

COMPENDIO DE ARTICULOS DE TEMAS DE RADIO

PROLOGO DEL AUTOR

El propósito de este libro es el aunar y concentrar los artículos más relevantes escritos por mí, en la Revista "RADIOAFICIONADOS de España desde el año 2015 a fin de agruparlos para el lector interesado en el mundo de la Radioafición y que mis trabajos, tengan un fácil acceso a los mismos.

He escogido un total de 16 escritos de entre los más interesantes, a mi entender, de los que he publicado.

Se trata de una variedad de temas que, con la base de los explicado en los citados artículos, algunas charlas impartidas en la URE y con algunas modificaciones y añadidos, va a permitir al lector contemplar aspectos de la Radioafición que quizás no había contemplado.

De todas maneras, no hay que olvidar visitar mi página WEB <https://www.ea5nd.com> en la que he plasmado la mayoría de mis conocimientos sobre antenas y líneas de transmisión.

Espero que este trabajo sea de interés para el lector.

INDICE

<u>Capitulo</u>	<u>Nombre</u>	<u>Página</u>
I	Conceptos básicos de Trigonometría	1
II	Conceptos básicos de Logaritmos	8
III	Conceptos básicos de números complejos	14
IV	Cables coaxiales	20
V	Inserción de una bobina en un radiador corto	34
VI	Dipolo multibanda G5RV ¿Por qué no?	48
VII	La banda de 470 KHz y sus antenas	56
VIII	Las líneas de transmisión en el mundo de la Radio	67
IX	Algunas consideraciones sobre las bobinas	75
X	La tierra y sus corrientes	88
XI	La trampa de onda	104
XII	La antena funcionando como carga	117
XIII	La antena funcionando como radiador	125
XIV	La antena funcionando como receptora	132
XV	Sombrero capacitivo	136
XVI	Mediciones con un medidor de ROE	141

CAPITULO I

CONCEPTOS BASICOS DE TRIGONOMETRIA

Muchas veces en algunas publicaciones sobre antenas, nos aparecen expresiones, como "impedancia", "reactancia" "período" una letra "j" acompañada de un número y otras lindezas que muchos radioaficionados les suenan a chino.

No hay que preocuparse por ello, que con cuatro explicaciones muy sencillas "nos vamos a enterar de tó".

Bien es verdad que nos deberemos estrujar un poquito el cerebro, pero pensemos en las ventajas que nos reporta el andar con cierta seguridad por este universo de los "tecnicismos". Además, recordemos que la denominación de nuestra afición dice:

"Es un servicio de radiocomunicación que tiene por objeto la instrucción individual, la intercomunicación y los estudios técnicos, efectuado por aficionados, esto es, por personas debidamente autorizadas que se interesan en la radiotecnica con carácter exclusivamente personal y sin fines de lucro."

Bueno. Pues deberíamos dotar de una componente técnica, (al menos muy básica) a nuestra afición. Con este propósito me he animado a escribir una serie de artículos tipo catón, para todos aquellos de vosotros que hace mucho tiempo dejasteis de estudiar.

Son tres, las disciplinas básicas para entender todo este lío. Trigonometría, Números complejos y Logaritmos. ¡Animo que no es nada difícil de entender!

Haremos tres artículos con cada uno de estos conceptos, para que no os sea pesado.

Sirva estos párrafos como entrada para los tres, y comencemos por el primero.

TRIGONOMETRIA.-

Definiremos la trigonometría como la rama de las matemáticas que estudia la relación entre los lados y los ángulos de un triángulo rectángulo.

Veamos la Figura 1

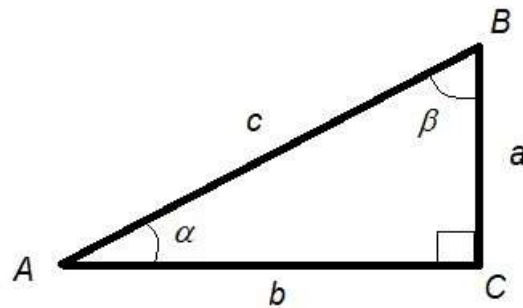


Fig.1

En ella vemos un triángulo rectángulo (porque uno de sus ángulos tiene 90 grados o lo que es lo mismo, es un ángulo recto).

En este triángulo, distinguimos 3 lados, tres vértices y tres ángulos.

Los lados son a, b y c

“a” es el lado menor del ángulo recto y lo llamaremos “cateto menor”

“b” es el lado mayor del ángulo recto y lo llamaremos “cateto mayor” y

“c” es el lado que une los extremos de los catetos y le llamaremos “hipotenusa”.

Se denominan los vértices A, B, y C a los opuestos a los lados del mismo nombre y por último, llamaremos a los dos ángulos opuestos a los catetos, α y β (alfa y beta). El tercer ángulo es el recto de 90 grados que es el que define el triángulo rectángulo.

Bien. Ya conocemos, los elementos que integran un triángulo rectángulo, pero ¿Cuál es su relación?

A la relación (división) $\frac{a}{c}$, la llamaremos "*sen α* " (*seno de alfa*)

A la relación (división) $\frac{b}{c}$, la llamaremos "*cos α* " (*coseno de alfa*)y

A la relación (división) $\frac{a}{b}$, la llamaremos "*tg α* " (*tangente de alfa*)

Existen sus relaciones recíprocas o inversas que reciben los siguientes nombres:

$$\frac{1}{\text{sen } \alpha} = \text{cosecante (cosec) } \alpha$$

$$\frac{1}{\text{cos } \alpha} = \text{secante (sec) } \alpha$$

$$\frac{1}{\operatorname{tg} \alpha} = \operatorname{cotangente} (\operatorname{cotg}) \alpha$$

En lo que respecta a las relaciones del ángulo β

$$\operatorname{sen} \beta = \frac{b}{c}$$

$$\operatorname{cos} \beta = \frac{a}{c}$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{b}{a}$$

Y sus inversas, siguen la misma ley que con el ángulo α

Debemos recordar que la suma de los ángulos de un triángulo cualquiera, vale 180 grados. Si uno de ellos ya vale 90, está claro, que la suma de los otros dos, valdrá otros 90 grados.

En lo que respecta a los lados del triángulo rectángulo, Pitágoras demostró que su relación era,

“El cuadrado de la hipotenusa, es igual a la suma de los cuadrados de los catetos”:

$$c^2 = a^2 + b^2$$

A partir de estas relaciones podemos determinar el valor de los ángulos α y β si conocemos el valor de los lados. Así decimos:

Para el ángulo α :

$$\alpha = \operatorname{asen} \frac{a}{c} \left(\operatorname{arco} \text{ o } \operatorname{ángulo} \text{ cuyo seno es } \frac{a}{c} \right)$$

$$\alpha = \operatorname{acos} \frac{b}{c} \left(\operatorname{arco} \text{ o } \operatorname{ángulo} \text{ cuyo coseno es } \frac{b}{c} \right)$$

$$\alpha = \operatorname{atg} \frac{a}{b} \left(\operatorname{arco} \text{ o } \operatorname{ángulo} \text{ cuya tangente es } \frac{a}{b} \right)$$

Y así sucesivamente para las inversas y el ángulo β

De forma general, a todas estas relaciones se les llama FUNCIONES DE UN ANGULO.

Tanto los valores directos o inversos de las funciones de un ángulo se han estado determinando mediante tablas al efecto, hasta la aparición de las calculadoras científicas que facilitan en gran manera la tarea

Bien. Fijados estos conceptos, ahora toca estudiar la circunferencia trigonométrica

Fijémonos en la Figura 2

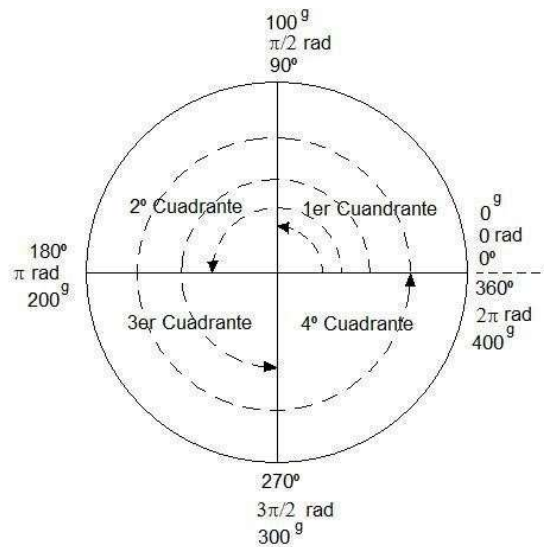


Fig. 2

Vamos a dibujar una circunferencia a la que dividiremos en 4 partes como se ve en la figura 2.

Cada parte la llamaremos “cuadrante” y los numeraremos en sentido contrario a las agujas del reloj.

Ahora, dividiremos la circunferencia en 360 partes y a cada una de ellas, llamaremos “grado sexagesimal” o simplemente, grado.

También la dividiremos en porciones, de tal manera, que en la circunferencia quepan 2π ($6'2832$) de esas porciones. Referidas a grados, en cada porción caben $57'29$ grados. A cada una de esas porciones le llamaremos “Radián”.

Su equivalencia con los grados en cada cuadrante, Vale:

Los 90 grados equivalen a $\pi/2$ radianes

Los 180 grados equivalen a π radianes

Los 270 grados equivalen a $3\pi/2$ radianes, y finalmente,

Los 360 grados equivalen a 2π radianes.

También podemos dividir la circunferencia en 400 partes (100 por cuadrante). A cada una de ellas la llamaremos grado centesimal o "gon".

Todo lo expuesto queda resumido en la figura 2.

Con estos antecedentes, vamos a definir la circunferencia trigonométrica.

Es aquella, dividida en 4 cuadrantes y cuyo radio **VALE 1** (La unidad)

Ver figura 3

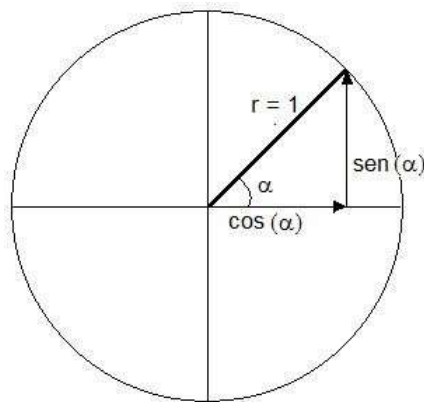


Fig. 3

El radio de esta circunferencia es un vector que se mueve desde el origen (parte derecha del eje horizontal) en sentido contrario a las agujas del reloj y forma un ángulo con el origen.

En la figura 3 vemos a ese vector en una posición que forma un ángulo α con el origen y da lugar a un triángulo rectángulo como el que ya hemos estudiado.

Dado que la hipotenusa vale 1, el valor de los catetos, nos da directamente, el valor del seno y del coseno de α .

Por último, la relación seno/coseno nos dará la tangente de α .

Las funciones inversas de α las podemos representar gráficamente en la figura 4.

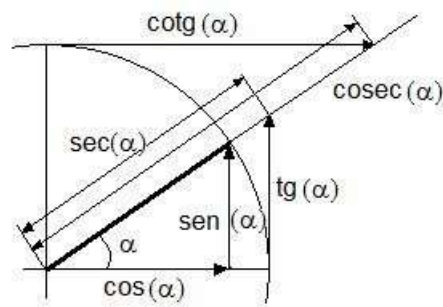


Fig.4

Sólo hemos representado el primer cuadrante para mayor claridad

Es necesario dotar de signos a los cuadrantes y funciones para poder determinar con exactitud cada ángulo dependiendo de estas funciones. Ver figura 5

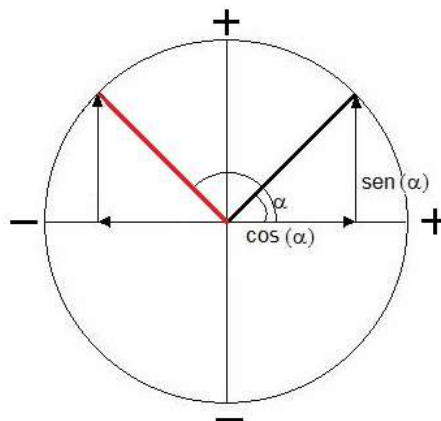


Fig.5

Veamos un ejemplo para mayor claridad:

Hemos dotado de signo a cada semieje

El ángulo α vale 45 grados y tiene un seno y un coseno, en el primer cuadrante, ambos de signo positivo.

Si al coseno le cambiamos el signo, aunque manteniendo su valor absoluto, el ángulo al que se refieren las nuevas funciones, (seno positivo y coseno negativo, aún sin cambiar sus valores absolutos) se ha situado en el segundo cuadrante y su valor es de $180-45 = 135$ grados.

Si tanto el seno como el coseno, son negativos, el ángulo estaría situado en el tercer cuadrante y valdría $180+45 = 225$ grados.

Por último, si el seno es negativo y el coseno positivo, el ángulo estaría en el cuarto cuadrante y valdría $360-45 = 315$ grados. De aquí, la importancia de los signos de las funciones (no solo su valor absoluto), para definir un ángulo. Vemos que con los mismos valores absolutos del seno y del coseno α puede valer, 45, 135, 225 o 315 grados según los signos que afecten a las funciones del ángulo

En un próximo artículo, descubriremos los logaritmos

CAPITULO II

CONCEPTOS BASICOS DE LOGARITMOS

Hablemos primero de los sistemas de numeración que se emplean en las distintas disciplinas de cálculo de la humanidad.

Vamos a definir qué es un sistema de numeración.

Es un conjunto de símbolos y reglas **que** nos permiten escribir e interpretar una cantidad, un número.... Este **sistema** permite la repetición de los símbolos **para** formar la cantidad requerida.

Se llama sistema posicional cuando el valor de cada símbolo depende de su posición en el conjunto. Veamos un ejemplo.

12345

El símbolo 5 tiene estrictamente su valor “cinco” porque su posición es la de las unidades.

Sin embargo, en 12579, su valor es de 500 porque ocupa la posición de las centenas.

Los sistemas de numeración más usados, son:

Decimal (símbolos de 0 a 9) de todos conocidos, Su base es 10 (diez)

Binario (símbolos 0 y 1). Su base es 2

Octal (símbolos de 0 a 7). Su base es 8

Hexadecimal (Símbolos de 0 a 9 más A, B, C, D, E, y F). Su base es 16.

El sistema decimal se emplea en todas las actividades de cálculo en general, como es suficientemente sabido.

Los sistemas, binario, octal y hexadecimal se emplean en el mundo de la informática.

Existe otra base de numeración (que no es un sistema pues solo tiene un símbolo) que es el número “e”.

Este número al igual que pi, es una constante irracional (de infinitos números decimales).

Su valor es 2'71 82 81 82 84

Su símbolo es "e"

Es un número importante ya que aparece en numerosos cálculos como son:

Estadística

Curvas catenarias

Datación de fósiles,

Evolución de poblaciones, enfermedades etc.

Interés compuesto

Desintegración radioactiva, etc.

Bien. Conocidas las bases de numeración utilizadas en los distintos ámbitos del cálculo matemático, definamos el concepto de LOGARITMO.

Una definición de ámbito general, sería:

El logaritmo de un número N es el exponente L al que se debe elevar su base de numeración B, para obtener dicho número N,

Así, podemos decir:

$$N = B^L$$

(L es el logaritmo de N en base de numeración B)

Solamente utilizamos dos bases de numeración: La decimal y la natural o neperiana (en honor a su descubridor John Napier).

De esta manera, sólo trabajaremos con:

"Logaritmos decimales" representados por " \log_{10} ", "log" o simplemente "lg",
"logaritmos neperianos o naturales" representados por "ln" o "L"

Veamos unos ejemplos:

$$\log 2 = 10^{0,301030}$$

$$\ln 2 = e^{0,693147}$$

Los valores de estos logaritmos se encontraban en tiempos anteriores, en tablas calculadas al efecto. En la actualidad suponen una tecla en una calculadora científica, lo que simplifica sobremanera, la tarea.

Un logaritmo es una herramienta que simplifica en gran manera las tareas del cálculo.

Por ejemplo, calcular la raíz 7ª de un número sería un proceso harto complicado, así como elevar un número a una potencia con decimales. El empleo de los logaritmos, rebaja un grado la categoría de las operaciones matemáticas, así, un producto, se convierte en una simple suma, una división en una resta, una potencia en una multiplicación y una raíz en una división.

Veamos unos cuantos ejemplos en base 10:

$$\log(\sqrt[7]{23}) = \frac{\log 23}{7} \quad \log(45^{2'345}) = 2'345 \times \log 45$$

$$\log(23 \times 45) = \log 23 + \log 45$$

$$\log\left(\frac{45}{23}\right) = \log 45 - \log 23$$

En la operación inversa (hallar el número a partir de su logaritmo), si **L** es el logaritmo de un número **N** en una base de numeración **B**, se dice que **N** es el antilogaritmo de **L** y es igual a la base **B** elevada a **L**

$$\text{Antilog } L = B^L = N$$

Ejemplo práctico:

El logaritmo decimal de 2 es 0'301030. Entonces, decimos que 2 es el antilogaritmo de 0'301030 ya que

$$2 = 10^{0'301030}$$

En una calculadora científica, hallaríamos el antilogaritmo de 0'301030 valiéndonos de la tecla 10^x que nos daría como resultado 2.

En cualquiera de los ejemplos anteriores de simplificación de operaciones y tomando como ejemplo la raíz 7ª de 23, una vez resuelta la división del log de 23 entre 7, debemos hallar el antilogaritmo para determinar el número que supone la solución a esta raíz. Este procedimiento sirve igual para el resto de ejemplos.

Existe una correspondencia entre los logaritmos decimal y neperianos de tal manera que, si a un logaritmo neperiano lo multiplicamos por 0'434294, obtenemos el logaritmo decimal. Por el contrario, si a un logaritmo decimal, lo multiplicamos por 2'303589, obtenemos el logaritmo neperiano.

Por último, veamos la utilidad del empleo de esta herramienta.

Vamos a contemplar las unidades logarítmicas empleadas en el mundo de las telecomunicaciones:

La unidad básica utilizada en el mundo de las telecomunicaciones y también en acústica, iluminación, es el logaritmo de una unidad que relaciona dos cantidades de la misma dimensión o naturaleza.

Dicho logaritmo recibe el nombre de Belio aunque comúnmente se emplea su decimal “decibelio” ya que el Belio resulta demasiado grande y por lo tanto, poco práctico. La abreviatura del decibelio es “dB”. Se deduce que $1 \text{ Bel} = 10 \text{ dB}$.

El motivo de emplear unidades logarítmicas en lugar de lineales se debe a que el objetivo final de las señales tratadas, es la excitación de algún sentido corporal (vista, oído) y los sentidos corporales no se comportan de forma lineal sino prácticamente siguiendo una pauta logarítmica. Así lo establece la ley de Weber-Fechner cuyo enunciado dice que *la sensación crece con el logaritmo del estímulo*.

Para aclarar este concepto, veamos un caso práctico.

Supongamos que escuchamos música con un nivel de sonido N (sensación), producido por un amplificador que suministra una potencia P (estímulo) de 50 vatios .

Si aumentamos la potencia al doble (multiplicando por 2 el estímulo), o sea, 100 vatios, nuestra sensación de aumento del sonido crecerá con el logaritmo de 2 , o sea , 0'301030 veces

Ahora deseamos oír la música “el doble de fuerte”

Según la ley citada, para que oigamos el doble de fuerte, la potencia del amplificador deberá aumentar una cantidad tal, que su logaritmo sea 2, o sea, \log de la variación de potencia = 2. Luego la variación será = 100 (ya que 100 tiene por \log , 2) por lo que la potencia de salida del amplificador deberá ser $50 \times 100 = 5000$ vatios.

En el caso del sonido, quiero observar que en todos los aparatos electrónicos que tratan el sonido, los potenciómetros que ajustan el nivel del mismo, la variación de su resistencia es logarítmica.

Debido al comportamiento de los sentidos corporales, utilizaremos el Belio para relacionar potencias eléctricas o intensidades de sonido.

En nuestro caso, sólo consideraremos las relaciones de magnitudes eléctricas.

Si a partir de una potencia P_1 , obtenemos otra potencia mayor P_2 , mediante una amplificación, su relación expresada en Belios, será

$$n^{\circ} \text{ de Belios} = \log \frac{P_2}{P_1} \text{ o en decibelios, } n^{\circ} \text{ de dB} = 10 \log \frac{P_2}{P_1}$$

Como hemos dicho antes, a partir de ahora utilizaremos el decibelio dado que el Belio es una unidad demasiado grande.

Si P_2 es mayor que P_1 estaremos ante una ganancia de potencia. En caso contrario, estaremos ante una pérdida o atenuación y el n° de dB tendrá signo negativo

Cuando utilizamos a P_1 como unidad de referencia, el n° de dB nos expresa un valor absoluto de P_2 en dB. Así si referimos P_1 a 1 milivatio (para potencia pequeñas) obtendremos P_2 como valor absoluto de potencia en milivatios expresada en unidades logarítmicas como “dBm” (la “m” final nos indica la referencia, milivatios). Para grandes potencias se suele utilizar la referencia a 1 vatio y P_2 vendrá expresada en “dBW”.

Por ejemplo, 20 mw equivalen a $10 \log 20 = 13 \text{ dBm}$; 100 vatios, serán $10 \log 100 = 20 \text{ dBW}$ y en dBm valdrán $10 \log 100.000 = 50 \text{ dBm}$

La ventaja de expresar las potencias absolutas en dBm (o dBW) y no en mW ó W, es la facilidad de operación con ellas. Una ganancia o pérdida entre dos potencias expresadas en vatios se halla con una división. Expresadas en dBm o dBW, simplemente se resta. Así, por ejemplo, se dice que un amplificador gana 20 dB y no se dice que amplifica 100 veces. Una potencia de entrada de 4 dBm en el amplificador anterior, supone a la salida una potencia de 24 (4dBm+20 dB) dBm.

Si expresamos estas potencias en función de la tensiones que representan asumiendo que las impedancias Z en las que se disipan son iguales, vemos que:

$$n^{\circ} \text{dB} = 20 \log \frac{V_2}{V_1}$$

En este caso el valor absoluto de V_2 referenciado a $V_1 = 1 \text{ voltio}$ es dBV. Para pequeñas tensiones, como es el caso de las obtenidas en bornes de las antenas receptoras, la referencia es a $V_1 = 1 \mu\text{V}$ y se expresa como dB μV

El mismo razonamiento aplicaremos cuando consideremos las intensidades derivadas de estas potencias y obtendremos

$$n^{\circ} \text{dB} = 20 \log \frac{I_2}{I_1}$$

Además de estas unidades logarítmicas, se emplea otra en que las relaciones se expresan en logaritmos neperianos y no decimales como en el caso del Belio.

En este caso, la unidad utilizada es el “neper” o “neperio” (en algunas literaturas). El neper se define simplemente como el logaritmo neperiano de dos tensiones. Así,

$$n^{\circ} \text{ neper} = \ln \frac{V_2}{V_1}$$

Los neper no se utilizan para expresar valores absolutos como en el caso anterior y su relación con los decibelios (expresados como tensiones) es la siguiente.

$$1 \text{ neper} = 8'68588 \text{ dB.}$$

Bien. En el siguiente artículo, hablaremos de número complejos.

CAPITULO III

CONCEPTOS BASICOS DE NUMEROS COMPLEJOS

En la resolución de cualquier operación matemática, podemos hallar un resultado como este: $\sqrt{-4}$. No podemos encontrar una interpretación a este resultado ya que no existe ningún número que elevado al cuadrado dé -4.

Ahora bien; si hacemos un pequeño truco y desglosamos la raíz en dos,

$$\sqrt{-4} = \sqrt{-1} \times \sqrt{4}$$

la solución sería $2\sqrt{-1}$. Que sigue sin tener como solución un número real.

Bueno. Ahora, hagamos un cambio:

Vamos a llamar a $\sqrt{-1}$ con la letra "j" y entonces tendremos que $\sqrt{-4} = 2j$

A esta letra "j", equivalente a $\sqrt{-1}$, la llamaremos unidad imaginaria. En otros ámbitos esta letra se cambia por "i". Nosotros utilizaremos siempre la denominación "j".

Debemos observar que "j" es un multiplicador que afecta al número que acompaña. En el ejemplo anterior, "j" multiplica a 2 (2j)

De esta manera el campo de los números en general lo podemos definir en un eje de coordenadas XY en el que el eje de abscisas corresponda a los números reales y el de ordenadas a los imaginarios.

A partir de aquí deberemos considerar a cualquier número como un ente complejo capaz de contener una parte real y otra imaginaria y representarlo en campo complejo de coordenadas como se ve en la figura 1

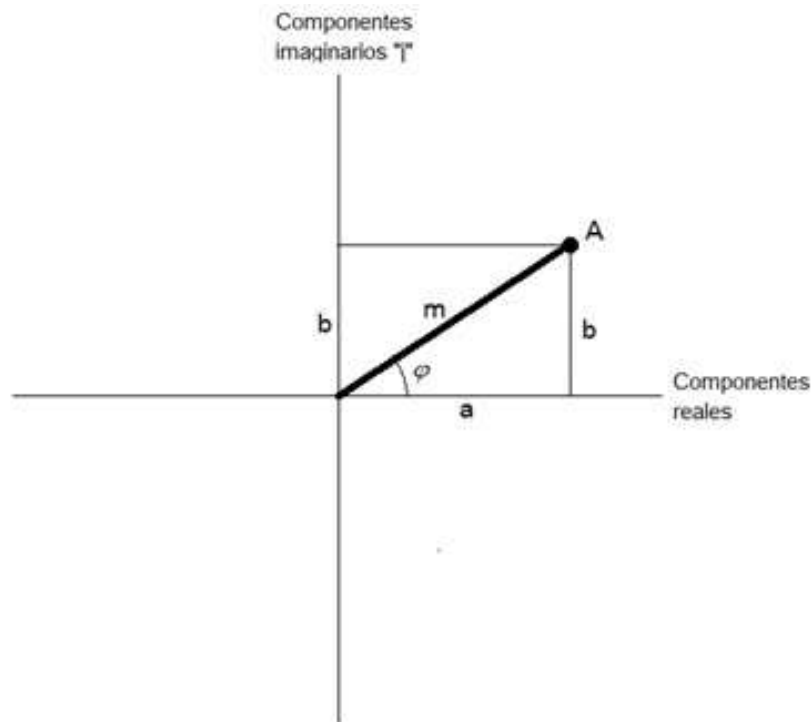


Fig 1

Según esta figura, definiremos al número complejo;

cuyo **afijo** será A.

Su **módulo** será “ m “,

su **argumento o ángulo de fase**, será φ

tendrá una **componente imaginaria**, en este caso positiva, que será “ b “ y

otra **componente real**, también positiva, que será “ a “.

