

**LUIS A. DEL MOLINO**  
**EA3OG**

[https://t.me/RADIO\\_ENFERMOS](https://t.me/RADIO_ENFERMOS)

# EL ABC DE LAS ANTENAS

**TODO LO QUE DEBERÍAS SABER SOBRE ANTENAS  
Y NO TE HAN EXPLICADO HASTA AHORA**

**#DINOALAURE**

**PUTA URE**



**UNION**  **RADIOAFICIONADOS  
ESPAÑOLES**

# El ABC de las antenas

EL ABC DE LAS ANTENAS

[https://t.me/RADIO\\_ENFERMOS](https://t.me/RADIO_ENFERMOS)

## 1. Conceptos básicos

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

### Introducción

Me propongo escribir una serie de artículos para asegurarme de que comprendéis bien los fenómenos radioeléctricos implicados en la radiación de vuestras antenas. Creo que es algo muy importante para que seáis capaces de sacar el máximo partido posible de vuestro equipo y de la ubicación en el que intentáis operar. Esto os permitiría utilizar la antena más adecuada a las características geográficas del terreno. Ese es el objetivo que me han propuesto y el que intentaré cumplir lo mejor posible. Empecemos pues.

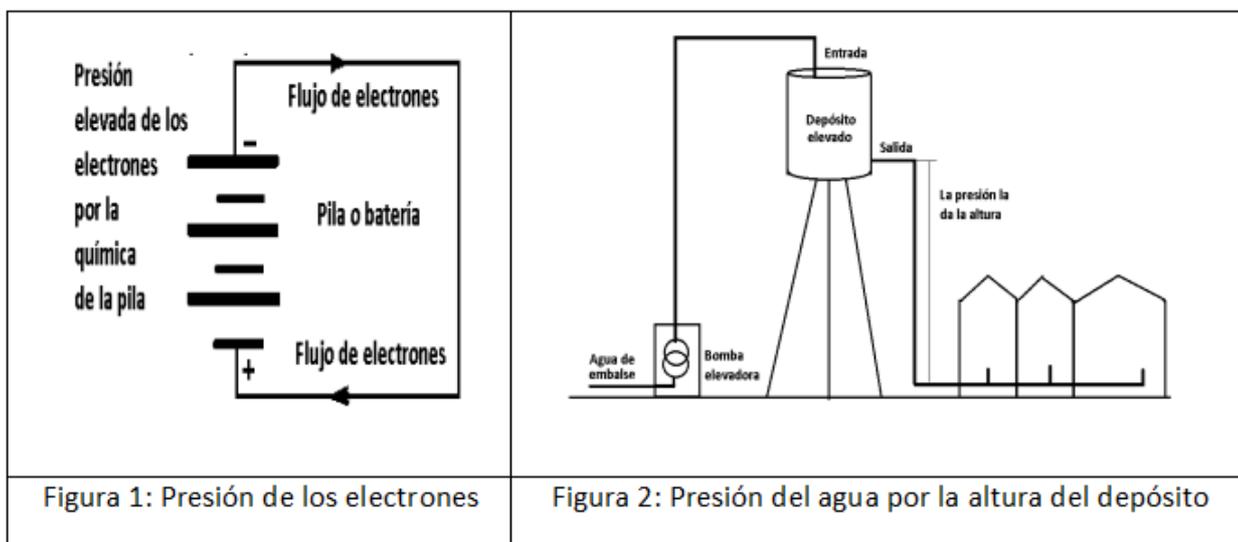
### Elementos básicos de la RF

Para lo que explicaré en próximos capítulos, me tengo que asegurar de que todos tenéis bien claro lo que representan los conceptos de tensión eléctrica, corriente electrónica y, en consecuencia, que domináis el movimiento de los electrones que se produce en los conductores de la línea de transmisión y de la antena.

En primer lugar, hay unas cuantas diferencias entre los movimientos electrónicos producidos por una "tensión alterna de RF y los que se producen en la red eléctrica de distribución, como consecuencia de los efectos en el movimiento de los electrones que ocasiona la menor longitud de onda y la más alta frecuencia de la RF que manejaremos. La conducción y los movimientos en un cable debidos a la corriente alterna de la red y en las antenas recorridas por alta frecuencia son similares, pero no son exactamente iguales. Así que empecemos por aclarar bien la diferencia.

¿Significan exactamente lo mismo tensión eléctrica, voltaje y diferencia de potencial?

Pues sí, porque describen exactamente el mismo fenómeno físico: la repulsión eléctrica entre los electrones (figura 1), que da lugar a una presión exactamente igual a la que le proporciona la altura a una columna de agua (figura 2). La única diferencia es que la altura del agua es un valor prácticamente absoluto (la altura sobre el terreno) y de esta altura depende la presión del agua en la red de distribución, mientras que el potencial eléctrico es relativo al nivel que escogemos como referencia, un nivel de potencial determinado, que escogemos nosotros mismos, por lo que se utiliza también como equivalente el término diferencia de potencial.

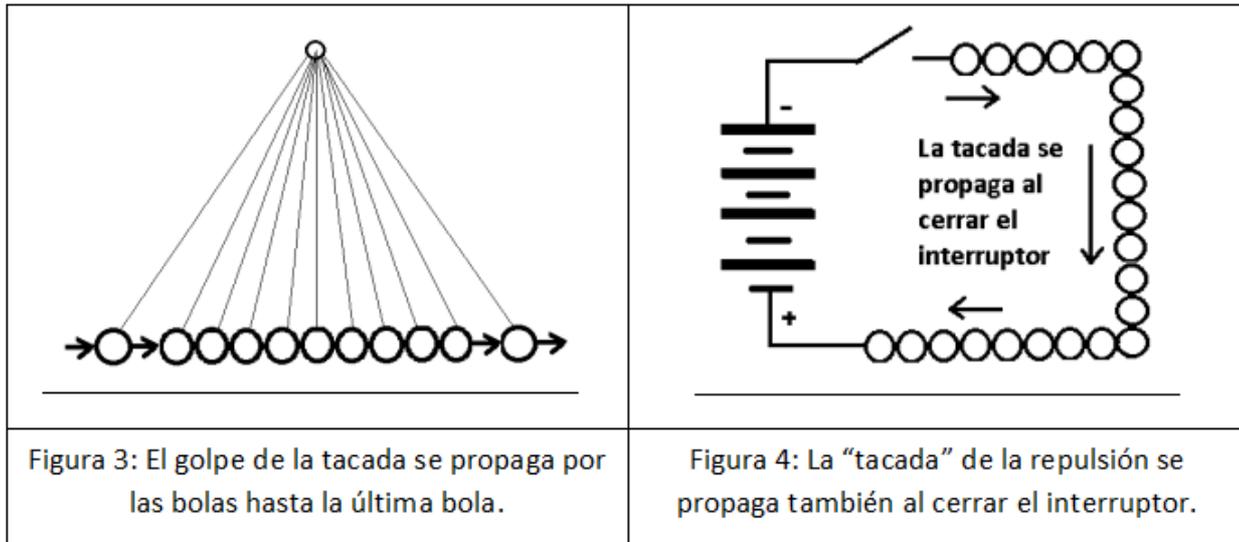


Incluso podríamos hablar tranquilamente de "presión eléctrica" en lugar de tensión eléctrica sin decir ninguna tontería, pues ese es exactamente el fenómeno que se produce. Tal vez la electricidad hubiera sido mucho más comprensible para todo el mundo si hubieran mantenido el término "presión eléctrica" en lugar de llamarlo tensión o diferencia de potencial o voltaje. Podría haberse definido como "diferencia de presión eléctrica".

Cuando los electrones se encuentran a mayor tensión, están con mayor presión. Y si les proporcionamos algún camino conductor (circuito) hacia un lugar de menor tensión (con menor potencial), saldrán disparados por el conductor para dirigirse a un lugar con menor presión o tensión, igual que si hubiéramos abierto un agujero en la pared de un depósito de agua.

¿Salen disparados los electrones a la velocidad de la luz?

NO exactamente, no se mueven a la velocidad de la luz, pero en la práctica es como si lo hicieran. Aquí tenemos un concepto muy importante que interesa dejar bien claro. Los electrones son mucho más lentos y se mueven solo milímetros por segundo por los conductores. Lo que se desplaza a casi la velocidad de la luz es el impulso de repulsión, lo que en términos de billar llamaríamos “la tacada”. Realmente “la tacada de repulsión de los electrones” se mueve a concretamente un 95% de la velocidad de la luz (un porcentaje que varía ligeramente con el diámetro del conductor), del mismo modo que la tacada del billar se propaga a lo largo de una hilera de bolas de billar y proyecta la última bola (Figura 3), sin que apenas se muevan las de en medio.



Cerramos el interruptor (cerramos el circuito) y el impulso repulsivo negativo se propaga a toda velocidad (de la luz), mientras que los electrones se mueven muy despacito, aunque son muchos, muchísimos: aproximadamente  $6,28 \times 10^{18}$  o sea más de 6 trillones de electrones por segundo por cada amperio de corriente que pasa por el conductor y el interruptor cerrado (figura 4).

**REMARQUEMOS LA CONCLUSIÓN:** Cuando hablamos de que los electrones se desplazan y mueven al encontrar un camino para disminuir su presión eléctrica, estos electrones se mueven solamente un poquito, tan solo unos milímetros, mientras que la tacada, el impulso repulsivo, se mueve a casi la velocidad de la luz a lo largo del conductor.

Corriente alterna de baja frecuencia (50 veces por segundo)

Aquí tenemos representado (figura 5) un circuito alimentado con corriente alterna. Cuando llega un impulso negativo al cable inferior, todos los electrones de todo el cable se desplazan simultáneamente hacia el cable superior en el sentido contrario a las agujas del reloj. Todos hacia arriba. Pero apenas se mueven, sino que lo que se mueve a gran velocidad por el cable es el impulso negativo de la tacada. Prácticamente hace que todos los electrones se muevan un poquito hacia arriba todos a la vez.

Cuando cambia el semiciclo y llega un impulso positivo al polo inferior y uno negativo al polo superior (Figura 6), todos los electrones de todo el cable se tienen que desplazar hacia el cable de abajo, en el mismo sentido que las agujas del reloj. Pero apenas se mueven, solamente se mueve por el cable el impulso negativo de repulsión ahora en sentido contrario.

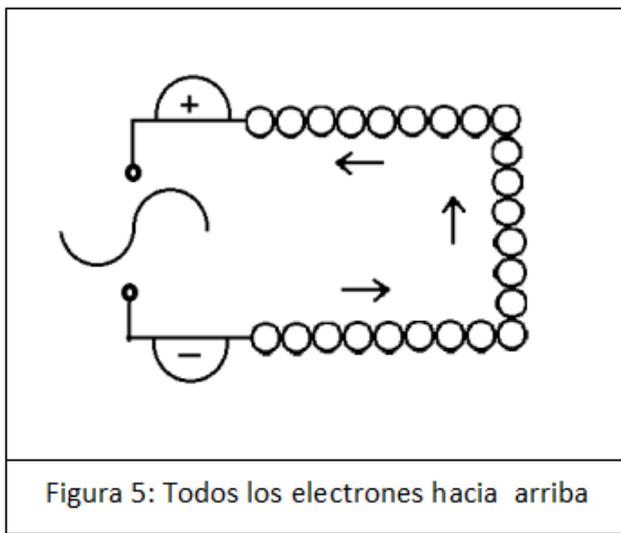


Figura 5: Todos los electrones hacia arriba

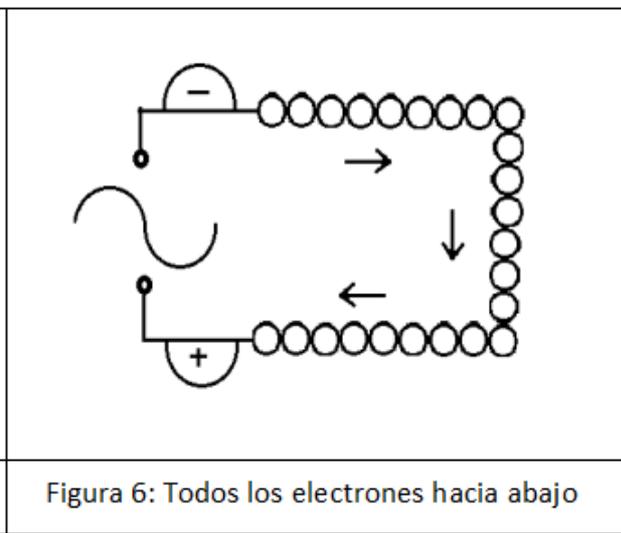


Figura 6: Todos los electrones hacia abajo

Y todo esto 50 veces por segundo, a lo que llamamos una frecuencia de 50 ciclos por segundo o 50 hercios o 50 Hz. ¿Queda claro que los electrones apenas se mueven, pero la “tacada” repulsiva recorre el cable a casi la velocidad de la luz una y otra vez (50 veces por segundo) en direcciones opuestas?.

Eso tiene una consecuencia muy importante, porque si una tensión y corriente alterna cambian de sentido de una forma cíclica o periódica, eso implica que cuando avanzan también tienen una longitud de onda medible, de forma muy parecida a las ondas que se forman en un estanque cuando tiramos una piedra, pues la piedra ha provocado una oscilación periódica del agua en el punto de inmersión.

#### Frecuencia y longitud de onda

Hagamos un inciso porque queremos saber a qué velocidad se propagan las ondas en un estanque al dejar caer una piedra en el agua. Sabemos que al caer la piedra se producen unas cuantas ondas circulares, debidas al movimiento oscilatorio del agua producido por la piedra al sumergirse (Figura 7).

Comprobamos con un cronómetro que se generan 2 ondas por segundo y que entre onda y onda se puede medir una distancia de 2 metros.

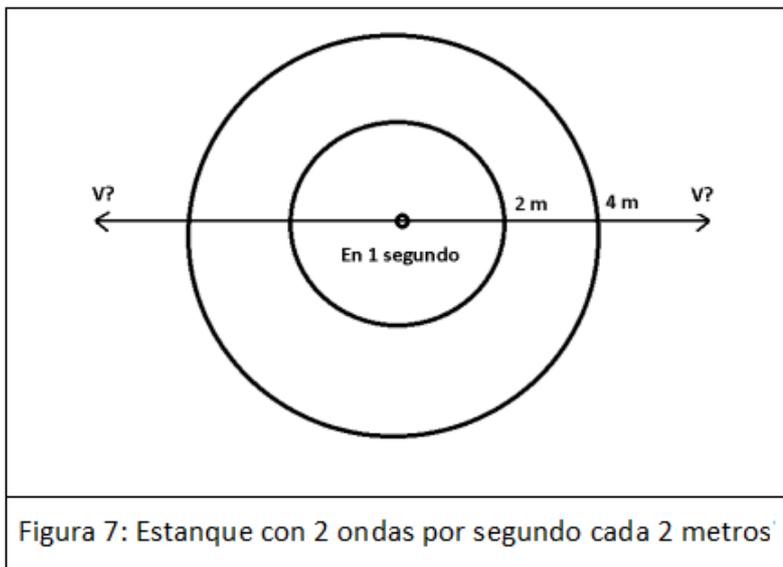


Figura 7: Estanque con 2 ondas por segundo cada 2 metros

Si queremos saber la velocidad con la que avanzan las ondas en metros por segundo, es evidente que tendremos que multiplicar el número de ondas producidas en 1 segundo (2 ondas) por la distancia entre ondas y que hemos medido que son 2 metros.

Velocidad  $V = 2$  ciclos por segundo  $\times$  2 metros cada uno = 4 metros por segundo.

Por tanto, ya somos capaces de deducir la gran fórmula que indica que la velocidad de la onda es el producto de la frecuencia (2 Hz) por la longitud entre cada onda (2 m), la longitud de onda.

Velocidad  $V = f \times L =$  frecuencia  $\times$  longitud de onda

## Longitud de onda de las ondas radioeléctricas

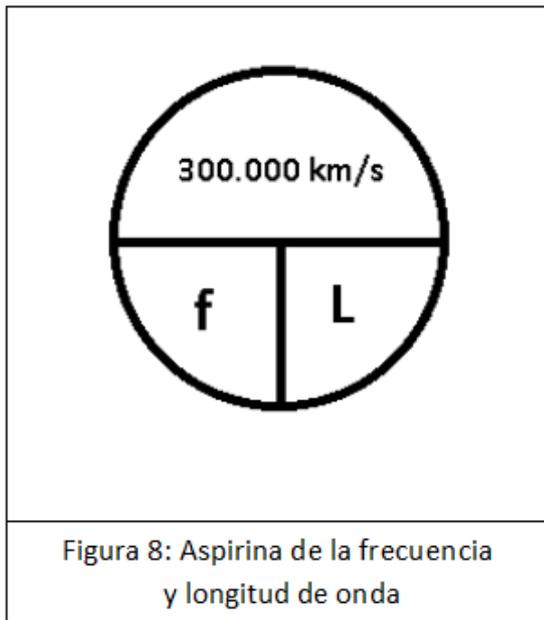
Pero nosotros, que somos muy sabios, sabemos que las ondas radioeléctricas se propagan por el aire y el vacío a la misma velocidad de la luz, que también es una onda electromagnética, o sea a una velocidad de aproximadamente 300.000.000 m/s o trescientos millones de metros por segundo, por lo que no será difícil determinar la relación entre frecuencia y longitud de onda de una onda electromagnética. Ya conocemos la fórmula.

$$f \text{ (Hz)} \times L \text{ (metros)} = 300.000.000 \text{ m/s}$$

$$\text{y por tanto también sabemos que } L = 300.000.000 / f$$

$$\text{y por tanto también sabemos que } f = 300.000.000 / L$$

Se pueden recordar fácilmente todas las combinaciones utilizando la aspirina de la velocidad en función de la frecuencia y la longitud de onda.



¿Sabéis qué longitud de onda tiene la corriente alterna de la red?

Pues es muy fácil calcularla, pues son  $300.000 \text{ km/s} / 50 \text{ Hz} = 6.000 \text{ km}$  de longitud de onda.

Podemos afirmar que, a lo largo de media onda de 3.000 km (casi toda Europa), todos los electrones de un cable que recorriera Europa de punta a punta se moverían en la misma dirección, pues se encuentran impulsados por el mismo semiciclo negativo o positivo. Bailan al unísono con un ritmo perfecto de conjunto. Ahora todos hacia Rusia, ahora todos hacia España. Cambio general de sentido del movimiento exactamente cincuenta veces por segundo.

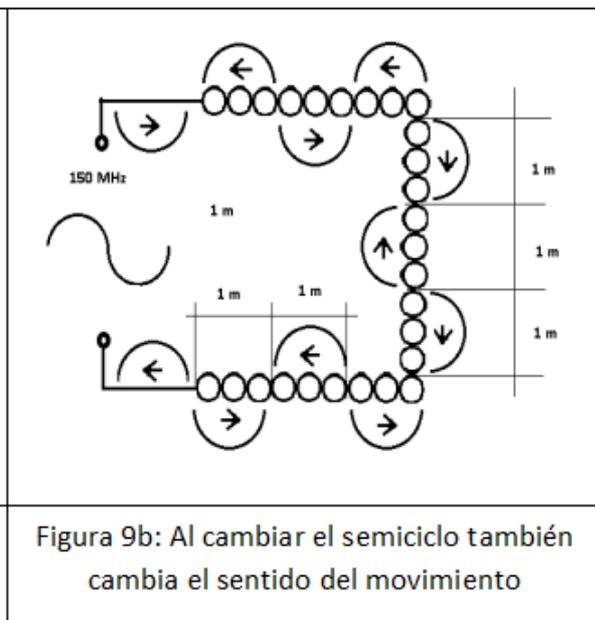
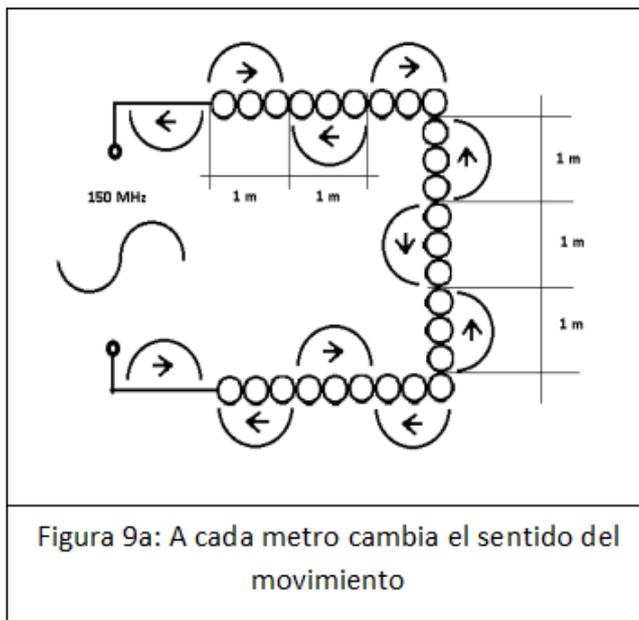
Ahora aumentamos la frecuencia a 150 MHz

Supongamos ahora que aumentamos la frecuencia de la corriente alterna hasta 150 MHz. Ahora nos encontramos con una longitud de onda mucho más pequeña. ¿Cambiará algo?

$$L = 300.000.000 / 150.000.000 = 2 \text{ metros}$$

Si hablamos de una longitud de onda de 2 metros, a cada metro (media longitud de onda) cambia el sentido del movimiento de los electrones. En el metro siguiente se mueven en sentido opuesto. La cuestión se complica, porque ahora cada tramo oscila a su aire (derecha-izquierda), pero fijaos que ahora tenemos todavía un circuito cerrado recorrido por una corriente alterna de alta frecuencia o RF de 150 MHz (Figura 9a).

En el siguiente semiciclo (Figura 9b), cuando el emisor cambia de signo, todos los movimientos de los electrones serán iguales pero de sentido opuesto. Si antes iban hacia la derecha, ahora irán hacia la izquierda. Por eso es también una corriente alterna, no lo olvidemos, aunque sea de alta frecuencia.



De momento mantenemos el circuito cerrado más o menos cortocircuitado en un recorrido total múltiplo de media longitud de onda. Todo funciona más o menos bien. Nuestros electrones se mueven a gusto en todo el cable, en cada tramo de 1 metro, de un lado a otro, con el ritmo previsto: 150 millones de veces por segundo.

Ahora abrimos el circuito eléctrico

Si dejamos el circuito abierto al final, cuando la tacada de repulsión electrónica llega al final, cuando se le acaba el cable, el impulso repulsivo aumentará la presión eléctrica en las puntas y se producirá un efecto rebote del impulso de repulsión en cada extremo. Ese impulso en cada punta hace que vuelva rebotado hacia su origen. Ahora tendremos una onda alterna de RF en dirección hacia lo que llamaremos extremos (onda directa) directa y otra onda alterna de RF reflejada en las extremos que vuelve por los mismos cables (onda reflejada) (ver Figura 10).

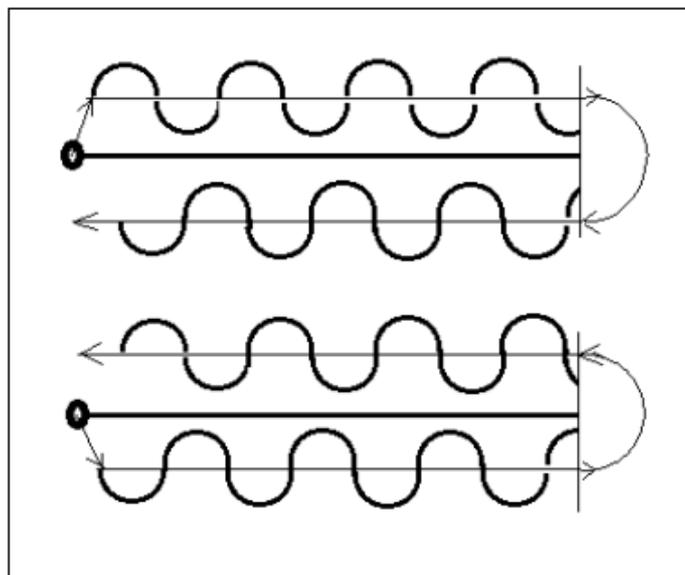


Figura 10: Al abrir el circuito se produce un rebote.

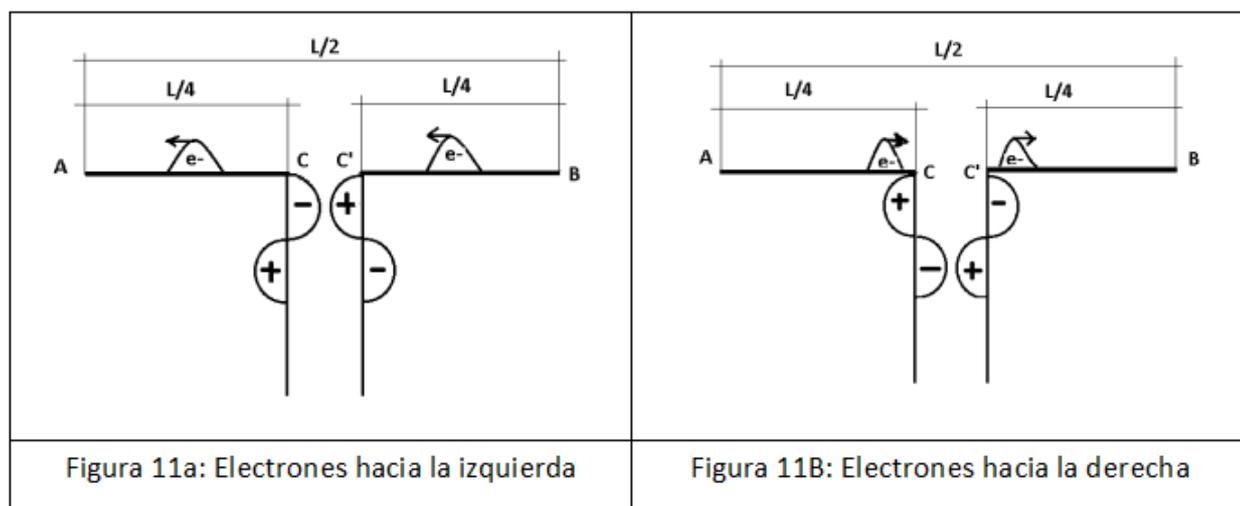
Y aquí se monta un pollo que da lugar a las llamadas ondas estacionarias y a nuestra amiga que las mide, la ROE (Relación de Ondas Estacionarias), pero esto lo dejamos para más adelante. Ya les llegará su día para explicarlo.

Antena dipolo resonante en media onda

Ahora giramos toda la figura 90 grados y abrimos los extremos uno hacia cada lado y obtendremos dos ramas abiertas, a las que les damos una longitud especial: hacemos que tengan cada una una longitud de  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda, Con esto conseguimos un efecto espectacular: que la onda reflejada y rebotada en los extremos se encuentre pulsando en fase con la que le llega por el cable (Figura 11a). Veamos que significa

esto y qué consecuencias tiene que tengamos en total esta longitud específica de dos cuartos de longitud de onda.

En efecto, fijémonos en el impulso eléctrico negativo del lado izquierdo que representamos por un supuesto electrón  $[e^-]$  que recorre  $L/4$  hasta la punta A y luego rebota hacia el centro C. Habrá hecho un recorrido de  $L/4$  (CA) +  $L/4$  (AC) con un total de  $L/2$ .



En ese instante, justo cuando llega rebotado al centro C, allí ahora ha cambiado la semionda del impulso eléctrico y ahora hay un impulso de signo contrario (+) positivo que está encantado de absorber electrones (Figura 11b), pues es lo que toca ahora. En la otra rama, ocurre exactamente lo opuesto. Un impulso de aspiración de electrones que había enviado electrones  $[e^-]$  de B hacia C', ahora se encuentra en C' con un impulso negativo de repulsión que lo envía nuevamente hacia B, por lo que tiene que cambiar de sentido y dirigirse en dirección contraria nuevamente hacia B, donde ahora, después de medio ciclo, se producirá un aumento de presión electrónica y, en consecuencia, otro rebote hacia C'.

El impulso de repulsión se pasea de un extremo A hasta el extremo B de las dos ramas de la antena en un movimiento ACC'B y luego BC'CA y se encuentra reforzado con los impulsos eléctricos que siguen llegando en fase (justo al mismo ritmo) por los cables de alimentación C y C' de modo que se refuerzan mutuamente, con lo que aumenta enormemente la amplitud del pequeño movimiento de los electrones (lo que llamamos corriente) y se alcanza un estado de perfección sincrónica que llamamos resonancia.

En este estado perfecto de resonancia la tensión (presión) en las puntas alcanza valores máximos (ahora positivos y medio ciclo más tarde negativos) y la corriente es prácticamente nula y, en cambio, en el centro, al cabo, la corriente electrónica es máxima (ahora a derechas ahora hacia izquierdas), aunque los electrones realmente ya sabemos que se mueven poco, pero hacen la intención e intentan bailar de lado a lado, porque recordemos que lo que se mueve de punta a punta es “la tacada”.

La gracia de la resonancia está en que la longitud del cable de la antena en total debe tener entre A y B exactamente media longitud de onda. He ahí la cuestión clave.

Me objetaréis que entre C y C' no hay conducción, que la antena está interrumpida, pero en la práctica es como si C y C' estuvieran unidos por un conductor invisible, porque exactamente los mismos electrones que salen por C por un cable de alimentación, entran por C' en el otro cable con una corriente exactamente igual y opuesta, de forma que en la práctica se comporta como si hubiera un conductor continuo invisible. El cable de la antena no sabe que hay un “corte”. Nosotros guardaremos el secreto y tampoco se lo diremos.

Equivalente mecánico de la resonancia

El fenómeno de la resonancia es idéntico al de una masa M (columpio o péndulo) impulsado por una persona que se encuentra en el suelo, y que la empuja de lado sincrónicamente para que alcance su máxima oscilación de derecha e izquierda, lo cual se consigue cuando los impulsos de esa persona están bien sincronizados con la oscilación natural propia de la masa M del péndulo entre los dos muelles. También aquí, si sincronizamos bien los impulsos del empujador, se consigue una resonancia que moverá la masa a su máximo desplazamiento de extremo a extremo.

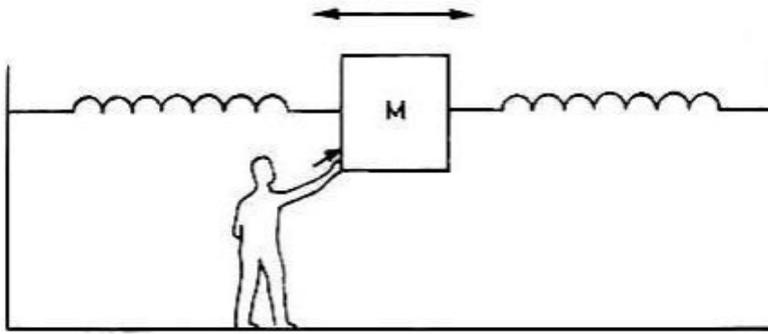


Figura 12: Equivalente mecánico de la resonancia de un dipolo.

Continuará

Y con esto ya hemos llegado a explicar y espero que tengáis bien claro por qué nos interesa tanto que la antena dipolo sea resonante en media onda: Pues porque conseguiremos la máxima amplitud de corriente y tensiones si el radiante resuena exactamente en media onda a nuestra frecuencia de emisión y, gracias a ello, conseguiremos la máxima transferencia de energía radioeléctrica al espacio.

Cualquier antena horizontal y vertical inicialmente es una antenas dipolar o dipolo, con la única excepción de las verticales de  $L/4$  montadas sobre un plano de tierra conductor infinito. Pero eso ya lo explicaremos otro día.

Hasta la próxima.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

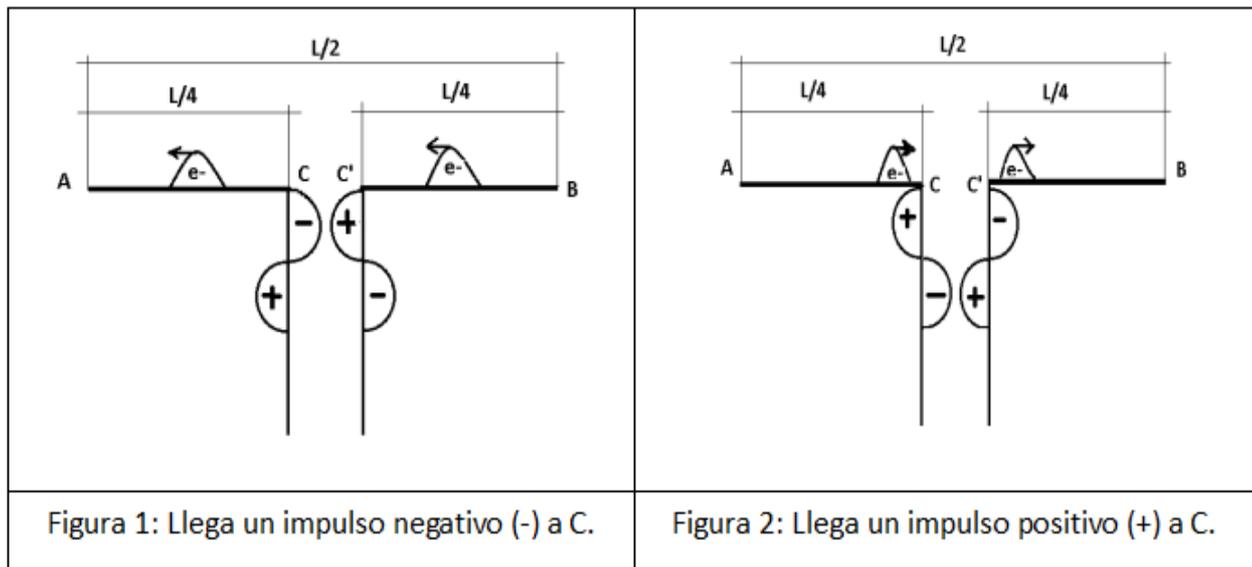
## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 2. La resonancia de un dipolo

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

La resonancia de un dipolo de media onda

En el capítulo inicial, explicamos que, si hacemos llegar una tensión alterna de alta frecuencia (RF) al centro de dos trozos de cable alineados, cada uno de los cuales tiene una longitud de  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda correspondiente a la frecuencia de esa RF suministrada (Figura 1 y 2), conseguiremos que la onda de repulsión electrónica cuando alcanza los puntas de cada extremo del cable y vuelve rebotada, llegue en fase con el cambio de signo de la tensión que le llega en el siguiente semiciclo por el cable en el punto de alimentación. De este modo, se pasee de un extremo a otro de la antena, cambiando de signo a un ritmo igual al de la frecuencia de la tensión alterna de excitación (RF).



En efecto, si el impulso eléctrico negativo (-) recorre  $L/4$  hasta la punta A y luego rebota hacia el centro C, habrá hecho un recorrido de  $L/4$  (CA) +  $L/4$  (AC) = un total de  $L/2$ . Cuando vuelve rebotado al centro C, allí ahora ha transcurrido medio ciclo y hay un impulso de signo contrario (+) (Figura 2), que está encantado de recibir electrones y absorberlos, pues es a lo que se dedica ahora. Al mismo tiempo, el impulso de repulsión negativo ahora lo envía por C' hacia el extremo B y allí se produce el mismo rebote, pero ahora en el extremo opuesto B. Y así sucesivamente en los siguientes hemisiclos (mitad de un ciclo completo).

El impulso de repulsión se pasea de punta a punta por la antena ACC'B (como si fuera un solo cable continuo de media onda). El impulso rebota en las puntas y se ve reforzado en el centro por los impulsos sincrónicos que le siguen llegando por los cables de alimentación y se refuerzan mutuamente, con lo que aumenta enormemente la amplitud del movimiento de los electrones y se alcanza un estado que llamamos resonancia. En este estado la tensión (presión) en las puntas A y B es máxima y opuesta, tanto positiva como negativa, y la corriente de electrones es máxima en el centro C-C' y mínima en las puntas A y B (prácticamente nula, salvo las fugas de electrones al aire en las puntas).

En el siguiente semiciclo (el otro medio ciclo) (Figura 2), las tensiones se invierten en las puntas A y B y la corriente electrónica en el centro C-C' cambia de signo y se dirige hacia el lado contrario.

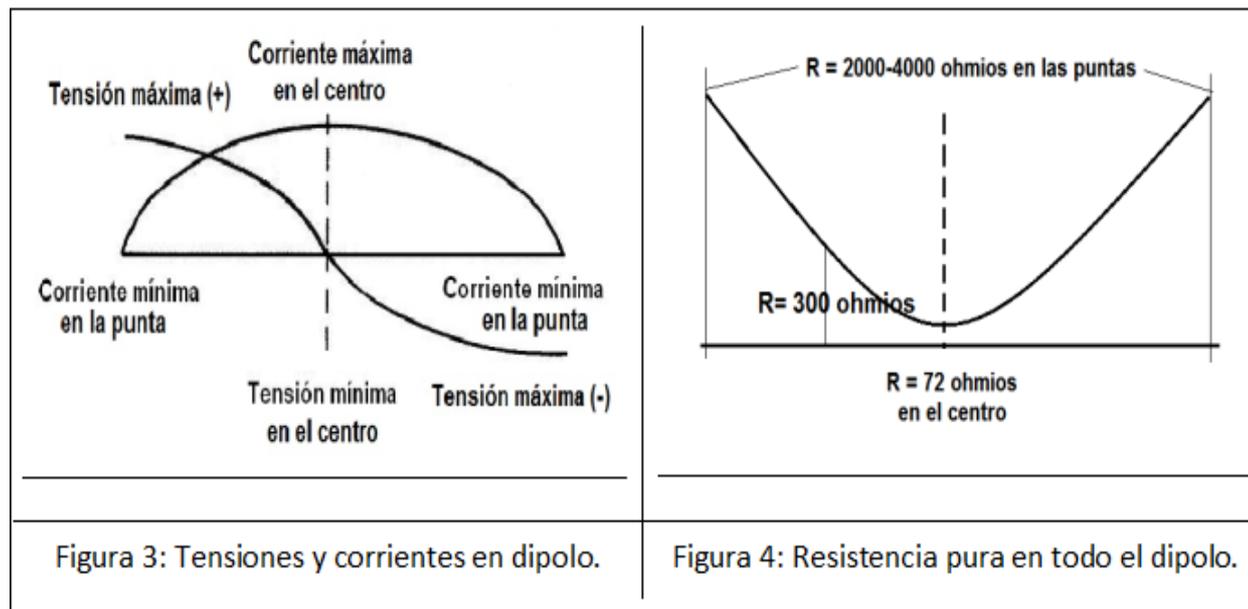
¿Por qué hablas de que la corriente circula entre C y C' si el dipolo está interrumpido allí?

Porque los mismos electrones (la misma cantidad) que salen por C, entran por C' y se dirigen hacia B, por lo que en la práctica es como si el cable no estuviera cortado, puesto que no se distingue ni nota el corte, pues todo funciona como si C y C' estuvieran conectados entre sí.

Lo que sale por C entra por C' y viceversa. Las dos corrientes son iguales y opuestas, no se pueden distinguir y nosotros no le diremos al cable que está partido, por lo que se crea exactamente el mismo campo magnético en el entorno, gracias a la existencia de una corriente que circula horizontalmente en C y C' que rebota por toda la antena de punta a punta, como si ambos puntos estuvieran unidos.

## Tensiones y corrientes en un dipolo de media onda resonante

Si tenemos un dipolo resonante bien cortado a la medida y alimentado con una tensión alterna de RF a la frecuencia de resonancia, en el dipolo de media onda, a la frecuencia de resonancia, todo el dipolo oscila con tensiones y corrientes en fase. Eso significa que pulsan al mismo tiempo y que, en cualquier punto por el que cortemos el dipolo (distinto del centro C-C'), hay una tensión y una corriente que se corresponden con las que habría en una resistencia pura (de valor según el punto donde cortemos), sin corrientes fuera de fase en relación a la tensión (Figura 3).



En las puntas del dipolo la tensión y la corriente corresponden a una resistencia muy elevada, porque la tensión es máxima y la corriente mínima. De modo que aplicando la Ley de Ohm ( $R = V/I$ ), al ser la corriente  $I$  prácticamente nula, el denominador en el que se encuentra  $I$  tiende a cero, por lo que la  $R$  tiende a infinito (Figura 4), aunque como máximo alcanza unos 4000 ohmios en tiempo seco y 2000 ohmios en tiempo muy húmedo, debido a la mayor conductividad del aire húmedo, por culpa de las fugas de electrones en ambas puntas A y B.

En el centro del dipolo se da un punto en el que la corriente y la tensión de RF corresponde a la resistencia más pequeña, cuyo valor si el dipolo estuviera en el espacio libre sería de 72 ohmios, muy adecuado para conectar allí cables coaxiales de 75 y 50 ohmios. Sin embargo, debido a que en la vida real un dipolo se encuentra a una determinada altura sobre el suelo, normalmente a alguna fracción de su longitud de onda, esta impedancia resistiva oscila entre 50 y 100 ohmios, dependiendo de la altura.

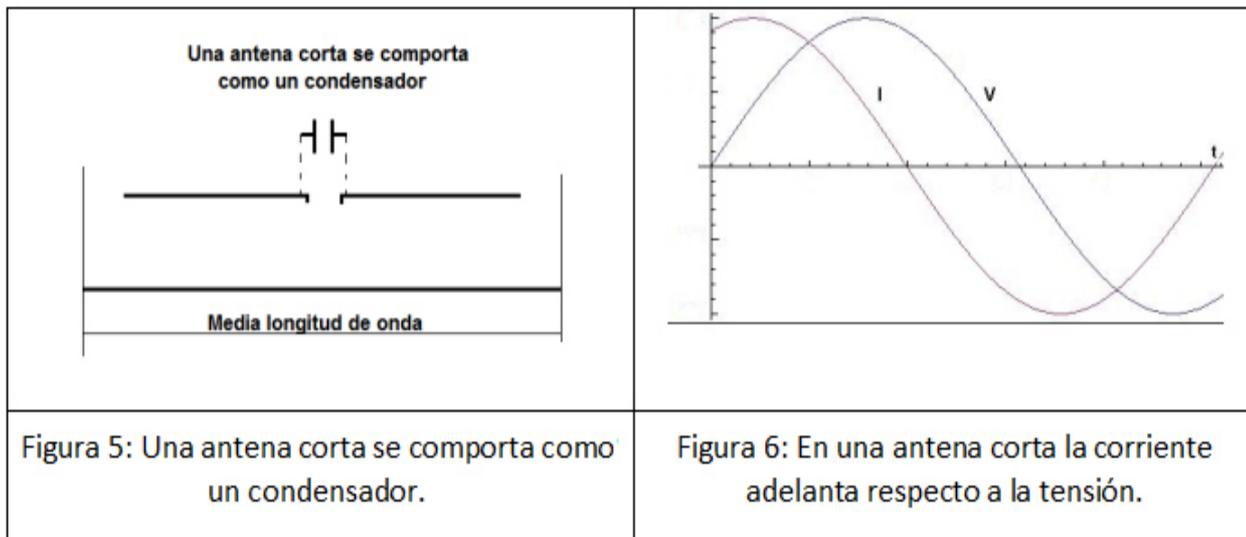
Eso se debe a que la onda electromagnética reflejada en el suelo, cuando vuelve rebotada hacia la antena, afecta a las corrientes del propio dipolo y refuerza o disminuye su oscilación. La refuerza cuando la antena se encuentra a alturas múltiplos de  $1/2$  de onda y la corriente aumenta, por lo que la resistencia disminuye hacia 50 ohmios. A alturas múltiplos impares de  $1/4$ , la reflexión en el suelo tiende a frenar la corriente en la antena y, por tanto, la resistencia aumenta y se acerca más bien a 100 ohmios.

En algún punto fuera del centro (por ejemplo en la antena Windom), la resistencia que encontramos depende del punto de conexión y puede encontrarse con un valor intermedio (entre 50 y 2000 ohmios), por ejemplo 200, 300 o 600 ohmios, muy adecuada para bajadas de cables paralelos, puesto que disponemos de cintas de cables paralelos con dieléctrico de polietileno e impedancias de 300 (polietileno sólido) y 450 ohmios (polietileno con ventanitas).

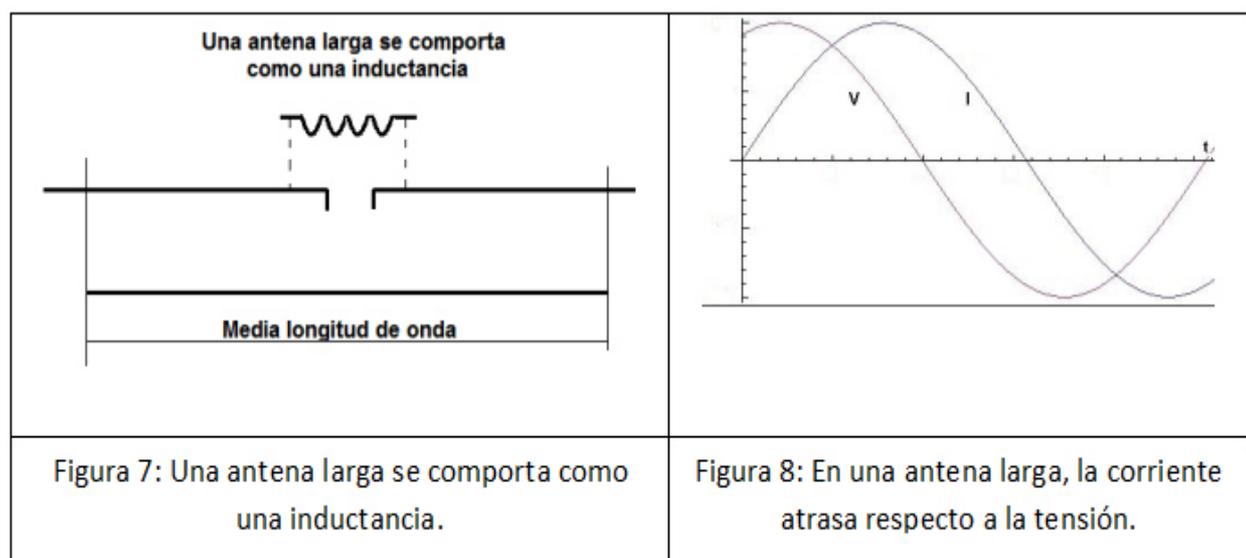
## Tensiones y corrientes en un dipolo NO resonante: impedancia

Si la antena es más corta de  $1/2$  onda (Figura 5), en el centro del dipolo aparecen reflejados electrones (impulso de corriente) que llegan antes de lo previsto. La corriente se adelanta a la tensión (Figura 6) y la antena se comporta como un condensador y aparece como una cierta reactancia capacitiva que disminuye la corriente en el dipolo. Sumada a la resistencia pura de la resonancia, da lugar a lo que llamamos reactancia capacitiva.

La impedancia  $Z$  es el resultado de la suma vectorial de dos factores: la resistencia y la reactancia capacitiva. Se representa por las letras  $Z = R_r - jXC$ , en la que aparece un nuevo término " $jXC$ " que indica la aparición de la reactancia capacitiva que no se puede sumar directamente, sino vectorialmente y con signo negativo para indicar que es capacitiva.



Si la antena es más larga de  $\frac{1}{2}$  onda (Figura 7), en el centro del dipolo aparecen reflejados electrones (en realidad la repulsión que impulsa a los electrones = corriente) que llegan más tarde de lo previsto y se adelantan al cambio de tensión en el punto de alimentación. La corriente va atrasada respecto a la tensión inductora (Figura 8) y la antena se comporta como una inductancia, por lo que aparece una cierta reactancia inductiva que disminuye la corriente de resonancia en el dipolo. Como consecuencia es como si a la resistencia se añadiera una inductancia en serie que da lugar a una resultante llamada impedancia inductiva. La impedancia es la suma de ambos factores: la resistencia y la reactancia inductiva y se representa mediante  $Z = R_r + jXL$ , donde “ $jXL$ ” representa la reactancia inductiva que no se puede sumar directamente sino vectorialmente.



El resultado de las corrientes desfasadas en el dipolo es un desajuste que da lugar a que una cierta potencia no la absorba la antena y vuelva reflejada desde la antena hacia el transmisor, con lo que en el cable que lleva la energía hasta la antena, se produce el fenómeno de la existencia de una onda directa y una reflejada, que se suman y restan dando lugar a lo que llamamos Ondas Estacionarias. Pero este fenómeno lo veremos con todo detalle más adelante en otros capítulos.

#### El concepto de resistencia de radiación

La resistencia que aparece en el centro de un dipolo resonante es prácticamente igual a la resistencia de radiación y es la menor resistencia que aparece en cualquier punto del dipolo (normalmente en el centro) y se llama así porque, gracias a ella, la antena se comporta enviando al espacio toda la energía recibida en forma de onda electromagnética, exactamente igual que una resistencia cuando convierte toda la energía que recibe y la convierte en calor.

Para cuantificar la resistencia de radiación, es decir medir la capacidad de convertir toda esa energía en onda electromagnética, utilizamos el valor de la resistencia equivalente que la convertiría en calor. Por tanto, en la práctica, en un dipolo de media onda resonante, la resistencia que aparece en el centro es casi toda ella resistencia de radiación  $R_r$ , aunque algo se pierde en la resistencia ohmica del cable en la llamada resistencia de pérdidas  $R_p$  que generalmente es despreciable por lo pequeña.

Nota: En el espacio totalmente libre, la resistencia que aparece en el centro C-C' de un dipolo es de 72

ohmios, pero en el mundo real, con la antena situada sobre una tierra poco o muy conductora, esta resistencia oscila entre 50 y 100 ohmios. También si inclinamos las ramas hacia el suelo y le damos forma de V invertida, la resistencia de radiación baja hacia los 50 ohmios, un valor perfecto para conectar un cable coaxial de esta impedancia.

¿La resistencia de radiación es constante?

No, en absoluto, porque depende del punto en el que alimentemos la antena. Si la alimentamos en el punto de mínima resistencia (el centro), será muy baja (100-75-50 ohmios), pero si la alimentamos en cualquier otro punto será más elevada, pudiendo alcanzar valores de 200-300-600 ohmios en las antenas Windom y hasta 2000-4000 en las puntas en las antenas EndFed alimentadas en un extremo.

La resistencia de pérdidas

Solo una pequeñísima parte de esa energía que envía el transmisor se pierde en el cable de la antena en forma de calor, debido a su propia resistencia de conducción y esa resistencia es la resistencia de pérdidas **R<sub>p</sub>** que aparece en serie con la **R<sub>r</sub>**.

De modo que la resistencia que encontramos realmente en el centro de las antenas resonantes al final de nuestro cable de alimentación es realmente la suma de dos resistencias: la resistencia de radiación **R<sub>r</sub>** y la resistencia de pérdidas **R<sub>p</sub>**.

Fórmula de la Resistencia en el punto de alimentación: **R = R<sub>r</sub> + R<sub>p</sub>**.

La resistencia **R<sub>p</sub>** en antenas resonantes de medidas normales (media y cuarto de longitud de onda) es inferior generalmente a 1 ohmio (algunas décimas de ohmio) y podemos olvidarnos de ella tranquilamente, porque es despreciable frente a la resistencia de radiación normalmente cercana a 50 ohmios.

El efecto Skin o pelicular

Desgraciadamente, la resistencia de pérdidas real a frecuencias de radio es muy superior a la resistencia óhmica de un conductor, esa que podemos medir con un óhmetro, y todo por culpa de un efecto que llamamos pelicular (en inglés efecto Skin).

Se trata de que en el centro de un conductor (Figura 9) se produce una acumulación de campos magnéticos A+B+C+D de todos los filetes conductores periféricos, igual que en el centro de un solenoide, y que dan lugar a una mayor autoinducción magnética en el centro del conductor muy superior a la de los filetes de la periferia o de la superficie del conductor. Esta autoinducción ocasiona una reactancia inductiva considerable en el centro del conductor, que disminuye del centro a la periferia, lo que hace que dificulte el paso de la corriente por el centro del conductor y, en la práctica, es como si disminuyera la sección útil conductora de un cable de cobre.

En consecuencia, la corriente de RF circula realmente por la parte más exterior del hilo de cobre, de forma que la resistencia real a la radiofrecuencia es muchas veces superior a la óhmica del conductor y, además, esa resistencia aumenta con la frecuencia de la corriente alterna de RF.

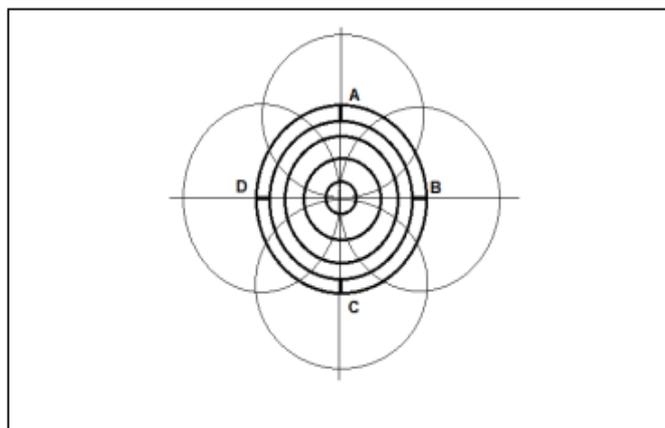


Figura 9: Efecto pelicular o skin en un conductor.

¿Cuánto superior? Depende del diámetro del hilo. Podemos estimar que puede llegar a ser fácilmente entre 10 a 100 veces la resistencia que podemos medir con un óhmetro de corriente continua.

A pesar de todo esto, el valor de una resistencia de pérdidas **R<sub>p</sub>** de un cable de antena entre 1 y 3 mm (que

son los que acostumbramos a utilizar en nuestras antenas) la resistencia de pérdidas real, incluido el efecto pelicular, es prácticamente despreciable e inferior a un ohmio, por lo que podemos estar seguros de que la resistencia de pérdidas  $R_p \ll R_r$  (la resistencia de radiación) de nuestra antena de media onda es generalmente despreciable y podemos considerar casi siempre en la práctica que la resistencia en el punto de alimentación  $R$  de una antena resonante es igual a la resistencia de radiación  $R_r$ .

### Antenas muy pequeñas

El problema de las antenas muy pequeñas en relación a la media longitud de onda es que disminuye mucho su resistencia de radiación  $R_r$  y, si empieza a ser de un orden comparable a la resistencia de pérdidas  $R_p$ , y ya no podremos despreciarla, sino que deberemos tenerla muy en cuenta, así que deberemos estudiar muy bien cómo disminuir esta resistencia de pérdidas en todo lo posible, cuando normalmente no nos preocupamos de ella.

En efecto, pongamos por ejemplo que tenemos una antena dipolo de media onda en V invertida con 50 ohmios de resistencia de radiación y una resistencia de pérdidas tan solo de 0,5 ohmios: las pérdidas en esta resistencia serían del orden de 1 centésima parte de la potencia radiada. Podemos olvidarnos de ella tranquilamente.

En cambio, si tenemos una antena de tan solo 1 metro de longitud para la banda de 20 metros, su resistencia de radiación estaría alrededor de 1 ohmio y resulta que tiene también una resistencia de pérdidas de 0,5 ohmios, así que nos encontraremos con que vamos a perder un 33% de la energía calentando nuestro radiante de tan solo 1 metro. El negocio empieza a tambalearse y empieza a ser un mal negocio.

Así que ya puedes imaginar lo que sucede con una antena de tan solo 1 metro de longitud en la banda de 80 metros, que tendrá una resistencia de radiación alrededor de 0,1 ohmios con una resistencia de pérdidas de 0,5 ohmios. Podemos llegar a perder hasta el 80% de la energía en forma de calor en nuestra antena o en el acoplador que utilicemos para adaptarla. Muy mal negocio. Según la potencia que apliquemos, nuestra antena será más eficaz transmitiendo señales de humo que no RF útil. Yo lo comprobé un día enviando señales de humo desde la bobina de un acoplador que se ponía al rojo al recibir 200 W de un transmisor de válvulas.

### Cable mejor que hilo de cobre

Para compensar en cierta manera el efecto Skin o pelicular, cuando se trata de cables largos, se prefiere utilizar cables formados por varios hilos de cobre, antes que utilizar un hilo de cobre de un solo hilo conductor. De esta forma se consigue una mayor superficie conductora, y se disminuye la resistencia de pérdidas, gracias a la mayor superficie conductora de los hilos múltiples, mucho mayor que la que tendríamos con tan solo la superficie cilíndrica de un conductor de hilo único.

Por este motivo se procura realizar todas las antenas con cable de cobre de hilos múltiples retorcidos, antes que un solo hilo y las tomas de tierra se deben realizar siempre también con malla de cobre, mejor que con cable de un solo hilo conductor.

La onda electromagnética radiada por la antena.

La combinación del campo eléctrico de signo opuesto creado entre las puntas A y B y el campo magnético creado por la corriente en el centro del dipolo entre C y C' produce unos campos magnéticos entrelazados que dan vida a una onda electromagnética autónoma que se propaga por el espacio circundante, de modo que puede alejarse y viajar de forma autónoma por el espacio en forma de lo que llamamos onda electromagnética.

La energía de la onda se va intercambiando entre ambos campos, el eléctrico y el magnético, del mismo modo que un circuito resonante paralelo intercambia energía desde el campo magnético de la bobina al campo eléctrico del condensador (Figura 10). Los electrones pasan de la armadura inferior del condensador C en el lado A, al lado superior del condensador C en el lado B. Y viceversa, intercambiando la energía electrostática de C con la energía electromagnética en la inductancia L.

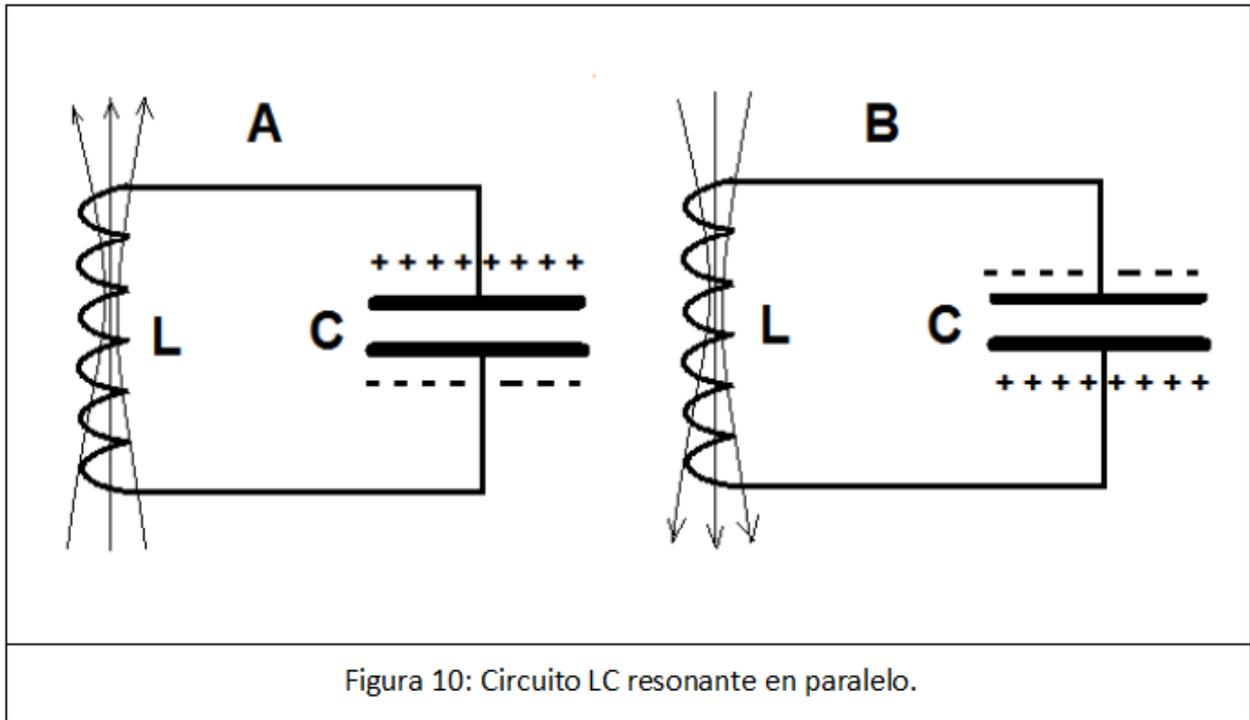


Figura 10: Circuito LC resonante en paralelo.

Tenemos un símil de la antena como un circuito resonante en paralelo (o en serie) cuyas armaduras se separan a ambos extremos de la antena como vemos en la parte superior de la figura 11.

En una antena de media onda resonante, el campo eléctrico entre ambas puntas con tensión opuesta, al colapsarse y cambiar de signo da lugar a una corriente en el centro que crea un campo magnético intenso y este campo magnético da lugar a un nuevo campo eléctrico de polaridad opuesta, que nuevamente da lugar a un nuevo campo magnético opuesto.

Ambos campos quedan entrelazados a 90 grados en el tiempo y en el espacio, de forma que se convierten en una onda electromagnética, cuya energía contenida en el frente de esta onda electromagnética es constante y avanzará de forma autónoma por el aire y el espacio vacío (Figura 11).

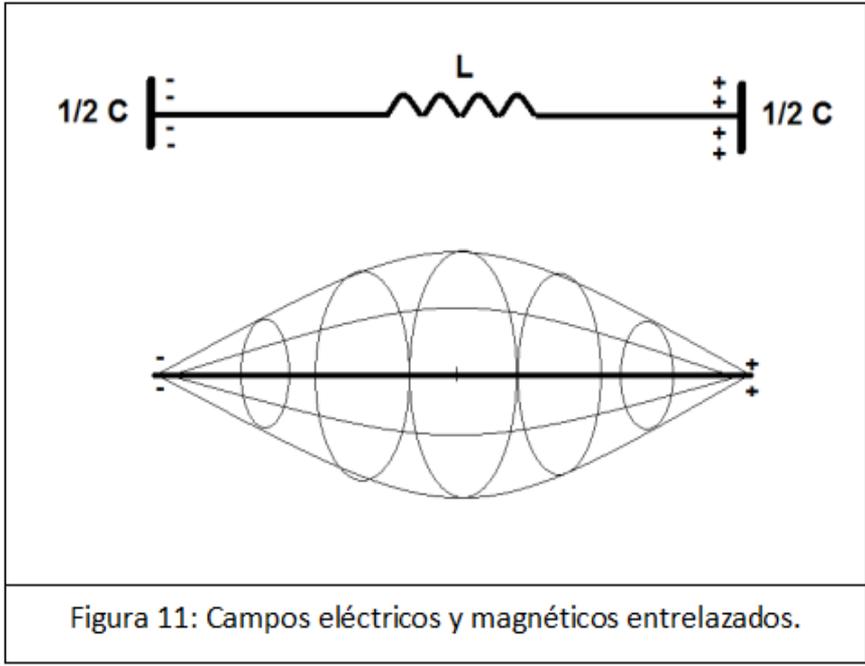


Figura 11: Campos eléctricos y magnéticos entrelazados.

Atenuación con el cuadrado de la distancia

Lamentablemente esta energía va disminuyendo en intensidad a medida que en su avance se amplía la esfera en cuyo centro se encontraba la antena emisora, puesto que va aumentando de radio, de modo que se distribuye la misma energía por una superficie de una esfera cada vez mucho mayor, por su mayor radio (la distancia hasta el emisor).

Como la superficie de una esfera aumenta con el cuadrado del radio ( $S = 4\pi R^2$ ), la densidad de energía de la onda electromagnético (o sea la energía de la onda por metro cuadrado) queda dividida por 4 cada vez que se dobla la distancia, es decir, se dobla el radio R de la esfera cuyo centro es la antena, lo que significa que se

atenúa en -6 dB, cada vez que se dobla la distancia cubierta desde el centro emisor, al avanzar por la atmósfera o el espacio vacío (Figura 12).

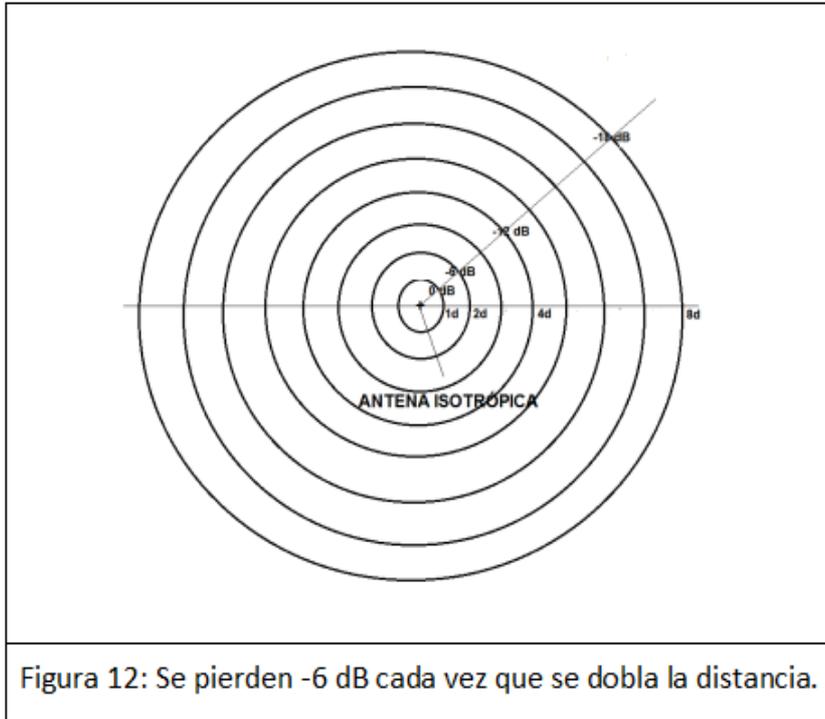


Figura 12: Se pierden -6 dB cada vez que se dobla la distancia.

Así por ejemplo, si una señal de 144 MHz nos marca -40 dBm en el Smeter a 1 km, si nos alejamos a 2 km la señal disminuirá en -6 dB (-46 dBm) y si nos alejamos a 4 km la señal disminuirá en -12 dB (marcando por tanto -52 dBm en nuestro medidor). Finalmente si nos alejamos a 8 km, el Smeter nos marcará -58 dBm.

¿Estáis convencidos de que las ondas electromagnéticas de RF existen? ¿Tenéis fe en la radiofrecuencia? Pues no dejéis de utilizarla.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

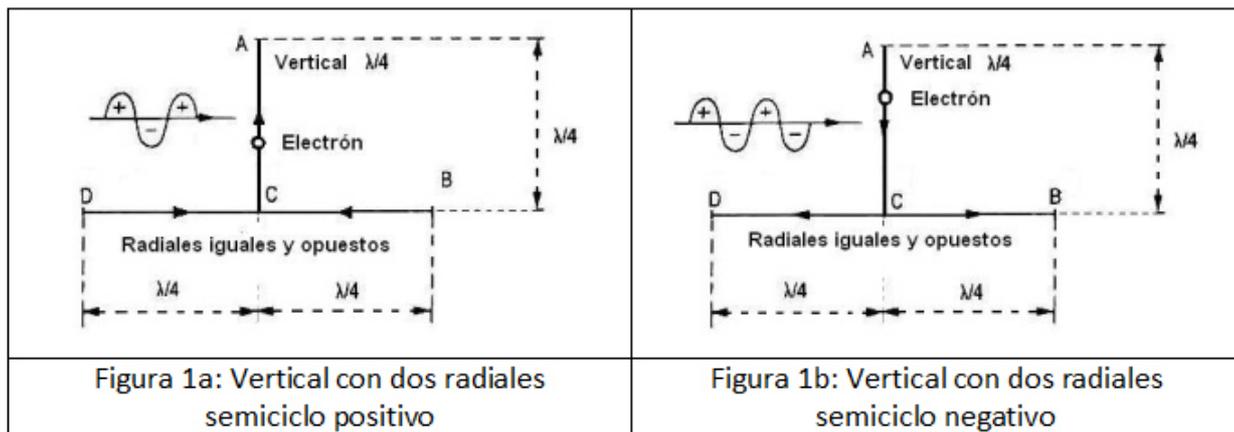
### 3. Antenas verticales de $\lambda/4$ de onda

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

#### Resonancia de un monopolo vertical con 2 radiales

Empecemos por examinar en detalle cómo se produce la resonancia en una antena vertical formada por un monopolo de  $\lambda/4$  de longitud de onda y dos radiales iguales y opuestos y horizontales, de  $\lambda/4$  de longitud de onda también. Veamos el funcionamiento, suponiendo que actúa en recepción, como se observa en las figuras 1a y 1b.

