi, muchas veces solo ponen dB. Los dBi son decibelios isotrópicos están basados en una antena imaginaria puntual; un dipolo tiene una ganancia de unos 2.14 dBi por lo que si la tenemos en dBi con restarle 2.14 ya la tenemos en dBd.

Ejemplo:

Vamos a tomar como base un dipolo y una potencia de 100 watts. Tenemos una antena que nos da una potencia de 400 watts, entonces ponemos la potencia inicial o de comparación en  $P_2$  y la potencia final en  $P_1$  hacemos los cálculos y nos da una relación de 6, esto es 6 dB de ganancia, es decir la segunda antena tendrá 6 dB dipolo o dBd sobre la primera.

Muchas veces el fabricante miente en cuanto a las ganancias de sus antenas, no es solo que las midan en dBi y ponga de forma engañosa que son dB sobre dipolo sino que algunas veces exageran de forma desproporcionada.

Por ejemplo antenas colineales para 144 o 432 MHz que decían tener 13 dB de ganancia, lo cual es totalmente falso ya que estas antenas no suelen tener más de unos 5-5.5 dBd (7-7.6 dBi) para una longitud de 2.5-3.0 longitudes de onda que es lo que tenían.

Una antena que tenga una ganancia de 6 dB sobre dipolo significa que si le aplicamos 100 watts estaremos radiando la misma energía que si le aplicara 400 watts al dipolo, pero teniendo en cuenta que esta ganancia no es solo en transmisión sino también en recepción.

Siempre se discute acerca de la ganancia de una u otra antena, llegando en la mayoría de los casos a una conclusión no muy conforme. Mayormente por la desinformación generada en la mayoría de los fabricantes de antenas, quienes para poder vender su producto, sobre valoran la salida en dB, ya sea por mero engaño, o en la mayoría de los casos obligados por la competencia desleal de antenas de menor calidad sobre infladas en ofrecimiento decibel.

Se llega a extremos tales de presentar incluso, irrefutables diagramas gananciales en polarización y otros detalles técnicos anexos que sólo persiguen el inmediato convencimiento del adquirente.

Otra causa aunque en menor grado, la otorgan los inventores o modificadores de antenas, quienes por mero orgullo tienden a exagerar las prestaciones de sus diseños a fin de no quedar rezagados respecto a los modelos ya consolidados.

Muchos poseedores de antenas verticales se resisten a aceptar esta síntesis, pero la ingeniería electrónica sólo puede ser rebatida con ingeniería electrónica.

# APÉNDICE 2

## OPERACIONES VECTORIALES

### DIVERGENCIA

RECTANGULAR:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{\partial D_x}{\partial x} + \frac{\partial D_y}{\partial y} + \frac{\partial D_z}{\partial z}$$

CILINDRICO:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} (\rho D_\rho) + \frac{1}{\rho} \frac{\partial D_\phi}{\partial \phi} + \frac{\partial D_z}{\partial z}$$

ESFERICO:

$$\nabla \cdot \bar{D} = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} (r^2 D_r) + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (D_\theta \sin \theta) + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial D_\phi}{\partial \phi}$$

### GRADIENTE

RECTANGULAR:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial x} \bar{a}_x + \frac{\partial V}{\partial y} \bar{a}_y + \frac{\partial V}{\partial z} \bar{a}_z$$

CILINDRICO:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial \rho} \bar{a}_\rho + \frac{1}{\rho} \frac{\partial V}{\partial \phi} \bar{a}_\phi + \frac{\partial V}{\partial z} \bar{a}_z$$

ESFERICO:

$$\nabla V = \frac{\partial V}{\partial r} \bar{a}_r + \frac{1}{r} \frac{\partial V}{\partial \theta} \bar{a}_\theta + \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial V}{\partial \phi} \bar{a}_\phi$$

## ROTACIONAL

RECTANGULAR:

$$\nabla \times \bar{H} = \left( \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) \bar{a}_x + \left( \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \bar{a}_y + \left( \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) \bar{a}_z$$

CILINDRICO:

$$\nabla \times \bar{H} = \left( \frac{1}{\rho} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \right) \bar{a}_\rho + \left( \frac{\partial H_\rho}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial \rho} \right) \bar{a}_\phi + \frac{1}{\rho} \left[ \frac{\partial(\rho H_\phi)}{\partial \rho} - \frac{\partial H_\rho}{\partial \phi} \right] \bar{a}_z$$