Como hemos visto antes, un número imaginario puro, será el producto de un número real por la unidad imaginaria “ j “. En el ejemplo anterior, $2j$ es un número imaginario puro y lo representaríamos en el eje imaginario de la figura 1.

En general, un número complejo, se puede expresar como la suma vectorial (Nota) de sus componentes real e imaginaria tal como se desprende de la figura 1.

Las relaciones entre los distintos componentes del número complejo, tal como vimos en la resolución del triángulo rectángulo, vienen dadas por,

(recordando a Pitágoras que decía que el cuadrado de la hipotenusa (en este caso es “m”) es igual a la suma de los cuadrados de los catetos y despejando “m”),

$$m = \sqrt{a^2 + b^2} \text{ y } \varphi = \arctan \frac{b}{a}$$

$$a = m \times \cos \varphi$$

$$b = m \times \operatorname{sen} \varphi$$

En la figura 2 observamos los semiejes del campo complejo y determinamos su signo.

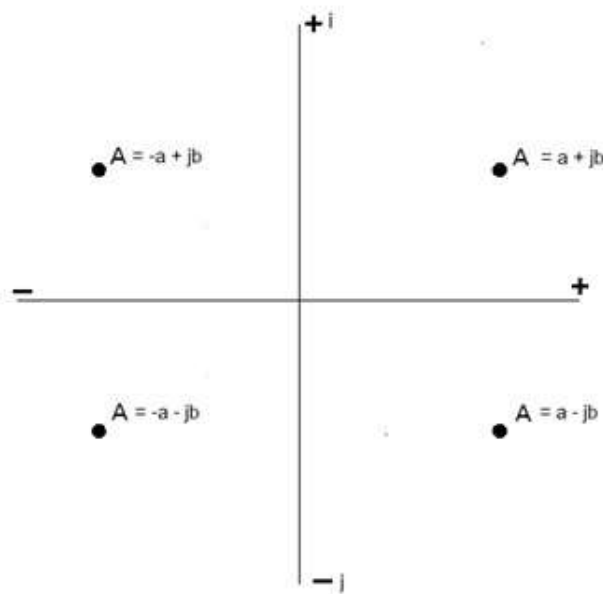


Fig 2

En el semieje horizontal derecho representaremos los números reales positivos

En el semieje horizontal izquierdo representaremos los números reales negativos

En el semieje superior, representaremos los valores imaginarios positivos y,

en el semieje inferior representaremos los valores imaginarios negativos. Se ve que es de vital importancia tener en cuenta estos signos para determinar correctamente la posición del afijo complejo y su ángulo de fase o argumento.

Un número complejo se puede expresar de distintas formas:

- **Cartesiana.**, mediante la expresión (a, b) en la que “ a “ es valor real y “ b “ el imaginario
- **Algebraica o binómica** mediante la expresión $(a \pm jb)$ Es la expresión más común

- **Trigonométrica o polar** mediante la expresión $m(\cos\varphi \pm j\text{sen}\varphi)$
- **Exponencial** o Fórmula de Euler mediante la expresión $m \times e^{j\varphi}$ (m = módulo y $e^{j\varphi}$ argumento o ángulo de fase)
- **Módulo-argumental** mediante la expresión $m \angle \varphi$ (m es el módulo y φ el argumento o ángulo de fase)

Cualquier número es un complejo. Cuando sólo disponemos de un número real, su componente imaginario es cero.

Los números complejos se pueden operar como los números reales (suma, resta, multiplicación, división, potencias y raíces) pero sus métodos los obviaremos porque no es mi propósito extenderme más de lo necesario.

Bien. Conocido el concepto de número complejo, vamos a aplicarlo a algunas denominaciones que manejamos en el estudio de las antenas.

Impedancia de entrada a una línea de transmisión o una antena.

El concepto de impedancia consiste en la expresión de la resistencia que opone una carga cuando se le suministra energía de corriente alterna.

En estas circunstancias, cualquier “resistencia” tiene dos componentes:

Resistencia propiamente dicha en la que se consume o aprovecha determinada parte de la energía suministrada y

Reactancia, que si está presente en el circuito, almacena y libera alternativamente en forma de campo eléctrico o magnético parte de la energía en detrimento de la utilizada por la resistencia propiamente dicha.

Existirá reactancia si en el circuito hay presencia de una inductancia o una capacidad.

La resistencia se representa por una “R” y la reactancia por una “X”, y se suman de manera vectorial como un número complejo. Así, la Impedancia en general se representa por:

$$Z = R \pm jX$$

El signo de jX dependerá de que la reactancia sea producida por una inductancia (positiva) o por una capacidad (negativa)

La resistencia total (Impedancia) será la combinación de R y X que se suman vectorialmente. Esto es:

Dado que la impedancia es un número complejo, R (real) y X (imaginaria) junto con Z (módulo de la impedancia) forma un triángulo rectángulo que se resuelve de la manera que ya conocemos.

Si en un circuito, existen simultáneamente reactancia inductiva y capacitiva, la reactancia resultante será la suma aritmética de las dos y el signo será el de la mayor.

La disposición en el plano complejos de estos tres conceptos (Z, R y X), se ve en la figura 3

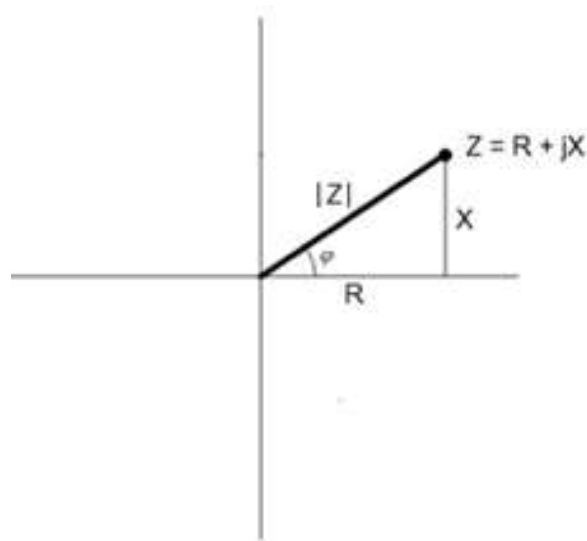


Fig. 3

El módulo de la impedancia se representa como $|Z|$, Cuando X vale cero, no hay reactancia y φ vale cero. Sólo hay resistencia pura (resonancia). En esta figura, dado que X está en el semiplano superior, es de signo positivo y por lo tanto corresponde a una reactancia inductiva.

Bueno. Este es el final de los tres artículos en los que he intentado fijar los conceptos básicos de las tres disciplinas matemáticas indispensables para entender algo de este mundo de expresiones técnicas en la descripción de las antenas y líneas de transmisión.

NOTA.- Como recordatorio definiremos un vector como una línea que puede expresar, una longitud, una fuerza, un movimiento, una potencia y cuantos otros conceptos en los que se puedan ver claramente representados por el dibujo de una flecha.

En la figura 4 se representa un vector de dirección horizontal, sentido hacia la derecha y magnitud, la que represente la longitud y escala del mismo.

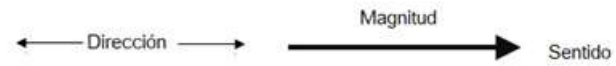


Fig. 4

La suma y resta de los vectores son de carácter geométrico ya que además de la magnitud propiamente dicha se tienen en cuenta sus direcciones y sentidos. Es un tema que da lugar a otro capítulo que no trataremos aquí.

CAPITULO IV

CABLES COAXIALES

Muy pocos radioaficionados tienen todavía su bajada de antena formada por una línea bifilar de 300 ó 450 ohmios. Hoy en día, la práctica totalidad de nosotros, empleamos cables coaxiales, por su durabilidad, flexibilidad y facilidad de manejo.

Los cables coaxiales se utilizan masivamente desde la década de los 80, aunque las empresas de telecomunicación y distribución de señales, las estaban empleando muchos años antes. La patente de este medio de comunicación se adjudicó a ATT en 1931. (el año 2021 cumplió 90 años) y está pensado principalmente para el transporte de señales de alta frecuencia y baja potencia.

A pesar de su uso masivo, el porcentaje de radioaficionados que conocen este medio con alguna profundidad, es escaso por lo que mi propósito es arrojar algo de luz a este tipo de línea de alimentación o transmisión.

GENERALIDADES

Dedico un apartado específico a este tipo de línea de transmisión dado que es el tipo más empleado en todos los ámbitos en los que se precisa transportar altas frecuencias, debido a su robustez y facilidad de tendido.

Aunque sin considerar formulación adicional (de momento), se considera interesante para el lector hacer una exposición de las características principales de este tipo de cable para lograr un mejor conocimiento del mismo.

Existen en la industria todos los tipos de cable necesarios para soportar los distintos ambientes en los que está prevista su ubicación.

Las características a tener en cuenta en un cable coaxial, son:

Impedancia característica.-

La impedancia característica de un cable coaxial es su principal señal de identidad, puesto que se debe acoplar a las impedancias del generador de la potencia a transmitir y la de la carga que la debe recibir, sin ocasionar pérdidas adicionales indeseables.

Los valores más frecuentes en la industria son de 50 y 75 ohmios.

¿Por qué se han elegido estos valores y no otros ?.

Tres son los requisitos que se piden a un cable coaxial para transportar señales.

Ser capaz de transportar potencia, soportar suficiente voltaje entre conductores y ofrecer la mínima atenuación a las señales transmitidas.

Ante la necesidad de transportar señales a gran distancia a través de este medio, investigadores de la Bell Labs en 1929 experimentaron con diferentes impedancias características y llegaron a las siguientes conclusiones.

La transmisión de la máxima potencia se conseguía con una impedancia de 30 ohm.

El soporte del máximo voltaje se conseguía con una impedancia de 60 ohm.

La mínima atenuación de la señales, se conseguía con una impedancia de 77 ohm.

Ninguna de esas impedancias cumplía exactamente con los requisitos de envío de señales con potencia y voltaje con la mínima atenuación.

Ante esta situación y dada la necesidad de transmitir potencia a gran distancia, se optó con la elección de un cable con una impedancia de 50 ohmios. Para recepción de señales débiles (de TV, telefonía, etc) se optó por el cable de 75 ohm.

En lo que al mundo de la radio respecta, la necesidad de transmitir potencia y voltaje, prima sobre la recepción de señales. Es por esto, que el entorno del mundo de la Radio, utiliza el estándar de impedancia de 50 ohmios.

Impedancia de transferencia.-

Es la relación entre la diferencia de potencial por unidad de longitud medida en la cara externa del conductor exterior (blindaje o malla) expuesta a un campo de interferencia y la corriente inducida en él en la superficie interior, ante el campo eléctrico interno.

Este valor que se mide en mili ohmios/metro y define la capacidad de blindaje del conductor externo. A menor valor, mejor capacidad de blindaje. El fabricante rara vez proporciona esta información, limitándose a dar el porcentaje de cubrimiento de malla que intuitivamente nos da una idea de la capacidad de blindaje del conductor exterior.

Sin embargo, el estudio de este fenómeno, es harto complicado y entra de lleno en el mundo del estudio de las EMC (compatibilidad electro magnética).

Capacidad.-

Es la capacidad eléctrica medida entre los conductores del cable por unidad de longitud.

Se mide en picofaradios/metro y depende de las dimensiones de los conductores y del dieléctrico empleado.

Velocidad de propagación.-

Dato que nos es dado como la relación entre la velocidad de propagación en valores absolutos dentro del cable y la del vacío. Viene expresada en %. Solamente depende del tipo de dieléctrico empleado.

Atenuación.-

Es la pérdida de potencia que sufre la señal al recorrer determinada longitud del cable.

Viene expresada en dB/100 mts. o en dB/100 pies.

Este valor no es lineal ya que aumenta con la frecuencia de la señal. El fabricante suele acompañar un gráfico de atenuación vs. frecuencia en la información del cable.

Tensión de pico.-

Es la máxima tensión admisible entre conductores, sin que se produzcan perforaciones en el dieléctrico. Depende del espesor y de la rigidez dieléctrica del mismo.

Pérdidas de retorno estructural.-

Son las pérdidas por retorno debidas a defectos de construcción del cable y que provocan discontinuidad en la impedancia característica en determinados puntos del mismo. Cada discontinuidad, produce una reflexión de la señal que llegará al origen con un nivel determinado. A menor nivel, mayor pérdida y por lo tanto, mejor calidad.

MATERIALES EMPLEADOS.-

Los elementos a considerar, son:

Conductor central.-

Cobre plateado.- Adecuado para el transporte de señales de muy alta frecuencia. Menor atenuación que el cobre electrolítico ya que la conducción se realiza por la capa del baño de plata (debido al “efecto piel”) que tiene mejor conductividad que el cobre.

Cobre electrolítico.- Cobre puro de buena resistencia a la fatiga mecánica.

Cobre estañado.- Se emplea para situaciones en las que las distintas conexiones del conductor debe ir soldadas con estaño. El estaño tiene peor

conductibilidad que el cobre por lo que no es adecuado para muy altas frecuencias.

Acero cobreado.- Se trata de alambre de acero multifilar con baño de cobre, normalmente trenzado. A altas frecuencias y debido al “efecto piel” se comporta igual que el cobre electrolítico con la ventaja de una mayor resistencia mecánica y menor capacidad de estiramiento.

Dieléctrico.-

Los dieléctricos comúnmente empleados, son:

Polietileno compacto o sólido.- Es el más empleado debido a sus excelentes constante y rigidez dieléctricas ($\epsilon_r = 2'26$ y 18 KV/ mm).

Polietileno expandido.- También llamado “foam” tiene una constante dieléctrica menor que el compacto ($\epsilon_r = 1'4/1'8$) debido a las “burbujas” de aire que contiene. Con este dieléctrico, se consiguen menores pérdidas en el cable que con el polietileno compacto.

Polietileno/aire.- Compuesto por discos de polietileno uniformemente espaciados a lo largo del cable para mantener la separación entre conductores (en cables rígidos) o por una espiral de polietileno alrededor del conductor central (en cables semirígidos). Las pérdidas con este tipo de dieléctrico también son menores que con el polietileno compacto.

Tefzel.- Copolímero etileno-tetrafluoroetileno. Soporta temperaturas entre -50° y $+155^\circ$ con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2'6$ y una rigidez de 80 KVC/mm.

Teflón.- Copolímero etileno- tetrafluoro etileno exafluoropropileno. Soporta temperaturas entre -70° y $+200^\circ$ con una constante dieléctrica $\epsilon_r = 2'1$ y una rigidez de 50 KV/mm.

Estos dos últimos dieléctricos son los que mejor soportan la agresión de agentes externos.

Conductor externo.

En cables flexibles está formado por una malla (simple o doble) de hilo de cobre, que puede ser puro, estañado o plateado por los mismos criterios que hemos visto para el conductor central.

Debajo de la malla puede instalarse una cinta de aluminio o cobre para mejorar el efecto de blindaje.

En cables semirígidos o rígidos este conductor es de tubo de cobre corrugado.

Cubierta.-

Las cubiertas de los cables coaxiales se eligen en función del medio en el que van a ser instalados. Así tenemos el:

Cloruro de polivinilo (PVC). - Es el más usado porque sus características le hacen cumplir la mayoría de las especificaciones de las condiciones de trabajo.

Polietileno.- Con negro de humo convenientemente dispersado está indicado para protección ante fuerte radiación ultravioleta.

Tefzel y Teflón.- Indicados para ambientes agresivos (altas temperaturas y agentes químicos).

Poliuretano.- Cuando el cable deba estar sometido a grandes esfuerzos mecánicos.

FORMULACION

Este apartado lo incluyo para aquellos lectores que se interesen en hurgar en el mundo matemático de diseño de cables coaxiales.

Aquí veremos las fórmulas que definen las características físicas y eléctricas de un cable coaxial.

Capacidad.- Es la capacidad presente entre los conductores, por unidad de longitud

$$C = \frac{2\pi\epsilon \cdot 10^{-12}}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \cdot \rho F/m$$

Siendo

b.- diámetro interior de la malla o conductor externo

a.- diámetro del conductor interno

Debemos recordar que ϵ es la permitividad absoluta, esto es: $\epsilon_r \cdot \epsilon_{vacio}$

Como ejemplo de aplicación podemos determinar la permitividad absoluta del polietileno:

El fabricante nos dice que la permitividad relativa del polietileno (ϵ_r) es de 2'3

Por otro lado, sabemos que la permitividad del vacío (aire) (ϵ_0) es $8'8542 \times 10^{-12}$ Farad/m.

La permitividad absoluta será el producto de los dos valores:

$$\epsilon = \epsilon_r \times \epsilon_0 = 2'3 \times 8'8542 \times 10^{-12} = 20'36 \times 10^{-12} \text{ pF/m}$$

Inductancia.- Es la inductancia que presenta el cable por unidad de longitud

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \text{ Henrios/m}$$

Siendo

b.- diámetro interior de la malla o conductor externo

a.- diámetro del conductor interno

Recordemos que μ es absoluta. Esto es: $\mu = \mu_r * \mu_{\text{vacío}}$ y que $\mu_{\text{vacío}} = 4\pi \times 10^{-7}$ Henrios/m y para el cobre y plata, $\mu_r = 1$.

Conductancia.- Es la inversa de la resistencia de aislamiento de los conductores

$$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \text{ Siemens/m}$$

Siendo

b.- diámetro interior de la malla o conductor externo

a.- diámetro del conductor interno

σ es la conductividad del material de los conductores. En el caso del cobre electrolítico,

$$\sigma = 5'8 \times 10^7 \text{ Siemen/m}$$

Resistencia.- Es la resistencia óhmica que presentan los conductores a las altas frecuencias (efecto piel)

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad \text{y} \quad R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b}\right) \text{ ohmios/m}$$

Siendo:

b.- diámetro interior de la malla o conductor externo

a.- diámetro del conductor interno

ω .- $2\pi f$ (herzios)

μ .- 1

$\sigma=5'8 \times 10^7$ Siemen /m

Impedancia característica.- Podemos determinarla, por

$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log_{10} \left(\frac{b}{a} \right)$$

Siendo

b.- diámetro interior de la malla o conductor externo

a.- diámetro del conductor interno

Conocidas la inductancia y la capacidad por unidad de longitud mediante la formulación anterior, también podemos determinar la impedancia característica por la expresión,

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Velocidad de propagación.- Es la velocidad de propagación de la frecuencia por el cable

$$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{ó} \quad \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{ m/seg.}$$

Recordemos que $c = 3 \times 10^8$ m/s (*velocidad de la luz*)

El coeficiente de propagación es la relación entre la velocidad de propagación en el cable y en el vacío; o sea:

$$C_p = \frac{V_p}{c}$$

Permitividad relativa o constante dieléctrica.- La podemos determinar si conocemos el coeficiente de propagación. Viene dada por

$$\varepsilon_r = \frac{1}{Cp^2}$$

Atenuación.- Viene dada en Nepers por

$$\alpha = \frac{R}{2Z_0} \text{ nepers/m}$$

Recordemos que la relación entre Neper y decibelio es: 1 neper = 8'868 decibelios'.

Constante de propagación.- Es un complejo que considera la atenuación y la constante de fase por unidad de longitud.

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

Ya hemos determinado α (atenuación por unidad de longitud) y $\beta = \omega\sqrt{LC}$

A continuación podemos ver un resumen de la distinta formulación.

Denominación	Símbolo	Fórmula o valor	Unidades
Permitividad Vacío	ϵ_0	$\epsilon_0 = 8'8542 \times 10^{-12} = \frac{1}{36\pi * 10^9}$	Faradios/m
Permitividad relativa	ϵ_r	$\epsilon_r = \frac{1}{Cp^2}$	Faradios/m
Permitividad absoluta	ϵ	$\epsilon = \epsilon_0 * \epsilon_r$	Faradios/m
Permeabilidad Vacío	μ_0	$4\pi * 10^{-7}$	Henrios/m
Permeabilidad relativa	μ_r	Datos del material (para cobre = 1)	Henrios/m
Permeabilidad absoluta	μ	$\mu = \mu_0 * \mu_r$	Henrios/m
Conductividad	σ	Datos del material (para cobre 5'8 X 10 ⁷)	Siemens
Inductancia	L	$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$	Henrios/m
Capacidad	C	$C = \frac{2\pi\epsilon * 10^{12}}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$	pF/m
Resistencia	R	$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$ y $R = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b}\right)$	ohmios/m
Conductancia	G	$G = \frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$	Siemens/m
Impedancia característica	Zo	$Zo = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log\left(\frac{b}{a}\right)$	ohmios
Velocidad de propagación	Vp	$V_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{3 * 10^8}{\sqrt{\epsilon_r}}$	mts/seg
Coeficiente propagación	Cp	$Cp. = \frac{V_p}{c}$	
Atenuación	α	$\alpha = \frac{R}{2Zo}$	Neper/m

Constante de fase	β	$\beta = \omega\sqrt{LC}$	radianes
Constante de propagación	γ	$\gamma = \alpha + j\beta$	

FUNCIONES DEL CABLE COAXIAL

Obviamente, la función principal de un cable coaxial es la de transportar señales entre dos puntos distantes de tal manera que la degradación de la misma durante ese transporte, sea mínima.

Pero un cable coaxial, como línea de transmisión, tiene otras funcionalidades adicionales. La más importante de ellas en la que incidiré, es su capacidad de transformar impedancias de tal manera que la impedancia de una carga, comúnmente, una antena, conectada en su extremo lejano, aparece en el origen con otro valor, que depende de la longitud del cable y su impedancia característica.

Lo vemos con más detalle.

Antes que nada debemos considerar las diferentes longitudes a las que se pueden aludir de un cable coaxial. Estas son:

Longitud física.- Como su nombre indica es la que se puede medir físicamente con un metro.

Longitud eléctrica.- Esta es la longitud física, afectada por la velocidad de propagación del cable que como sabemos, depende a su vez de la constante dieléctrica del aislante que separa los conductores. Como ejemplo, sabemos que la constante dieléctrica del polietileno es de 2'3 que le corresponde una velocidad de propagación del 0'66 (66% de la velocidad de la luz). 1 metro físico de un cable con este aislante, suponen 1/0'66 = 1'515 metros eléctricos. Por el contrario, si queremos disponer de una longitud eléctrica de 1 metro, debemos cortar una longitud física de $1 \times 0'66 = 66$ cm. La longitud eléctrica es la que se considera en todas las fórmulas de cálculo en líneas de transmisión.

Longitud angular.- Es la longitud eléctrica, expresada en ángulos. Aquí aparece una constante, β , llamada constante de fase o número de onda que nos dice el número de grados por metro de longitud de onda de la frecuencia de interés.

Lo explico:

Sabemos que una circunferencia tiene 360 grados y que la longitud total lineal de la misma se corresponde con una longitud de onda de la frecuencia considerada.

Su relación, nos dará la cantidad de grados que corresponden a cada metro de la longitud de onda. Bien. Eso es β y tendrá un valor para cada frecuencia con la que trabajemos. Un ejemplo:

Para una frecuencia de 14 MHz, obtenemos una longitud de onda de.

$$\lambda = \frac{300}{14} = 21'43m$$

Que será la longitud de la circunferencia

Y β valdrá la parte de la longitud (m) de la circunferencia por cada grado

$$\beta = \frac{360^\circ}{21'43} = 16'8 \text{ grados/m}$$

Pues la longitud angular de una porción de cable valdrá su coeficiente de onda (β) multiplicado por su longitud eléctrica en metros y obtendremos la longitud del cable expresada en grados. Veamos un ejemplo resumen:

Tenemos un trozo de 2 metros de coaxial RG213 que sabemos que tiene una Z_0 de 50 ohmios y como su aislante es de polietileno, su velocidad de propagación es de 0'66.

Queremos saber sus distintas longitudes para 14 MHz.

Su longitud física es de 2 metros

Su longitud eléctrica es de $2 / 0'66 = 3'03$ m

(Ya hemos calculado $\beta = 16'8$ grados/m)

Su longitud angular, será $\beta \times l = 16'8 \times 3'03 = 50'9 \text{ grados}$.

Esta longitud también se expresa en radianes sustituyendo los 360 grado de la circunferencia por su equivalente " 2π " de tal manera que β sería:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \text{ radianes/m en vez de } \frac{360}{\lambda} \text{ grados/m}$$

La expresión en radianes es la comúnmente usada en la literatura. También en varias literaturas la expresión β la cambian a la letra " k ".

La fórmula general que determina la impedancia de entrada de una línea de transmisión con una carga Z_l conectada en su extremo, es:

$$Z_e = Z_0 \frac{Z_0 \tan(\beta l) + Z_l}{Z_l \tan(\beta l) + Z_0}$$

En la práctica, lo más frecuente es que la impedancia de carga en el extremo sea una reactancia capacitiva pura, por lo que la fórmula se convertiría en:

Si $Z_l = -X_{ct}$;

$$X_e = Z_0 \frac{Z_0 \tan(\beta l) - X_{ct}}{Z_0 - X_{ct} \tan(\beta l)}$$

De la fórmula general se derivan casos particulares:

Si la longitud eléctrica de la línea corresponde a la media onda o cualquiera de sus múltiplos, la impedancia de la carga se refleja en la entrada sin variación. La línea es transparente.

Una impedancia resistiva distinta de 50 ohmios se transforma a estos 50 ohmios a través de una línea de transmisión de $\frac{1}{4}$ de onda con una impedancia característica que sea la media geométrica de la impedancia resistiva y los 50 ohmios normalizados. O sea:

$$Z_{1/4} = \sqrt{50 \times R_t}$$

Como ejemplo de aplicación, supongamos que deseamos transformar una carga de 25 ohmios a los 50 normalizados. Debemos usar una línea de transmisión de $\frac{1}{4}$ de onda y una Z_0 de:

$$Z_{1/4} = \sqrt{50 \times 25} = 35'35 \text{ ohmios}$$

Dado a que el valor necesario no se encuentra en el mercado, deberemos confeccionar una línea a propósito de 35 ohmios de impedancia característica o utilizar 2 tramos de coaxial de 75 ohmios conectados en paralelo como se ve en la figura 1

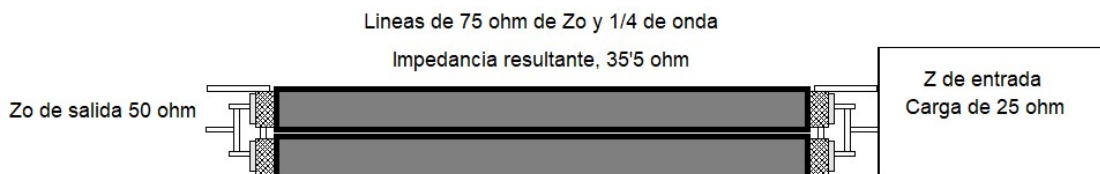


Fig 1

Con los 37'5 ohmios resultado del paralelo de los cables, nos acercamos a los 35'5 necesarios para la impedancia de transformación con las posibilidades del mercado. Esta aplicación de transformador de $\frac{1}{4}$ de onda se extiende a longitudes múltiples impares de cuartos de longitud de onda y uno de sus principales usos es el adaptador para enfasar antenas.