**Nota:** Recordemos que ya hemos explicado en capítulos anteriores que los electrones realmente apenas se desplazan milímetros por los cables, sino que se mueven del mismo modo que las bolas de un billar colocadas en fila, que apenas se mueven cuando la primera bola recibe un impacto, sino que lo que se desplaza es la tacada que se transmite hasta la última bola que sale disparada. Así pues, lo que realmente se desplaza por un cable, a casi la velocidad de la luz (al 95%), es “la tacada” o el impulso eléctrico atractivo o repulsivo, mientras que los electrones se mueven apenas algún milímetro.



Cuando el campo eléctrico positivo de la onda electromagnética alcanza el monopolo vertical (figura 1a), todos los electrones (la tacada) se ven atraídos hacia arriba hacia el punto A y allí aumenta la presión eléctrica y rebotan hacia el punto C. En este recorrido del impulso de ida y vuelta desde C hasta A y vuelta a C, la tacada atractiva (no los electrones, que se desplazan muy poco) recorre dos veces  $L/4$ , es decir  $L/2$ , y entonces resulta que la onda ha cambiado de semiciclo, de modo que ahora es negativo (Figura 1b) y contribuye reforzando este movimiento hacia abajo, hacia los radiales.

Los electrones siguen su camino hacia abajo y encuentran dos caminos idénticos: el radial CD y el radial CB, por lo que se reparten en dos mitades, una de las cuales se mueve hacia la punta D y la otra mitad hacia la punta B, donde rebotarán y vuelven hacia C en el siguiente semiciclo.

Cuando la tacada repulsiva alcanza las puntas D y B, los electrones se ven repelidos por el aumento de la presión eléctrica allí, y la tacada vuelve reflejada hacia el punto C, con lo que habrán recorrido también dos veces  $L/4$ , es decir  $L/2$ , y descubren que la onda incidente ha vuelto a cambiar de semiciclo y refuerza su movimiento.

Si el conductor radiante AC, así como los conductores radiales CD y CB tienen la longitud adecuada de  $L/4$ , se produce también aquí una resonancia, pues el movimiento propio natural de un extremo a otro se encuentra en fase con la onda incidente y la corriente electrónica alterna en los cables alcanza su amplitud máxima. Exactamente igual que una masa suspendida alcanza su desplazamiento máximo cuando recibe impulsos sincrónicos, tal como se observa en la figura 2, en que vemos el equivalente mecánico de la resonancia de una antena vertical con dos radiales horizontales iguales y opuestos.

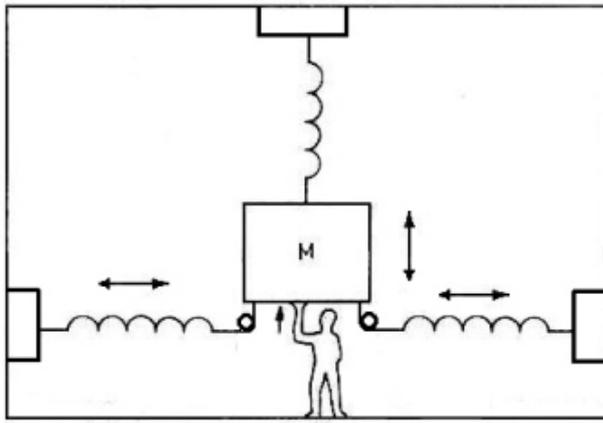


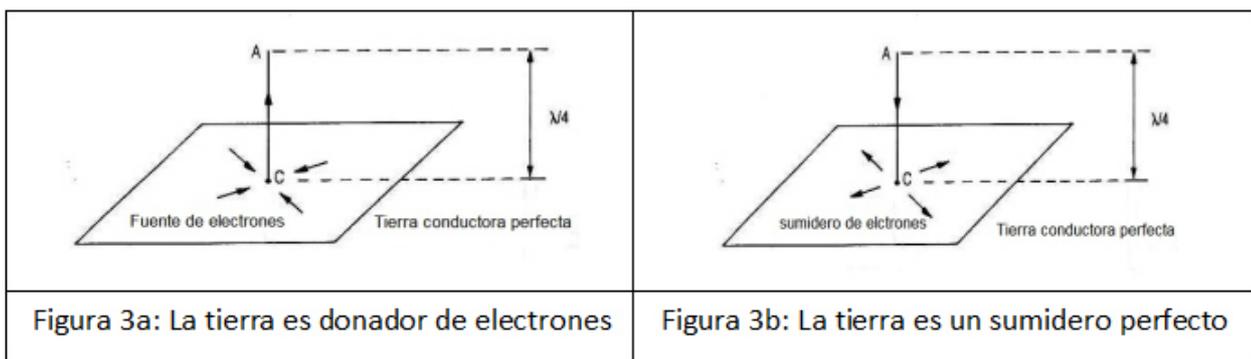
Figura 2: Equivalente mecánico de una vertical con dos radiales

Como las corrientes y tensiones que se inducen en los dos radiales CD y CB son iguales y opuestas, la contribución que realizan a la señal recibida es prácticamente nula en casi todas las direcciones del espacio, de forma que la recepción solo es obtenida por el movimiento electrónico vertical en el radiante, que nos viene reforzado por las tensiones y corrientes extraídas de la onda electromagnética por el monopolo vertical AC. Y estas alcanzarán la máxima amplitud cuando la antena sea resonante, gracias a sus dimensiones físicas de  $L/4$  en las 3 ramas.

Resonancia de un monopolo de  $1/4$  de onda con tierra perfecta.

Si en lugar de dos radiales iguales y opuestos y horizontales disponemos de una tierra perfectamente conductora, el funcionamiento de la antena varía ligeramente.

La tierra perfectamente conductora se comporta como un sumidero perfecto para el movimiento repulsivo de los electrones (realmente la tacada repulsiva) que los envía hacia tierra, y como una perfecta fuente de electrones (o tacada atractiva) en el siguiente medio ciclo de signo opuesto, a la hora de tener que suministrarlos (figuras 3a y 3b).



Vamos a suponer que estamos en transmisión con el centro del coaxial conectado a la base del monopolo vertical y la malla conectada a una tierra perfectamente conductora inmediata. Cuando llega el impulso de repulsión negativo al monopolo, los electrones se ven obligados a dirigirse hacia la punta A y, al aumentar allí en la punta la presión eléctrica, vuelven rebotados hacia C, recorriendo el impulso  $L/4 + L/4 = L/2$ , por lo que cuando llega la tacada del impulso rebotada de vuelta a C, la onda de RF ha cambiado de semiciclo y de signo, porque ya ha transcurrido media onda en el tiempo, de modo que ahora la tacada de tensión que les llega es positiva y de atracción, y a la tierra llega el negativo que los empuja a meterse muy a gusto en el sumidero.

Cuando el impulso de atracción positivo llega al monopolo y el lado negativo repele los electrones hacia el suelo, todos los electrones se dirigen al sumidero de la tierra. Este movimiento de electrones repulsivo hace que los electrones se repartan por el suelo en todas direcciones, así que su circulación es simétrica en todas las direcciones en un azimut de  $360^\circ$ , por lo que su radiación es totalmente nula en el espacio circundante, pues los campos magnéticos generados por estas corrientes simétricas se anulan todos entre sí en un espacio alejado.

Por tanto, solo nos queda la radiación vertical producida por el movimiento vertical (arriba y abajo) de los electrones en el monopolo, de forma que tan solo el monopolo radia toda la energía de RF que le suministramos.

El equivalente mecánico de la resonancia de un monopolo de  $L/4$  sobre tierra natural perfecta sería mucho más simple como vemos en la figura 4.

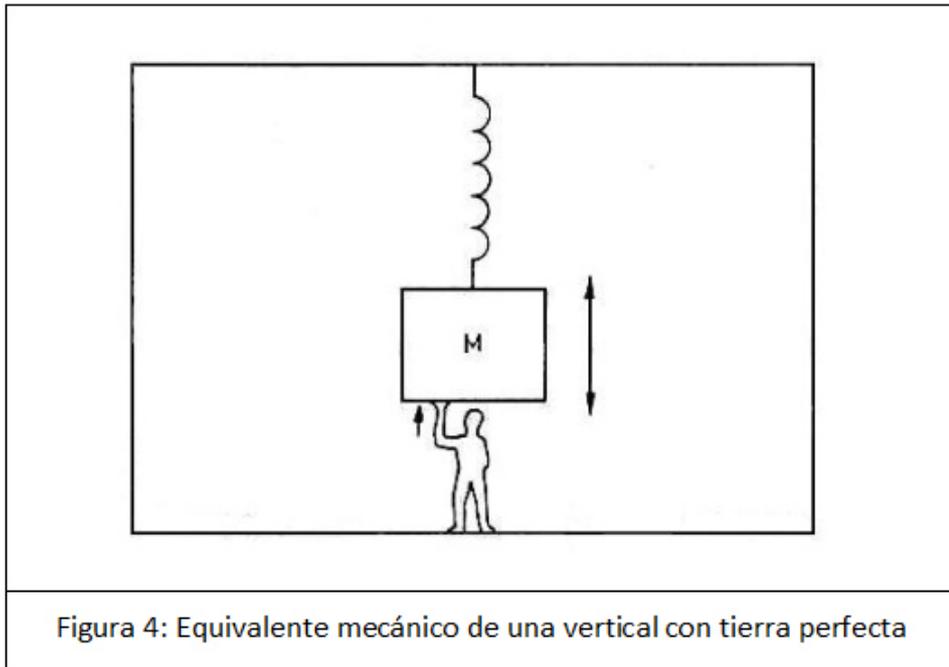


Figura 4: Equivalente mecánico de una vertical con tierra perfecta

El efecto imagen de un monopolo con tierra perfecta

Además, con una tierra perfectamente conductora, el suelo se convierte en un espejo que refleja la radiación de la onda original radiada por el monopolo como si fuera una imagen especular (figura 5), y la onda directa y la especular (reflejada en el suelo conductor) se suman prácticamente en fase con ángulos muy pequeños de radiación. Esta es la gran ventaja de la vertical con plano de tierra conductor perfecto natural.

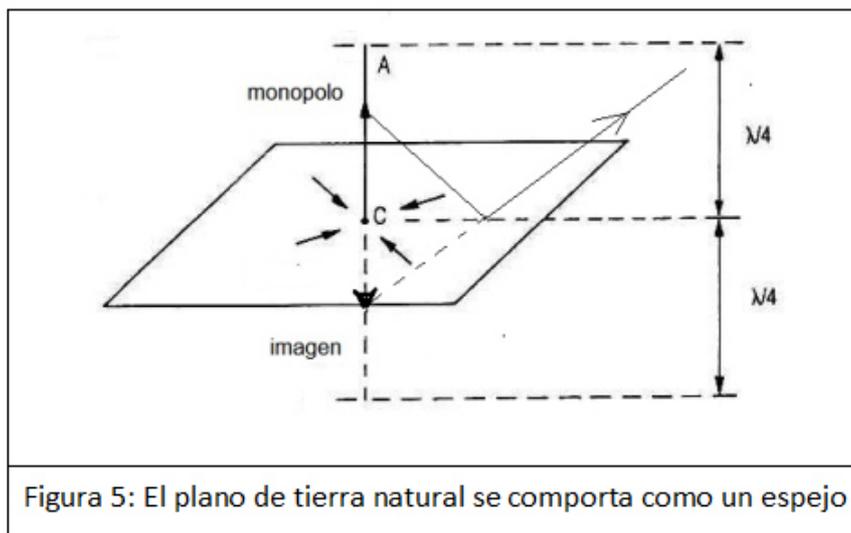


Figura 5: El plano de tierra natural se comporta como un espejo

Si sumamos los efectos del monopolo radiante y su imagen, vemos que podemos considerar la antena como un perfecto dipolo vertical, cuya máxima radiación se encuentra en la perpendicular al centro del dipolo, es decir con un ángulo de elevación muy bajo y prácticamente cercano a  $0^\circ$  de elevación respecto al suelo. Esto permite a una vertical con plano de tierra natural emitir con ángulos mínimos de elevación, ángulos casi imposibles de alcanzar con un dipolo horizontal.

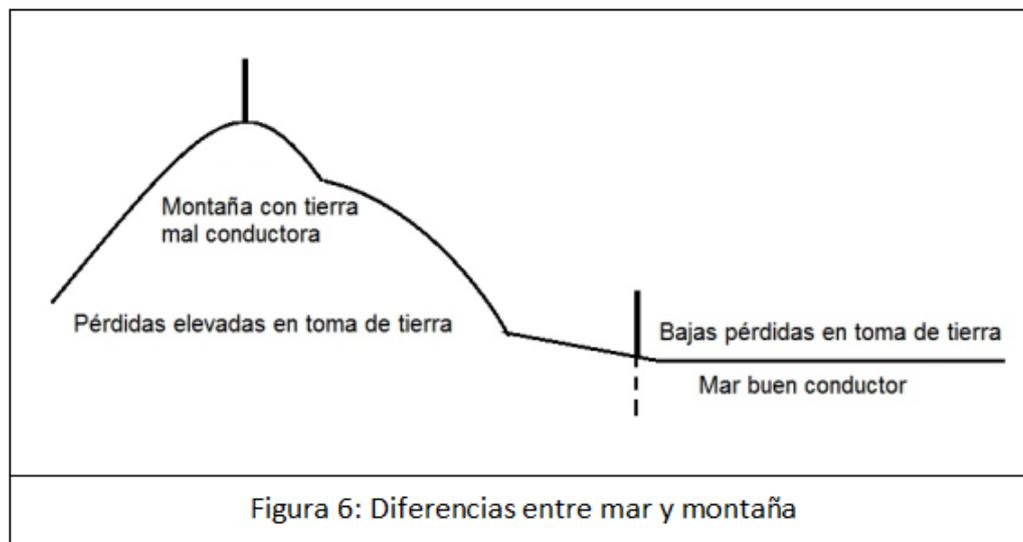
Los dipolos horizontales tienen el problema de que su altura es determinante para conseguir ángulos de radiación bajos, como veremos más adelante en el siguiente capítulo, mientras que las antenas verticales radian con ángulos bajos sin problemas. Por tanto, en transmisión, son antenas muy adecuadas para el DX, aunque en recepción sean antenas que captan mucho ruido procedente de todas direcciones (omnidireccionales) del espacio circundante y muy ruidosas.

¿Existen las tierras perfectamente conductoras?

Desgraciadamente, las tierras perfectamente conductoras casi no existen en el mundo real. Podemos conseguir alguna tierra perfectamente conductora natural en algunos casos muy concretos, como por ejemplo, cuando nos colocamos en los terrenos de una marisma o a la orilla del mar. Son situaciones casi únicas, muy poco frecuentes en la práctica, y en las que nos asombraríamos de la ganancia que proporciona una antena vertical en los ángulos más bajos de radiación. En el mundo real, en otros lugares, no existen tierras perfectas naturales.

La mayoría de terrenos montañosos, especialmente los lugares más prominentes y elevados, se asientan normalmente sobre rocas eruptivas y metamórficas de muy mala conductividad, de forma que es prácticamente imposible disponer de una tierra perfecta en la cumbre de cualquier elevación del terreno.

No existen normalmente montañas y colinas con una capa freática inmediatamente debajo de nuestros pies en sus puntos más altos. Y el suelo rocoso es muy mal conductor eléctrico, con lo que es casi imposible conseguir una toma de tierra que tenga buena conductividad y perderemos mucha potencia en ella. Veamos la diferencia en la figura 6.



¿Lugares elevados? ¿Exactamente para qué?

Existe la idea absurda de que si nos colocamos en un lugar elevado conseguiremos un ángulo de radiación muy bajo con una antena de HF. Contra más altura mejor. ¿Pero si estamos en una colina, entonces ¿dónde está el suelo reflector? ¿Os dais cuenta de que el suelo perfectamente reflector normalmente sólo se encuentra a nivel del mar y junto al mar?

Los lugares más elevados sirven bien para VHF y bandas superiores, pero para HF no sirven para nada. La máxima altitud no nos proporciona ganancia ni un menor ángulo de radiación. Tal vez la única ventaja es que conseguiremos algo menos de ruido eléctrico de origen artificial, pero desgraciadamente la limitación a nuestra recepción en HF se debe principalmente al ruido exterior atmosférico y galáctico. Este solo podemos disminuirlo estrechando los lóbulos de radiación de nuestras antenas y consiguiendo que capten el menor ruido posible procedente de ángulos de elevación elevados. Así que para la operación en portable, siempre es mejor situarse a la orilla del mar que en una montaña, algo exactamente contrario a lo que tendemos a suponer.

Tierras perfectamente conductoras artificiales

Podemos disponer de tierras perfectamente conductoras en algunos edificios en los que se dispone de una estructura metálica y se ha instalado una trama de hierro debajo de la antena para reforzar el hormigón del suelo. De todas formas, mucho cuidado con estas mallas porque debemos huir, como de la peste, de colocar nosotros mismos mallas de alambre entrelazadas, de tipo tela de gallinero, porque sus múltiples cruces de conductores oxidados, normalmente de alambre de hierro, al oxidarse dan lugar a infinidad de contactos defectuosos que producen rectificaciones que generan armónicos. Si estamos en el campo solitario en una casa aislada, pues los armónicos y las intermodulaciones generadas por los malos contactos tal vez no molestarán a nadie y nadie se enterará, solo nuestros equipos de alta fidelidad, pero no es aconsejable colocarlas encima de un edificio de pisos. Los problemas de interferencias se multiplican hasta el infinito. Las mallas conductoras deben ser soldadas o bien láminas metálicas perforadas o continuas.

Si colocamos nosotros mismos una lámina conductora debajo de nuestro monopolo, tiene que ser lo más continua posible y con los mínimos contactos que puedan oxidarse y fallar, porque todos ellos producirán problemas de mala conducción, con la posible rectificación de la RF y la generación de productos de intermodulación y armónicos, debidos a la no linealidad de los contactos defectuosos.

Los hilos largos demasiado cortos como verticales

Una variante de los monopolos son las antenas de hilos largos demasiado cortos que todo el mundo tiene la tentación de utilizar como antena vertical, pero sin tierra perfecta ni contraantena. En ese caso, la radiofrecuencia circula hacia tierra a través de nuestro equipo y del sistema de alimentación (Figura 7), con todos los efectos secundarios que eso conlleva.

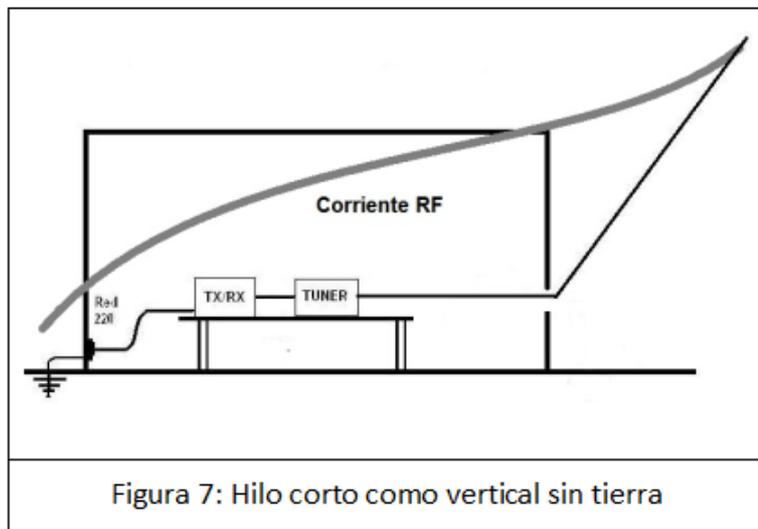


Figura 7: Hilo corto como vertical sin tierra

Por tanto, es imprescindible que consigamos algún tipo de contraantena que contribuya a que la RF se pasee solamente por el sistema antena-contraantena y no circule por nuestro equipo (Figura 8).

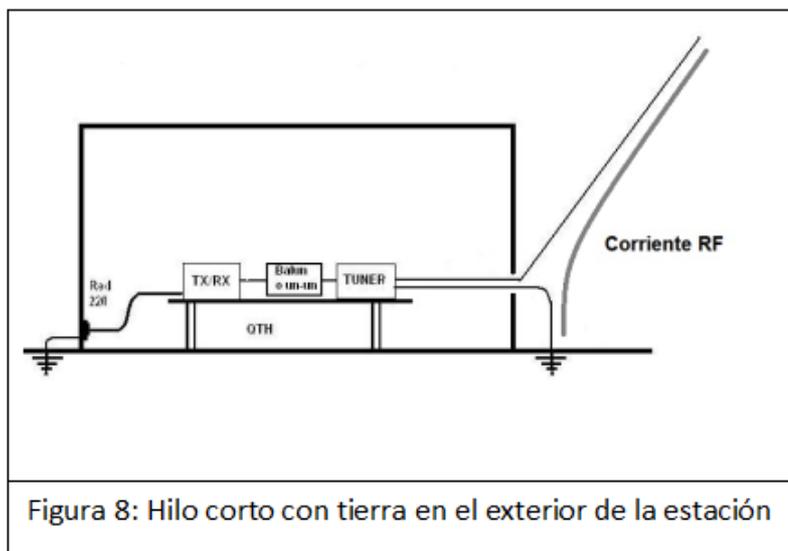


Figura 8: Hilo corto con tierra en el exterior de la estación

Como posible contraantena, podemos colocar radiales resonantes de  $\frac{1}{4}$  de onda en cada banda que queramos utilizar. Estos radiales de  $\frac{1}{4}$  de onda, deben ser iguales y opuestos y estar algo elevados sobre el suelo, y son los que completarán la resonancia del hilo como un dipolo mal ajustado o como antena vertical, al sintonizarlo con el acoplador. Sería mejor colocar por lo menos dos radiales iguales y opuestos por banda para que su radiación se cancele, como los de la figura 1 y 2, pero se cancela su radiación mejor poniendo tres y cuatro simétricos por banda.

¿Cómo conseguimos contraantenas más decentes para los monopolos?

Todas las variantes se reducen a dos sistemas: picas o estacas de cobre clavadas en el suelo o radiales al pie de las antenas, o las dos cosas a la vez.

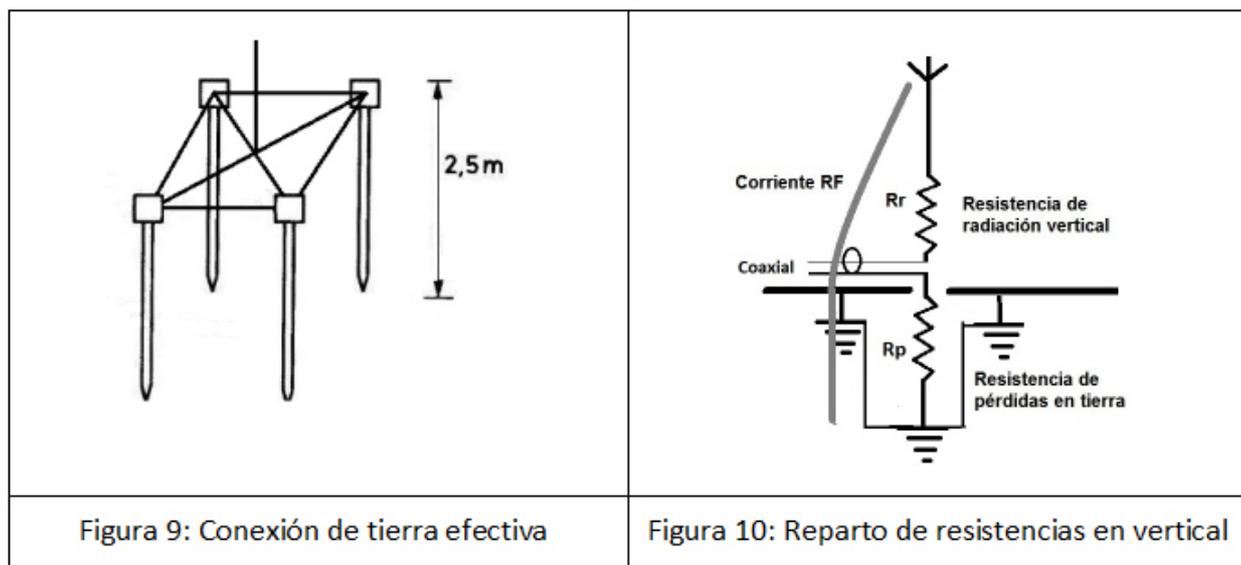
Las picas o estacas son adecuadas para terrenos sedimentarios en los que hay una buena capa de tierra en la que es fácil clavar picas a buena profundidad sin tropezar con un lecho de rocas. Estos terrenos tienen una conductividad aceptable si se mantienen húmedos y producen un grado de reflexión muy aceptable, gracias a su aceptable conductividad.

Los radiales son adecuados para suelos más rocosos en los que la capa de tierra suelta o arcillosa es más bien delgada y tropezamos con rocas a muy poca profundidad. Pero vayamos a la práctica con más detalle:

### - Picas en el suelo

Las picas en el suelo deben ser unas cuantas. No basta con una. Debemos conseguir una resistencia de pérdidas la menor posible para no perder nuestros preciosos vatios en la toma de tierra. Dicen que la resistencia que se consigue con una sola pica de cobre clavada en el suelo con 2 metros de longitud oscila entre 20 y 40 ohmios.

Si tomamos como objetivo conseguir una resistencia a tierra inferior a 10 ohmios, teniendo en cuenta de que nuestra antena vertical o monopolo tendrá una resistencia de radiación de unos 36 ohmios ( $72/2$ ), el cable coaxial encontrará una resistencia aparente en el punto de alimentación  $R_t = R_r + R_g = 36 + 10 = 46$  ohmios, como si estuvieran en serie, perfecta para adaptarla a nuestro cable de 50 ohmios (figura 9).



Desgraciadamente la proporción de pérdidas que tendremos en la resistencia de tierra  $R_g$  (Figura 10) será de  $10/46 \times 100 = 21,7\%$  que parece considerable, pero que aún es aceptable, si tenemos en cuenta que este porcentaje equivale solamente a una pérdida de 1 dB, una cifra prácticamente indetectable (Se considera como significativa una pérdida  $\geq 3$  dB).

De todos modos, para estar seguros de que conseguimos una resistencia de tierra menor de 10 ohmios, deberíamos clavar por lo menos 4 picas de 2 metros separadas por un par de metros cada una. De esta forma, estaremos seguros de que nuestra resistencia de pérdidas será como máximo menor que 10 ohmios ( $40/4$ ) y minimizaremos las pérdidas. Ya veis que no es tan fácil.

### - Radiales: Enterrados y elevados

El mejor artículo que conozco que se haya publicado sobre tipos de radiales para verticales de HF apareció en el QST de Marzo de 2010 An experimental look at ground systems for HF Verticals por Rudy Severns, N6LF, quien se dedicó a experimentar con medidas, número de radiales y su longitud, consiguiendo unas conclusiones sorprendentes, que se hace un poco difícil resumir todas aquí. Yo os recomendaría que buscarais ese artículo en la web de la ARRL, o que pidierais que os lo descargara algún miembro de la ARRL o me lo pidáis a mí directamente.

-- Colocación: Radiales mejor muy elevados que solo algo elevados, y algo elevados mejor que sobre el suelo directamente (mínimo 15 cm). Y siempre elevados mejor que enterrados. La mejor elevación es a 2,4 metros de altura. Cuatro radiales iguales y opuestos de  $1/4$  de onda a esta altura superior a 2 m superan a 120 radiales directamente sobre el suelo. La mínima elevación recomendable es de 15 centímetros. Si los dejamos sobre el suelo, mejor que sean recubiertos de aislante y tendremos que poner unos cuantos más. Si son enterrados, basta con que tengan una longitud de  $1/8$  de onda, porque la tierra los alarga eléctricamente.

-- Número: Con radiales elevados, con 4 radiales iguales y opuestos de  $1/4$  bastan. Para radiales sobre el suelo, a partir de 16 radiales, al aumentarlos la mejora es inferior a 1 dB, de forma que no vale la pena llegar a 32 radiales, ni mucho menos a 120 radiales.

-- Longitud: si son elevados deberían ser  $4$  radiales de  $L/4$  por banda. Si están directamente sobre el suelo, la mejor longitud es  $1/6$  de longitud de onda, porque si son más largos baja la ganancia de la antena. El motivo es que el efecto de inmediatez del suelo hace que los radiales resuenen a una frecuencia más baja de la propia y por eso hay que dejarlos más cortos de  $L/4$ . Si están enterrados, mejor que sean recubiertos de aislante y aún pueden ser más cortos, hasta tan solo  $1/8$  de longitud de onda. No sale a cuenta ponerlos más largos.

### La antena Ground Plane

La antena Ground Plane (GP) se denomina equivocadamente “antena con plano de tierra artificial”. Yo también he cometido ese error muchas veces. No existe el tal plano de tierra artificial. Los radiales de una GP no son para nada un plano de tierra artificial. No reflejan en absoluto la radiación del monopolo radiante como haría un plano de tierra artificial propiamente dicho, sino que constituyen la contraantena o la otra mitad de un dipolo vertical.

Realmente solo son una contraantena que no radia horizontalmente, sino que radian algo verticalmente también si se colocan inclinados y deben ser simétricos, y 2 o 3 como mínimo o cuatro radiales iguales y opuestos, de forma que las corrientes que los recorren generen campos eléctricos y magnéticos con una componente horizontal que se anule en cualquier punto del espacio situado a cierta distancia.

Si sólo son 2 radiales iguales y opuestos, la radiación horizontal se cancela en el dirección perpendicular, pero radian algo horizontalmente en el mismo plano de los radiales. Si están inclinados, radian verticalmente, pero no reflejan la radiación, así que de “plano de tierra artificial” nada de nada, no lo olvidéis. Solo constituyen la otra mitad de la antena que forma el dipolo vertical. Forman también una contraantena, pero al estar inclinados, contribuyen un tanto a la radiación vertical.

Los radiales de una GP, aparte de su contribución a la radiación vertical, se inclinan también hacia abajo para aumentar la impedancia en el punto de alimentación de la antena, pues sube de unos 36 ohmios ( $72/2$ ) hasta 50 ohmios, perfecto valor para la adaptación a un coaxial de 52 ohmios de alimentación. Eso hace que contribuyan ligeramente a la radiación vertical del monopolo.

### ¿Balun en una vertical?

El monopolo colocado sobre tierra perfecta teóricamente no necesita balun, pues si la tierra es perfecta, no se puede producir ninguna corriente de RF de retorno reflejada por el exterior de la malla del coaxial que vuelva hacia la estación. Dicho sea de paso, recordemos que el cable coaxial tiene la mala costumbre de comportarse como un conductor de tres hilos (vivo, interior malla, exterior malla), de los que el tercero (exterior de la malla) tiene vida propia.

Sin embargo, todas las otras antenas verticales necesitan imprescindiblemente un balun para cortar posibles corrientes por el exterior de la malla del coaxial, puesto que el exterior de la malla acostumbra a dejar circular sus propias corrientes de RF en modo común, que circulan independientemente hacia la estación, si no impedimos su avance con balunes de tensión o de corriente que impidan su circulación por el exterior de la malla.

Y eso es todo por ahora.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 4. Líneas de transmisión

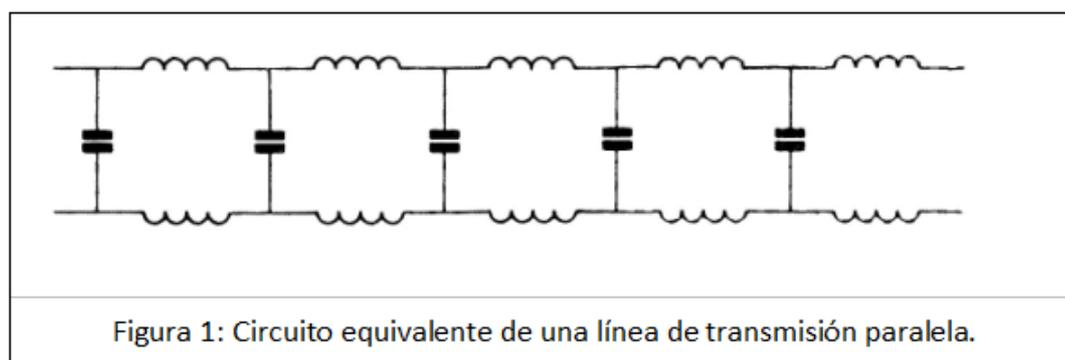
Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

Necesitamos dos conductores

Las líneas de alimentación son las que nos sirven para llevar la energía de RF del transmisor hasta la antena y viceversa, para transportar la energía captada por la antena hasta el receptor. Nos interesa siempre que realice esta función de transporte con las mínimas pérdidas posibles.

Como todo circuito eléctrico, una línea de transmisión forma un circuito cerrado con el transmisor y la antena, de forma que necesita dos conductores para conducir la energía proporcionada por el movimiento de los electrones. No existen líneas de transmisión de un solo cable conductor, aunque en algunas veces aparentemente eso parece, puesto que en esos casos efectuamos el retorno por la Tierra que actúa de conductor de cierre.

Las líneas de transmisión, al constar de dos conductores (Figura 1), tienen una inductancia propia  $L$  cada uno y una capacidad propia  $C$  por unidad de longitud y una impedancia  $Z_0$  característica que depende de sus dimensiones. Este último parámetro es muy importante como veremos a continuación.



Podemos clasificar las líneas de transmisión en tres grandes clases: las simétricas formadas por dos cables paralelos idénticos y las asimétricas, es decir, aquellas que están constituidas por dos cables coaxiales (el vivo y la malla), que constan de un conductor central interior y otro exterior concéntrico (coaxial) que lo envuelve totalmente como un cilindro, pero que generalmente es de malla de cobre.

Y finalmente, para microondas se emplean las llamadas guías de onda, que son conductores huecos de sección rectangular.

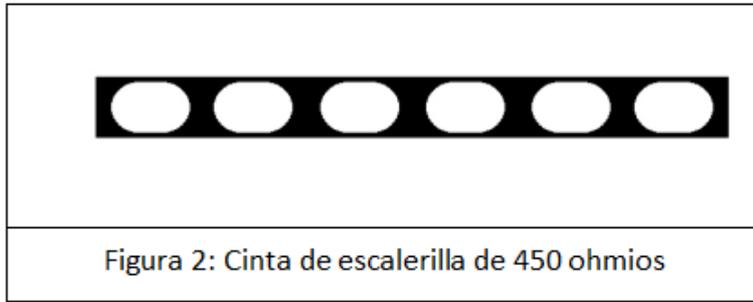
#### Línea simétrica de conductores paralelos

Toda línea de transmisión debe tener dos conductores, uno de ida y el otro de vuelta y la idea más simple es colocar los dos conductores paralelos de forma simétrica con separadores de plástico a cada medio metro, de forma que se puede afirmar que el dieléctrico que separa los dos cables es prácticamente el aire, por lo que se forma una línea de transmisión que no tiene prácticamente pérdidas y que puede llegar a tener una impedancia característica de unos 600 ohmios.

Las líneas de transmisión paralelas no radian, porque las corrientes en los dos cables paralelos son iguales y de sentido opuesto, por lo que los campos magnéticos que crean a su alrededor se anulan prácticamente y no generan una onda electromagnética, porque el campo eléctrico que queda confinado entre los dos cables es insuficiente el solito para crear la onda electromagnética radiada (recordemos que se necesitan los dos campos, eléctrico y magnético entrelazados).

En la práctica, para hacer las líneas paralelas más manejable y fáciles de instalar que las instaladas en el aire con separadores, se fabricaron líneas de transmisión de cables paralelos que se mantienen separados por medio de cintas de polietileno, con impedancias características de 240 y 300 ohmios. Eran perfectas para adaptarse a dipolos plegados. Si son con ventanitas perforadas (más aire) en la cinta de polietileno, pueden

encontrarse cintas paralelas de 450 ohmios de impedancia característica y con muy bajas pérdidas, que se llaman también líneas de escalerilla (Figura 2)



Sin embargo, el separador de polietileno las hace muy sensibles a la lluvia, la cual aumenta las pérdidas, y se afectan por los elementos metálicos próximos, que alteran su impedancia, aparte de que mecánicamente son todo un problema para instalarlas y se afectan mucho con mal tiempo y es complicado realizar las instalaciones medio decentes con ellas mecánicamente.

Como tienen que instalarse en toda su longitud bien alejadas de estructuras y elementos metálicos conductores, pues afectan a su impedancia característica y pueden producir pérdidas de importancia por absorción en esos elementos y perturbaciones en su impedancia característica, los cables de 300 ohmios de muy bajas pérdidas deben alejarse de mástiles y paredes con unos separadores de unos 15 cm de longitud, muy característicos y frecuentes en los primeros tiempos de la TV, pues se utilizaron mucho en VHF.

Por otra parte, las cintas paralelas son mucho más difíciles de hacerlas entrar en un edificio y dejar sellado el agujero en marcos de puertas y ventanas, que tendrían que ser de un radio más bien grande para no afectar a su impedancia.

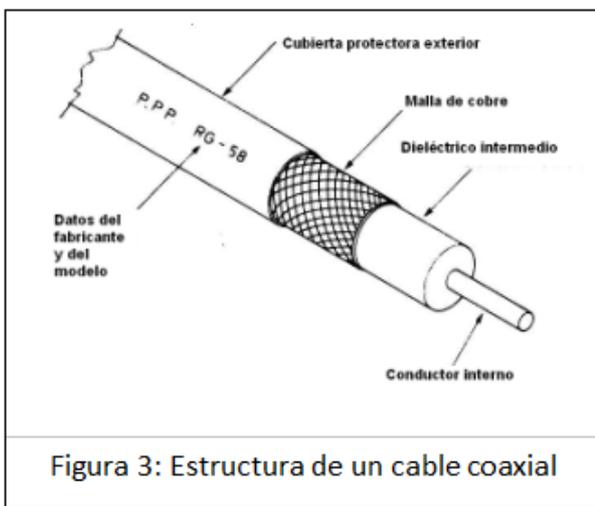
Actualmente su única aplicación es en el tramo de bajada paralela que forma parte de la antena G5RV y en la antena J para VHF. Se utilizan principalmente las líneas de escalerilla de 450 ohmios que tienen pérdidas inferiores.

Finalmente para superar todos estos problemas mecánicos, se inventaron con gran éxito los cables coaxiales que resolvieron todos estos problemas mecánicos.

Los cables coaxiales

El cable coaxial está formado por un conductor interior y una malla externa, separados por un dieléctrico intermedio concéntrico (Figura 3). Tiene la gran ventaja, sobre los cables paralelos, de que es mucho más manejable y fácil de instalar, especialmente porque no se ve afectado por los elementos metálicos vecinos junto a los que pasa, ni se altera su impedancia por las inclemencias del tiempo.

Además, tiene una estructura ideal para no verse afectado por la humedad exterior, ya que consta de un conductor interno (el vivo) central por el que viaja la señal, y vuelve por el otro conductor, que es una malla conductora, que es la que lleva la corriente de retorno y que, a su vez, está rodeada por otra capa de caucho aislante. Esta malla metálica realiza una función adicional de apantallamiento y es la que lo hace insensible a elementos metálicos vecinos junto a los que pasa y esto facilita mecánicamente su instalación. Un gran invento.



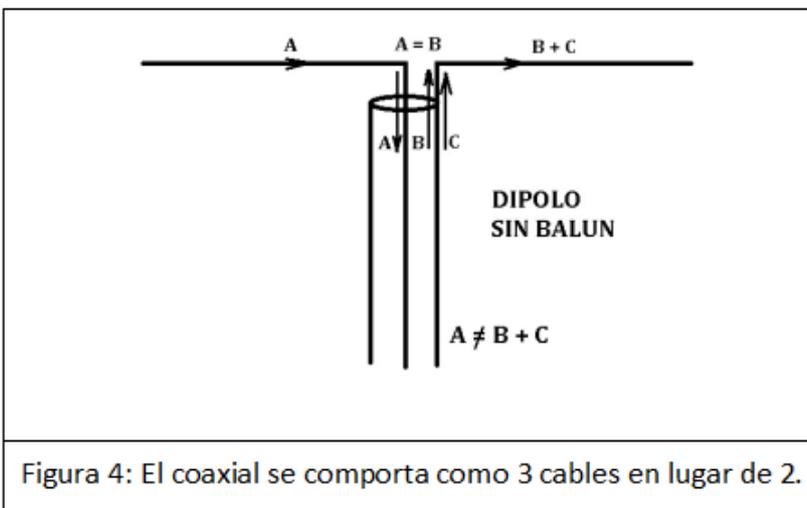
Los inconvenientes del cable coaxial

El primer inconveniente del cable coaxial es que el dieléctrico que separa el vivo de la malla introduce pérdidas superiores a las de los cables realizados con líneas paralelas y, por tanto, aislados por el aire, y hemos de tener en cuenta que estas pérdidas aumentan con la frecuencia, con lo que llega un momento en que para frecuencias muy elevadas (SHF) ya no es práctico utilizarlos y hay que recurrir a las guías de onda.

El segundo inconveniente del cable coaxial es que se comporta realmente como si tuviera 3 hilos en lugar de 2 conductores. El culpable es el efecto pelicular o skin que hace que la radiofrecuencia no circule bien por el interior de los conductores, sino que se limite a circular por su superficie. Este efecto se debe a la autoinducción que se produce en la sección central del conductor y que disminuye su sección útil. Los campos magnéticos de las corrientes que circulan por la periferia en el centro del cable se suman en el centro del cable, donde producen una reactancia inductiva muy superior a la de la periferia.

Los tres cables que conducen RF en un cable coaxial son por tanto (Figura 4):

- El conductor central interior o vivo
- El lado interior de la malla concéntrica que lo rodea
- El lado exterior de la malla concéntrica (si no lo evitamos).

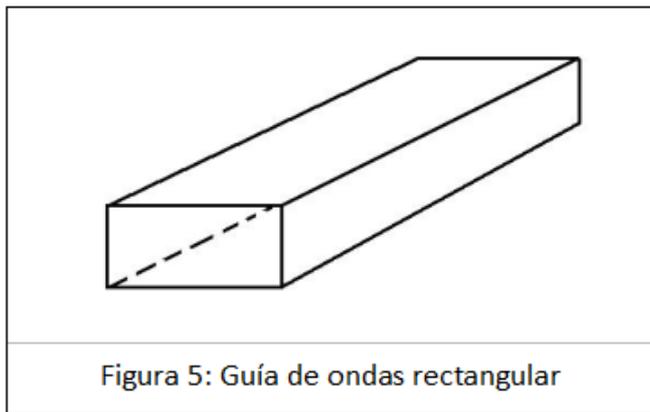


Esto da lugar a problemas de RF circulando por la estación porque cierta RF circula por el exterior del cable y las masas de nuestra instalación, pero estas corrientes de malla son fácilmente eliminables con la ayuda de lo que llamamos balun (de BALance-UNbalance), dispositivo que simetriza los cables coaxiales y neutraliza la corriente independiente que pretende circular por el exterior de la malla. Los veremos con mucho detalle más adelante en otro capítulo.

Guías de onda

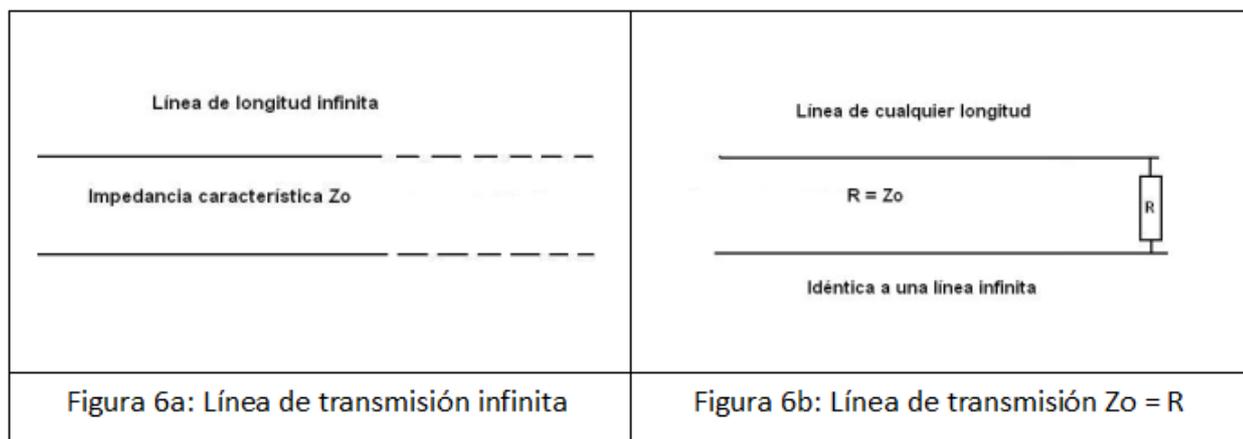
Para las frecuencias más elevadas, en lugar de utilizar cables coaxiales, para conseguir menores pérdidas, se emplean las llamadas guías de onda, que son conductos metálicos huecos de sección rectangular (Figura 5),

los cuales tienen una **frecuencia de corte** por debajo de la cual es imposible la transmisión de ondas electromagnéticas. Esta frecuencia está directamente relacionada con la geometría de la guía, por lo que sólo son físicamente realizables para frecuencias superiores a 1 GHz, en las que la longitud de onda es inferior a 30 cm.



### Impedancia característica de una línea de transmisión ( $Z_0$ )

La impedancia característica  **$Z_0$**  de una línea de transmisión es el valor de una resistencia que se podría colocar como carga final en cualquier punto de la línea y por la que desaparecería toda la energía entregada. Eso le haría parecer como si fuera una línea de longitud infinita, sin que se pudiera averiguar desde el transmisor, qué la longitud tendría la línea, pues aparentemente no devolvería ninguna energía reflejada hacia atrás y desaparecería toda ella por el otro extremo.

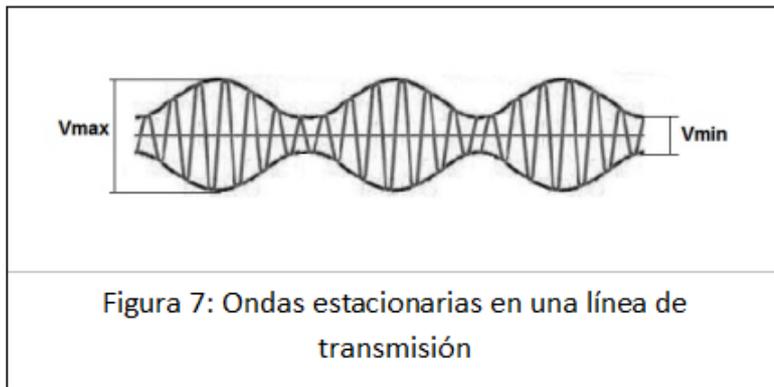


Pero si nosotros colocamos al final de nuestra línea, en lugar de esa resistencia característica, una antena que tenga esa misma impedancia resistiva que la característica del cable, conseguiremos que toda la energía llegue a la antena y sea radiada, puesto que desaparecerá en ella como si la entregáramos a una línea infinita. Esta condición se escribe  **$Z_0 = R_r$** .

Esta condición para transportar toda la energía es válida tanto para cables coaxiales de 50 y 75 ohmios, como para líneas de cables paralelos, que tienen impedancias características más elevadas, como por ejemplo 240, 300 y 450 ohmios.

### Relación de ondas estacionarias (ROE)

Si una línea (independientemente de su longitud) termina en una resistencia (la de radiación de la antena) de un valor que NO sea exactamente igual a la de su impedancia característica, no se comporta como una línea infinita y devuelve reflejada hacia atrás parte de la energía de RF transportada, de forma que entre la onda directa hacia la antena y la reflejada de vuelta por la antena que circulan simultáneamente y viajan en direcciones opuestas, al sumarse ambas se producirán un tinglado que da lugar a máximos y mínimos, es decir a lo que llamamos una onda estacionaria.



Esta onda estacionaria hace aparecer en la línea unos máximos de tensión de radiofrecuencia superiores a los previstos (y también mínimos) cuando está perfectamente adaptada, máximos que pueden llegar al doble de la tensión de funcionamiento en una adaptación perfecta con la carga (la antena).

Esto puede producir daños en los amplificadores finales de un transmisor si no está prevista esta circunstancia. Para superar este problema, actualmente la mayoría de equipos están equipados con un protector de potencia reflejada que reduce la salida del transmisor para que, si tiene que disipar esta potencia también, de algún modo los parámetros de funcionamiento queden dentro de los límites que soporta el amplificador final.

Se llama relación de ondas estacionarias (ROE) al valor relativo entre los máximos y mínimos de tensión y ese valor concuerda con la relación entre la resistencia característica de la línea y la que encuentra al final.

$$ROE = Z/Z_0 = V_{max}/V_{min} = I_{max}/I_{min}$$

Para poner un ejemplo, cuando la ROE es 2, esto representa que la radiofrecuencia o potencia reflejada por la antena es del 10% y si la ROE = 3, esto representa una potencia reflejada del 25% aproximadamente. Cuando la ROE alcanza el valor de 6, la antena está devolviendo reflejada la mitad de la potencia (50%).

#### Factor de velocidad de una línea de transmisión

La radiofrecuencia se propaga por todos los conductores a una velocidad menor que en el vacío y en el aire y, en general, por los cables habituales en nuestras antenas circula con un 5% menos de velocidad y, por tanto, las longitudes de onda debemos multiplicarlas por un factor de velocidad de 0,95 para calcular las antenas de media onda. La longitud resonante se calcula por la fórmula:  $L/2 = 142,5 / f_c$

Si en lugar de ser el espacio libre, la radiofrecuencia circula por línea de transmisión formada por conductores entre los cuales hay un dieléctrico que los separa, como en una cinta paralela o un cable coaxial, esta velocidad de propagación es aún menor y debemos aplicar un factor corrector de velocidad correspondiente al material dieléctrico utilizado.

Cada fabricante nos debe informar del factor de velocidad de su cable, pero como norma general, los cables coaxiales de dieléctrico sólido tienen un factor de velocidad de 0,66, y los de espuma de polietileno (foam) de 0,80, así como también tiene 0,80 la cinta paralela de polietileno. Véase la Tabla I.

Tabla I

<i>Tipo de línea</i>	<i>Denominación más corriente o marca</i>	<i>Impedancia característica <math>Z_0</math> (<math>\Omega</math>)</i>	<i>Factor de velocidad <math>V</math></i>	
Coaxial con dieléctrico de polietileno	RG-58 RG-58a RG-58A/U	52	0,66	
	RG59 RG59A RG59A/U	75	0,66	
	RG-8 RG-8A RG-8A/U RG-213	52	0,66	
	RG-11	75	0,66	
	RG-17	52	0,66	
	Coaxial con dieléctrico de espuma	RG-58	52	0,79
		RG-59	75	0,79
		RG-8	52	0,80
Coaxial con dieléctrico de aire	«POPE» «BAMBOO»	75	0,82	
Línea plana de hilos desnudos	—	Variable	0,97	
Línea plana de TV con dieléctrico continuo	—	200-300	0,82	

### Pérdidas en las líneas de transmisión

Si el dieléctrico de una línea de transmisión fuera el aire, las únicas pérdidas que se producirían serían las óhmicas del conductor, aunque recordemos que éstas siempre son mayores que las previstas por culpa del efecto pelicular o skin que reduce la sección útil del conductor.

La presencia de un dieléctrico de polietileno entre los dos conductores también hace que aumenten las pérdidas en las líneas coaxiales, pero disminuyen considerablemente si cambiamos el polietileno sólido por espuma de polietileno, porque contiene una mayor proporción de aire en su interior. También existen cables coaxiales con un tubo semirrígido en cuyo interior una espiral de polietileno mantiene centrado al conductor central. Estos cables son los que tienen menores pérdidas, pero con el inconveniente de una mayor rigidez y complejidad mecánica de una instalación, aparte de su mayor coste.

Podemos conocer las pérdidas en un cable mediante los datos de atenuación del fabricante que acostumbra a darlos por cada 100 pies o por cada 100 metros y eso para cada frecuencia, ya sea mediante una tabla o un gráfico, así como su factor de velocidad que nos interesa conocer para aplicaciones especiales.

Como las pérdidas son proporcionales a la longitud de la línea (Figura 8), solo tendremos que aplicar la proporción de la longitud de nuestra línea de bajada respecto al dato del fabricante por cada 100 metros para conocer las pérdidas previstas en nuestra estación, cuando la antena esté perfectamente adaptada.

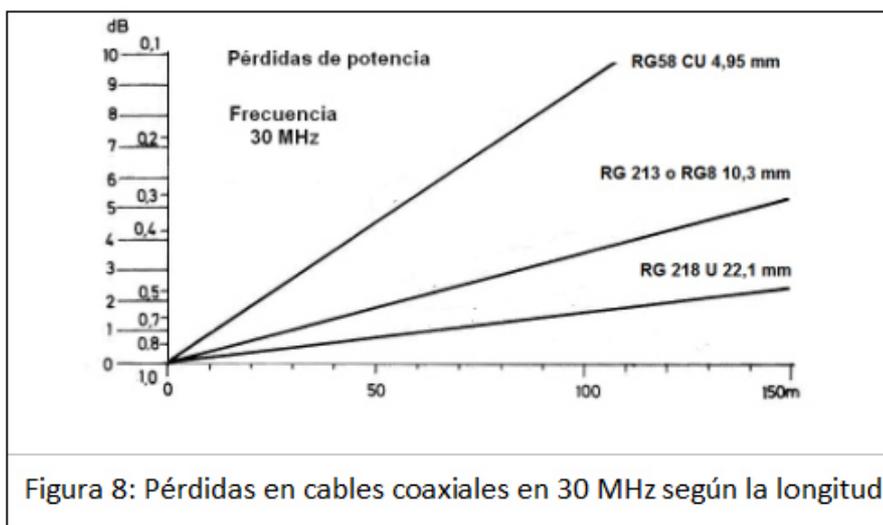


Figura 8: Pérdidas en cables coaxiales en 30 MHz según la longitud

Se recomienda buscar en Internet el programa Transmission Line Details y arrancar el ejecutable TLDetails.exe, para obtener todos los datos imaginables de las líneas de transmisión más conocidas y estándar.

El mito de la media longitud de onda eléctrica

La regla de oro para calcular la longitud de la línea coaxial es: debe ser lo suficientemente larga para llegar holgadamente desde la antena hasta el transmisor y, en VHF, debe ser lo más corta posible para no aumentar las pérdidas indebidamente. En HF no importa tanto la longitud, porque las pérdidas son normalmente muy pequeñas y normalmente no importan unos cuantos metros de más, lo que nos permite colocar varios choques de RF enrollando media docena de vueltas del cable coaxial, para ahorrarnos un balun junto a la antena para combatir la asimetría del coaxial. Pero recuerda que los baluns pueden ser muy baratos actualmente y mucho más fáciles de colocar.

¿Y qué pasa con la recomendación de que el cable tenga un múltiplo de media longitud de onda eléctrica?

Pues que es un mito sin ningún fundamento real como vamos a explicar. Dicen: la media onda eléctrica permite reproducir en el transmisor exactamente la misma impedancia presente en bornes de la antena reflejada en el transmisor o acoplador. Eso es cierto, pero... ¿y eso de qué sirve? Para nada. La relación de ondas estacionarias será siempre exactamente la misma con cualquier longitud del coaxial o en cualquier punto en que lo cortemos. No debe cambiar con la variación de su longitud, porque recordad que la ROE solo depende de la relación entre la impedancia característica del cable y la de la antena en esa frecuencia.

**Nota:** Si la ROE cambia al modificar la longitud del cable coaxial, es que tenemos un problema a corregir de RF circulando por el exterior del coaxial o en modo común, que perturba la lectura real, y entonces el medidor de ROE nos muestra una lectura errónea, que cambia según la longitud del cable. Debes colocar un balun simetrizador o un choque junto en la antena para evitarlo y conseguirás que la lectura sea correcta y no cambie con la longitud..

Si quieres saber la impedancia real en bornes de tu antena, actualmente son muy asequibles los llamados analizadores de antena, que la calculan exactamente tanto en el extremo del coaxial conectado al transmisor, como en el extremo conectado a la antena. Para conocer la impedancia real de tu coaxial, basta con introducir en el medidor el modelo y la longitud del cable.

¿Varía la ROE cuando alargas el coaxial?

Cuando me dicen “Pues a mí me varía la ROE cuando alargo o acorto el coaxial”, la respuesta es muy clara: Tienes un problema de RF por el exterior de la línea coaxial, te circula una corriente de RF en modo común por el exterior de la malla cable coaxial, por culpa de que no te has preocupado de poner un balun simetrizador de coaxial o un choque UnUn en la conexión con la antena. Ese es el auténtico problema que afecta a los PCs con conexiones USB y no debes intentar resolverlo buscando una longitud mágica del cable coaxial, que es una solemne tontería.

¿Y la media longitud de onda física?

Una longitud que puede llegar a ser problemática es aquella que coincide con un múltiplo de media longitud de onda física. En ese caso, podría ocurrir que la línea resonara y captara energía directamente de la radiación de la antena, tal como si fuera otra antena resonante receptora independiente. Pero como tú ya

sabes la longitud de tu bajada, si consideras que puede aparecer este problema, lo puedes evitar muy fácilmente colocando otro choque de RF situado cerca del transmisor, enrollando por ejemplo en forma de coca un par de metros de cable coaxial.

### Adaptación y desadaptación de la antena a la línea de transmisión

Si la antena no es exactamente resonante o, aunque resuene, si la impedancia resistiva que presenta a la línea de transmisión no es exactamente igual a su impedancia característica, ya hemos dicho que se producirán ondas estacionarias en la línea de transmisión ( $ROE > 1$ ) y la impedancia reflejada por la antena y el cable al transmisor no serán los 50 ohmios que éste espera encontrar. Tenemos un problema a resolver que se puede resolver muy fácilmente mediante el dispositivo que llamamos acoplador de antena.

Aparece una parte de la potencia enviada por el transmisor a la antena que vuelve como potencia reflejada por la desadaptación en el extremo del cable, al encontrar una impedancia distinta de 50 ohmios por no ser la antena resonante (aparece reactancia) y/o por que la componente resistiva de la impedancia no es igual a la impedancia característica del cable (en general 50 ohmios).

¿Se pierde la potencia reflejada?

Hemos dicho que una parte de la potencia puede volver reflejada a la antena. El porcentaje que corresponde a cada valor de la ROE lo podemos encontrar en la siguiente **Tabla II**:

Tabla II				
% Reflej	ROE		ROE	% Reflej
0	1		1	0
5	1,6		1,5	4
10	1,9		2	11
20	2,6		3	25
25	3,0		4	36
30	3,4		6	51
40	4,4		8	60
50	5,8		15	77
60	7,9		20	82
70	11,2		25	85
80	17,9		40	90
90	40,0		75	95

Si el transmisor no encuentra la impedancia de 50 ohmios y se encuentra con una alta relación de ondas estacionarias (generalmente  $ROE > 2$ ), se activa un protector que reduce la potencia de transmisión, pues tendría que absorber la potencia reflejada por la antena.

Para evitar este problema y, además, para evitar que se pierda la potencia reflejada y no sea radiada, disponemos de un dispositivo que se la devuelve como un espejo a la antena y se llama “acoplador de antena”.

El acoplador de antena actúa como un espejo que devuelve la potencia reflejada hacia la antena para que allí sea finalmente radiada, después de haber sido nuevamente reflejada hacia el transmisor (la potencia devuelta). En estos viajes se pierde algo más de potencia en las líneas de transmisión, por lo que es preferible que la antena sea resonante y no devuelva ninguna potencia reflejada al transmisor.

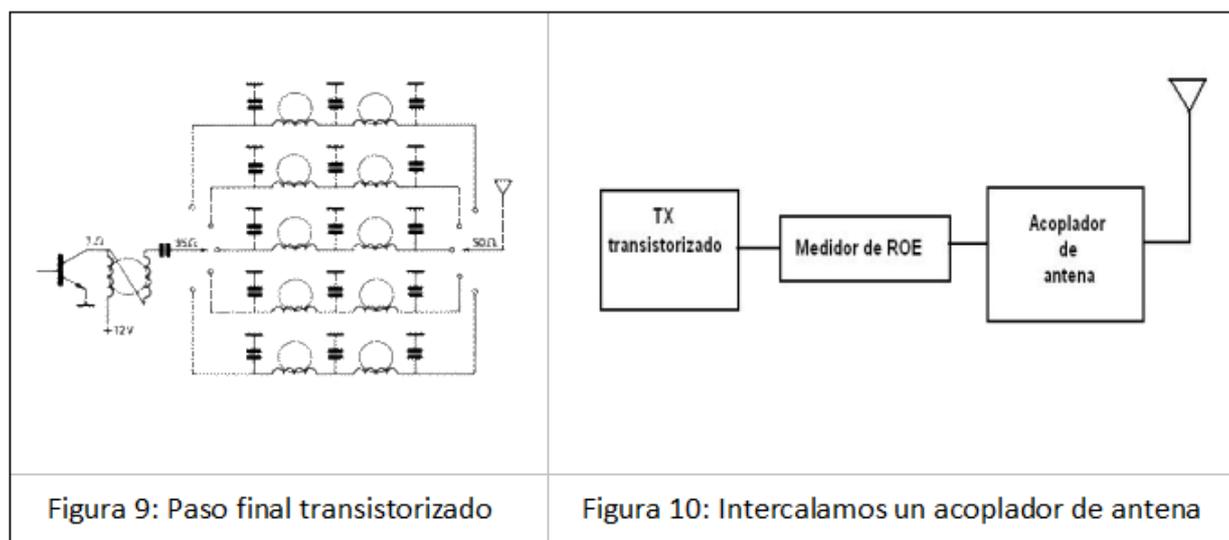
Pero si no conseguimos que sea perfectamente resonante, no sale demasiado a cuenta intentar arreglarlo en a antena, porque solo lo conseguiremos para una sola frecuencia y las bandas son más anchas de frecuencia, en cuyos bordes sube rápidamente la ROE. Por tanto, casi siempre es más práctico utilizar un acoplador de antena.

### Acopladores de antena

La relación de ondas estacionarias elevadas aumenta las tensiones y corrientes y las potencias disipadas que tienen que soportar los transistores amplificadores finales. Como los transmisores actuales están calculados

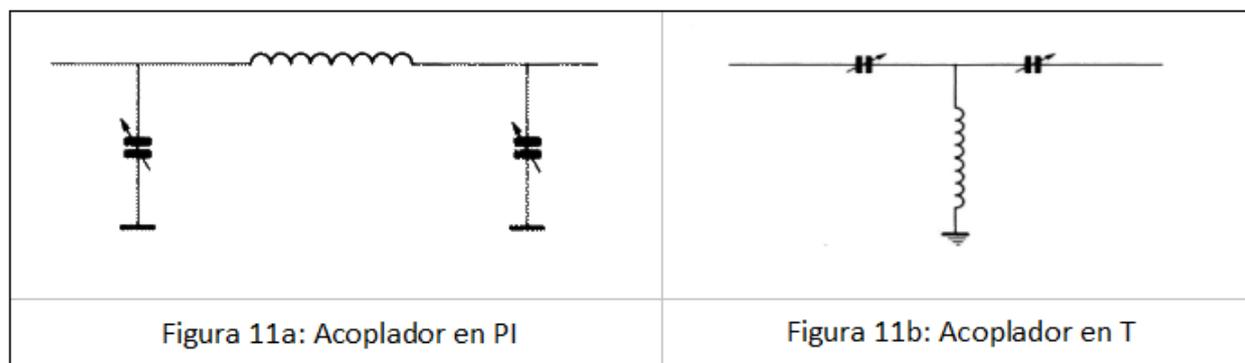
bastante justos (Figura 9), para protegerlos de estas sobretensiones producidas por la potencia reflejada, disponen de medidores de ROE que actúan un sistema de protección que reduce la potencia emitida.

Para que no sufran por esta desadaptación de la antena que da lugar a la ROE, es conveniente utilizar algún sistema que convierta la impedancia devuelta por la antena en los 50 ohmios resistivos que necesitan los transmisores para dar su plena potencia.



El acoplador de antena (Figura 10) realiza esta función de transformación convirtiendo la impedancia resistiva al valor adecuado de 50 ohmios que necesita el transmisor y, si hace falta, también proporciona una reactancia conjugada de la reactancia reflejada por la antena, de forma que queda cancelada cualquier reactancia presente en la conexión al transmisor. Con esto se consigue que el acoplador devuelva toda la potencia reflejada a la antena donde será radiada en el siguiente ciclo sumándose a la potencia directa.

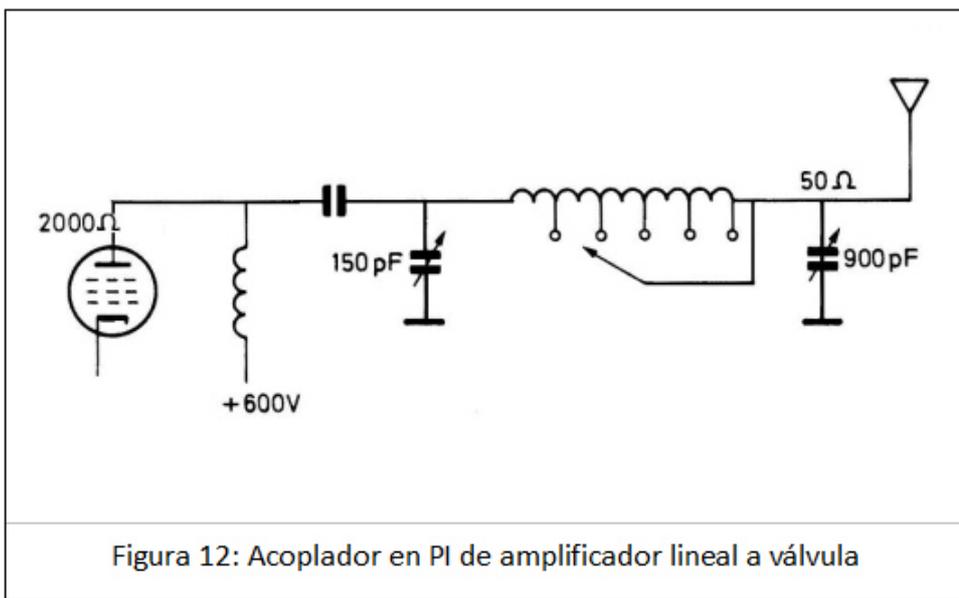
Aquí tenemos las dos configuraciones básicas y más clásicas de los acopladores de antena, aunque pueden simplificarse aún más. En el fondo todos consisten en circuitos que se sintonizan hasta ponerlos en resonancia con las impedancias reflejadas por la antena.