ESFERICO:

$$\nabla \times \bar{H} = \frac{1}{r \sin \theta} \left\{ \frac{\partial(H_\phi \sin \theta)}{\partial \theta} - \frac{\partial(H_\theta)}{\partial \phi} \right\} \bar{a}_r + \frac{1}{r} \left\{ \frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial H_r}{\partial \phi} - \frac{\partial(r H_\phi)}{\partial r} \right\} \bar{a}_\theta + \frac{1}{r} \left\{ \frac{\partial(r H_\theta)}{\partial r} - \frac{\partial H_r}{\partial \theta} \right\} \bar{a}_\phi$$



**LAPLACIANO**

RECTANGULAR:

$$\nabla^2 V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$$

CILINDRICO:

$$\nabla^2 V = \frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left( \rho \frac{\partial V}{\partial \rho} \right) + \frac{1}{\rho^2} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2}$$

ESFERICO:

$$\nabla^2 V = \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left( r^2 \frac{\partial V}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left( \sin \theta \frac{\partial V}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{r^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2 V}{\partial \phi^2}$$

## APÉNDICE 3

### FRECUENCIAS YGANANCIAS

FRECUENCIAS DE LOS CANALES DE T.V. EN LA BANDA VHF

CANAL 2	54 A 60 MHz	CANAL 8	180 A 186 MHz
CANAL 3	60 A 66 MHz	CANAL 9	186 A 192 MHz
CANAL 4	66 A 72 MHz	CANAL 10	192 A 198 MHz
CANAL 5	76 A 82 MHz	CANAL 11	198 A 204 MHz
CANAL 6	82 A 88 MHz	CANAL 12	204 A 210 MHz
CANAL 7	174 A 180 MHz	CANAL 13	210 A 216 MHz

Tabla: A3.1

TABLA DE GANANCIA EN ANTENAS COMUNES  
(EFICIENCIA EN DX, NO EN TRANSMISIÓN LOCAL INDUCTIVA)

TIPO DE ANTENA	DECIBEL DE GANANCIA SOBRE UN DIPOLO DE $\frac{1}{2}$ ONDA dB	DECIBEL DE GANANCIA SOBRE UN RADIADOR ISOTRÓPICO dBi
Radiador Isotrópico	2,1	0,0
Ground Plane 1/4 de onda	-1,8	0,3
Dipolo de 1/2 onda	0,0	2,1
Vertical 5/8 de onda	1,2	3,3
Cuadra un elemento (Loop)	2,0	4,1
Yagi 2 elementos	5,0	7,1
Yagi 3 elementos	8,0	10,1
Yagi 4 elementos	10,0	12,1
Cuadra 2 elementos	7,0	9,1
Cuadra 3 elementos	10,0	12,1
Yagi 5 elementos	12,0	14,1

Tabla: A3.2

## GLOSARIO

SCT	Secretaría de Comunicaciones y Transportes.
OEM	Onda Electromagnética.
AM	Amplitud Modulada.
FM	Frecuencia Modulada.
TV	Television.
VLF	Very Low Frequency (Muy Baja Frecuencia).
LF	Low Frequency. (Baja Frecuencia).
MF	Médium Frequency. (Frecuencia Media).
HF	High Frequency. (Alta Frecuencia).
VHF	Very High Frequency. (Muy Alta Frecuencia).
UHF	Ultra High Frequency. (Ultra Alta Frecuencia).
SHF	Super High Frequency. (Súper Alta Frecuencia).
EHF	Extremely High Frequency. (Extremadamente Alta Frecuencia).

# AUTOBIOGRAFIA

Ing. Antonio Cayetano Lozano García

Candidato para el Grado de:

**MAESTRO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA CON ESPECIALIDAD EN  
TELECOMUNICACIONES.**

Tesis:

**SISTEMAS DE PROPAGACIÓN Y DISEÑO DE ANTENAS ENFOCADO AL ANÁLISIS  
DE ENLACES DE COMUNICACIÓN**

- Campo de estudio:** Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica.
- Datos personales:** Nació en la Cd. de Monterrey N.L. el 12 de Diciembre de 1969.
- Hijos de:** Antonio Alfonso Lozano García y Maria del Carmen García Gutiérrez.
- Estudios:** Egresado de la Universidad Autónoma de Nuevo León de la Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica en el año 1992, de la carrera de Ingeniero Mecánico Electricista.
- Experiencia Docente Profesional:** Maestro en la coordinación de Electrónica y Control en el Departamento de Comunicaciones de la FIME desde 1992.