Tenemos un ejemplo de enfasar dos antenas cuya impedancia de entrada es de 50 ohm cada una. Si nos limitamos a derivarlas con tramos de cable de 50 ohm, en el punto de unión, tendremos 25 que como hemos visto, tendremos que adaptar a los 50 normalizados con los dos tramos en paralelo de cable de 75 ohm ya visto.

Una línea menor de $\frac{1}{4}$ de onda abierta en su extremo equivale a un condensador.

Si la cortocircuitamos, obtenemos el equivalente una bobina.

$\frac{1}{4}$ de onda abierto en su extremo equivale a un circuito resonante serie (cortocircuito teórico).

Si la cortocircuitamos, es un circuito resonante paralelo (abierto teórico).

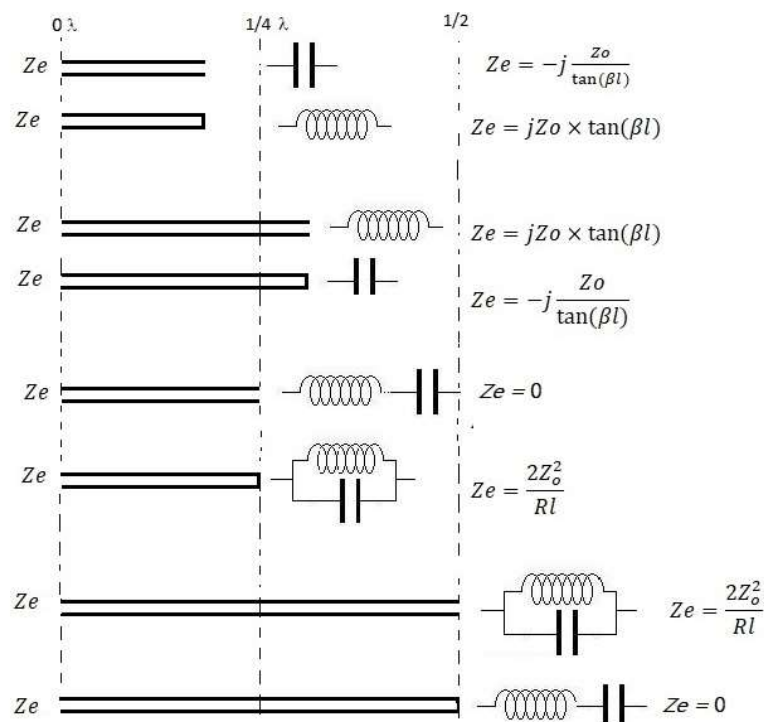


Fig 2

Como se ve, se puede utilizar una línea de transmisión, como un circuito de constantes concentradas.

Aprovechando las propiedades vistas, se pueden utilizar determinados tramos de línea para adaptar impedancias bien intercalando tramos de línea en serie o conectándolos en determinados puntos de la línea principal, en paralelo (stubs).

CAPITULO V

INSERCIÓN DE UNA BOBINA DE CARGA EN UN RADIADOR CORTO

Para realizar los cálculos de esta disposición, primero debemos contemplar la antena con su analogía con una línea de transmisión equivalente.

Recordemos que, si tenemos una línea de transmisión con sus extremos abiertos y los separamos hasta conseguir alinear los dos conductores a lo largo de un mismo eje, obtenemos un dipolo equivalente como indica la figura 1. En eso se basa la analogía de los dos montajes

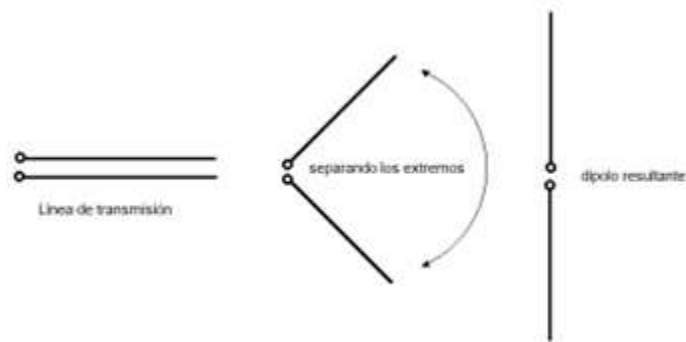


Fig 1

Para mayor comodidad de cálculo teniendo en cuenta que los parámetros de un monopolo valen la mitad del dipolo correspondiente, nos fijaremos precisamente en dicho monopolo, para determinar el valor de la bobina a insertar en el mismo (según su punto de inserción), conociendo su equivalencia con cada una de las ramas o brazos del dipolo.

Cuando la longitud de un radiador monopolo resulta corta (menor que $\lambda/4$ o sus múltiplos impares para la frecuencia de trabajo), presenta en sus terminales de entrada una reactancia capacitiva, cuyo valor se puede determinar

$$X_e = -j \frac{Z_0}{\tan(\beta H)}$$

Siendo:

X_e la reactancia vista en los terminales de entrada del monopolo

Z_0 la impedancia característica, y

βH es la longitud angular del radiador (radianes o grados)

Así mismo, recordemos que la impedancia característica es una función inherente a las dimensiones del conductor radiador y para el monopolo viene determinada por:

$$Z_o = 60 \times \ln\left(\frac{2H}{a} - 1\right)$$

Siendo H la longitud del conductor y

a, su radio.

Así mismo la longitud angular se determina por

$$\beta H = \frac{2\pi H}{\lambda} \text{radianes} \text{ ó } \frac{360H}{\lambda} \text{grados}$$

La antena presenta una impedancia en la entrada de valor complejo compuesta de resistencia y reactancia. La reactancia ya la hemos determinado mediante la fórmula anterior y para hallar la resistencia de radiación en la base, utilizaremos la formulación adecuada que no viene al caso para nuestro propósito, Sólo señalaremos que al ser el monopolo menor de $\lambda/4$ tendrá un valor pequeño, menor de 36Ω . Para conseguir la resonancia, habrá que compensar la reactancia presente en los terminales de entrada con otra reactancia de sentido opuesto, en este caso, de una inductancia que anule la reactancia capacitiva. Para ello, insertaremos en serie con el radiador una bobina de un valor adecuado, que presenta la inductancia requerida en los terminales de entrada.

Al carecer la entrada del monopolo de reactancia, presentando sólo una resistencia pura, este, estará en resonancia con la frecuencia de trabajo. Sólo nos faltará adaptar la parte resistiva, que (como hemos señalado anteriormente), será de poco valor, a la impedancia normalizada de 50 ohmios de la alimentación para conseguir que la antena absorba la totalidad de la potencia suministrada. La adaptación de estas impedancias, es otra cuestión fuera del propósito de este trabajo.

La figura 2 representa dos casos sobre la distribución de la corriente en un monopolo corto.

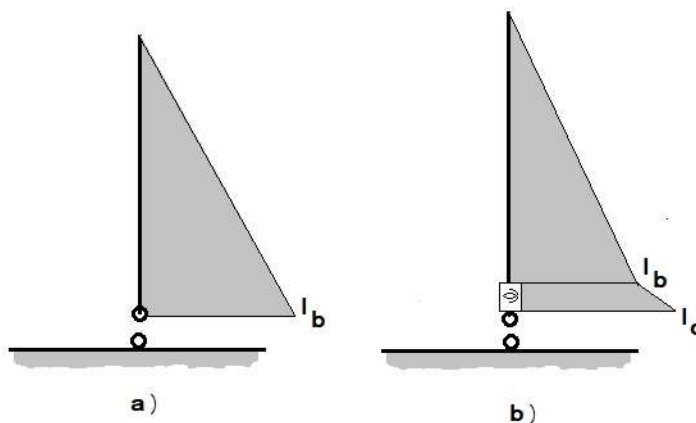


Fig. 2

En a) se presenta a un monopolo con su distribución de corriente que por ser corto, se considera lineal mostrando un perfil que varía desde cero en el extremo hasta un valor I_b en la base. Los perfiles de la corriente, el radiador y la intensidad en la base, encierran un área triangular que se mide en amperios-grado y es directamente proporcional a la potencia radiada y por lo tanto, a la resistencia de radiación.

En b) vemos el mismo monopolo que tiene insertada una bobina L en la base, que lleva a resonancia dicho monopolo. Esto significa que al no existir reactancia tampoco hay potencia reactiva que se pierda, si no que toda la potencia suministrada es activa, por lo que se radia en su totalidad (excepto pérdidas adicionales) y consecuentemente, aumenta ligeramente la intensidad en la base aunque mantiene su carácter lineal.

Dado que la inclusión de la bobina no modifica la distribución de corriente (sólo aumenta la intensidad distribuida), tampoco se modifica el resto de características como la directividad, diagrama de radiación, etc..

Ahora bien la presencia de la bobina significa la aparición de otra resistencia de pérdidas introducida por el efecto piel del conductor de la bobina y que habrá que sumar al resto de resistencias de pérdidas y a la resistencia de radiación, para determinar el valor de la intensidad de la corriente en la entrada y por lo tanto el rendimiento del sistema.

La potencia radiada será la suministrada, menos la disipada en las resistencias de pérdidas; o sea, la disipada en la resistencia de radiación. Esto nos da el dato de la eficiencia de la antena.

Si la bobina se inserta en un punto del monopolo diferente de la entrada, el radiador se comporta de forma diferente, ya que modificará la distribución de la corriente a lo largo del mismo y aumenta la longitud eléctrica del radiador (amperios-

rado) y si la inductancia es de suficiente valor, anulará la reactancia presentada en la entrada, produciéndose la resonancia del sistema.

En estas condiciones, desde el punto de vista eléctrico, consideraremos tres sectores en el radiador.

El tramo A, entre la entrada y la base de la bobina

El tramo B, longitud equivalente de radiador, introducida por la bobina, y

El tramo C, resto de radiador, por encima de la bobina.

La figura 3 ilustra gráficamente lo expuesto.

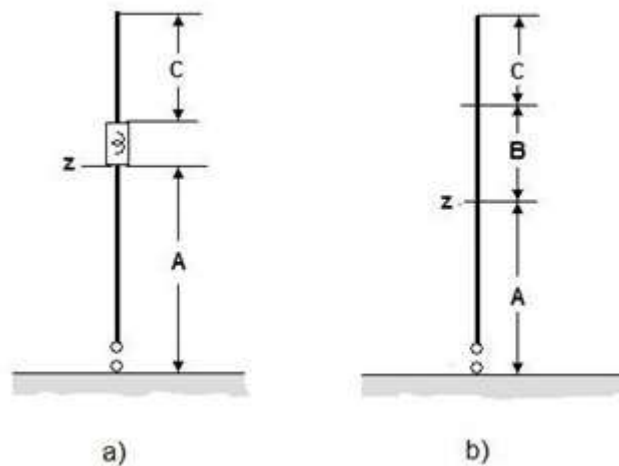


Fig. 3

En a) vemos el radiador seccionado en dos tramos para insertar la bobina en el punto "z"

En b) vemos el equivalente eléctrico del sistema con los tres tramos mencionados anteriormente.

Analizemos esta situación:

El tramo A por analogía con la línea de transmisión se puede considerar un línea menor de $\lambda/4$ acabada en su extremo con una impedancia (reactancia capacitiva X_c), formada por la suma de la bobina (tramo B) y otra línea corta (C) abierta en su extremo. (Fig 4)

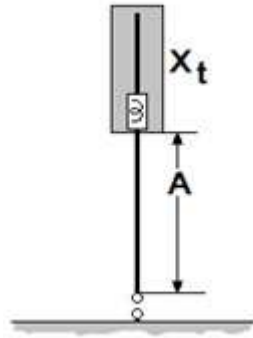


Fig. 4

La reactancia de entrada de una línea de transmisión con su extremo cargado con una reactancia capacitiva, como en este caso con el valor de X_t será, según la fórmula general,

$$X_e = Z_o \frac{Z_o \tan(\beta A) - X_t}{Z_o - X_t \tan(\beta A)}$$

βA es la longitud angular del tramo A ($\frac{2\pi A}{\lambda}$ en radianes o $\frac{360A}{\lambda}$ en grados)

En la ecuación, usaremos el valor absoluto de X_t ya que en la misma ya viene reflejado el carácter negativo (por el signo -) de la reactancia.

En resonancia, X_e valdrá cero y para que esto se cumpla, el numerador de la ecuación debe valer cero y entonces, despejando X_t , podemos determinar su valor en el punto "z" en el extremo del tramo A,

$$X_t = -jZ_o \tan(\beta A)$$

Por otro lado, la reactancia presentada por el tramo C, será

$$X_c = -j \frac{Z_o}{\tan(\beta C)}$$

La diferencia (ya que son opuestas), de las reactancias del tramo C (X_c) y de la bobina (X_b), debe ser igual al valor de X_t ; luego,

$$X_t = X_c - X_b$$

Por lo que la reactancia de la bobina, valdrá

$$X_b = X_c - X_t$$

A partir de su reactancia determinaremos su inductancia

$$L = \frac{X_b}{2\pi F}$$

Cuanto más cerca del tope se inserte la bobina, menor será la longitud de C y mayor la reactancia que presente X_c . Por otra parte, aumentará la longitud de A y disminuirá X_t . Esto se traduce en que cuanto más cerca esté la bobina del tope del monopolo, mayor será su valor.

Aumentará la diferencia entre X_z y X_c lo que significa un aumento de la reactancia de la bobina y por lo tanto su inducción, tamaño, resistencia de pérdidas y la tensión que debe soportar ($X_b \times I$) lo que necesitará especiales cuidados en su construcción y diseño.

La inserción de la bobina en un punto del radiador, como hemos visto y al contrario que cuando la insertamos en la entrada, sí que afecta a los parámetros de la antena ya que modifica la distribución de la corriente por haber alargado eléctricamente el radiador. Ver la figura 5

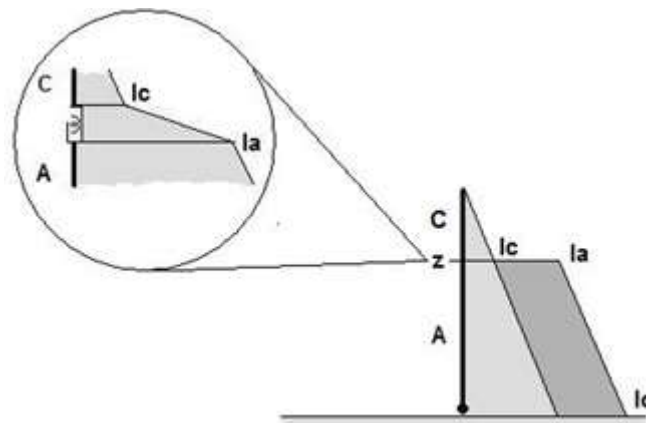


Fig. 5

Dado que desde la entrada, se ve un radiador más largo, la intensidad de la base I_0 aumentará y en A se distribuirá como corresponde a un radiador más largo, hasta el punto "z" encerrando un área prácticamente trapezoidal.

En el tramo C, la distribución será la correspondiente al mismo tramo de un radiador de la longitud eléctrica conseguida.

Al aumentar el área encerrada por el perfil de la distribución de la corriente, aumenta la potencia radiada y la resistencia de radiación. El resto de características no se modifican.

La distribución de la corriente a lo largo de la bobina, disminuirá linealmente desde I_a hasta I_c como se ve en el detalle de la figura 5.

Nos falta determinar el aumento de la longitud de radiador que supone la presencia de la bobina. La consideración de la misma, aunque en diversas literaturas, la consideran como un elemento de constantes concentradas como en los estudios de corriente alterna o corriente continua y por lo tanto, no consideran su longitud, lo correcto es considerar a la bobina como una línea de transmisión helicoidal y estudiarla como tal.

Según la literatura aludida la corrientes en la entrada y salida de la bobina son iguales al considerarla adimensional. Sin embargo en una apreciación correcta, I_a es mayor que I_c .

En su faceta de una línea de transmisión helicoidal, se debe considerar su longitud física, su constante de onda o “constante de propagación axial” β , su impedancia característica Z_o , y su velocidad de propagación.

La constante de onda β nos dice su dimensión angular (radianes o grados por metro). Conociendo su longitud en metros, sabremos su longitud angular equivalente y por lo tanto su longitud eléctrica equivalente en función de la frecuencia de trabajo y que habrá que añadir a la longitud eléctrica del radiador, para determinar la total del mismo.

Podremos observar que aunque hemos conseguido la resonancia del monopolo, no hemos alcanzado los 90 grados requeridos para que la antena sea de $\frac{1}{4}$ de onda por lo que la resistencia de radiación en la entrada no será de 36Ω , si no menor. Podremos aumentar la longitud equivalente de la bobina, aumentando su longitud física y número de espiras y por lo tanto, disminuyendo su diámetro.

Los grados que faltan para alcanzar los 90 grados se pierden debido a las disrupción de impedancias características de la bobina (de valor muy alto) y de los tramos A y C y que su conexión produce un cambio de fases que enmascara la longitud angular del radiador

El cálculo de la constante de onda β y de Z_o de la bobina, se consigue mediante cálculos complicados para el lector que no posea conocimientos superiores de matemáticas, pero nos podemos apoyar en un calculador de libre disposición existente en Internet gracias al colega ON4AA Serge Y. Stroobandt que se localiza en la Red, como <https://hamwaves.com/inductance/en/index.html#input..>

La constante de onda nos dice la cantidad de radianes o grados a los que equivaldría 1 metro de longitud de la bobina por lo que el producto de β por la longitud

real de la bobina (en metros) nos dirá a cuantos grados o radianes de radiador equivale dicha bobina. Esta longitud angular se deberá sumar a la del radiador, lo que resultará un aumento de la resistencia de radiación y por lo tanto de la potencia radiada.

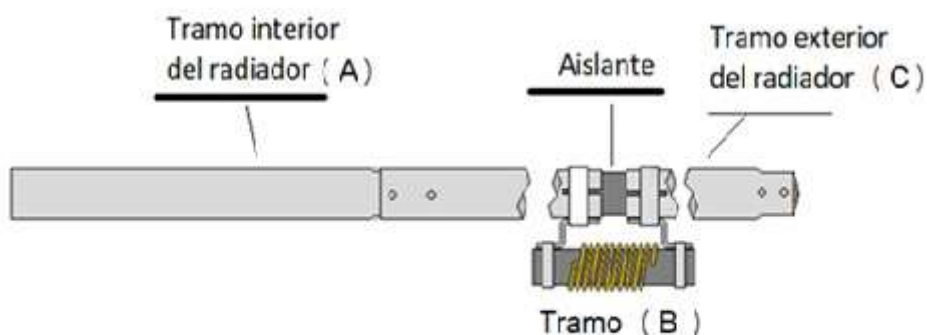
Veamos todo lo dicho anteriormente con un ejemplo práctico.

Supongamos que tenemos un mástil de 6 metros de longitud y 35 mm de diámetro.

Deseamos hacer un monopolo vertical aislado del suelo, con un plano de tierra adecuado y que radie en 7'1 MHz.

Las propiedades obtenidas para este radiador, sin carga, utilizando el calculador de impedancias de monopolo nos da en la base, o punto de alimentación, una resistencia de 10Ω y una reactancia capacitiva de -240Ω . La impedancia característica es de 328Ω . (Ver en mi WEB www.ea5nd.com, >Calculadores, el archivo "[Calculador de impedancias de un monopolo](#)"). Para el propósito de este trabajo, necesitamos eliminar esta reactancia de -240Ω , para que la antena entre en resonancia a los 7'1 MHz. En estas condiciones, sólo tendremos que adaptar los 10Ω a los 50 normalizados.

Para anular la reactancia, tendremos que insertar una inductancia en serie con el radiador de un valor adecuado, que tendremos que calcular. Para ello cortaremos el mástil en una sección de 4 metros y quedará otra de 2 metros (este punto es arbitrario). Las volveremos a unir mediante una pieza adecuada de material aislante (Teflón, PVC, etc.) para que no exista continuidad eléctrica entre las dos secciones. Denominaremos a la sección de 4 metros, como "tramo interior" y a la de 2 metros, "tramo exterior".



Detalle de un posible ensamblaje de los 2 mástiles y la bobina de carga

Fig 6

Hallaremos la reactancia en el tope del tramo interior mediante la fórmula (5). El valor es de -208Ω .

A continuación, hallaremos la reactancia de entrada del tramo externo. En este tramo, debemos considerar el efecto terminal del tramo, que lo alarga un 5%, o sea, que su longitud eléctrica será de 2'104 m.

Aplicando la fórmula (6) nos da un valor de -822Ω .

La bobina deberá presentar una reactancia inductiva que será la diferencia entre las dos reactancias del tope del tramo interno y entrada del externo según la fórmula (8).

Para que el conjunto de bobina y tramo externo, presenten al tramo interno una reactancia en su tope (X_t), igual que la calculada mediante la fórmula (5), o sea, $-213'68 \Omega$, la bobina deberá tener una reactancia inductiva de 614Ω ($822-208$) que equivale a una inductancia de $13'76 \mu\text{H}$.

Con un diámetro de soporte de 32 mm e hilo de cobre de 1'02 mm de diámetro, obtendremos la inductancia requerida, al enrollar 32 espiras separadas una distancia igual a su diámetro. Resultará una bobina de 6'53 cm de longitud. (Ver mi WEB www.ea5nd.com, >Calculadores, el archivo "Calculador de bobina de carga para corto radiador").

Con los datos de la bobina introducidos después, en el calculador de ON4AA anteriormente mencionado, obtendremos los valores de β y Z_o .

$$\beta = 2'7368 \text{ rad/metro y } Z_o = 3629 \Omega$$

Si la longitud de la bobina es de 6'85 cm (0'0685 metros), equivaldrá a 0'178 radianes ó 10'24 grados.

Dado que el conjunto de los dos tramos miden 52'2 grados y obteníamos la impedancia de entrada de $10 - j 240$, ahora, con la inclusión de la bobina habremos eliminado los 240Ω de reactancia capacitiva pero los 10Ω de resistencia, al haber aumentado en 10.24 grados la longitud del radiador que alcanzará los 62.26 grados y la resistencia de entrada valdrá 16Ω lo que significa un aumento del 60 % de la resistencia de radiación.

Para conocer la mejora que supone en la eficiencia de la antena la inclusión de una bobina de carga, Vamos a calcular la potencia radiada en las dos situaciones. La antena sin carga y con carga.

En primer lugar analizaremos la antena sin carga, para luego ver la mejora aludida.

Recordemos que, sin carga, la antena presenta una entrada de $10 - j240 \Omega$. A partir de aquí, vamos a tener en cuenta además la existencia de la resistencia de

pérdidas debida al plano de tierra y a la propia del radiador que estimaremos en 4Ω lo que nos da un total de $14 \Omega - j240 \Omega$.

Supongamos que suministramos a esta antena una potencia de 100 vatios.

La intensidad eficaz en la base, a partir de la expresión general

$$P = I^2 R$$

Valdrá:

$$100 = I_a^2 \times R_t = I_a^2 \times 14$$

por lo que

$$I_a = \sqrt{\frac{100}{14}} = 2.67 \text{ Amperios eficaces}$$

Los amperio-grados serán:

$$AG = \frac{2'67 \text{ A} \times 52'02^\circ}{2} = 69'5 \text{ AG}$$

Que corresponden al área del triángulo delimitado por el perfil de la distribución de la corriente en la antena como se ve en la figura 7

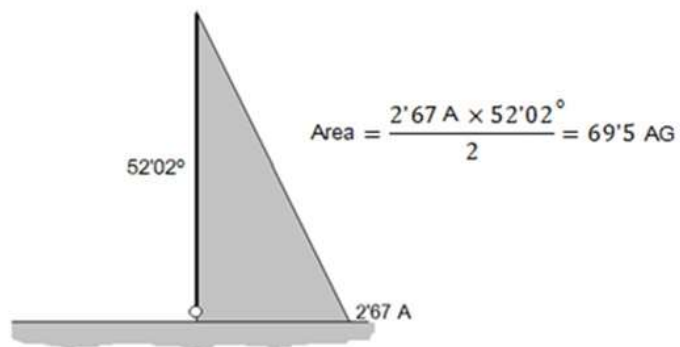


Fig 7

La potencia radiada será la "consumida" en la resistencia de radiación. Esto es:

$$P_r = I_a^2 \times R_r = 2'67^2 \times 10 = 71'3 \text{ vatios}$$

Ahora podemos calcular la intensidad de campo presente a una distancia determinada (supongamos 150 Km) producida por la antena.

La intensidad de campo (mV/m) producida por un radiador corto, como es nuestro caso, viene dada por:

$$E = \frac{300\sqrt{P_r(Kw)}}{d(Km)} = \frac{300\sqrt{0'0713}}{150} = 0'534 \text{ mV/m}$$

Con estas referencias, ahora repetiremos los cálculos para la antena cargada.

La impedancia de entrada ahora es de $16 + 4 = 20$ pero ahora añadiremos 1Ω más para contemplar las pérdidas en la bobina. Total, en la base tendremos 21Ω de los cuales, 16 corresponden a la resistencia de radiación. No habrá reactancia porque la antena esta resonando. Ver Fig 8

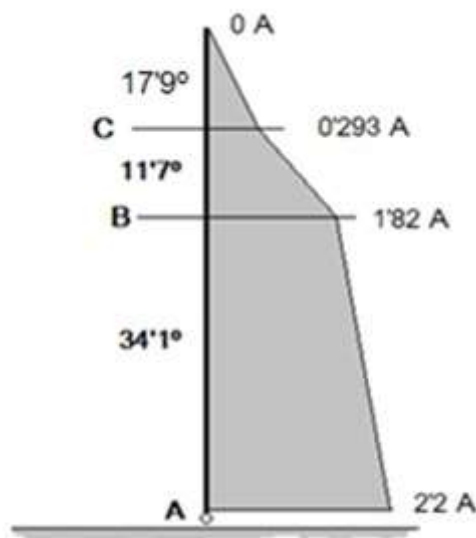


Fig 8

La Intensidad eficaz, aplicando igualmente 100 watos será de :

$$I_a = \sqrt{\frac{Pot}{R_t}} = \sqrt{\frac{100}{21}} = 2'2A$$

Ahora, estudiaremos el perfil de la corriente distribuida y sus valores en los puntos de interés como indica la figura 7

Así obtendremos:

En el punto A la Intensidad vale 2'2 amperios como hemos mencionado:

En el punto B la intensidad valdrá ,

$$I_B = I_A \times \cos(A - B) = 2'2 \times \cos(34'1) = 1'82A$$

En el punto C, La intensidad valdrá:

$$I_C = \text{seno } C = \text{seno}(17'92) = 0'307A$$

En el tramo A tendremos un área correspondiente al trapezoide formado por las intensidades de A y B y el tramo en grados de A-B.

$$\text{Area } BC = \frac{2'2 + 1'82}{2} \times 34'1 = 68'5 \text{ AG}$$

En el tramo C, el área será la de un triángulo.

$$\text{Area } C = \frac{0'307 \times 17'92}{2} = 2'75 \text{ AG}$$

El área en el tramo BC será la de otro trapezoide

$$\text{Area } BC = \frac{1'82 + 0'307}{2} \times 11'7 = 12'44 \text{ AG}$$

El total de GA es de 83'75 frente a los 72 obtenidos en la antena sin carga.