Si la ROE presente en la línea es superior a 2:1, probablemente el emisor con el paso final transistorizado reducirá automáticamente su salida. En ese caso, será muy conveniente utilizar un acoplador o adaptador de impedancias o sintonizador de antena que cancele cualquier reactancia y transforme la impedancia anormal en los 50 ohmios resistivos deseados.

El ajuste de un acoplador se realiza utilizando un medidor de ROE, variando las capacidades e inductancias hasta reducir al mínimo posible la energía reflejada por la antena y aproximar la ROE a un valor de 1:1 todo lo posible. Actualmente ya existen acopladores automáticos capaces de buscar la mejor adaptación ellos solitos y encontrarla en breves segundos y también muchos equipos transistorizados nuevos ya los incorporan en su interior.

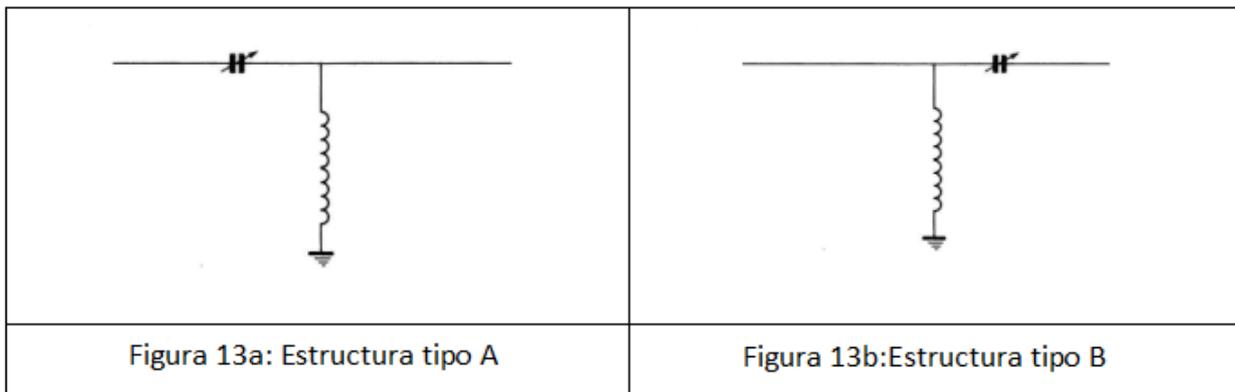
Los amplificadores lineales equipados con válvulas (Figura 12) no necesitan normalmente un acoplador externo porque normalmente ya disponen de un adaptador de antena interno que consiste en un circuito adaptador en PI, imprescindible para adaptar la alta impedancia de salida de las válvulas ( $Z > 1000$  ohmios) a la baja impedancia de los cables coaxiales de 50 ohmios.



### Acopladores automáticos

Existen actualmente acopladores equipados con medidores de ROE y memorias, los cuales, mediante un microprocesador y unos algoritmos inteligentes, conmutan capacidades e inductancias a gran velocidad para encontrar los mejores valores de adaptación posibles para cualquier antena y son capaces de conseguirlo en unos cuantos segundos.

Lo primero que decide el microprocesador es cuál será la estructura del filtro, si la que vemos en A (Figura 13a) o la que vemos en B (Figura 13b), según determine que la reactancia reflejada por la antena y el coaxial es reactancia capacitiva o inductiva, a semejanza de las dos configuraciones anteriores de un acoplador en T que hemos visto anteriormente.



Una vez decidida la estructura del acoplador (figuras 14a o 14b), se insertan automáticamente condensadores y bobinas en busca de una relación de ondas estacionarias mejor y se detiene la búsqueda cuando encuentran una suficientemente, aceptable por debajo de un valor mínimo prefijado que puede ser 1,5 e incluso 2, si no somos tan exigentes y el transmisor no se queja.

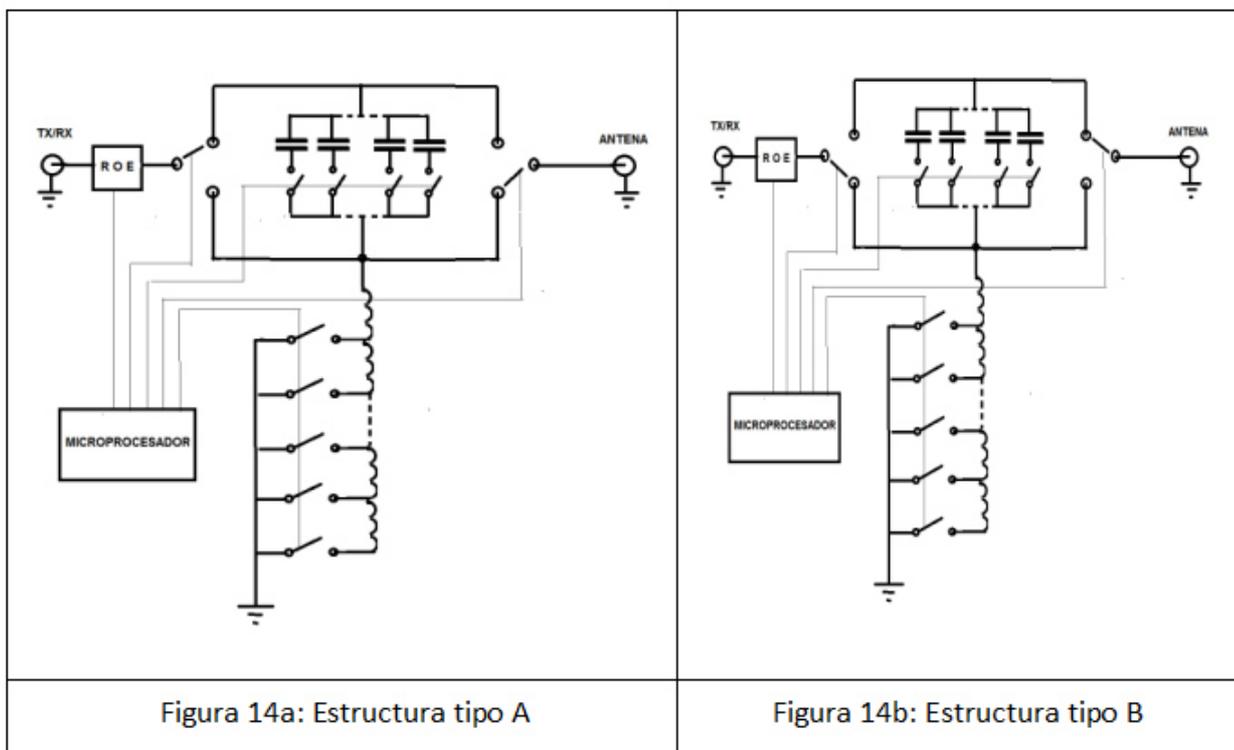


Figura 14a: Estructura tipo A

Figura 14b: Estructura tipo B

Los acopladores automáticos nos permiten prescindir bastante de preocuparnos por la resonancia perfecta de la antena y de su perfecta adaptación, pues en unos segundos tenemos dispuesto el quipo para transmitir y radiar toda la potencia posible, sin que el aumento de las pérdidas por la inclusión del acoplador o sintonizador de antena sea realmente significativa.

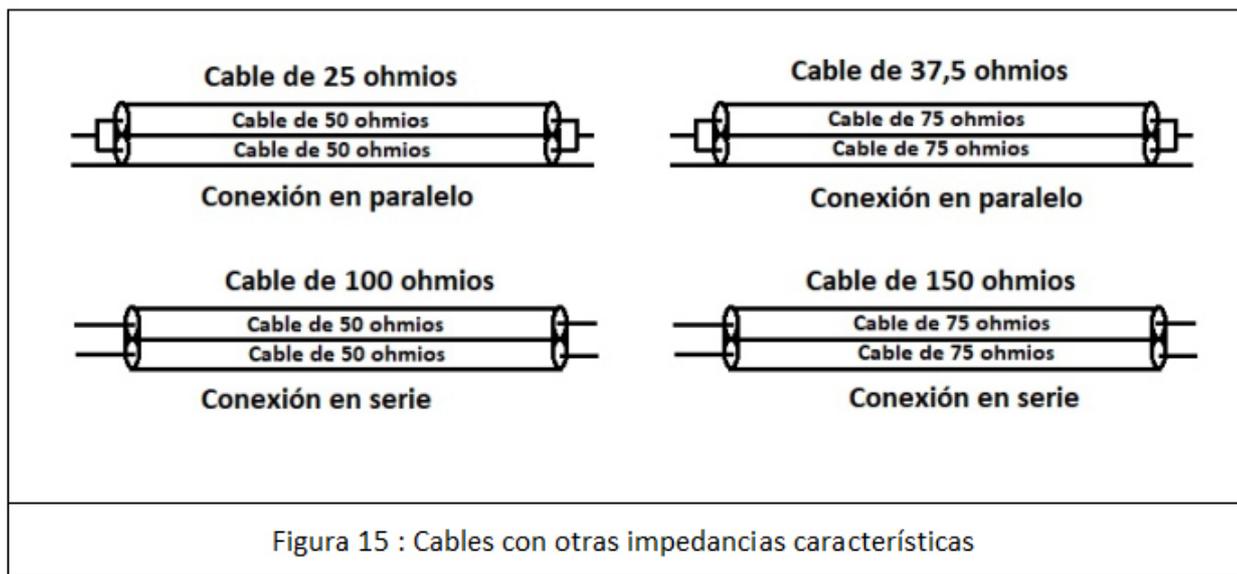
#### Sintonizador en la antena

Para disminuir las pérdidas en el cable por la presencia de una ROE elevada (potencia reflejada que circula arriba y abajo), la solución óptima es colocar el acoplador en la antena con lo que se le debería llamar más apropiadamente sintonizador de antena, aunque en el fondo estamos hablando del mismo dispositivo, solo que ha sido preparado para funcionar herméticamente a prueba de agua y de las inclemencias del tiempo.

**Nota:** Todo lo explicado aquí solo es de aplicación a **antenas de HF**, porque si tenemos ROE elevada (superior a 1,5:1) en una antena de VHF o de UHF, entonces hay un problema serio en la antena que merece la pena revisar, porque las antenas de VHF y UHF son antenas monobanda, específicamente diseñadas para estas frecuencias. Si la ROE (la potencia reflejada) es demasiado elevada ( $> 1,5:1$ ), tenemos algún problema en la antena y esa ROE hace que aumenten las pérdidas en el cable coaxial de forma extraordinaria. Nunca se debe intentar mejorar la ROE de una antena de VHF y UHF con un acoplador. Las pérdidas en el cable coaxial se mantendrían a un nivel excesivo. Debemos reparar la antena.

#### Otras impedancias conseguibles

Si nos encontramos con una antena monobanda (por ejemplo Delta, Cúbica), que presenta una impedancia distinta que no coincide exactamente con las de las líneas de transmisión de 50 o 75 ohmios y no estamos dispuestos a utilizar un acoplador de antena, nuestros recursos para adaptarla no se acaban en el uso de un acoplador. También podemos conseguir fácilmente líneas de transmisión de otras impedancias con el simple truco de combinar líneas de 50 ohmios en serie y en paralelo de la misma longitud como se muestran en la Figura 15.



Hay que recalcar que las mallas deben estar unidas y los vivos pueden conectarse en serie o en paralelo, según nos interese doblar la impedancia o dividirla por dos.

Líneas  $\lambda/4$  como transformadoras de impedancias

Las líneas de transmisión de  $\lambda/4$  de longitud de onda eléctrica ( $\lambda/4 \times FV$ ) de 50 y 75 ohmios sirven para transformar las impedancias que se encuentran a cada lado de su conexión mediante la fórmula:

$$Z_t = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

Veamos unos cuantos ejemplos de cómo conseguir adaptaciones de antenas monobandas con otras impedancias a un cable coaxial de 50 ohmios:

**12,5  $\Omega$**  se adaptan a 50  $\Omega$  con 2 cables paralelos de 50  $\Omega$  de  $\lambda/4 \times 0,66$  (25 ohmios)

**25  $\Omega$**  se adaptan a 50  $\Omega$  con 2 cables paralelos de 75  $\Omega$  de  $\lambda/4 \times 0,66$  (37,5 ohmios)

**100-125  $\Omega$  (112,5)** se adaptan bien a 50  $\Omega$  con 1 cable de 75  $\Omega$  de  $\lambda/4 \times 0,66$  (75  $\Omega$ )

**200  $\Omega$**  se adaptan con 2 cables serie de 50  $\Omega$  de  $\lambda/4 \times 0,66$  (100  $\Omega$ )

**450  $\Omega$**  se adaptan con 2 cables serie de 75 ohmios de  $\lambda/4 \times 0,66$  (150  $\Omega$ )

Y eso es todo por ahora.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 5. BALUN PARA EL COAXIAL

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

#### El cable coaxial, la gran solución

Como ya hemos contado muchas veces, más o menos durante la segunda guerra mundial, para alimentar las antenas de los equipos de radio, en EE.UU. tuvieron la genial ocurrencia de colocar, para la alimentación de una antena, los dos conductores necesarios todo circuito necesita un cable de ida y un segundo conductor de vuelta) de forma concéntrica, de modo que un conductor estuviera en el interior, el vivo, y el otro conductor, el de retorno, fuera una malla, concéntrico con el primero, pero separado por un dieléctrico colocado entre los dos. Al realizar el exterior con malla de cobre y separados por un dieléctrico de polietileno se conseguía mantenerlos aislados. Luego, encima de la malla, le pusieron una cubierta de caucho protectora para impermeabilizarlo completamente (Figura 1).

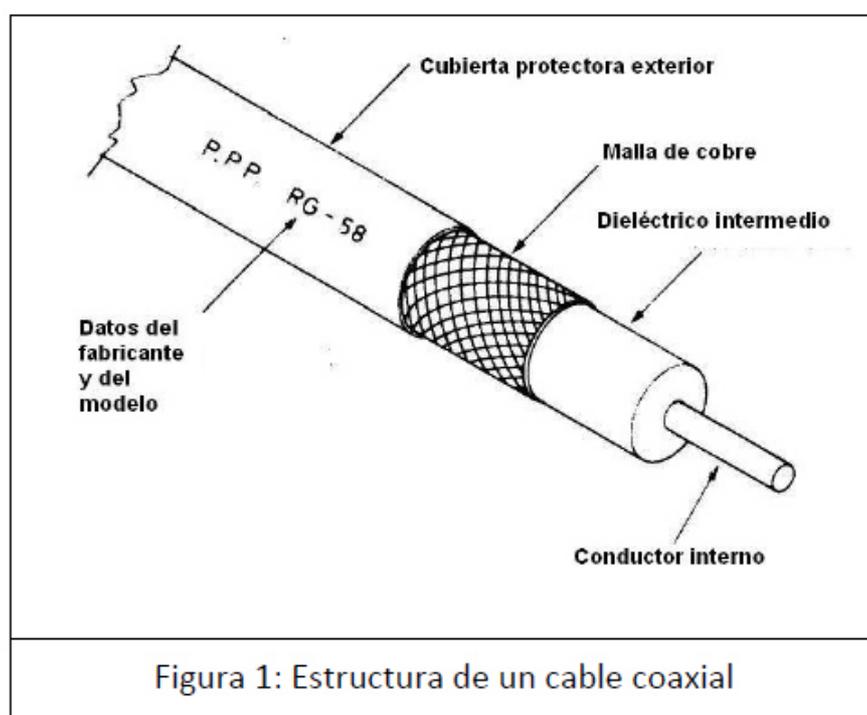


Figura 1: Estructura de un cable coaxial

Resultó ser un gran éxito por su gran flexibilidad, facilidad de manejo y de instalación, además de que el cable de retorno exterior concéntrico actúa como un blindaje, porque no permite que se afecte la impedancia característica del cable por la proximidad de elementos metálicos. Además, es lo suficientemente flexible como para trazar curvas cerradas, pasar fácilmente por agujeros en cualquier material, incluso metálico, sin que se afecte su impedancia ni la circulación interna de la RF. Todas las ventajas mecánicas del mundo que facilitaban la instalación de una antena. Adiós para siempre a los incómodos dos conductores paralelos, tan incómodos y difíciles de manejar e instalar, aunque aún haya quien todavía los utiliza en sus antenas.

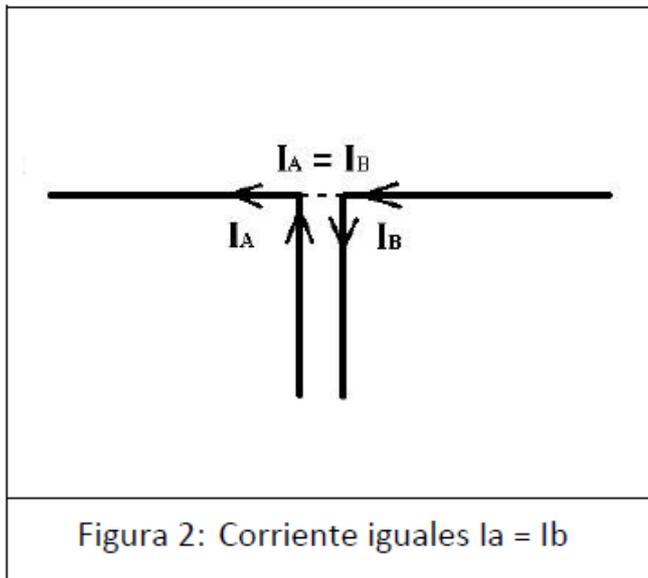
Pero no todo son ventajas

La asimetría del cable coaxial trajo algún inconveniente que veremos a continuación, aparte de unas pérdidas algo mayores por utilizar un dieléctrico como aislante, en lugar del aire, utilizado generalmente hasta la fecha en las líneas de bajada paralelas.

¿Pero el problema no son las antenas asimétricas?

Físicamente hay antenas simétricas y asimétricas si miramos su dibujo o diseño geométrico. Pero desde el punto de vista eléctrico, todas las antenas son simétricas (excepto las verticales sobre plano de tierra natural). En el punto de alimentación, si las alimentáramos con cinta paralela, veríamos que las corrientes

de RF en las dos ramas son exactamente iguales y opuestas. Lo corriente que entra por un cable sale por el otro exactamente igual y de sentido contrario (Figura 2).



Exactamente los electrones que salen de una rama entran igualmente por la otra, por lo que cualquier antena horizontal o vertical) se comporta como si fuera un conductor continuo (no interrumpido en el centro) y como una carga resistiva (resistencia) en un circuito cerrado, en el que siempre se cumple esta condición  $I_A = I_B$ . Todo lo que entra por un cable tiene que salir y volver por el otro.

Pero esto solo ocurre si el cable de alimentación de la antena es una línea paralela. Si utilizamos un cable asimétrico como el cable coaxial, las corrientes pueden ser distintas en el cable coaxial., si no lo evitamos por medio de un balun.

El coaxial, una línea asimétrica

El gran inconveniente del cable coaxial es su asimetría, la cual le hace comportarse en la práctica como si estuviera constituido por 3 conductores en lugar de 2, cuando lo conectamos directamente a las dos ramas de la antena. El principal responsable de este problema es el efecto pelicular o *skin*, por el que la radiofrecuencia (corriente alterna de alta frecuencia) no circula bien por el interior de los conductores, sino que se limite a circular por su superficie exterior. A la RF no le gustan las profundidades metálicas conductoras.

Este efecto se debe a una mayor autoinducción que se produce justo en el centro de la sección circular de un conductor y que disminuye su sección útil. Podemos ver un intento de representación de este efecto en la ilustración de la figura 3, en la que se ve cómo se suman los campos magnéticos creados por las corrientes que circulan por los filetes A, B, C y D de la periferia de cualquier conductor, justamente sumadas en el centro del conductor y todos con el mismo sentido, donde en consecuencia se producen una reactancia inductiva muy superior a la reactancia de los filetes de la periferia de un conductor de sección circular.

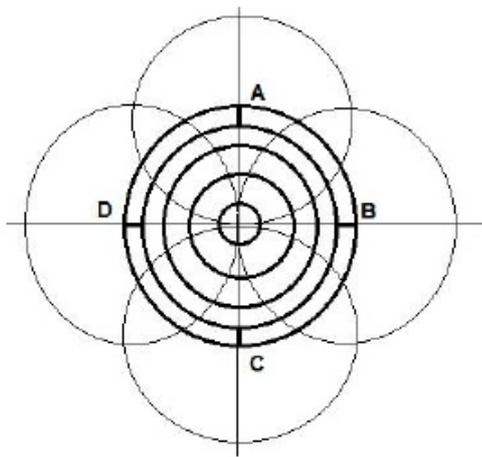


Figura 3: Los campos magnéticos se suman en el centro.

Esto da lugar, a medida que aumenta la frecuencia de la corriente alterna, a que la tendencia natural de la RF sea la de circular solamente por la periferia del conductor y se vea reducida la sección útil del mismo. Por tanto, recordemos de paso que, en radiofrecuencia, este efecto aumenta enormemente la resistencia óhmica y las pérdidas de un cable en relación a la resistencia en corriente continua, por culpa de esta disminución de la sección útil conductora. Solo conduce la RF una fina capa exterior.

En el cable coaxial, este efecto no nos importa demasiado en el conductor interior o vivo, porque ya nos va bien que conduzca la periferia del conductor interior, pero en la malla concéntrica que lo rodea la corriente de RF de retorno debería circular exclusivamente por la parte interior de la malla de cobre. Pero la malla de cobre tiene dos caras. Además de la cara interior, existe la cara exterior que actúa por su cuenta.

El exterior de la malla se comporta como un cable independiente

Pero ahora en el cable coaxial conectado directamente a la antena tenemos realmente tres conductores independientes que conducen la RF en el cable coaxial y que son (figura 4):

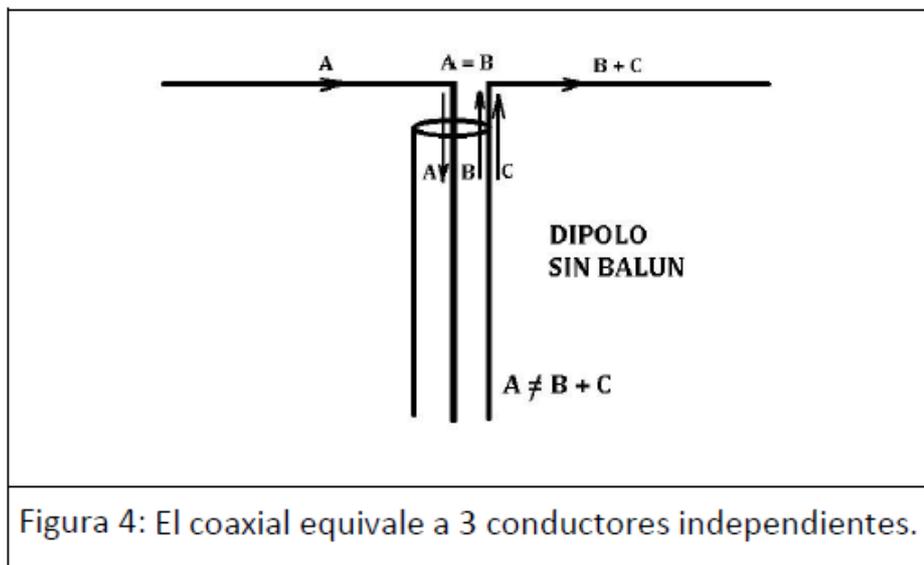


Figura 4: El coaxial equivale a 3 conductores independientes.

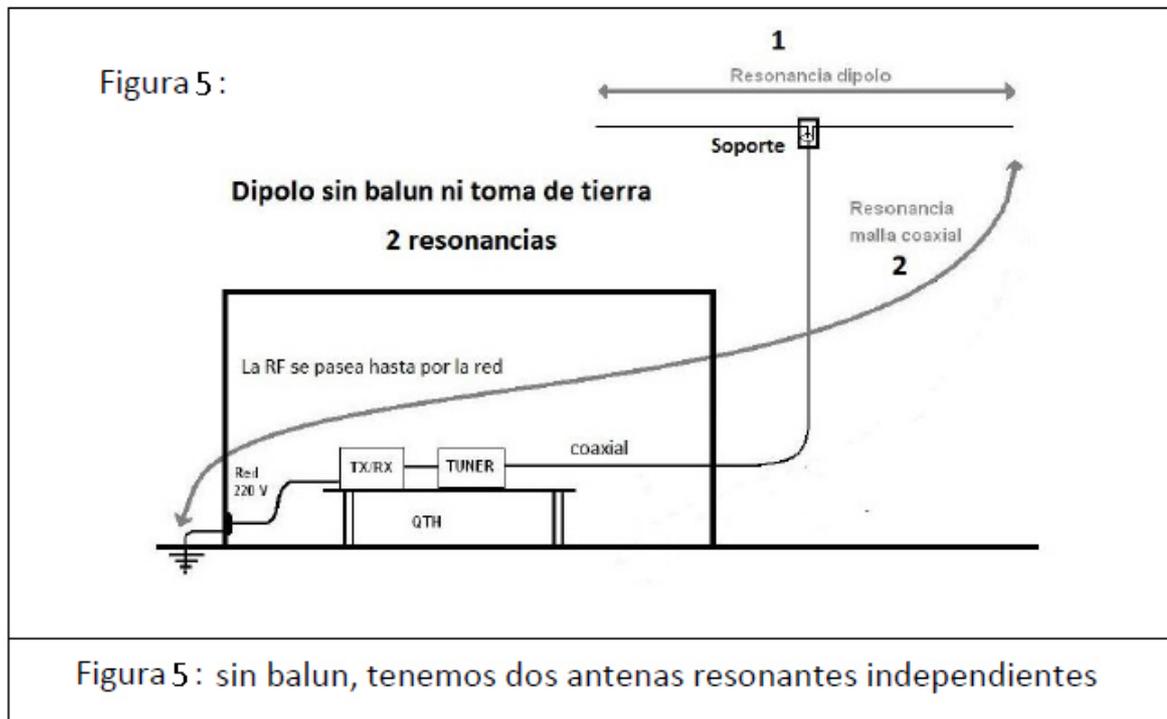
- El conductor central interior o vivo con su corriente A.
- La parte interior de la malla concéntrica que lo rodea con su corriente B.
- La parte exterior de la malla concéntrica con su corriente independiente C.

Esto da lugar a nuevos problemas, porque la corriente alterna de RF que rebota en el extremo de la rama de la antena y que ahora está conectada directamente a la malla (Figura 4). Cuando vuelve rebotada hacia el centro del dipolo, encuentra dos posibles caminos de retorno para su circulación de vuelta al transmisor: el interior (B) y el exterior (C) de la malla. De este modo, puede circular una corriente extra C por el exterior de la malla totalmente independiente de la del interior B, que nos perturba el funcionamiento de la antena,

si no hacemos nada para impedirlo. El exterior C se comporta de forma independiente.

Como en todo circuito cerrado (recordemos que la antena resonante se comporta como una resistencia), la corriente que va hacia la antena debe ser igual a la que vuelve por el otro conductor ( $A = B$ ) y, por tanto, la corriente en el interior de la malla debe ser igual y de sentido contrario a la corriente que circula por el vivo. Hasta aquí no hay problema.

Pero si el exterior de la malla se comporta si fuera un conductor independiente de longitud igual a la longitud del cable coaxial y está conectada a una rama de la antena directamente, entonces se comporta también como si fuera una antena independiente con su corriente de resonancia C propia a otra frecuencia y que opera por su cuenta, trabajando en conjunto con la otra rama del dipolo (Figura 5). Esto modifica también la ROE que ve el transmisor, porque este no distingue bien entre la potencia reflejada que le llega por el interior y la que le llega por el exterior de la malla. Le aparecen dos componentes resistivos y reactivos distintos. Uno interior y otro exterior. El medidor de ROE muestra una mezcla de los dos.



Realmente tenemos 2 antenas resonantes: 1º Por un lado, una antena formada por las dos ramas del dipolo y 2º Por otro lado, aparece otra antena que es la suma de la rama de  $\lambda/4$  a la que hay que sumar la longitud de toda la malla del coaxial por otro y que probablemente continúa hasta la conexión de red. Realmente es una antena de longitud en principio no prevista como resonante y que también radia energía independientemente.

Como nosotros queremos que en nuestra antena únicamente funcione en la frecuencia de diseño como un dipolo de media onda resonante, formado solamente por las dos ramas de nuestro dipolo, debemos cargarnos de alguna forma esta segunda resonancia de la antena formada por una de las ramas y el exterior de la malla conectada directamente a esta rama. Necesitamos un destructor de esta resonancia, y para eso necesitamos un elemento que impida el paso de la corriente parásita externa, elemento al que llamamos balun.

¿Podríamos tener una doble resonancia y una antena bibanda de esta forma?

Sí, perfectamente. Con un calculado diseño de la longitud del coaxial de la bajada, podríamos obtener una doble resonancia y una antena bibanda, pero tendríamos el gran inconveniente de que la RF llegaría circulando hasta nuestro emisor y se radiaría también incluso allí, lo que podría causar muchos problemas en esa banda, pues el extremo de la malla conectado al transmisor podría ser el extremo de una antena de media onda secundaria resonante y manifestar una gran tensión de RF, justo donde no la queremos.

Esta situación es muy crítica y, en la práctica, produce toda clase de efectos nefastos en transmisión, como por ejemplo que el micrófono nos pique en el bigote al modular, que los altavoces ronquen, que nuestra modulación se distorsione y se vuelva áspera, y que los ordenadores se vuelvan locos y se cuelguen los dispositivos USB al transmitir. Nuestra RF radiada dentro de la estación puede producir toda clase de desastres. Debemos evitarla con todo los medios que estén en nuestras manos.

Y también una antena receptora interior

Y no solo produce efectos nefastos en la emisión, sino que no debemos olvidar que nuestras antenas funcionan también en recepción y, ahora, en recepción, tenemos una antena receptora que se mete en el interior de nuestra estación, captando todos los ruidos eléctricos de la casa, incluso los que le puedan llegar por la red, porque todo forma parte de una antena receptora independiente. Vaya ruido que captamos y vaya lío que se ha montado por culpa de la asimetría del coaxial.

El balun acude en nuestro auxilio

Este problema planteado por el coaxial puede resolverse fácilmente con la ayuda de lo que llamamos **balun** (contracción de **BAL**ance-**UN**balance), dispositivo que sirve para simetrizar las corrientes de los cables coaxiales (y no las de las antenas) y para neutralizar esa corriente independiente parásita de RF de la malla, esa corriente que pretende circular por el exterior de la malla del coaxial. Pero el balun puede realizar otras funciones que vamos a ver a continuación.

Las dos funciones del balun

La primera y principal función del balun es equilibrar las corrientes proporcionadas a las antenas por líneas de transmisión coaxiales a las antenas de todo tipo, tanto simétricas (dipolos resonantes y G5RV) como asimétricas (Windom y End-Zepp y verticales con radiales) , y evitar así que circule una corriente independiente de RF por la parte exterior de la malla del coaxial, desde donde se radiaría como si formara parte de otra antena. El balun se encarga de igualar las corrientes en ambas ramas de la antena y eliminar la corriente parásita que pretendía circular por el exterior de la malla.

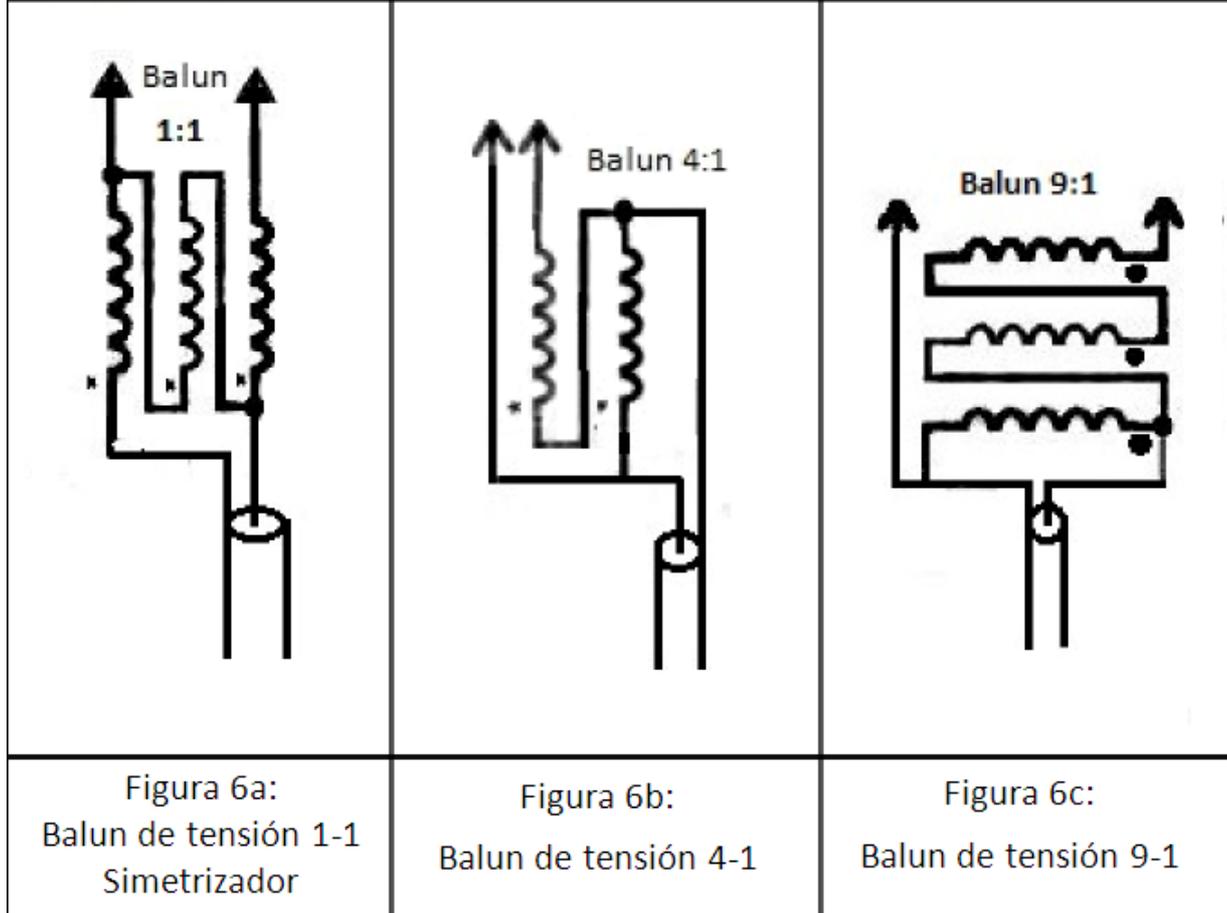
La segunda función del balun podría ser (si nos interesa) la adaptación de impedancias si la impedancia de la antena en el punto de alimentación es distinta a la impedancia característica del cable. Recordemos que necesitamos que la antena presente una impedancia igual a la impedancia característica del cable, pues ya vimos que esta era una condición esencial para que transporte **toda** la energía del transmisor a la antena y allí desaparezca. En esta función, el balun, además de simetrizador, puede actuar de transformador de impedancias, para lo que se fabrican con valores clásicos de transformación o adaptación de impedancias: 1:1, 2:1, 4:1, 6:1 y 9:1.

Tipos de balun

Vamos a ver a continuación los diferentes tipos de de balun para HF:

### **a) Balun de tensión**

Está formado por 3 devanados de los que el del centro tiene por misión hacer aparecer una tensión correctora, si las corrientes en los otros dos devanados que van al vivo y a la malla no son exactamente iguales. Esta tensión produce una corriente que neutraliza la diferencia

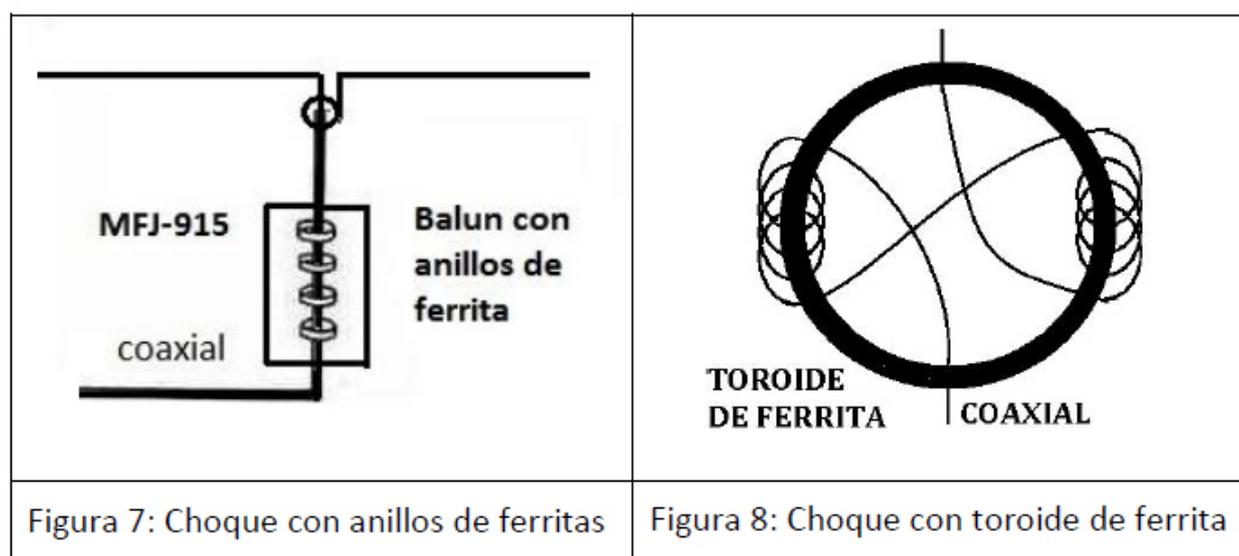


La segunda función de un balun es actuar como transformador de impedancias y conseguir **la adaptación correcta** de las antenas a las líneas de transmisión, cuando su impedancia en el punto de alimentación escogido es muy diferente del de la línea. Se fabrican balunes de tensión con relaciones de transformación de 1:1, 2:1, 4:1, 6:1 y hasta 9:1 para adaptar antenas con impedancias de 50, 100, 200, 300 y 450 ohmios a líneas coaxiales de 50 ohmios.

Tiene la ventaja de que conecta el vivo con la malla y realiza la descarga de cualquier estática que intente acumularse en un solo lado de la antena, por lo que no necesitamos utilizar descargadores de gas en el coaxial para evitar cualquier peligro de sobretensiones estáticas.

### b) Choque de anillos y toroide de ferrita (UnUn)

Se les llama también balun de corriente o UnUn (**Un**balance to **Un**balance), porque su misión consiste únicamente es frenar la corriente independiente que intenta circular por el exterior de la malla del coaxial y consiste en numerosos anillos de ferrita colocados sobre el coaxial y que actúan como choques contra la RF que intenta pasar por el exterior de la malla. Se recomienda el MFJ-915 que funciona desde 160 m con suficiente impedancia y aguanta hasta los 2 kW sin calentarse (figura 7).

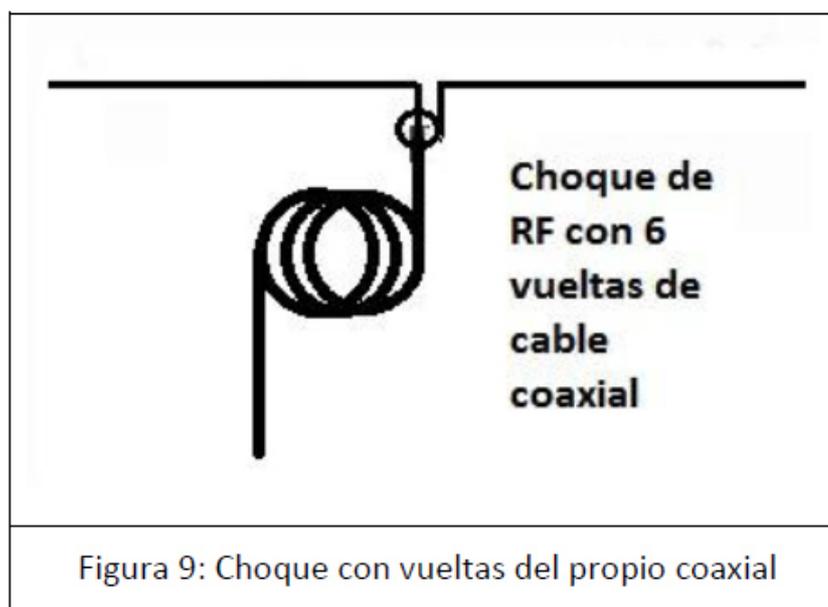


Tiene el pequeño inconveniente de que no conecta el vivo y la malla como el balun de tensión, por lo que no descarga la estática que pueda acumularse en el vivo de la antena, por lo que hace imprescindible tomar la precaución de colocar descargadores de gas en la entrada a la estación. Si vivimos cerca de la costa con elevada humedad ambiente permanente, no es necesaria la utilización de descargadores de estática.

Una variante del UnUn de ferrita es la utilización de un toroide con doble arrollamientos en sentido opuesto del cable coaxial (Figura 8). Al arrollarlo en dos partes en sentido opuesto, conseguimos que no se sature el núcleo toroidal con las corrientes de malla. La ilustración no es muy afortunada, pero intenta mostrar cómo se realiza. En un núcleo toroidal relativamente grande podemos arrollar un cable coaxial de pequeño diámetro (por tanto para potencias de hasta 200 W), pero podemos hacerlo con coaxial dieléctrico de teflón que aguantan más potencia y tensión.

### c) Espiras formadas por el propio cable coaxial enrollado.

Puede formarse un choque muy asequible que impida el paso de la RF por el exterior del cable enrollando el coaxial en forma de coca o rollo de 6-8 espiras de un diámetro de 15-20 cm para conseguir un choque que funciona correctamente para las bandas de 14 a 30 MHz. Es un sistema bueno bonito y barato (Figura 9).



Para frecuencias más altas, como por ejemplo 50 MHz, tenemos que tener en cuenta que la capacidad entre espiras juntas es muy elevada y deberíamos intentar separarlas bien sobre una forma cilíndrica recubierta de cinta aislante para eliminar la capacidad entre espiras y mantener el efecto del choque inductivo, sin que se estropee por el efecto capacitivo.

El problema se presenta cuando intentamos realizar el mismo choque para la banda de 40 metros, porque entonces ya serían necesarias 16-20 espiras que, con un cable RG-213, pesan un montón y mecánicamente es difícil de realizar y sostener en posición. No digamos en 80 metros pues el número de espiras necesarias (30-40) y su peso lo hacen casi imposible y, por supuesto, sería una solución más cara que la compra de un balun de ferritas o uno de tensión, que son más económicos de lo que nos imaginamos.

Antenas verticales: ¿necesitan balun?

Efectivamente, también lo necesitan la mayoría de antenas verticales, a pesar de que todos los fabricantes pasan olímpicamente del problema, como si este no existiera, y dan por supuesto que las antenas asimétricas son perfectas para un cable coaxial asimétrico sin balun, lo cual es totalmente falso.

Todas las antenas verticales con cualquier radiales elevados (uno o varios) son realmente dipolos verticales que siempre necesitan un balun simetrizador para eliminar la corriente en el exterior del coaxial, esa corriente parásita que pretende circular y que no nos interesa (figura 10).

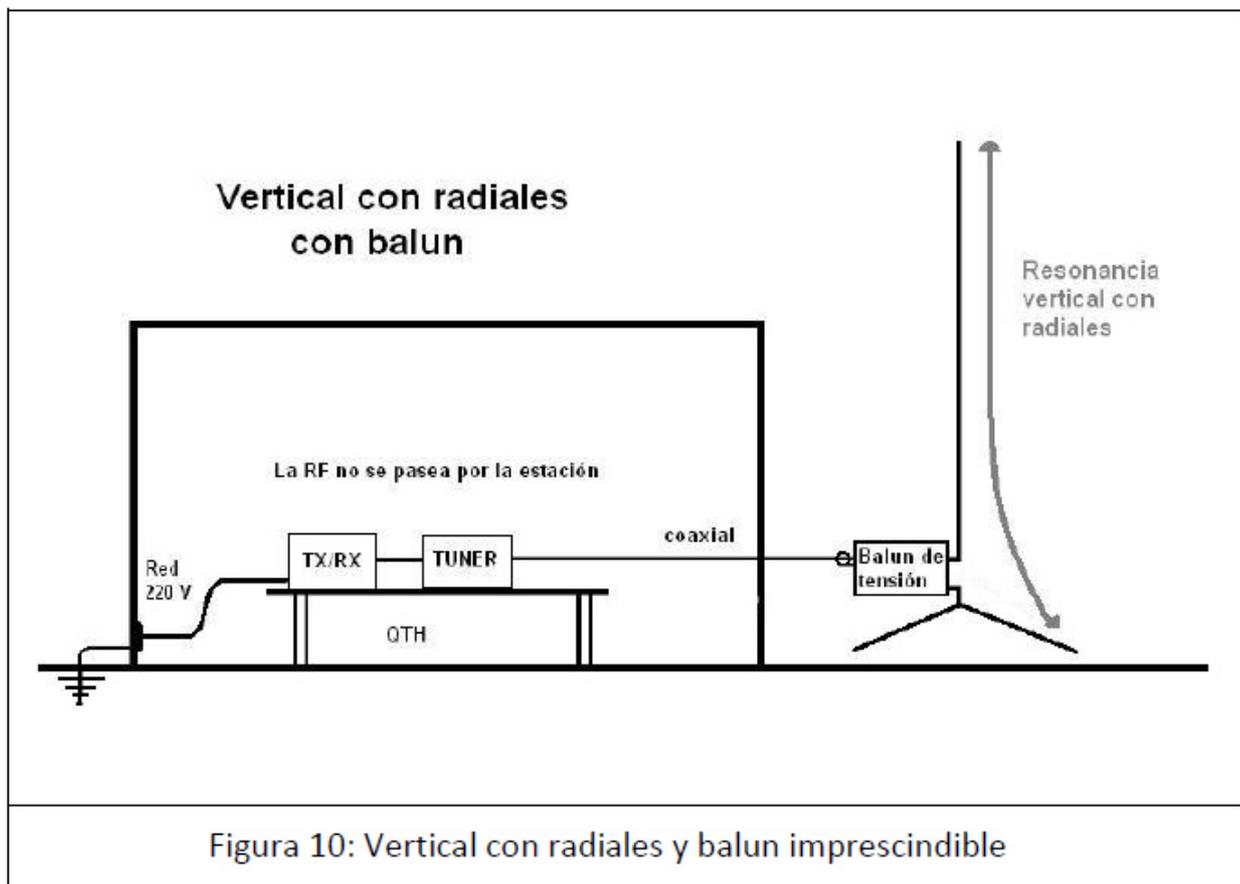


Figura 10: Vertical con radiales y balun imprescindible

Solamente NO necesitan balun las antenas verticales que utilizan un plano de tierra conductor para obtener la otra mitad de la antena, pues el plano de tierra conductor natural no produce corrientes reflejadas de retorno por el exterior de la malla. No hay un extremo en ellas ni una punta de cable donde pueda rebotar la corriente de RF y volver reflejada por el exterior de la malla.

Pero esto se aplica solamente a las antenas verticales colocadas directamente sobre una superficie conductora, como puede ser un terreno muy bien conductor, una chapa metálica, una malla metálica, un vehículo con carrocería metálica (ojo que la tendencia a utilizar otros materiales aumenta) u otras superficies conductoras similares.

Otra antena que todos los fabricantes venden sin balun es la famosa G5RV (monobanda utilizada como multibanda con acoplador) con una bajada de 10 metros de línea paralela de cable con ventanitas, a la que luego le sigue empalmado un cable coaxial sin ningún tipo de balun. Es muy recomendable, mejor dicho imprescindible, colocarle un balun de choque de ferritas si no queremos tener problemas de RF en la estación por la corriente que pretende circular por el exterior de la malla.

Antenas de VHF y UHF: ¿sin balun?

¿Necesitan también un simetrizador? Teóricamente sí, pero en la práctica tenemos que tener en cuenta que estas frecuencias más elevadas tienen dos ventajas muy concretas:

La primera es que, en el caso de las Yagi, el coaxial se aleja del dipolo excitado sujeto normalmente a la viga de soporte y perpendicular al dipolo excitado, y luego baja verticalmente sujeto al mástil de soporte, de modo que la posible radiación del exterior de la malla afectaría muy poco al lóbulo de radiación de la antena individual.

El segundo argumento favorable a no hacer nada por evitar las corrientes de malla es que, por ejemplo una sola antena Yagi de 2 metros, que disponga de una bajada de 20 metros de largo (más bien corta), ya tiene una longitud que equivale a 10 longitudes de onda. Eso significa que, para la RF de 144 MHz, el exterior de la malla se comporta como un hilo largo y, como tal, presenta una impedancia razonablemente elevada de alrededor de unos 400-600 ohmios, lo que significa que, frente a los 50 ohmios que encuentra en el interior del cable, cualquier corriente parásita que intente circular por el exterior tendrá como máximo un valor de -10 a -12 dB por debajo de la corriente principal en el interior del cable.

Esto tiene dos consecuencias: La primera consecuencia es que seguro que la malla radia solamente esa pequeña porción de RF y probablemente bien centrada y con polarización vertical, por lo que siempre modifica muy poco la simetría del lóbulo de radiación de la antena si esta es de polarización horizontal, de

modo que el eje de radiación no se desvíe nada en absoluto. Y si la Yagi es de polarización vertical, si el cable coaxial desciende verticalmente por el mástil de soporte, tampoco supone ninguna desviación del lóbulo de radiación de la antena.

La segunda consecuencia es que esta RF parásita se habrá radiado casi toda ya por el camino después de recorrer tantas longitudes de onda y no perturbará apenas a ningún dispositivo a su llegada a la estación por el exterior de la malla, de forma que prácticamente no afectará para nada a los equipos ni PCs allí conectados. No vale la pena preocuparse por intentar eliminarla, pues no sale a cuenta en instalaciones normales.

Como una posible tercera ventaja muy remota, debemos tener en cuenta que se utilizan mucho menos los PCs en comunicaciones digitales en VHF y superiores y, por tanto, tenemos menos problemas con la pequeña RF que aun pueda circular en una bajada corta y haga saltar las conexiones USB, excepto en el caso del trabajo con satélites, pero en este caso tampoco se utiliza para trabajarlos tanta potencia como en HF y los problemas son menores.

Atención a que la mayor potencia solo se utiliza cuando se trata de operar en Rebote Lunar (E-M-E). Ahí sí que la cuestión es más grave en cuanto a la potencia, porque nos aparecen nuevos problemas si instalamos agrupaciones de antenas para conseguir más ganancia y operar en E-M-E.

### Agrupaciones de antenas

Si agrupamos antenas de VHF y UHF, es que queremos llevar la ganancia (directividad) a valores muy elevados por encima de los 15 dBd y obtener ángulos de apertura muy estrechos cercanos o inferiores a los  $10^\circ$ . Por tanto, cualquier desviación del lóbulo de radiación nos fastidiará enormemente.

Además, al conectar la agrupación de varias antenas Yagi, eso nos obliga a que muchos tramos de los latiguillos de enfasamiento sean horizontales, con lo que cualquier radiación del exterior de la malla, por pequeña que sea, afectará al eje del lóbulo de la radiación principal. Por tanto, ahí sí tenemos un problema a resolver y debemos evitar todas las posibles corrientes de malla y similares en cada una de las antenas agrupadas.

Normalmente se utilizan procedimientos que se basan en utilizar cuartos de onda resonantes que bloqueen las corrientes de malla por el coaxial de cada antena (figura 11).

El sistema Bozooca consiste en hacer pasar el cable coaxial por un tubo de  $\frac{1}{4}$  de onda conectado solo en un extremo con la malla para que se convierta en una U resonante bloqueadora de la RF por su alta impedancia en el extremo abierto.

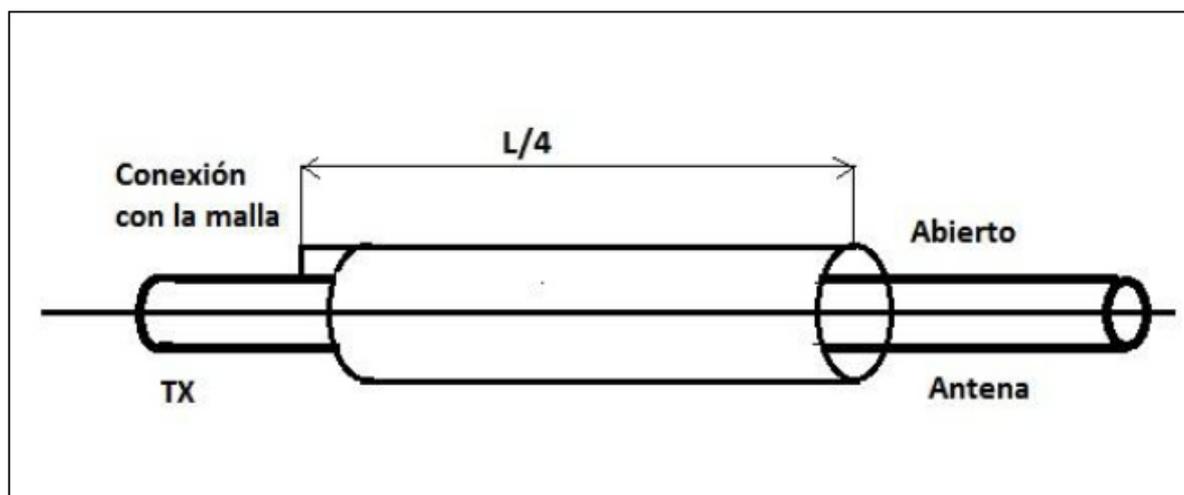


Figura 11: Tubo bazoca para evitar corrientes de malla en VHF

Parece mucho más fácil utilizar anillos de ferrita de tipo apropiados para las frecuencias elevadas de VHF y superiores, pues hacen falta unas pocas para reducir la pequeña corriente parásita que intentará fluir por el exterior de la malla del coaxial como los de la figura 7. Parece un sistema mucho más práctico y fácil de montar incluso que el tubo Bazooca.

Por otra parte, no parece que en VHF y UHF se utilicen mucho los arrollamientos del coaxial debido al gran inconveniente de que las espiras juntas del coaxial permitirían el paso de la RF simplemente por capacidad

entre espiras, cargándose el efecto de choque, pero no parece que pueda haber problemas considerables para usarlos también si las espiras están bien separadas. Pensemos que no se trata de eliminar la circulación de RF por la malla totalmente, sino de reducirla a valores que no molesten ni perturben el lóbulo principal.

Y hasta el próximo artículo.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 6. Las tomas de tierra

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

La seguridad es muy importante

En toda estación de radioaficionado es indispensable tomar todas las medidas de seguridad necesarias para evitar descargas eléctricas al manejar nuestros equipos, cuando se ha producido por avería una fuga interior en cualquier dispositivo. Sería desastroso que al manejar nuestros equipos sufriéramos descargas que pusieran en peligro nuestra integridad física (Figura 1). La protección eléctrica contra descargas es primordial.

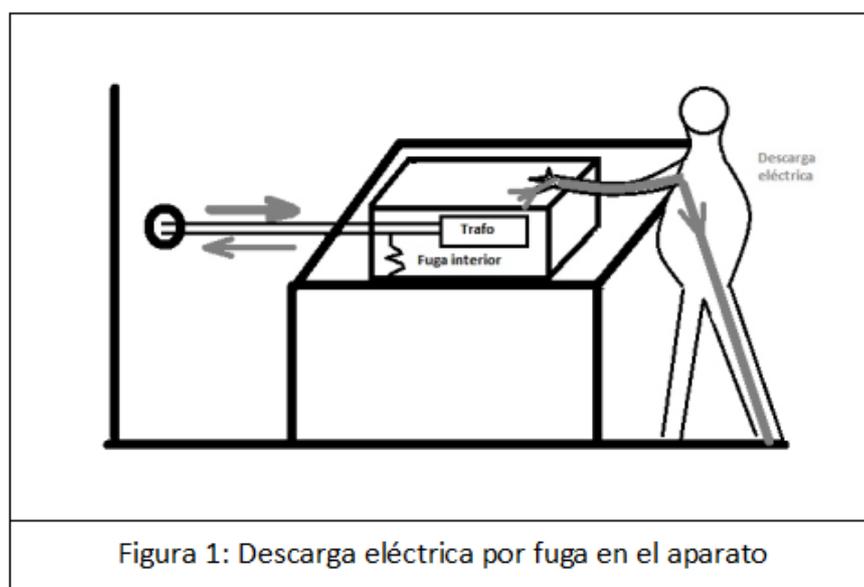


Figura 1: Descarga eléctrica por fuga en el aparato

El elemento fundamental de la instalación eléctrica que nos protege de posibles descargas mortales es el Interruptor Diferencial (ID) (Llamado también Dispositivo Diferencial Residual o DDR), un dispositivo que se encarga de proteger a las personas de una descarga a través de su cuerpo, detectando que parte de la corriente no retorna por el otro cable de la instalación. Si la corriente de ida no es igual a la de vuelta, es que ha habido una fuga (Figura 2).

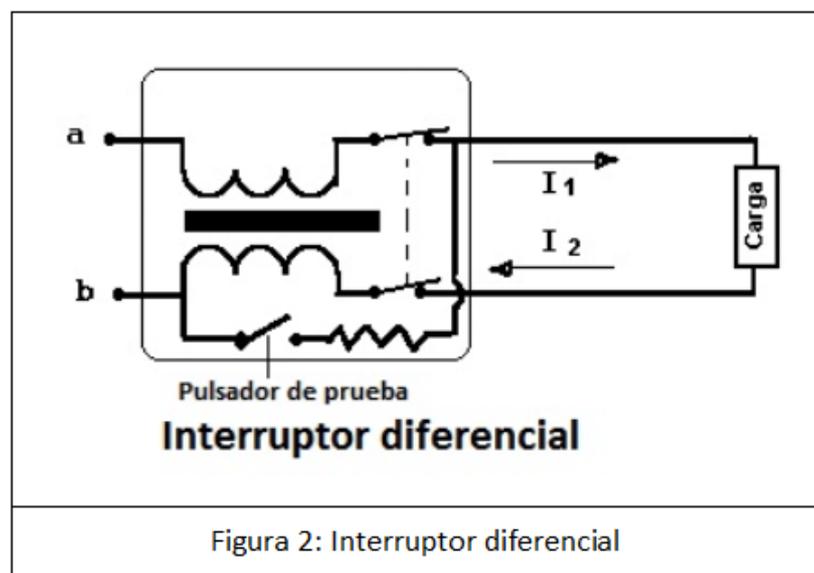


Figura 2: Interruptor diferencial

Consta de un relé interruptor que se dispara y corta la corriente si hay una diferencia entre la corriente de ida y la de vuelta, porque  $I_1 \neq I_2$ . También disponen de un pulsador con una resistencia que simula una fuga

para comprobar su funcionamiento.

Es decir, un ID en cuanto detecta que hay una diferencia entre la corriente de ida y de vuelta superior a 30 mA en la instalación, desconecta inmediatamente la corriente pues ha detectado que parte de la corriente suministrada retorna por un circuito no previsto, lo que constituye una fuga incorrecta en el circuito cerrado que debe formar todo elemento conectado a la red eléctrica.

Hoy en día no se concibe ni autoriza ninguna instalación sin que esté presente un ID diferencial, por lo que, si no estuviera instalado, sería imperdonable no colocarlo intercalado en la instalación, además de los indispensables fusibles electromecánicos o limitadores del consumo que son obligatorios para prevenir cortocircuitos que pudieran causar incendios en la instalación.

Más requisitos para nuestra instalación

La principal es que todos los dispositivos de nuestra estación sean equipotenciales a la corriente eléctrica, es decir, que sus chasis metálicos tengan todos el mismo potencial eléctrico, tanto de corriente continua como de corriente alterna de 50 Hz. Es importante que ese potencial común sea el de la toma de tierra eléctrica del edificio, obligatoria en todas las instalaciones modernas.

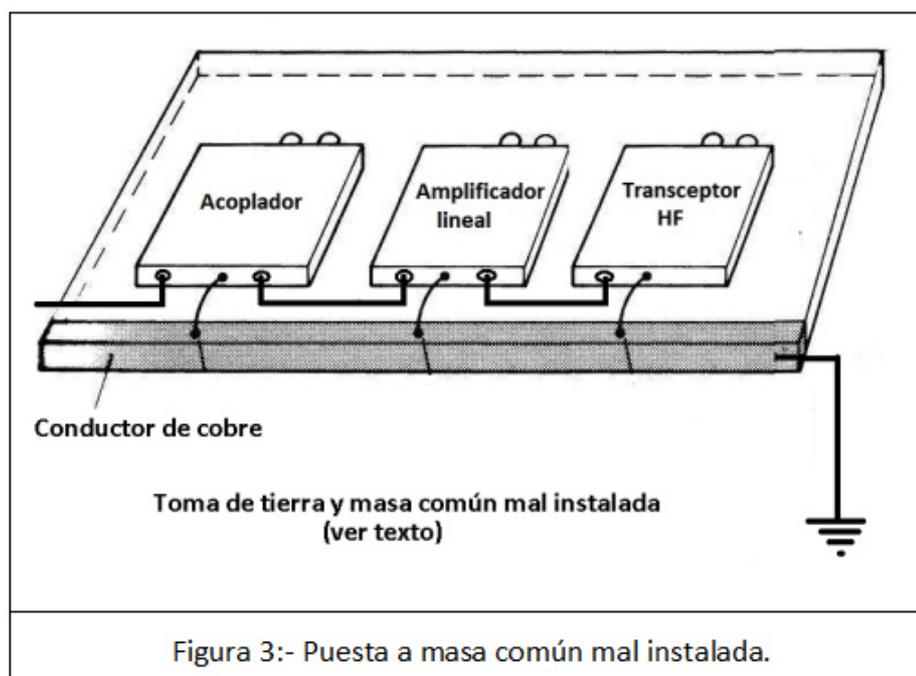
Al conectar todos los equipos entre sí, evitamos sufrir una descarga desagradable al manipular dos dispositivos distintos, como por ejemplo al conectar y desconectar los latiguillos de coaxial con que los unimos para canalizar la RF hasta la antena.

En las instalaciones modernas, no es necesario tomar precauciones especiales al respecto al conectar los equipos entre sí, porque, al ser obligatorio el tercer cable en los cables de conexión a la red (cable amarillo/verde), y siendo obligatorio en todos los enchufes, todos se conectan automáticamente al cable de toma de tierra de la instalación eléctrica del QTH. Así que normalmente no es necesario instalar una conexión de masa común adicional.

Si no hay tercer hilo en los enchufes

Si la instalación es muy antigua, entonces y sólo en este caso, tenemos que proporcionar nosotros la misma tensión de referencia a todos los chasis, de todos los dispositivos. La solución más obvia es conectarlos todos a una masa común que se llevará luego a una tierra externa a la estación (Figura 3).

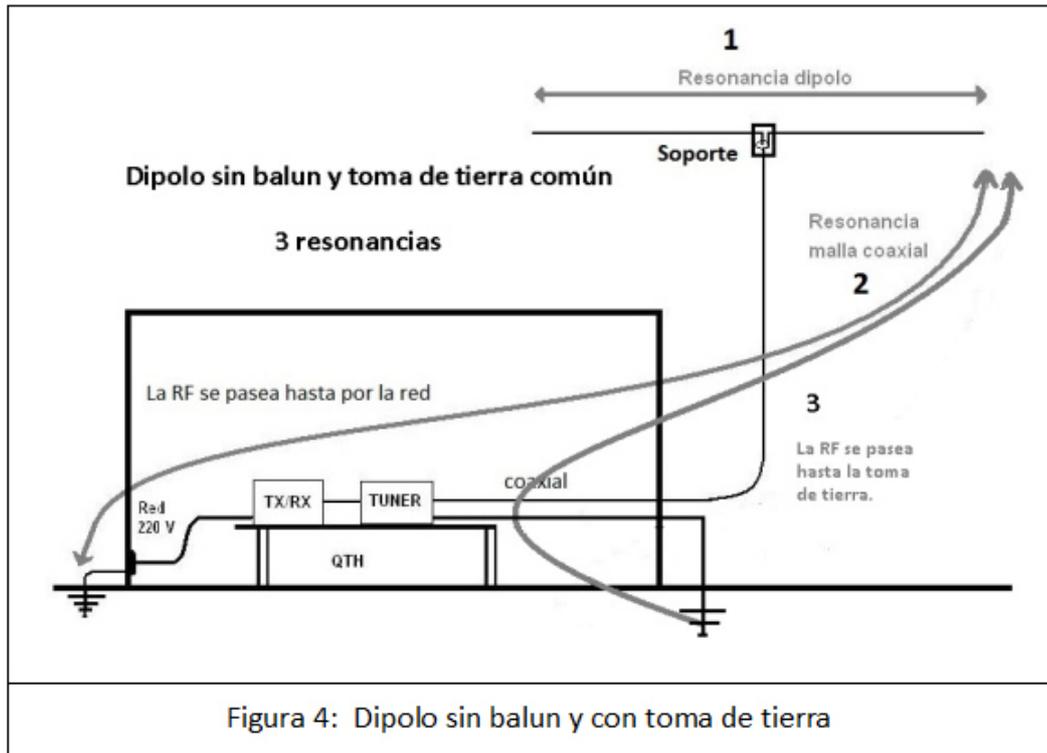
Pero esta solución tan simple presenta muchos problemas de RF para los radioaficionados y debe mejorarse modificándola de otra forma que veremos más adelante.



Problemas de la RF con las tomas de masa comunes

El problema que se presenta con la toma de masa común se debe a que muchas antenas comerciales y caseras no equipan un balun que evite corrientes de RF por el exterior de la malla del coaxial. Este problema se presenta en antenas como la G5RV, que la venden sin balun, así como muchos dipolos multibanda con trampas o con radiantes múltiples que también se venden con un soporte central sin balun.

y muchas verticales con radiales incorporados, que son en realidad dipolos verticales, pero que también se comercializan sin balun (figura 4).



Si existe una corriente de RF que circula independiente por la malla del cable coaxial, cuando la desviamos mediante la toma de tierra común, aparecen dos problemas adicionales:

En transmisión: La RF que circula por la toma de tierra se está radiando en el interior de la estación, produciendo todo tipo de problemas asociados. Lóbulos de radiación de la antena alterados, radiofrecuencia en el micro en alguna banda, problemas en las conexiones USB con programas digitales que cuelgan la conexión, etcétera.

En recepción: La toma de tierra común ahora forma parte de nuestra antena receptora de forma que estamos recibiendo muy fuertes todas las señales parásitas generadas dentro de nuestra estación, como por ejemplo la RF generada por un alimentador conmutado del teléfono fijo, un cargador conmutado de móvil o tableta, la pantalla de un ordenador, etcétera.

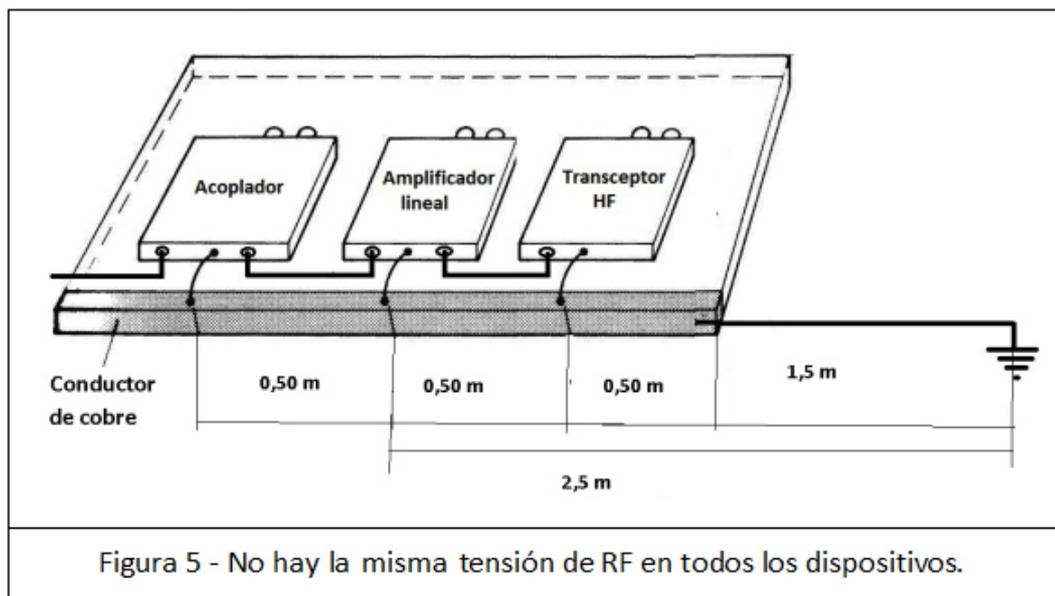
Sí, ahora estamos bien protegidos eléctricamente de las descargas eléctricas accidentales, pero hemos creado muchísimos problemas con la RF en el interior de nuestra estación.

Una comprobación de que tenemos un problema de RF, se puede obtener añadiendo un latiguillo de un par de metros de cable coaxial a la bajada de antena. Si la ROE varía, hay un problema de RF por el exterior del cable. Si por casualidad disponemos de dos medidores de Rf (uno en el equipo y otro exterior, si la lectura de ROE difiere en los dos instrumentos, también tenemos RF circulante.

No existe equipotencialidad en RF

En RF, no podemos nunca decir que haya el mismo potencial de RF entre dos puntos de un cable separados por una cierta distancia de decenas de centímetros e incluso de algún metro, pues la tensión de RF cambia con la distancia, al propagarse a lo largo de un cable.

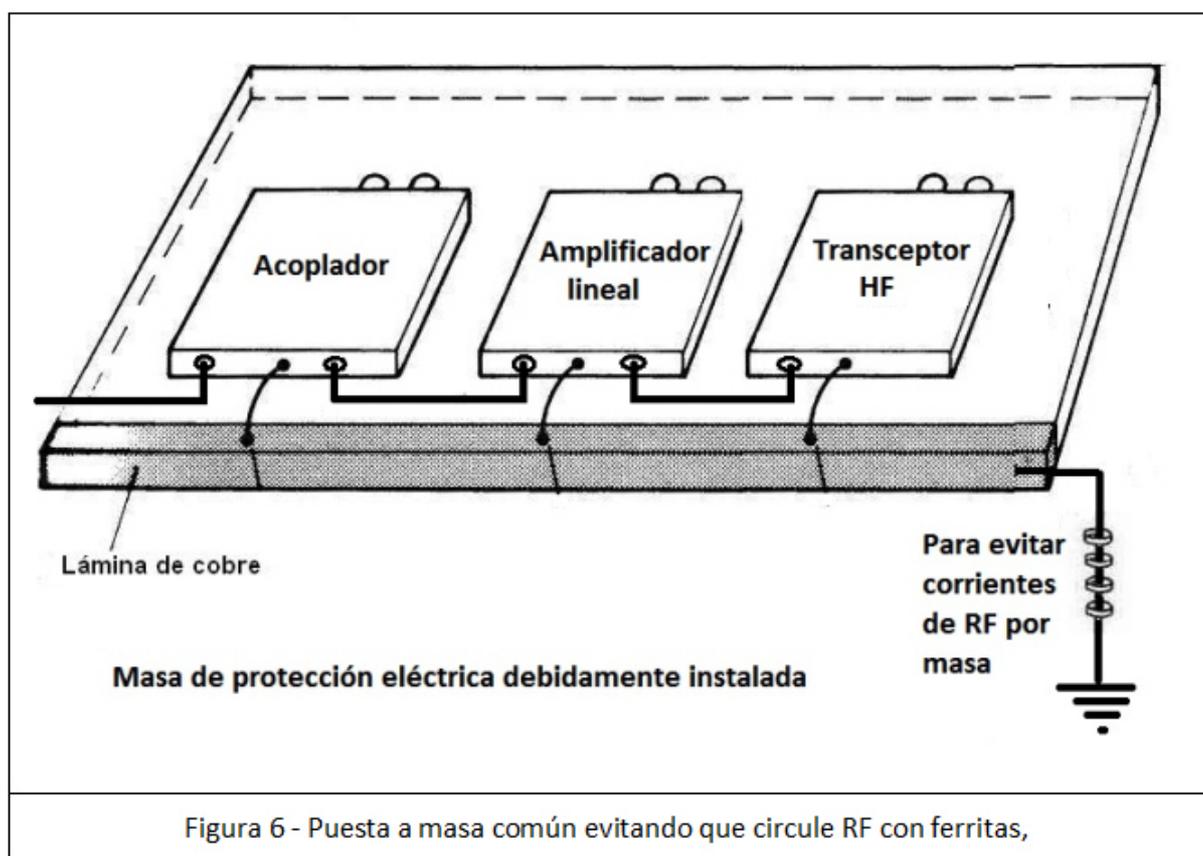
Es falso que conectando todos los dispositivos de una estación a una toma de tierra común estén todos al mismo potencial de RF, porque como se observa en la figura 5. Si hay una distancia de 2,5 metros entre un lineal y la toma de tierra, si por ejemplo en la tierra hubiera una tensión de RF nula, a 2,5 metros ( $\frac{1}{4}$  de onda en 10 metros) en 28 MHz ahora habrá precisamente una tensión de RF máxima en el amplificador lineal y es muy probable que tengamos problemas de RF en nuestra instalación cuando operemos en esta banda (figura 5), si no tomamos otras precauciones. A continuación veremos las precauciones que debemos tomar.



### Tomas de masa comunes sin RF

Debemos evitar por todos los medios posibles que circule RF por una toma de tierra común, si nos hemos visto obligados a instalarla por ausencia de cable amarillo/verde de protección eléctrica común en la instalación.

La solución adecuada para impedir su circulación es colocar anillos de ferrita que impidan cualquier circulación de RF por la toma de tierra común en la instalación (Figura 6). No parece difícil, ¿verdad? Lo difícil será saber cuántos anillos de ferrita serán necesarios para actuar como choque suficiente para impedir el paso de la RF, pero se puede aumentar su eficacia como choque enrollando el cable en varias espiras que pasan varias veces por dentro del anillo de ferrita, todas las que quepan.



Si teníamos RF en el micrófono o en la estación, es mejor no intentar solucionarlo con una toma de tierra común que pueda ocasionar problemas en alguna banda porque la bajada coaxial resulta resonante en cuarto de onda, sino que lo que procede es impedir que la RF circule por el exterior del cable coaxial mediante el uso de un balun equilibrador o un un-un de ferritas que impida su paso actuando como un choque.

¿Son imprescindibles las tomas de tierra a pie de antena?

Las tomas de tierra son necesarias en muchos casos que no son demasiado frecuentes, dado que en Europa la población es ya en un 60% urbanita. Pero nos quedan algunas:

- Casas aisladas con terreno alrededor en la que puede haber descargas de rayos..
- Otros lugares elevados propensos a descargas de rayos con historial de impactos anteriores.
- Lugares muy secos con posible acumulación de estática.

Realmente no es imprescindible ni aconsejable complicarse la vida colocando tierras problemáticas y lejanas en casas situadas en el interior de pueblos y ciudades rodeados de edificios con antenas y pararrayos por todas partes, y en lugares muy húmedos muy cerca del mar donde no se acumula estática prácticamente jamás, pero el autor del artículo no se hace responsable de que los rayos no respeten esta opinión.

Cuándo no sirven de nada

En edificios de apartamentos rodeados por otros edificios y en los que hay instalados pararrayos a activos de puntas agudas, en los que hay más probabilidades de que caiga el rayo. Es estos casos, es mejor conformarse con la toma de tierra de protección eléctrica interior de la casa, a menos que nuestra antena se encuentre en el edificio singular más alto del vecindario y aislado, es decir, sea un edificio en que es muy posible la caída de un rayo.

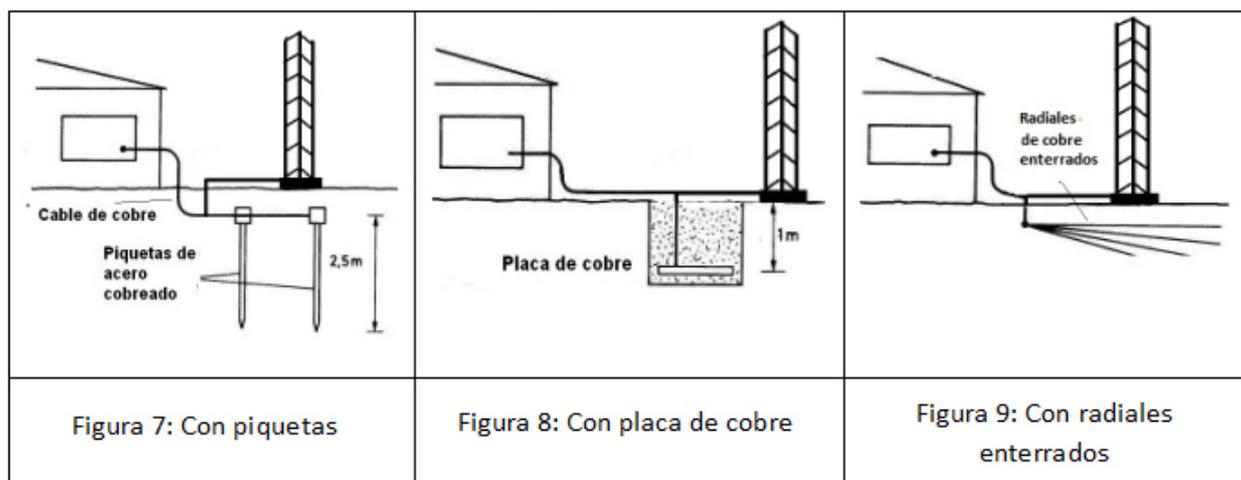
Otra cuestión es que nos obliguen las normativas locales, aplicando normas cuya eficacia preventiva no se ha demostrado y que más bien se vuelven peligrosas para los que se ven obligados a instalarlas.

Modernamente ya existen pararrayos pasivos contra la caída de rayos que son capaces de evitar por completo la caída de rayo en las superficies protegidas por ellos, aunque su importe es bastante elevado.

Tomas de tierras siempre en el exterior

Todas las tomas de tierra adicionales deben ser realizadas en el exterior de la estación, especialmente la que pone a tierra el soporte de la antena si es una torreta o el mástil de soporte de la antena si consideramos que es necesaria.

Disponemos de varias configuraciones para realizar las tomas de Tierra:



Una sola piqueta de cobre de 2,5 metros no basta para conseguir una resistencia de tierra suficientemente baja, pues se considera que en terrenos normales sedimentarios tiene como mínimo 60 ohmios de resistencia a tierra por piqueta de 2,5 metros. Por tanto, es necesario colocar por lo menos 4 piquetas bien separadas para intentar bajar la resistencia a un valor inferior a 15 ohmios, pero eso solo se consigue separándolas todas a distancias superiores a 1 metro y medio, porque si la distancia entre ellas es inferior, la resistencia a tierra no disminuye lo suficiente.

Antena vertical con tierra natural

En una antena vertical con tierra natural hay que tener en cuenta que la resistencia de la toma de tierra se convierte en resistencia de pérdidas en serie con la resistencia de radiación de la antena, tal como se observa en la figura 10.

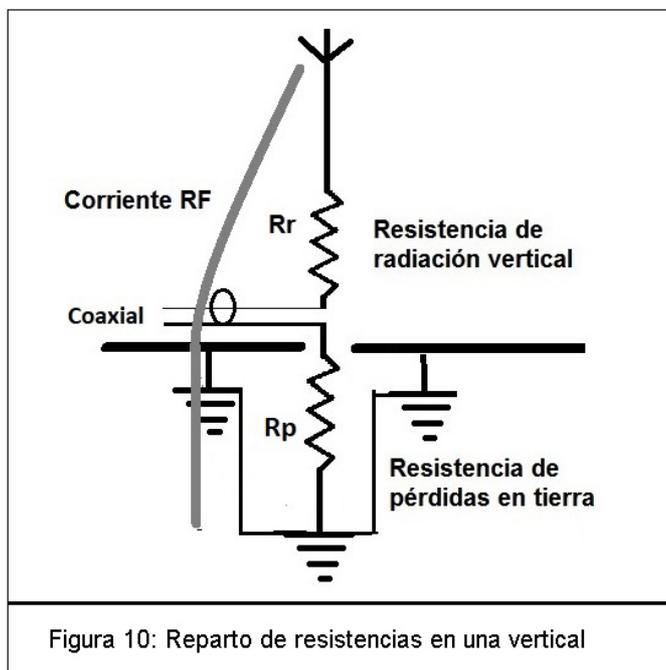


Figura 10: Reparto de resistencias en una vertical

El rendimiento del sistema equivale se obtiene por la relación  $R_r/(R_r+R_p)$ , de forma que cuanto mayor es la resistencia de pérdidas, peor es el rendimiento de la vertical.

### Tierras para verticales

El mejor artículo que conozco que se haya publicado sobre tipos de radiales para verticales de HF apareció en el QST de Marzo de 2010 An experimental look at ground systems for HF Verticals por Rudy Severns, N6LF, quien se dedicó a experimentar con medidas, número de radiales y su longitud, consiguiendo unas conclusiones sorprendentes, que se hace imposible resumir todas aquí. Yo os recomendaría que buscarais ese artículo en la web de la ARRL, o que pidierais que os lo descargara algún miembro de la ARRL o me lo pidáis a mí directamente.

### Operación en portable

Generalmente no se dispone de tiempo ni ganas de ponerse a realizar una toma de tierra con la suficiente gran conductividad (baja resistencia), de forma que se recomienda utilizar antenas que no necesiten una toma de tierra, sino siempre las que sean dipolos, o Vs invertidas, o que dispongan de contraantena, o sean alimentadas por un extremo (EndFed).

### Mejor el mar que la montaña

Los lugares más adecuados para la operación en portable en HF no son, como pudiera parecer, las zonas más altas de las montañas, pues acostumbran a ser de rocas graníticas con mala conductividad, sino en las cercanías del mar o de corrientes de agua en lugares que haya capas sedimentarias con buenas capas freáticas subterráneas que sí son buenas conductoras, de modo que proporcionarán una buena reflexión a las ondas electromagnéticas.

### Descargadores de gas

Tal vez os hayáis fijado en que todos los conmutadores de antena para cables coaxiales ponen a masa todas las antenas no seleccionadas, para evitar alguna descarga inoportuna de estática que podría saltar incluso al no estar conectada directamente al receptor si las dejamos flotantes. Esa es una precaución muy aconsejable para evitar acumulación de estática o que cualquier descarga en otra antena salte la desconexión y dañe la entrada de nuestro receptor, a pesar de que no esté directamente conectada a esa antena.

Una precaución muy aconsejable consiste en colocar intercalados en las bajadas de cable coaxial descargadores de gas conectados a un cable de tierra exterior, los que evitarán que posibles descargas de estática o que pequeñas descargas colaterales de rayos afecten directamente a nuestros equipos (Figura 11). Hay modelos para un máximo de 400 W y otros para 1500 W.

## MFJ272 protector estática



Figura 11: Protector de descargas de gas

Solo se disparan cuando la tensión es superior a un umbral muy superior a la tensión de RF de diseño. Deben colocarse adecuados a la potencia que solemos operar y hay que tener en cuenta que la tensión de RF puede llegar a doblarse por una ROE elevada.

El lugar perfecto para su colocación es justo antes de entrar en nuestro QTH o al pie de la torreta por donde descienden los coaxiales.

### Defensa contra los rayos

No hay defensa posible contra la descarga directa de un rayo en nuestra antena, pues por muchas precauciones que tomemos con tomas de tierra, las sobretensiones que se producen afectarán a todos nuestros equipos y es muy probable que se produzca la destrucción total de nuestra estación (Figura 12).



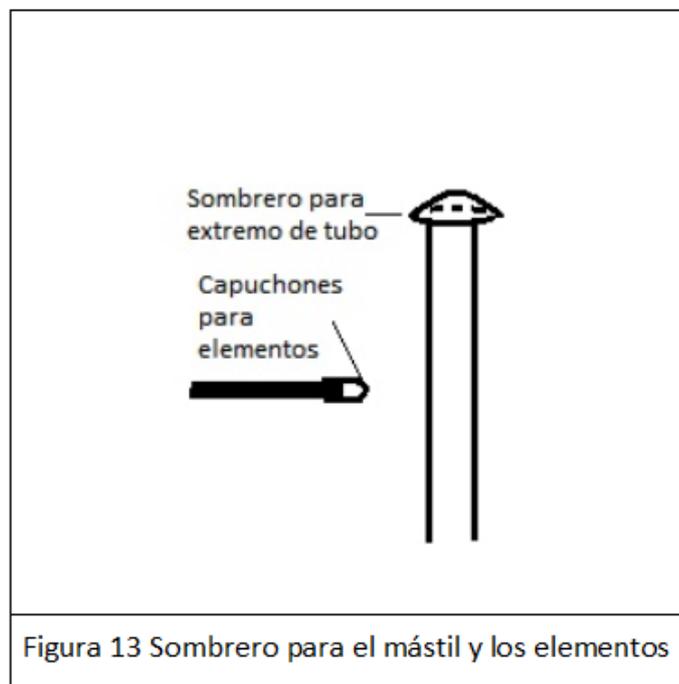
Figura 12: Impacto directo de un rayo

Sin embargo, es posible y conveniente defenderse de la caída de una chispa menor colateral, tomando las máximas precauciones posibles, por lo que, de todos modos, si nos encontramos en un lugar con descargas probables, se recomienda prevenir el impacto utilizando todas las defensas pasivas posibles. Entre ellas las más importantes son redondear en lo posible las puntas de las antenas y desconectar los cables coaxiales de los equipos.

### Redondear las puntas en las antenas

Por una parte, la mejor defensa pasiva consiste en eliminar en todo lo posible las puntas agudas en nuestras antenas. Las puntas agudas alcanzan un potencial superior de carga y pueden llegar a desprender electrones o cargas positivas en presencia de nubes cargadas eléctricamente. Cuando la punta o extremo es muy agudo (el radio de la esfericidad de su punta es muy pequeño), las cargas que desprenden pueden llegar a ionizar el aire y pueden convertirse en trazadores precursores que favorecen el camino de la descarga del rayo.

El efecto de las puntas hace que el potencial estático aumente inversamente proporcional al cuadrado del radio de la punta, de forma que la solución es redondear al máximo todas las puntas de los elementos mediante la utilización de tapones de plástico de gran radio. No debemos olvidar cubrir de algún modo el extremo del tubo de soporte más elevado que generalmente es el eje de giro del rotor, utilizando algún tipo de sombrero plano (Figura 13). Lo importante es eliminar las puntas agudas al mínimo posible.



#### Desconectar los coaxiales

La siguiente defensa pasiva consiste en desconectar todas las bajadas de antena de nuestra estación ante cualquier anuncio de tormentas con fuertes descargas eléctricas, e incluso podemos llegar a colocar los extremos de los cables coaxiales con sus conectores dentro de botellas de vidrio, para evitar que la descarga directa de un rayo o de una chispa colateral pueda llegar a saltar del conector hasta nuestros equipos situados en las proximidades.

Claro que me temo que los conectores coaxiales PLs y Ns actuales no pasan bien por los cuellos de las botellas, por lo que habrá que buscarlas de más capacidad, como por ejemplo las garrafas de 5 litros con cuellos más amplios. Esta es una precaución que he leído que toman muchos americanos del centro-sur de EE.UU. muy propensos a sufrir tormentas eléctricas impresionantes, acompañados de tornados.

#### Conclusión

En resumen: cuidado con las tomas de masa comunes que transporten RF a tierra porque es peor el remedio que la enfermedad. Cuidado con los rayos, pero evaluemos si nos encontramos en zona de peligro y pongamos en práctica todas las precauciones posibles, especialmente las pasivas, pero no las imposibles si no es imprescindible.

Y os deseo buena suerte, porque afortunadamente la descarga directa de un rayo es un fenómeno que toca tan poco como la lotería, si no compramos muchos números. Aquí no hay problemas de blanqueo de dinero negro para que nos toque muchas veces.

# El ABC de las antenas

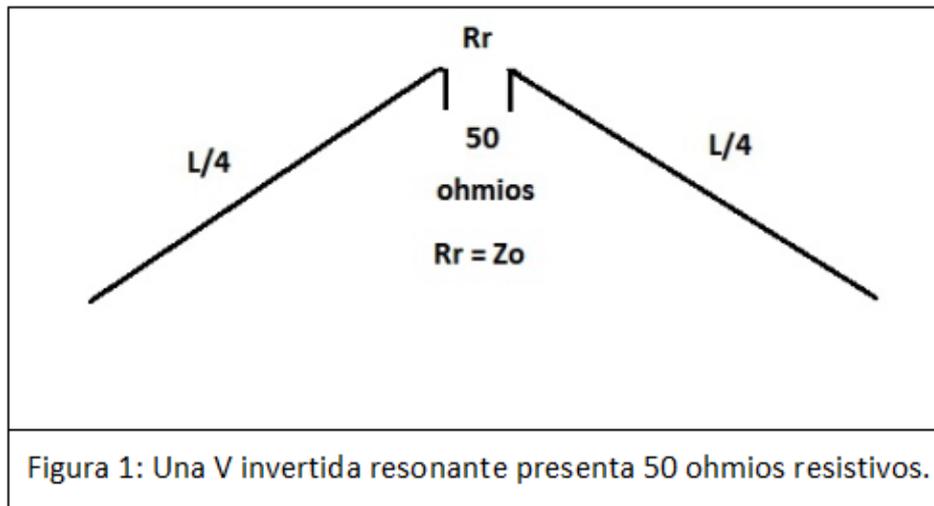
## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 7. La importancia de la ROE en HF y en VHF

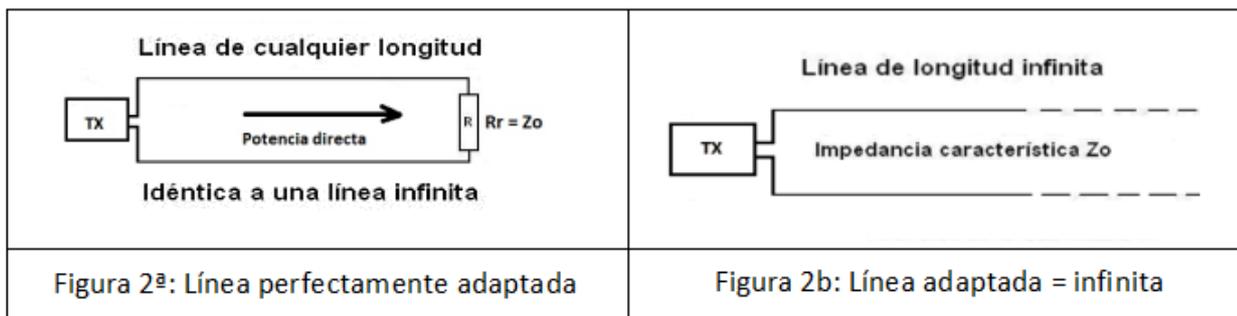
Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

#### La adaptación ideal

Supongo que habréis oído contar muchas veces que, para que una antena dé un buen rendimiento, debe ser resonante y la impedancia en su punto de alimentación debe ser resistiva  $R_r$  y valer 50 ohmios (Figura 1), igual a la impedancia característica  $Z_o$  del cable coaxial que la alimenta. Estas condiciones vienen representadas por el cumplimiento de la igualdad:  $R_r = Z_o$ .



Cuando esta igualdad se cumple perfectamente, la línea coaxial envía toda la potencia generada por el emisor hasta la antena y se radia en la antena con pérdidas mínimas en el cable coaxial (figura 2a).



También se cumple que la relación entre la tensión y la corriente alternas a lo largo del cable de alimentación ( $V/I$ ) es constante e igual a una resistencia pura ( $Z_o$ ), llamada también impedancia característica del cable, normalmente de 50 ohmios para cables de transmisión. Y entonces podemos asegurar que no existe ninguna potencia reflejada por la antena que retorne devuelta hacia el transmisor. Toda la potencia emitida por el transmisor se radia por la antena perfectamente

#### Una línea de transporte infinitamente larga

Se dice que la línea coaxial en estas condiciones se comporta como una línea de transporte infinitamente larga, de la que no somos capaces de determinar su longitud desde el transmisor, porque toda la energía que introducimos por un extremo del cable, desaparece por el otro extremo y es radiada por la antena (Figura 2b).

#### La ROE o Relación de Ondas estacionarias

Cuando esto no se cumple exactamente ( $Z_o \neq R_r$ ), entonces no se radia toda la energía por la antena y en parte vuelve reflejada hacia el transmisor y en el cable se monta un pollo considerable y se forman las denominadas Onda Estacionarias (Figura 3).



Figura 3: Línea mal adaptada produce potencia reflejada devuelta al TX.

El resultado de la superposición de dos señales de radiofrecuencia que viajan en direcciones opuestas: la potencia directa hacia la antena y la potencia reflejada por una antena mal adaptada (figura 3) da lugar a que las tensiones no sean constante en el cable y a la aparición de unos valores máximos y mínimos de tensión y corriente (figura 4).

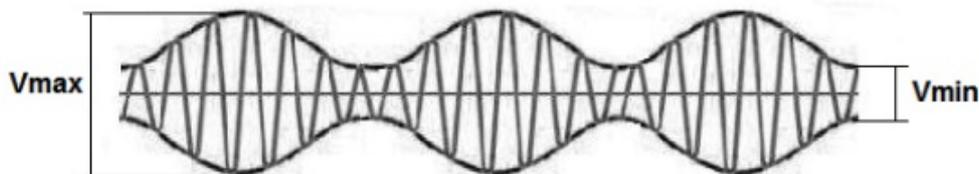


Figura 4: Ondas estacionarias en antena mal adaptada

La relación entre los valores máximos y mínimos de la onda estacionaria que se forma es lo que se denomina Relación de Ondas Estacionarias y abreviada la llamamos ROE y se representa siempre por una relación referida a la unidad, como por ejemplo 1,5:1, 2:1 y 5:1, aunque también muchas veces simplificamos y escribimos solamente ROE = 1,5, 2 y 5, prescindiendo de los dos puntos y el uno de la comparación, porque es mucho más cómodo.

Cuando existe una adaptación ideal y perfecta entre el cable y la antena, al no haber potencia reflejada procedente del extremo de la línea, no se forman ondas estacionarias en la línea de transmisión. Es decir la relación entre la tensión y la corriente es constante a lo largo de toda la línea ( $V/I = Z_0$ ) y se dice que la Relación de Ondas Estacionarias (ROE) es 1:1 (el máximo es igual al mínimo), o también ROE = 1, y eso significa que hay una perfecta adaptación entre el transmisor, el cable coaxial y la antena. Observad que decir que la ROE es igual a 0 (ROE = 0) es una tontería enorme porque nunca puede valer 0. El mínimo es 1.

Cuando  $R_r \neq Z_0$

La situación ideal  $R_r = Z_0$  por desgracia solo se cumple exactamente en una sola frecuencia central de la antena, una única frecuencia  $f_0$ , la frecuencia a la que la antena es exactamente resonante porque se cumple  $L/2 = 142 / f_0$  (Figura 5). Esta cifra viene dada por aplicar la velocidad de la luz en Megámetros (300), dividida por 2 para tener media longitud de onda (150) y multiplicada por el factor de velocidad de la onda viajando por un cable que es aproximadamente 0,95 (velocidad en el cable 95% del vacío), aunque varía ligeramente con el diámetro del cable y si el material no es cobre.

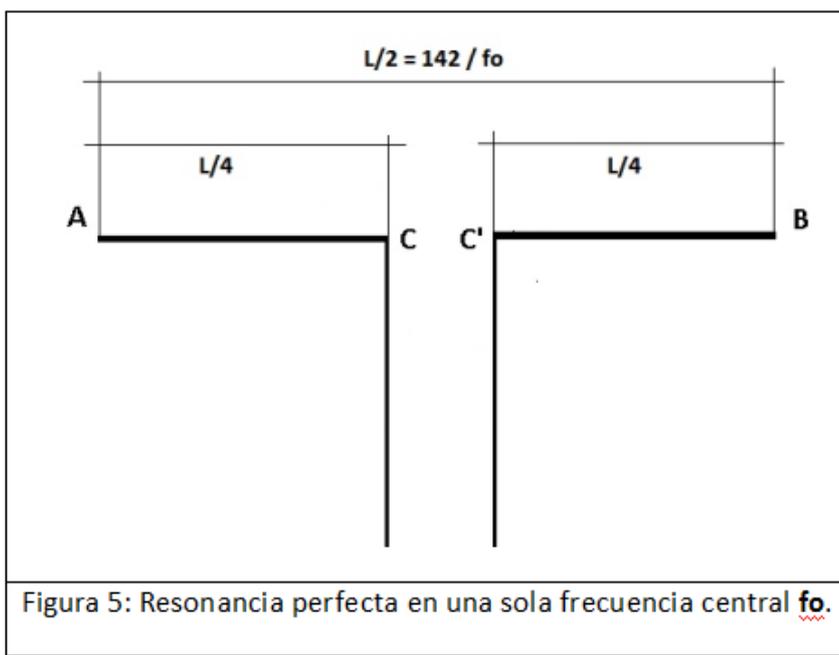


Figura 5: Resonancia perfecta en una sola frecuencia central  $f_0$ .

Pero en cuanto nos movemos por el resto de la banda y, por ejemplo, subimos la frecuencia del emisor (disminuimos la longitud de onda), la antena empieza a ser demasiado larga y se comporta también como una inductancia. Esto se advierte porque, además de la resistencia de 50 ohmios, aparece en serie una reactancia inductiva  $X_L$  adicional, que se añade a la resistencia  $R_r$  de radiación y que nos rompe esta adaptación ideal (Figura 6).

Ahora  $Z_0 \neq R_r + jX_L = 50 + j50$  ohmios

Donde la “j” después del signo más nos indica que esta no es una suma normal, sino una suma vectorial, que nos perturba ese estado ideal de la resonancia y hace que la ROE adquiera un valor superior y, además, nos aparece una onda estacionaria, cuya relación entre máximos y mínimos es, en este caso en concreto de ROE = 2,6:1.

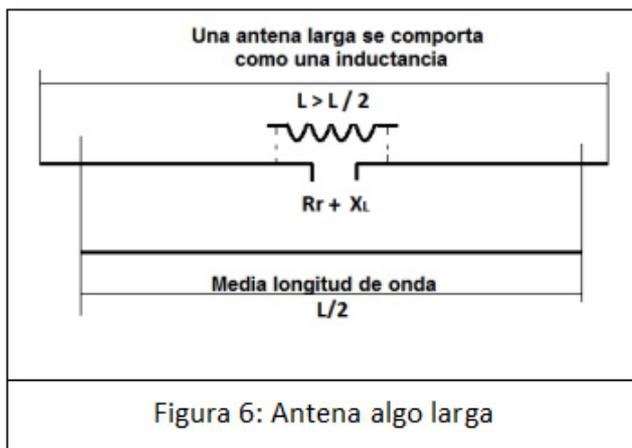


Figura 6: Antena algo larga

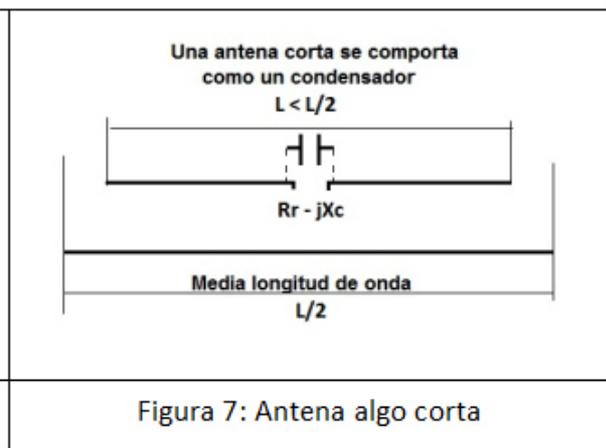


Figura 7: Antena algo corta

Se ha perdido la adaptación perfecta y una parte de la potencia generada vuelve reflejada hacia el transmisor y se monta una onda estacionaria en la línea coaxial. No es grave, porque si a nuestro transmisor no le gusta, siempre se le podrá enredar utilizando un acoplador.

De modo similar, si bajamos la frecuencia (aumentamos la longitud de onda), además de la resistencia de 50 ohmios, como la antena ahora será demasiado corta, se comportará como un condensador y aparecerá una reactancia capacitiva  $X_c$  que se añade a la resistencia  $R_r$  de radiación en serie (Figura 7). Ahora tendremos por ejemplo:

$Z_0 \neq R_r - jX_c = 50 - j50$  ohmios

La “j” y el signo menos nos indican que no es una suma normal sino vectorial y también al mismo tiempo, que la reactancia es capacitiva y que nos aparece una onda estacionaria en la que la ROE aumenta hasta 2,6:1 y una pequeña parte de la potencia enviada a la antena (22%), es devuelta reflejada hacia el transmisor. Por tanto, en la línea de transmisión coaxial se monta una onda estacionaria con máximos y

mínimos.

ROE > 2: Situación peligrosa para el transmisor

Supongamos ahora que el transmisor a su salida no encuentra la impedancia ideal que esperaba, no encuentra los 50 ohmios para los que ha sido diseñado, y, por culpa de la potencia reflejada por la antena, aparecen en los bornes de su salida de antena unos valores de tensión y corriente que pueden ser muy superiores a los de diseño y que podrían llegar a ser el doble de los previstos, poniendo su vida en peligro, sino tiene suficiente margen de seguridad.

Para protegerlo, los fabricantes de equipos con los pasos amplificadores finales a base de transistores, diseñados algo justos en cuanto a los márgenes de seguridad, normalmente introducen un circuito protector de ROE para compensar esta situación, circuito que disminuye la amplificación y mantiene los valores de tensión y corriente dentro de los márgenes especificados. Ahora tenemos menos potencia de salida (Figura 8).

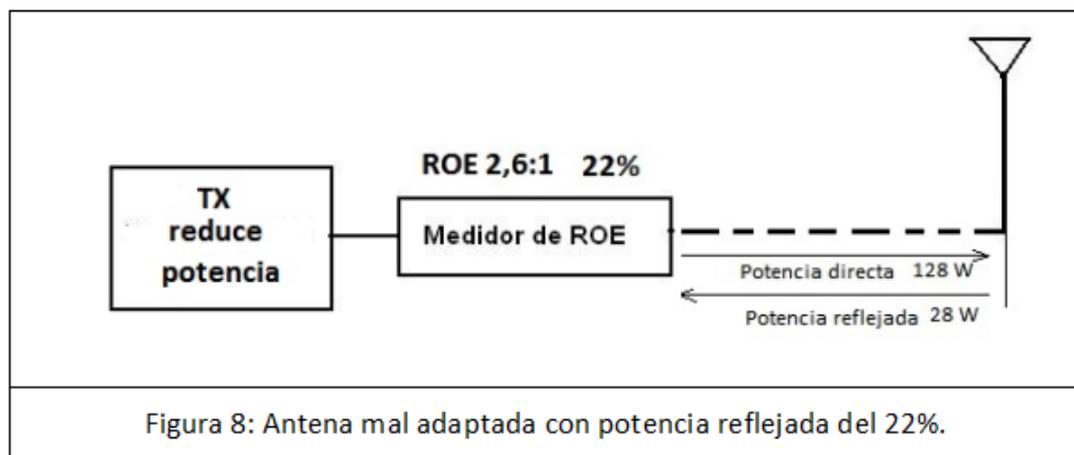


Figura 8: Antena mal adaptada con potencia reflejada del 22%.

Acoplador de antena para eliminar la ROE > 1:1

¿Estamos perdidos? No, aun tenemos una solución perfecta para superar esta situación. La solución consiste en utilizar un acoplador de antena externo (si el transceptor no lo lleva interno) para engañar al transmisor y que no se entere de las ondas estacionarias y la potencia reflejada. Volvemos a proporcionarle una situación ideal para el transceptor mediante el ajuste correcto de un acoplador de antena.

Entre el transmisor y el acoplador de antena, intercalamos un Medidor de ROE y ajustamos los mandos del acoplador hasta conseguir que la situación vuelva a ser ROE = 1, con lo cual el transmisor ahora verá una impedancia  $Z_0 = R_r = 50$  ohmios nuevamente. Hemos resuelto el problema y el transmisor, ya tranquilizado, volverá a dar plena salida a la potencia deseada (Figura 9).

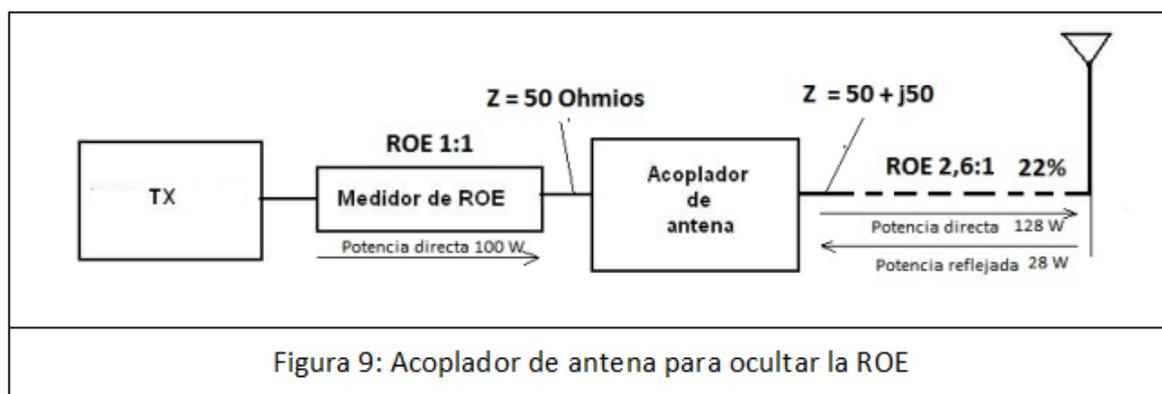


Figura 9: Acoplador de antena para ocultar la ROE

Si los amplificadores finales tuvieran un margen sobrado para soportar esta ROE y no se arrugara, entonces no pasaría nada especial, si nos conformáramos con la pérdida de potencia ocasionada por la potencia reflejada que es devuelta en parte hacia al transmisor, el cual debería absorberla y convertirla en más calor disipado, pues habría disminuido su eficiencia en la amplificación.

El efecto del acoplador sintonizado

El acoplador intercalado y perfectamente sintonizado reduce la ROE en el medidor a una cifra cercana al 1:1 y hace desaparecer la potencia reflejada. ¿Cómo lo hace? Proporcionando una reflexión especular de esta potencia reflejada, de forma que actúa como un espejo que devuelve de nuevo la potencia reflejada hacia la antena en el siguiente ciclo de radiofrecuencia, para que sea finalmente radiada, sumada en los siguientes ciclos de la RF.

De esta forma, evitamos que llegue al transmisor la potencia reflejada a nuestro equipo y este ya no sufrirá sobretensiones ni sobrecorrientes ni sobredisipación, sino que funcionará como si estuviera conectado a una carga perfectamente ideal de 50 ohmios (Figura 10).

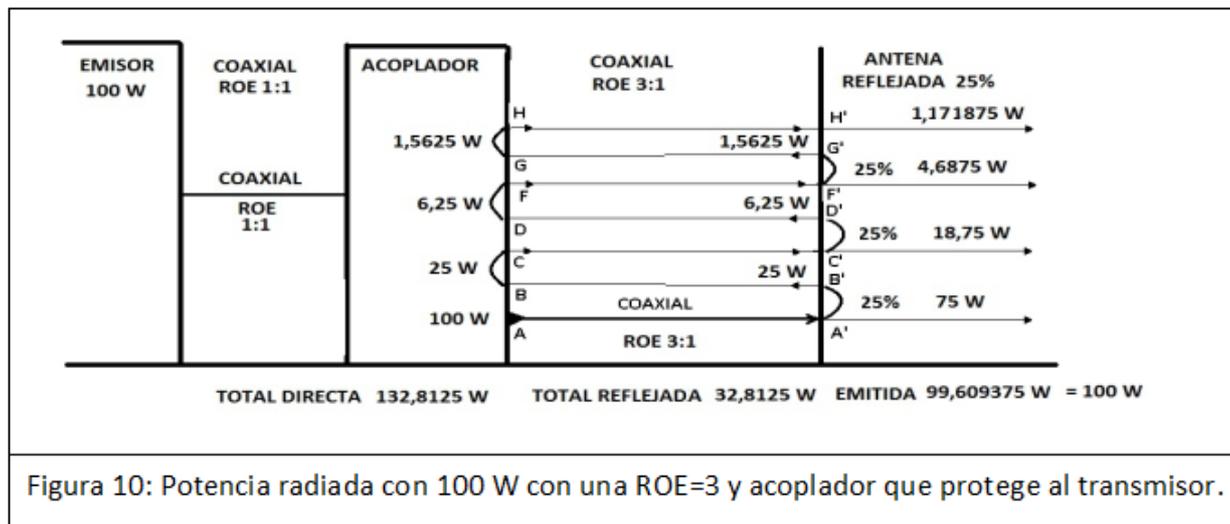


Figura 10: Potencia radiada con 100 W con una ROE=3 y acoplador que protege al transmisor.

El acoplador, bien ajustado para proporcionar este efecto de espejo a la potencia reflejada, introduce una reactancia conjugada igual y de sentido contrario a la que se presentaba en los bornes del transmisor sin acoplador. Además, también transforma cualquier impedancia distinta de los 50 ohmios, en la impedancia perfecta de 50 ohmios que le gusta al transmisor.

En la figura 10 se detalla qué ocurre exactamente en cada ciclo entre el acoplador y la antena, comenzando por el envío de 100 W en A hacia A', que son devueltos en parte de B' a B y nuevamente reenviados hacia la antena desde C a C' y devueltos en parte de C' a D. Y así sucesivamente hasta que haya salido por la antena toda la potencia generada por el transmisor, excepto un ligero aumento de la potencia pérdida en el cable.

Pérdidas despreciables por ROE en HF

Aunque hemos resuelto la adaptación del transmisor a la línea coaxial y antena, la presencia de ondas estacionarias (ROE > 1:1) en la línea de transmisión aumenta las pérdidas en el cable ligeramente, porque ahora hay dos ondas eléctricas que se mueven en el cable: la directa que va hacia la antena y la reflejada que vuelve una y otra vez hasta ser reenviada por completo finalmente a la antena. Por tanto estas pérdidas en la línea son ahora algo superiores a las de una antena resonante y con una impedancia perfecta de 50 ohmios.

¿Cuánto han aumentado las pérdidas? Estas mayores pérdidas son totalmente despreciables en las bandas bajas de HF, como podemos comprobar en la **Tabla I** donde se muestra las pérdidas y su aumento en un cable RG-213, prácticamente en todas las bandas de HF.

Tabla I										
Emisor 100 W		W perdidos			W perdidos			Diferencia en dB		
CABLE	RG-213	con antena G5RV			con dipolo 72 $\Omega$			entre las antenas		
Frecuencia	ROE	15 m	30 m	45 m	15 m	30 m	45 m	15m	30 m	45 m
3.650	1,9	7	10	16	4	8	13	-0,1	-0,1	-0,2
7.100	4,0	12	24	36	6	12	17	-0,3	-0,6	-1,1
10.125	3,6	15	26	41	7	14	20	-0,4	-0,7	-1,3
14.125	3,0	14	27	40	9	16	23	-0,2	-0,6	-1,1
18.100	2,3	13	25	36	10	18	26	-0,1	-0,4	-0,6
21.150	1,9	12	24	34	10	19	28	-0,1	-0,3	-0,4
24.900	2,5	17	32	45	11	21	30	-0,3	-0,7	-1,0
28.500	1,7	14	26	37	12	23	32	-0,1	-0,2	-0,3

En la Tabla I realizamos la comparación de las pérdidas en un cable RG-213 de varias longitudes (15, 30 y 45 metros) con dos antenas diferentes: una siempre perfectamente resonante y adaptada a 72 ohmios (un dipolo) y otra no resonante (una G5RV) con distintas ROE en cada banda.

La resonante es un dipolo monobanda de 75 ohmios de impedancia alimentada con un cable RG-213 con ROE 1,5:1, pero considerada como monobanda; es decir, como si tuviéramos un dipolo resonante para cada banda perfectamente adaptado y que lo utilizamos SIN acoplador porque se supone que está bastante bien adaptada con una ROE de tan solo 1,5: 1

La NO resonante es una antena G5RV auténtica para 80 metros y de la que hemos medido la ROE en cada banda antes de la conexión al acoplador. Podemos comprobar en la Tabla I que la diferencia de pérdidas es insignificante en todas las bandas y, por tanto, utilizando el acoplador, como las pérdidas y la ROE permanecen idéntica, conseguimos que el transmisor de 100 W y por tanto comprobamos que no aumentan significativamente las pérdidas en el cable coaxial que la alimenta.

Decimos que el aumento de las pérdidas no es significativo porque son casi siempre inferiores en 1 dB y nunca alcanzan los 2 dB, y hemos de tener en cuenta que en la práctica no se distingue una diferencia de señal que no alcance los 3 dB; es decir, para que se note un cambio significativo en cualquier señal, debe aumentar al doble (+3 db) o disminuir a la mitad (-3 dB) la potencia de la señal deseada (o emitida).

Las pérdidas aumentan con la longitud del cable

Efectivamente es de sentido común que las pérdidas en el cable coaxial aumentan proporcionalmente con la longitud del cable (doble de cable, doble de pérdidas), por lo que es evidente que no nos interesa alargar demasiado los cables más de lo necesario e intentaremos siempre llevar la conexión de la antena hasta el transmisor por el camino más directo que sea posible.

Pérdidas inaceptables en el coaxial por ROE en VHF

Todo lo anterior sobre la importancia relativa de la ROE elevada NO es válido y NO es aplicable a antenas de VHF y UHF y frecuencias superiores, porque las pérdidas en la línea coaxial son muy superiores al aumentar muchísimo con la frecuencia. Y aún aumentan mucho más por la presencia de ondas estacionarias, de forma que, con pequeños valores de la ROE, las pérdidas en el cable coaxial pueden llegar a doblarse y triplicarse muy fácilmente. Aquí sí que son significativas y debemos evitarlas en todo lo posible.

Las antenas de VHF y UHF normalmente son monobanda y, por tanto, si aparece una cifra de ROE elevada en el medidor de ROE, probablemente esto se deba a que hay algún fallo o avería en la antena, o que probablemente está mal montada, o hay algún contacto defectuoso en los conectores, y debemos

concentrarnos en solucionar este problema en la antena, porque las elevadas pérdidas en la línea coaxial no pueden ser compensadas por ningún acoplador.

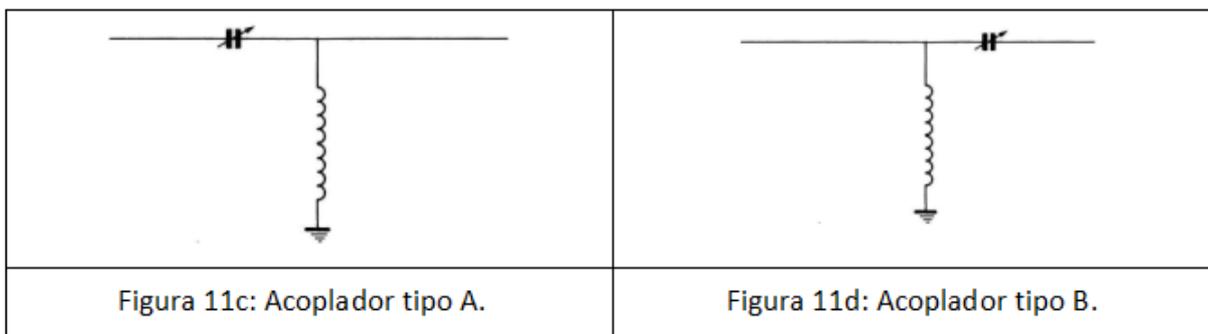
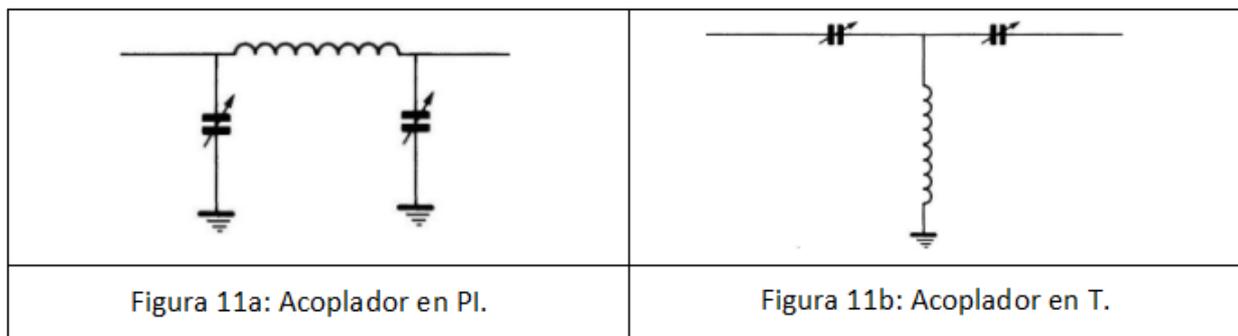
La ROE medida en VHF es inferior a la real

Por otra parte, la ROE medida en el transmisor en VHF es muy inferior a la realmente existente en la antena, porque debido a que el cable atenúa también la potencia reflejada que vuelve al transmisor, nosotros vemos un valor muy inferior al que mediríamos junto a la antena. Esto significa que cualquier ROE superior a 1,5 en la estación nos está informando de que hay un problema en la antena que debemos solucionar.

Por este motivo, NO se utilizan nunca acopladores para las bandas de 2 metros y frecuencias superiores, pues no arreglamos nada engañando al transmisor, porque ya hemos explicado que el acoplador no mejoraría las pérdidas en la línea coaxial, sino que seguirían existiendo exactamente igual.

Acopladores de antena para HF

Los acopladores de antena en HF son circuitos compuestos por una inductancia variable y uno o dos condensadores variables también y que se manejan mediante dos o tres mandos, un par para los condensadores variables y otro para variar la inductancia de la bobina giratoria, cuyo contacto deslizante es una especie de rueda acanalada. En la figura 11a y 11b tenemos dos tipos de acopladores clásicos: en forma de símbolo PI y en forma de letra T.



Los acopladores en PI eran muy populares en los amplificadores finales a válvulas por su función adicional de filtro pasa bajos atenuador de armónicos y su perfecta adaptación para las altas impedancias de las válvulas.

Actualmente los acopladores en media T, pero solamente formados por una bobina y un condensador son los más utilizados actualmente para los acopladores externos, porque podemos cambiar muy fácilmente su configuración, según nos interese elevar o disminuir la impedancia, mediante un conmutador para adoptar la posición tipo A o la disposición tipo B (Figuras 11c y 11d).

Acopladores automáticos

Actualmente, ya existen acopladores automáticos que están equipados con un microprocesador, el cual analiza la ROE existente con su propio medidor interno. Rápidamente conmuta añadiendo y quitando condensadores e inductancias automáticamente para alcanzar la mejor adaptación de impedancias posible. El microprocesador ejecuta un algoritmo muy rápido de cálculo que determina rápidamente (si existe) la combinación óptima de máxima adaptación en breves segundos (Figura 12).

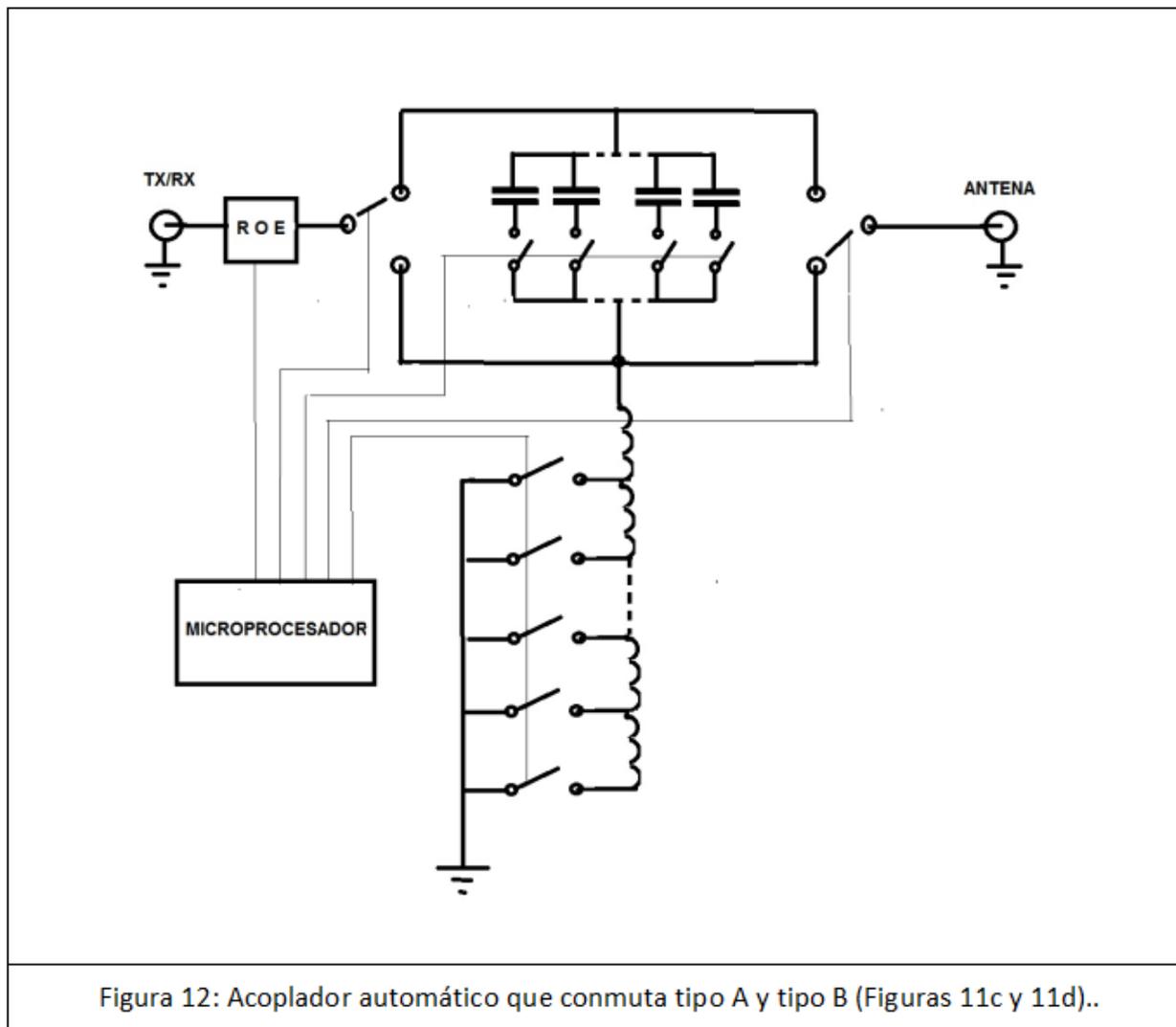


Figura 12: Acoplador automático que conmuta tipo A y tipo B (Figuras 11c y 11d)..

Modernamente, todos los acopladores automáticos disponen de un banco de memorias y un frecuencímetro que les permite regresar a una adaptación previamente memorizada para esta misma antena y esa frecuencia, sin necesidad de recalcularla cada vez que volvemos a esa banda y frecuencia., con lo que la adaptación correcta se consigue casi instantáneamente.

Generalmente las capacidades adicionales y las inductancias son introducidas por medio de relés que conmutan y añaden o quitan condensadores en paralelo para aumentar o disminuir la capacidad y también conmuta introduciendo más o menos bobinas en serie con la inicial, cuya inductancia se aumenta o disminuye conectándolas o desconectándolas en serie.

Sintonizadores de antena: ¿es lo mismo que un acoplador?

Electrónicamente un sintonizador de antena es exactamente igual internamente que un acoplador de antena, pero físicamente son muy distintos, porque normalmente llamamos sintonizadores de antena a los acopladores de antena situados en la misma antena y no en la estación. Es decir, están situados en el centro de un dipolo o al mismo pie de una vertical.

Por consiguiente, tienen que estar contruidos a prueba de intemperie y deben poder sintonizarse automática y remotamente, lo que supone que físicamente deben encontrarse en cajas estancas, además de recibir la alimentación de 12 V CC generalmente por el interior del mismo cable coaxial que transporta la RF desde el transmisor, por medio de un circuito de bypass de RF que introduce la alimentación en el cable en la propia estación.

Conclusión

Así que no lo dudéis y, si es necesario, utilizad un acoplador de antena en HF consideráis que es importante que extraigáis al máximo la potencia de vuestro transmisor, en cuanto la ROE aumente por encima de  $ROE > 2$  Por debajo de  $ROE < 2$ , normalmente es una pérdida de tiempo utilizarlo.

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 8. Diagramas de radiación

por Luis a. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

#### Directividad y antena isotrópica

La directividad es la capacidad de una antena para concentrar la energía electromagnética radiada hacia unas determinadas direcciones del espacio que la rodea. La directividad se mide comparando en decibelios la potencia por metro cuadrado que emite la antena en una dirección determinada, en comparación con la que emitiría una antena ficticia llamada antena isotrópica, que emite exactamente por igual en todas direcciones, como si fuera el punto central de una esfera.

La antena isotrópica es una antena ficticia, irreal, inexistente, en la que suponemos que toda la energía generada se radia desde un punto único del espacio (figura 1a). Desde ese punto central de una esfera, la energía radiada se expande uniformemente en todas direcciones del espacio como si fuera el centro de una esfera de radio  $r = d$ , siendo  $d$  la distancia del receptor hasta el punto central.

Como la superficie de una esfera es  $S = 4\pi r^2$ , en cualquier punto del espacio situado a una distancia "d", la densidad de potencia  $P$  radiada por una antena isotrópica, o sea la potencia por unidad de superficie, será igual a  $P/4\pi d^2$  en  $W/m^2$ . Si conseguimos concentrar la energía radiada hacia ciertas direcciones preferentes, conseguiremos aumentar la densidad de potencia, o sea los  $W/m^2$ , en esas direcciones y deberíamos poder trazar una gráfica que nos muestre la mejora en cada dirección del espacio expresado en decibelios, de modo que obtendríamos lo que llamamos diagrama de radiación (figura 1b), tanto acimutal, como de elevación.

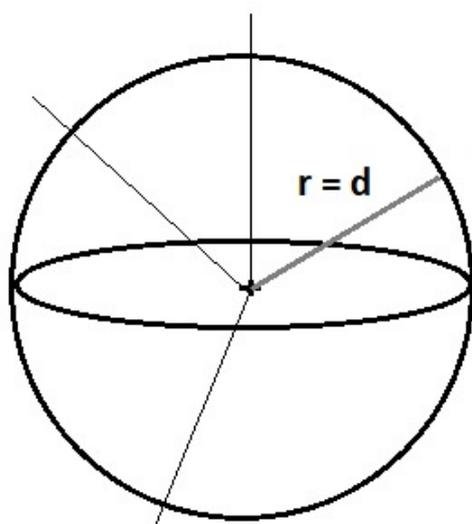


Figura 1a: Radiación antena isotrópica

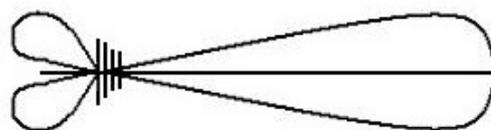


Figura 1b: Diagrama de radiación acimutal

#### La ganancia de una antena

La ganancia de una antena de dimensiones cercanas a media onda no es exactamente igual a la directividad, pero en la práctica se parece mucho, porque obtenemos una cifra casi igual a su directividad, pues solo se diferencian en la eficiencia de la antena. Esta eficiencia es muy alta (mayor del 95%) en la mayoría de las antenas de dimensiones físicas cercanas a la media longitud de onda, por lo que se puede considerar en estas antenas con un error despreciable, que directividad y ganancia dan cifras prácticamente iguales.

Esta equivalencia NO es de aplicación a las antenas de tamaño reducido, como por ejemplo las antenas de aro de pequeño diámetro en relación a la media longitud de onda, cuya resistencia de pérdidas es muy considerable, comparada con su más pequeña resistencia de radiación y, por tanto, su eficiencia es muy baja, disminuyendo su ganancia respecto a su directividad.

Las antenas reducidas son muy directivas, pero su ganancia es penosa, pues se encuentra en valores muy negativos, porque su baja eficiencia (pérdidas elevadas) desmerece la gran directividad de la antena y el

resultado final de la ganancia incluso puede ser un valor negativo.

Esto tampoco se cumple con las antenas de dimensiones muy superiores a la media onda, como por ejemplo las antenas de hilo largo de verdad, o sea larguísimo, como las Beverage, que también disponen de una gran directividad, aunque de una ganancia negativa, por su baja eficiencia radiante. Siempre tendremos pues que:

$G$  (Ganancia) =  $D$  (directividad) x Eficiencia (en factores o porcentajes)

$G$  (dB) =  $D$  (dB) – Eficiencia (dB) (en decibelios un porcentaje siempre es una resta)

Ganancia sobre dipolo y ganancia isotrópica

En los cálculos para verificar la comunicación entre dos puntos, siempre nos interesa utilizar la ganancia de una antena relativa a la antena isotrópica, puesto que esto nos proporciona la densidad de potencia en cualquier dirección del espacio lejano y nos permite comparar las antenas con objetividad. Esta ganancia la denominamos con las siglas **dB<sub>i</sub>**. Fijaos en la cola con la letra “i”.

Pero como la antena isotrópica no existe en la realidad, solo es una ficción, en la práctica nos vemos obligados a medir la ganancia de una antena, comparándola con la ganancia de un dipolo real resonante de media onda, lo que nos permite obtener una medida en **dB<sub>d</sub>**, que serían decibelios de ganancia respecto al dipolo. Fijaos que ahora la cola es una letra “d”.

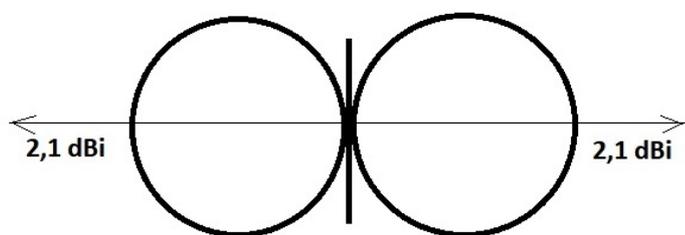


Figura 2: Ganancia de un dipolo en el espacio libre

Afortunadamente sabemos por cálculos matemáticos que un dipolo en el espacio libre, en dirección perpendicular al dipolo, tiene una ganancia máxima sobre la antena isotrópica de **2,17 dB<sub>i</sub>** (Figura 2). Gracias a esto, si queremos saber la ganancia máxima de una antena real, nos basta con compararla con un dipolo patrón (terminado en “d” o sea **dB<sub>d</sub>**) y luego sumarle 2,1 dB (*olvidémonos para siempre del “7” de la centésima*) para obtener la ganancia máxima isotrópica en **dB<sub>i</sub>**, de modo que:

$$G \text{ (dB<sub>i</sub>)} = G \text{ (dB<sub>d</sub>)} + 2,1 \text{ dB}$$

En la práctica, la antena a medir la colocamos en una cámara anecoica, con paredes absorbentes y no reflectantes, y de ese modo podremos medir la radiación de una antena a su alrededor y compararla con la del dipolo patrón y, entonces, sabremos su ganancia  $G$  (dB<sub>d</sub>) en todas direcciones y, por tanto, trazar el diagrama de radiación, al que le sumaremos los 2,1 dB de la ganancia máxima del dipolo y obtendremos también fácilmente el valor y la dirección de la ganancia isotrópica máxima en dB<sub>i</sub>.

Diagramas de elevación y acimutal

Normalmente para caracterizar una antena, nos apañamos bien con tan solo dos gráficas que corresponden a dos planos perpendiculares entre sí: el diagrama acimutal que muestra la ganancia horizontal alrededor de la antena en un horizonte de 360° (Figura 3a) y el diagrama de elevación en el que consideramos cómo varía la radiación a cada ángulo de elevación entre 0° y 180° (pasando por el cenit o 90°). Este diagrama nos interesa mucho para la práctica del DX. (Figuras 3b), pues las mayores distancias se consiguen con los ángulos bajos de radiación.

El diagrama de elevación en principio lo obtenemos como si la antena se encontrara en el espacio vacío (*Free Space*), es decir muy, pero que muy alejada de objetos y de cualquier suelo reflector que pudiera afectarla.

Para comparar antenas, debemos utilizar siempre los diagramas en el espacio vacío, porque si la colocamos en un mundo real sobre un suelo, las reflexiones en esta superficie modifican su ganancia y esta varía considerablemente al cambiar su altura sobre el suelo, por lo que habría que colocar todas las antenas

exactamente en la misma posición y altura, cosa que por su diferente estructura normalmente no es posible y, por tanto, nos vemos obligados a hacer las comparaciones en un espacio vacío virtual para que sean válidas.

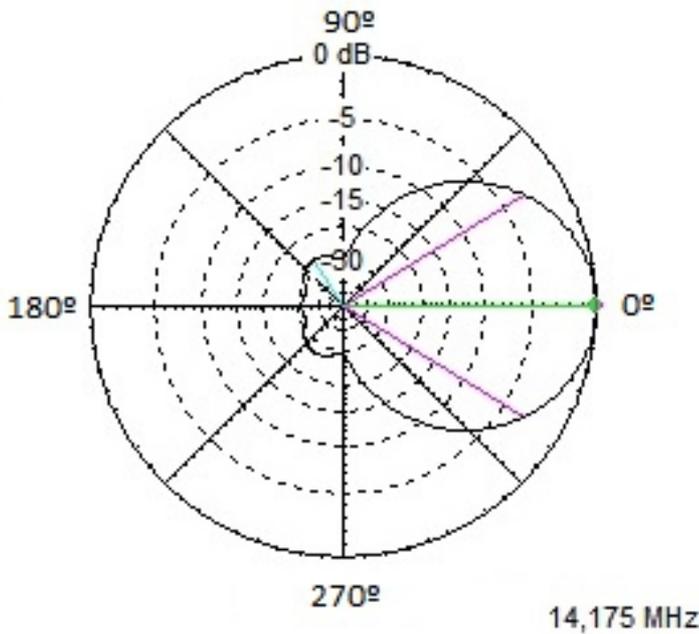


Figura 3a: Diagrama acimutal Yagi 3 el.