La potencia radiada será la disipada en la resistencia de radiación

$$Pr = I_a^2 \times R_r = 2'2^2 * 16 = 77'44 \text{ vatios}$$

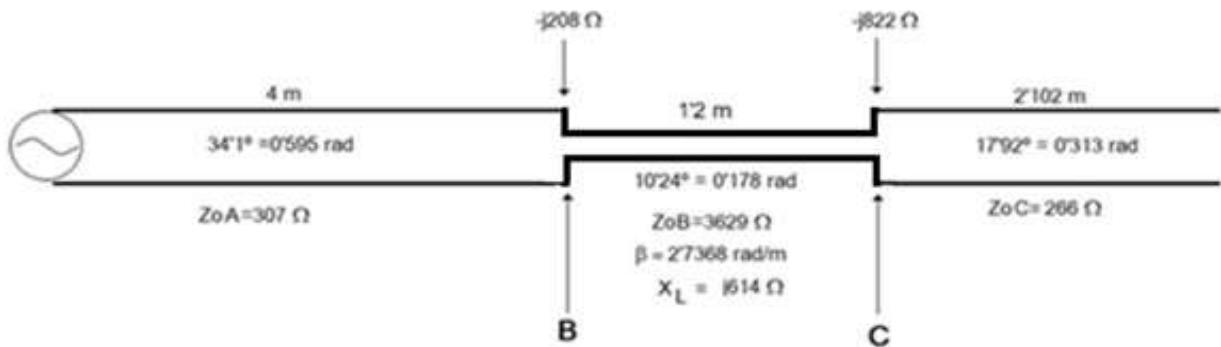
que mejoran los 71'3 calculados para la antena sin cargar.

Así mismo a 150 Km de la posición de la antena tendremos una intensidad de campo.

$$E = \frac{300\sqrt{Pr(Kw)}}{d(Km)} = \frac{300\sqrt{0'07744}}{150} = 0'556 \text{ mV/m}$$

También superior al obtenido con la antena sin cargar.

Bien. A pesar de los numerosos cálculos necesarios para llegar a esta conclusión queda demostrado que a pesar de las pérdidas que introduce una bobina de carga, siempre es beneficiosa su inclusión en cualquier radiador menor de $\frac{1}{4}$ de onda y en cualquier posición.



Equivalencia del monopolo cargado a una línea de transmisión "compuesta" por tramos de diferente impedancia característica. En los puntos de cambio de la Z_o se producen cambios de fase que enmascaran los grados eléctricos hasta los 90°

Fig 9

Una cuestión fundamental es tener en cuenta que una antena radia el 80% de la potencia en el 60% del tramo inferior del radiador por lo que debemos procurar que este tramo quede completamente libre de elementos insertados

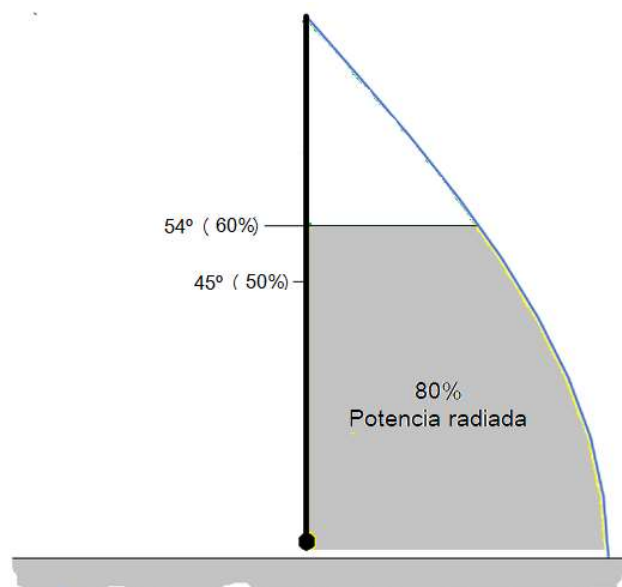


Fig 10

Bibliografía: _

Cálculo de antenas.- Armando García, Marcombo EA5ND(Ex EA5BWL) 4ª ED.

Grados de antena ocupada por una bobina de carga.-Cecil Moore, W5DXP Antenas cortas.- Revista de URE.- Marzo 2016.- EA5ND (Ex EA5BWL).

CAPITULO VI

DIPOLO MULTIBANDA G5RV ¿POR QUÉ NO?

La pregunta del título no quiere decir aquello de ¿por qué no lo hacemos?. No. Quiero decir que por qué no me parece una bicoca (respecto a otros dipolos simples) la tan publicada antena. Muchas veces alguien lanza alguna teoría del funcionamiento de algo que aparentemente funciona y además lo califica de un descubrimiento. Los demás, algo perezosos (mentalmente hablando), lo dan por bueno, construyen una copia y como también les funciona, pues ya vale. Eso es bueno. Y pasan los años y la teoría (en este caso la antena) se instala en su mundo y adquiere la categoría de dogma indiscutible.

-¿Qué antenas tienes - Una G5RV- ¡Ah, bueno! (ya no se discute más).

Pero hete aquí que los tiempos cambian, aparecen los ordenadores y están al alcance de cualquiera, y ya no supone ningún esfuerzo mental, comprobar determinadas aseveraciones y “dogmas”. Ya existen varios artículos en los que se analiza el comportamiento de esta antena.

Y eso es lo que yo he hecho con la citada antena. Todo lo que asevera el (estimado por otra parte) padre de dicha antena Louis Varney de cómo trabaja en cada banda y cuántos metros de línea intervienen en la distribución de corriente, yo lo he obviado. Me ha parecido que “acusar” a la línea de algo, aunque sea bueno, es una falacia. La línea no radia, luego no tiene nada que ver con la antena. Se limita a transportar la radiofrecuencia y transformar impedancias, por lo tanto, no la metamos en este lío; así que me he limitado a aplicar la formulación existente para calcular la impedancia de entrada de un dipolo de cualquier longitud en el espacio libre, así como la que calcula la transformación de impedancias que efectúa una línea de transmisión cuando tiene conectada una carga. O sea. He considerado separadamente al dipolo como una carga de impedancia compleja ($R \pm jX$) y a la línea como el medio de transporte y transformador de impedancias, para conectar el dipolo a un transmisor de 50Ω de impedancia característica.

Luego veremos en su faceta de elemento radiante, sus diagramas de radiación a los que también alude G5RV

Con todo ello he atacado el problema de la siguiente manera.

Primero considero el dipolo en el espacio libre y en solitario (sin conectar la línea) para conocer su comportamiento en lo que respecta a la carga que presenta en sus terminales de entrada para cada frecuencia.

Después, le conectaré una línea de hilos paralelos de 450Ω de Impedancia característica y averiguaré qué impedancia compleja tengo en los terminales de entrada de dicha línea para ver cuánta verdad hay en la afirmación de que se puede conectar directamente otra línea de 50 o 75Ω

Los antecedentes, son:

Tenemos un dipolo de $15'55$ m por rama (yo añado que el conductor tiene un diámetro de 4 m/m que aunque no se especifica, me parece un valor normalito para aguantar una tirada de $31'1$ mts en horizontal y es un dato necesario para los cálculos de la reactancia) y $10'36$ m de una línea de transmisión equilibrada de 450 ohmios de impedancia característica y un factor de velocidad de propagación de $0'977$, tal como especifica su autor.

Apoyándome en una hoja de cálculo Excel, he preparado un algoritmo de cálculo para determinar la impedancia de entrada en los terminales del dipolo en el espacio libre por el procedimiento de su analogía con una línea de transmisión abierta y la impedancia de entrada en los terminales de la línea de transmisión, una vez conectado el dipolo a la misma.

Este proceso de cálculo es bastante intrincado para los lectores con pocos o casi nulos conocimientos matemáticos así que tendrán que confiar en los resultados obtenidos.

El resultado de los cálculos de la impedancia que presenta el dipolo en sus terminales para cada frecuencia de trabajo, se muestra en el bloque "RESULTADOS ENTRADA DIPOLO":

ENTRADA DE DATOS				RESULTADOS ENTRADA DIPOLO		RESULTADOS ENTRADA LINEA	
Frecuencias analizadas	3,50	F (MHz)	H / λ	Re	Xe	Re LT	Xe LT
	7,05			17,68	-199,10	16,88	169,31
	10,12			202,76	499,34	142,48	-351,58
	14,04			653,08	-1102,59	222,98	614,51
	18,81			58,12	40,07	57,90	29,11
	21,05			1348,53	-710,13	133,07	-170,26
	24,90			99,06	-338,74	147,42	512,33
	28,04			176,23	314,82	115,10	-38,97
Longitud rama	15,55	28,04	1,526	1175,96	-568,91	1.335,78	-426,23
Diametro hilo	4,00						
Long. Lin. Transmisión	10,36						
Z Característica	450,00						
Veloc. Propagación	0,98						

Estos resultados están obtenidos de mi calculadora basada en la teoría de la equivalencia a una línea de transmisión obtenida de los estudios de Jordan y Balmain (Nota).

Vemos que el dipolo que más se acerca a la resonancia es en 20 m ($58'12 + j 40'07 \Omega$) con una longitud eléctrica de $1'5 \lambda$ (aunque le sobran los $40'07 \Omega$ de reactancia inductiva por lo que afinaríamos más, si acortamos las ramas hasta los $15'268$ m cada una. El resto de valores para otras frecuencias, en sus terminales de entrada, no se parecen en nada a la condición de resonancia. Cabe destacar que para los $28'04$ MHz, el dipolo se encuentra muy cerca de la anti-resonancia para 3λ ($1'526 \lambda$ cada rama del dipolo). Recordemos que los cálculos se efectúan considerando a H, la mitad de la longitud total del dipolo o lo que es lo mismo, la longitud de cada rama del mismo. A todos estos valores tan dispares, le vamos a conectar los $10'36$ mts de línea de 450 ohmios a ver si arregla algo.

Pues los números obtenidos se muestran en el bloque de la hoja excel como "ENTRADA LINEA TRANSMISIÓN" y nos dicen qué valores tendremos en la entrada de la línea.

Parece que se han moderado algo (excepto los $28'04$ MHz), pero no puedo huir de usar un acoplador de antenas. En realidad, ya lo advierte el propio autor en su artículo publicado en Antenna Compendium Vol. 1 de ARRL. Por cierto, que el autor, cuando describe la línea, señala que es indiferente el valor de su impedancia característica. Esto,

en realidad no es cierto ya que influye notablemente en su poder de transformación. He escogido al azar una de las frecuencias; 21'05 MHz por ejemplo y vemos en la siguiente tabla los valores de la impedancia en los terminales de entrada de una línea de 300, 450 y 600 Ω de impedancia característica a la que se ha conectado una carga de 99'06 – j338'74 (correspondiente a la impedancia que presenta el dipolo a la frecuencia de 21'05 MHz) en la que se observa importantes variaciones de dicha impedancia.

Z ₀ de la línea	Z de entrada del dipolo a 21'05 MHz (carga de línea)	Z en la entrada de la Línea	
		R	X
300	99'06 – j338'74	67'48	j227'18
450	“	147'42	j512'33
600	“	254'55	j905'74

Podemos observar que los valores obtenidos en la entrada de la línea de 300 Ω , prácticamente se doblan cada vez que pasamos a los valores de 450 y 600 Ω .

Entonces, ¿Qué tiene de especial esta antena, que hasta se fabrica y se comercializa expresamente? Cualquier antena que tenga cualquiera de estas impedancias, necesitará acoplo de impedancias.

Pero un acoplador de antenas está para eso. Para hacer que una antena de cualquier longitud, sin que sea nada especial, radie la energía suministrada. Pero ¿hacia dónde radia? ¡Qué más da! ¿No jugamos al DX? Pues ¡hala!. ¡A la caza de estaciones!. (los concursos son otra cosa).

Se me ocurre hacer la prueba de cálculo, con un dipolo de 17 mts por rama con hilo eléctrico comercial de 2'5 m/m² que equivale a un diámetro de 1'78 mm (podrían ser 23 mts, pero como siempre me ha dado yuyo el 17....) y 13 mts de línea de 300 ohmios (no digamos nada del número 13). Que conste que el 17 y el 13 los he escogido al azar. Y vamos a ver que sale.

Los valores se muestran en la siguiente hoja de cálculo con el mismo algoritmo anterior:

ENTRADA DE DATOS	
Frecuencias analizadas	3,50
	7,05
	10,12
	14,04
	18,81
	21,05
	24,90
28,04	
Longitud rama	17,00
Diametro hilo	1,78
Long. Lin. Transmisión	13,00
Z Característica	300,00
Veloc. Propagación	0,98

F (MHz)	H / λ
3,50	0,208
7,05	0,419
10,12	0,602
14,04	0,835
18,81	1,119
21,05	1,252
24,90	1,482
28,04	1,668

RESULTADOS ENTRADA DIPOLO	
Re	Xe
22,13	-149,93
391,49	836,24
166,56	-679,83
124,64	293,12
155,70	-522,93
60,93	7,75
1492,55	529,01
48,91	-278,88

ENTRADA LINEA TRANSMISION	
Re LT	Xe LT
23,21	167,11
38,38	30,49
1.957,72	-1.701,10
1.465,41	-116,09
129,88	465,32
70,68	-117,43
160,45	-404,34
50,56	288,71

Parece que casi resuena en 21'05 (en $2'5 \lambda$) con una resistencia de entrada muy aceptable pero que conste que ha sido una casualidad. Pero al igual que la G5RV las impedancias para el resto de frecuencias son una porquería ¿no? Y al igual que la G5RV, nos obliga a coger también el acoplador.

Me he permitido averiguar el diagrama de radiación para las frecuencias más comunes y este es el resultado.

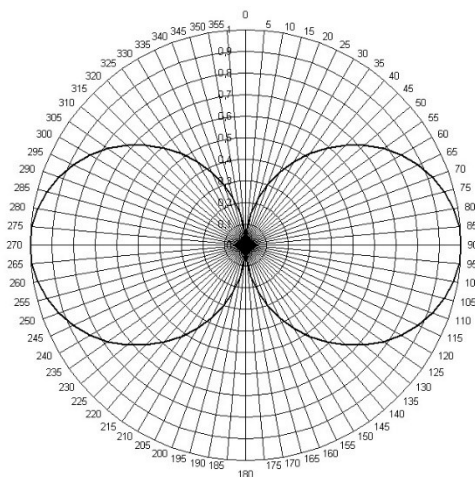


Fig. 1 (3'5 MHz)

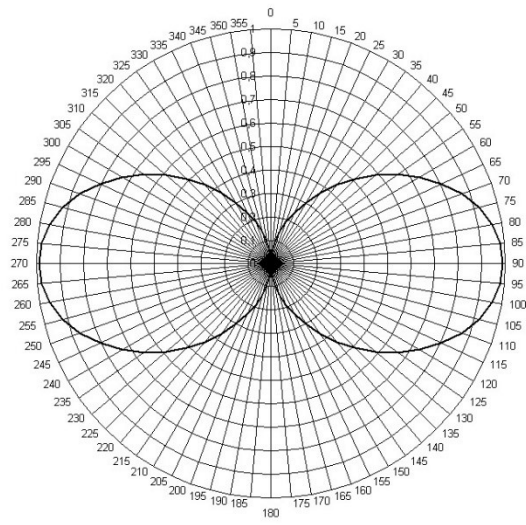


Fig. 2 (7'05 MHz)

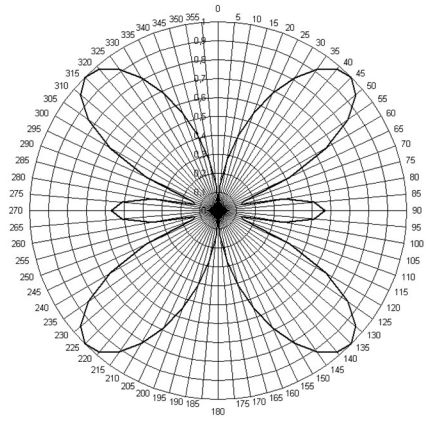


Fig. 3 (14'04 MHz)

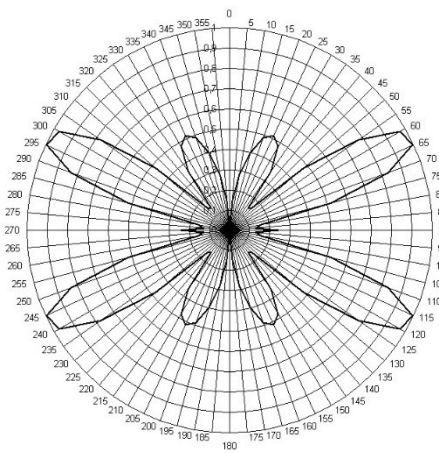


Fig. 4 (21'05 MHz)

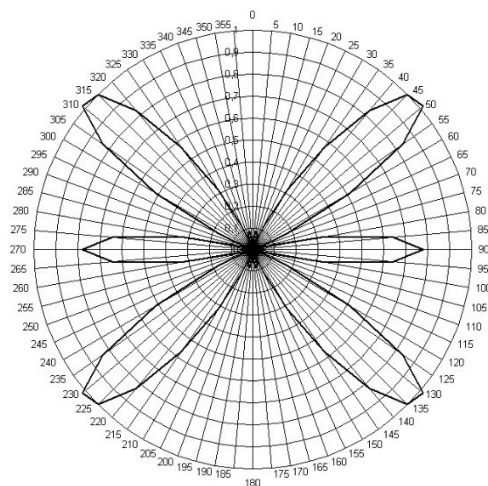


Fig. 5 (28'04 MHz)

De momento no le veo la gracia a la famosa antena, (hace lo mismo que cualquier dipolo) así que buscaré otra cosa.

La única ventaja que parece tener es que se consigue una antena multibanda asequible, (porque parece ser que entra dentro de los márgenes de ajuste de un acoplador normal para todas las frecuencias de interés, (aunque los 10 m parece que deben tener alguna dificultad de acoplo) en un “espacio reducido” (lo entrecomillo porque sobre todo, tejados y azoteas que admitan longitudes de 30 ms, no hay tantas y si lo instalamos como V invertida, necesitaríamos un mástil de 11 m (mínimo, aunque podemos descontar los 3 m de la caseta del ascensor) y una longitud horizontal de 22 m.

De todas maneras y a pesar de que los números no nos dicen nada bueno de una antena de estas características, he de reconocer que son numerosos los radioaficionados que la utilizan y están satisfechos con ella (sobre todo desde la aparición de los acopladores automáticos con los que se consigue la adaptación apretando un botón, evitando el engorro que supone el ajuste manual, en cada cambio de banda).

No sé si esta antena a pesar de la frialdad de los números, tiene alguna virtud que se me escapa, que alguna debe de tener debido a su proliferación por todo el mundo, (aunque yo no la vea) así que agradeceré cualquier comentario al respecto.

Por último, he de reseñar, que los valores obtenidos corresponden a los de un dipolo en el espacio libre, es decir, sin ningún elemento extraño cerca de él (ni siquiera el suelo) por lo que son puramente teóricos. Mucho se ha escrito sobre esta antena y su conexión a una línea coaxial. Algunos para alabarla y otros no tanto. Yo, en este aspecto, aparte de la fría teoría numérica, quiero añadir que, parafraseando a nuestro filósofo y ensayista Ortega y Gasset, cada antena es “ella y sus circunstancias”. Así que el resultado final de funcionamiento de cualquier antena, depende de su ubicación, altura,

naturaleza del suelo sobre la que está situada, entorno, minuciosidad de la instalación de su soporte...etc.

Nota.1 Para el cálculo de las diferentes impedancias, he utilizado la formulación existente en el libro "Cálculo de Antenas, 4ª Edición" de la Editorial Marcombo.

Nota 2.- Ondas Electromagnéticas y Sistemas Radiantes 2ª Edición

CAPITULO VII

LA BANDA DE 472 KHZ Y SUS ANTENAS

Desde que la Administración ha asignado a los radioaficionados la banda de frecuencias de 472 a 479 KHz, no he dejado de pensar en qué equipo y radiador se podría instalar para conseguir un mínimo de eficiencia en nuestra Estación.

El caso es, que está regulado que la potencia radiada efectiva (p.i.r.e) por nuestra antena, no debe superar 1 vatio, pero dejan la puerta abierta para autorizar hasta 5 vatios a aquellas Administraciones que dispongan de estaciones situadas a más de 800 Km de la frontera de determinados países que aún se sirven de esa banda para servicios de radionavegación y tienen prohibida su utilización para otros fines. Uno de esos países que nos afectan directamente es Marruecos. Excepto una franja al norte de la península, (Galicia, Asturias, Cantabria, País Vasco, Navarra, norte de Aragón y de Cataluña) que superan la barrera de los 800 Km del punto más norteño de Marruecos, el resto de la Península se debe limitar a la emisión de 1 vatio. De todas maneras no creo que la Administración española, haga distinciones "sectoriales o comarcales" dentro de la Península y es posible que nos limite a todos los españoles a emitir con 1 vatio. El problema se planteará en Ceuta y Melilla que están "rodeadas" por las fronteras de Marruecos. ¿Podrán trabajar esta banda?

Bien. Todo esto, ya se verá. El otro tema es el interés que haya suscitado esta noticia entre la comunidad de radioaficionados españoles. ¿Tanto lío de equipos necesarios y enormidad de antenas para radiar 1 watio?. Además, ¿Qué queremos experimentar si esta banda lleva en servicio muchos años y es bien conocida? Sin ir más lejos, en Valencia se escucha (con un Kenwood TS 590) a Radio 5 de RNE en 485 KHz. Bueno. Eso pensará la mayoría, incluido el autor de este artículo. Pero hete aquí que también existe una minoría de inconformistas, a los que les importa un bledo lo que hayan experimentado los demás y como Santo Tomás, ver para creer.

Así que vamos a trabajar esta banda. Si tenemos tiempo, posibles, algo de espacio, y ganas, ¿por qué no?.

Necesitamos dos cosas: equipo y antena.

Del equipo, habrá que cacharrear porque en la tienda parece que no hay o es difícil conseguirlo, así que tendremos que usar como receptor nuestro equipo de HF siempre que en recepción tenga banda corrida. El transmisor (de CW) habrá que fabricarlo y que suministre como mínimo 25 vatios para al menos, radiar 1. Hay bastante literatura en internet, con esquemas para dar y tomar, así que el único problema son

nuestras manitas. También hay transeptores a los que se les puede abrir las bandas en transmisión y facilitan el problema.

En cuanto a la antena, el tema es distinto.

La longitud de onda de 475 KHz (frecuencia media de la banda), es de 631 mts por lo que $\frac{1}{4}$ de onda, que es la mínima longitud necesaria para que una antena vertical resuene por sus propios medios sería de 158 mts. Habría que descontar el efecto terminal pero estamos redondeando. Encima de nuestra terraza quedaría muy bonita llena de luces con sus balizas diurnas y nocturnas y los vecinos encantados. Queda una alternativa bastante peregrina, cual es la utilización de globos o cometas con la problemática que eso conlleva, pero no lo trataremos en este artículo. Utilizaremos una instalación con más permanencia en el tiempo y lugar como puede ser una antena vertical o monopolo en nuestra parcela campera (chalet, el que lo tenga). Pero el caso es que no somos americanos, nuestros jardines o parcelas se miden por metros y no por "acres" (aproximadamente hectáreas) y tenemos que rebajar nuestras aspiraciones. En este caso, estas aspiraciones son principalmente la longitud o altura del radiador con su plano de tierra y que la instalación tenga un coste asequible a nuestro bolsillo. Obviamente, queda descartada la terraza de nuestra casa.

Deberíamos recurrir a un monopolo corto y cargado, bien con bobina o capacidad en el tope o con ambos dispositivos.

Una altura manejable, podría consistir en una torre de 18 metros (Sólo un poco más larga que una de 15 metros que es más común) aislada del suelo que nos puede servir como ejemplo a aplicar a cualquier altura. Podríamos fijar una torre triangular con una dimensión del lado de 18 cm.

Al ser un radiador tan corto (18 mts vs. 158 mts) al compararlo con la longitud de onda, podemos considerar que la distribución de la corriente es lineal (triangular) en vez de senoidal y así, simplificar los cálculos.

Usando la formulación existente para una vertical corta sobre un plano de tierra perfecto, obtenemos los siguientes datos:

Resistencia de radiación en la entrada .- $0'36 \Omega$

Reactancia en la entrada.- 1861Ω capacitivos.

Asimismo, si consideramos una calidad de tierra real de valores medios de permeabilidad y conductividad, con un sistema de 32 radiales enterrados de 18 mts de

longitud, y una resistencia de pérdidas estimada de 4Ω , obtendremos los siguientes valores:

Resistencia de radiación en la entrada.- $4'36 \Omega$

Reactancia de entrada.- 1860Ω capacitivos.

Para hacer práctico este sistema radiante, el primer paso consistirá en compensar la reactancia capacitiva incluyendo una inductancia de la misma reactancia, insertada en serie con el circuito de entrada.

Una vez compensada la reactancia, debemos considerar las diferentes resistencias de pérdida, introducidas por el sistema.

Los principales elementos que adicionan pérdidas, son:

Resistencia de la inductancia R_L

Resistencia del conductor R_c

Resistencia de aisladores y herrajes R_i

Resistencia equivalente debida a la absorción de potencia de elementos parásitos situados en el entorno del radiador R_b

Resistencia equivalente del sistema de tierra R_g

Resistencia de pérdidas del sistema de adaptación R_t

Resistencia equivalente por efecto corona en el extremo de los conductores R_c .

Aunque nos hemos referido al conjunto de elementos que introducen una resistencia de pérdidas que equivalen a la porción de potencia no radiada y disipada en calor, sólo consideraremos a efectos de cálculo, la resistencia del plano de tierra y la introducida por la inductancia añadida, despreciando el resto a fines prácticos dada su escasa entidad.