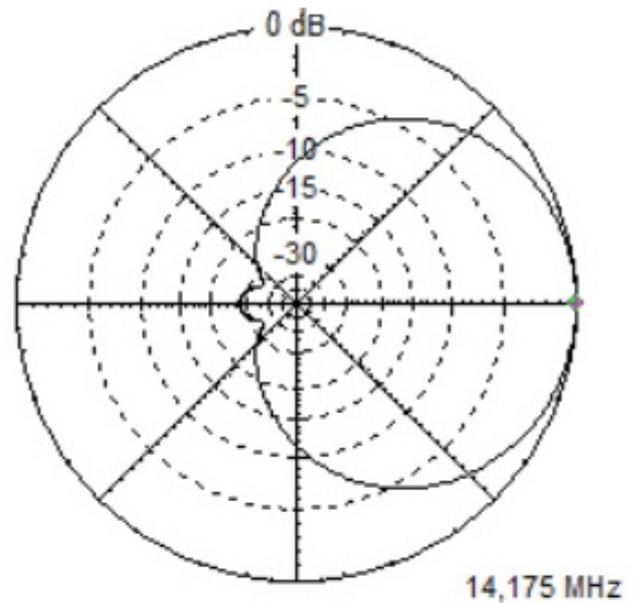


Figura 3b: Diagrama elevación de Yagi 3 elem.

#### La altura de la antena horizontal y su diagrama de elevación

Los diagramas de elevación y acimutal de todas las antenas de polarización horizontal varían cuando tenemos en cuenta la reflexión sobre un suelo real y, además, depende mucho de su altura sobre ese suelo. La onda electromagnética de polarización horizontal se refleja muy bien en un suelo alejado (Figura 4a), sea buena o mala su conductividad, de forma que el diagrama de radiación vertical, al que llamamos “diagrama de elevación”, varía considerablemente con la altura de la antena sobre el suelo y también varía la ganancia máxima que obtenemos en el lóbulo de radiación acimutal y de elevación.

El diagrama de elevación de una antena horizontal depende del ángulo de incidencia ( $\alpha$ ) sobre el suelo de la onda directa (figura 4a), ángulo que siempre es igual al de reflexión (ángulo de elevación). El campo electromagnético finalmente radiado hacia el espacio lejano, suma de la onda directa y de la reflejada, depende de la diferencia de caminos seguidos por la onda directa y la onda reflejada. Según sea el ángulo de elevación, puede que se sumen la directa y la reflejada en fase, o todo lo contrario, y esto depende de su altura sobre el suelo  $h$ .

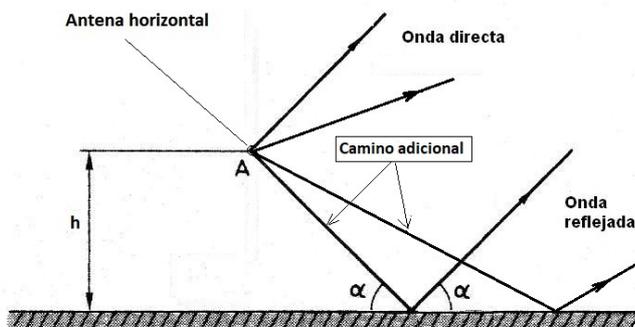


Figura 4a: Campo directo y campo reflejado.

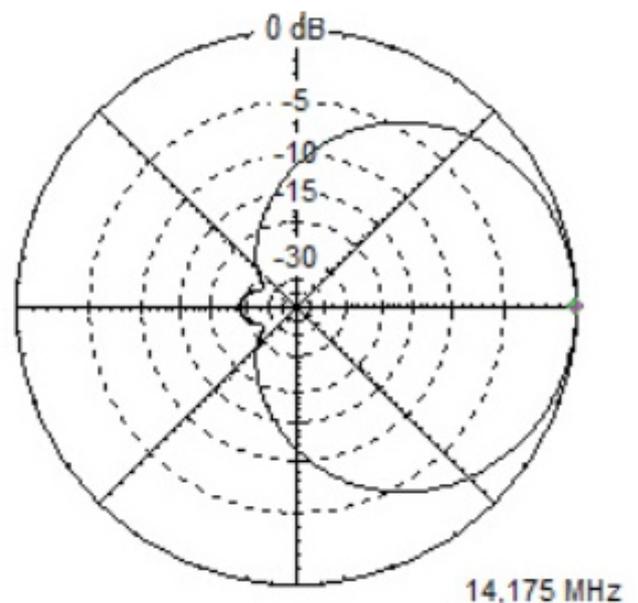


Figura 4b: Ganancia del dipolo sobre suelo.

Si los caminos recorridos por la directa y la reflejada difieren en un múltiplo impar de la media longitud de

onda, ambas ondas se sumarán, reforzándose entre sí (porque hay un cambio de fase adicional de  $180^\circ$  adicional en la reflexión en el suelo). Pero si la diferencia de caminos recorridos es múltiplo par de media longitud de onda, cuando añadimos los  $180^\circ$  de la reflexión en el suelo, ambas ondas se juntan en contrafase y se cancelan mutuamente, disminuyendo la radiación para este ángulo de elevación en concreto.

Hay que recordar siempre que, en estas sumas y restas, en toda reflexión en el suelo, hay que añadir además el cambio de fase de  $180^\circ$  de la onda reflejada, pequeño detalle que tenemos que tener en cuenta, si estamos fuertes en trigonometría y queremos hacer los cálculos a mano para determinar los ángulos más favorecidos y los más desfavorecidos por las reflexiones.

#### Efecto suelo en un dipolo sobre tierra real

Sorpresa. Gracias al efecto reflector en el suelo, la ganancia real máxima de un dipolo horizontal en la dirección perpendicular al cable es muy superior a la del dipolo en el espacio vacío (Figura 4b). Si nos fijamos en el detalle de las cifras (recordemos que en el espacio vacío la ganancia máxima de un dipolo era de 2,1 dBi), pero ahora veremos que aparece una ganancia máxima algo superior a 6 dBi con un ángulo de elevación de  $27^\circ$ , gracias a la reflexión en el suelo.

Incluso con suelos de conductividad pobre, la ganancia máxima de un dipolo sobre tierra real es siempre superior a **6 dBi**, algo sorprendente si tenemos en cuenta que la ganancia oficial del dipolo en el espacio libre es de 2,1 dBi. Pero si el terreno es de una conductividad mejor, incluso podemos llegar a superar los **7 dBi** en determinados ángulos de elevación, como veremos más adelante.

#### La ganancia máxima varía con la altura

En la figura 5 mostramos los diferentes diagramas de elevación resultantes de un dipolo según su altura, medida en forma de fracción de la longitud de onda  $\lambda$ , a la que se encuentra colocada horizontalmente sobre el suelo. En todos ellos se observa que las alturas múltiplos de cuarto de onda ( $1/4 \lambda$  y  $3/4 \lambda$ ) presentan una fuerte radiación hacia el cenit (o la vertical) y muy inferior hacia ángulos bajos de radiación, mientras que si está situado a alturas que son múltiplos de media longitud de onda ( $1/2 \lambda$  y  $1\lambda$ ), la radiación hacia el cenit o la vertical se anula más o menos y ese lóbulo centrado hacia los  $90^\circ$  de elevación desaparece, para dar paso a lóbulos con bajos ángulos de elevación. Una gran ventaja para el DX.

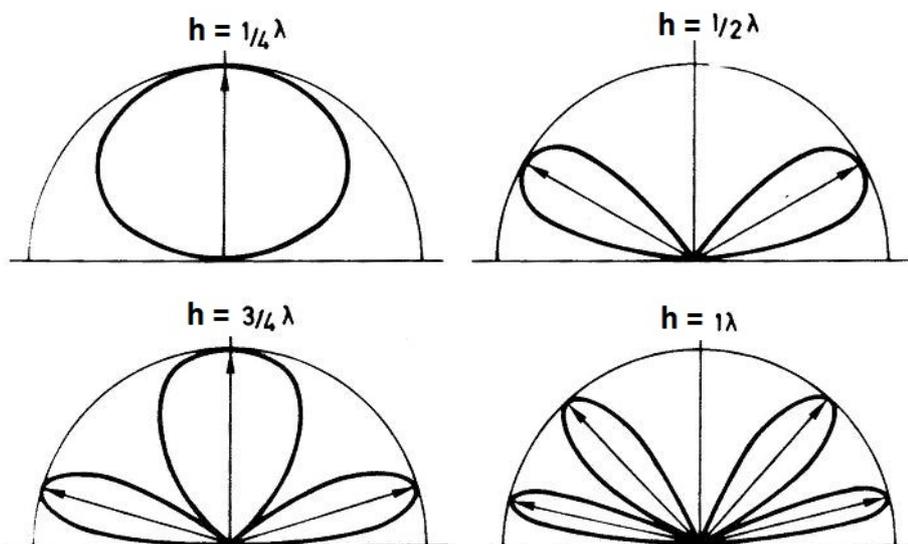


Figura 5: Diagrama de elevación de un dipolo horizontal según la altura.

El ángulo de radiación vertical (ángulo de elevación) es muy importante porque no solamente tenemos que tenerlo en cuenta en la transmisión para alcanzar la máxima distancia posible (DX), sino que también afecta mucho a nuestra recepción.

Como ciertas alturas son perfectas para comunicaciones NVIS (Near Vertical Incidence Skywave) a distancias inferiores a 500 km, si la antena tiene un lóbulo importante dirigido hacia el cenit ( $60^\circ$ - $90^\circ$ ), eso significa también que en recepción también recibiremos muy bien el ruido reflejado procedente de ángulos altos de elevación, procedente de lugares relativamente cercanos, y eso disminuirá nuestras posibilidades de recibir señales débiles lejanas de DX, que llegan por ángulos bajos de radiación y que se verán fácilmente superadas por el ruido captado por la antena por ángulos altos.

Alturas mejores y peores para el DX

Teniendo en cuenta el condicionante de la altura, podemos concluir que existen alturas mejores y alturas peores para colocar un dipolo para trabajar óptimamente los DX, o sea para contactar con estaciones muy lejanas que nos llegan por ángulos muy bajos de radiación, especialmente entre 5° y 15°. Y también hay alturas mejores para la operación en NVIS o sea contactos a mediana distancia entre 300 y 500 km, en que es mejor disponer de una antena con ángulos altos de radiación, superiores a 45°.

Para cada banda, podemos realizar una tabla en la que nos aparecen las alturas mejores (en azul), que son las más aconsejables para trabajar el DX con un dipolo horizontal en esa banda, y las más desaconsejables (en rojo), porque no permiten una buena operación en DX. Veamos los cálculos en la Tabla I.

Tabla I					
Alturas mejores y peores para el DX de un dipolo: Azules mejores, rojas peores					
Banda	Frecuencia	1/4 de $\lambda$	1/2 de $\lambda$	3/4 de $\lambda$	1 $\lambda$
Metros	MHz	0,25	0,5	0,75	1
80	3,5	20,00	40,00	60,00	80,00
60	5,3	15,00	30,00	45,00	60,00
40	7	10,00	20,00	30,00	40,00
30	10	7,50	15,00	22,50	30,00
20	14	5,00	10,00	15,00	20,00
17	18	4,25	8,50	12,75	17,00
15	21	3,75	7,50	11,25	15,00
13	24	3,25	6,50	9,75	13,00
10	28	2,50	5,00	7,50	10,00
6	50	1,50	3,00	4,50	6,00

Comentarios al cuadro de alturas

### 80 m

Lo ideal para el DX en la banda de 3,5 MHz sería poder poner la antena a 40 metros de altura, cosa difícil y que no está al alcance del radioaficionado normal, aunque he oído contar que un radioaficionado de Terrassa ha conseguido una torreta de 40 metros de altura, pero la usa especialmente para operar en 40 metros (1 $\lambda$ ), donde es el rey de los DX, porque escucha lo que nadie oye (y además le oyen).

### 40 m

La altura óptima para una antena de 7 MHz es como mínimo una torreta de 20 metros de altura si queremos hacer buenos DX en esta banda, algo que ya está al alcance de más bolsillos, pero no deja de ser cara y difícil. Si la tenemos elevada a tan solo 10-12 metros, como es lo más habitual, pues está colocada a la peor altura para trabajar los DX. No es de extrañar que no rasquemos apenas ni un DX en esta banda con esta altura.

### 20 m

Un mástil o una torreta de 9-10 metros son perfectos para la banda de 14 MHz, pero no es de extrañar que la pifiemos si ponemos un dipolo a una altura de 15 metros, una altura muy adecuada para 21 MHz, pero nefasta para la banda de 14 MHz. Así que mejores son las alturas de 10 o 20 metros y evitemos los 15 metros de altura, a menos que se trate de una Yagi, en la que todo funciona algo mejor.

### 15 m

En esta banda de 21 MHz, la altura ideal serían los 15 metros de altura que es toda una longitud de onda, pero debemos evitar en lo posible los 10 metros de altura, aunque esta banda está actualmente con muy poca propagación, así que pongamos una vela a nuestro amigo Sol a ver si nos obsequia pronto con algunas manchitas solares más.

¿La altura afecta por igual a una directiva?

Efectivamente, le afecta algo también, aunque muchísimo menos que a un dipolo porque una Yagi concentra su emisión más hacia el horizonte ya antes de la reflexión, aunque también se producen exactamente igual las mismas sumas y restas entre la onda directa y la reflejada en el suelo alejado, solo

que la onda reflejada en el suelo es de menor intensidad. En consecuencia, las mismas alturas más adecuadas para un dipolo serían también las más convenientes para una Yagi y, a la recíproca, las alturas nefastas para un dipolo serían más desfavorables también para una Yagi. Pero para la Yagi no son tan desfavorables las consecuencias, porque la Yagi radia más hacia adelante horizontalmente y emite mucha menos hacia el cenit y hacia el suelo, por lo que su ganancia máxima depende mucho menos de la reflexión en éste.

De todos modos, si no colocamos una antena directiva a la altura óptima, perdemos la oportunidad de anular mucho más (-20 dBi) el lóbulo que radia (y recibe) hacia el cenit. Y eso tiene una cierta influencia en la excesiva recepción de ruido procedente de ángulos altos, como ya hemos comentado.

De todas modos, veamos exactamente cuál es la diferencia de lóbulos entre un dipolo y una Yagi de 3 elementos para 14 MHz, ambas situadas exactamente a las mismas altura de 10, 15 y 20 metros y comprobemos cómo la Yagi no se ve apenas afectada por esa altura desfavorable como sí le ocurre a un simple dipolo.

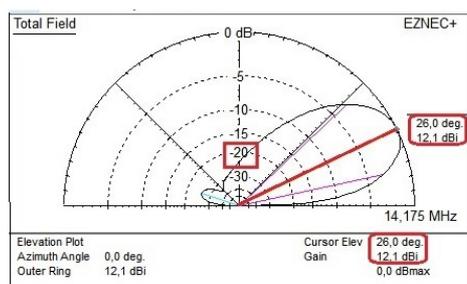


Figura 6a: Dipolo 20; h=10m

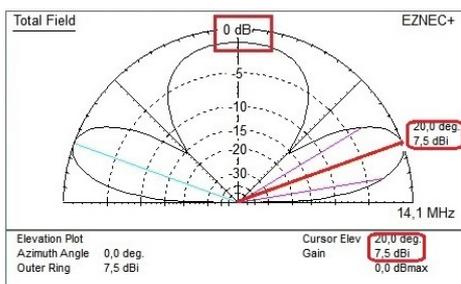


Figura 6b: Dipolo 20; h=15m

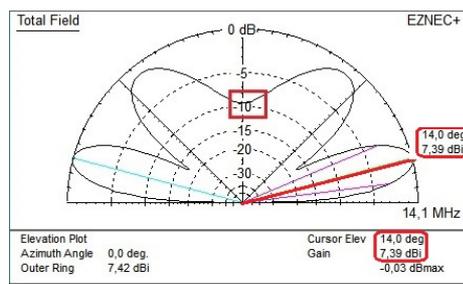


Figura 6c: Dipolo 20m h=20m

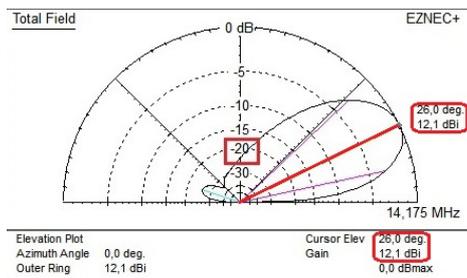


Figura 7a: Yagi 20 m; h=10m

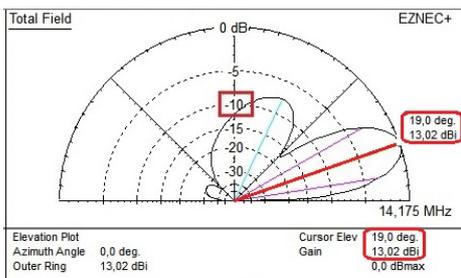


Figura 7b: Yagi 20m; h=15m

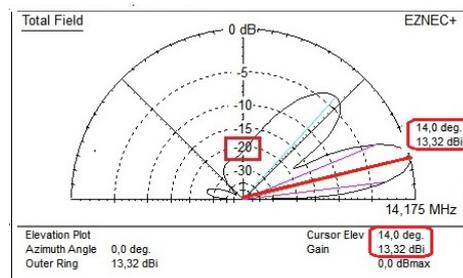


Figura 7c: Yagi 20m; h=20m

Si colocamos la Yagi para 14 MHz m a 15 metros de altura tal como se muestra en la figura 7b, el enorme lóbulo que dispara hacia el cenit del dipolo a esa altura (Figura 6b), ahora en la Yagi se ha reducido considerablemente (Figura 7b), aunque no deja de estar presente, pero ya bastante atenuado (-10 dB). No olvidemos que el problema más grave de los lóbulos hacia el cielo se presenta en recepción, porque estos lóbulos de radiación hacia ángulos altos permiten la entrada en nuestra antena de ruido procedente de ángulos elevados, aunque con la Yagi la situación ha mejorado notablemente, porque recibe con una atenuación de -10 dB desde el zenit y son muchos dBs.

### Efecto de la ganancia en la recepción de HF

Damos por supuesto, pues eso dicen todos los libros de texto, que la ganancia en recepción de una antena es exactamente la misma en recepción que en transmisión. Pero esto no es del todo cierto en HF.

La directividad que nos proporciona una antena en HF sobre la antena isotrópica mejora la relación señal/ruido de la recepción en por lo menos el valor de la ganancia G de la antena, pero a veces puede mejorarla algo más.

En HF hay una pequeña diferencia en la recepción con una antena muy directiva. En efecto, la ganancia en la señal recibida por una antena directiva en relación a la de un dipolo es exactamente la misma en recepción que en transmisión, pero no nos olvidemos de que el ruido exterior es el dominante en HF. Al ser el ruido externo captado por la antena el factor limitador de la recepción, las cosas cambian porque, gracias a la directividad, aparece un efecto muy interesante.

Si el ruido exterior está distribuido uniformemente por todo el espacio circundante, es decir, por una semiesfera centrada en la antena receptora, la antena directiva se podría decir que no sólo recibe la señal deseada, sino todo el ruido que procede de la misma dirección, pero sólo la porción de ruido de esa semiesfera que se correspondería más o menos con la mitad de su ángulo de apertura a -3 dB. El resto del ruido exterior procedente del resto de direcciones de la semiesfera queda atenuado normalmente por un valor superior a su ganancia.

Sin embargo, a veces es muy posible que el ruido exterior captado por la antena receptora proceda de ángulos más altos que el lóbulo de radiación de una antena directiva colocada a una altura adecuada para obtener un bajo ángulo de radiación y recibir señales DX muy distantes procedentes de ángulos de radiación más bajos. El ruido exterior procedente de ángulos más altos no solo llegará a ser atenuado en mayor proporción que la ganancia G de la antena, sino que, más exactamente, puede quedar reducido en el valor que en el diagrama de radiación nos indica la reducción de captación por otros lóbulos secundarios, o sea por el valor de la relación Frontal/Lateral (*Front/side*).

### Relación Frontal/lateral

Si el ruido exterior procede por igual de todas las direcciones del espacio, nosotros podremos garantizar que la captación del ruido procedente de otras direcciones fuera del lóbulo principal, estará por debajo de la señal captada por este lóbulo por lo menos en una magnitud que nos calculan los programas de modelado y esa cifra es precisamente la relación entre el lóbulo delantero y los lóbulos secundarios o laterales o sea la llamada relación **Front-to-side**, que podemos traducir como relación Frontal/Lateral .

Eso da como resultado que la mejora en la relación señal/ruido de una señal en HF recibida con una directiva puede llegar a ser de una magnitud igual o mayor a la ganancia G de la antena. Por una parte, aumenta el nivel de la señal recibida en G decibelios, pero al mismo tiempo puede llegar a disminuir el ruido exterior captado en una magnitud que depende de la reducción de ganancia de los lóbulos secundarios respecto al lóbulo principal..

Este efecto de poder llegar a mejorar la relación señal/ruido en un valor superior a G y es equivalente a disponer de más ganancia en recepción que en transmisión, una ganancia hipotética que solo existe sobre el papel, pero que muchas veces se hace muy evidente en la relación señal/ruido de las señales recibidas.

Hay que tener en cuenta también que en HF esta mejora NO siempre se produce, porque todo depende de que el ruido proceda de direcciones del espacio con mayor elevación que el lóbulo principal de nuestra antena. Si el ruido exterior también procede de la misma dirección a la que apunta la antena, esta mejora no se produce en absoluto. Y por tanto solo podemos decir que la mejora de la recepción en HF “puede llegar” a ser superior a la ganancia de la antena, pero no siempre es así, sino en circunstancias adecuadas.

En VHF no ocurre lo mismo

En VHF el ruido que limita la recepción no es el externo, sino que nos limita la recepción el ruido interno generado por el propio receptor, porque el ruido exterior es generalmente mucho más bajo que en HF, y este efecto de mejora de la sensibilidad NO se produce igual en VHF y bandas superiores.

Esto sólo seguirá siendo válido mientras el ruido exterior en 144 se mantenga en niveles aceptables, algo que ya no está tan clara porque en algunas ciudades densamente pobladas ya aparecen en VHF innumerables ruidos digitales y ruidos de fase de transmisores de FM y repetidores mal filtrados, que afectan a toda la banda de 144 MHz. Se considera que el ruido local en estas ciudades ha aumentado por lo menos en un valor superior a 10 dB.

El amplificador lineal para compensar la ganancia

Con una antena directiva, nuestra estación está algo desequilibrada en cuanto a cuanto a que somos capaces de recibir más señales que superan el ruido exterior que los que disponen de instalaciones medias de radioaficionado, en las que se suele usar un equipo de 100 W y una antena dipolo en V invertida o una G5RV, o una vertical.

Si disponemos de una buena antena directiva, nos encontraremos con la frustrante situación de que escucharemos muchas estaciones débiles de DX, equipadas con antenas con poca ganancia, a las que escucharemos perfectamente, pero ellas no nos oirán, pues no disponen de la misma ventaja en recepción de una antena directiva que reduzca el ruido y mejore su sensibilidad.

De ahí que sea muy adecuado intentar mejorar el alcance de nuestra transmisión en HF con unos cuantos dB, empleando un amplificador lineal para compensar la mejora de la recepción. De este modo, si queremos volver a equilibrar nuestra estación por el uso de una antena directiva de buena ganancia sobre un dipolo, será muy aconsejable que utilicemos un amplificador lineal de la misma ganancia que nuestra antena directiva en dBd respecto a un dipolo (normalmente unos +6 dB) para volver a equilibrar nuestra estación.

Esto representa que la potencia del amplificador lineal más aconsejable para un equipo medio de 100 W, sería un lineal con una potencia de unos 400-600 W para volver a reequilibrar esta situación. Si en lugar de 400-600 W utilizamos un lineal de 1500 o 2 KW, habremos añadido algunos dB en exceso y ahora habremos desequilibrado nuevamente nuestra estación en cuanto a la transmisión, pues ahora nos oirán

más estaciones de nivel medio de las que nosotros podremos escuchar.

### Antenas NVIS: *Near Vertical Incident Skywave*

La traducción sería antenas de incidencia casi vertical. Son antenas horizontales en las que se aprovecha que radian más hacia el cenit que hacia el horizonte para comunicar a corta distancia por rebote en la ionosfera, concretamente a distancias mayores que la visual de 30-40 km, concretamente entre 100 y 500 km., una situación muy frecuente en 80 y 40 m.

En 3,5 y 7MHz, si queremos optimizar las comunicaciones en un radio inferior a 500 km, teniendo en cuenta que la capa F reflectora está normalmente a una altura media de 300 km, debemos prestar atención a nuestra ganancia en ángulos de elevación superiores a 45°, exactamente lo contrario de lo que buscamos para comunicar con estaciones de DX.

La altura ideal teórica para optimizar la ganancia hacia el cenit de una antena NVIS sobre un suelo perfectamente conductor sería un poco menos de  $\lambda/4$ , tal como se puede observar en las figuras 8a y 8b. Allí se muestra que la señal emitida por una antena elevada  $\lambda/4$  hacia el cenit se ve reforzada óptimamente por la reflexión hacia el suelo, puesto que llega allí con 90° de retraso donde la reflexión le añade 180° de cambio de fase y la devuelve reflejada hacia arriba, a donde llega, después de recorrer otro cuarto de onda, con la fase cambiada unos 360° en total, justo a tiempo para sumarse en fase perfectamente con el siguiente ciclo emitido y reforzarlo.

### Dipolo optimizado NVIS

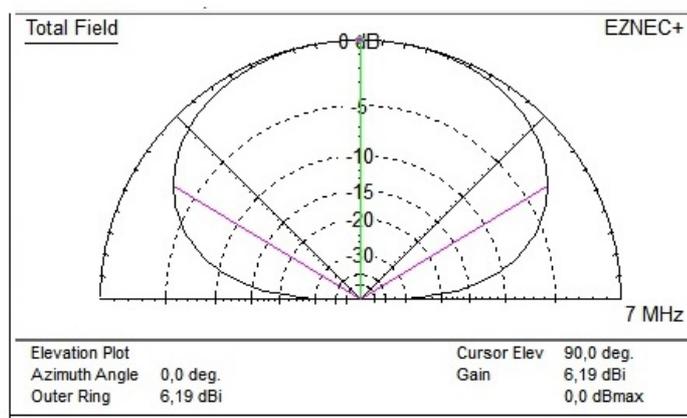
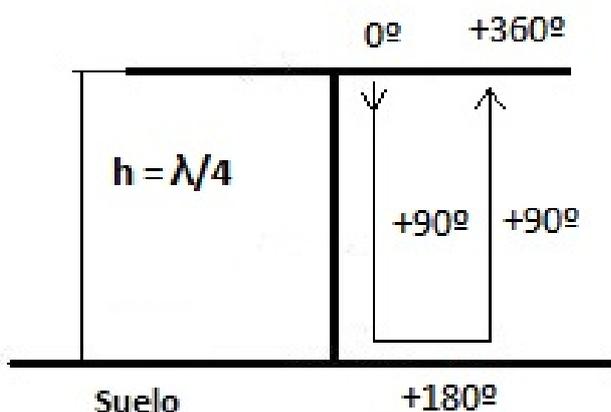


Figura 8a: Dipolo colocado a  $\lambda/4$ , altura perfecta para NVIS.

Figura 8b: Dipolo NVIS con 6,19 dBi hacia el cenit o sea los 90°.

En la práctica, no hace falta llegar a esa altura y basta con un 80% para optimizar las propiedades de un dipolo NVIS para operar en portable, porque lo más probable es que montemos el dipolo de media onda para 40 metros en V invertida con un solo mástil central (Figura 9a). La seguridad nos obliga a que la antena quede con sus puntas a unos 2,5-3 metros del suelo como mínimo, de modo que la parte central debe alcanzar por lo menos unos 8 o 9 m de altura con un mástil telescópico adecuado. Entonces obtenemos una ganancia hacia el cenit de hasta unos 6 dB como máximo (figura 9b).

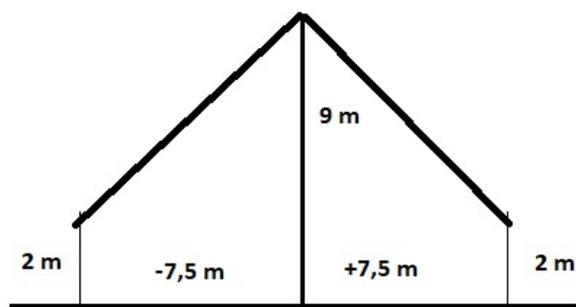


Figura 9a: NVIS en V invertida para 40 m.

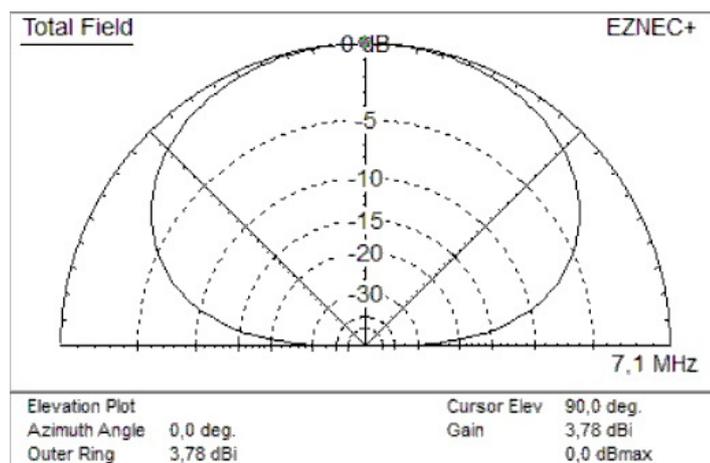


Figura 9b: Ganancia en V invertida a 9 m.

La conductividad del suelo tiene relativamente poca influencia en las antenas de polarización horizontal, pues el reflejo de la onda polarizada horizontalmente se produce aunque tenga poca conductividad, a diferencia de las antenas con polarización vertical que ganan y pierden mucho con la buena conductividad de un suelo, como por ejemplo el mar. Veamos la Tabla II de conductividades de distintos suelos.

Tabla II de conductividades del suelo en Siemens/metro			
Descripción	Conductividad S/m	Constante dieléctrica	Calificación
Agua de mar	5	80	Muy buena
Agua dulce	0,001	80	Pobre
Campos sembrados	0,005	13	Media
Arenoso y seco	0,002	10	Pobre
Suelo rocoso	0,002	13	Pobre
Edificios altos	0,001	3	Muy pobre

Apliquemos todas estas propiedades de conductividad al modelado de un dipolo para 40 metros situado a una altura muy buena de media longitud de onda o sea 20 metros de altura y veamos las diferencias en ganancia que se producen con diferentes conductividades:

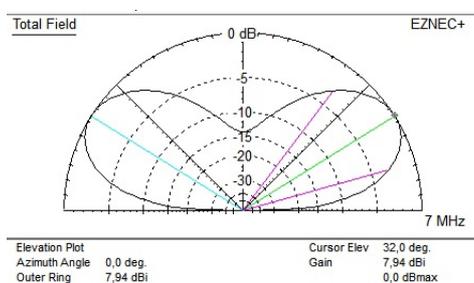


Figura 10a: Suelo muy bueno

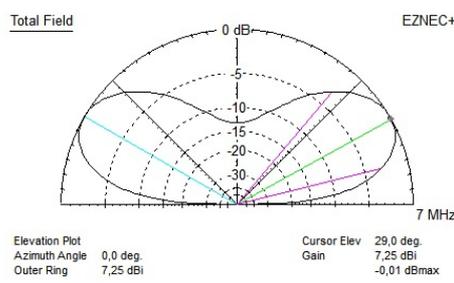


Figura 10B: Suelo pobre

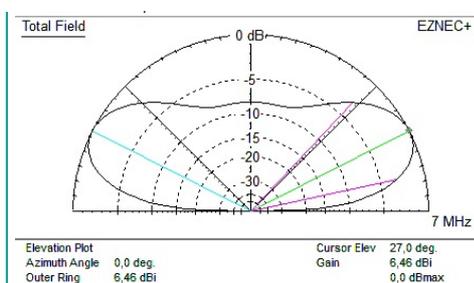


Figura 10c: Suelo muy pobre

El resultado del modelado nos muestra que la ganancia máxima de la antena se produce en suelos muy buenos (Figura 10a) a 32° de elevación con un valor de 7,94 dBi, empeorando ligeramente para suelos pobres (Figura 10b) con un máximo de 7,25 dBi a 29° de elevación y que empeora un poco más con suelo muy pobre (figura 10c) para proporcionar solamente una ganancia máxima de 6,46 dBi centrada en un ángulo de 27°.

La conclusión es que la mala calidad del suelo para una antena de polarización horizontal no nos perjudica excesivamente, pues solamente hemos perdido 1,5 dB pasando de un suelo de excelente conductividad a uno muy pobre. Pero en cambio el ángulo máximo del lóbulo nos ha bajado de 32° de elevación a 27°, por lo que podemos decir que lo que hemos perdido por un lado, lo hemos ganado por otro.

Por tanto, está claro que la conductividad del suelo en el entorno de una antena horizontal es algo que no afecta apenas al diagrama de elevación y más o menos se mantiene la ganancia de una antena horizontal, a pesar de estar colocada sobre un terreno mal conductor.

Y en un próximo capítulo pasaremos revisión a las antenas de polarización vertical en las que veremos que las verticales sí se ven mucho muy afectadas por la conductividad del suelo que las rodea y qué podremos hacer para mejorar su eficiencia y ganancia.

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 9º Antenas verticales y tierras

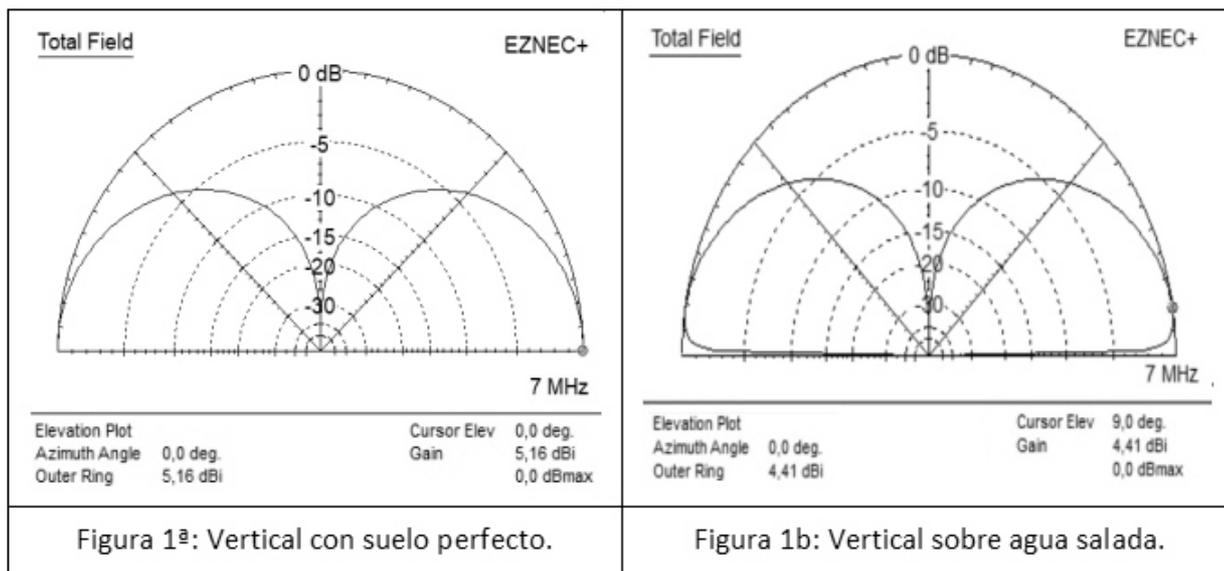
Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

Las antenas verticales tienen una fama (bien merecida) de ser más ruidosas en recepción que las antenas horizontales simples (dipolos y similares), puesto que captan el ruido procedente de todas las direcciones del espacio circundante, o sea de todos los acimuts (0º a 360º), lo que dificulta una buena recepción de señales débiles de DX.

Sin embargo, como también son famosas porque algunas veces se consiguen con ellas bajos ángulos de radiación, son las más utilizadas por los telegrafistas, empeñados en seguir comunicando en CW, puesto que al necesitar menos ancho de banda para recibir la CW, captan menos ruido con sus filtros más selectivos y, por tanto, se ven menos afectados por este ruido exterior. En cambio, si no eres un buen telegrafista ni pretendes serlo, no es la antena más aconsejable para un fonista. Por tanto, vamos a suponer a partir de ahora que eres un buen telegrafista y, por tanto, un partidario de las antenas verticales.

#### La importancia de la tierra para una vertical

Así como ya vimos en el capítulo 8º que la conductividad del suelo tenía relativamente poca importancia para las prestaciones de una antena horizontal, para una antena de polarización vertical, un buen suelo conductor tiene una gran importancia para una buena radiación correcta en ángulos bajos de radiación (Figuras 1a y 1b), es decir, para trabajar los DX, aparte de su facilidad de instalación en espacios reducidos.



#### Dos zonas importantes

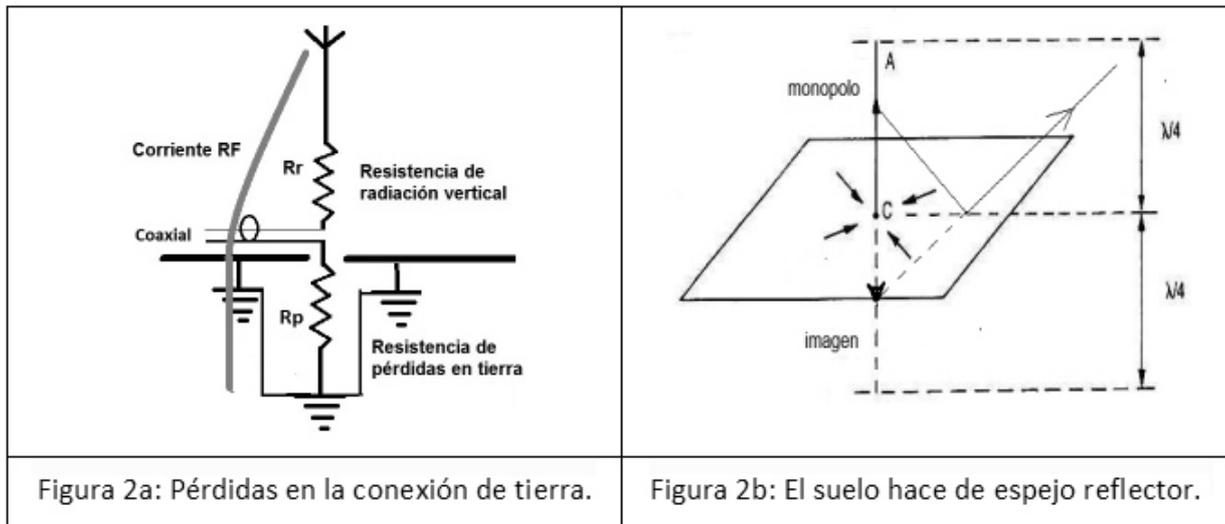
En las verticales, debemos distinguir en el suelo dos zonas muy importantes: La tierra inmediata bajo de la antena, cuya conductividad afecta a su eficiencia, y el terreno más lejano (unas cuantas longitudes de onda), cuya conductividad afecta mucho a la reflexión de la onda polarizada verticalmente, especialmente en ángulos bajos de elevación. La conductividad de estas dos zonas es muy importante para las antenas verticales, mientras que para las antenas horizontales no tiene apenas importancia.

#### Dos clases de antenas verticales

De entrada, también tenemos que distinguir entre dos clases de antenas verticales: Las que se basan en la resonancia de un monopolo de  $\frac{1}{4}$  de onda contra la tierra supuestamente buena conductora, y las que pretenden ser algo más que un monopolo, pues incluyen radiales (la otra mitad) y que en realidad son dipolos verticales. Empecemos por los monopolos.

#### Monopolos con tierra natural

La teoría de la radiación de los monopolos verticales se basa en situarlos sobre un plano de tierra perfectamente conductor, en la que se produciría una reflexión perfecta y se crearía una imagen que complementaría la otra mitad de la antena, de modo que el monopolo realmente se convertiría también en un radiante completo, igual que un dipolo, como si tuviera también las dos ramas del dipolo; es decir, se comportaría igual que un dipolo virtual (Figura 2b).



En la práctica, esto presenta dos graves problemas para estas verticales:

**a)** La conexión con el suelo no es perfecta (Figura 2a).

El problema de las antenas verticales de  $\lambda/4$  de onda o monopolos radiantes es que disminuye su eficiencia, especialmente si la resistencia de pérdidas en la conexión de la malla con la tierra es considerable, y es muy difícil disminuir su valor y, por tanto, su eficiencia.

**b)** La conductividad del suelo reflector no es nunca perfecta (Figura 2b).

Para radiar eficazmente en ángulos bajos de radiación, necesitamos que se sumen adecuadamente la onda directa y la reflejada en ángulos muy bajos de elevación y esto, para las ondas de polarización vertical, sólo se produce eficazmente si el suelo lejano es muy buen conductor.

El problema de la conexión con la tierra

Si nos fijamos bien en la figura 2a, veremos que, al conectar la antena con el suelo conductor, introducimos una resistencia en la toma de tierra en serie con la resistencia de radiación de la antena y que se convierte en una resistencia de pérdidas **R<sub>p</sub>**, porque las corrientes de RF que forzamos a circular por el suelo pierden energía en esta superficie conductora, que no es un conductor perfecto, sino que presenta una resistencia significativa.

Nosotros conocemos perfectamente la resistencia de radiación de un monopolo que es exactamente la mitad de la de un dipolo en el espacio libre, y por tanto sabemos que la resistencia de radiación en la base de un monopolo de  $\lambda/4$  de onda vale  $R_r = 72 \Omega / 2 = 36 \Omega$ .

El rendimiento de la antena ( $r$ ) está afectado por la relación entre la potencia enviada al espacio por la radiación, que viene representada por su resistencia de radiación **R<sub>r</sub>**, y la resistencia disipada en el suelo, que viene representada por la resistencia de pérdidas en la toma de tierra **R<sub>p</sub>**.

$$\text{Rendimiento (\%)} = 36 \Omega / (36 \Omega + R_p) [\%]$$

Por tanto, el rendimiento de una antena vertical dependerá totalmente de que consigamos minimizar el valor de la resistencia de pérdidas **R<sub>p</sub>** en la conexión con la tierra inmediatamente debajo de la antena. Vamos a ver cómo podemos estimar el valor de esta **R<sub>p</sub>**.

Conexión mediante picas

Si disponemos de un suelo sedimentario (no rocoso) medianamente buen conductor, la mejor solución es la colocación de varias picas clavadas en el suelo para realizar una conexión de tierra con la menor resistencia posible.

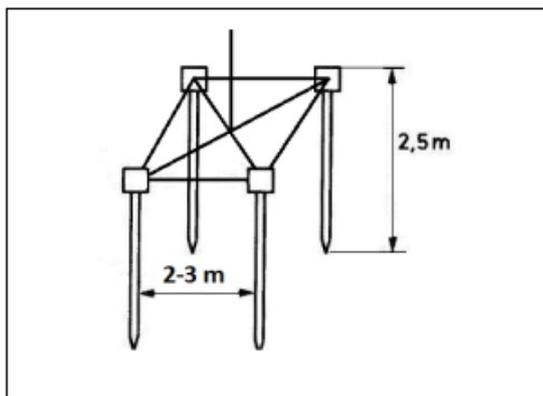


Figura 3: Tierra realizada con picas

Desgraciadamente, se estima que por cada pica de 2,5 metros clavada en el suelo se consigue como mucho una resistencia de contacto con la tierra de hasta 50-60 ohmios. Con este dato, podemos realizar una tabla (**Tabla I**) de los rendimientos de una vertical monopolo con resistencia de radiación de 36 ohmios, según sea el número de picas de 2,5 metros que decidamos clavar en el suelo y separadas suficientemente, como mínimo 2-3 metros, para que realmente sus resistencias queden en paralelo.

Tabla I de rendimientos				
Nº picas	Rp (ohmios)	Rr + Rp (+36 Ω)	Rendimiento r	En decibelios
1 pica	60 ohmios	96 ohmios	37,5 %	-4,2 dB
2 picas	30 ohmios	66 ohmios	54,5%	-2,6 dB
4 picas	15 ohmios	51 ohmios	70.5%	-1,5 dB

Así que, en la mejor de las instalaciones realizada con una tierra con 4 picas de 2,5 m, en la conexión se produce como mínimo una pérdida de -1,5 dB, lo que ya es un buen hándicap adicional para un monopolo vertical, si además tenemos en cuenta que la ganancia teórica de una vertical está en aproximadamente unos -1,5 dB por debajo de la de un auténtico dipolo horizontal de media onda, nos encontramos con que ya estamos en -3 dB en relación a un dipolo.

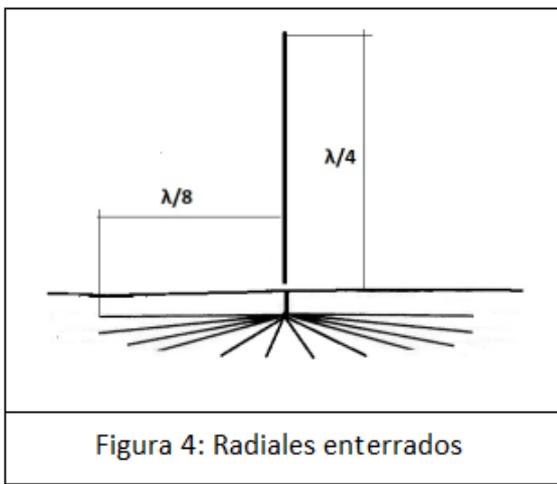
El resultado no es muy alentador, porque vemos que cuesta mucho conseguir una buena conexión de tierra con baja resistencia y, por tanto, es más difícil de lo que parece rebajar las pérdidas en condiciones normales. ¿Podemos encontrar otras soluciones mejores?.

Otras posibles soluciones mejores:

- a) radiales enterrados
- b) radiales depositados sobre el suelo
- c) radiales algo elevados sobre el suelo
- d) radiales muy elevados sobre el suelo

a) Radiales enterrados

La primera solución que se nos ocurre para mejorar esta difícil conexión con tierra, consiste en llenarla de radiales, con la idea de disminuir las pérdidas de conducción en el suelo. En principio parece lógico que lo mejor sea colocar radiales enterrados para mejorar el contacto de la toma de tierra con el suelo, pero no parece que esta sea una solución que dé buen resultado, si nos remitimos a los experimentos realizados por Rudy Severns, N6LF, expuestos en su artículo "An experimental Look at Ground Syetems for HF verticals" publicado en la revista QST de Mayo de 2010 ps.31-35 y cuya traducción aparece en la revista URE de Julio de 2017.



En sus experimentos con distintos sistemas de radiales para un monopolo vertical para 40 metros, Rudy llegó a la conclusión que los radiales enterrados era la peor de las soluciones y la que daba peor rendimiento (figura 4).

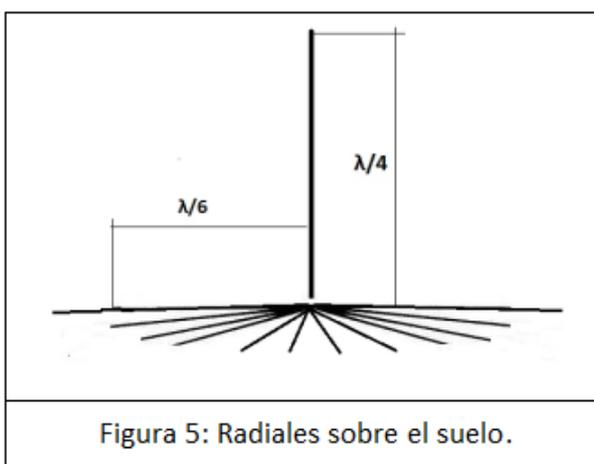
Eso sí, demostró que bastaba con utilizar una longitud de radiales enterrados de tan solo  $\lambda/8$  para conseguir el sistema de radiales más eficaz y con la máxima corriente posible en los radiales.

Aunque parezca extraño, esta longitud resultó ser la óptima, porque proporcionaba máxima radiación en una antena con radiales enterrados y, además, en sus experimentos, dio con la explicación de esta corta longitud:

Rudy descubrió que los radiales enterrados presentan un factor de velocidad de propagación de la RF muy inferior al de las ondas electromagnéticas en el espacio libre, y este factor de velocidad se encuentra alrededor del 0,5. Por tanto, si queremos obtener la máxima corriente en tierra, la longitud resonante en  $1/4$  de onda en el espacio libre, la mejor longitud para radiales enterrados es una longitud de  $\lambda/8$ .

También explica en ese mismo artículo que, en sus pruebas, llegó a la conclusión de que no salía a cuenta tampoco poner más de 16 radiales, porque la mejora de señal obtenida al doblar la cifra de 16 a 32 era tan solo de alguna décima de dB y no compensaba en absoluto ni el gasto ni el trabajo de colocar tanto cable enterrado.

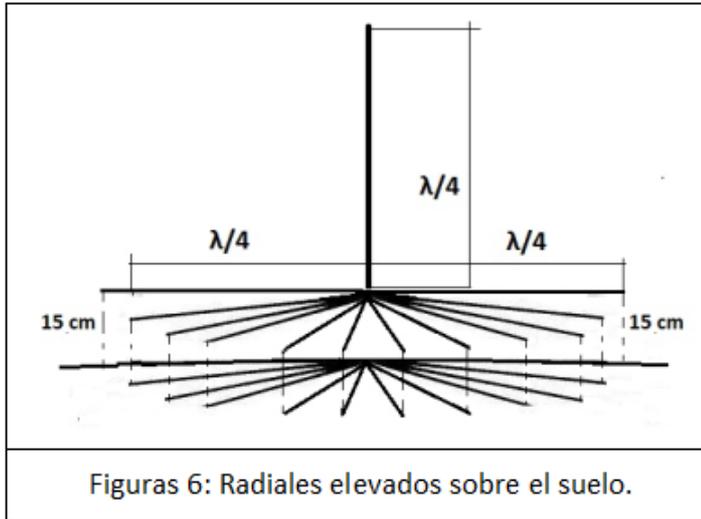
Otra de sus conclusiones fue que era mejor que los radiales enterrados estuvieran recubiertos de aislante y no hicieran contacto con la tierra para alargar su ciclo de vida y evitar mayores pérdidas, por la circulación de corrientes por zonas de tierra paralelas con más resistencia. Como eso producía el inconveniente de que el contacto real con tierra más o menos conductora siguiera siendo muy deficiente, la recomendación aplicable consistió en dejar unos cuantos radiales sin recubrir y todos los demás recubiertos.



b) Radiales sobre el suelo

Severns, N6LF, obtuvo mejores resultado depositando los radiales en el suelo en lugar de enterrados (Figura 5). Con la mitad de radiales sobre el suelo, conseguía los mismos resultados que con el doble de radiales enterrados.

Por otra parte, en cambio, la longitud de radiales que le proporcionaba la mejor señal lejana para radiales depositados sobre el suelo pasaba por un máximo cuando la longitud era de  $1/6 \lambda$ , lo que a su juicio confirmaba que el factor de velocidad de los cables depositados en el suelo era aproximadamente de 0,66.



Figuras 6: Radiales elevados sobre el suelo.

c) Radiales elevados

En cuanto a radiales elevados sobre el suelo (Figura 6), N6LF considera que son los situados como mínimo a 15 cm del suelo, sujetos mediante estaquillas elevadoras (Figura 6), de forma que quedaran paralelos al suelo con estas pequeñas estaquillas, como si fueran líneas de transmisión.

La longitud que proporcionaba la máxima señal resultó ser, tal como esperaba, de  $\lambda/4$  de onda, la distancia resonante para unos radiales normales.

En cuanto al número de radiales, al utilizar solo 4 radiales por banda obtenía ya los mejores resultados, que no mejoraban en absoluto por aumentar el número de radiales, con lo que demostró que bastaba con cuatro para obtener una contraantena eficaz, no radiante y con muy bajas pérdidas. La radiación de los cuatro radiales opuestos resonantes en esa frecuencia se cancelaba muy bien en el espacio lejano.

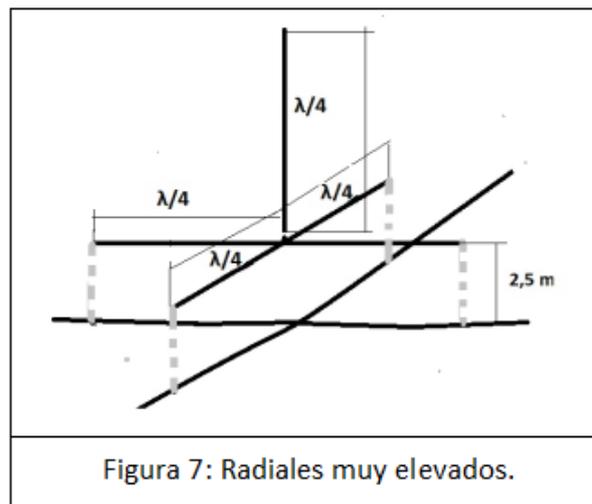


Figura 7: Radiales muy elevados.

d) Radiales muy elevados

Entendemos por radiales muy elevados los que están situados por encima de los dos metros de altura. Los resultados obtenidos por N6LF fueron siempre mejores con 4 radiales aún más elevados (Figura 7) que con los situados cerca del suelo.

Las señales que obtuvo fueron superiores, lo cual demostraba que la eficacia de unos radiales no reside en su mejor acoplamiento con la tierra situada debajo la antena, sino todo lo contrario: contra más desacoplados y lejos del suelo y de la tierra se encuentran los radiales, mucho mejor y mejor es la radiación del monopolo que es la auténtica antena radiante.

Por otra parte, 4 radiales fueron suficientes para obtener la misma señal que con muchos más radiales elevados, que no servían absolutamente para nada, pues no mejoraban la señal radiada a distancia.

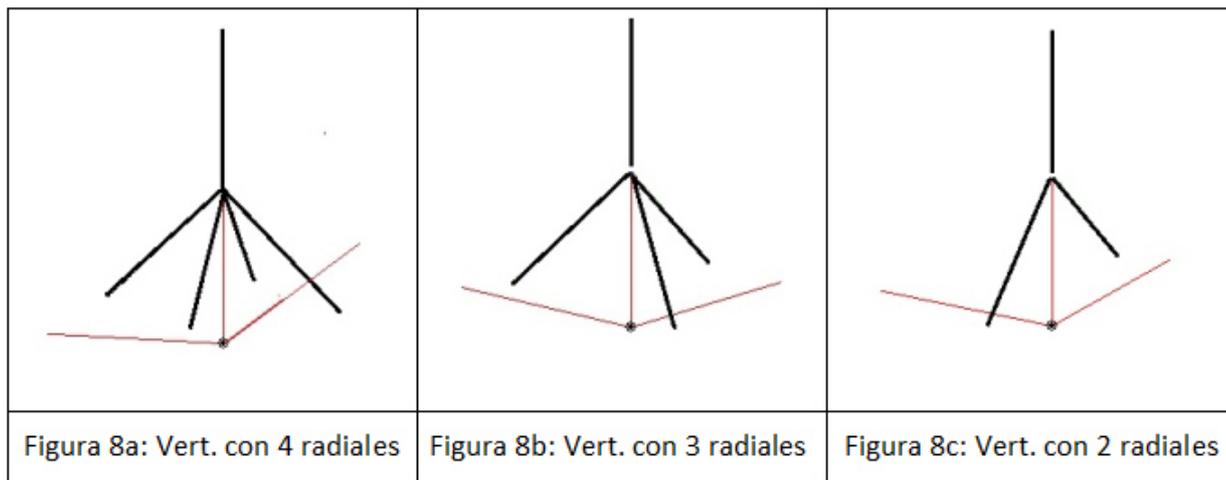
La antena Ground Plane

La antena Ground Plane (GP), que parece entrar en esta categoría de monopolo radiante, se ha denominado siempre equivocadamente “antena de plano de tierra artificial”. Pero lo cierto es que no existe el tal plano de tierra artificial. Los tres o cuatro radiales de  $\lambda/4$  de una GP (Figuras 8a y 8b) no son en absoluto un plano de tierra artificial. Realmente son tan solo una contraantena. Así que no reflejan en absoluto la radiación del monopolo radiante como haría un plano conductor artificial propiamente dicho, sino que constituyen meramente la contraantena o sea la otra mitad de la antena, de modo que una GP es realmente un auténtico dipolo vertical.

Los tres o cuatro radiales a  $45^\circ$  de  $\lambda/4$  no radian con polarización horizontal, sino que también radian una componente vertical, puesto que se colocan inclinados  $45^\circ$  para aumentar la impedancia en la base y adaptarla mejor a los 50 ohmios del coaxial. Esta componente vertical de los radiales está en fase con la radiación del radiante vertical y, por tanto, se le suma. Por otra parte, para neutralizar su radiación horizontal, los radiales deben ser iguales y simétricos.

¿Pueden colocarse en una GP solamente 2 radiales iguales y opuestos (Figura 8c)? Pues sí, se puede, pero la cancelación no es tan perfecta, pues cuando son 3 (Figura 8b) o 4 iguales y opuestos (Figura 8a), las corrientes que los recorren generen campos eléctricos y magnéticos con una componente horizontal que se anula en cualquier dirección del espacio a cierta distancia. Y eso no ocurre tñan exactamente igual con tan solo 2 radiales opuestos.

Si sólo utilizamos 2 radiales iguales y opuestos, su componente de radiación horizontal solo se cancela perfectamente en la dirección perpendicular al plano de los radiales, mientras que ambos radiales radian algo con polarización horizontal en el plano que contiene los 2 radiales. Por tanto, mejor que sean 3 o 4 por banda de  $\lambda/4$  para cancelar totalmente la componente de radiación horizontal en todas direcciones y que quede solamente la componente vertical.



Al estar los radiales inclinados, radian una componente vertical del campo eléctrico, pero no reflejan ninguna radiación en absoluto, es decir, no crean una imagen del monopolo. Así que de “plano de tierra artificial” nada de nada, no lo olvidéis. Solo constituyen la otra mitad de la antena y por tanto contribuyen a formar un auténtico dipolo vertical. Aunque estén inclinados, contribuyen también en cierto modo a la radiación vertical.

Los radiales de una GP, se inclinan también unos  $45^\circ$  hacia abajo para aumentar la impedancia en el punto de alimentación de la antena, pues de ese modo la impedancia de la antena sube desde 36 ohmios (la mitad de un dipolo o sea  $72/2$ ) hasta 50 ohmios, mucho más adecuada para una buena adaptación a un coaxial de 50 ohmios de alimentación.

#### La conductividad del suelo y el ángulo de elevación

El buen funcionamiento con bajos ángulos de elevación de una antena vertical, los que la hacen adecuada para trabajar los DX, viene muy condicionado por la conductividad del suelo en el campo lejano, el terreno más alejado de la antena, donde se reflejará la onda directa y se le sumará (o no) la reflejada.

A diferencia de las antenas horizontales para las que la conductividad del suelo lejano no tiene apenas importancia, en las verticales la conductividad del suelo lejano es fundamental. Si tenemos la desgracia de que el campo lejano se encuentra y refleja en un terreno con una mala conductividad, los ángulos bajos de radiación teóricos quedan anulados casi por completo. Las ventajas de la polarización vertical quedan muy disminuidas por una mala reflexión en suelos poco conductores, que son los más habituales.

El gran efecto de la conductividad del suelo lo podemos ver reflejado en las figuras 9a a 9d, en las que comparamos un suelo extraordinariamente conductor que podríamos llamar perfecto (Figura 9a) con uno muy bueno como sería el agua salada (Figura 9b), con un suelo agrícola húmedo y muy buen conductor (Figura 9c). Y ya vemos que la diferencia de ganancia en ángulos de recepción adecuados al DX como serían unos  $15^\circ$  es enorme.

Vemos que mientras la ganancia a  $15^\circ$  de elevación de la antena situada sobre agua salada es positiva con +4,27 dBi (conductor excelente), al cambiarla y ponerla sobre un suelo agrícola meramente “muy buen”

conductor, ya ha disminuido a -3,49 dBi. Y si la ponemos sobre un suelo medianejo (Figura 9d), la ganancia a 15° de elevación se nos cae por los suelos hasta -9,71 dBi. Tremenda diferencia. No digamos que disminuye su eficacia si la colocamos sobre otros suelos peores conductores, que desgraciadamente son los más habituales. Mejor no miremos las cifras. Ojos que no ven corazón que no siente.

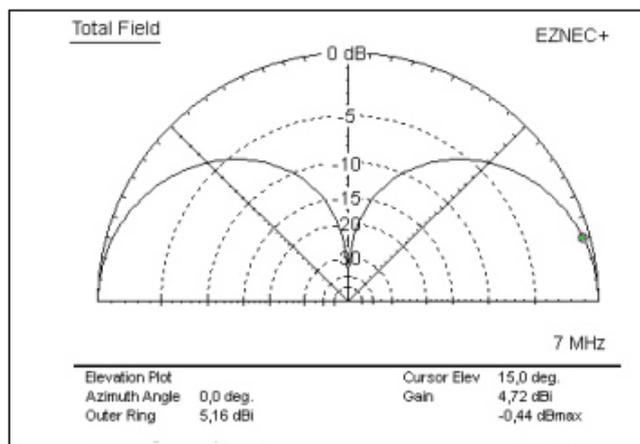


Figura 9a Vertical sobre suelo perfecto

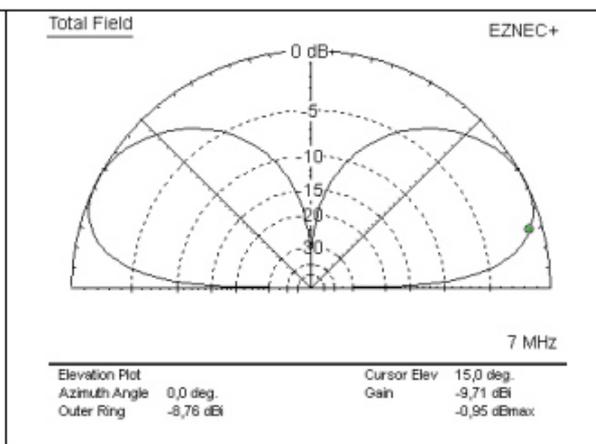


Figura 9b Vertical sobre agua salada.

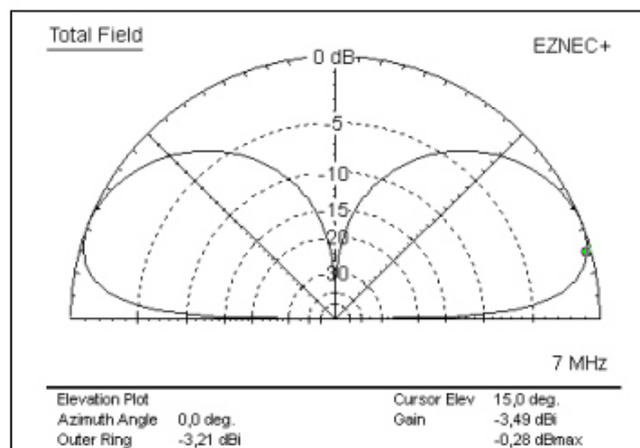


Figura 9c: Vertical sobre suelo muy bueno

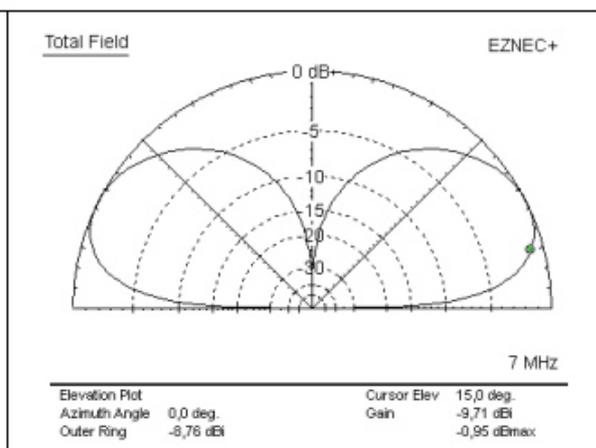


Figura 9d: Vertical sobre suelo mediano

Monopolo = media vertical

Hay que ir con cuidado al comprar una antena vertical porque debemos asegurarnos de que no haya un mal entendido y compremos solamente un monopolo (media antena). Su funcionamiento correcto queda entonces supeditado a su montaje sobre un suelo muy buen conductor (normalmente un vehículo metálico). Si no se monta sobre un vehículo, su rendimiento queda supeditado ineludiblemente una instalación sobre una superficie metálica, o con radiales, o con una toma de tierra excelente, siempre a aportar por el comprador..

Monopolo multibanda

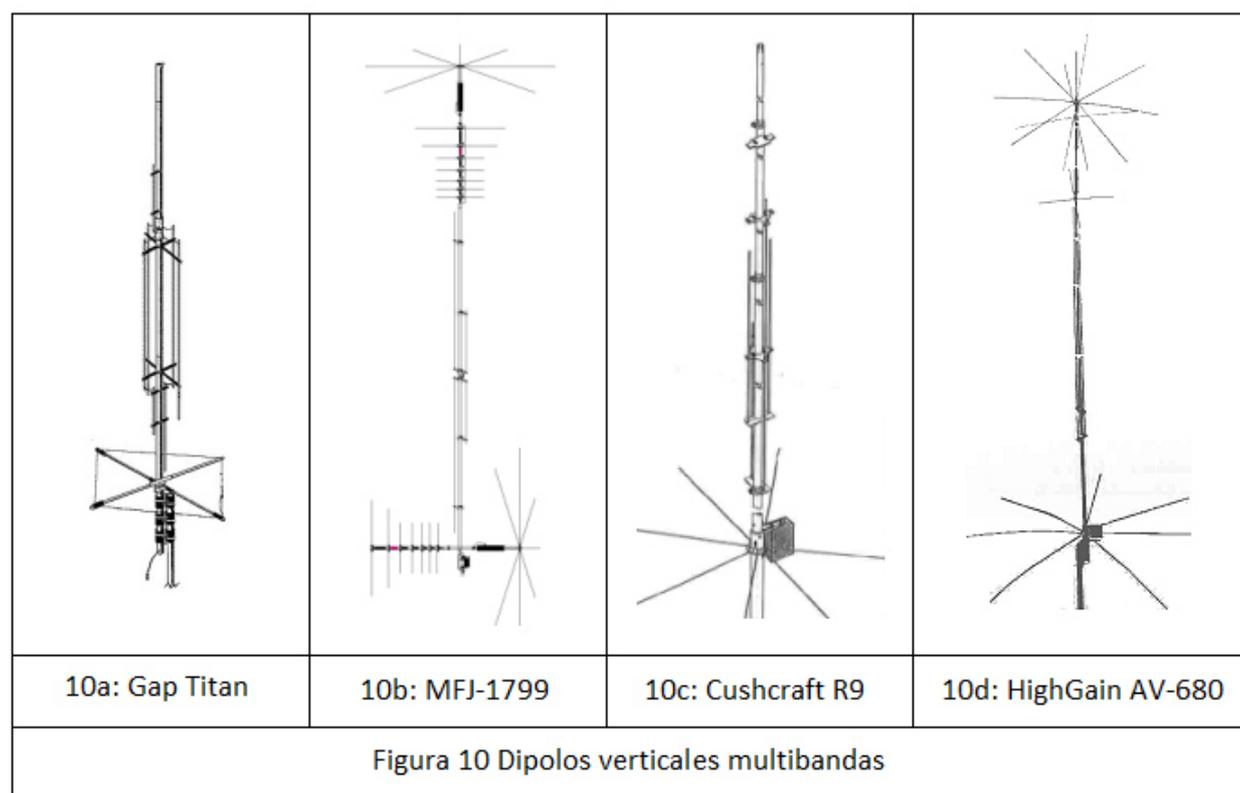
Para conseguir un monopolo multibanda, se necesita un buen acoplador remoto en la base, con una buenísima toma de tierra, y al radiante se le da una longitud de 13,1 metros (43 pies). Esa es la longitud más adecuada perfecta para que no se resista al sintonizador de antena en prácticamente ninguna banda de radioaficionado. El motivo de usar esta longitud es que el monopolo no resuena en media onda por si solo en ninguna banda para facilitar la sintonía por el acoplador.