La figura 1 nos da idea de esta disposición.

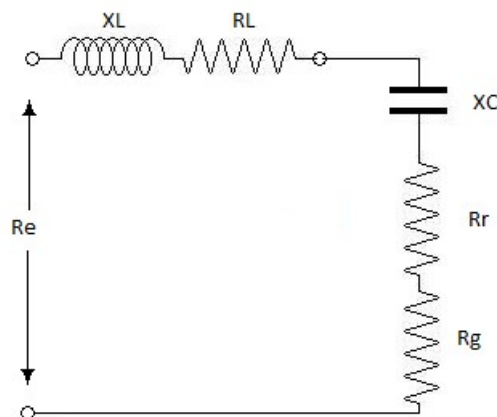


Fig. 1

El valor de R_L viene dado por la estimación del Q de la bobina que se asume de un valor de 300 para relaciones de longitud/diámetro de 1 a 2 aproximadamente y lo determina la fórmula:

$$R_L = \frac{X_L}{Q} = \frac{1861}{300} = 6\Omega$$

Este valor de R_L es la resistencia equivalente a la suma de las pérdidas presentes en la bobina, debidas al efecto pelicular, capacidad distribuida entre espiras y deformación del campo magnético ocasionado por la presencia de elementos ferro-magnéticos en las cercanías de la bobina y por efecto de proximidad de las espiras (unas con otras).

Así mismo, si el valor de R_g se establece en 4Ω , la resistencia equivalente de pérdidas alcanza los 10Ω . Como veis, estos valores se han estimado. La eficiencia de este radiador, será su rendimiento, o sea:

$$\eta = \frac{R_r \times 100}{R_r + R_L + R_g} = \frac{0'36 \times 100}{0'36 + 6 + 4} \approx 3'5\%$$

Procedamos al ejercicio práctico de calcular la potencia necesaria para radiar 1 vatio

Recordemos que el concepto PIRE está referido a la "Potencia Isotrópica Radiada Equivalente". Es decir: Se refiere a la potencia efectiva que debe radiar la antena al espacio, teniendo en cuenta su ganancia isotrópica (respecto al radiador isotrópico, que es un punto radiante de ganancia 1).

Bien. En principio deberemos definir nuestro sistema radiante. Como estas limitaciones se suelen implantar en bandas de LF y VLF, vamos a suponer que nuestro sistema está compuesto por un radiador vertical, normalmente corto para la frecuencia de trabajo, un sistema de plano de tierra y un dispositivo de ajuste de impedancias.

Hemos dicho que disponíamos de un radiador de 18 metros de altura, aislado del suelo y un plano de tierra.

Hemos dicho también que el plano de tierra introduce en el sistema una resistencia de adicional 4Ω estimados que la utilizaremos como dato.

También tenemos otra resistencia adicional que introduce la bobina de $623'5\mu\text{H}$ que compensa los 1861Ω de reactancia capacitiva, presentes en los terminales de entrada y que con un Q de 300 nos daba un valor de 6Ω .

Así mismo, deberemos fijar el resto de datos como son.

La frecuencia de diseño y la altura del radiador, que tienen un valor de:

Frecuencia: 475 Khz y

Atura física del radiador: 18 metros.

Bien. De estos datos primarios, se derivan estos otros:

De la frecuencia,

$$\text{Longitud de onda: } \lambda = \frac{300.000}{475} = 631'58 \text{ mts}$$

De la altura del radiador,

Altura física.- $H_o = 18 \text{ mts}$

Altura eléctrica (un 5% mayor que la física).- $H = 18 * 1'05 = 18'90 \text{ mts}$

Altura eficaz.- $H_e = \frac{H}{2} = \frac{18'90}{2} = 9'45 \text{ mts}$

Altura angular (en grados)

$$H^o = \frac{360 \times H}{\lambda} = \frac{360 \times 18'90}{631'58} = 10'773 \text{ grados}$$

Y sus funciones trigonométricas:

$$\text{seno } H^o = 0'186918$$

$$\text{cos } H^o = 0'98237$$

Ahora debemos determinar la resistencia de radiación y la ganancia absoluta (referida a la del radiador isotrópico o unidad).

$$\text{Resistencia de radiación } R_r = 1600 \times \frac{H_e^2}{\lambda} = 1600 \times \frac{9'45^2}{631'58^2} = 0'3582 \Omega$$

La ganancia isotrópica, $G = \frac{120}{R_r \times \text{seno}^2 H^o} \times (1 - \cos H^o)^2 = 2'978$. (Esta ganancia, lógicamente es menor que la de un monopolo de $\frac{1}{4}$ de λ que vale 3'28).

Ya tenemos todos los datos que definen nuestro radiador.

Ahora vamos a calcular las potencias.

Si tenemos en cuenta que solo podemos radiar 1 vatio y la antena tiene una ganancia de 2'978, deberemos suministrar al radiador una potencia neta que sea,

$$P_{\text{antena}} = \frac{P_{\text{PIRE}}}{G} = \frac{1}{2'978} = 0'3357 \text{ vatios.}$$

Por otra parte, sabemos que la potencia está relacionada con la intensidad y la resistencia, mediante, $P = I^2 \times R$ por lo que la intensidad eficaz presente en la antena será

$$I = \sqrt{\frac{P}{Rr}} = \sqrt{\frac{0'3357}{0'3582}} = 0'9681 \text{ A}$$

Ahora bien. Esta intensidad eficaz, al circular por las resistencias de tierra y de la bobina,, disiparán

$$R \times I^2 = 10 \times 0'9681^2 = 9'3731 \text{ vatios,}$$

Por lo que el sistema de antena, entre la potencia disipada por el radiador y la consumida en las resistencias de pérdidas, necesita ser alimentado por $9'3731 + 0'3357 = 9'7089 \approx 10$ vatios.

Así mismo, para radiar 5 vatios de PIRE, repitiendo este razonamiento, la potencia a suministrar sería de $48'5445 \approx 49$ vatios.

En el supuesto de que alimentáramos el sistema de antena a través de 50 mts de cable coaxial RG58 C/U que para esa longitud, perdería 0'5 dB a 475 KHz (1'12 veces la potencia de entrada), el transmisor debería proporcionar $9'7089 \times 1'12 = 10'87 \approx 11$ vatios para este caso, o 55 vatios en el caso de que el PIRE admitido fuera de 5 vatios.

Estos resultados, en realidad, difieren de los reales ya que sólo estamos compensando la reactancia de la antena con una única bobina pero no consideramos la adaptación de los (en principio $4'36 \Omega$) de resistencia de entrada (resistencia de radiación más resistencia de tierra) a los 50Ω . Esto es debido a que se pueden emplear diversos sistemas de adaptación (en "L", en "T", o en "PI") y cada uno de ellos introducen pérdidas de potencia distinta y no es interesante para nuestro propósito, contemplar el cálculo con cada uno de ellos. Siendo conocedor de esta limitación, asumo este error, ya que lo importante es la comprensión del cálculo de la corriente y potencia en la propia antena. Lo que significa que, para radiar un vatio, tenemos que suministrar a la antena unos 10 vatios.

Vemos que este montaje tiene un rendimiento paupérrimo. Por lo que tendremos que mejorarlo para aumentar su rendimiento. La solución más práctica consiste en añadir un sombrero capacitivo en el tope o cúspide de la torre. Este sombrero puede estar compuesto en principio por 6 radiales conectados al tope del mástil e inclinados 45° y de una longitud óptima determinada mediante la formulación existente.

Para una torre de 18 metros la longitud óptima de este sombrero es de 6'24 mts. La resistencia de radiación será ahora de 0'72 Ω y la reactancia capacitiva será de 983 Ω . Repitiendo cálculos, el valor de R_g será el mismo pero el valor de R_L será $\frac{983}{300} = 3 \Omega$

A la vista de estos valores, deberemos asumir que el rendimiento del sistema radiante para estas frecuencias siempre será muy bajo. Aumentar este rendimiento por encima del 10% supone un aumento desproporcionado de los costes, que sólo estarían justificados, si el sistema radiante se instala con fines estratégicos y no para uso de amateurismo (salvo capricho millonario, claro).

Aparte del coste que significa la erección de una torre, lo que más nos quita el sueño es la construcción de un plano de tierra decente, lo cual, para estas frecuencias es harto difícil.

Quizás, deberíamos buscar un radiador alternativo, como suelen hacer en el mundo del broadcasting en OM, cuando por el paso de los años se deteriora el plano de tierra de los radiadores verticales, y disminuye la eficiencia de la antena.

En estos casos, se recurre a la conversión del monopolo vertical con plano de tierra clásico, a un monopolo doblado en el que la torre radiante se conecta a tierra y se instalan unos hilos a modo de faldón, desde el tope de la torre, hasta su base, según se ve en la figura 2 en la que se muestra un monopolo doblado con tres hilos en el faldón.

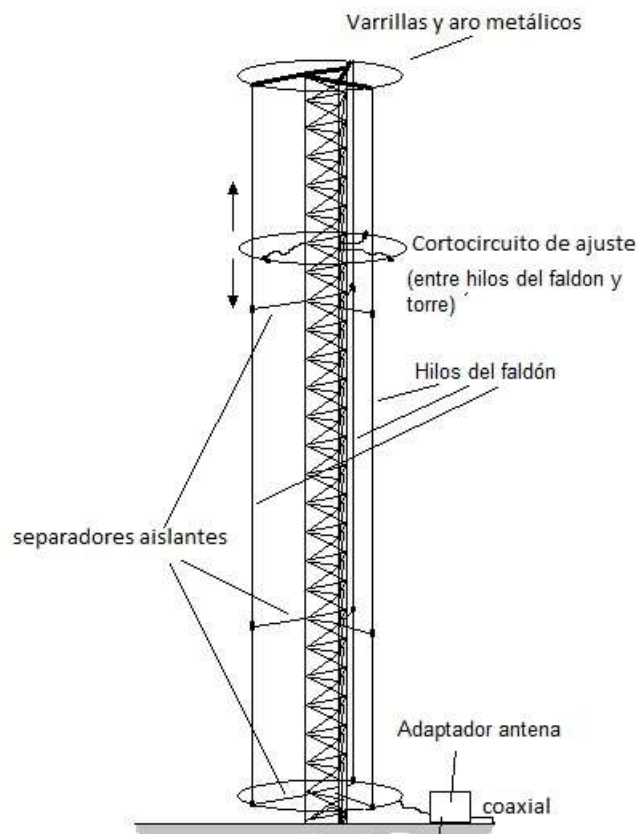


Fig. 2

La figura 3 muestra el detalle de la base de la antena

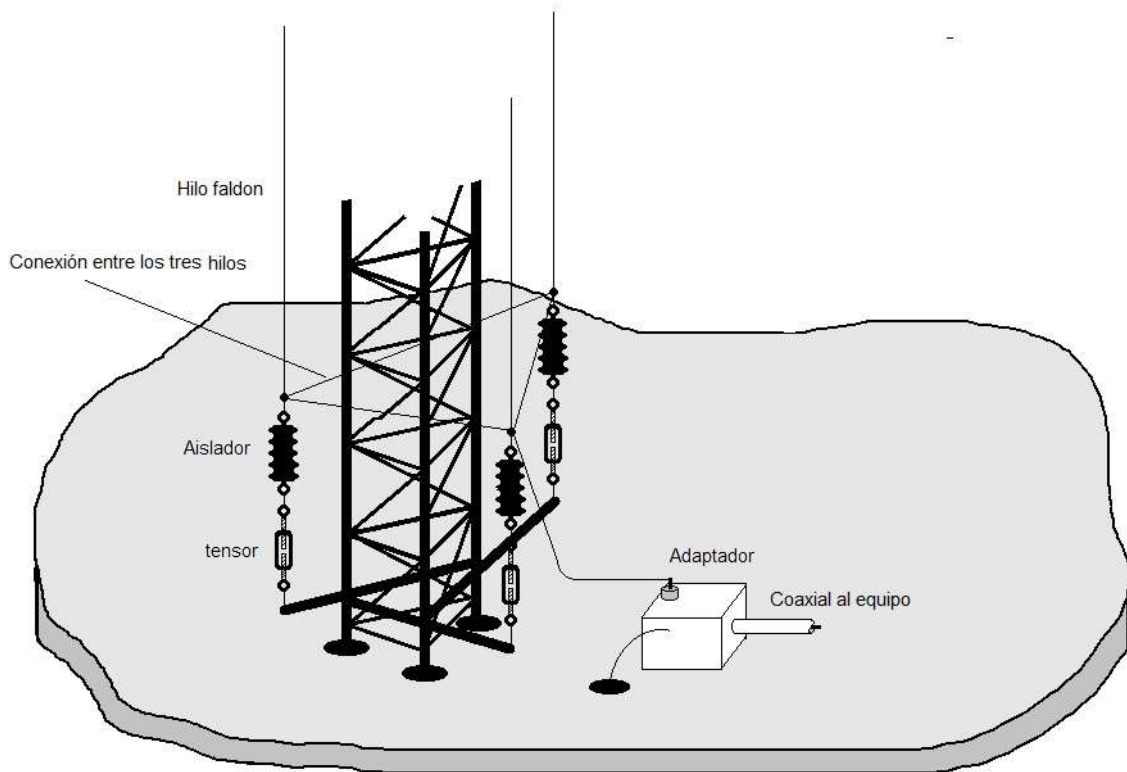


Fig. 3

Dada la poca proliferación de este tipo de antena, en el entorno de la radioafición, ya que se emplea comúnmente para solucionar la poca eficiencia que pueda tener una antena vertical en el mundo del broadcasting comercial o profesional, la describiremos brevemente.

El monopolo doblado, tiene la ventaja de no necesitar un plano de tierra de la calidad que necesita un monopolo vertical simple. Si la tierra donde se vaya a instalar una antena de estas características es una tierra media (jardín, huerta, labranza, etc.), podría bastar con unas pocas picas de toma de tierra como se puede ver en la figura 4

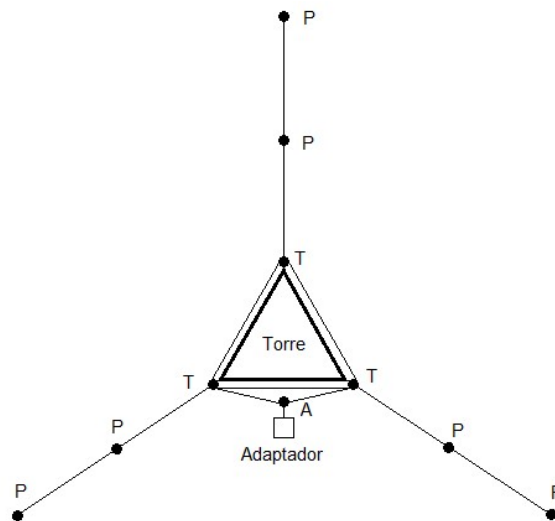


Fig. 4

Las picas T se conectan a los vértices de la torre y se forma un anillo entre ellas. La pica A se conecta al chasis metálico del adaptador y a dos picas T-

Las picas P se separan 2 metros entre si y de las T en cada rama, si se hincan en el suelo 1 metro. Su distancia debe ser el doble de la profundidad a la que se introducen. Las conexión entre las picas debe ser de cobre desnudo del empleado en instalaciones eléctricas de tierra y enterrado entre 20 y 30 cm como mínimo. En estas condiciones, estaremos empleando unos 22 m² de nuestro terreno. También se puede aprovechar si lo hay, un plano de tierra existente con anterioridad y destinado a otros usos.

Por otra parte, los hilos del faldón pueden discurrir frente a los vértices de la torre o frente a sus caras. En cualquier caso, deben estar separados unos 80 cm de la torre y se mantendrán a esa distancia mediante separadores aislantes separados así mismo verticalmente una distancia apropiada para evitar que al ser zarandeados por el viento, toquen a la torre. Deben tener un diámetro apropiado, (alrededor de 6 m/m) y deberían ser trenzados de aluminio con alma de acero o acero cobreado.

Para minimizar pérdidas, también sería conveniente hacer discurrir un conductor de cobre desnudo por el interior de la torre junto a cada vértice y conectado eléctricamente a él, cada ciertos tramos en toda su longitud para aumentar la conductividad de la torre.

Debe disponer de un dispositivo de cortocircuito del faldón a una altura ajustable entre los hilos y la torre, para adecuar la impedancia de la base como se ve en la figura 2.

El radio equivalente de la sección de la torre de 18 cm de lado es $18 \times 0'4214 = 7'6$ cm

El radio equivalente del faldón compuesto por tres conductores paralelos y equidistantes, es

$$r_{eq} = \sqrt[3]{a \times s^2}$$

"a" es el radio de cada conductor

"S" es la separación entre centros de los conductores

Suponiendo que los hilos del faldón están separados entre ellos 1 metro y su diámetro es de 6 mm, el radio equivalente valdría 14'4 cm.

La separación entre la torre y el faldón será de unos 90 cm

Recordemos que sólo la torre con un plano de tierra ideal, presenta una impedancia de entrada de $0'36 - j1861 \Omega$ y a la impedancia de entrada con el plano de tierra actual que estimaremos en otros 5Ω , habrá que sumárselos y obtendremos una $Z_e = 5'36 - j1861 \Omega$ que con esta disposición se verá afectada por el valor multiplicador "c".

$$c \approx \frac{\ln \frac{90}{14'4}}{\ln \frac{90}{7'6}} = 0'74$$

Y la impedancia de entrada será

$$Z_e = (1 + c)^2 \times (R_e + jX_e)$$

$$Z_e \approx 3 * (5'36 - j1861) = 16 - j5583$$

Esta reactancia la podemos eliminar con una bobina de 1'9 nano henrios en serie con el hilo de alimentación.

Este valor de inductancia es muy alto y para tratar de bajarlo, podemos añadir a la torre un sombrero capacitivo (paraguas) si disponemos de espacio, formado al menos por otros 3 hilos que separándose del tope de la torre en un ángulo de 45° no deberían de medir más de 8'5 mts.

Si es posible se puede aumentar el número de hilos a fin de aumentar la capacidad del paraguas.

Con ello conseguimos aumentar la altura efectiva del sistema y por lo tanto la resistencia de radiación y de entrada en la base, así como rebajar el valor de la bobina de ajuste en la base y facilitar el dispositivo de adaptación de impedancias al haber disminuido la reactancia de entrada.

Podríamos seguir experimentando con otros radiadores en diferentes disposiciones (L invertida, T's, Estrella, EH, aros magnéticos, etc. Pero no es propósito de este artículo. El valor real de la impedancia de entrada se debe medir con un analizador de antenas. Hoy se encuentran en el comercio este tipo de aparatos (MFJ, Rig Expert, nanoVNA, etc) por precios asequibles sin tener que recurrir a equipos más costosos y delicados, como lo Analizadores Vectoriales de Redes caros, que son aparatos de laboratorio más que de campo.

La conclusión que podemos sacar de esto, viéndolo con ejemplos, es la dificultad que supone la instalación de un sistema radiante para estas frecuencias para un radioaficionado, a no ser que se constituya un club de gente dispuesta a, con un esfuerzo común, emplear dinero para estos menesteres como han hecho los componentes de Radio Arcala OH8X que entre otras cosas se han montado, como instalación más representativa, una yagui de 3 elementos para 160 mts junto con otra de 5 elementos para 80 mts, en una estructura de 100 mts de altura.

Nota.- Los procedimientos de cálculo están descritos en el libro "Cálculo de Antenas, 4ª Ed. y "Antenas Verticales para Bajas Frecuencias" de este autor y editados por Marcombo.

CAPITULO VIII

LAS LINEAS DE TRANSMISION EN EL MUNDO DE LA RADIO

En este artículo, estudiaremos las características y utilidades de las líneas de transmisión o alimentación de antenas o latiguillos para adaptación de impedancias entre los distintos dispositivos que componen una estación de radio.

Es obvio definir a una LT como un dispositivo que enlaza dos elementos de los que componen una estación de radio o entre el transceptor y la antena, por el que transcurren señales y/o energía entre los dos elementos. Existen varios tipos de LT de los cuales podemos señalar.

Línea monofilar.- Formada por un conductor que discurre sobre un plano conductor (tierra).

Línea bifilar.- Formada por 2 hilos conductores que discurren paralelos entre si sobre un plano conductor o en el espacio libre.

Línea coaxial.- Formada por dos conductores que discurren uno dentro de otro tubular, separados por aire o material aislante dieléctrico.

Línea guía de ondas.- Conductor hueco que por su interior discurre el campo electromagnético generado por una sonda.

Lineas microstrip.- Una variación de LT unifilar soportada por placa de circuito impreso.

Fibra óptica.- Una variación de guía de ondas en las que la información discurre por el interior de un conductor de fibra de vidrio.

La teoría de las LT es bastante complicada para un nivel medio-bajo de conocimientos matemáticos por lo que no vamos a entrar en ellos, más de lo estrictamente imprescindible.

En general, se estudian bajo tres condiciones:

Lineas sin pérdidas

Lineas de bajas pérdidas

Lineas con pérdidas.

Por simplicidad, nosotros consideraremos sólo las líneas de bajas pérdidas por las que discurren señales de RF y nos fijaremos sólo en las LT más usadas por los radioaficionados como son los cables coaxiales y las líneas bifilares (o de escalerilla). Una LT se caracteriza por cuatro parámetros primigenios, distribuidos a lo largo de la misma, de los cuales derivan otros secundarios.

Estos cuatro parámetros se definen por unidad de longitud, comúnmente, el metro) y son:

Resistencia R.- Ω/m (Ohmios /metro)

Inductancia L.- H/m (Henrios/metro)

Capacidad C.- F/m (Faradios/metro)

Conductancia G.- Inversa de la resistencia de aislamiento del aislante entre conductores (mhos/m).

A partir de estos parámetros, existen otros secundarios derivados de estos:

Velocidad de propagación.- En una LT a cuyos conductores les separa el vacío, la señal que transcurre por ella viaja a la velocidad de la luz. Ahora bien. En la práctica, la posición física de estos conductores debe fijarse por un material aislante, que va a modificar las condiciones de la propagación de la señal, produciendo un retardo en esta velocidad. Este retraso depende de la naturaleza del aislante referido en lo que respecta a su constante dieléctrica (polietileno, teflón, nylon etc.).

Si llamamos ϵ a la constante dieléctrica, su relación con la velocidad de propagación VP, es:

$$VP = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}}$$

Longitud.- Se puede expresar la longitud de una LT de 4 maneras diferentes:

Longitud física.- La medida con un metro o cinta métrica. Se mide en metros.

Longitud eléctrica.- Debida a la existencia del material aislante entre los conductores, se produce un retraso en la propagación de la señal ocasionada por la constante dieléctrica de dicho material aislante. Esta constante dieléctrica es inherente a la naturaleza de dicho aislante. Por ejemplo, el polietileno, empleado en la mayoría de cables coaxiales tiene una constante de 2'3 (valores absolutos) que supone una velocidad de propagación de la señal por la LT del 0'66% de la velocidad de la luz en el vacío. Otros materiales tienen una constante, por ejemplo, el teflón, 2'1 (69%), el nylon , 3'4,(54%) el PVC, 3 (73%). Estos valores los proporcionan los fabricantes de la LT.

Dado que la velocidad de propagación es más lenta a través de la LT que en el vacío, la longitud eléctrica, será mayor que la física.

También se expresa en metros

$$\text{Longitud eléctrica} = \frac{\text{Longitud física}}{\text{velocidad de propagación}} \text{ metros}$$

Constante de propagación.- Es una combinación de la atenuación por unidad de longitud (metro) que ofrece a la señal y su constante de fase (grados de la circunferencia respecto a la longitud de onda de la señal, por metro de longitud eléctrica de la línea.

Para aclarar este concepto vemos expresada su definición mediante la fórmula

$$\text{Constante de fase } \beta = \frac{360^\circ}{\lambda} \text{ grados/m } \text{ ó } \frac{2\pi}{\lambda} \text{ radianes/m}$$

Siendo:

β .- La constante de fase

360° .- Los grados en que se divide una circunferencia

2π .- Los radianes en los que se divide la circunferencia

λ .- La longitud de onda en metros de la frecuencia de la señal

Así podremos expresar otra **longitud angular** de una LT, multiplicando su constante de fase β , por la longitud eléctrica de la línea ($\beta \times l$). La expresaremos en grados o radianes.

Por último, la última acepción de la longitud de una LT es su expresión en su **relación con la longitud de onda** de la frecuencia considerada ($0'2 \lambda$, $0'3 \lambda$, $1'5 \lambda$, etc.)

Impedancia Característica.- Hay varias definiciones de este parámetro que a pesar de ser secundario, para el radioaficionado es quizás el más nombrado al referirse a una LT. Se denomina Z_0 ó Z_s según autores.

Podemos decir que la Z_0 es la impedancia que presenta en su entrada una LT de longitud infinita.

También es la media geométrica ($\sqrt{\text{número 1} \times \text{número 2}}$) de las impedancias que presenta una LT en su entrada, cuando su extremo distante está abierto y en cortocircuito.

Por último, responde a una fórmula fácil en función de los parámetros primitivos.

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Aunque existe la dificultad de tener que determinar primero los valores de L y C.

Más sencillo es determinar Z_o en función de las medidas físicas.

Veamos la Z_o de un hilo frente a un plano conductor (tierra en la figura 1)

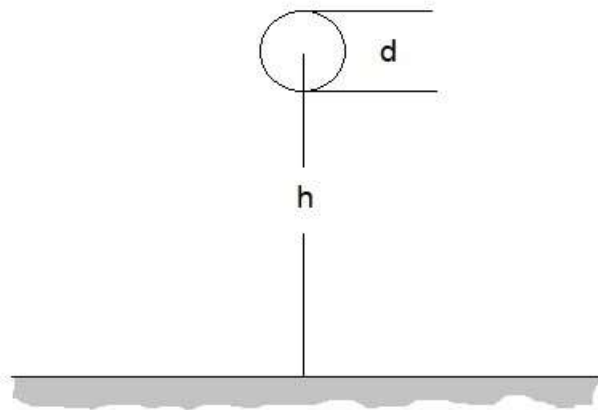


fig 1

$$Z_o = 138 \times \log \frac{4h}{d} \Omega$$

LT bifilar de hilos paralelos en el espacio libre (y "D" mucho mayor que "d" (Figura 2)

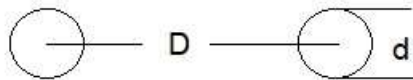


Fig 2

$$Z_o = 276 \times \log \left(\frac{2D}{d} \right) \Omega$$

Cable coaxial con aislante de aire

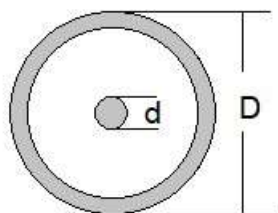


Fig 3

$$Z_o = 138 \times \log \frac{D}{d} \Omega$$

En estas fórmulas, si el material aislante entre los conductores no es el aire o vacío, el resultado se debe dividir por la raíz $\sqrt{\epsilon}$ siendo ϵ la constante dieléctrica relativa del material aislador.