Este acoplador tiene que ser un auténtico sintonizador de antena, lo que significa que debe ser un buen acoplador remoto, bien protegido de la intemperie y con un gran margen de adaptación.

Dipolo vertical multibanda

Pero, aparte de las GP, existen también otras antenas verticales multibandas más fáciles de instalar: las que son realmente dipolos verticales, porque constan del radiante principal y de una contraantena realizada con diversos métodos, como veremos a continuación.

Todas ellas disponen de un monopolo radiante, pero que está complementado con algún tipo de contraantena, hasta formar un auténtico dipolo, una contraantena que le ayuda a alcanzar la resonancia en media onda. Hay muchas soluciones posibles al respecto según el fabricante:



Verticales alimentadas en el centro (como un dipolo) y resonantes en todas las bandas mediante stubs paralelos al radiante vertical, como por ejemplo la antenas GAP de Titan, que resuena en todas las bandas (Figura 10a).

Verticales con un pequeño radial lateral horizontal de múltiples resonancias que complementa la resonancia en media onda con varillas y bobinas para cada banda, como la MFJ-1795 (40+) y MFJ-1799 (80+) (Figura 10b).

Verticales con una gran bobina de carga y unos pequeños radiales que complementan la antena como la Cushcraft R8 (40+) y R9 (80+) (figura 10c).

Verticales que se sintonizan mediante una gran transformador en la base y trabajan como si fuera una antena alimentada por un extremo, como por ejemplo la HighGain AV640 y AV680 (figura 10d) y las Comet .

Estas son las antenas que debe instalar todo aquel que quiera poner una vertical multibanda en un terrado o una terraza, pues son auténticos dipolos verticales completos y, en consecuencia, no son adecuadas para instalar sobre el suelo directamente, tal como sí lo serían si fueran los monopolos anteriormente descritos.

La altura de los dipolos verticales

¿Influye mucho la altura sobre el suelo en los dipolos verticales? Vamos a ver cómo influye la altura, si nuestra antena es en realidad un dipolo vertical, como las antenas multibanda que hemos comentado. Tomaremos como modelo una vertical parecida a una MFJ con un radiante vertical de 9 metros y un solo radial horizontal acortado a 1,5 m, y sintonizado con una bobina de carga de 33  $\mu$ Hy, colocada en este radial corto para que sea resonante en 40 metros y la alimentación del coaxial se la daremos justo en la base. Con este modelo, obtenemos la siguiente **Tabla I** que nos muestra, para cada altura sobre el suelo de la base, la ganancia máxima y su ángulo de elevación y la ganancia a 15° de elevación, un ángulo bastante interesante para trabajar el DX.

Tabla I			
Altura base	Ganancia a 15º	Máx. Ganancia	Con elevación
1 m	-2,71 dBi	-1,77 dBi	27º
2 m	-1,87 dBi	-1,04 dBi	25º
3 m	-1,18 dBi	-0,66 dBi	23º
4 m	-1,02 dBi	-0,41 dBi	22º
5 m	-0,73 dBi	-0,24 dBi	21º
6 m	-0,49 dBi	-0,1 dBi	21º

Vemos que es muy clara la influencia de la altura de la antena vertical (recuerda que es un dipolo vertical) en el ángulo de máxima radiación, pero su influencia es muy inferior a la que sufre un dipolo horizontal con los cambios de altura. De todos modos, parece evidente que, contra más altura, más bajo es el ángulo de radiación y mayor es la ganancia.

Aparece claramente en la tabla que no sale muy a cuenta elevar la base de la antena mucho más de 3 metros, porque el aumento de la ganancia no supera los +0,5 dB, al pasar de 3 metros a 6, por lo que no vale la pena colocar la base a mayor altura.

También comprobamos que la ganancia de una vertical sobre el suelo no se puede comparar con el de una antena horizontal, pues el mismo dipolo a una altura aceptable sobre el suelo enseguida nos proporciona ganancias de +4 a +6 dBi en el máximo de su lóbulo de radiación.

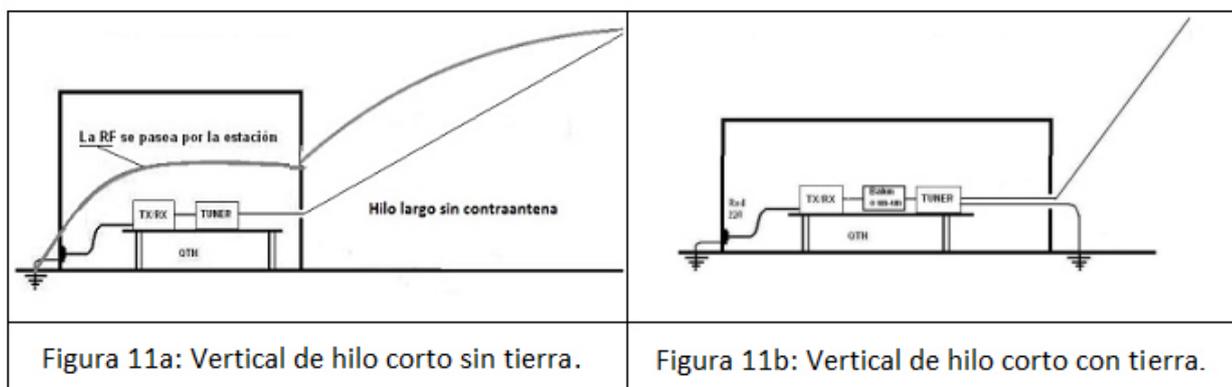
El hilo largo demasiado corto

Siento ser repetitivo, pero no acabo de conseguir que todo el mundo se dé por enterado de que cualquier hilo conectado al vivo de un receptor NO es una antena ni vertical ni horizontal, ni nada que merezca ser llamada antena, sino un aborto que funciona como puede, que recibe algo, pero todo mal y, sobre todo, recibe muchísimo ruido. Hay varias formas de instalarla y todas malas.

La peor de todas las instalaciones es la que se lleva la conexión del hilo presuntamente largo al vivo del receptor (figura 11a) y ya está. Por tanto, el resto de la antena necesaria para formar un dipolo, lo que presuntamente será la contraantena, será nada menos que la masa que pasa a tierra a través de la fuente de alimentación, pasando por toda la red eléctrica.

Por supuesto que esta instalación de antena capta de forma excelente todos los ruidos eléctricos de la casa y de todo el barrio, mucho mejor que las señales deseadas, aunque también permite escuchar alguna cosa, sobre todo si las señales son fuertes. Y encima algunos aún te preguntan cómo se puede mejorar esta instalación.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



A continuación se hace un intento de mejora poniendo además una toma de tierra exterior consistente en una conexión a una pica clavada que está a 2 kilómetros de la estación y cuyo cable muchas veces hace también de antena interior (Figura 11b). En cierto modo es una mejora, pero ayuda también a captar todos los ruidos digitales internos de nuestra instalación. Lo que se consigue con este aborto de antena es sobrecargar el primer paso amplificador con las estaciones de onda media, con lo que se oyen más estaciones de las que realmente hay en la frecuencia deseada por sobrecarga e intermodulación. Todo por no poner una antena adecuada a una altura adecuada.

Finalmente se utiliza un acoplador de antena para mejorar este despropósito y se sintoniza a máximo ruido o a resonancia del conjunto, con lo que se consigue, eso sí, filtrar algo de lo que entra en todas las frecuencias al receptor. Esto sí es una mejora, pero nada como una antena exterior de verdad colocada a la mayor altura posible.

### Consejo a los escuchas

El mejor consejo que se les puede dar a un escucha que no pretende transmitir es que se ponga por lo menos un dipolo o V invertida que sea resonante en cualquier frecuencia o, por lo menos, una G5RV, para disponer por lo menos de una antena que intenta captar solo lo que llega al lugar dónde se encuentra la antena instalada, que debería ser una buena altura de unos cuantos metros, y a cierta distancia del edificio de la estación y de todas sus instalaciones eléctricas.

Esa antena debe disponer de un balun de algún tipo que impida las corrientes en modo común a tierra de la antena, o lo que es lo mismo, y que evitan que se comporte la antena y su bajada de coaxial como una antena vertical independiente, conectada a tierra a través de la alimentación de red del receptor.

Luego, debe intentar sintonizar la antena a la frecuencia deseada con un acoplador manual a máxima recepción, de modo que por lo menos filtre también las señales captadas por la antena, para que reciba solamente lo que capta la antena, colocada lo más elevada posible, en la frecuencia de sintonía del acoplador, para ahorrarse ruido captado de la instalación local interior. Algo es algo. Menos da una piedra.

73 Luis EA3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 10. ANTENAS DE CABLE ABIERTAS

Por Luis A. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

Los 72  $\Omega$  del dipolo

Ya hemos hablado en los anteriores capítulos de que el dipolo de media onda es la antena básica por excelencia, que resuena en una determinada frecuencia **fr**, siempre que su longitud sea casi exactamente la longitud de onda dividida por dos.

Como la onda electromagnética se propaga por el cable a una velocidad algo inferior a la de la luz en aire y en el vacío (solo viaja al 95% de 300.000 km/s), para calcular la longitud resonante hay que quitarle un 5% a la media longitud de onda, de modo que resulta:

$$L \text{ (en metros)} = 142,5 / fr = (300 \times 0,95/2) / fr$$

Pero debemos tener muy en cuenta que el dipolo horizontal no presenta realmente una impedancia de 50 ohmios en el centro a la frecuencia de resonancia, sino que esta impedancia resistiva en el espacio es realmente de 72 ohmios. Por tanto, en condiciones ideales, no se adapta exactamente al cable coaxial de 50 ohmios y es imposible conseguir una ROE mínima de 1:1.

Eso significa que, si alimentáramos por el centro un dipolo horizontal con un coaxial de 50 ohmios y la antena estuviera muy, pero que muy alta (varias longitudes de onda), como si estuviera en el espacio, la ROE mínima que deberíamos esperar debería ser :

$$ROE = Z / Z_0 = 72 \Omega / 50 \Omega = 1,44:1$$

Así que no deberíamos rompernos los cuernos intentando bajar esa ROE hasta 1:1 ajustando la longitud de la antena, porque nunca bajaría de ningún modo, sino que, al alargar o acortar su longitud, la ROE aún aumentaría más, al añadir a los 72  $\Omega$  una reactancia inductiva o capacitiva, igual que pasa exactamente igual subiéramos o bajáramos la frecuencia de nuestra transmisión.

La impedancia cambia con la altura

Sin embargo, en la práctica, como en las bandas más bajas de HF es imposible colocar la antena a una altura considerable, sino que muchas veces hemos de conformarnos con una altura miserable de un octavo, un cuarto, media o tres cuartos de longitud de onda, la impedancia en el centro del dipolo típico de media onda horizontal oscila entre 50 y 100 ohmios, como podemos ver en la **Tabla I** de impedancias, según la altura. Se ve claramente que, cuando la antena la instalamos muy baja, la impedancia del dipolo en el centro oscila mucho. Pero, a medida que aumenta la altura, la impedancia va convergiendo hacia los 72 ohmios.

Tabla I: Impedancia de un dipolo de media onda según la altura		
Altura del dipolo	Impedancia mínima Z en el centro	ROE mínima con cable de 50 $\Omega$
En el espacio ( <i>Free Space</i> )	72 ohmios	1,4 : 1
Altura de 1/8 de onda	55 ohmios	1,1 : 1
Altura de ¼ de onda	80 ohmios	1,6 : 1
Altura 3/8 de onda	86 ohmios	1,7 : 1
Altura de ½ de onda	71 ohmios	1,4 : 1
Altura de ¾ de onda	70 ohmios	1,4 : 1
Altura de 1 longitud de onda	75 ohmios	1,5 : 1

Pero, aparte de la altura, disponemos de otro truco muy interesante para bajar la impedancia del dipolo de media onda y conseguir una mejor adaptación, como por ejemplo inclinar las dos mitades del dipolo hacia abajo en forma de V invertida. Veamos sus ventajas:

## Dipolo en V invertida

- En primer lugar, la V invertida tiene la gran ventaja sobre el dipolo de que solo necesita un soporte central para sostener la antena (Figura 1b), lo cual simplifica mucho el montaje al dividir la complicación por 2, al necesitar un sólo mástil de soporte en lugar de 2.

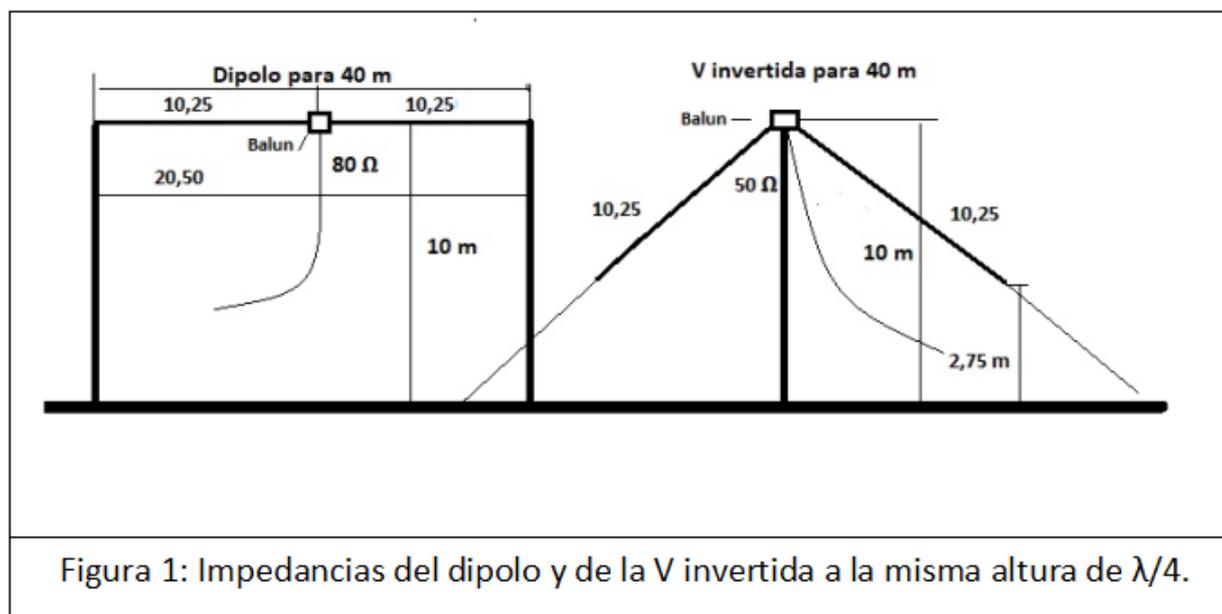


Figura 1: Impedancias del dipolo y de la V invertida a la misma altura de  $\lambda/4$ .

-En segundo lugar, los mismos cables de antena y sus prolongaciones con algún tipo de cuerda aislante nos sirven de riostras para sostener erguido en posición el mástil central.

-En tercer lugar, resuelve el problema de la nula radiación de los dipolos hacia las puntas, lo que nos hubiera podido dificultar contactos en esa dirección. Al estar las ramas inclinadas en V, la antena radia también hacia las puntas con una pequeña componente vertical, que la convierte en la práctica en una antena omnidireccional, a diferencia del dipolo horizontal que realmente no es omnidireccional, porque apenas radia por las puntas, como podemos comprobar con los modelados respectivos en EZNEC+ (Figuras 2a y 2b).

-En cuarto lugar, repitamos que tenemos la ventaja de que, al inclinar las ramas hacia abajo, disminuye su impedancia resistiva en el centro y la acerca más hacia los 50 ohmios, por lo que se adapta mejor a los cables coaxiales de transmisión de 50 ohmios.

Como único defecto, podemos destacar una bajada de 2 dB en la ganancia de la antena en la perpendicular al plano que contiene la antena. La mayor omnidireccionalidad, nos hace perder algo de ganancia frontal.

**Nota:** Durante el resto de este capítulo, las comparaciones de antenas las realizaremos siempre como si estuvieran en el espacio, lo que en el programa EZNEC+ se denomina Free Space (FS). Esta opción nos permite hacer comparaciones más realistas entre diferentes antenas, sin vernos afectados por la altura de la antena sobre el suelo, puesto que el suelo aumenta la ganancia en determinados ángulos de elevación y dificulta las comparaciones de las antenas si no están exactamente a la misma altura media.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

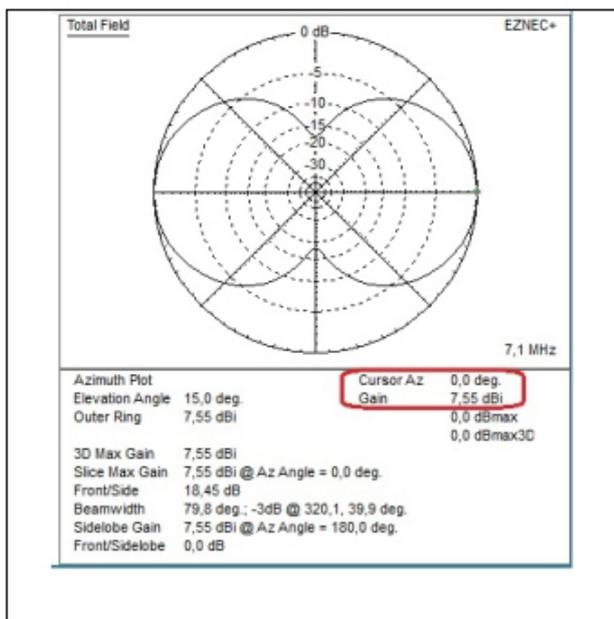


Figura 2a: Diagrama acimutal dipolo

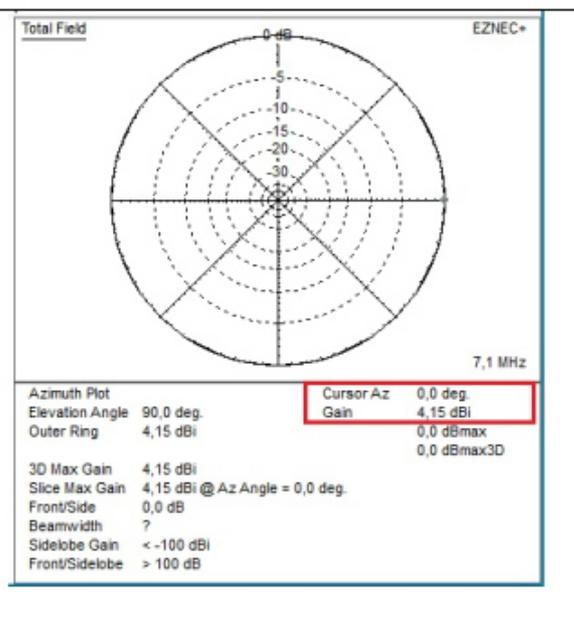


Figura 2b: Diagrama acimutal V invertida

En resumen, son muchas las ventajas de la V invertida respecto al dipolo horizontal y no tiene contraindicaciones, salvo su gran tamaño para ciertas bandas de frecuencias más bajas y que nos obliga a utilizar un mástil central de altura considerable, si queremos obtener un ángulo de radiación decente para el DX. La altura mínima recomendada para el DX es  $\frac{1}{2}$  longitud de onda. Eso son 20 m (factible) para la banda de 40 m, pero serían ya 40 metros de altura (muy difícil) para la banda de 80 m.

En cuanto a la ganancia, debemos reconocer que la V invertida tiene 2 dB menos de ganancia en la dirección erpendicular al plano de la antena.

La V NO invertida

Nos olvidamos muchas veces de que también se puede colocar un dipolo en forma de V No invertida y que puede ser una solución muy interesante y cómoda para transmitir cuando nos encontramos entre dos edificios altos (Figura 3a) , en los que el patio que los separa tiene una dirección adecuada para las direcciones que queremos trabajar.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

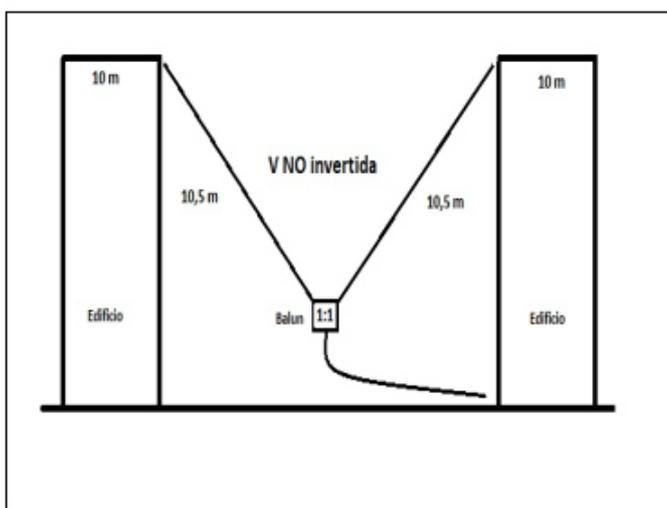


Figura 3a: V NO invertida para 40 m

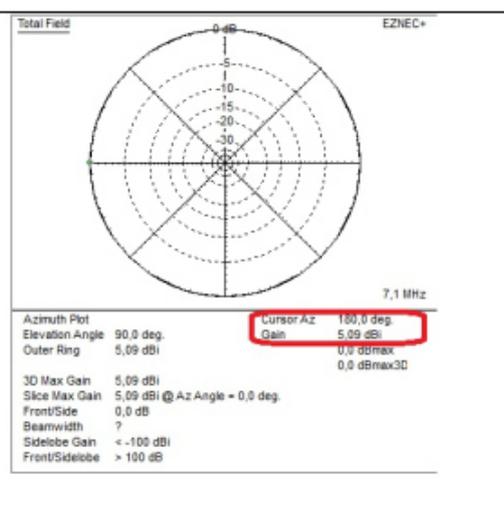


Figura 3b Diagrama acimutal V No invertida

Por ejemplo, si nos encontramos en el Levante español y nos encontramos con que tenemos un espacio abierto en dirección Este-Oeste, entonces no necesitaríamos ningún mástil, sino tan solo algunos vecinos amables que nos dejaran sujetar los dos cables de la antena a sus balcones o terrados (figura 3a).

## Los problemas del espacio reducido

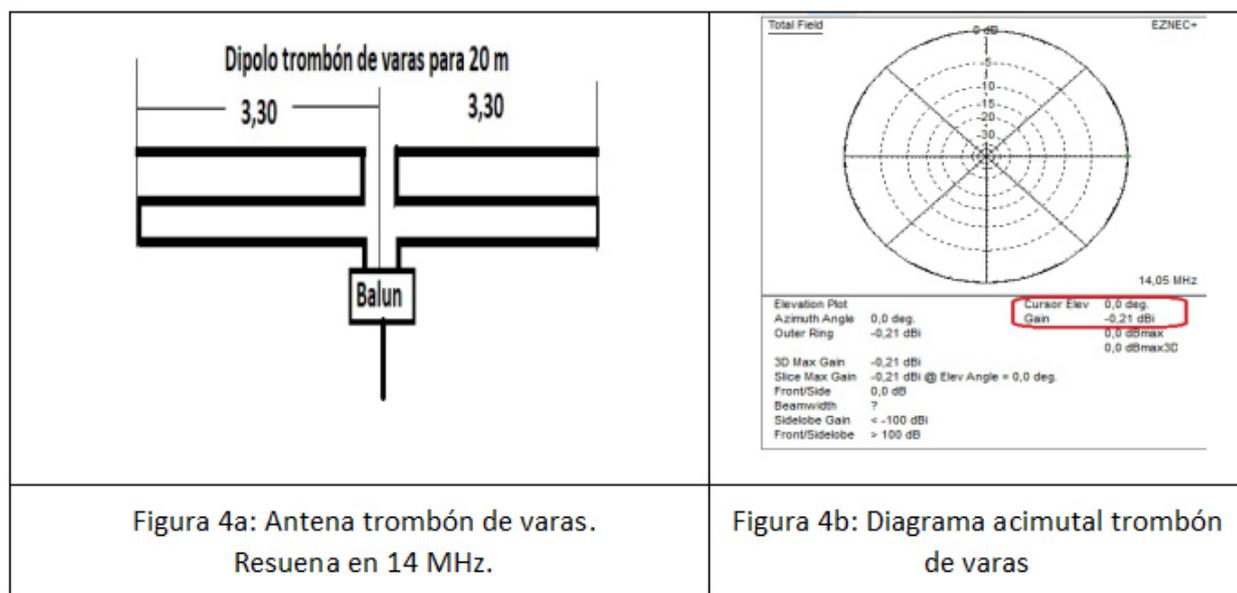
El radioaficionado europeo que pretende operar en HF siempre tropieza con el mismo problema: la falta de espacio para colocar antenas de longitud media onda, que puedan trabajar bien en las bandas más bajas, concretamente los 80 y 40 m (ya no hablemos de los 160 m), por culpa de las enormes dimensiones de la media onda (40 m y 20 m) que exigen las antenas para estas bandas y las reducidas dimensiones de nuestras parcelas, viviendas, terrados y terrazas de apartamentos en Europa.

Las soluciones para acortar las antenas y hacerlas más asequibles son muy variadas, porque van desde el repliegado de la antena de alguna forma, la colocación de bobinas y trampas, etcétera, pero todas ellas tienen un defecto en común: Al realizarlas con una longitud radiante más corta, siempre se produce una ligera disminución de la ganancia. Empecemos por comentar las soluciones más sencillas:

### Dipolo trombón de varas

Consiste en intentar doblar el cable de la antena de alguna forma para alcanzar la resonancia en menor espacio. Yo la llamo trombón de varas por el parecido que tiene este instrumento con esta antena (figura 4).

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



Como es una antena realmente más corta, aunque se adapta muy bien a 50 ohmios, tiene una resistencia de radiación algo inferior, puesto que pierde 2,6 dB de ganancia (-0,6 dBi) respecto al dipolo (2,1 dBi) de media onda estándar y tiene un ancho de banda para ROE < 2:1 algo inferior al de un dipolo normal. Nada grave para el que no tiene espacio suficiente para un dipolo de media onda completo.

### Dipolo hexagonal

La antena dipolo hexagonal (figura 5a) es una versión más cerrada de un dipolo, utilizando la misma longitud de cable que en un dipolo horizontal, pero montado en forma de hexágono, sobre una estructura de 6 varillas de fibra horizontales, que soportan el cable partiendo de un soporte central, de modo que el espacio que ocupa es mucho más reducido.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

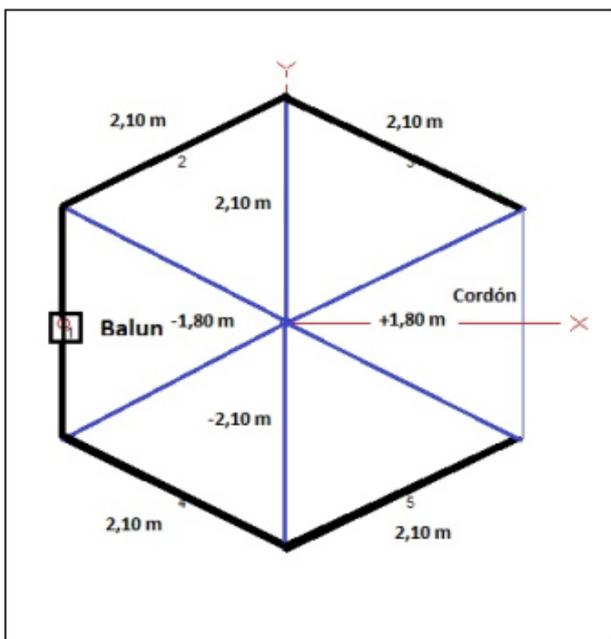


Figura 5a: Dipolo hexagonal para 20 metros

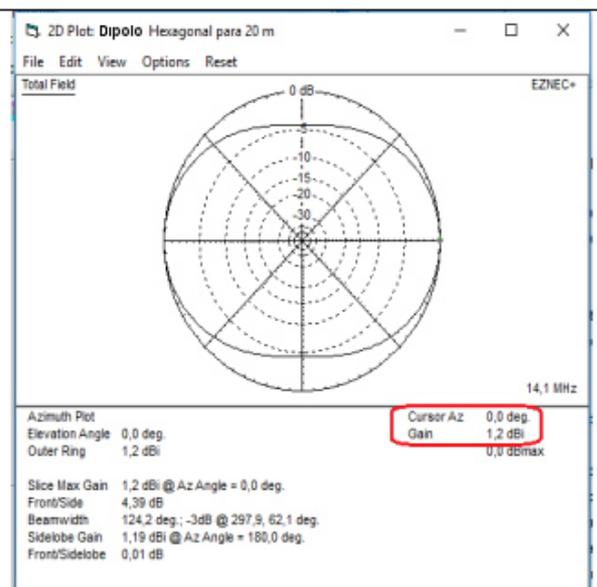


Figura 5b: Diagrama acimutal del dipolo hexagonal para 20 m

El problema que se plantea en esta antena es que la impedancia en el punto de alimentación central baja mucho al estar replegada sobre sí misma y se acerca a los 25 ohmios, por lo que tendremos problemas de adaptación.

Esto nos obliga a utilizar un transformador de impedancia 2:1, que podría ser realizado mediante un cable coaxial de 37,5 ohmios de un cuarto de onda eléctrico para adaptarla a los 50 ohmios que nos interesan para nuestro cable coaxial. El cable del adaptador de 37,5  $\Omega$  lo podemos realizar poniendo 2 cables de 75 ohmios en paralelo. (Véase al final del capítulo 4 “Líneas de transmisión”, en que se muestra cómo se juntan los dos vivos y las dos mallas de los dos trozos de cable para obtener una línea de transmisión de 37,5 ohmios).

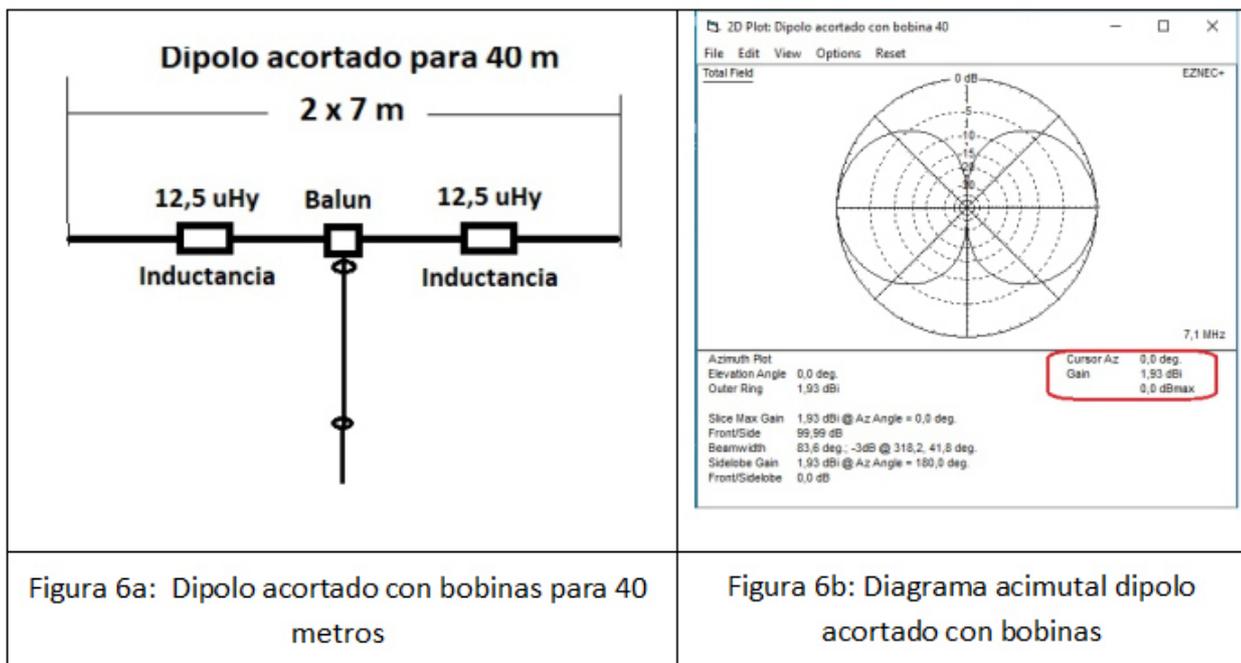
En cuanto a ganancia (1,2 dBi), el dipolo hexagonal solo pierde 0,9 dB en relación a un dipolo de media onda (2,1 dBi) en el espacio (figura 5b), por lo que es una opción mucho mejor para disponer de una antena reducida que la antena trombón de varas anterior, que perdía bastante más, aunque mecánicamente es bastante más compleja de construir, con esos 6 brazos de soporte que necesita a partir del mástil central.

### Dipolos acortados con bobinas

Una solución mucho más fácil en la práctica para acortar un dipolo y que siga siendo resonante consiste en alargarlo eléctricamente mediante bobinas hasta volver a conseguir la resonancia, aunque las ramas sean más cortas físicamente. La inductancia de las bobinas retrasa el movimiento electrónico en el radiante y, de este modo, conseguimos que aparentemente la antena parezca más larga y el rebote electrónico en las puntas llegue justo en fase al centro de la antena (resonancia), en fase con la RF procedente de la alimentación.

Vamos a suponer que en nuestra terraza cabe un dipolo con dos ramas de 7 metros (14 m en total) y queremos que resuene en 40 metros para lo que harían falta dos ramas de 10 metros (20 metros en total). Nos basta con añadirle justo en medio de cada rama una bobina una inductancia de 12,5  $\mu$ Hy. Nos ahorramos 3 metros por rama. No está nada mal (figura 5).

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



En cuanto a ganancia, este dipolo alcanza una ganancia de 1,9 dBi en el espacio libre y, por tanto, solo pierde 0,3 dB respecto a un dipolo de 2 x 10 metros de longitud. Así que el uso de bobinas sale bastante a cuenta, porque resulta que las pérdidas en las dos bobinas o inductancias son muy pequeñas en estas frecuencias. Por supuesto, puede montarse en forma de V invertida como todos los dipolos.

#### Dipolo multibanda con trampas

De las antenas acortadas, pasamos a las antenas multibanda. Podemos dar un paso más y aprovechar el uso de bobinas para convertir nuestra antena en multibanda, añadiendo un par de condensadores en paralelo con las dos bobinas para convertirlas en circuitos resonantes en paralelo, formando lo que llamamos trampas (figura 7a).

De este modo, estas trampas resonantes proporcionan una alta impedancia a una frecuencia más elevada (otra banda) que las convierten en los extremos de otra antena resonante en media onda en una banda de menor longitud de onda. Al mismo tiempo, las bobinas nos alargan eléctricamente la antena para resonar en una longitud de onda más larga o sea en una frecuencia más baja.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

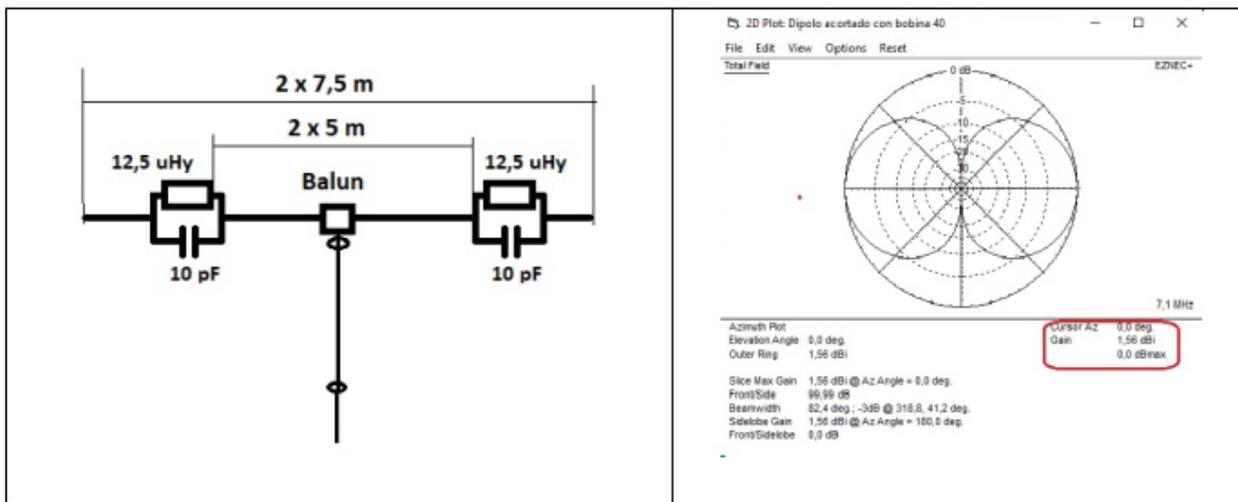


Figura 7a Dipolo bibanda con trampas resonante en 40 y 20 m

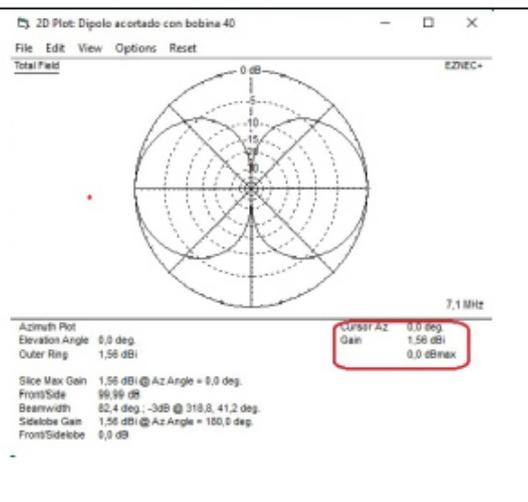
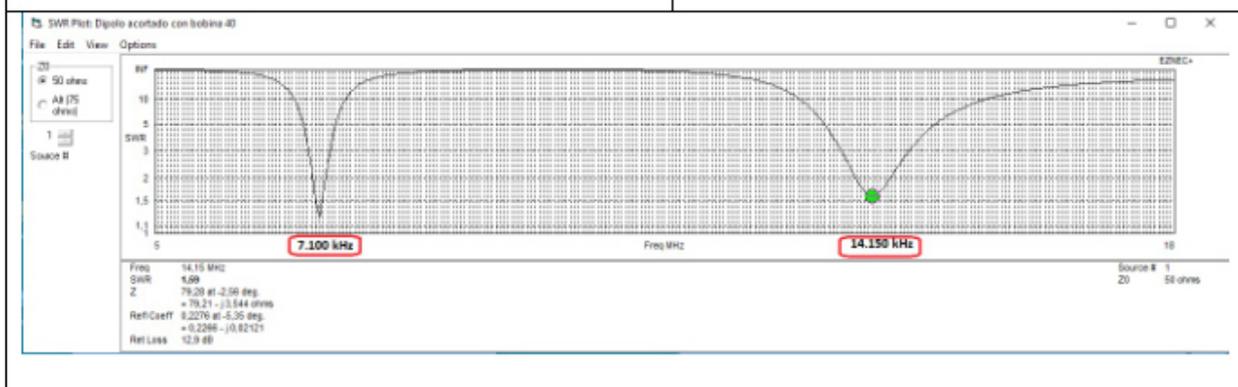


Figura 7b: Diagrama acimutal de dipolo con trampas en 40 m.



Hemos convertido la inductancia en un circuito resonante (trampa) en la frecuencia 14 MHz. Esta trampa nos bloquea la RF a esta frecuencia más alta y la hace funcionar como un dipolo de media onda para 20 metros, mientras que en 7 MHz la presencia de los condensadores en paralelo de 10 pF nos contrarrestan algo el efecto alargador de la inductancia y nos obliga, para compensarlo, a alargar medio metro más el cable de la antena para recuperar la resonancia en 40 m.

Solo mostramos el diagrama acimutal del dipolo con trampas en 40 metros (Figura 7b), pues el diagrama acimutal en la banda de 20 metros será exactamente igual al de un dipolo de media onda (Figura 2b). Ahora en 40 m hemos perdido solamente unas cuantas décimas de dB ( 1,55 dBi) a cambio de disponer de una antena multibanda para 20 y 40 metros bibanda.

### Dipolos en paralelo como bigotes de gato

Se puede conseguir también una antena bibanda conectando dos dipolos resonantes en paralelo a un único balun (Figura 8a), buscando la resonancia en ambas bandas. Las longitudes hay que retocarlas ligeramente para que el mínimo de ROE se centre en cada banda y aquí os pongo un ejemplo bibanda 80-40 metros, que también resuena más o menos en 30 metros (tercer armónico de 3,5 MHz) y en 15 metros (tercer armónico de 7 MHz).

La mejor disposición para el montaje de los dos dipolos es colocarlos en V invertida con un ángulo de apertura de 120°, pues es la que permite la mejor relación de ondas estacionarias con el mínimo de ROE para ambos dipolos. La mejor disposición se encuentra separando los cables de ambos dipolos horizontalmente, tal como se observa en la figura 8a (perfil) y en la figura 8b (planta), en la que vemos que es conveniente separar las puntas de los dos dipolos..

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

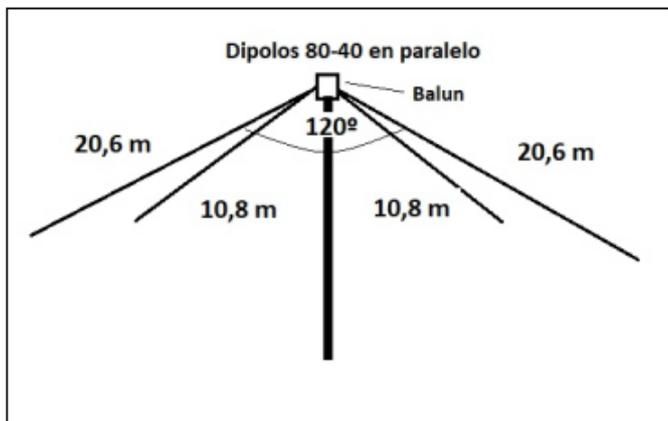


Figura 8a: Dipolo bibanda para 80-40 m

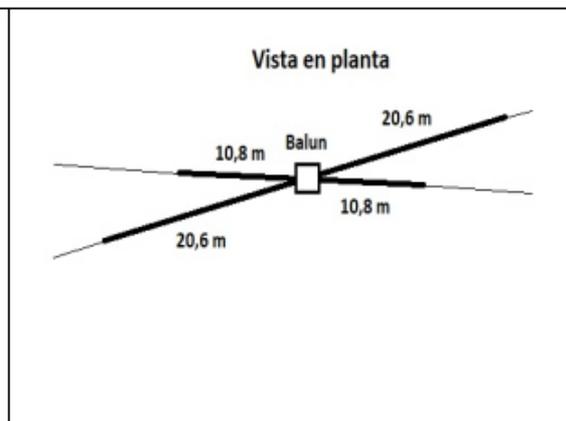
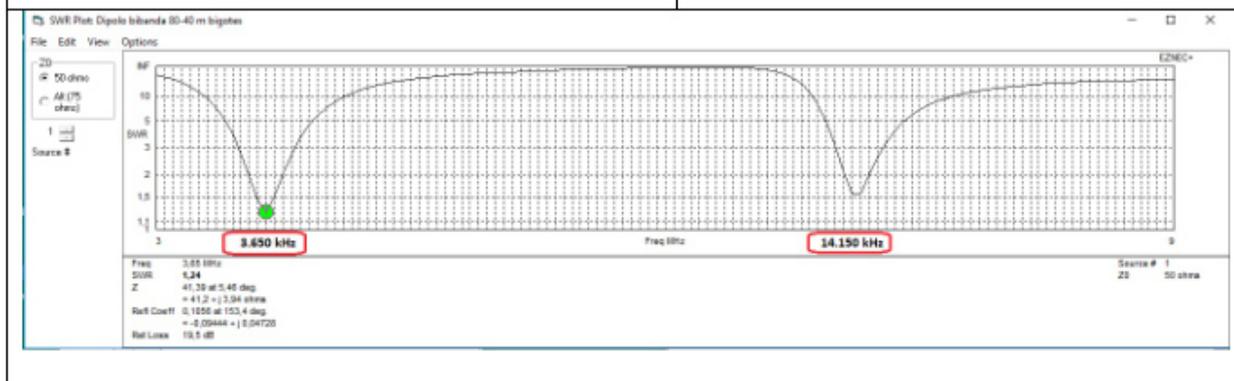


Figura 8b: Vista en planta bigotes de gato



Recordemos que la disposición en V invertida nos dará un diagrama de radiación mucho más omnidireccional, al desaparecer el efecto de la radiación nula hacia las puntas que tiene el dipolo totalmente horizontal.

#### G5RV no resonante

Otra antena multibanda que es más corta de lo necesario para una resonancia en media onda es la famosa G5RV (Figura 9a y 9b). Su funcionamiento se basa en alargar la antena mediante una línea de transmisión vertical, que se puede realizar con un adaptador formado con 2 cables paralelos y separadores de aire, aunque es mucho más cómodo una cinta de cables paralelos separados por polietileno con ventanitas de 450 ohmios de impedancia, que es la que tiene menos pérdidas.

Aquí tenéis dos versiones, una para la banda de 80 y otra para 40 metros, cuyas medidas no son nada críticas, porque normalmente requieren el uso de un acoplador, que además permite trabajar con ella en otras bandas más altas, convirtiéndola en una muy aceptable antena multibanda.

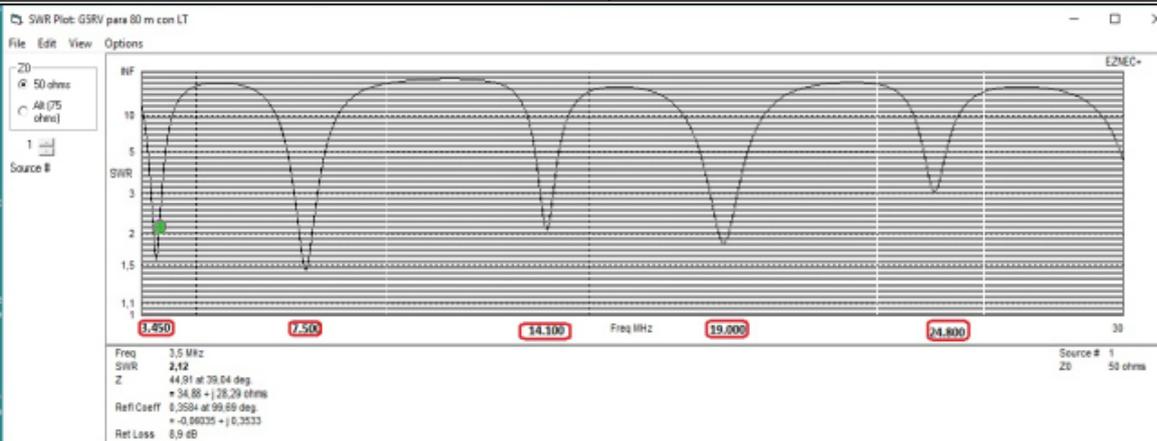
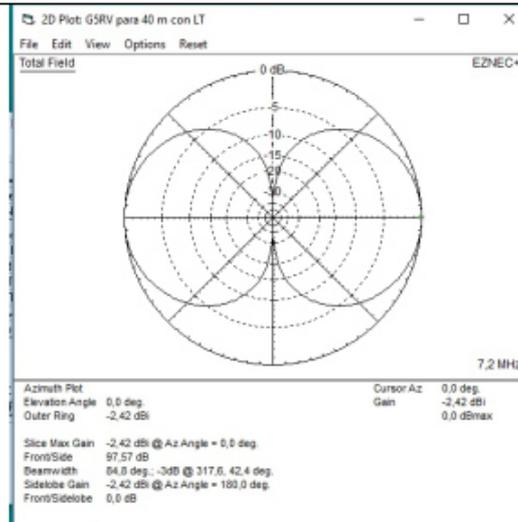
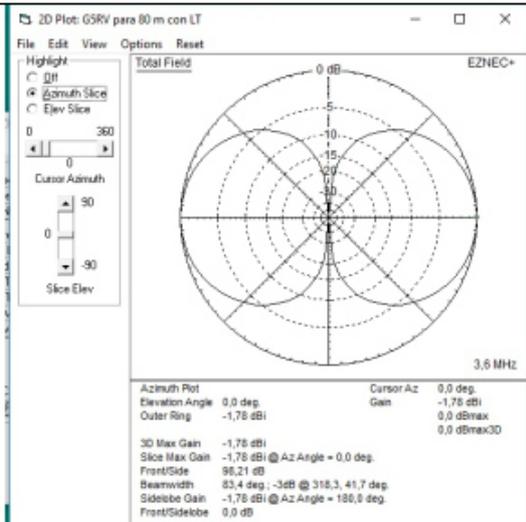
Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



Figura 9a: G5RV para 80 metros



Figura 9b: G5RV para 40 metros



En cuanto a ganancia, entre el menor tamaño y unas ligeras pérdidas en la cinta paralela, nos encontramos con que pierde más o menos -3 a -4 dBs en promedio en relación al dipolo estándar de media onda. No olvidemos que es una antena mucho más corta que una de media onda. También se puede colocar en V invertida sin ningún problema especial.

### Antena Windom

Como toda antena de media onda, la Windom (figura 10a, 10b y 10c) es una antena alimentada lejos del centro que resuena muy bien en todos los armónicos pares e impares y es una excelente multibanda.

Mientras el dipolo de media onda no puede alimentarse en el centro en los armónicos pares, porque allí aparece una impedancia elevadísima que lo impide, la Windom, al ser alimentada lejos del centro, nos permite una adaptación mucho más aceptable mediante balun transformador de impedancia con valores entre 200 (4:1) y 300 Ω (6:1).

La antena Windom se calcula como media onda para la banda más baja que deseemos utilizar (recuerda el factor 0,95) y se alimenta alejada del centro. Según las versiones, puede colocarse un balun 6:1 (300 Ω) a un 16% del extremo o un balun 4:1 (200 Ω) a un 25% del extremo y puede funcionar con una ROE aceptable en multibanda en todos los armónicos pares e impares, aunque como la adaptación no es perfecta todas las bandas, acostumbra a exigir el uso de un acoplador, especialmente para cubrir toda la banda de 80 metros.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

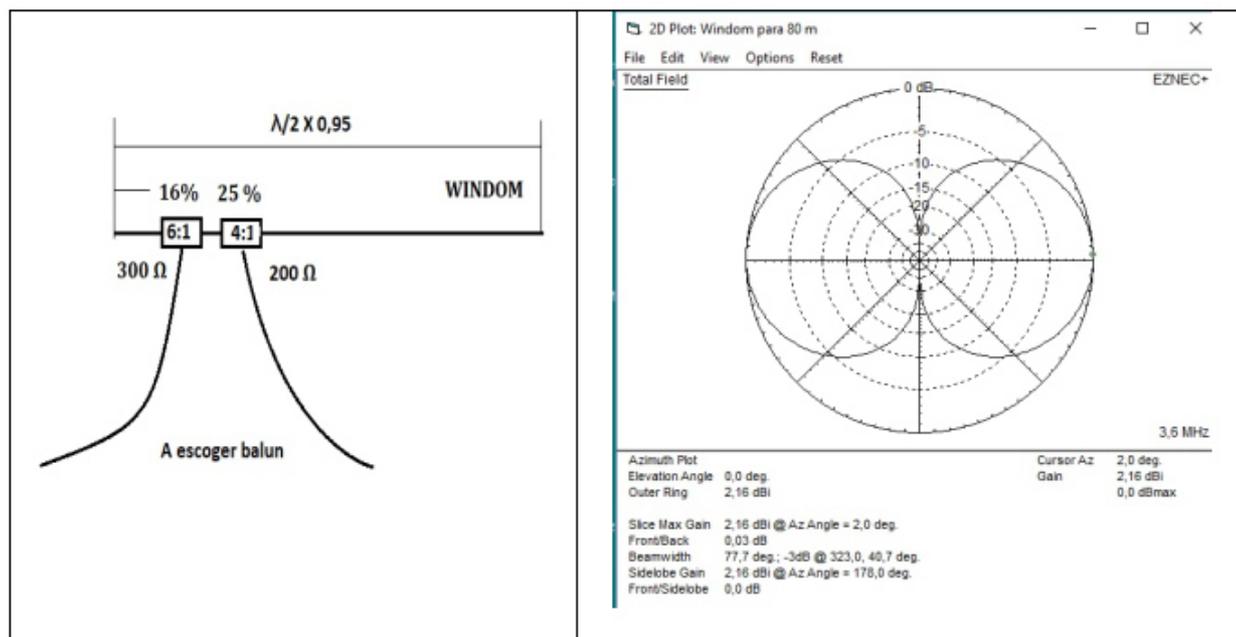
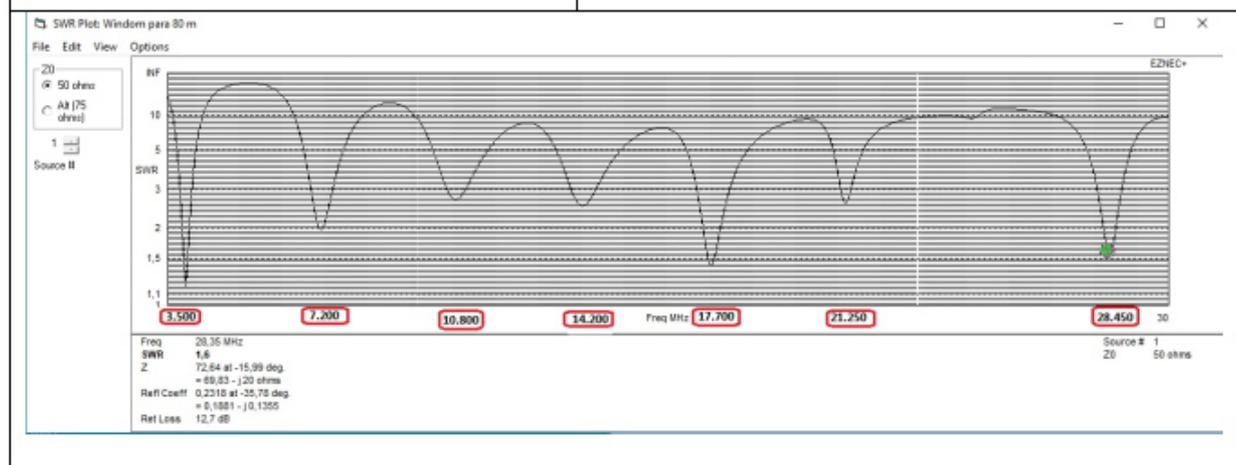


Figura 10a: Antena Windom alimentada lejos del centro.

Figura 10b: Diagrama acimutal de una Windom al 16% (balun 6:1) para 80 m.



Como casi todas las antenas multibanda de un solo radiante, hay que cortarla más bien larga (42 m) para que resuene bien en la banda de CW de los 80 metros para que luego, en 40 metros y superiores, no se nos vaya demasiado alta de frecuencia.

La ganancia de la antena en 80 metros es idéntica a la de un dipolo de media onda, porque es una antena de media onda y, por tanto, tiene exactamente la misma ganancia. En las siguientes bandas de frecuencias más elevadas aparecen múltiples lóbulos con ganancias máximas mayores que las de un dipolo, aunque también aparecen direcciones con menor ganancia y es difícil prever el resultado práctico banda a banda.

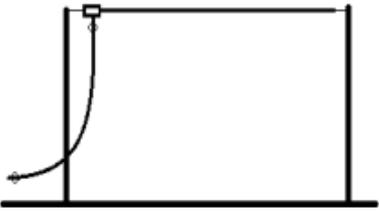
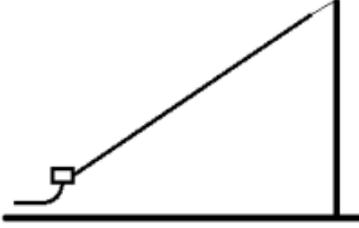
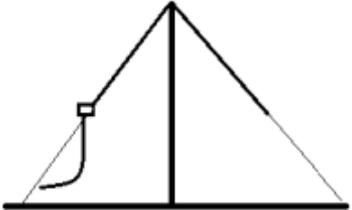
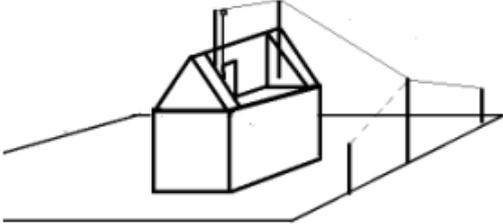
Como los balunes 6:1 y 4:1 de impedancias son normalmente simetrizadores de coaxial, por lo que no hace falta añadir ningún tipo de choque para evitar las corrientes del exterior de la malla, aunque sean asimétricas (las antenas), porque el problema no es la asimetría de la antena sino del cable coaxial.

#### EndFed alimentada por un extremo

La EndFed (Figura 11<sup>a</sup>, 11b, 11c y 11d) es una antena en la que nos hemos atrevido a desplazar el punto de alimentación al extremo del cable y, por tanto, también es una antena de media onda multibanda, en cuyo extremo nos encontramos con una tensión de RF muy elevada y una corriente mínima (fuga de electrones

en el extremo), por lo que su impedancia allí se encuentra entre 2000 y 4000 ohmios.

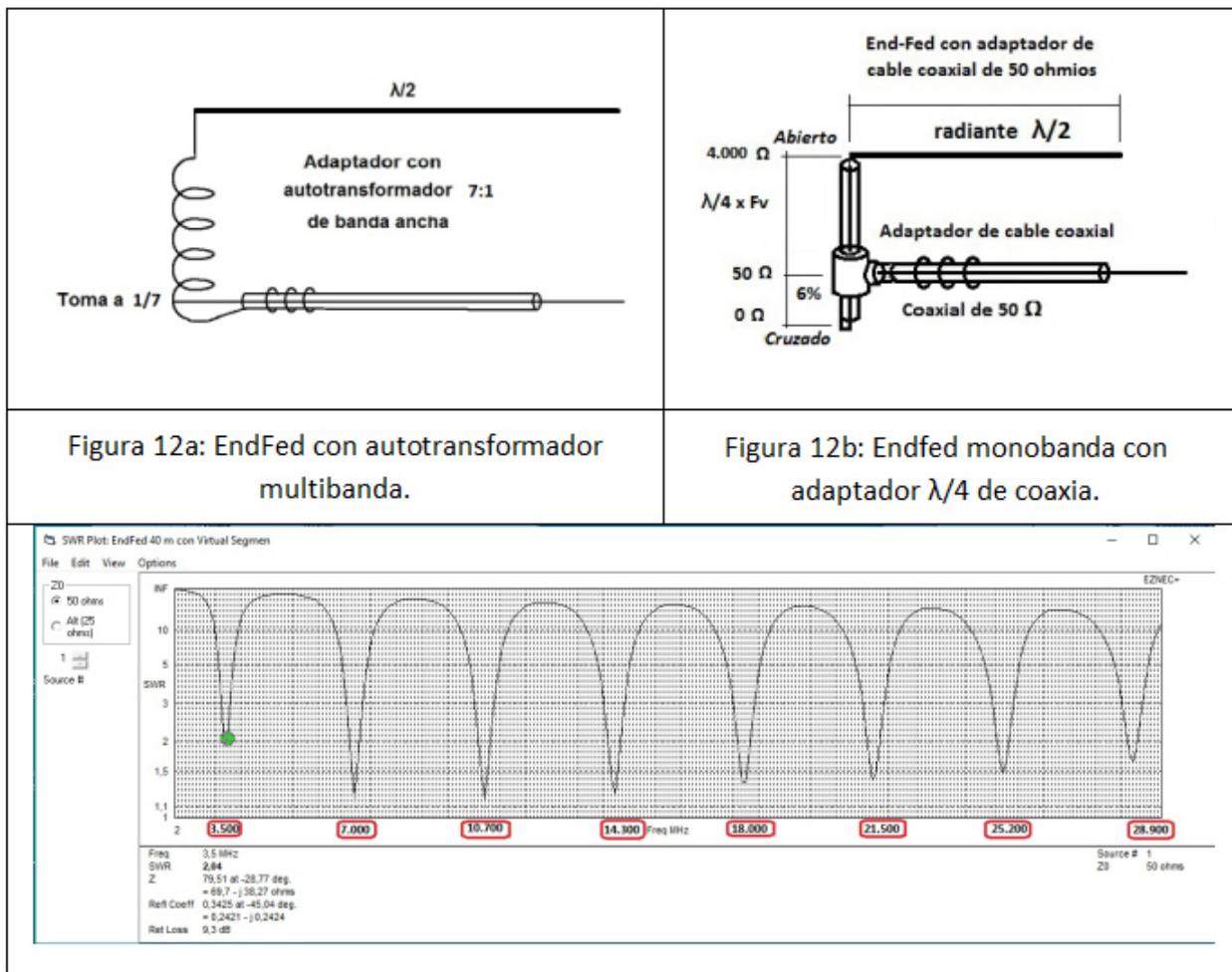
Tiene la ventaja de que se puede montar de muchas maneras como vemos en la figura siguiente en que se distinguen cuatro configuraciones posibles (Figura 11a,b,c,d) entre otras muchas.

	
Figura 11a: EndFed horizontal	Figura 11b: EndFed Slopper
	
Figura 11c: EndFed en V invertida	Figura 11d: EndFed de cualquier modo

¿Cómo se adapta a los 50  $\Omega$  una impedancia tan alta?

Para alimentarla correctamente con un cable coaxial de 50 ohmios, debemos utilizar un transformador de impedancias de relación muy elevada, como por ejemplo 47:1 (relación de espiras 7:1) e incluso 81:1 (relación de espiras 9:1). Eso se consigue utilizando un transformador de impedancias de banda ancha realizado con un núcleo toroidal apropiado, sobre el que se devana dos devanados con una relación de espiras de 7:1 y de 9:1 o también mediante un solo devanado conectado en forma de autotransformador (Figura 12a).

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



El problema principal para fabricar ese transformador adaptador es que esa relación de espiras eleva la tensión de RF a valores muy altos y peligrosos. Por ejemplo con una potencia de 100 W sobre 50 ohmios, la tensión en el primario del transformador es de 70 V y de 490 V (x7) o 630 V (x9) en el secundario del transformador.

Sin embargo, si aplicamos una potencia de 1500 W, nos encontraremos con que la tensión ya alcanza los 273 V en el primario y nada menos que 1.917 V (x7) en el secundario e incluso 2.464 V (x9). Y hablamos de tensión eficaz y no de pico que aún sería más elevada. Esto hace que sea muy complicado conseguir que el transformador o autotransformador soporten dichas tensiones sin que salte un arco por ruptura, por lo que hay pocos fabricantes que ofrezcan estos transformadores.

También se pueden realizar adaptadores monobanda con un cable coaxial de cualquier impedancia cortocircuitado por el otro extremo (Figura 12b) y que tenga una longitud resonante de  $\lambda/4$  eléctricos, es decir, teniendo en cuenta la velocidad de propagación interna del cable, llamado Factor de Velocidad. En un RG-58 o RG-8 normal con polietileno sólido, este factor de acortamiento es 0,66, por lo que un adaptador para 40 metros exige una longitud de unos 6,6 metros, con la toma en un punto intermedio al 6 % del extremo aproximadamente. Tiene el inconveniente de que las corrientes en el adaptador de coaxial son muy elevadas pues es resonante y aumenta mucho las pérdidas que disminuyen la ganancia de la antena.

La antena EndFed tiene también la ventaja de que, si la adaptamos con un transformador de banda ancha, es una antena multibanda y resuena en todos los armónicos pares e impares (figura 12c). Si la frecuencia de diseño son los 80 metros, conseguimos una antena multibanda que resuena en TODAS las bandas de radioaficionado (80-40-30-20-17-15-12-10 m), mientras que si la frecuencia de diseño son los 40 metros, tan solo funciona en 40-20-15 y 10 metros.

**Nota 1:** No debemos confundir este transformador de relación de espiras 9:1 para EndFed que adapta impedancias de 81:1, con un balun de relación de impedancias 9:1 que solo tiene internamente una relación de transformación 3:1 para adaptar impedancias de 450 ohmios a los 50 del coaxial.

**Nota 2:** El uso del autotransformador requiere la colocación de un choque un-un. Si el sistema de adaptación de alta a baja impedancia es mediante transformador con devanados independientes, la antena no requiere un balun simetrizador de coaxial, pues las corrientes que descienden por el vivo y la malla ya son simétricas. Pero si el sistema de adaptación 9:1 o 7:1 es del tipo autotransformador, este adaptador no

simetriza las corriente en el coaxial y es conveniente la colocación de un Un-un con ferritas que elimine la posible corriente independiente que intentaría circular por el exterior de la amalla.

## Antenas pseudo ENDFED

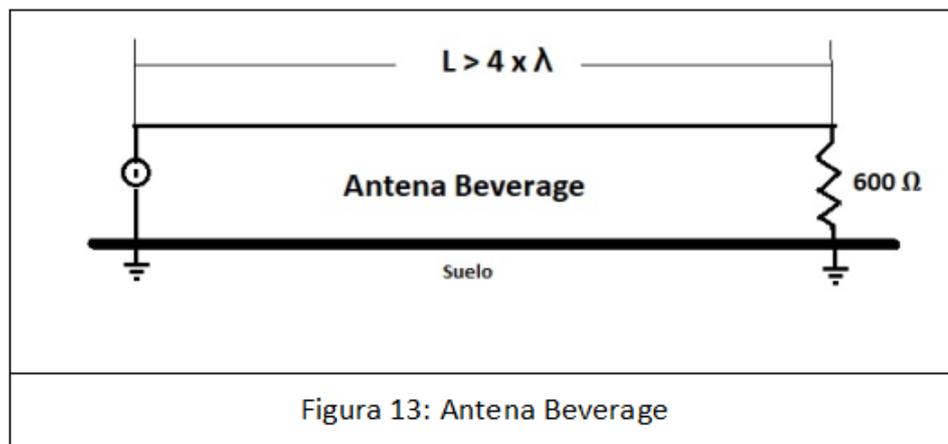
He visto que se venden comercialmente unas pseudo EndFed con la denominación EZWIRE que no son ni una Windom ni una EndFed, sino algo intermedio, y que no tienen una longitud resonante, pero permiten trabajar casi todas las bandas mediante el uso obligado de un acoplador. Emplean para la adaptación un balun 9:1 de impedancias (3:1 de espiras) y tienen una longitud no resonante de 32 o 16 metros, según modelo. El balun se encuentra colocado a unos 2,5 metros y 1,25 metro respectivamente de un extremo y hay que dar por supuesto que es simetrizador de corrientes en el coaxial.

Una vez bien acopladas, el rendimiento de cualquiera de esta antena debe de ser muy similar al de un dipolo de media onda, aunque su ganancia debe ser algo menor, porque las dimensiones de la de 32 m es inferior a media onda en 80 metros, y la de 16 metros de longitud también es inferior a media onda en 40 metros, pero la diferencia debe ser bastante pequeña, y probablemente insignificante dentro de -1 o- 2 dB. En estos tiempos de acopladores automáticos rapidísimos, hay que tenerlas muy en cuenta.

## Long Wire o hilo largo

¿Qué es realmente una Long Wire? Pues es una antena con una gran longitud de cable, de varias longitudes de onda, de forma que, al ser recorrida por la tensión de RF, cada onda completa va radiando en su avance por el cable y va sumando radiación de RF en fase y aumentando la señal radiada en direcciones próximas a la del cable. Son antenas que salen a cuenta para bandas muy bajas (80m y 40 m), en las que es bastante difícil conseguir directividad por otros medios, como por ejemplo una Yagi, puesto que tendría un tamaño monstruoso para estas bandas.

Aunque “long wire” significa antena de hilo largo, no basta con que el hilo sea más o menos largo, sino que, para ser una antena con una directividad aceptable, por lo menos tiene que tener una longitud de 3-4 longitudes de onda, sino más (Figura 11).



## Beverage

Para que la antena de hilo largo sea directiva y unidireccional, necesitamos que no haya una reflexión hacia atrás de la potencia reflejada en el extremo final y que no devuelva la energía no radiada hacia atrás y radie en la dirección contraria, tenemos convertirla en una antena Beverage (figura 13), para lo cual se le coloca una resistencia de carga en el extremo opuesto para absorber la energía no radiada y con un valor que se corresponda con la impedancia característica de un cable paralelo al suelo y que suele ser de 600 ohmios, aunque esto varía mucho con la altura del hilo largo.

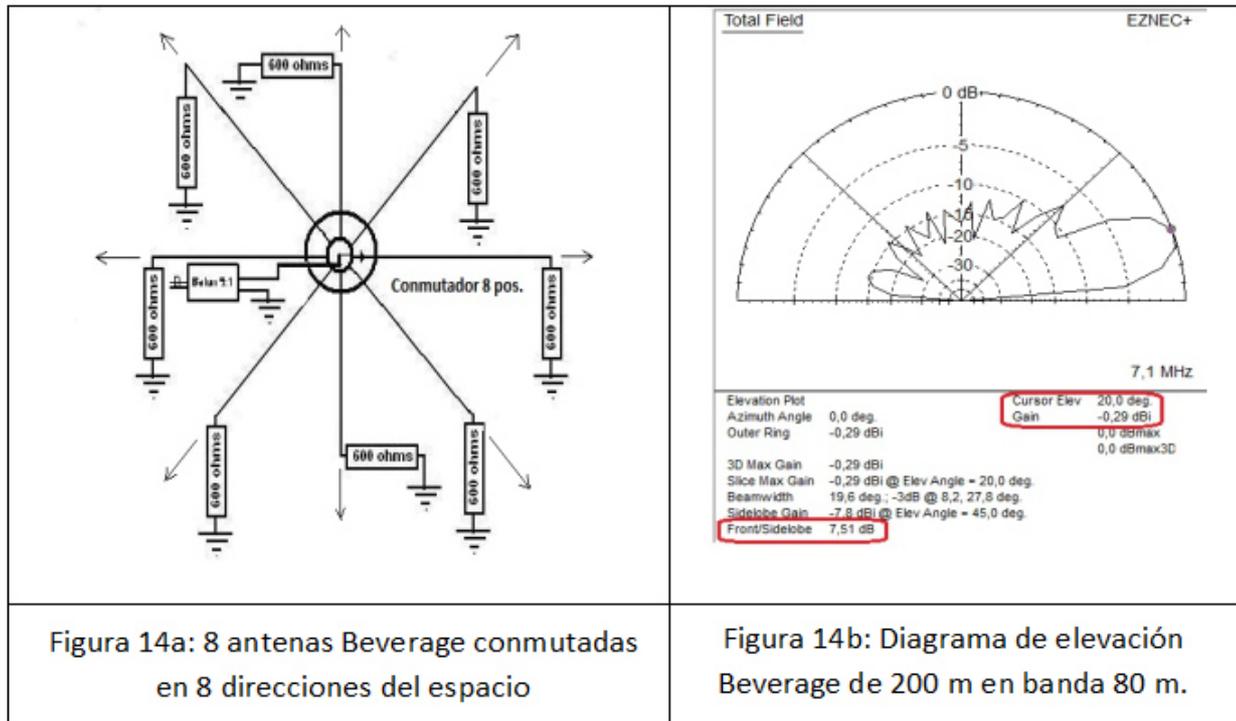
Para hacernos una idea de tamaño, estamos hablando de que empiezan a tener cierto sentido como Beverage longitudes de cable de cómo mínimo 200 metros de cobre para la banda de 80 y 40 metros, alimentándolas entre un primer extremo y tierra con un balun elevador de 1:9 y terminándola en una carga conectada a tierra de 400-600 ohmios (Beverage) en su otro extremo, con lo que llega a proporcionar una cierta ganancia positiva con un rechazo de lóbulos laterales algo mayor que 10 dB, lo cual permite reducir el ruido captado de otras direcciones, lo cual es muy interesante en estas bandas tan bajas, en que aumentar la directividad por otros medios daría lugar a antenas gigantescas.

El programa EZNEC+ del que dispongo no simula bien las antenas Beverage con suelo real, porque no tiene bien en cuenta las resistencias de conexión al suelo, de forma que los resultados que obtengo (fogira 14b) no

son nada fiables, pero de todos modos queda claro que no sale a cuenta utilizar las Beverage para bandas más altas. Por ejemplo, con 200 m de cable tendríamos nada menos que 10 longitudes de onda en 20 metros. Pero no vale la pena su instalación, porque la ganancia que se obtendría sería miserable y la supera por mucho cualquier antena de tan solo 2 elementos que montemos para la banda de 20 metros, montada a tan poca altura como una torreta de 10 metros. La Yag tendrá menos directividad, pero mucha más ganancia.

Es interesante la posibilidad de aprovechar la directividad de varias antenas Beverage realizando el montaje de varias antenas conmutadas, dirigidas a distintas direcciones acimutales, para escoger una recepción mejor procedente de una dirección determinada, muy difícil de conseguir por otros medios en estas bandas tan bajas, tal como se observa en la figura 14a.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



Así que al hablar de Long Wires y Beverage propiamente dichas, no estamos hablando de dimensiones a escala europea, sino que estamos hablando de dimensiones a escala americana con grandes extensiones de terreno, en el que se puedan colocar antenas de longitudes monstruosas, que puede que lleguen a ser rentables para concursos, pero que no salen a cuenta en un espacio europeo.

En mi opinión no merecen que les dediquemos ni un segundo más de atención, nada más que como un mero ejercicio teórico para el que quiera soñar con grandes espacios.

# El ABC de las antenas

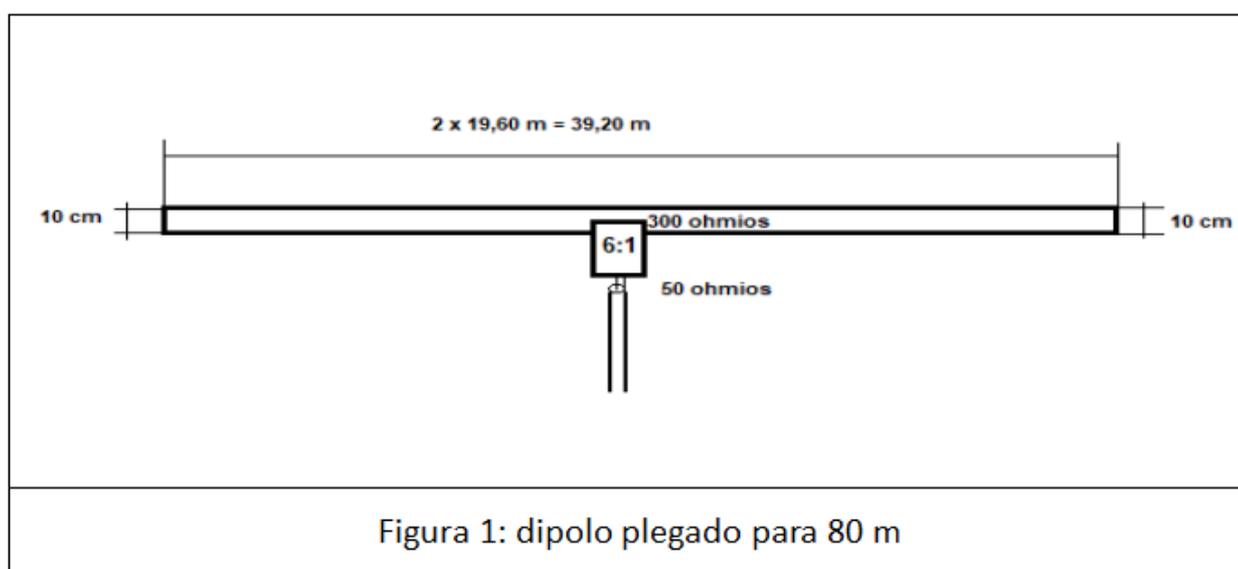
## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 11º Antenas de cable cerradas

Por Luis A. del Molino EA3OG mail:ea3og@ure.es

El dipolo plegado: mayor ancho de banda

La más importante ventaja de las antenas cerradas, cuyos extremos no acaban en punta (como por ejemplo, los dipolos plegados, cúbicas, Skyloop, etcétera) es que, al tener una impedancia más elevada en el punto de alimentación, siempre proporcionan un mayor ancho de banda que las antenas abiertas acabadas en puntas. Un buen ejemplo lo tenemos en el dipolo plegado para la banda de 80 metros de la figura 1, cuya gráfica de ROE (Figura 2) muestra una ROE < 2:1 desde 3.475 a 3.800 kHz; es decir, cubre la banda completa de los 80 metros sin necesidad de utilizar un acoplador, cosa que es imposible con una antena abierta como el dipolo de media onda.



Un pequeño detalle importante de esta antena (Figura 1) es que necesita un balun 6:1 en el punto de alimentación para reducir los 300 ohmios aproximados de su punto de alimentación a los 50 ohmios de un cable coaxial clásico de emisión y conseguir una buena adaptación.

Pero esa mayor impedancia es precisamente la que nos proporciona ese gran ancho de banda, imposible de alcanzar con un dipolo abierto, con el que tendríamos que decidirnos por sintonizarlo en la parte baja para CW (3.500-3600) o en la parte alta de fonía (3700-3800), siendo imposible cubrir los dos segmentos con ROE < 2:1.

Para que comprendáis bien el efecto de la mayor impedancia central en la ROE, tenéis que fijaros en que, al comparar la reactancia en cada frecuencia, al aumentarla o bajarla alejándonos de la frecuencia de resonancia, la reactancia varía en la misma magnitud que en un dipolo, pero ahora cuando se suma la reactancia a la resistencia central (300) más elevada, la ROE varía menos y no aumenta tanto a lo largo de todo el ancho de la banda.

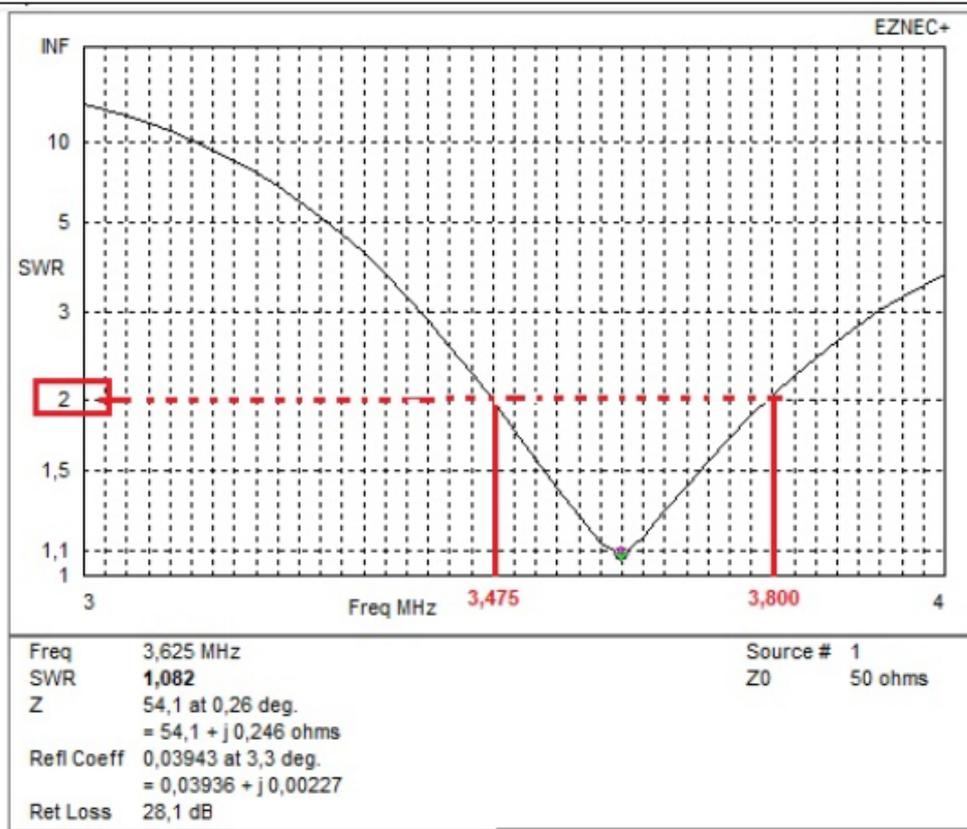


Figura 2: Gráfica de ROE del dipolo plegado para 80 metros.

El dipolo plegado, como se trata de montar un radiante con dos cables paralelos, se puede construir de dos formas. La primera, mediante dos cables paralelos con separadores de plástico que mantienen la distancia entre ellos, colgando de dos mástiles, con el peligro de que se retuerzan y crucen los dos cables; o bien, una segunda, más práctica, utilizando cinta paralela de polietileno de 300  $\Omega$  o 450  $\Omega$  (sin o con ventanitas).

Si la hacemos con cinta paralela, es muy posible y más práctico montarla también como V invertida, con lo que baja ligeramente la impedancia y permite acoplarla con un balun transformador de impedancias de relación 4:1, realizado con un transformador con una relación de espiras de 2:1.

**Nota:** NO hay que tener en cuenta el factor de velocidad de propagación por el cable de cinta paralela para el cálculo de la longitud de media onda, porque en el dipolo plegado la cinta paralela no actúa como línea de transmisión, puesto que los dos cables de la cinta transportan corriente de RF en el mismo sentido y no en sentidos opuestos, como sería el comportamiento clásico de una línea de transmisión. Así que hay que cortarla con una longitud de media onda.

La otra gran ventaja de las antenas cerradas: SIN puntas

Las puntas de las antenas abiertas, pueden desprender electrones por los extremos de sus cables y crear un gran ruido eléctrico al desprenderse estos electrones de la antena, debido a las elevadas tensiones que se generan en las puntas cuando se aumenta la potencia. Las antenas de circuito cerrado NO tienen puntas y no desprenden electrones. Así que generan menos ruido en transmisión.

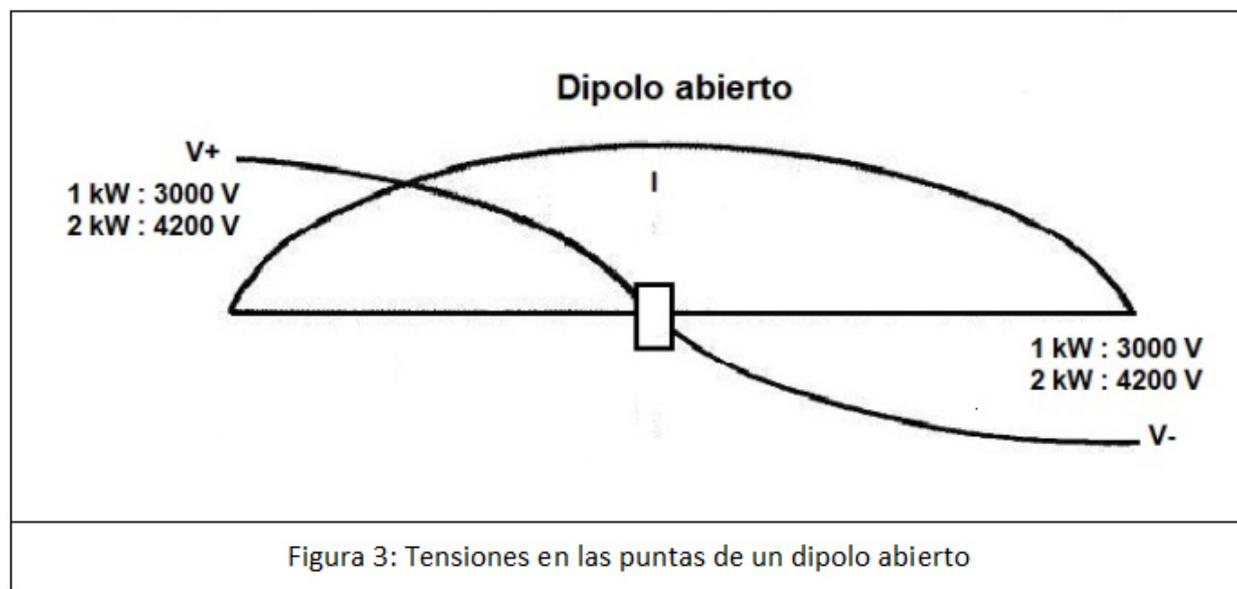
Los electrones necesitan mucha energía para soltarse de los extremos, energía que les proporcionaría la tensión muy elevada que aparece en las puntas de las antenas abiertas y que, por supuesto, depende de la potencia aplicada. A mayor potencia, mayor tensión.

Esa tensión elevada puede ser también causada por algo muy diferente: la acumulación de estática en cables de antena sin circuito de descarga hacia tierra.

La potencia en transmisión y las puntas

La potencia de RF, cuando transmitimos, produce en las puntas una tensión de RF elevadísima (figura 3) que suelta electrones en cantidad y produce una ionización alrededor de las puntas, y eso representa un ruido electrónico enorme. Pero, cuando esto pasa, como estamos transmitiendo, no estamos recibiendo y no

escuchamos ese ruido. No nos importa si no tenemos receptores próximos a los que moleste, pero sería muy grave en una operación multi-multi, o sea multioperador-multitransmisor. Para poner un ejemplo, la tensión en las puntas de un dipolo abierto de media onda alimentado por un amplificador lineal de 1 kW de potencia eficaz puede alcanzar los 3000 V de tensión en los picos de RF y los 4.200 V si llega a 2 KW (Figura 3). Así que procurad redondear el final de las antenas con un bucle de cable alrededor de un aislador para que no acabe nunca en punta.



En cambio, en recepción, las tensiones generadas en la antena por la onda electromagnética son tan pequeñas, que no hay tensión suficiente para comunicar energía a los electrones y que salgan desprendidos por las puntas.

¿Dónde se deben instalar antenas cerradas sin puntas?

En lugares con aire muy seco, generalmente lugares muy altos de montaña, donde una transmisión con gran potencia podría producir en los extremos del elemento excitado **el efecto corona**, una fuerte emisión de electrones por las puntas. Esto produciría un deterioro considerable de las puntas metálicas de la antena a largo plazo. En esos lugares, las antenas siempre deben instalarse con elementos excitados de circuito cerrado, sin puntas.

El efecto corona lo he presenciado una sola vez en mi vida, transmitiendo con una vertical en CW en un día ventoso y seco, con una estación, instalada a una buena altura en un día muy seco con un lineal de 2 kW. Al modular en SSB con el lineal, se iluminaba espectacularmente la punta de una antena vertical. Se veía un efecto algo parecido al fuego de San Telmo que se desprende a veces de las puntas de los mástiles de los barcos en circunstancias muy especiales, debido a la presencia de nubes cargadas eléctricamente.

Otra posible fuente de tensión: la estática

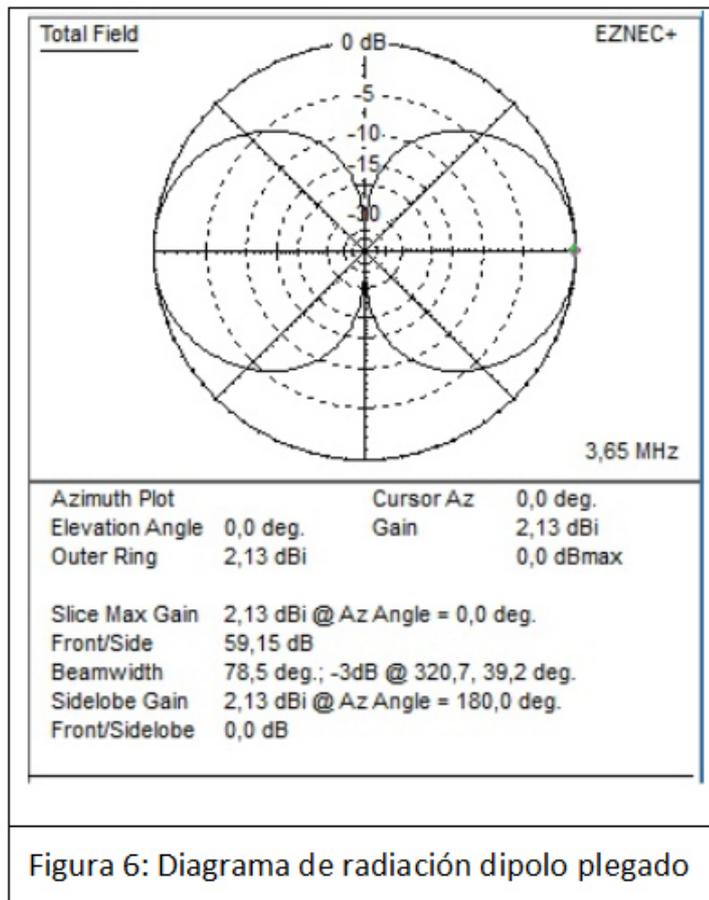
En días secos, en antenas de cable abiertas sin balun, si no hay conducción entre el vivo y la malla del coaxial, entre los dos lados de una antena dipolo (Figura 4), al quedar el vivo aislado de la otra rama que queda conectada a masa a través de la malla del coaxial, puede producirse una acumulación de electricidad estática que produzca un ruido por efecto corona, al desprender electrones por una de las puntas.



las puntas de la antena, por la elevada tensión producida por la acumulación de cargas. Y lamentablemente en este caso, este fenómeno se produciría también durante la recepción (Figura 4)

### Propiedades del dipolo plegado

La ganancia de un dipolo plegado (figura 6) es prácticamente la misma que la de un dipolo abierto (2,13 dBi), por lo que en cuanto a prestaciones de directividad y ganancia, no presenta ninguna ventaja especial respecto al dipolo abierto. En cuanto a fabricación, como tiene el doble de cable, realmente nos saldrá el doble de cara, mucho más si encima debemos comprar un balun especial 6:1 para adaptarla correctamente a un coaxial de 50 ohmios.



### El excitado rectangular horizontal

Una variante del dipolo plegado, que proporciona algo más de ganancia que el dipolo plegado, es la antena, que dispone de un radiante excitado rectangular (Figura 7) y a la que se acompaña generalmente con un reflector, pero que proporciona más ganancia que un dipolo plegado con reflector. De los reflectores hablaremos más a fondo en el capítulo 12, dedicado a antenas directivas.

En conjunto, el funcionamiento de esta antena se basa en que, sumados los cuatro lados, o sea el perímetro del rectángulo, se alcanza más o menos 2 metros, una longitud de onda, lo que permite la resonancia en onda completa en 144 MHz y, en consecuencia, se encuentra el centro del lado mayor un punto de alimentación de una mayor impedancia. Por tanto, soporta mejor la colocación de un reflector que una Yagi normal, y obtener de este modo los 50 ohmios necesarios en el punto de alimentación.

La ganancia en el espacio de una antena rectangular (Figura 8) con reflector alcanza los 6,78 dBi, lo que supone la obtención de una mayor ganancia (+1,6 dB) que con un dipolo plegado con reflector (5,12 dBi).

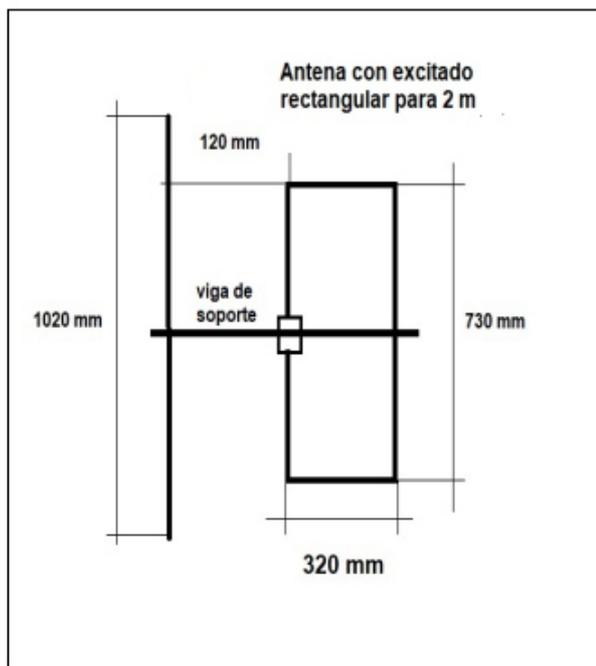


Figura 7: Antena con excitado rectangular para 2 m

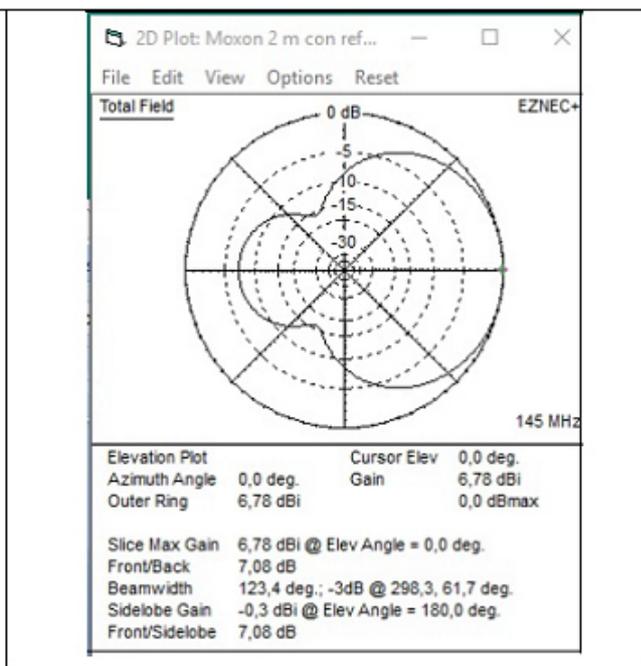


Figura 8: Radiación antena rectangular

### Antena cuadrangular cúbica

La antena cúbica se basa también en la resonancia en onda completa de un elemento excitado de forma cuadrangular, colocado en un plano vertical, de forma que se consigue obtener un diagrama de radiación vertical con una apertura más estrecha que con un simple dipolo. La longitud de cada lado del cuadrado es aproximadamente de  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda. En realidad funciona como si hubiera dos dipolos de media onda doblados y superpuestos (Figura 9).

El inconveniente de la antena cúbica es que hay que soportar las cuatro esquinas del cuadrado por medio de cuatro brazos aislantes, generalmente realizados con caña de bambú o fibra de vidrio, los cuales por desgracia, casi siempre bastante son más frágiles que la gruesa viga de soporte de una Yagi. Y ya que estamos, mencionemos de paso también la fragilidad de cada esquina del cuadrado, donde va sujeto el radiante, que debe estar muy bien resuelta para que no se rompa el cable. De pocas cúbicas he oído hablar que no hayan tenido que realizar alguna reparación en los cables.

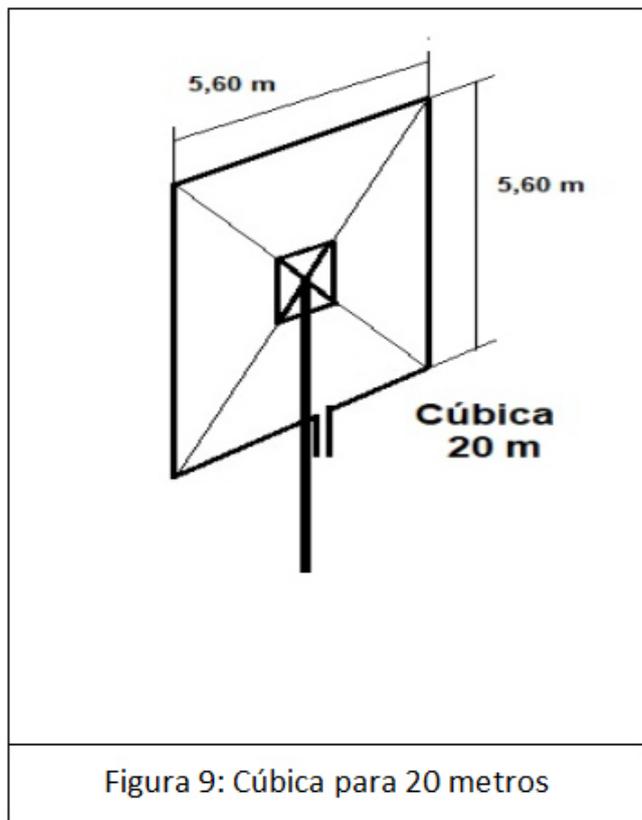


Figura 9: Cúbica para 20 metros

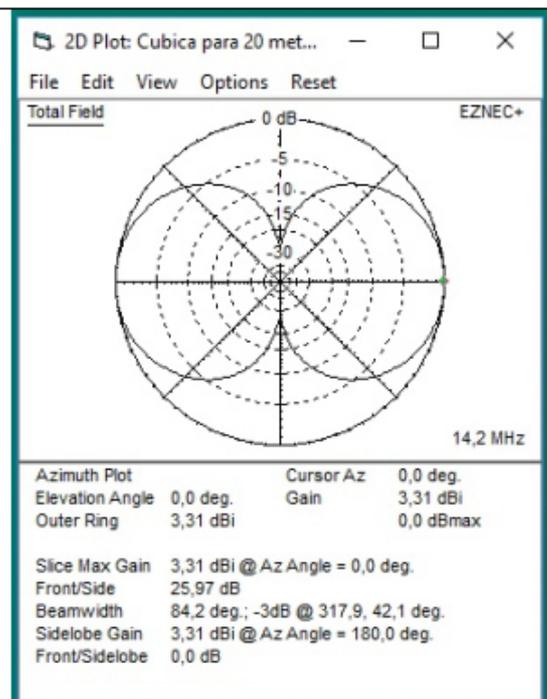


Figura 10 Diagrama radiación cúbica

De todas maneras, frente al dipolo, se observa en el diagrama de radiación (Figura 10) que la cúbica (3,3 dBi) llega a tener +1,2 dB más que un dipolo (2,12 dBi) situado a la misma altura de la cruceta. Ese único dB suplementario me parece a mí que no justifica la complejidad de montaje de una cúbica y la fragilidad futura que sufrirá, en comparación con una Yagi realizada con tubo de aluminio.

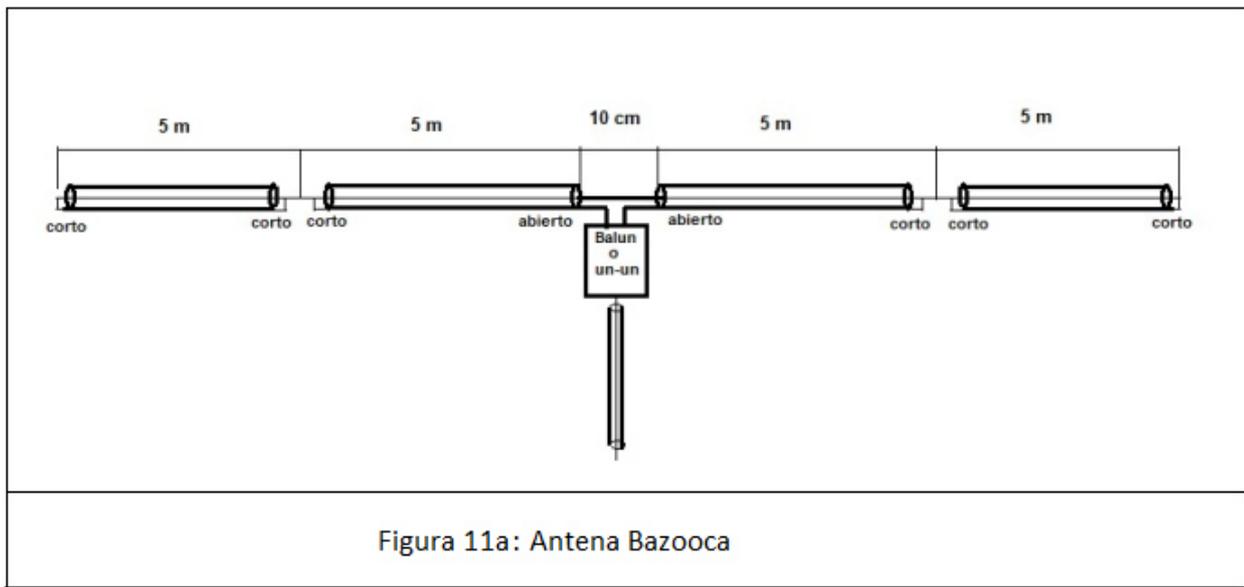
Por otra parte, aparece un problema de adaptación de impedancias en el punto de alimentación, porque la cúbica presenta una impedancia algo superior a 100 ohmios, lo que exige algún tipo de balun de relación 2:1 o bien un adaptador LC colocado en el punto de conexión, para reducir la ROE a un nivel aceptable.

Este problema se resuelve fácilmente cuando se le coloca otro cuadro reflector de dimensiones algo mayores (5-10%) que la convierten en una directiva de 2 elementos, pues entonces la impedancia en el centro del lado inferior del elemento excitado se acerca mucho más a los 50 ohmios.

La antena Bazooca: un híbrido con puntas

Una antena que tiene puntas, aunque tiene una alimentación de circuito cerrado es la antena Bazooca (Figura 11a), que dispone de un circuito muy especial de alimentación, realizado con cable coaxial, que cierra el circuito entre el vivo y la malla, pero mantiene las puntas del coaxial cortocircuitadas en los extremos. Por tanto, no sufre el problema de acumulación de estática.

Al realizarla con cable coaxial RG-213 de 10 mm de diámetro, se consigue un ancho de banda algo mayor que con una antena dipolo con cable de 2-3 mm (figura 11b), pero esta antena requiere también colocar un balun de corriente (un-un) en la bajada de coaxial de 50 ohmios para compensar la asimetría del cable coaxial (Figura 11c) de alimentación, por lo que no presenta ninguna ventaja especial, pues su ganancia es casi exactamente la misma que la de un dipolo (2,28 dBi) y nos ha salido más cara de construcción y montaje.



Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

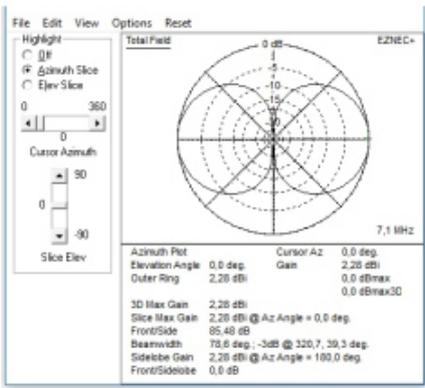
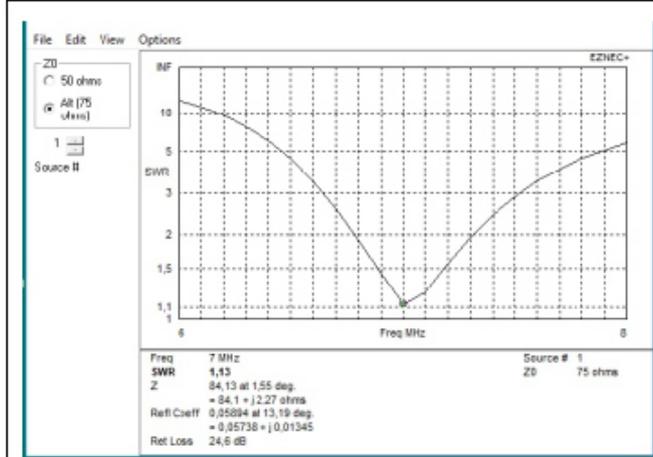


Figura 11b: Grafica ROE Bazoo 40 m

Figura 11c: Diagrama acimutal Bazoo

Antenas de aro

El aro es la figura geométrica cerrada por excelencia, pero tiene el problema mecánico de que si es de un diámetro superior a 1,5 metros, empieza a ser muy difícil de sostener en posición en un plano vertical (Figura 12a) y colocarlo a buena altura. Por otra parte, como acostumbra a ser un radiante muy corto en relación a la longitud de onda, tiene muy baja resistencia de radiación, con graves problemas de eficiencia y

dificultades para una buena adaptación.

La adaptación en general no es un gran problema, porque hay muchos métodos para elevar la impedancia, pero como su cifra real es inferior a 0,1 o 0,2 ohmios, esta resistencia de radiación empieza a ser muy inferior a su resistencia de pérdidas óhmicas. De modo que, aunque se haga con tubo de cobre o aluminio, esta resistencia es muchísimo más elevada que en corriente continua por culpa del efecto pelicular. Este efecto pelicular produce que la RF circule solo por la superficie exterior del tubo, con lo que no sirve de nada la totalidad de la sección conductora y la resistencia de pérdidas en RF es muchas veces superior a la resistencia óhmica en corriente continua medida con un óhmetro.

Total, su eficiencia es penosa en transmisión, llegando a ser menor del 10% (-10 dB), por lo que normalmente se utiliza solamente en recepción, pues en HF el ruido exterior marca el límite a la recepción y el que una antena de aro de diámetro 1 a 2 m tenga una ganancia negativa de -14 dBi no influye apenas en la relación señal/ruido de las estaciones recibidas. Es decir, con un aro se oye prácticamente lo mismo que lo que se escucharía con un dipolo de media onda situado a la misma altura. Pero hay que tener en cuenta que en el aro se atenúa tanto el ruido como la señal.

Vamos a analizar el modelo de un aro de 1,70 de diámetro realizado con tubo de cobre de 16 mm. Se sintoniza en 7,15 MHz con una capacidad de 95 pF y, además, debido al efecto pelicular, resulta que tiene una resistencia de pérdidas de 2 ohmios a 7 MHz, que le proporciona un ajuste poco crítico y bastante ancho.

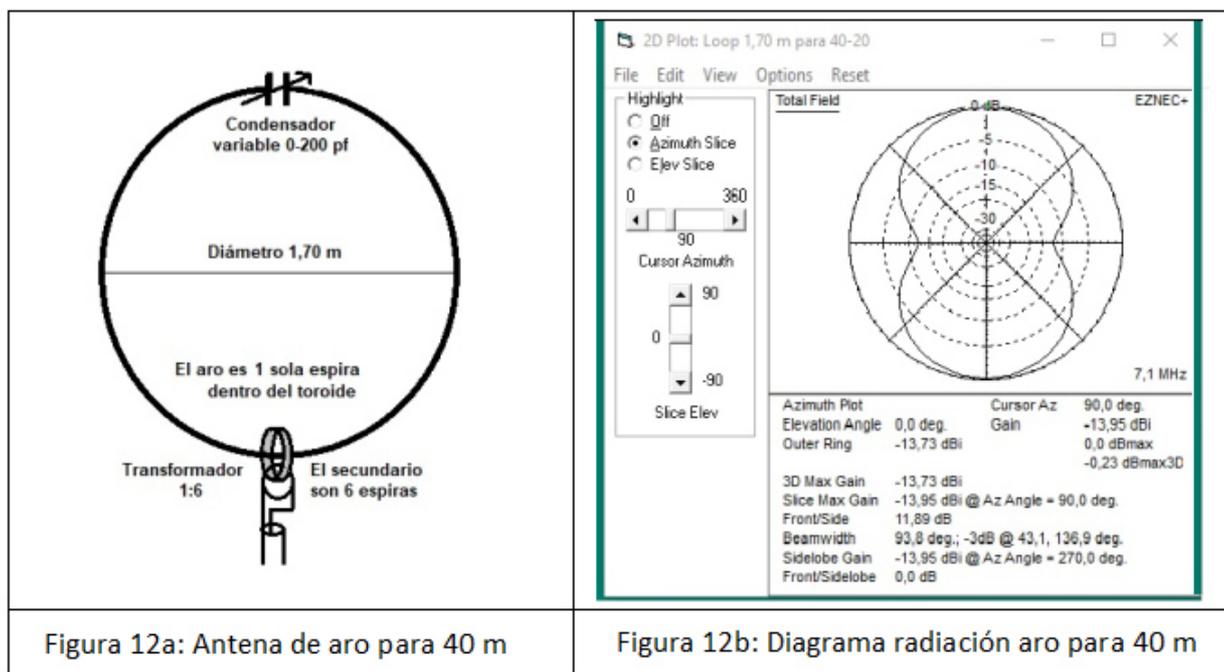


Figura 12a: Antena de aro para 40 m

Figura 12b: Diagrama radiación aro para 40 m

Los resultados obtenidos con el modelado son que, a diferencia del dipolo, el diagrama de radiación

¿Captan menos ruido las antenas de aro?

Se dice que estas antenas captan menos ruido que las antenas habituales, pero lo que realmente hacen es bajar las señales y el ruido de la misma forma y magnitud, con lo que parece que reciben menos ruido eléctrico, pero en realidad bajan al mismo tiempo las dos cosas: la señal y el ruido exterior, con lo que no mejoran la relación señal/ruido por ningún lado. Se puede utilizar su direccionalidad para eliminar el ruido procedente de una dirección determinada, pero solo se disminuye en otros 12 dB en este modelo. Tiene también un efecto de puntas muy marcado, lo que es una ventaja para atenuar el ruido si se puede girar para reducirlo al máximo.

Antenas de aro magnéticas (blindadas)

Las antenas que disminuyen el ruido eléctrico cercano son las antenas de aro blindadas, que no son sensibles a los ruidos eléctricos cercanos, en los que predomina el campo eléctrico sobre el magnético, que no se ha formado todavía. Están realizadas con cable coaxial, pero el aro radiante y receptor solamente es el vivo de la antena, mientras que la malla del coaxial sirve de blindaje.

El blindaje evita que la antena funcione captando el campo eléctrico de la onda electromagnética, pero

entonces queda sensible únicamente al campo magnético de la onda. Eso hace que sea menos sensible a los ruidos eléctricos que se generan en las proximidades y en los que predomina campo eléctrico, en el que todavía no se ha igualado en magnitud con el campo magnético, como sucede ya en el campo lejano, que esté alejado de la antena más de una longitud de onda.

Los aros blindados también reciben igual el ruido eléctrico y atmosférico lejano, porque la energía del campo eléctrico y el magnético de la onda electromagnética se iguala en el campo lejano de modo que viajan por el espacio igualados, a tan solo una o dos longitudes de onda de distancia del emisor.

La conclusión es que las antenas de aro blindadas tienen su ventaja solamente en lugares muy poblados (ciudades europeas), con gran generación de ruido eléctrico generado en las proximidades, pero en el campo no representan ninguna ventaja especial.

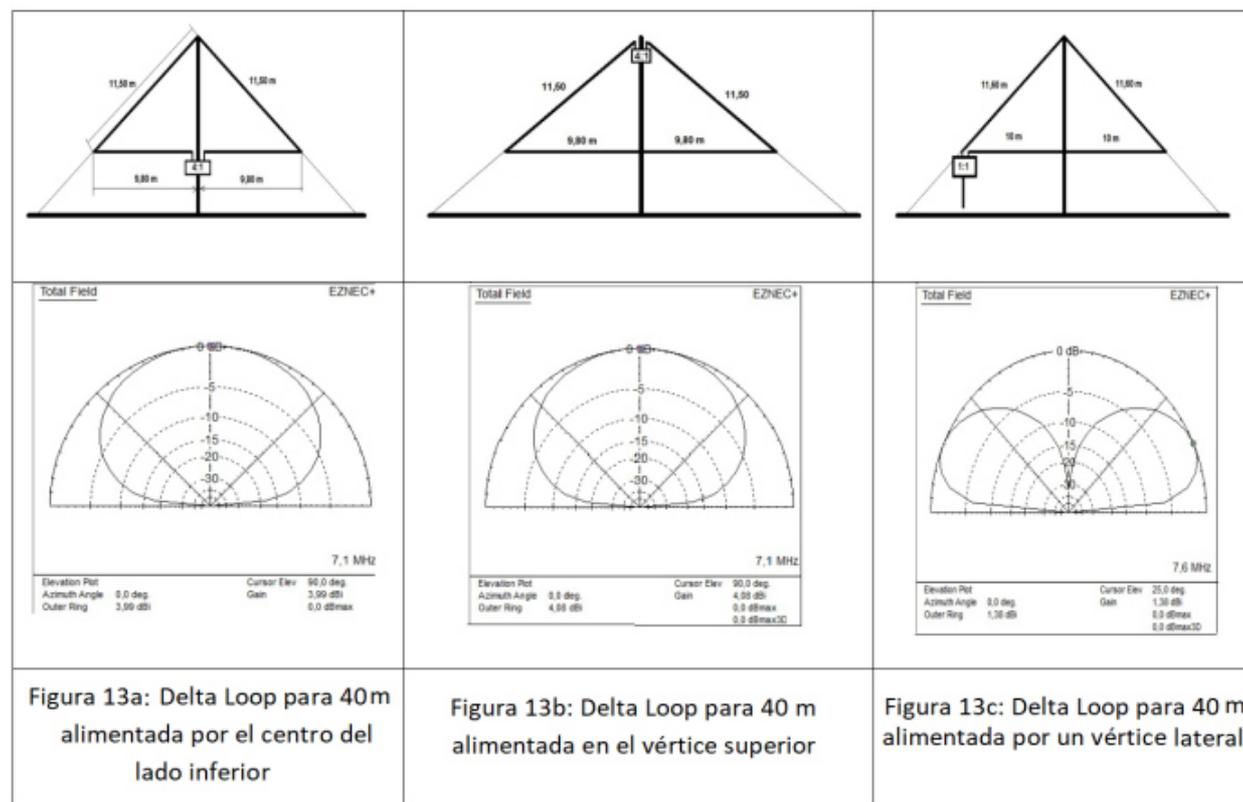
### Antena Delta Loop

La antena Delta Loop es un triángulo isósceles colocado en un plano vertical, cuyos tres lados suman más o menos una longitud de una onda completa. Tiene la gran ventaja, igual que la V invertida, de que solamente se necesita un mástil central elevado para su instalación y también los cables y el cordaje que la sujetan sirven de riostras para sostener el mástil central.

La superioridad sobre la V invertida deriva de que una Delta tiene su resonancia en onda completa y eso le permite operar de forma multibanda, en todos los armónicos de la onda completa o a diferencia de la V invertida que solo funciona en la frecuencia fundamental por su resonancia en media onda y en su tercer armónico.

Su funcionamiento varía según por dónde se alimente, pues tenemos hasta 3 posibilidades: Por el centro de la base (Figura 13a), por el vértice superior (Figura 13b) y por un vértice lateral (Figura 13c).

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)



El resultado es que es tanto la opción (a) como la (b) son excelentes antenas NVIS para 40 metros y contactos con ángulos de radiación superiores de  $45^\circ$ , o sea para distancias inferiores a 1000 km, mientras que en la versión (c) ocurre todo lo contrario, puesto que tiene una directividad muy marcada hacia las puntas para ángulos inferiores a los 45 grados, lo que la hace ser una mala antena para distancias cortas y una excelente antena para el DX, aunque sea casi imposible girarla para dirigirla hacia otras direcciones que nos interesen.

En las opciones (a) y (b) necesitamos colocar un balun 4:1 o un 2:1 para adaptarla mejor a un cable de 50 ohmios, mientras que en la opción (c) alimentada por un vértice inferior, la impedancia es más baja y basta con un balun simetrizador 1:1, aunque hay que añadir unos centímetros más de cable en cada lado para volver a centrar la resonancia en todas las bandas en que resuena, o sea en 40-20-15-10 m (figura 14).

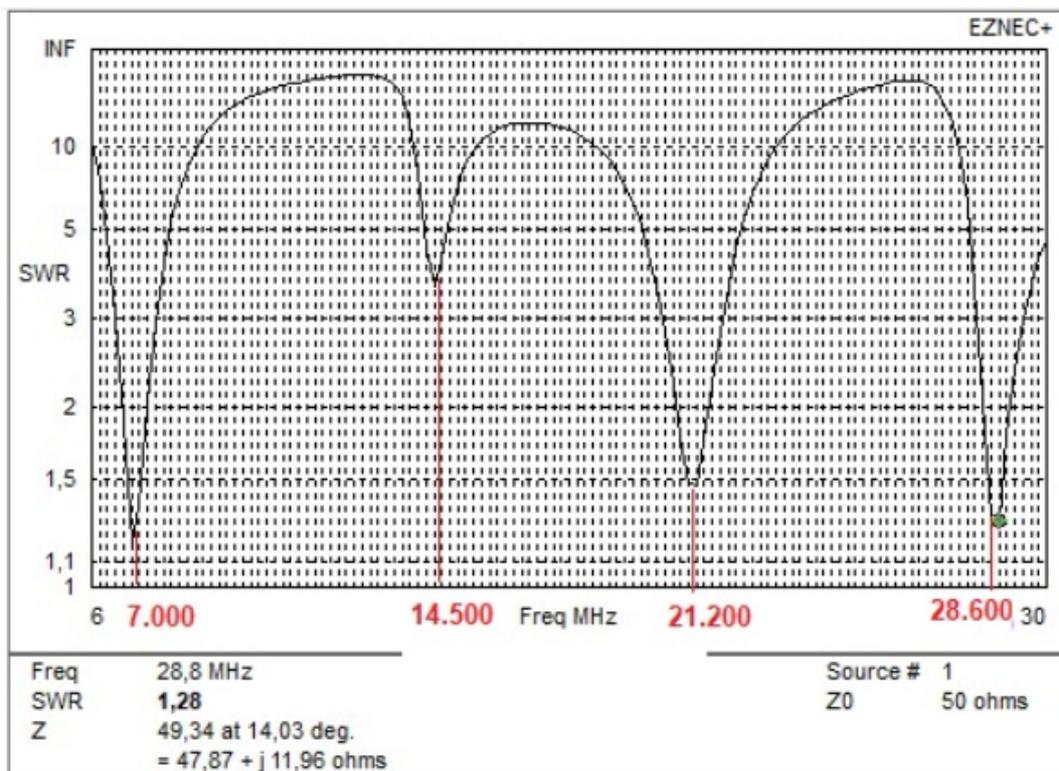


Figura 14: Gráfica de ROE de una Delta Loop para 40 m con balun 4:1.

De todos modos, como todas las antenas multibandas, es imposible ajustarla perfectamente en todas las bandas, de forma que el uso del acoplador (mejor automático) es imprescindible para salir sin problemas para el emisor en la mayoría de las bandas.

¿Por qué es importante el funcionamiento multibanda?

Ya conocéis el dicho de... “Quien mucho abarca, poco aprieta” que también se cumple perfectamente en las antenas. Las prestaciones multibanda se contraponen a una buena ganancia y ángulos de radiación lo más bajo posible conseguible con una buena directiva.

No funcionan bien en todas las bandas en que resuenan, pero si no somos concurseros y lo que nos gusta es la posibilidad de hacer contactos siempre que nosotros queramos y no cuando disponga la señora propagación ionosférica, es mejor disponer de una antena multibanda (Figura 14) que pueda operar en la banda que esté abierta, en los momentos en que una antena directiva no sirve para nada, si sus bandas de funcionamiento están completamente cerradas.

Doble Delta Loop para 80 m

Supongo que me diréis que es difícil colocar una DeltaLoop para 80 metros que trabaje en todas las bandas de aficionado (todos los armónicos), pues hay que montar un triángulo equilátero de casi 27 metros de lado ( $27 \times 3 = 81$  m) para instalarla, pero hay otra forma de colocar esos ochenta metros de cable en forma de Doble Delta Loop para conseguir que funcione en 80 metros con una altura de mástil muy normal, como por ejemplo con un mástil central de solamente 10 metros de altura. Aquí tenéis la configuración dibujada y el resultado de la gráfica de ROE que demuestra la resonancias en todas las bandas.

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

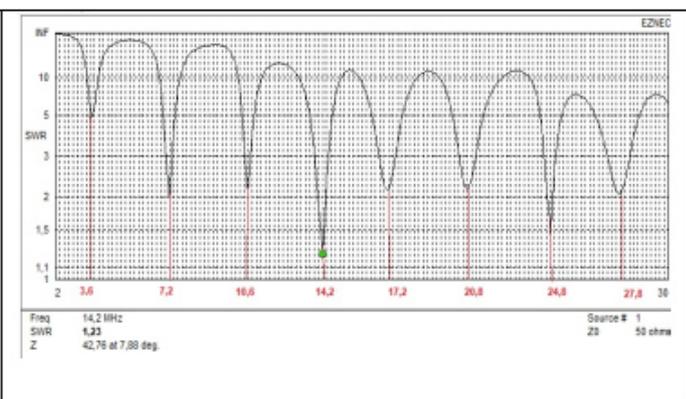
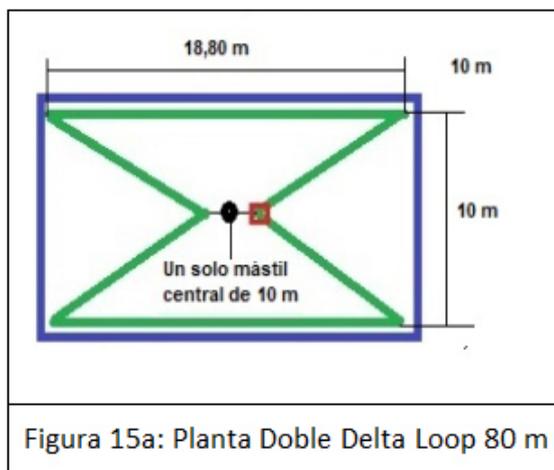


Figura 15a: Planta Doble Delta Loop 80 m

Figura 15b: Gráfica ROE Doble Delta 80 m

Como ya comentaba en antenas multibandas anteriores, “quien mucho abarca, poco aprieta” y no esperes una excelente antena para el DX en todas las bandas, pero sí que esta antena te permitirá salir en todas las bandas de radioaficionado con cualquier acoplador con una buena eficiencia, pues la ROE será acoplable en todas las bandas. La mejor resonancia se encuentra en los 14,2 MHz.

La antena Loop horizontal o Skyloop

Otra antena de onda completa con buenas propiedades multibanda es la antena cerrada de cuadro horizontal con una longitud de onda completa, Veamos sus características a partir del modelado de una antena SkyLoop para 40 metros (Figura 16a).

Pulsa sobre la imagen para verla con detalle (se abrirá en una pestaña nueva del navegador)

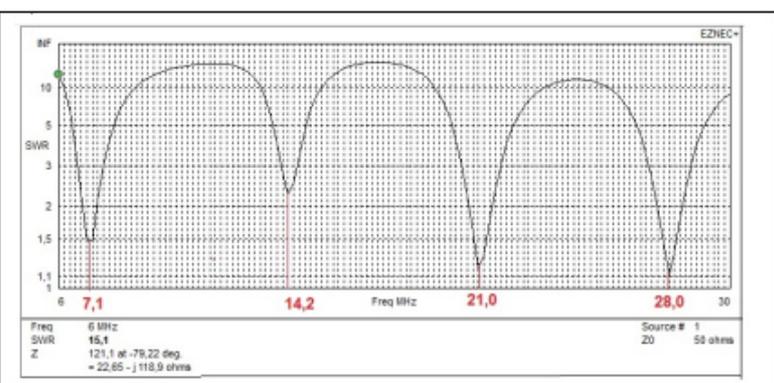
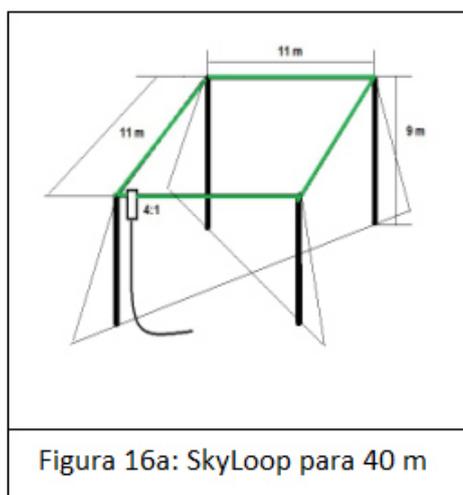


Figura 16a: SkyLoop para 40 m

Figura 16b: Gráfica ROE SkyLoop 40 m

Pregunta: ¿cuál es el espacio mínimo necesario para una Sky Loop para 80 y 40 metros?

La respuesta la tenemos en la siguiente Tabla I:

Tabla I			
Sky Loop para 80 metros		Sky Loop para 40 metros	
Perímetro = 86 m	Superficie m <sup>2</sup>	Perímetro = 44 m	Superficie m <sup>2</sup>
4 x 21,5 m	462 m <sup>2</sup>	4 x 11 m	121 m <sup>2</sup>
2 x 18 m + 2 x 25 m	456 m <sup>2</sup>	2 x 9 m + 2 x 13 m	117 m <sup>2</sup>
2 x 15 m + 2 x 28 m	420 m <sup>2</sup>	2 x 7 m + 2 x 15 m	105 m <sup>2</sup>
2 x 10 m + 2 x 33 m	380 m <sup>2</sup>	2 x 5 m + 2 x 17 m	85 m <sup>2</sup>

Si somos de los afortunados que disponemos de un terrado, aunque sea comunitario, con estas dimensiones, podemos disfrutar de una antena multibanda bastante chula. En el caso de la SkyLoop,

necesita algún metro de espacio en el terrado más arriba cada uno de los mástiles con un viento en cada esquina, pero hay otras soluciones (Figura 17) que permiten instalar cuatro mástiles sin las riostras necesarias en la Figura 16a.

¿No nos cabe? SkyLoop de 4 Vs invertidas

El truco para montar una SkyLoop en superficies aún más reducidas consiste en colocar los mástiles en los lados del rectángulo (Figura 17a), de modo que los mismos cables de la antena sirven de riostras para mantener los mástiles de 7 metros de altura en su lugar, mientras que en las esquinas solo necesitamos pequeños mástiles de algo más de 2 metros que no necesitan riostras.

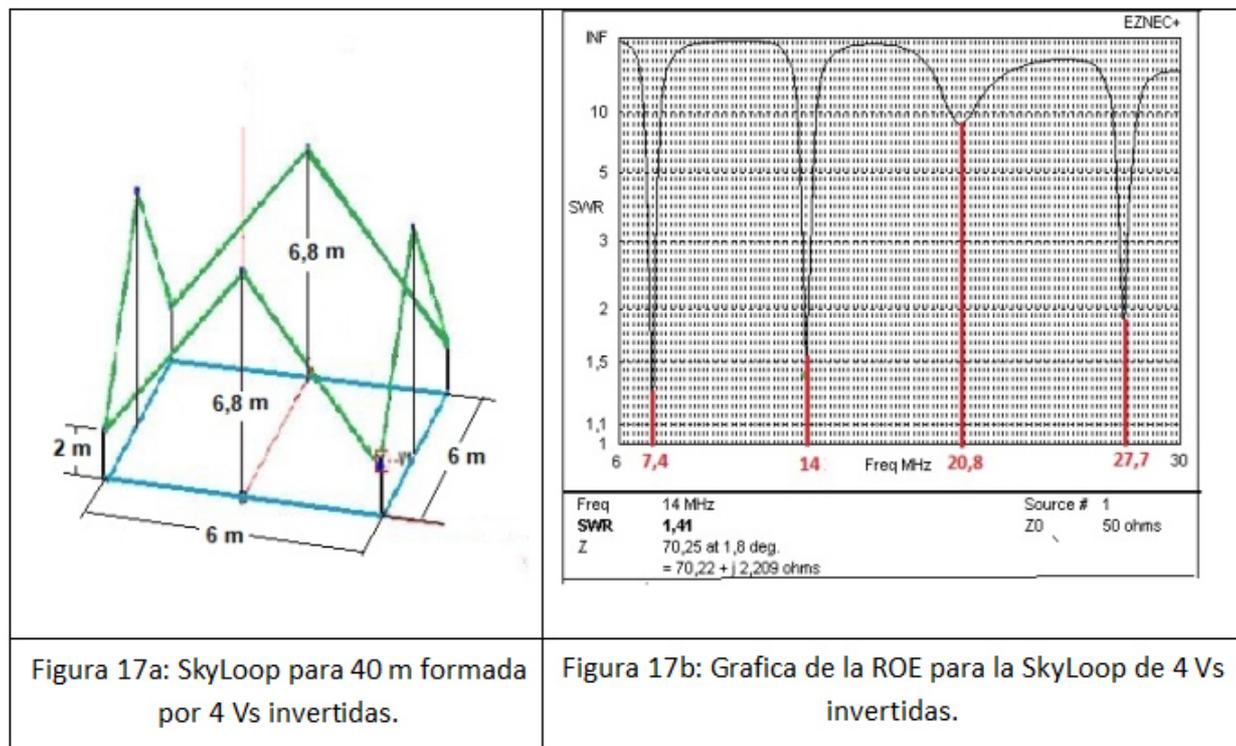


Figura 17a: SkyLoop para 40 m formada por 4 Vs invertidas.

Figura 17b: Grafica de la ROE para la SkyLoop de 4 Vs invertidas.

Podemos llegar a colocar el cable necesario para una Sky Loop multibanda para 40-20-15-10 m (Figura 17b), en un terrado cuadrado de tan solo 6 x 6 metros, colgando los cables de cuatro mástiles con una altura de tan solo 6,8 metros en forma de 4 Vs invertidas., con mástiles de 2 metros en las esquinas de modo que la antena no esté al alcance de la mano.

Eso es todo por ahora. En el próximo capítulo 12, hablaremos de antenas directivas.

73 Luis Ea3OG - ea3og@ure.es

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 12. Las antenas directivas y las agrupaciones

por Luis a. del Molino EA3OG (ea3og@ure.es)

Directividad y ganancia: ¿es lo mismo?

Definamos primero directividad: Es la capacidad de concentrar la potencia emitida por una antena en ciertas direcciones del espacio para favorecerlas, en detrimento de otras menos favorecidas (Figuras 1a y 1b).

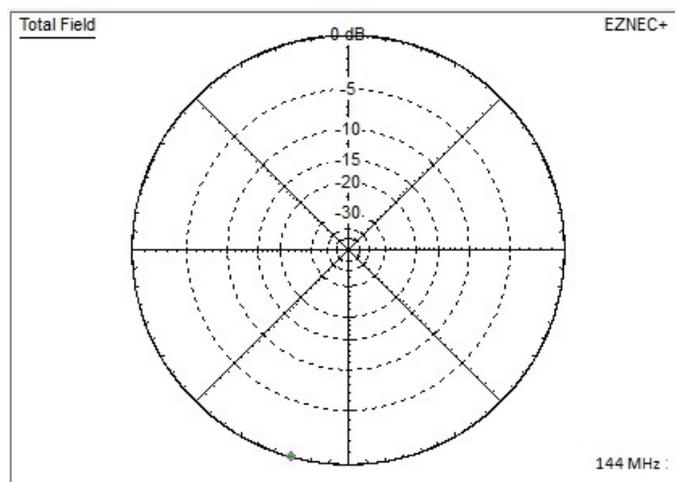


Figura 1a: Antena omnidireccional

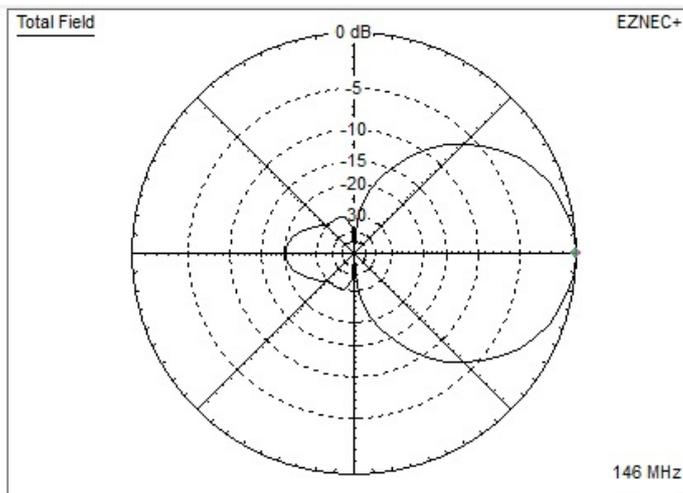


Figura 1b: Antena directiva

Si radiáramos toda la potencia disponible por una antena omnidireccional que fuera simplemente un punto del espacio, toda la energía que partiera de ese punto se distribuiría uniformemente por la superficie de una esfera de radio  $R$  y, por tanto, se repartiría por un área igual a  $4\pi d^2$ , siendo  $d$  la distancia (el **radio de la esfera**) hasta ese punto central. La potencia disponible por metro cuadrado sería  $P_w/4\pi d^2$  en vatios por metro cuadrado (Figura 2).

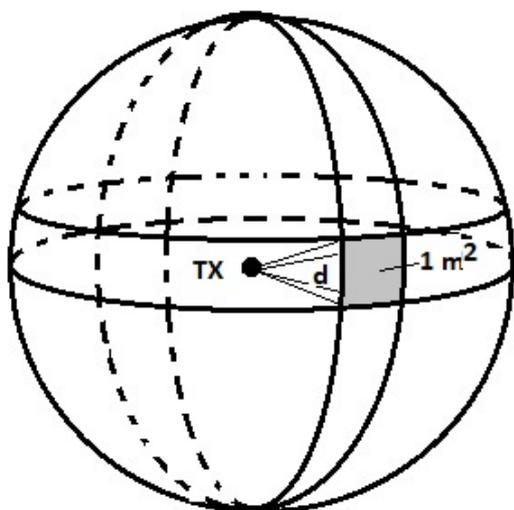


Figura 2: Potencia en  $W/m^2$

La superficie de la esfera aumenta con el cuadrado del radio, que es en nuestro caso la distancia  $d$  al punto radiante y, por consiguiente, a medida que nos alejamos del punto emisor, la densidad de potencia (vatios por metro cuadrado), al repartirse sobre una superficie cada vez mayor, irá disminuyendo muy rápidamente, de un modo inversamente proporcional al cuadrado de la distancia.

## Antena isotrópica

Este punto radiante por igual en todas direcciones del espacio lo llamamos antena isotrópica, una antena ficticia o virtual que nos sirve como referencia para la comparación de la directividad de cualquier antena real, así que le añadiremos la letra “i” a la mejora en dB conseguida mediante la directividad y la denominaremos ganancia dBi.

Este punto del espacio es realmente una antena ficticia o virtual porque no puede realizarse en la práctica por medios naturales, pues cualquier antena real tiene un tamaño mucho mayor que un punto.

Diagrama acimutal del dipolo de media onda

Por ejemplo, el dipolo horizontal de media onda se ha calculado que tiene una directividad de **2,16 dBi** en las dos direcciones perpendiculares al cable (Figura 3b), en comparación con la potencia emitida en todas direcciones por la antena isotrópica concentrada en un punto (Figura 3a).