Con lo expresado anteriormente, hemos dado un somero vistazo a las características de una LT. A partir de ahora nos centraremos en LT formadas por cable coaxial.

Las características más útiles para el radioaficionado, son la Z_o , la longitud en cualquiera de sus acepciones (eléctrica, angular, etc.) y la atenuación del mismo.

En lo que respecta a la impedancia característica, las LT más utilizadas tienen una Z_o de 50 Ω y en menor medida, de 75 Ω .

Aquí surge una pregunta, ¿Por qué la Z_o es de 50 Ω y no de otro valor?

Tres son los requisitos que se piden a un cable coaxial para transportar señales.

Ser capaz de transportar potencia, soportar suficiente voltaje entre conductores y ofrecer la mínima atenuación a las señales transmitidas.

Ante la necesidad de transportar señales a gran distancia a través de este medio, investigadores de la Bell Labs. en 1929, experimentaron con diferentes impedancias características y llegaron a las siguientes conclusiones.

La transmisión de la máxima potencia se conseguía con una impedancia de 30 ohm.

El soporte del máximo voltaje se conseguía con una impedancia de 60 ohm.

La mínima atenuación de las señales, se conseguía con una impedancia de 77 ohm.

Ninguna de esas impedancias cumplía exactamente con los requisitos de envío de señales con potencia y voltaje con la mínima atenuación.

Ante esta situación y dada la necesidad de transmitir potencia a gran distancia, se optó con la elección de un cable con una impedancia de 50 ohmios. Para el manejo de señales débiles (de TV, telefonía, etc.) se optó por el cable de 75 ohm.

En lo que al mundo de la radio respecta, la necesidad de transmitir potencia y voltaje, prima sobre la recepción de señales. Es por esto, que el entorno del mundo de la Radio, utiliza el estándar de impedancia de 50 ohmios.

A la hora de manejar los datos medidos en la estación en un cable coaxial debemos tener en cuenta determinados detalles.

Medimos la ROE en la entrada de la LT para determinar la adaptación de nuestra antena a los 50 Ω del sistema. Si la bajada coaxial no tuviera pérdidas, la ROE medida sería la misma que en la conexión de la antena. Lo mismo ocurre si la bajada tuviera una longitud eléctrica de media onda ya que en esta circunstancia esta bajada se convierte en un “espejo”.

Pero ni una ni otra situación se presenta comúnmente de ordinario, dado que siempre está presente cierta atenuación. En la revista de Mayo-2016 se publicó un artículo mío, que trataba del cálculo de la atenuación de nuestra bajada de cable y su efecto sobre la medida de la ROE en la entrada de la línea, que completa lo detallado sobre este tema y que recomiendo releer.

La LT, actúa como un transformador de impedancias, circunstancia ésta, que en muchas ocasiones nos es de gran utilidad, como por ejemplo, en agrupaciones de antenas para combinar las diferentes impedancias y fases empleando longitudes de cuarto de onda o múltiplos impares o longitudes de media onda o múltiplos pares e impares. En la figura 4, podemos contemplar los valores puntuales de la impedancia en un cable RG 213 y 20 m de longitud cuando se conecta a una carga o antena cuya impedancia es de 20-j60 Ω a una frecuencia de 50 MHz. Para adecuar la gráfica, determinaremos la longitud angular que corresponde a lo 20 m físicos de LT.

$$\text{Longitud eléctrica} = \text{Long. Física} / \text{Veloc. Propag.} = 20 / 0'66 = 30.3 \text{ m}$$

$$\text{La longitud de onda } \lambda = \frac{300}{50} = 6 \text{ m}$$

$$\text{La longitud angular; } \beta l = \frac{360}{6} \times 30'3 = 1818^\circ$$

Esta cantidad angular tiene las mismas funciones cada 360 grados por lo que sólo consideraremos el resto que son 18 grados. También equivalen a 0'05 λ (18/360).

Vamos a construir la gráfica para un intervalo de una media longitud de onda y el resultado es este.

Los datos, son:

Long Eléctrica (m)	Long. Física (m)	R (Ω)	X (m)
0	0	20	-60
0,2	0,132	39,0683745	-46,114165
0,4	0,264	48,9104881	-28,748512
0,6	0,396	51,5322613	-11,677782
0,8	0,528	48,9506847	3,62701042
1	0,66	42,4689488	16,6999723
1,2	0,792	32,7401355	27,3036874
1,4	0,924	19,9893122	35,0044987
1,6	1,056	4,29439693	38,8595965
1,8	1,188	-13,923346	37,1224792
2	1,32	-32,88509	27,1840125
2,2	1,452	-47,821685	6,71812894
2,4	1,584	-50,574525	-22,423075
2,6	1,716	-35,292159	-50,059466
2,8	1,848	-7,4577975	-63,496385
3	1,98	20	-60

su expresión gráfica, es la fig. 4

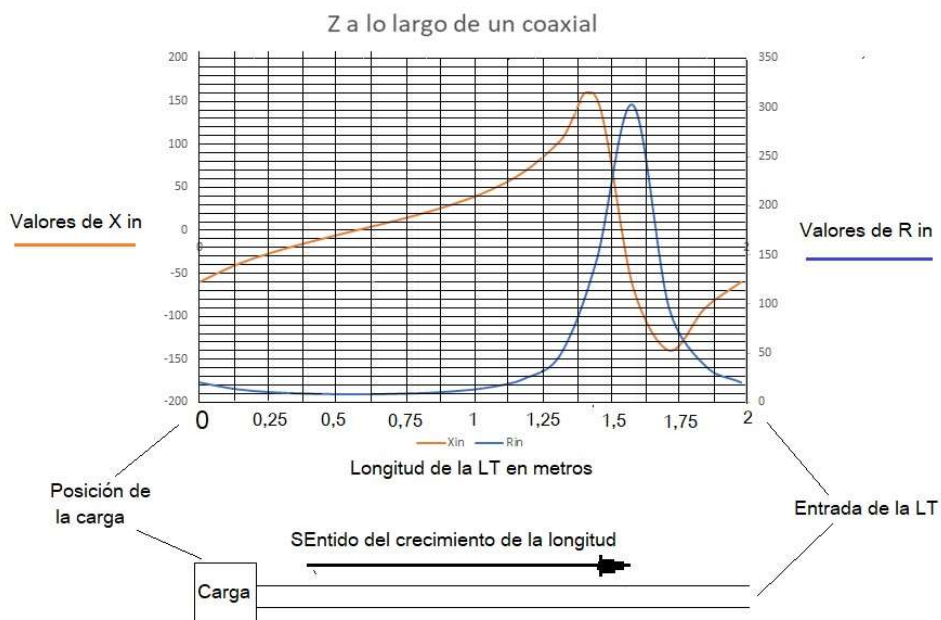


Fig. 4

Como consecuencia de todo lo expuesto anteriormente, creo que hemos logrado conocer con algo más de detalle las características de una LT, lo que nos permitirá comprender su comportamiento y nos ayudará a tomar decisiones respecto a las medidas que efectuemos en ella.

Bibliografía

Calculo de Antenas 5ª Ed. Marcombo

Transmisión Lines (Theory and problems). Rober Chipman, McGraw.Hill

Ondas electromagnéticas y Sistema Radiantes. Jordan y Balmain 2ª ED.

Transmission Lines and Antennas. M. Walter Maxwell

CAPITULO IX

ALGUNAS CONSIDERACIONES SOBRE LAS BOBINAS

¿Qué sabemos de las bobinas?

Generalmente a esta pregunta se responde sucintamente ya que este dispositivo no es nuevo para el radioaficionado.

: "Para adaptar una antena o hacer un acoplador o un filtro,..."

Cualquiera sabe que enrollando un hilo conductor sobre una forma, normalmente cilíndrica, se obtiene una bobina. Y que esa bobina tendrá una inductancia (L) y ofrecerá una reactancia (X_L) (resistencia a la corriente alterna) a una frecuencia (f) determinada.

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L \text{ ohm}$$

f en c/s y L en Henrios o, f en Mhz y L en μH

Bueno. Aquí vamos a escudriñar un poco más en el interior de esos dispositivos y descubriremos algunos conceptos nuevos que caracterizan a una bobina o inductor. La figura 1 muestra los parámetros físicos que describen a una bobina.

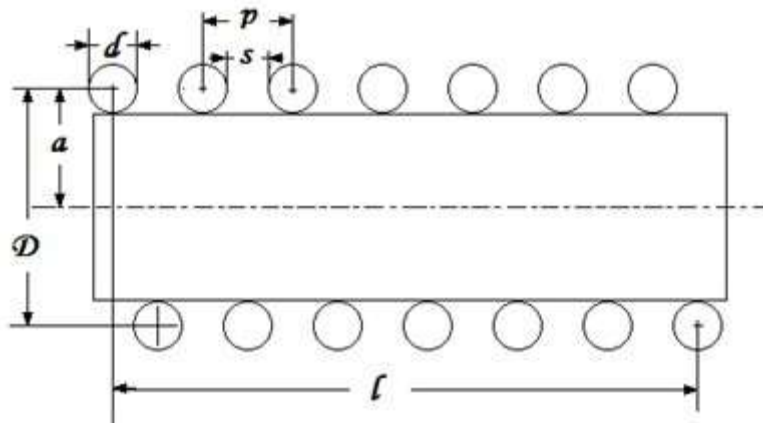


Fig. 1

En la cual,

d Es el diámetro del hilo

s Es la separación entre espiras

p Es el paso de la hélice que forman las espiras "pitch"

a Es el radio del inductor (desde el centro del conductor al eje de la forma)

\mathcal{D} Es el diámetro de la bobina (entre centros del conductor)

l Es la longitud de la bobina (entre centros del conductor)

La formulación para calcular la inductancia que presenta una bobina a partir de estas dimensiones es muy variada, según el investigador que la haya deducido y todas ellas tienen unos condicionantes en lo que respecta a la relación diámetro/longitud.

Así podemos ver como ejemplo:

Fórmula de Wheeler

$$L = 0'394 \frac{a^2 N^2}{9a + 10l} \mu H$$

Con un error del 1% para relaciones $\mathcal{D}/l < 3$ o sea para bobinas que tengan un diámetro hasta tres veces mayor que su longitud, lo cual es válido para la mayoría de bobinas que por el contrario, suelen tener su longitud, mayor que su diámetro.

Esnault-Pelteire.-

Esta es una aproximación a la anterior

$$L = 0'0397 \frac{N^2 a^2}{0'92a + l} \mu H$$

Válida para relaciones de \mathcal{D}/l entre 0'2 y 1'5 con un error del 0'1%

Otras fórmulas contemplan un factor de corrección "K" y el "factor de forma F" que dependen también de la relación \mathcal{D}/l

Por otra parte, La inductancia así calculada también está afectada por la frecuencia de trabajo, de tal manera que esta inductancia se convierte en una "inductancia efectiva" L^* .

Así,

$$L^* = \frac{L}{1 - 10^{-6} (2\pi F)^2 L * Cd} \mu H$$

Aquí aparece el término "Cd" que se refiere a la capacidad distribuida entre espiras de la cual hablaremos más adelante.

En esta fórmula,

La frecuencia F, viene en MHz y

La capacidad distribuida, Cd, en pF

La operación inversa es el cálculo del número de espiras necesario para diseñar un inductor a partir de una inductancia prefijada y con un conductor y una forma de soporte con unos diámetros determinados.

Podemos usar este procedimiento.

Primero averiguaremos el número de espiras " n " que cabe en un cm.

$n = \frac{10}{2d}$ para espiras separadas el mismo espacio que su diámetro. Para cualquier otra separación, habrá que hacer una medición física previa.

Hacemos $X = \frac{50}{nD^2}$ y aplicamos:

$$N = LX \left(1 + \sqrt{1 + \frac{23}{\frac{D}{2} LX^2}} \right)$$

Siendo:

d = diámetro del hilo en m/m

L - inductancia requerida en μH

D - diámetro de la bobina entre centros del conductor en cm.

O también esta fórmula

$$N = \sqrt{\frac{1000 * l * L + 450LD}{D^2}}$$

En la que l y D vienen dados en m/m y L en μH .

Cualquiera de las dos da resultados con suficiente aproximación.

Resistencia óhmica de un inductor a la RF.

Es bien sabido que la resistencia que ofrece un conductor eléctrico al paso de la corriente alterna es diferente que la ofrecida cuando la corriente es continua y que además aumenta en función de la frecuencia. Esto es debido al "efecto piel" o efecto pelicular, dado que la corriente tiende a circular cerca de la superficie del conductor. Ahora bien. La resistencia superficial a la RF ofrecida por un conductor cuyo espesor es mayor que la profundidad de penetración, viene dada por la fórmula genera

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2a}} = \sqrt{\frac{2 \times \pi \times f \times 4 \times \pi \times 10^{-7}}{2 \times a}}$$

Siendo

μ - $4\pi \times 10^{-7}$ Henrios/m

f.- la frecuencia en c/s y

a.- el espesor del conductor en metros para una longitud de 1 m

En nuestro caso, operando la fórmula y haciendo algunas adecuaciones, la resistencia a la RF ofrecida por un conductor rectilíneo y cilíndrico de cobre, se determina por esta fórmula condensada.

$$R_s = \frac{l * \sqrt{F}}{24a}$$

Siendo

l la longitud del conductor en metros

F la frecuencia en MHz

a= radio del conductor en m/m.

Pero cuando este conductor lo enrollamos para formar una bobina, esta resistencia aumenta drásticamente debido a una serie de parámetros a considerar como son:

El efecto de proximidad entre espiras .-

La existencia de conductores situados muy próximos y paralelos, transportando corriente en el mismo sentido, como en el caso de una bobina, hace que el campo magnético generado por un conductor, se vea afectado por los adyacentes resultando un campo efectivo modificado que da lugar a un aumento de la resistencia a la RF que tendría si estuviera aislado y fuera rectilíneo como señalábamos al principio.

Un investigador de esta disciplina, Merdhust, en una publicación de febrero de 1947 (Wirelee Engineer), hace referencia y analiza una tabla confeccionada por Butterworth en la que se determina el aumento de esta resistencia, al compararla con el conductor si fuera rectilíneo en función de la relación longitud/Diámetro de la bobina y el diámetro del hilo /separación de la espiras

d/p	l/D											
	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	2	4	6	8	10	∞
1.0	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	3.41
0.9	18.2	17.5	16.1	14.6	13.2	11.9	8.02	5.27	4.39	3.96	3.78	3.11
0.8	6.49	6.32	5.96	5.57	5.23	4.89	3.91	3.20	3.04	2.97	2.92	2.82
0.7	3.59	3.53	3.43	3.29	3.17	3.07	2.74	2.61	2.51	2.51	2.50	2.52
0.6	2.36	2.35	2.32	2.29	2.26	2.23	2.16	2.15	2.14	2.16	2.16	2.22
0.5	1.73	1.74	1.75	1.75	1.75	1.76	1.77	1.85	1.85	1.86	1.86	1.93
0.4	1.38	1.39	1.41	1.42	1.44	1.45	1.49	1.56	1.57	1.59	1.60	1.65
0.3	1.16	1.19	1.21	1.22	1.22	1.24	1.28	1.34	1.34	1.35	1.36	1.39
0.2	1.07	1.08	1.08	1.10	1.10	1.10	1.13	1.16	1.16	1.17	1.17	1.19
0.1	1.02	1.02	1.03	1.03	1.03	1.03	1.04	1.04	1.04	1.04	1.04	1.05

TABLA DE BUTTERWORTH

Valores teóricos de la relación de la resistencia a la RF de una bobina, con la resistencia del mismo hilo conductor de cobre recto, de la misma longitud que el hilo de la bobina

En la tabla, y como ejemplo se ha determinado el producto por el que hay que multiplicar la resistencia del hilo en el supuesto de que sea rectilíneo, determinado por la fórmula anterior, existente en una bobina en la que el diámetro es igual que su longitud $l/D = 1$ y la separación de las espiras es igual que su diámetro ($d/s = 0,5$), y que resulta ser 1,76. En el caso de manejar valores intermedios, que no figuran en la tabla, se deberá interpolar para determinar el valor adecuado.

Capacidad distribuida.-

La proximidad entre las espiras de un inductor y de las espiras a tierra, da lugar a la aparición de una capacidad entre ellas, cuya combinada se convierte en una capacidad efectiva en paralelo con la bobina. También afecta a la resistencia efectiva de la bobina. Es función de la relación p/d (paso de la hélice y diámetro del conductor). Se determina mediante ábacos o experimentalmente.

La coexistencia de la inductancia de la bobina y la capacidad distribuida en paralelo con ella, da lugar a que, a determinada frecuencia, la bobina se convierta en un circuito resonante en paralelo. A esa frecuencia, la bobina está en "auto-resonancia". Algunos diseñadores, aprovechan esta circunstancia para construir trampas de onda sin utilizar capacidades externas. Elevando esa frecuencia, se llega a otra, en que la bobina se convierte en una capacidad (presenta una reactancia resultante de carácter capacitivo).

Entorno.-

Es otra circunstancia que puede modificar el campo de la bobina, por cercanía de objetos metálicos sensibles al campo magnético, afectando también a la resistencia y capacidad distribuida. Es por ello que cuando coexiste varias bobinas en un espacio próximo, se deben instalar formando un ángulo de 90 grados para evitar su interacción. Suponiendo aislada de perturbaciones, podemos ver en la siguiente gráfica (Figura 2) cómo afecta la proximidad de las espiras a la resistencia de la bobina en función de su resistencia si el conductor empleado no estuviera enrollado.

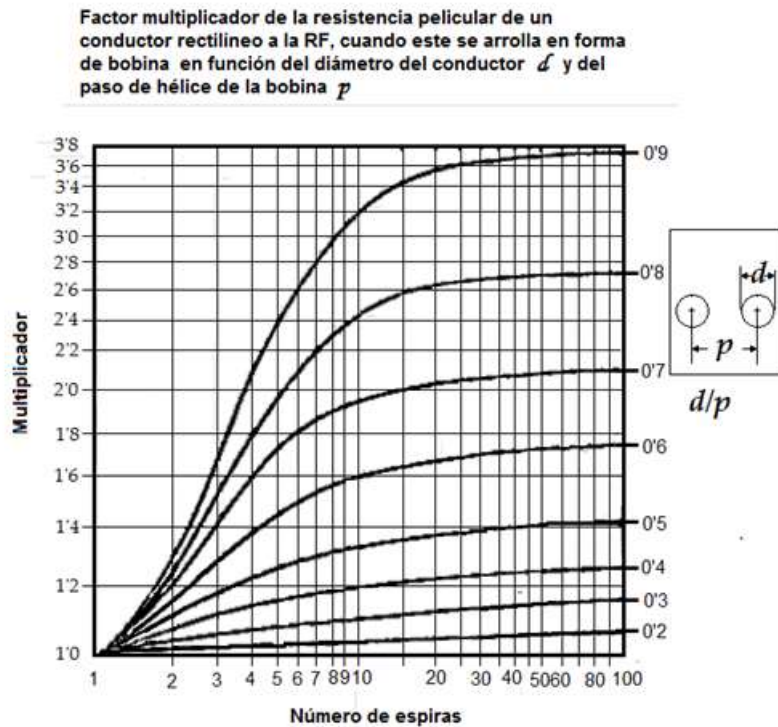


Fig. 2

Aquí podemos ver que por ejemplo, con 20 espiras prácticamente juntas $d/p = 0.9$ la resistencia de la bobina sería la de la longitud del conductor recto, multiplicada por 3.6.

También podemos observar en la condición usada más comúnmente, que la resistencia de un arrollamiento con espiras separadas una distancia igual a su diámetro, ($d/p = 0.5$ ó $s=d$) la resistencia es 1.4 veces (aprox.) la del mismo hilo, recto (entre 20 y 100 espiras. Depende del número de espiras que tenga la bobina). Esta resistencia se suele determinar a partir de un Q o factor de mérito de la bobina (estimado a su vez) y de la reactancia que presente a la frecuencia de interés, como vemos a continuación..

Factor de mérito o Q de un inductor.-

La resistencia óhmica de una bobina a la RF es una resistencia en serie con la inductancia pura, de tal manera, que el circuito equivalente de un inductor en el campo de la RF es el de la figura 3

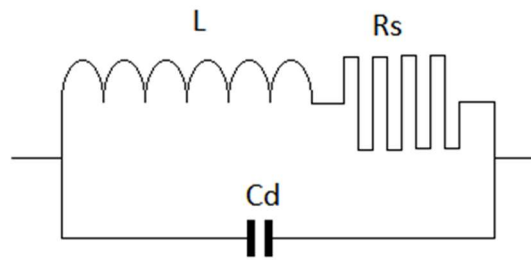


Fig. 3

La presencia de esta resistencia es algo indeseado que degrada la calidad de la bobina y se llama factor de mérito o "Q" a la relación entre la reactancia que presenta la inductancia de la bobina y esta resistencia en serie.

$$Q = \frac{2\pi FL}{R_s}$$

El Q depende de la frecuencia, como depende la reactancia de la bobina y la propia resistencia, como hemos visto anteriormente. Así, cuanto menor sea la R_s frente a la reactancia más alto será el Q y mayor la calidad de la bobina.

A fin de conseguir una bobina con un alto Q, el diseñador deberá procurar el empleo de un conductor suficientemente grueso, para minimizar en lo posible la resistencia a la RF del mismo, así como un paso de la hélice adecuado para minimizar la capacidad distribuida ($p \Rightarrow 2d$) y el efecto de proximidad.

La determinación de este valor es una tarea algo imprecisa debido a la cantidad de condicionantes presentes.

Una fórmula generalista puede ser:

$$Q = \frac{\sqrt{f}}{\frac{6'9}{a} + \frac{5'4}{l}}$$

a (radio de la bobina) y l , su longitud en cm

f en Hz

O esta otra:

$$Q = 0'15 \sqrt{f \left(\frac{1}{a} + \frac{1}{l} \right)}$$

Para $l > a$

Y además se debe cumplir que la relación d/p sea

De 0'5 a 0'7 para $l \leq a$

De 0'6 a 0'8 para $l \cong 4a$

De 0'75 a 0'9 para $l \gg a$

De todas formas, para cálculos prácticos, el diseñador suele tomar valores estimados. Así para bajas frecuencias (hasta 1 MHz) suele estimar un valor de 300 y para más altas frecuencias, lo estima en 200.

Una vez determinado (o estimado el Q), la resistencia (total) de la bobina a la frecuencia de trabajo, tendrá un valor también estimado:

$$R_s = \frac{2\pi FL}{Q}$$

De todas formas ante la dificultad del cálculo preciso del Q así como de la resistencia, podemos recurrir a su medición mediante el dispositivo adecuado ("Q-metro").

La bobina en un circuito resonante.

La asociación de una inductancia y una capacidad en serie o en paralelo, da lugar a que, a determinada frecuencia, las reactancias que presenten sean iguales y como son de signo opuesto, se anulen, presentando en el caso de su disposición en serie, un cortocircuito teórico por anulación de sus reactancias respectivas ya que tienen signos contrarios y en el otro, dispuestas en paralelo, una impedancia infinita (teórica). Esa condición se llama de "resonancia".

En la práctica, habrá que tener en cuenta la resistencia en serie de la bobina en las condiciones explicadas anteriormente, por la que el conjunto inductancia-capacidad presentará un Q en resonancia, que determinará un ancho de banda en el que consideraremos que las características de dicho conjunto no varían; mantendrá su "cortocircuito" en el caso de disposición en serie, o su alta impedancia en su disposición en paralelo. En la práctica, el cortocircuito de la disposición en serie, no es tal, debido a la presencia de la resistencia de la bobina en serie con ella. Esa resistencia en serie junto con la reactancia en resonancia de la bobina, determina el Q del circuito como hemos visto anteriormente. El ancho de banda, es aquel tramo de frecuencia en que los límites están marcados por la caída a su valor $\frac{1}{\sqrt{2}}$ (ó 0'7 veces), de la corriente en el caso de la disposición en serie, o de la tensión en la condición de paralelo.

$$\Delta F = \frac{F_0}{Q}$$

Siendo ΔF , el ancho de banda y F_0 la frecuencia de resonancia.

La Bobina y la frecuencia de la corriente que la atraviesa.

El comportamiento de una bobina difiere si consideramos la frecuencia de la corriente que discurre a través de ella.

Cuando la frecuencia es cero, como en el caso de la corriente continua, el campo magnético creado es fijo y no produce ningún efecto secundario excepto la resistencia óhmica que presente la longitud de hilo empleada en su arrollamiento. Si este arrollamiento, abraza un cuerpo de naturaleza ferromagnética, se constituirá un imán permanente o no, según dicha naturaleza (por ejemplo acero o hierro).

Si la corriente que atraviesa la bobina es alterna, el campo magnético creado es variable y se producirán fenómenos de inducción, como es el caso de los transformadores. Por otra parte, si la corriente es de baja frecuencia (hasta unas decenas de Kilociclos), la bobina se comporta casi como si la corriente fuera continua, salvo que el campo magnético produce fenómenos de inducción de corriente en otros conductores cercanos y ofreciendo al circuito eléctrico en el que esté instalada, además de su resistencia óhmica con un valor prácticamente igual al que ofrece en corriente continua, otra resistencia "virtual", llamada "reactancia inductiva" representada por la letra "X", que se suma vectorialmente a la resistencia pura anteriormente aludida estando los dos vectores desplazados 90° , según se puede ver en la figura 4.

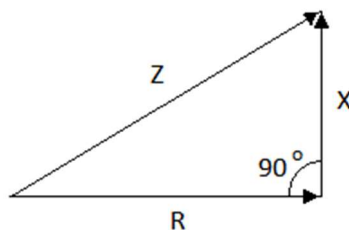


Fig 4

La combinación resultante de esta resistencia y reactancia, es otra "resistencia" que recibe el nombre de "Impedancia" de la bobina y se representa por la letra "Z"

$$[\text{Resistencia pura (R)} + \text{Reactancia (X)} = \text{Impedancia (Z)}]$$

(Recordemos que esta suma es vectorial como se ve en la figura 4)

Un circuito serie, tiene su disposición equivalente paralelo de otros valores de resistencia y reactancia de tal manera que en los terminales de entrada de esta disposición está presente la misma impedancia que en el caso de la disposición en serie como se ve en la figura 5

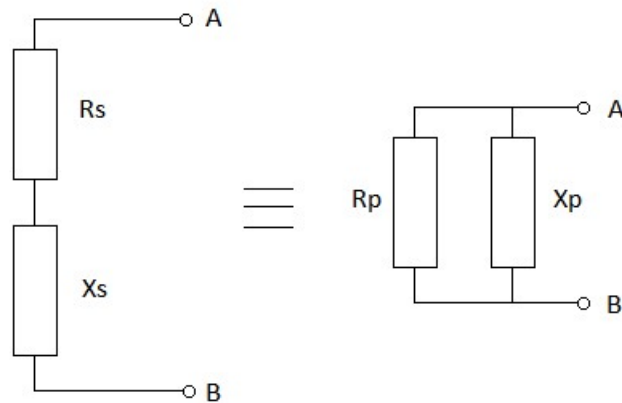


Fig. 5

Y se cumple, que los valores paralelos equivalentes R_p y X_p en función de los valores en serie R_s y X_s , valen,

$$R_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{R_s}$$

$$X_p = \frac{R_s^2 + X_s^2}{X_s}$$

Con estas igualdades, las impedancias presentes en los puntos A y B, son iguales por lo que para determinados cálculos, es útil el intercambio de ambas equivalencias.