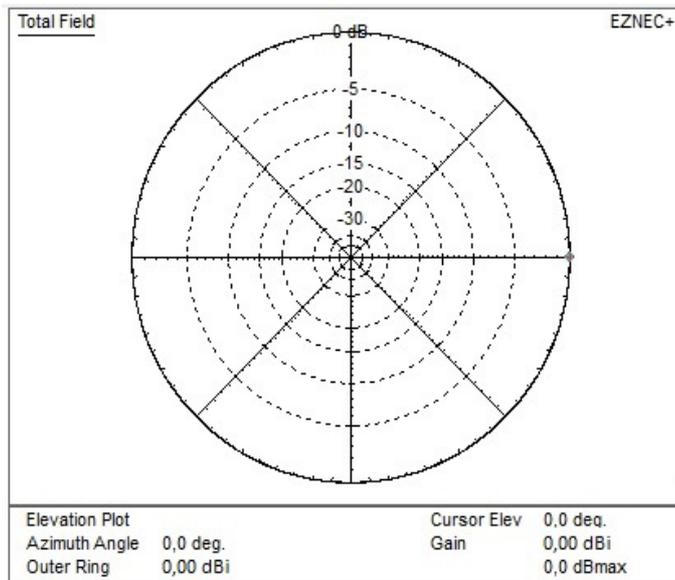


Figura 3a: Antena isotrópica

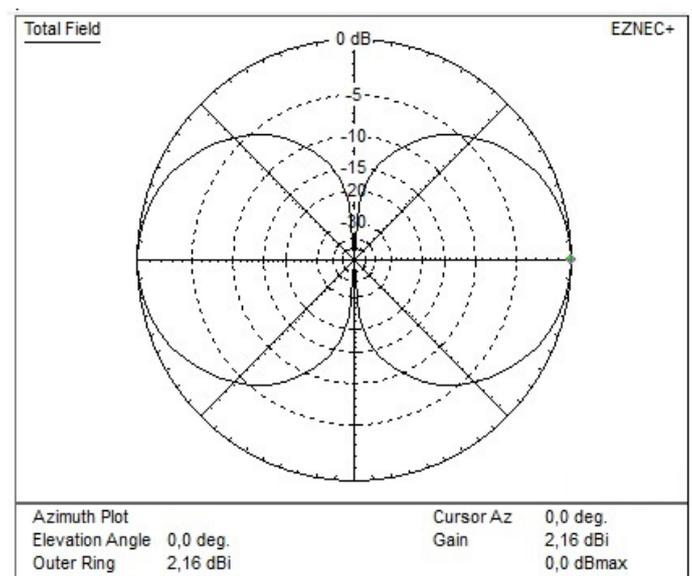


Figura 3b: Antena dipolo de media onda

Como el dipolo concentra ligeramente la transmisión en unas determinadas direcciones del espacio perpendiculares al cable, conseguimos aumentar la potencia emitida por unidad de superficie hacia las dos direcciones perpendiculares al cable horizontal, en detrimento de la potencia emitida hacia las puntas del dipolo.

Puesto que el dipolo de media onda es una antena real que podemos fabricar, todas las demás antenas las compararemos en la vida real con la directividad de un dipolo de media onda y, una vez obtenida la medida de la mejora de la potencia radiada por la nueva antena en relación al dipolo de media onda (directividad que llamaremos **dBd**), le añadiremos **2,16 dB** para obtener su directividad en términos referidos a la antena isotrópica.

**Directividad D en dBi = D en dBd + 2,16**

Definamos ahora qué es la ganancia real:

Desgraciadamente tenemos que reconocer que las antenas no son conductores perfectos y, por tanto, debemos puntualizar que se producen siempre ciertas pérdidas en las antenas, aunque la mayoría de antenas que manejamos normalmente los radioaficionados tienen pocas pérdidas y se acercan mucho a la perfección, por lo que podemos anticiparnos que su ganancia es casi igual a su directividad. Pero ahora veamos la diferencia entre ambas.

La ganancia es una valoración más real de la directividad, después de añadir las pérdidas de la antena a la ganancia conseguida con la directividad. Ambos conceptos se relacionan de un modo muy simple, porque podemos decir que la ganancia es la mejora efectivamente obtenida en una dirección, después, después de incluir las pérdidas reales de la antena.

Por tanto, siempre se cumplirá que **Ganancia < Directividad**

En la práctica, como utilizamos también decibelios para medir la ganancia, este producto de dos factores se transformara en una resta de decibelios, porque la eficiencia siempre es una cifra negativa y a la directividad en dBi le deberemos restar los dB que corresponden a la pérdida por falta de eficiencia.

$$G (dBi) = D (dBi) - \text{p\u00e9rdidas por eficiencia (dB)}$$

¿Qu\u00e9 es m\u00e1s importante: la directividad o la ganancia?

Por supuesto, nosotros siempre manejaremos ganancias, puesto que si no tenemos en cuenta la eficiencia, ser\u00eda enga\u00f1arnos a nosotros mismos, porque en la pr\u00e1ctica, como la eficiencia es siempre inferior al 100%, siempre se cumple que la ganancia es algo menor que la directividad, aunque debemos saber que en la mayor\u00eda de nuestras antenas ambas son pr\u00e1cticamente id\u00e9nticas.

La eficiencia de las antenas

Si investigamos la eficiencia de las antenas que manejamos normalmente los radioaficionados, nos llevamos una gran sorpresa, porque si las antenas tienen dimensiones f\u00edsicas cercanas a la media onda, como las que acostumbramos a utilizar nosotros, la eficiencia es cercana o mayor que el 95% y pr\u00e1cticamente, en nuestras antenas, podemos considerar tranquilamente que directividad = ganancia o sea que son casi iguales, porque la diferencia siempre es menor que -0,2 dB (95%), por lo que podemos despreciar esta peque\u00f1a diferencia.

Vamos a comprobarlo estudiando el efecto de la eficiencia en la ganancia, comparando una antena que necesita mucho cable, como por ejemplo un Loop horizontal para NVIS en 80 metros que necesita 88 metros de cable (4 lados de 22 metros) y vamos a comparar su ganancia NVIS, situada a 8 m de altura, considerando en primer lugar que el cable es "perfecto sin p\u00e9rdidas (figura 4a), con lo que la directividad ser\u00eda igual a la ganancia; y luego valoraremos qu\u00e9 pasar\u00eda si el cable no fuera perfecto, sino de cobre, una opci\u00f3n m\u00e1s real (Figura 4b), y finalmente, examinaremos c\u00f3mo se comportar\u00eda si fuera de aluminio (Figura 4c), cuya resistividad es el triple de la del cobre.

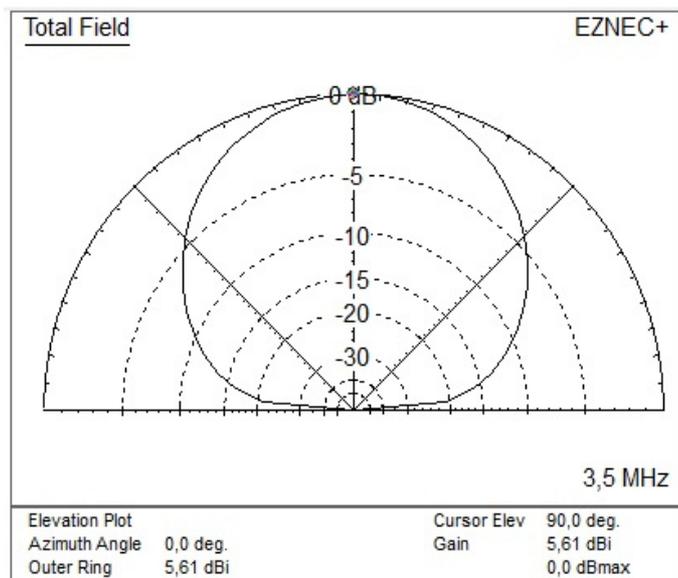


Figura 4a: Cable sin p\u00e9rdidas

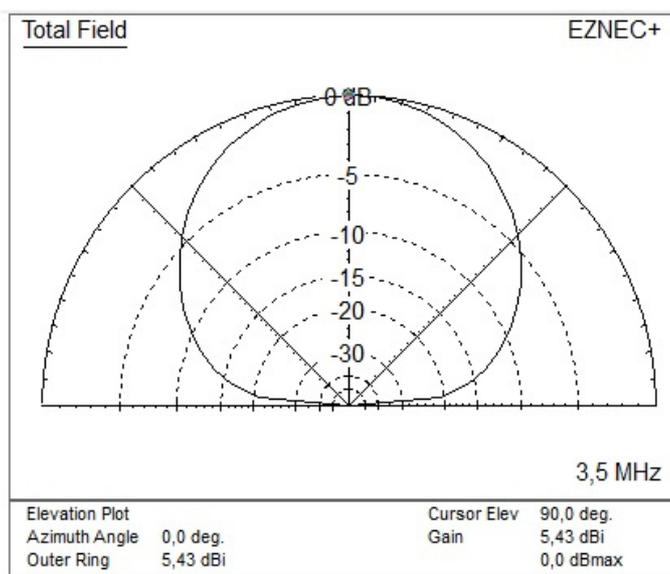


Figura 4b: Cable de cobre

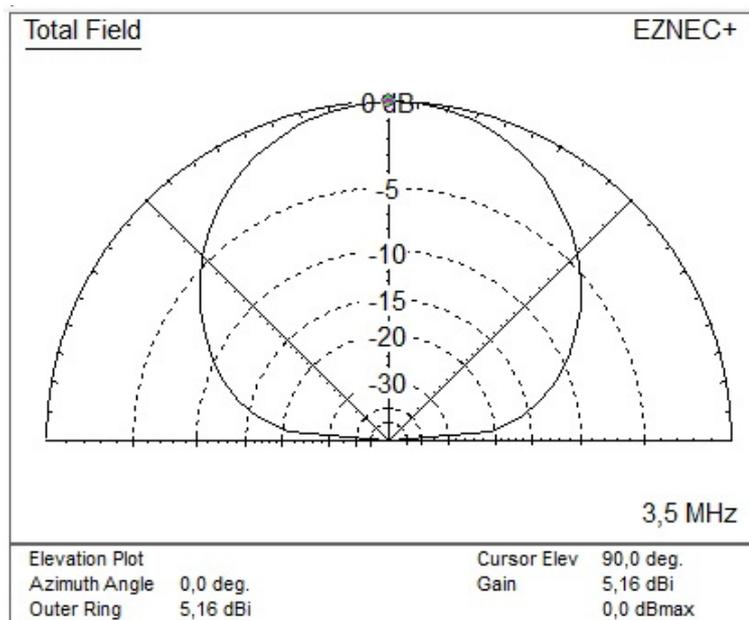


Figura 4b: Cable de cobre

La diferencia de eficiencia hace que pasemos de tener una ganancia de 5,61 dBi si el cable fuera perfecto (y por tanto con una directividad idéntica de 5,61 dBi), a una ganancia real de 5,41 dBi cuando el cable es de cobre, con tan solo una diferencia de -0,2 dB y finalmente tendríamos 5,34 dBi con la pérdida de unos -0,27 dB si el cable tuviera la resistividad del aluminio. Ya veis que la diferencia es mínima y normalmente podemos olvidarnos de ella y considerar que la ganancia es igual a la directividad.

La eficiencia en antenas pequeñas

Esto no se cumple en las antenas cuyas dimensiones sean mucho menores de media onda y aquí empiezan a apreciarse claramente las diferencias entre ganancia y directividad. El pequeño tamaño hace que la resistencia de radiación sea muy pequeña y la resistencia de pérdidas aumenta mucho en proporción, de modo que llega a ser superior a la resistencia de radiación, y la eficiencia de una antena pequeña cae inmediatamente en picado.

Esto es especialmente grave por ejemplo en antenas de aro, en las que la eficiencia puede llegar a ser de tan solo el 10% y eso representa que la ganancia efectiva en un aro de 1,70 de diámetro sintonizado en 40 metros, con el que tenemos una directividad o ganancia ideal sin pérdidas con un conductor perfecto de 1,5 dBi, pero en la realidad, incluso con tubo de cobre, tendremos una ganancia real con pérdidas de unos -10 dBi en 40 metros.

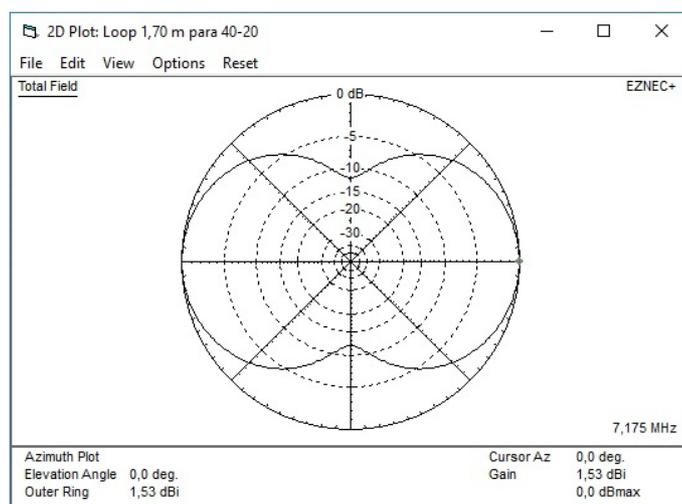


Figura 5ª: Aro perfecto: -1,51 dBi

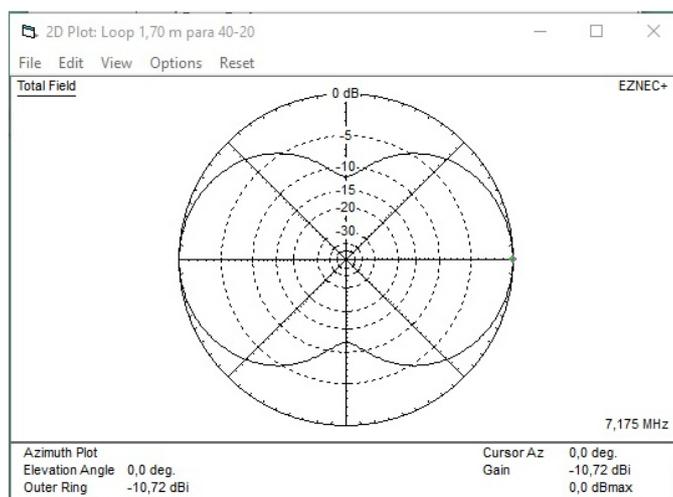


Figura 5b: Aro de cobre: -10,1 dBi

Ya veis que es mejor utilizar un aro solo en recepción, puesto que entonces no nos importan las pérdidas porque afectan por igual al ruido y a la señal y se mantendrá la relación señal/ruido, mientras, en cambio, nos conviene utilizar otra antena para emisión, porque nos veríamos muy afectados por la baja eficiencia de -10,7 dBi .

En las bandas bajas de HF impera la directividad

En las bandas decamétricas más bajas (**160-80-40-20**) tenemos la suerte de que es más importante la directividad que la ganancia, porque el ruido exterior es el dominante en estas bandas. Si el ruido exterior es lo que nos limita la recepción, la directividad nos ayuda a disminuir el ruido procedente de otras direcciones del espacio y nos mejora la recepción, independientemente de que la antena sea poco eficiente por su reducido tamaño. Esta falta de eficiencia la podremos compensar con más amplificación, puesto que el ruido que entra por la antena ya no lo podremos eliminar, pues llega junto con la señal y ya no se pueden separar.

Por eso es muy importante disminuir el ruido captado todo lo posible ayudados por la gran directividad de una directiva como las Yagi (Figura 6a y 6b), aunque la antena no sea eficiente y su ganancia sea mucho menor que la directividad. La falta de eficiencia de la antena receptora la podremos compensar en transmisión utilizando otra antena más eficiente para emitir.

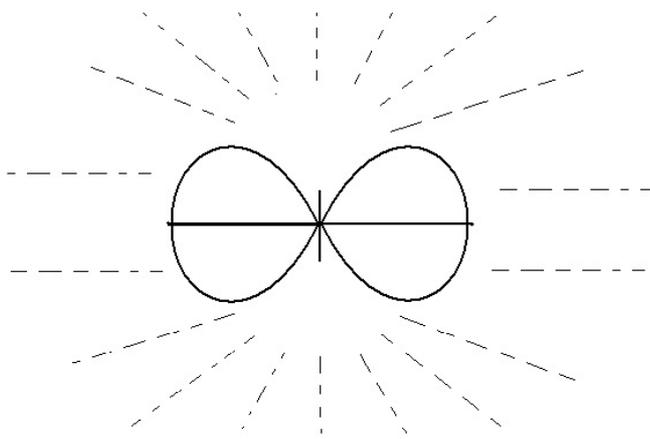


Figura 6a: Ruido captado por un dipolo

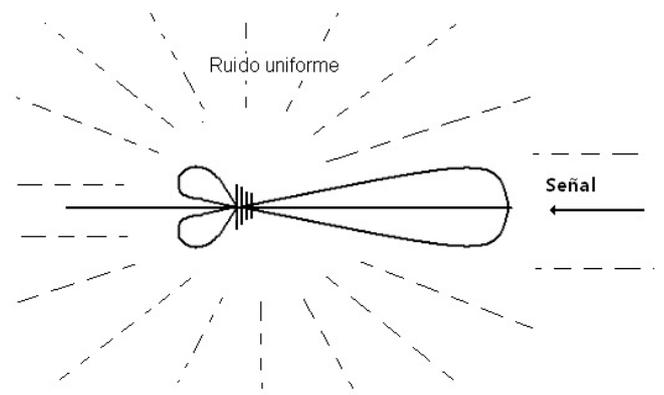


Figura 6b: Ruido discriminado por una Yagi

De ahí que en 80 y 160 m se utilicen por ejemplo antenas Beverage de cables muy largos (*long wires*) terminados en cargas resistivas, que son muy poco eficientes, aunque tengan una gran directividad, lo que les permite la recepción más limpia de señales procedentes de una determinada dirección, aunque luego estas antenas no se utilicen en transmisión por su falta de eficiencia.

También se utilizan antenas de aro para recepción en las bandas bajas de decamétricas (40-60-80-160) con objeto de reducir el ruido captado por la antena, aunque luego se utilicen otras antenas más eficientes para la transmisión, pues los aros adolecen de baja eficiencia por su pequeño tamaño comparado con antenas de media longitud de onda.

En bandas altas de HF y VHF+ impera la ganancia

Sin embargo, el ruido exterior deja de ser el predominante en las bandas altas de HF (12, 10 y 6 m y superiores) y la limitación a la recepción ya nos viene dada por la ganancia de la antena y el ruido generado por el propio receptor. Por tanto, en estas bandas, es importantísimo que la antena sea eficiente (con dimensiones cercanas a la media onda) y tengan una ganancia lo más cercana posible a la directividad.

No es difícil conseguirlo, porque al tener longitudes de onda más cortas, es muy fácil fabricar las antenas con elementos de dimensiones de media longitud de onda y, en la mayoría de antenas para bandas altas, VHF y superiores, la ganancia es prácticamente igual a la directividad, pues las pérdidas son también todavía despreciables.

La gran ventaja de la directividad en la recepción de HF

Los libros de texto afirman que la ganancia en recepción de una antena es exactamente la misma en recepción que en transmisión. Pero esto no es del todo cierto. En HF, se consigue a veces alguna mejora adicional en la recepción. La directividad puede llegar a mejorar la recepción algo más que la transmisión.

En HF hay una pequeña diferencia en la recepción. En efecto, tienen razón al afirmar que la ganancia en potencia de la señal recibida por una antena direccional en relación a la de un dipolo es exactamente la misma en recepción que en transmisión, pero se olvidan de que el ruido exterior es el dominante en HF. Al ser el ruido exterior captado por la antena el factor limitador de la recepción, las cosas cambian y, gracias a la directividad, aparece un efecto muy interesante en la recepción.

El efecto de la directividad en la recepción de HF

Por una parte, la ganancia de una direccional nos aumenta la energía captada o interceptada por una antena direccional, al mismo tiempo que aumenta el ruido procedente de la misma dirección.

Sin embargo, si el ruido procede por igual de todas las direcciones del espacio y se distribuye uniformemente por una semiesfera centrada en la antena receptora, la mayor directividad nos reduce al mismo tiempo el ruido captado por la antena procedente de otras direcciones a niveles muy reducidos, en una cifra como mínimo igual a la ganancia de la antena.

Pero cuando recibimos con una antena direccional señales de DX procedentes de ángulos bajos de radiación, algunas veces el ruido no está uniformemente distribuido por la semiesfera, sino que procede de ángulos de elevación más altos, de forma que la mejora en la relación señal/ruido de una señal en HF recibida con una direccional puede llegar algunas veces a ser superior a la ganancia de la antena.

Por una parte, la directividad nos mejora la señal recibida en G decibelios y, al mismo tiempo, puede llegar a disminuir el ruido exterior captado en la diferencia entre los lóbulos principal y secundarios, o sea la relación “front/side lobes” que podríamos definir como relación Frontal/Lateral. Esta posibilidad de mejorar la relación señal/ruido de la estación escuchada sería equivalente a disponer de más ganancia en recepción que en transmisión, una ganancia hipotética que solo existe sobre el papel, pero que puede llegar a ser muy evidente en la recepción de señales de una estación DX muy débil, que no es recibida por otras estaciones con una antena con poca ganancia que no es capaz ni de olerla.

Hay que tener en cuenta también que esta mejora en HF NO siempre se produce, porque todo depende de que el ruido proceda de ángulos más altos que el lóbulo de radiación de la antena direccional. Si el ruido procede de la espalda, fantástico porque encima nos ayudara una buena relación delante/espalda (figura 7a), pero si procede de la misma dirección a la que apunta la antena, esta mejora no es posible (figura 7b) en absoluto. Y por tanto solo podemos decir que la ganancia en recepción en HF “puede llegar” a ser superior, aunque no siempre sea así.

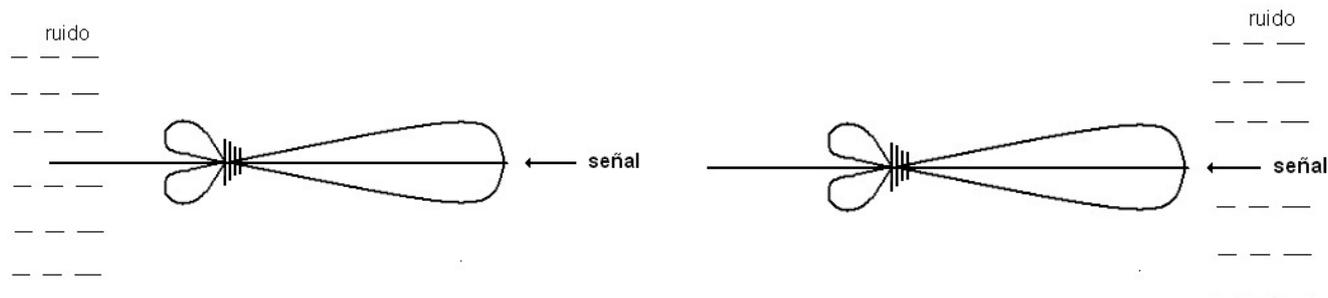


Figura 7a: Yagi con ruido por la espalda

Figura 7b: Yagi con ruido por delante

En VHF y superiores esta posible mejora no existe, pues el ruido que limita la recepción generalmente no es externo, sino que la limitación nos viene dada por el ruido interno generado por el propio receptor, porque el ruido exterior captado por la antena generalmente es mucho más bajo, y este efecto de mejora en VHF y superiores NO se produce.

Esto será cierto mientras el ruido exterior en 144 se mantenga en niveles aceptables, cuestión que en las ciudades empieza a ser dudosa en la actualidad, ya que la banda de 2 m se está polucionando cada vez más a gran velocidad, con la presencia de ruidos digitales de monitores de PC y más ruidos de fase generados por otros transmisores, como los repetidores Echolink y DStar y DRM, que riegan toda la banda permanentemente con el ruido de fase de sus transmisiones, igual que las transmisiones de otros servicios en 146-150 MHz. De todos modos, estos ruidos pueden disminuirse bastante con la mayor directividad de nuestra antena.

Vamos ahora a ver los distintos modos de conseguir aumentar la directividad.

### Antenas directivas por agrupación

Deberíamos comentar que, antes de la utilización de la antena Yagi, en la primera mitad del siglo XX, las antenas directivas se realizaban casi siempre mediante agrupaciones de antenas, principalmente dipolos, agrupados de muy diversas formas, como por ejemplo, las cortinas de antenas dipolo que existían en la emisora de onda corta americana en Radio Liberty, situada en la playa de Pals, Girona, antes de que las derribaran, que disponían de una agrupación algo así como las de la figura 8.

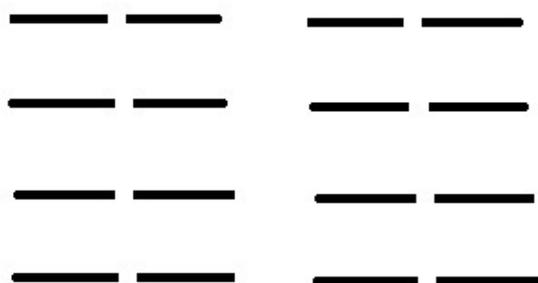


Figura 8: Cortina de dipolos enfasados

## Alimentación en fase de todas las antenas

Me supongo que ya se os habrá ocurrido que todos los dipolos alineados y apilados deben alimentarse en fase para que las señales se sumen a en el campo lejano, para que las ondas lleguen al mismo tiempo a su objetivo en una misma dirección perpendicular a la cortina. Así pues, el requisito indispensable es que todas vayan alimentadas por latiguillos de la misma longitud de cable coaxial o de cable paralelo, a partir de una fuente de RF común.

El problema que se nos plantea a continuación es cómo conseguir una buena adaptación de impedancias, porque si las ponemos todas en paralelo la impedancia quedará dividida por el número de antenas conectadas en paralelo y será demasiado baja.

En teoría, al doblar el número de antenas, la ganancia se multiplica por 2 y, en consecuencia, los decibelios de potencia aumentan en +3 dB. Esa ganancia teórica nunca se alcanza porque las áreas de captura de las dos antenas no son rectangulares sino elípticas y no se suman bien para cubrir exactamente el doble de superficie, sino que la distancia debe ser algo mayor.

### Separación entre antenas

Para conseguir obtener la máxima ganancia de una agrupación de antenas y, por tanto, que la radiación de todas las antenas se sumen bien en fase, debemos optimizar la separación entre ellas. Pero debemos considerar por separado la separación horizontal y la vertical. El área de captura de cada antena depende de su ganancia  $G$  y tiene una superficie de captura elíptica, pero nosotros vamos a utilizar, en lugar de la ganancia, el ángulo de apertura  $\alpha$  a -3dB para calcular estas distancias. (Figuras 9a y 9b).

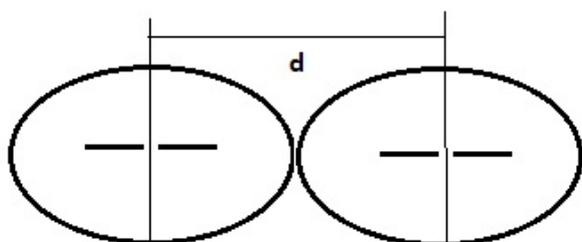


Figura 9a: Distancia óptima horizontal

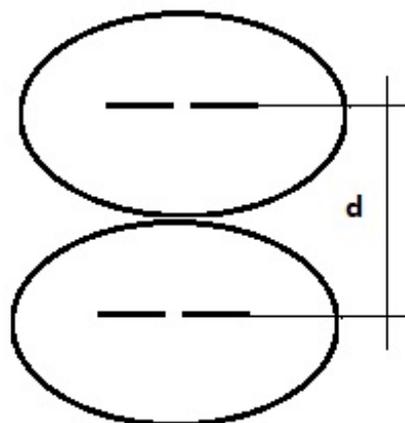


Figura 9b: Distancia óptima vertical

### Separación horizontal

Para colocar dos antenas alineadas, os proponemos seguir las recomendaciones de EA4NZ que recomienda en su web <https://ea4nz.ure.es/apilamientos/apilamientos.html> que la distancia lateral ideal  $d$  entre antenas *alineadas* viene dada por la fórmula siguiente, en la que  $\alpha$  es el ángulo de apertura acimutal a -3 dB del lóbulo de radiación horizontal.

$$d = \lambda / [2 \times \text{sen}(\alpha/2)]$$

Suponiendo que tenemos un par de antenas dipolo con un ángulo de apertura de  $77^\circ$  y una ganancia de 2,17 dBi esto nos proporciona una distancia de separación óptima entre centros para dos antenas para la banda de 144 MHz:

$$d = 1,98 / (2 \times 0,97) = 0,99 / 0,97 = 1,02 \text{ m}$$

Es decir, las puntas alineadas deberían estar a tan solo 3 cm de distancia horizontal, para poder cumplir con esa separación.

Si cada antena tiene mayor ganancia, pues esa ganancia vendrá reflejada en un ángulo de apertura mucho más pequeño que nos proporcionará una separación óptima  $d$  mayor.

### Separación vertical

La separación vertical se calcula aplicando la misma fórmula, solo que en este caso se emplea el ángulo  $\alpha$  de apertura del lóbulo de radiación vertical o elevación a -3 dB (que en las Yagi generalmente es de una

amplitud superior al horizontal) para determinar una separación inicial.

Mejor optimizar con un modelo

Lo más prudente para optimizar la separación es utilizar el modelado de la agrupación de las antenas con un programa adecuado, como por ejemplo el MMANA o el EZNEC+ o el 4NEC2, y determinar con ellos la separación óptima, variando la separación en el modelo y buscando la que nos da la máxima ganancia frontal o los mínimos lóbulos laterales, según sea el objetivo que nos interese más.

¿Cómo averiguar el ángulo de apertura?

Si no nos la proporciona el fabricante, el método más sencillo es recurrir previamente a los modeladores de antenas como el programa MNANA (gratuito) o el EZNEC+ (de pago) para reproducir su comportamiento teórico y, además, determinar la separación óptima que no tiene por qué coincidir con la inicial, pues ésta solo es válida como una primera aproximación.

Adaptación de impedancias de 2 antenas

Cuando se tienen dos antenas alineadas o apiladas de una impedancia de 50 ohmios, la adaptación de impedancias al conectarlas las dos bajadas en paralelo se reduce a 25 ohmios. Para obtener una adaptación perfecta, necesitamos utilizar un transformador de impedancias, que podemos realizar mediante un cuarto de onda eléctrico de 37,5 ohmios (reducido por el factor de velocidad  $F_v$ ), obtenido mediante la conexión de dos trozos de cable de 75 ohmios en paralelo, que presentan una impedancia de  $75/2 = 37,5$  ohmios y actúan de transformador de impedancias elevando los 25 ohmios del paralelo a los 50 ohmios del coaxial único que necesitamos para llegar al transceptor (Figura 10).

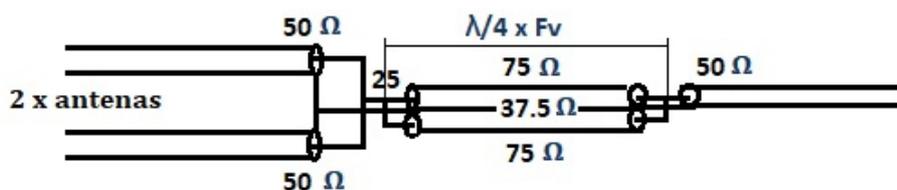


Figura 10: Adaptador para 2 antenas enfasadas.

Debemos recordar que este es un adaptador monobanda, pero afortunadamente las agrupaciones de antenas también son siempre monobanda, porque es imposible optimizar la distancia entre antenas para, por ejemplo, enfasar correctamente dos antenas tribanda.

Adaptación de impedancias para agrupaciones de 4 y 8 antenas

Podríamos repetir el procedimiento para 2 antenas también para la conexión en paralelo de 4 antenas, con lo que nos resultaría una impedancia conjunta de  $50/4 = 12,5 \Omega$ . Esta impedancia podría adaptarse también a 50 ohmios mediante un tramo transformador de coaxial de 25 ohmios, realizado mediante dos cables de 50  $\Omega$  en paralelo con una longitud idéntica de  $\lambda/4$  eléctricos, o sea reducidos por el factor de velocidad de cable utilizado (figura 11a).

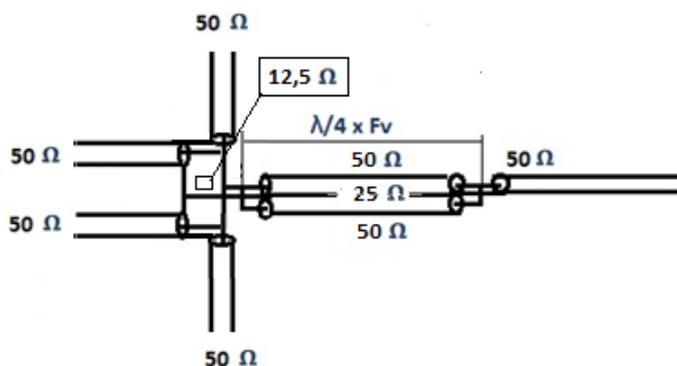


Figura 11a: Adaptador para 4 antenas en paralelo

Puesto que las conexiones siempre sería mejor realizarlas en el interior de una caja estanca, se podría realizar también una conexión serie-paralelo que suma en serie dos antenas de 50 ohmios para obtener 100

ohmios y luego ponerlas en paralelo con los otros 100 ohmios procedentes de las otras dos antenas, con lo que volvemos a tener 50 ohmios finalmente (figura 11b).

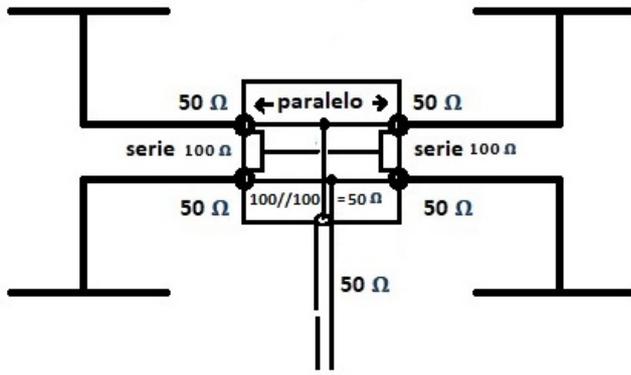


Figura 11b: Adaptador serie/paralelo

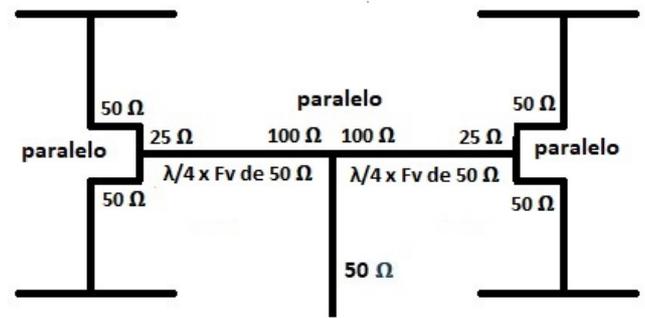


Figura 11c: Una solución intermedia

Finalmente, una variación intermedia sería la combinación en paralelo de un par de antenas que daría como resultado una impedancia de 25 ohmios, para transformarla en 100 ohmios mediante un cuarto de onda eléctrico de cable de 50 ohmios y ponerlas en paralelo con las otras dos antenas combinadas de la misma forma (figura 11c).

También sería muy fácil conseguir la adaptación correcta para 8 antenas, pues podríamos hacer una combinación de dos grupos de 4 antenas con uno de los tres métodos anteriores, a los que les aplicaríamos la adaptación de 2 antenas en paralelo mediante el cuarto de onda eléctrico (reducido por el factor de velocidad  $Fv$ ) de  $37,5 \Omega$  como transformador para conectar dos grupos de 4 antenas y obtener nuevamente 50 ohmios. Y ya no sigo porque dudo mucho de que alguien se interese por combinar 16 antenas.

Y en el próximo capítulo XIII hablaremos del genial diseño, realizado por dos ingenieros japoneses, los cuales revolucionaron el mundo de las antenas directivas que ahora conocemos con el nombre de antenas Yagi.

**73 Luis EA3OG**

# El ABC de las antenas

## EL ABC DE LAS ANTENAS

### 13. Las antenas Yagi

por **Luis A. del Molino EA3OG** ([ea3og@ure.es](mailto:ea3og@ure.es))

#### La antena Yagi

Unos ingenieros japoneses descubrieron que también podían conseguirse mejorar la directividad de una antena dipolo utilizando “elementos pasivos”, sin alimentación directa, o sea unos elementos no conectados al transmisor. Este descubrimiento fue realizado por el Dr. [Shintaro Uda](#) de la [Universidad Imperial de Tohoku](#) y el Dr. [Hidetsugu Yagi](#) en Japón en el año 1926, y tenía como objetivo intentar el transporte de energía eléctrica sin hilos, según descubro en un artículo de Wikipedia.

Posteriormente su patente fue adaptada para las comunicaciones radioeléctricas por ingenieros americanos y europeos durante la Segunda Guerra Mundial. Allí dice también que su desarrollo se debió en su mayor parte al Dr. Uda y en menor grado al Dr. Yagi, pero como la denominaron finalmente antena Yagi-Uda, todo el mundo acabó llamándola antena Yagi, dejando sin los honores debidos al Dr. Uda.

La antena Yagi y todas sus variantes (por ejemplo antenas cúbicas) se ha convertido en el modelo estándar para las antenas de frecuencias hasta 1 GHz, gracias a su gran rendimiento en cuanto a ganancia en comparación con los materiales empleados en su construcción.

#### La antena Yagi-Uda

Su funcionamiento se basa en la colocación de unos elementos pasivos, no alimentados directamente, llamados elementos parásitos, que pueden ir colocados delante del excitado E, el llamado director D, algo más corto que el dipolo y que se coloca en paralelo delante del excitado E, pero también puede ser otro elemento pasivo colocado paralelamente detrás del excitado E, el llamado reflector R, algo más largo que el elemento excitado E. El elemento alimentado es generalmente un dipolo abierto de media onda, aunque este elemento excitado también puede ser también un dipolo plegado o un rectángulo o un dipolo asimétrico sin que su funcionamiento se vea alterado (Figura 1).

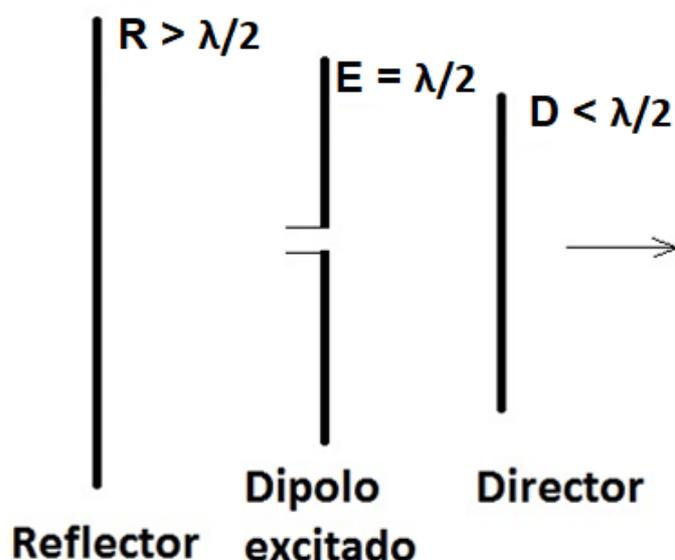


Figura 1: Antena Yagi de 3 elementos

#### Diagrama de fasores

Para comprender mejor cómo actúa un reflector para reforzar la señal radiada por el dipolo alimentado precisamente en dirección opuesta a su posición y cómo disminuye la radiación del dipolo hacia atrás, necesitamos utilizar un diagrama de vectores giratorios, que también se llaman fasores. El diagrama de fasores giratorios nos facilita representar exactamente las fases de los campos eléctricos que se producen en

el espacio que circunda a un dipolo de media onda, así como las fases de las corrientes y tensiones alternas en este elemento, al que se le ha colocado en paralelo otro elemento conductor reflector algo más largo que la media onda.

La corriente alterna se puede representar en un eje de coordenadas cartesianas XY en el que reproducimos una señal variable cíclica (Figura 2a), o sea que evoluciona periódicamente en el tiempo y se repite una otra vez, y que responde a una función sinusoidal  $E = CA \text{ sen } (\omega t)$ , donde  $\omega$  es la velocidad angular de giro en radianes por segundo. Como toda función cíclica, la señal sinusoidal E se puede representar como la función seno de un vector giratorio A (fasor) que gira alrededor del centro de un círculo C (figura 2b), en el sentido contrario a las agujas del reloj, a una velocidad de giro angular  $\omega$ , giro que se inicia también en el eje de las X.

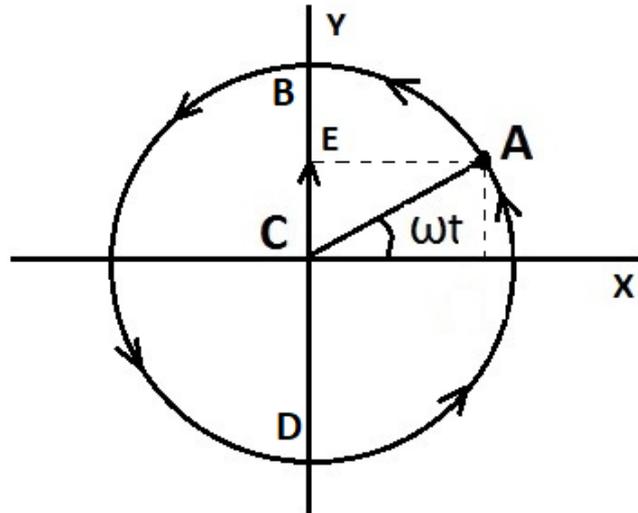
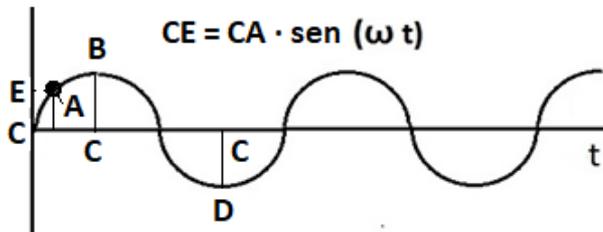


Figura 2a: Corriente alterna sinusoidal

Figura 2b: Representación por fasores

#### Efecto de un reflector parásito

Ahora, emplearemos estos conceptos para estudiar cuidadosamente qué sucede en una antena Yagi de 2 elementos, formada por un dipolo radiante de media onda y un reflector ligeramente más largo (+6%) y totalmente pasivo, situado a una distancia de  $0,25\lambda$  o sea un cuarto de la longitud de onda.

Al ser más largo de media longitud de onda en la frecuencia de resonancia del dipolo, el reflector tiene en esa frecuencia un comportamiento inductivo, se comporta como una bobina, por lo que presenta una reactancia inductiva al campo eléctrico inductor y, por tanto, la corriente alterna  $I_R$  que consigue circular por el reflector se retrasa de fase respecto al campo eléctrico inductor  $E'$  (ver artículo "Reactancia inductiva y capacitiva" en la revista Radioaficionados de Enero de 2020).

Vamos a suponer que la reactancia del reflector es del mismo orden de magnitud que la resistencia de radiación, por lo que podemos estimar que el retraso de la corriente que circula en el reflector respecto al campo inductor (ángulo  $b$ ) es de unos  $45^\circ$  aproximadamente (Figura 3).

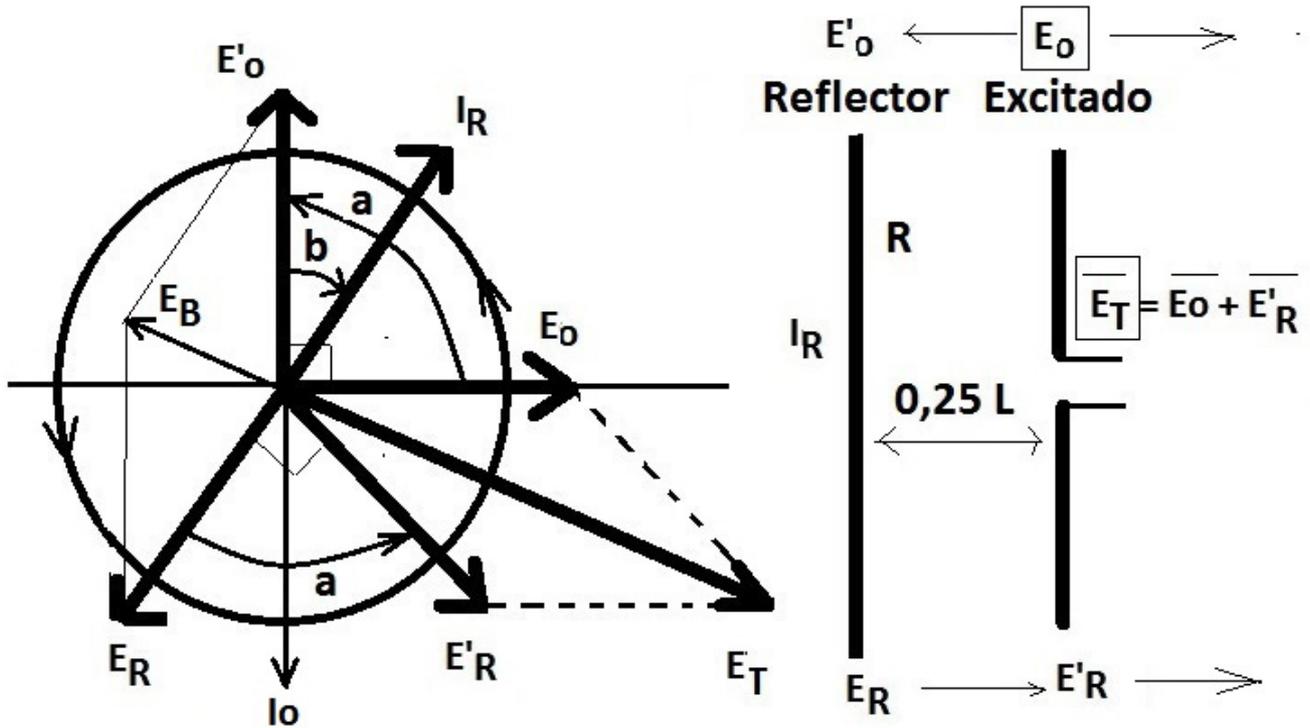


Figura 3: Diagrama de fasores de una Yagi de 2 elementos con reflector

Explicación paso a paso del efecto del reflector

1. En el dipolo excitado (figura 3) se radia un campo eléctrico  $E_o$  que se propaga en ambos sentidos en la dirección perpendicular al dipolo.
2. Al reflector, este campo  $E_o$  le llega como un campo inductor  $E'o$  (ver parte superior derecha de la figura). Puesto que el reflector está a  $0,25$  longitudes de onda ( $1/4 \lambda$ ) de distancia, en el diagrama de fasores aparece más adelante, adelantado un cuarto de ciclo (ángulo  $a = 90^\circ$ ). ¿Por qué adelantado? Porque el campo que ha llegado al reflector  $R$  ( $E'o$ ) tiene que haber salido  $1/4$  de ciclo antes (ángulo  $a$ ) del dipolo ( $E_o$ ), para haber llegado ya al reflector como  $E'o$ , al haber recorrido  $1/4$  de longitud de onda.
3. Este campo inductor  $E'o$  produce una corriente  $I_R$  en el reflector  $R$  que va retrasada en relación al campo inductor, porque el reflector es más largo y presenta reactancia inductiva. Vamos a estimar que retrasa un ángulo "b" de unos  $45^\circ$ .
4. La corriente  $I_R$  que circula por el reflector genera una fuerza contra-electromotriz  $E_R$  que es de sentido opuesto y que ahora es radiada a su vez por el reflector  $R$ .
5. El campo  $E_R$  radiado por el reflector, se propaga a su vez hacia el dipolo y, cuando llega allí, lo llamamos  $E'R$ . Pero el campo  $E'R$  en el dipolo tiene que haber salido  $1/4$  de ciclo antes del reflector porque está a un cuarto de onda, por lo que en el diagrama de fasores debe estar adelantado también en un ángulo "a" de  $90^\circ$ , correspondiente al  $1/4$  de onda de separación.
6. El campo total resultante  $E_T$  ahora radiado hacia delante es la combinación de los campos del excitado ( $E$ ) y el reflector ( $E'R$ ), y es igual a la suma vectorial ( $E_T$ ) de los campos  $E'R$  y  $E_o$ . Este campo radiado total es mucho mayor que el original  $E_o$ , como queríamos demostrar.

Efecto "Delante/espalda" del reflector

En el sentido opuesto a la dirección principal de radiación, el campo resultante hacia atrás  $E_B$  es la suma vectorial de  $E_R$  y  $E'o$ , y vemos que ahora su suma hacia atrás  $E_B$  tiene una dimensiones muy inferiores al inicial  $E'o$ , por lo que comprobamos que el campo radiado hacia atrás disminuye su magnitud en sentido opuesto, o sea en dirección hacia atrás.

**NOTA DE ADVERTENCIA:** Como en este modelo no se tienen en cuenta los efectos de la inductancia y capacitancia mutua entre el reflector y el dipolo radiante, todo lo relatado aquí no se corresponde exactamente con la realidad, pues la interacción entre el reflector y el dipolo es mucho más compleja que la simplificación expuesta aquí.

Por tanto este modelo solo nos sirve como una ayuda a la interpretación elemental del fenómeno que se produce por la presencia de un elemento parásito, pero no nos sirve para hacer cálculos reales ni optimizar una Yagi.

Y la misma advertencia se aplica a lo expuesto por el efecto de un director colocado delante, pues en la realidad se comprueba que las corrientes reales no se ajustan exactamente a las descritas aquí.

### Efecto de un director parásito

Si colocamos delante del elemento excitado un elemento ligeramente más corto (-5%) que la media onda de longitud que tiene el dipolo resonante, nos encontraremos con que el elemento director a la frecuencia de diseño experimenta una reactancia capacitiva (ver artículo “Reactancia inductiva y capacitiva” en la revista Radioaficionados de Enero de 2020), por lo que la corriente  $I_D$  adelanta respecto al campo eléctrico inductor. Vamos a plantear aquí que el director está situado aproximadamente a  $0,15 \lambda$ , más o menos a un  $1/6$  de longitud de onda por delante del excitado (Figura 4), algo más cerca que el reflector.

También vamos a suponer que la reactancia capacitiva es del mismo orden que la resistencia de radiación del director, aunque algo mayor y que, por tanto, se produce un avance de la corriente sobre el campo inductor con un valor de unos  $60^\circ$  ( $b=60^\circ$ ) aproximadamente.

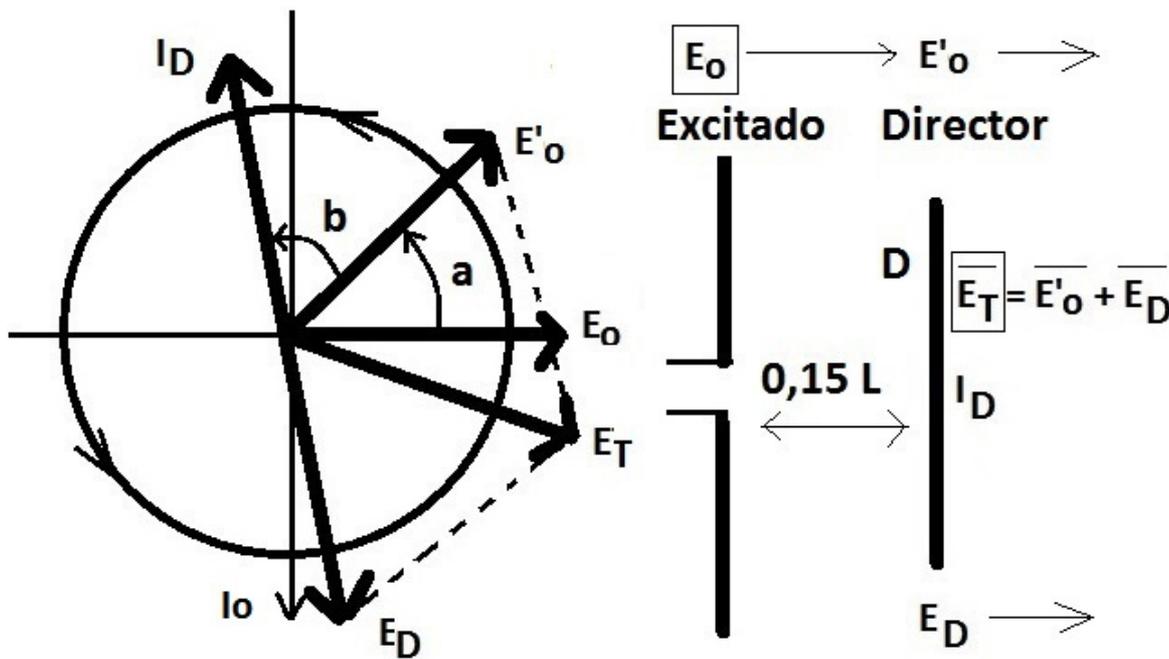


Figura 4: Diagrama de fasores de un director delante del excitado

### Explicación paso a paso del efecto del director

1. Vamos a suponer aquí también que todo comienza con un campo eléctrico  $E_0$  radiado por el dipolo excitado y que se propaga en todas direcciones, y alcanza más tarde el director D.
2. En el director D, este campo inductor del excitado lo llamaremos  $E'_0$  y, como recorre un espacio de  $0,15 \lambda$ , ha tenido que salir antes del excitado y en el diagrama debe estar adelantado un ángulo “a” menor de  $90^\circ$  y por tanto de unos  $50$ - $60^\circ$  en relación a  $E_0$ .
3. El campo inductor  $E'_0$  produce en el director (más corto) una corriente  $I_D$  que, debido a que el director presenta una reactancia capacitiva, se encuentra adelantada en fase respecto al campo inductor, pongamos también unos  $60^\circ$  ( $b = 60^\circ$ ).
4. La corriente  $I_D$  en el director produce una fuerza contra-electromotriz  $E_D$  de sentido opuesto a la corriente  $I_D$  que circula por el director.
5. Esta fuerza contra-electromotriz  $E_D$  produce a su vez un campo eléctrico en el espacio que se suma vectorialmente al  $E'_0$  que ya venía del dipolo alimentado inicialmente.
6. El campo resultante  $E_T$  tiene una magnitud algo superior al campo original  $E_0$  radiado solamente por el dipolo, de forma que hemos obtenido un campo total ligeramente superior al inicial, gracias al director colocado delante.

**Nota de advertencia:** Habréis observado que en ambos diagramas aparece señalada, aunque no la hemos mencionado, una corriente  $I_0$  (apuntando hacia abajo) que circula por el elemento excitado. Esta corriente  $I_0$  es la corriente que recorre el elemento excitado y está retrasada  $90$  grados en relación al campo  $E_0$  radiado entre las puntas.

Me objetaréis que la corriente en un dipolo en resonancia siempre está en fase con la tensión aplicada.

Correcto, pero eso solo se cumple en el centro del dipolo. Hay que tener en cuenta que el campo eléctrico radiado  $E_o$  se debe principalmente a la gran tensión de RF entre las puntas del dipolo y que esta tensión está 90 grados adelantada a la tensión y la corriente en el centro del dipolo, porque hay una distancia de  $\frac{1}{4}$  de onda entre las puntas y el centro.

El resultado de todo esto es que realmente la diferencia de fases entre la corriente  $I_R$  en el reflector y la corriente  $I_o$  en el excitado es de unos  $+130^\circ$ , mientras que la diferencia de fases entre la corriente en el director  $I_D$  y la corriente  $I_o$  en el excitado de unos  $-130^\circ$  como podréis comprobar en los programas de modelado de antenas.

Más directores delante

El aumento del campo radiado  $E_T$  producido por un director no es tan marcado como el conseguido por la colocación de un reflector detrás, pero tiene la ventaja de que podemos repetir el procedimiento, colocando otros directores más adelante que sigan aumentando el campo radiado hacia delante, porque estos no sabrán nunca si detrás tienen un dipolo excitado o la suma de un campo radiado por un dipolo y otros elementos directores anteriores.

Esto no es válido hacia atrás puesto que la presencia de otros reflectores no cancela más la radiación posterior de la Yagi, de forma que no tiene sentido colocar más reflectores detrás, sino es para eliminar mejor lóbulos posteriores que introducirían ruido en la recepción...

Por otra parte, hay que tener en cuenta que el aumento del campo radiado resultante  $E_T$  por el director se produce en ambos sentidos (tanto hacia delante como hacia atrás), de forma que curiosamente un director también refuerza el campo  $E_o$  radiado en dirección al reflector, con lo cual, gracias a la presencia del reflector, también se reforzará a su vez el campo radiado en dirección hacia delante de forma interactiva y finalmente aumentará la radiación en la dirección del director hacia delante. Todos se influyen entre todos, lo cual hace muy complejo resolver las influencias mutuas y solo las resuelven bien los programas de simulación o modelado de antenas mediante un ordenador que realiza un cálculo matricial de las interacciones.

Longitud contra número de elementos

A grandes rasgos, se puede estimar que la ganancia isotrópica de un dipolo de 2,1 dBi, pasa a ser de unos +7 u 8 dBi (+5 a +6 dBd) gracias a la presencia de un reflector y un director bien colocados en una antena que tenga una longitud alrededor de algo más de  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda.

Se estima que, al doblar la longitud de la antena Yagi, colocando los directores necesarios más o menos en posiciones similares a las descritas, se pueden llegar a conseguir casi un par de dB adicionales por cada duplicación, lo que nos llevaría más o menos a las siguientes ganancias aproximadas para una antena para la banda de 2 metros.

- Antena de 3 elementos con viga longitud  $< \frac{1}{4}$  de onda (unos 40 cm) unos 7-8 dBi
- Antena de 5 elementos y  $\frac{3}{4}$  de onda (0,75 m) unos 8-9 dBi
- Antena de 8 elementos y  $\frac{1}{2}$  onda (1 metro) unos 9-10 dBi
- Antena de 13 elementos y 1 longitud de onda (2 metros) unos 11-12 dBi (9-10 dBd)
- Antena de ?? elementos y 2 longitudes de onda (4 metros) unos 13-14 dBi (11-12 dBd)
- Antena de ??? elementos y 3 longitudes de onda (6 metros) unos 15-16 dBi (12-13 dBd)
- Antena de ??? elementos y 4 longitudes de onda (8 m) unos 16-17 dBi (14-15 dBd)

Todo esto es muy aproximado y meramente orientativo. En la práctica, en esta ganancia influye más la longitud de la viga de soporte que el número de directores o el total de elementos colocados en esa longitud. Para más información sobre ganancias de antena visitar la web de VE7BQH: <http://www.dxmaps.com/VE7BQH70.html>

Entresaco unos cuantos ejemplos de estas gigantescas tablas:

<b>Antena</b>	<b>Elementos</b>	<b>Longitud en <math>\lambda</math>s</b>	<b>Ganancia en dBi</b>
KF2YN Boxkite 7	7 elementos	1,34	15,64
InnoV 10 LFA 2018	10 elementos	2,47	14,35
+DG7YBN GTV70-19	19 elementos	5,93	17,80
WiMo 27 (YU7EF)	27 elementos	10,43	19,43
InnoV 40 LFA 2019	40 elementos	16,25	21,82

## La antena cuadrangular o cúbica

Ya hemos hablado de la antena cúbica en el capítulo anterior dedicado a las antenas cerradas (capítulo nº 11), pues es una antena que se basa en la resonancia en onda completa de un elemento excitado de forma cuadrangular, colocado en un plano vertical, de forma que se consigue obtener un diagrama de radiación vertical con una apertura vertical más estrecha que con un simple dipolo. La longitud de cada lado del cuadrado es aproximadamente de  $\frac{1}{4}$  de longitud de onda. En realidad funciona como si hubiera dos dipolos de media onda algo doblados y superpuestos (Figura 16a) conectados por las puntas dobladas.

El inconveniente de la antena cúbica es que hay que soportar las cuatro esquinas del cuadrado por medio de cuatro brazos aislantes, generalmente realizados con caña de bambú o fibra de vidrio, los cuales por desgracia, son casi siempre bastante más frágiles que la gruesa viga de soporte de una Yagi. Y ya que estamos, mencionemos de paso también la fragilidad de cada esquina del cuadrado, donde va sujeto el radiante, que debe estar muy bien resuelta para que no se rompa el cable. De pocas cúbicas he oído hablar que no hayan tenido que realizar alguna reparación en los cables.

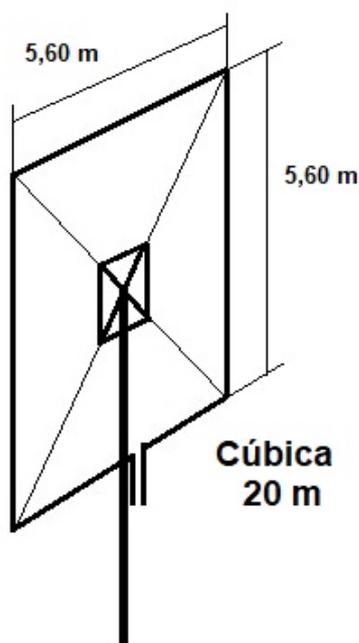


Figura 5a: Cúbica para 20 metros

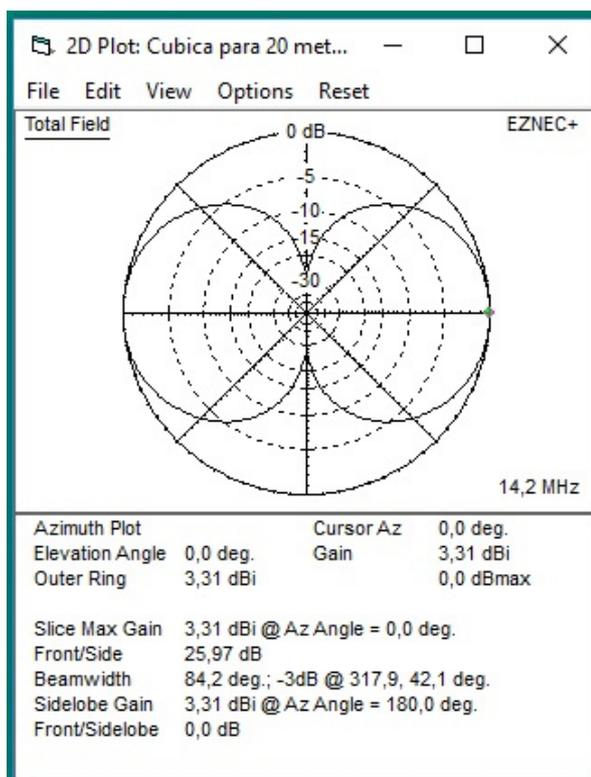


Figura 5b: Diagrama radiación de la cúbica

De todos modos, frente al dipolo, se observa en el diagrama de radiación (Figura 16b) de la cúbica proporciona unos 3,3 dBi, lo que representa que llega a tener +1,14 dB más que un dipolo (2,16 dBi) situado a la misma altura que la cruceta. Este único dB suplementario no justifica en mi opinión la complejidad del montaje de una antena cúbica, con sus crucetas, travesaños y cables, y su consecuente mayor fragilidad (en los vértices) en comparación con una Yagi realizada con tubo de aluminio.

Por otra parte, aparece el problema de la adaptación de impedancias en el punto de alimentación, porque la cúbica presenta una impedancia algo superior a 100 ohmios, lo que exige algún tipo de balun de relación 2:1 o bien una adaptador LC colocado en el punto de conexión, para reducir la ROE a un nivel óptimo.

Como ventaja importante de la cúbica debemos destacar que, en lugares muy ruidosos, gracias a la menor sensibilidad a los ruidos eléctricos generados en las proximidades de una antena cerrada y la polarización predominantemente vertical de esos ruidos, la antena cúbica dicen que presenta un mejor rechazo del ruido generado localmente que las antenas Yagi, aunque nadie ha demostrado con cifras y experimentos esta diferencia y, por ahora, seguimos con la duda de si estas diferencias son significativas o meramente subjetivas.

## Cúbica directiva de 2 elementos o más

El problema de la adaptación de impedancia se resuelve fácilmente cuando se le coloca a la cúbica otro cuadro reflector de dimensiones algo mayores (5-10%) que la convierten en una directiva de 2 elementos formada por un cuadro radiante y un reflector, pues entonces la impedancia en el centro del lado inferior del elemento excitado baja de los 100 ohmios y se acerca mucho más a los 50 ohmios. También se construyen cúbicas de 3 elementos con reflector y director y hasta de 4 elementos.

Del mismo modo que un reflector baja la impedancia en una cúbica, tenemos la suerte de que normalmente un dipolo horizontal en el espacio vacío (Free Space) tiene una impedancia en el centro algo más elevada, concretamente 72 ohmios, porque en cuanto le acercamos un elemento parásito aumenta la corriente en el excitado y la impedancia resistiva en este elemento resonante baja en picado. Tenemos que ir con cuidado de no acercarle demasiado el elemento parásito, para que no baje mucho de los 50 ohmios y por lo menos se mantenga una impedancia superior a los 40 ohmios en resonancia ( $ROE < 1,25:1$ ).

Esto nos obliga a buscar un compromiso entre la impedancia en el centro y la ganancia de la antena. Si queremos obtener más ganancia, muchas veces nos vemos obligados a aceptar impedancias en el centro resistivas inferiores a 30 ohmios y, por consiguiente, tendremos que utilizar sistemas de adaptación más complejos (gammamatch y betamatch) para elevar esta impedancia a un valor más próximo a los 50 ohmios que necesitamos para nuestro coaxial de transmisión.

### Programas de modelado de antenas

Para resolver estas complejas interacciones entre elementos, lo más recomendable es utilizar un programa de modelado, entre los que yo conozco más o menos bien el EZNEC+, del que hace años llegué a hacer un curso en línea de la ARRL, que creo que aún mantiene activo. Como la mayoría de simuladores, se basa en el programa del cálculo de momentos de cada elemento, dividido en segmentos, ayudado mediante un núcleo compilado de cálculo, basado en un programa que se llama MININEC.

La mayor diferencia entre este y otros programas de modelado se encuentra en la definición de las medidas de las antenas y en su mejor o peor interpretación de la presencia de un suelo conductor. Uno de los programas más populares y fáciles de conseguir es el programa gratuito MMANA-GAL, basado también en el método de los momentos y en el núcleo MININEC, y que permite modelar también antenas hechas con conductores rectilíneos, tales como las antenas Yagi y combinaciones de dipolos, siempre que no estén revestidos de ninguna capa aislante.

MMANA fue inicialmente desarrollado por Makoto Mori, un radioaficionado japonés, pero después de poner su programa en el dominio público, fue mejorado por dos radioaficionados alemanes, Alex Schewelew DL1PBD e Igor Gontcharenko, DL2KQ, y dicen que existe una versión en español realizada por Valentín Alonso Gracia, EA4FF, pero que no he conseguido encontrar.

Según he leído, el programa MMANA no permite modelar cables revestidos con aislantes ni telescópicos de diferente diámetro, y no calcula bien los efectos de la proximidad al suelo de las antenas, mientras que el EZNEC+ consigue resultados bastante buenos en todos estos aspectos, Además el EZNEC+ dispone internamente de un programa de conversión a longitudes equivalente para elementos telescópicos con tramos de distinto diámetro, que me parece que no existe en MMANA. Solo tiene el inconveniente de que es de pago.

Todos ellos se basan en la especificación de los elementos de las antenas en una tabla en la que se definen los extremos de los elementos por medio de coordenadas cartesianas XYZ en un espacio tridimensional. Son relativamente fáciles de aprender a utilizar y es inmediato obtener resultados aceptables y conseguir los diagramas de radiación acimutal y de elevación con sus ganancias respectivas en el espacio libre y sobre el suelo real (con varias opciones de conductividad, ) así como también obtener el trazado de la curva de ROE en cualquier margen de frecuencias deseado.

Os recomiendo vivamente que aprendáis a utilizar estos programas para simular las antenas que pretendáis construir, pues al hacerlo aprenderéis un montón sobre estas antenas y os aseguro que son mucho más fáciles de utilizar de lo que parece. Yo cada día aprendo algo nuevo intentando modelar otros tipos de antena con EZNEC+. Espero que os decidáis a conocerlo y usarlo, para que aprendáis mucho vosotros también y algún día sepáis más que yo.