Cuando la frecuencia de la corriente, alcanza valores elevados, sobre todo valores de Radiofrecuencia, la bobina se comporta además como una guía de ondas helicoidal con los siguientes efectos respecto a las bajas frecuencias:

Aumenta la resistencia por el efecto pelicular y la capacidad distribuida y el efecto de proximidad de las espiras como hemos visto anteriormente.

Si el conductor tiene sección circular, existe un factor de corrección de su inductancia debido a la deformación del campo magnético.

Ofrece un apreciable retardo a la velocidad de propagación de la corriente a través de ella.

En su analogía como guía de ondas, es un elemento de línea de transmisión con un factor de propagación " β " medido en radianes/metro, una longitud angular medida en radianes y una impedancia característica como corresponde a cualquier línea de transmisión.

Todos estos parámetros los podemos hallar mediante un programa de cálculo, que es el más preciso al que podemos tener acceso y es de libre disposición y que tiene en cuenta todos los factores de corrección aludidos anteriormente. Está disponible en la red gracias a la gentileza de Serge Stroobandt ON4AA en su WEB

<http://hamwaves.com/antennas/inductance.html>.

La tabla 5 de los resultados “Modo de guía de onda” nos proporciona los datos de los valores de β y Z_o que caracterizan a la bobina como una línea de transmisión. En él, figura también un dato significativo, en lo que respecta a la auto-resonancia de la bobina (la frecuencia a la que la capacidad entre espiras, convierte a la bobina en un circuito resonante paralelo) en la tabla 8 “Frecuencia autorresonante” (que sirve de alerta al diseñador), ya que la frecuencia de trabajo de la bobina no debe pasar de $\frac{1}{4}$ de dicha frecuencia para que su comportamiento sea lineal.

Con todo lo expuesto anteriormente, y aunque la literatura existente acerca de este tema es extensísima, creo que hemos hecho un repaso suficiente a todos los parámetros que intervienen en el funcionamiento de una bobina que nos ayudan a una mejor comprensión de su función en un circuito eléctrico.

El factor de forma

Ahora, determinaremos un parámetro fundamental para conseguir la máxima calidad de esta bobina, que es el factor de forma, que relaciona la inductancia, el paso del bobinado y el diámetro de la bobina.

Dicho factor de forma se halla mediante la fórmula:

$$F = 50,632 \frac{Lp^2}{D^2}$$

Una vez conocido F, nos apoyaremos en la siguiente gráfica del Dpto. de Comercio de los Estados Unidos:

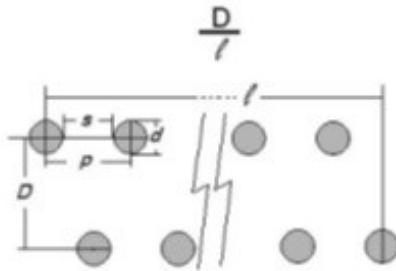
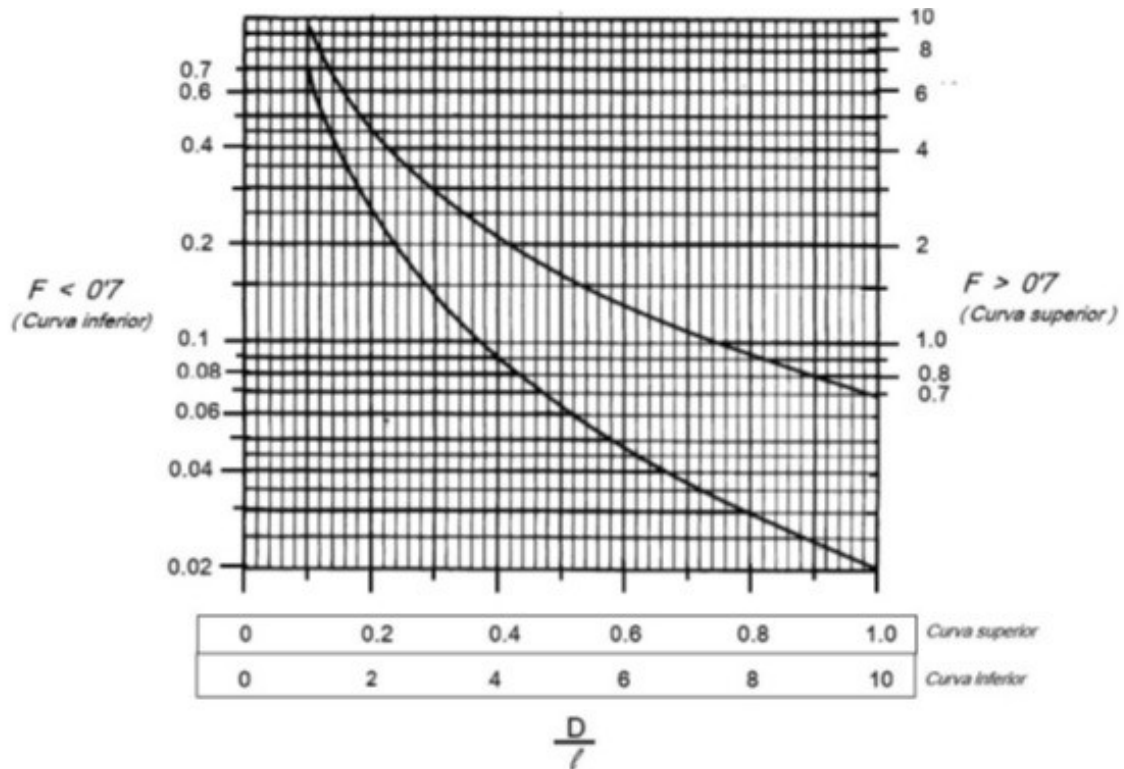


Fig 6

p – paso del bobinado (pitch) [$p = s + d$]

D – diámetro de la forma

d – diámetro del conductor

l – longitud del arrollamiento

s – separación entre espiras

Procedimiento:

Se halla el valor de F mediante la fórmula anterior:

Si F es menor de 0.7, utilizaremos el eje vertical de la izquierda de la gráfica y determinaremos la relación D/l en la fila inferior de la leyenda del eje horizontal, apoyándonos en la curva inferior.

Si F es mayor de 0.7, utilizaremos el eje vertical de la derecha de la gráfica y determinaremos la relación D/l en la fila superior de la leyenda del eje horizontal.

Como conocemos D , de este último valor hallaremos la longitud l de la bobina; por último, conocidos l y p , averiguaremos el número de espiras:

$$N = \frac{L}{p}$$

De esta manera, podemos construir una bobina de una inductancia requerida L con un conductor de un diámetro d , enrollando N espiras sobre una forma de diámetro D , y separadas una distancia s .

A todo lo expuesto anteriormente, se deben hacer una serie de observaciones.

El resultado de la fórmula de Wheeler es aproximado.

El campo magnético creado en el interior del arrollamiento no es uniforme. Solo se puede considerar así en el tercio central de este. Ver figura 7.

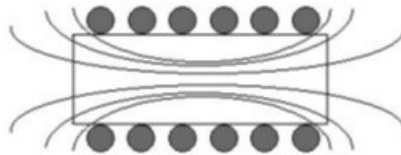


Fig 7

A partir de aquí se deben de considerar los factores de corrección aludidos anteriormente, para determinar los valores efectivos de la bobina.

Bibliografía.-

Cálculo de Antenas. A. García, 5ª Ed. Marcombo

H. F. Resistance and Self-Capacitance of Single-Layer Solenoids. R G Medhurst (GEC Research Labs.). Wireless Engineer, Feb. 1947 p35-43, Mar. 1947 p80-92. Corresp. June 1947 p185, Sept. 1947 p281.

CAPITULO X

LA TIERRA Y SUS CORRIENTES

En la revista de setiembre de 2015, publiqué un artículo que trataba sobre las características de la tierra (suelo) y los diferentes planos de tierra. Después de releerlo, he decidido volver a publicarlo, con algunas modificaciones y añadiendo otros aspectos que no contemplé en el anterior artículo.

El hecho de esta reedición también obedece a dar la oportunidad a los socios incorporados desde la fecha de publicación de conocer algunos artículos interesantes de los que no disponen en las sucesivas revistas que han ido recibiendo debido a su posterior afiliación.

Mucho se ha escrito sobre esta parte de un sistema de radiación principalmente de los formados por antenas verticales, y poco queda por decir.

Yo deseo contribuir con mi humilde aportación a abundar en algunos aspectos para tratar de conocer algo más sobre el comportamiento del suelo que nos rodea en presencia de un campo electromagnético. Sabemos que el suelo es un material mal conductor y por lo tanto ofrece determina da resistencia al paso de corrientes eléctricas. Todo radioaficionado conoce que eliminar esta resistencia, conllevaría el conseguir un rendimiento de nuestra antena, muy próximo al 100%.

En esta situación, estaríamos en presencia de un plano perfectamente conductor y los datos de impedancia de entrada medidos en el radiador, así como los del diagrama de radiación, coincidirían prácticamente con los calculados mediante la formulación existente. Pero sabemos que esta situación es quimérica por lo que los esfuerzos del diseñador deben estar orientados a minimizar el valor de esta resistencia.

Ahora bien. La resistencia del suelo es un enemigo difícil de vencer debido a las variables de las que depende, como son la homogeneidad de su composición, su naturaleza, su humedad y la cantidad de sales minerales que lleven disueltas las moléculas de agua que contiene.

Todos estos aspectos, hacen del suelo un medio inconstante en su comportamiento y que debemos conocer.

Para determinar de la forma más aproximada posible este comportamiento, deberemos partir de condiciones ideales.

Hay dos valores importantes que determinan su comportamiento. Son su constante dieléctrica relativa (**permitividad**) ϵ_r (**épsilon**) (y su **conductividad** (inversa de su resistividad), σ (**sigma**).

En general, la constante dieléctrica denota la capacidad de polarización de un medio (en este caso, la tierra) ante la presencia de un campo eléctrico. También podemos definirla como la capacidad que presenta un condensador de placas paralelas de 1 m² de superficie, separadas por un cubo de 1 metro de lado de material del medio considerado como se representa en la figura 1 y se mediría en Faradios/metro.

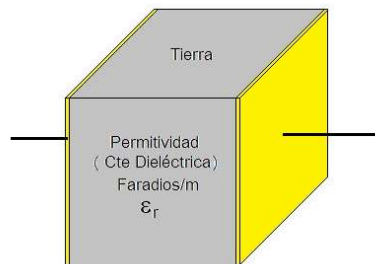


Fig 1

La **conductividad** es la capacidad de un medio para conducir corriente eléctrica. Este valor depende principalmente de la naturaleza geológica del medio, su porosidad, la cantidad de agua almacenada en sus poros y la naturaleza y cantidad de sales disueltas en la misma. Es por ello, un parámetro muy variable (tal como comentábamos anteriormente) ya que es función de la temperatura, humedad ambiental y la capacidad del medio, de retener dicha humedad.

Se mide en mhos/metro o siemens/metro y es la inversa de la **resistividad** del medio que podemos definir como la resistencia que presenta entre dos caras opuestas, un cubo de 1 metro de lado del medio considerado como se representa en la figura 2 y se mediría en ohmios/metro. Los datos de referencia se suelen considerar, a 20º centígrados.

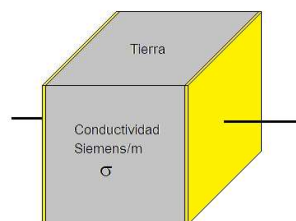


Fig 2

Hay un tercer valor que es la **permeabilidad** magnética relativa, que cuando el suelo no tiene carácter ferro-magnético, lo que ocurre en la mayoría de los casos tiene un valor de 1. Se mide en Henrios/m

Cuando estos 3 valores se consideran con sus correspondientes al vacío, obtenemos **valores absolutos**.

$$\varepsilon = \varepsilon_r \times \varepsilon_0.$$

Siendo los valores del vacío:

Permitividad (constante dieléctrica) ε_0 .- $8'85418 \times 10^{-12}$ F/m

Permeabilidad μ_0 .- $4\pi \times 10^{-7}$ Henrios/m

Dado que el vacío no es conductor, su conductividad no se considera.

Resumiendo esta teoría, nos debemos quedar en el conocimiento de que al suelo o tierra la definen principalmente, dos parámetros que aunque reciben el nombre de “constantes” ya hemos visto que “no lo son tanto” pero sí podemos considerar valores medios de esos parámetros como constantes.

Así podemos calificar a una tierra o suelo en función de esos parámetros como desde muy buena a muy pobre.

Veamos la siguiente tabla

	σ (S/m)	ε_r (F/m)
Agua salada	5	81
Agua dulce	0,001	80
Muy buena	0,03	20
Buena	0,01	15
Media	0,005	13
Pobre	0,002	13
Muy pobre	0,001	5
Paupérrima	0,001	3

En ella observamos los distintos valores de σ y ε_r para distintos tipos de suelo, desde el agua del mar como mejor “suelo”, hasta un tipo de roca impermeable que no contiene nada de humedad o arena o hielo, por ejemplo, como tierra paupérrima.

En la figura 3 se muestra un mapa general de la conductividad de España en el que se puede ver que las peores regiones en cuanto a conductividad del terreno, son las cuencas del Duero, Tajo y Guadiana así como Galicia, Extremadura y Las islas Canarias

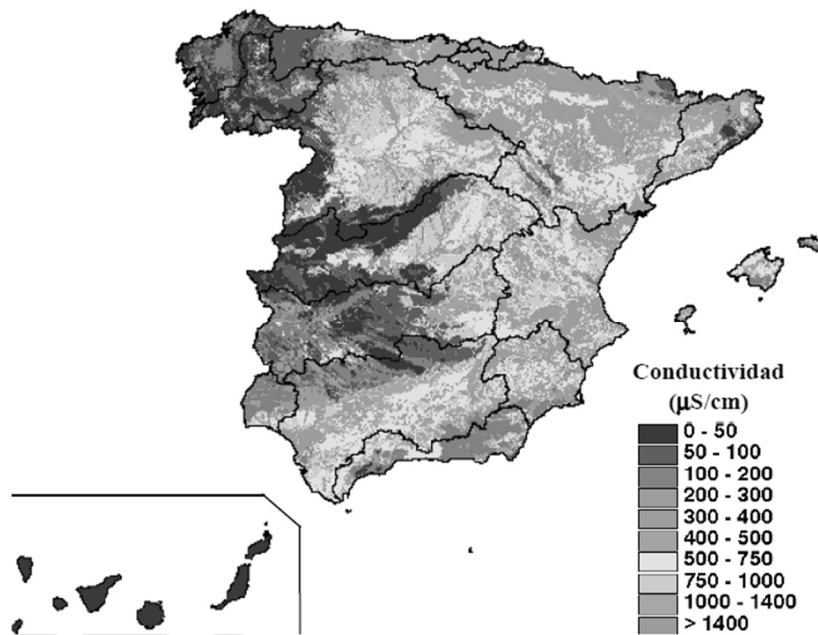


Fig 3

Estos valores se determinan mediante medidas en el terreno con los aparatos adecuados. Por ejemplo, un telurómetro nos marcará la resistividad de un terreno específico y la inversa de ese valor será la conductividad. En este punto, hay que tener en cuenta que este valor es dependiente de la frecuencia, aunque los valores medidos permanecen constantes hasta 800 MHz para el agua salada y tierra muy seca y 20 MHz para el resto de suelos. A partir de estas frecuencias, la conductividad va aumentando progresivamente en mayor o menor grado según el tipo de suelo.

De todas maneras, existen diversas publicaciones en revistas y libros en los que se describen métodos para determinar estos valores en zonas concretas de suelo.

También, en muchos estudios, se considera la permitividad compleja que se expresa como $[\epsilon_r' - j\epsilon_r'']$ que viene determinada por:

$$\epsilon_r' - j\epsilon_r'' = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} - j \frac{\sigma}{\omega\epsilon_0}$$

En el que la parte real es la permitividad relativa y la imaginaria relaciona la conductividad con la frecuencia.

Su relación recibe el nombre de tangente de pérdidas

$$\tan \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'} = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0 \varepsilon_r} = \frac{\sigma}{\omega \varepsilon}$$

Aún existen otros parámetros que conocemos cuando corresponden al vacío pero que en el suelo cambian considerablemente y hay que tenerlos en cuenta:

Son la longitud de onda, la velocidad de propagación y el filete de tierra por donde se propaga la corriente electromagnética.

En el suelo, como en cualquier otro medio, tanto la longitud de onda como la velocidad de propagación de una onda electromagnética, viene afectadas por su permitividad relativa ε_r de tal manera que:

$$\lambda_s = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \text{ m}$$

siendo λ_s la longitud de onda de la frecuencia de una onda, propagándose por el suelo y λ_0 la longitud de onda de la misma frecuencia propagándose en el vacío. Así, por ejemplo, una onda electromagnética de 7 MHz tiene una longitud de onda en el vacío, $\lambda_0 = \frac{300}{7} = 42'85$ m. y en una tierra buena ($\varepsilon_r = 15$) la longitud de onda, valdrá

$$\lambda_s = \frac{42'85}{\sqrt{15}} = 11'06 \text{ m}$$

El coeficiente reductor de λ_0 es $\frac{1}{\sqrt{15}} = 0'258$.

Esto significa que una longitud de onda sobre el suelo vale 42'85 m. Pero que por debajo del nivel del suelo, la misma longitud de onda vale 11'06 m. La velocidad de propagación será $3 \times 10^8 \times 0'258 = 774 \times 10^5$ m/s.

Recordemos que 3×10^8 es la velocidad de la luz en el vacío.

Este fenómeno es el mismo que conocemos para determinar una longitud física de un cable coaxial en función de su velocidad de propagación.

Un dato importante a considerar es el que estas constantes son función de la frecuencia. Esta frecuencia será el condicionante que determinará los parámetros del suelo al comportarse éste como un conductor (más o menos bueno), que ofrecerá un efecto piel al conducir las corrientes creadas por el campo eléctrico aplicado. Así y como orientación al lector de este efecto, midiendo σ y ε_r en un punto del suelo determinado a 1 MHz podemos encontrar valores de 0'0046 S/m y 81 F/m que se

convierten en 0'015 S/m y 36 F/m a 8 MHz. Debemos tener en cuenta a la hora de utilizar los aparatos de medida, que deben ser capaces de realizar medidas a distintas frecuencia. Por ejemplo, un telurómetro normal utilizado para medir resistencias de tierras en instalaciones eléctricas no es viable para nuestros propósitos ya que la frecuencia que utilizan, o son los 50Hz de la red eléctrica o unos pocos de cientos de hercios. Siempre en muy baja frecuencia.

La profundidad de penetración en el suelo en función de la frecuencia del campo aplicado (filete conductor), viene determinada de una manera simplificada, por

$$\delta = \frac{1}{2\sqrt{F(\text{MHz}) \times \sigma}} \text{ metros}$$

Por ejemplo, y aplicando la fórmula para una frecuencia de 1'83 MHz y una tierra media ($\sigma = 0'005 \text{ S/m}$) las corrientes en el suelo se desplazarán en un espesor de 5'23 mts (suponiendo que hasta esa profundidad, la tierra sea homogénea).

Si observamos la fórmula anterior, vemos que el espesor del filete, disminuye cuando aumenta la frecuencia o la conductividad del terreno.

Ya entiendo que, para muchos lectores, tanta teoría y formulas resulta farragoso, pero considero que vale la pena emplear algo de tiempo en esto, para conocer al menos lo que podríamos llamar "las señas de identidad" de este medio que es el suelo o tierra.

Bien. Ya hemos visto que esas señas de identidad como son la conductividad, la permitividad y el espesor del filete conductor, determinan la resistencia que se ha de sumar a la de radiación en la base de una antena vertical y que deteriora el rendimiento de dicha antena ya que una parte, más o menos sustancial de la potencia radiada, se va a disipar en forma de calor en esa resistencia de tierra y no se va a aprovechar en una potencia radiada "efectiva" .

La potencia perdida en la tierra al ser disipada en su resistencia, es la debida a la "corriente de conducción" que retorna a la base de la antena desde los límites del círculo que, con un radio de media onda en el vacío, rodea a la antena.

Este fenómeno se puede ver gráficamente en la figura 4

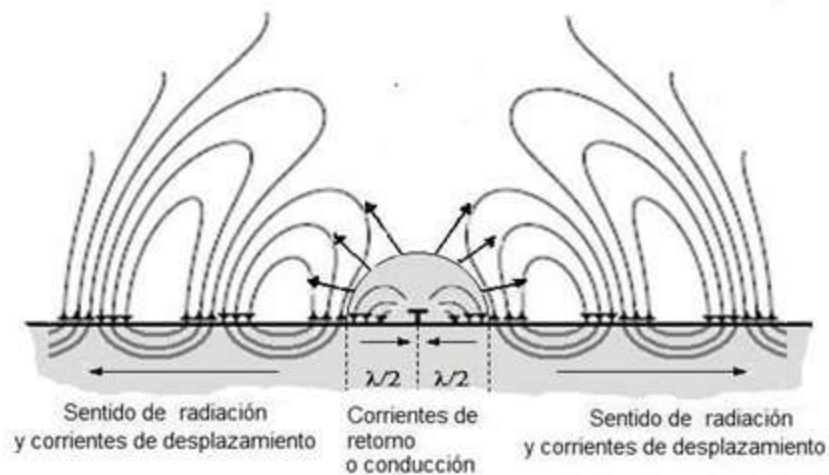


Fig 4

En ella podemos ver que el sistema radiante propiamente dicho, "comienza" en la superficie de esa esfera con un radio de media longitud de onda.

Ahora bien. El carácter variable de la resistencia del suelo, es un gran hándicap para la estabilidad del sistema y dificulta enormemente el diseño de los dispositivos de ajuste de impedancias. Es por eso que debemos añadir algún dispositivo que mantenga estable, en lo posible; esta resistencia al mismo tiempo que tratamos de minimizarla. Esto se consigue con un plano de tierra adicional conectado en la base de la antena según describimos a continuación.

El esquema eléctrico que corresponde al "circuito" de la base de una antena vertical, se muestra en la figura 5

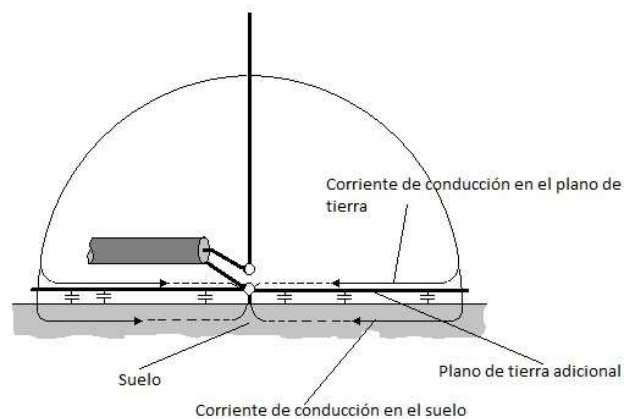


Fig 5

Este plano de tierra adicional que llamaremos en adelante GP por analogía con otras publicaciones (Ground Plane) es de carácter metálico y preferentemente de cobre o de otro metal que no tenga carácter magnético. Puede tener forma de malla o estar compuesto de un número determinado de hilos extendidos de forma radial. El

número de hilos, su longitud y su forma de extenderse, varían en función de múltiples criterios como veremos más adelante.

Un radioaficionado estadounidense Rudy Severns N6LF ha dedicado años y muchos esfuerzos en realizar múltiples medidas con las más diversas combinaciones de GP y la tierra que ha condensado en una colección de gráficas que son muy explícitas. Recomiendo al lector que esté interesado en profundizar en este tema, que visite su página WEB www.antennasbyn6lf.com (en inglés).

Hay 3 formas de extender un GP a elegir por el diseñador en función de las condiciones del entorno.

Modo 1.-Radiales extendidos sobre la superficie del suelo.-

Estos radiales están conectados a tierra en la base de la antena.

Su cercanía al suelo al cual estará conectado en paralelo, modificará la velocidad de propagación de la onda electromagnética del hilo del radial por lo que se modificará su longitud física (metros) para una longitud eléctrica dada en λ .

Las corrientes de retorno circularán en gran parte, por el plano de tierra dado su carácter conductor hacia la base de la antena pero también habrá una cantidad de corriente que circulará por el suelo. De esta manera, en la base de la antena, se sumarán ambas corrientes, teniendo en cuenta que dado que las velocidades de propagación de los dos medios (radiales y suelo) son diferentes, también serán diferentes las fases de esta corriente al llegar a la base de la antena por lo que la suma de ellas será algo compleja. También hay que considerar la existencia de una capacidad distribuida entre los radiales y el suelo, que producirán una circulación de corriente añadida entre los radiales y el suelo a través de esta capacidad antes de llegar a la base de la antena.

Modo 2.- Radiales no conectados a tierra en la base de la antena.-

Es un plano de tierra "flotante", el mecanismo de circulación de corrientes en el suelo se hará a través de las capacidades aludidas anteriormente. Las corrientes del suelo se sumarán a la del GP por inducción en la base de la antena.

En la figura 5 se muestra de una manera simple, este mecanismo.

Modo 3.- Plano de tierra constituido por un conjunto de hilos metálicos desnudos extendidos radialmente e insertados a unos centímetros dentro del suelo.-

Lo que ocurre, es que mejora la conductividad del suelo, se alarga la longitud de onda y su velocidad de propagación, aumentando la cantidad de corriente de retorno que por él circula.

Escoger un número óptimo de radiales y su longitud, no es un ejercicio de precisión sino más bien, producto de la experiencia en la instalación ya que depende del espacio disponible y de la característica eléctrica del terreno.

Han habido diversos investigadores que han tratado de especificar tanto el número como la longitud óptima de una forma categórica, comparando diversas combinaciones. Así, vamos a relatar algunas de ellas

El Handbook de Antenas de la ARRL muestra la siguiente configuración, considerando la ideal y tomada como patrón, a la formada por 120 radiales de $\lambda/2$ y comparando el resto, con este "patrón".

Número de radiales	Longitud (λ)	Total de hilo (λ)	Pérdida en dB (vs. 120 rad)
15	0.1	1.5	3
24	0.125	3.125	2
36	0.15	5.4	1.5
60	0.2	12	1
90	0.25	22.5	0.5
120	0.4	48	0

La pérdida en dB se refiere a valores del campo eléctrico medidos en un campo lejano.

En Junio de 1985, Brian Edward, N2MF, publicó en la revista QST el cálculo de la "configuración óptima" mediante el programa de cálculo NEC. Estos datos dan el menor número de radiales para una longitud dada.

Los datos están reproducidos por ON4UN en su libro "Low Band Dxing"

Número de radiales	Longitud (λ)	Total de hilo (λ)
4	0.1	0.4
12	0.15	1.8
24	0.25	6
48	0.35	16.8
96	0.45	43.2
120	0.5	60

La "configuración óptima", varía entre los distintos cálculos, los cuales tienden a coincidir cuando se contemplan un gran número de radiales.

Existe una teoría que contempla que un simple radial, “recoge” la corriente del suelo sobre el que discurre, en una franja de entre 0’02 y 0’05 λ , dependiendo de la conductividad del suelo.

Según esto, se puede calcular otra “configuración óptima” ya que si por ejemplo, en un suelo buen conductor, la separación entre radiales debe ser como máximo de 0’02 λ en el borde del círculo formado por el plano de tierra, el radio de este círculo en longitudes de onda y por lo tanto, la longitud de los radiales en función del número de ellos, es:

$$r = n \frac{0'02}{2\pi}$$

Simplificando el concepto, la relación número/longitud, vendrá dada por

$$\frac{r}{n} = 3'183 \times 10^{-3}$$

(“r” en longitudes de onda)

Podemos construir las siguientes tablas de configuración óptima.

Para una separación máxima de 0’02 λ en el borde del plano, correspondiente a una buena conductividad del suelo:

Número de radiales	Longitud (λ)	Total de hilo (λ)
12	0.04	0.48
15	0.05	0.75
24	0.08	1.92
36	0.12	4.3
48	0.15	7.2
60	0.19	11.4
90	0.29	26.1
96	0.31	29.8
120	0.38	45.6

Si el suelo tiene una pobre conductividad, consideraremos la máxima separación de los radiales de 0’05 λ y repitiendo los cálculos, la tabla será :

Número de radiales	Longitud (λ)	Total de hilo (λ)
12	0.1	1.2
15	0.12	1.8
24	0.19	4.6
36	0.29	10.4
48	0.38	18.24

60	0.48	28.8
90	0.72	64.8
96	0.76	72.96
120	0.96	115.2

Usando un valor medio de separación máxima de $0'025 \lambda$ obtenemos la tabla

Número de radiales	Longitud (λ)	Total de hilo (λ)
12	0.05	0.6
15	0.06	0.9
24	0.1	2.4
36	0.15	5.4
48	0.19	9.2
60	0.24	14.3
90	0.36	32.4
96	0.38	36.5
120	0.48	57.6

Como se puede ver, hay un amplio rango de configuraciones "óptimas" por lo que deberemos usar las tablas como una guía y recordar ante todo, que la longitud de los radiales las determina en primer lugar, el espacio de suelo disponible; en segundo lugar, la naturaleza del suelo y por último se trataría de tender los radiales lo más juntos posible, tratando de optimizar la cantidad de hilo extendido para lo cual existen varios métodos.

La configuración óptima también se puede considerar bajo el punto de vista de la resistencia de tierra introducida por el sistema radial.

Aunque no especifica la naturaleza del suelo y suponiendo que las distintas medidas se han hecho sobre el mismo tipo de suelo, ON4UN también especifica en su libro "Low Band DXing" la resistencia estimada para diversas configuraciones.

Resistencia de tierra en función del número de radiales y su longitud					
	Numero de radiales				
Longitud de radiales (λ)	2	15	30	60	120
0'15	29	15	15	12	12
0'2	28	15	13	9'1	9'1
0'25	28	15	12	8	7
0'3	28	14	11	7	5
0'35	28	14	9'8	5'6	2'8
0'4	27	13	7	5	0'1

En esta tabla se puede ver claramente como una primera aproximación la inutilidad de alargar un pequeño número de radiales o aumentar el número de ellos cuando son cortos.

Por ejemplo: 15 radiales de 0'15 λ presentan una resistencia de 15 ohm.

Por otra parte, si en vez de 15 radiales, tendemos 120, sólo habremos ganado 3 ohm y habremos empleado 8 veces más de hilo.

A la vista de estos datos, el lector puede profundizar en otras conclusiones.

Existe un tópico general que afirma que cuando sólo se pueden tender unos pocos radiales, es mejor que sean cortos en vez de largos, o lo que es lo mismo, no se gana nada alargándolos.

De todas formas, deberemos reflexionar ante cualquier publicación de un sistema de tierra "óptimo", ya que hemos visto la cantidad de variables que componen un sistema de tierra, que lo hacen único para cada lugar.

Vuelvo a incidir sobre el trabajo de Rudy Severns N6LF aludido anteriormente por la cantidad de datos y conclusiones a las que llega después de muchos años de experiencias en este campo.

Como ampliación a mi anterior artículo, analizaremos las corrientes puntuales en un radial sobre el suelo y la existentes en el propio suelo (modo 1) y las compararemos:

Hemos visto que las velocidades de propagación en los dos medios (radial y suelo) son diferentes por lo que los valores de las mismas en la entrada de la antena son imprevisibles ya que dependen de la frecuencia y de la naturaleza del suelo (permitividad).

Este análisis lo efectuaremos bajo el supuesto de que el radial tiene media longitud de onda, el suelo tiene una permitividad de 15 (tierra buena) y que las corrientes en el extremo alejado del radial y el mismo punto en el suelo, están en fase. Hemos realizado los cálculos puntuales del valor de la tensión y fase en cada medio y supuesto que la tensión correspondiente a la corriente en el suelo es la mitad de la del radial.

Los cálculos se condensan en la figura 6

Corrientes por encima y debajo del suelo

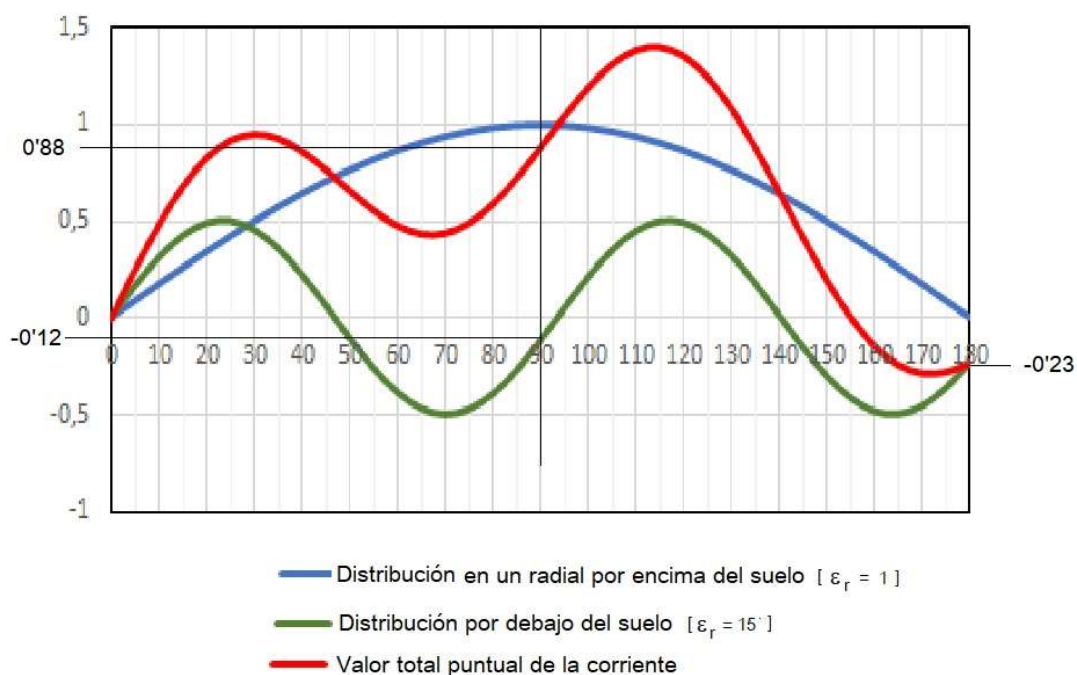


Fig 6

Aquí podemos observar lo siguiente:

La corriente del radial de longitud $\frac{1}{2} \lambda$, en la base de la antena, vale cero. Sólo existe la correspondiente a la tensión de la corriente del suelo que vale el 23% de la máxima referida a la máxima del radial.

Si el radial tuviera una longitud de $\frac{1}{4}$ de λ (90°). La corriente en la base de la antena sería casi la máxima del radial menos la corriente del suelo que tiene carácter negativo por lo que esa corriente total disminuiría hasta un 88% de la del radial.

Si observamos la corriente del suelo, vemos que en los puntos 47, 94 y 140 grados, vale cero, luego si la longitud del radial tuviera esos valores, solo existiría en la base de la antena, corriente del radial ya que el suelo "no existiría", por lo que en estas longitudes se conseguiría la máxima eficiencia. Si a estas longitudes angulares le

sumamos un 5% (para compensar la capacidad al suelo) y las traducimos a fracciones de λ , obtenemos los valores de 0'137, 0'274 o 0'41 longitudes de onda para las dimensiones del sistema de radiales.

La última composición de un plano de tierra a la que me referiré, es al plano de tierra elevado (contra-antena o contrapeso).

Esta disposición se emplea principalmente en radiadores para altas frecuencias, normalmente a partir de 30 MHz., que se sitúan en puntos altos, muy alejados del suelo por lo que la disposición de los radiales enterrados, resulta impracticable aunque dada las ventajas que presentan los radiales elevados, también se están empleando en ocasiones, en frecuencias más bajas, incluso en OM.

Una contra-antena es un conjunto de radiales (en principio, 4 o más) de al menos $\lambda/4$ en el vacío, espaciados regularmente alrededor de la base de un radiador vertical, con el que normalmente forman un ángulo de 90° conectados al conductor exterior (malla) del cable coaxial que lo alimenta y aislados del suelo.

Deben ser resonantes a la frecuencia de funcionamiento, lo que físicamente representa algo más de $0'25 \lambda$. Dado que cuando el sistema está en resonancia, la impedancia en la base debe ser de $36'5 \Omega$, el ajuste a los 50Ω normalizados se consigue inclinando los radiales hacia abajo, formando un ángulo con el radiador vertical, mayor de 90° y si la impedancia de entrada es mayor de 50Ω , se pueden inclinar hacia arriba en un ángulo menor de 90° . Es importante que los radiales sean exactamente iguales, repartidos uniformemente en el plano y en principio, su número debe ser par. Esto es debido a que cada radial capta una determinada cantidad de radiación que al igual que en plano de tierra que hemos visto anteriormente, se convierte en una corriente de retorno en dicho radial que tiene sentido opuesto a la corriente de su pareja de línea, por lo que su radiación conjunta se anula.

Existen situaciones en las que sólo existe un radial. No es un montaje deseable ya que deforma el diagrama de radiación produciendo cierta directividad hacia la parte contraria de la situación del radial.

Con dos radiales, se mejora la situación ya que se anulan las corrientes inducidas aunque también se deforma el diagrama de radiación.

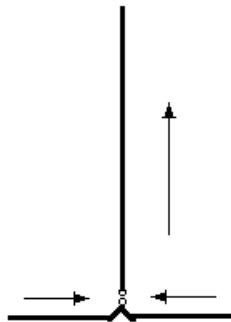


Fig 7

También es común Instalar 3 radiales en los que las corrientes inducidas y descompuestas como en la figura 8, se anulan, ya que:

$$I'_{21} + I'_{32} \text{ se oponen a } I_1.$$

$$I'_{12} + I'_{31} \text{ se oponen a } I_2$$

$$I'_{11} + I'_{22} \text{ se oponen a } I_3$$

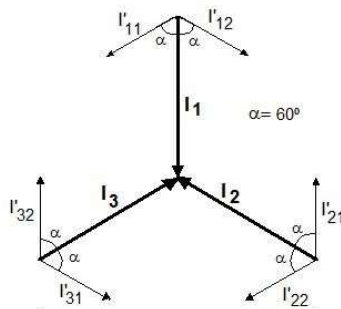


Fig 7

En el caso más común de disponer 4 radiales, la radiación de los mismos también se anula dado que todas las corrientes entran y salen de la base de la antena al mismo tiempo y sus direcciones se oponen entre ellas.

Por último, hay que tener en cuenta que la radiación de la contra-antena existe, aunque sus campos cercanos se anulan, pero si la línea coaxial de alimentación discurre paralela al plano y cercana a ella, captará parte de la radiación que se traducirá en una descompensación en la radiación entre el conjunto de los radiales, deformándose el diagrama de radiación y por otra parte, creándose una corriente indeseada en la malla exterior del cable coaxial.

Esto se evita, procurando que el cable coaxial acceda al punto de alimentación perpendicular a los radiales, o enterrado si discurre a lo largo del suelo, o con aros de ferrita insertadas a partir del punto de alimentación, o enrollando el cable para formar una bobina de forma que suponga un choque a las corrientes inducidas en el exterior de la malla del cable.

Bibliografía y Consultas.-

ON4UN Low Band Dxing ARRL 4ª Ed.

EA5BWL Antenas Verticales para Bajas Frecuencias. Edit. Marcombo 1ª Ed.

Radio Handbook ARRL Ed. 1986

www.antennasbyn6lf.com

QST, Junio 1985

CAPITULO XI

LA TRAMPA DE ONDA

Cualquier radioaficionado que se precie como tal, sabe y conoce qué es una trampa de onda insertada en las ramas de un dipolo o en un radiador vertical y para qué sirve. La función, es clara. La trampa, corta eléctricamente las ramas del dipolo cuando dicha trampa resuena en la frecuencia más alta ($F1$), para que el dipolo resuene en esa frecuencia. Por otra parte, mantiene toda la longitud física de esas ramas cuando la frecuencia de trabajo no corresponde a su resonancia y es más baja que $F1$ ($F2$). En este caso, la trampa actúa como bobina inductiva de carga para esa frecuencia.

La figura 1 muestra gráficamente lo apuntado anteriormente.

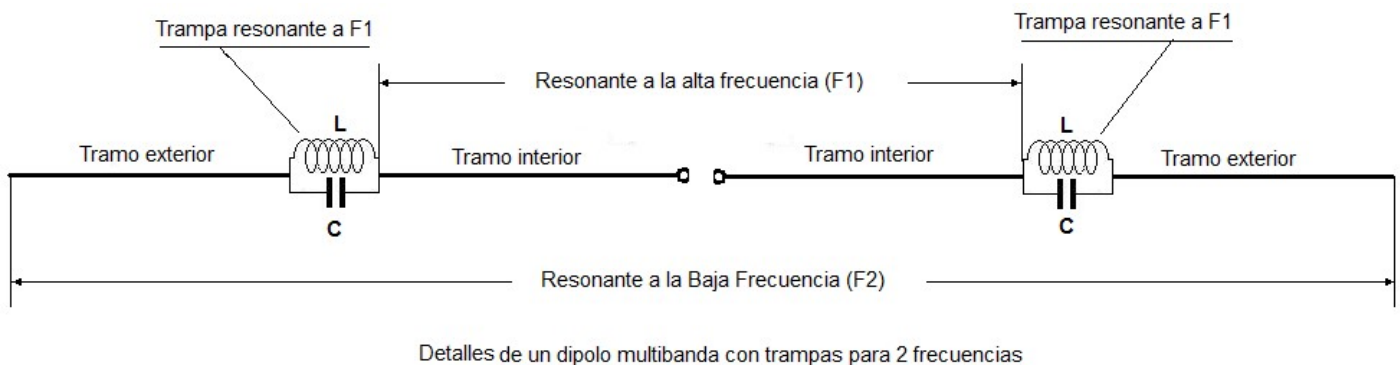


Fig 1

Comentemos los matices de funcionamiento de este dipolo:

Las trampas son unos dispositivos con elementos reactivos (inductancia y capacidad) dispuestos en paralelo, e insertados a su vez en serie, en las ramas del dipolo.

Las trampas, están distantes entre sí, media onda (o múltiplos impares de media onda) correspondiente a $F1$, de tal manera que cuando alimentamos al dipolo con una frecuencia $F1$, las trampas resonarán y presentarán en el punto de su inserción, una impedancia teórica infinita que provocará el “aislamiento” de los tramos exteriores del dipolo. Tendremos un dipolo trabajando con los tramos interiores y resonante en media onda.

Si alimentamos al dipolo con la frecuencia baja (F2), la impedancia serie presentada por la trampa será normalmente inductiva y equivaldrá a una bobina de carga como hemos mencionado anteriormente, que alargará eléctricamente la longitud física del dipolo por lo que para que el conjunto resuene a la frecuencia F2, habrá que disminuir la longitud física de los tramos exteriores (como si fuera un dipolo corto, con una bobina de carga). Esta longitud se determina usando la formulación existente para este tipo de dipolos cortos cargados con una bobina. Este tema sería objeto de otro artículo por lo que desde aquí diremos que la longitud de los tramos exteriores, la determinaremos por tanteo a partir de la longitud calculada sin bobina de carga.

La impedancia en serie con la rama del dipolo que presenta la trampa en su punto de inserción para la frecuencia F2 es la resultante de la combinación en paralelo de dos reactancias como se estudia en teoría de circuitos eléctricos. En nuestro caso tenemos la reactancia inductiva de L (X_L), en paralelo con la reactancia capacitiva de C (X_C), y su combinada Z, valdrá

$$Z = - \frac{X_L X_C}{X_L - X_C}.$$

Así mismo, recordemos que las reactancias se determinan por:

$$X_L = 2\pi FL \text{ } \Omega \text{ si ponemos F en MHz y L en } \mu\text{H}$$

$$X_C = - \frac{10^6}{2\pi FC} \Omega \text{ si ponemos F en MHz y C en } \rho\text{F (aunque este valor tiene signo}$$

negativo, en la ecuación de Z obviaremos esta circunstancia dado que este signo ya se ha considerado en la misma).

Si el resultado de Z, está afectado por el signo (-), estamos ante una impedancia capacitiva, cuyo efecto sobre el dipolo es el de producir un acortamiento eléctrico de los tramos exteriores.

Si por el contrario, el resultado es positivo, la impedancia resultante es inductiva, alargando eléctricamente los tramos exteriores como hemos comentado anteriormente.

Hay otras variables a considerar a la hora de diseñar una trampa inserta en la rama de un dipolo. Una de ellas es el Q o ancho de banda de trabajo de la trampa y otra es la pérdida adicional que pueda introducir. A partir de un valor de L, se determina la C resonante a la frecuencia de interés. Asimismo, a partir de C, se determina el valor de L. por ello, los valores de la relación L y C pueden ser infinitos.

La formulación simplificada, sería

$$L = \frac{25.330^3}{CF^2} \mu\text{H} \quad (\text{F en MHz y C en } \rho\text{F})$$

$$C = \frac{25.330^3}{LF^2} \rho\text{F} \quad (\text{F en MHz y L en } \mu\text{H})$$

El Q de la trampa lo determina la relación de la reactancia de la bobina X_L y la resistencia óhmica del hilo del arrollamiento R_s , a la frecuencia de trabajo más la resistencia equivalente a las pérdidas producidas por la capacidad distribuida entre espiras y la deformación del campo magnético producida por los posibles elementos metálicos del entorno.

La resistencia de un hilo de cobre en estas condiciones viene determinada por la fórmula simplificada:

$$R_s = \frac{\sqrt{F}}{24a} \times l \quad (\text{F en MHz, } a, \text{ radio del hilo en mm y } l, \text{ longitud del hilo en mts.)}$$

Si el hilo es plateado,

$$R_s = \frac{\sqrt{F}}{25a} \times l$$

Estas fórmulas determinan la resistencia óhmica de un hilo recto, a la RF. Si el hilo está arrollado formando una bobina esta resistencia aumenta 1'34 veces aproximadamente, del valor calculado por las fórmulas. Este valor ya contempla las pérdidas adicionales mencionadas anteriormente

Para optimizar una bobina, tendremos que considerar dos factores principales. Uno es obtener el Q más alto posible disminuyendo la resistencia óhmica del hilo R_s y el otro es el factor de forma que nos dice que una bobina es óptima cuando la relación diámetro de la bobina con su longitud, es 1'4 veces.

La figura 2 nos da una idea gráfica del aspecto de esa bobina óptima.

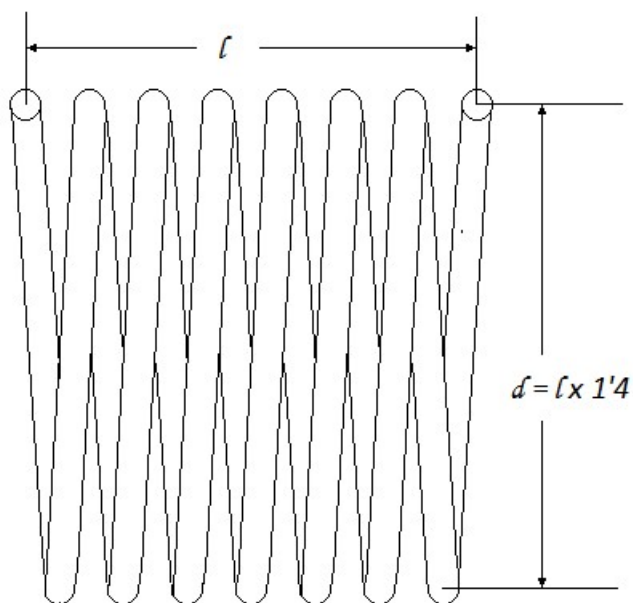


Fig 2

En cuanto a la capacidad a emplear, deberemos disponer de un condensador que además de la capacidad adecuada, soporte las altas tensiones a las que va a estar sometido, normalmente, mayor de 1000 voltios.

Ahora bien; una trampa con un alto Q significa un gran poder de aislamiento para frecuencias de resonancia, pero a costa del ancho de banda de trabajo, circunstancia ésta, que puede no sernos conveniente; pero si disminuimos el Q, aumentarán las pérdidas, así que, en según qué circunstancias, tendremos que asumir una u otra situación.

De todas maneras, la pérdida introducida por una trampa, es insignificante si está bien diseñada por lo que es un tema de poca preocupación frente al objetivo de conseguir un dipolo que trabaje en dos frecuencias.

Debemos seguir unos cuantos criterios para diseñar una trampa. El principal de todos es la relación L/C (Inductancia en Henrios, frente a Capacidad en Faradios). Un alto valor de L y baja C, nos dará un alto Q y una gran impedancia resultante para la frecuencia baja , de carácter inductivo que puede suponer un gran acortamiento de los tramos exteriores del dipolo. Esto podría ser conveniente si no nos importase la estrechez de la banda de trabajo, resultante del alto Q de la trampa cuando funciona como tal en resonancia y cuando funciona como carga inductiva en la frecuencia baja F_2 , ya que una bobina de carga en un radiador corto también estrecha la banda de trabajo. Disminuyendo la relación L/C , aumentaremos el ancho de banda de trabajo, la

inductancia resultante para la F2 no será tan grande y el acortamiento eléctrico del tramo exterior u acortamiento no será tan acusado como en el caso anterior.

El mayor problema que se puede encontrar un radioaficionado que desee construir una trampa previamente diseñada, puede ser el encontrar en el comercio condensadores adecuados (bajas pérdidas y alto voltaje), pero puede recurrir al aprovechamiento de tramos de cable coaxial dado que su capacidad lineal es conocida (el RG8, 213 y 58 con dieléctrico de polietileno tienen una capacidad de 100 pF/m de media, según fabricante) y soporta altos voltajes (por ejemplo, un RG58 soporta perfectamente 1400V). Para disminuir la inductancia parásita asociada a la capacidad del cable coaxial que introduciría la longitud del mismo, es conveniente disponer en paralelo varios trozos de cable cuyas longitudes sumen la necesaria. Así, si por ejemplo, deseamos construir una capacidad de 80 pF, necesitaremos 80 cm de cable coaxial. Supongamos a título ilustrativo que ese cable coaxial tiene una inductancia de 2 µH/m. Ese trozo de cable, tendría en ese caso 1'8 µH que son poco deseables para la calidad de la trampa. 4 trozos de cable de 20 cm de longitud en paralelo, teniendo 20 pF de capacidad cada uno, mantendrían lo 80 pF necesarios pero esa inductancia parásita, se habría dividido por:

20 cm de cable, tendría $1'8/4 = 0'45$ µH y 4 trozos en paralelo, tendrían una inductancia total de $0'45/4 = 0'1125$ µH que ya sería una cifra tolerable. El valor de la inductancia por metro del cable se debe hallar de los datos del fabricante o bien calcular a partir de sus dimensiones físicas. La cantidad de trozos de cable a emplear para disminuir esta inductancia parásita, depende también de consideraciones mecánicas del montaje. Este tema de la inductancia parásita del cable, se ha puntualizado para que el diseñador lo tenga en cuenta y trate de minimizar su efecto en lo posible en aras de optimizar la trampa.

Este diseño de trampas y su disposición en las ramas del dipolo, es el primero que se comprende y el más estudiado pero no es el único existente ni en ocasiones, el más adecuado.

Conocemos perfectamente, dada su abundancia en el comercio, al dipolo que trabaja en 40 y 80 mts que tiene inserta una trampa que resuena en 40 mts. Cuando la frecuencia de trabajo es de 7 MHz, la trampa aísla el tramo exterior y obtenemos un dipolo de media onda clásico. Cuando trabajamos en 3'5 MHz, resuena todo el conjunto como un dipolo corto cargado inductivamente. La diferencia entre antenas de distinta marca de fabricante, está en la elección de sus diseñadores de la relación L/C, el modo de minimizar pérdidas y de dotar capacidad al dipolo para soportar altas potencias.

Cuando queremos que un dipolo trabaje en muchas bandas, con esta filosofía, se diseña un dipolo con múltiples trampas, cada una de ellas resonando a una de las frecuencias de trabajo que coloquialmente las denominamos "choriceras" por su aspecto de ristra de embutidos.

Hemos visto que un dipolo con una trampa en cada rama, puede trabajar en dos frecuencias. Esto es lo clásico. Pero supongamos que esa disposición trabaja en principio, en una frecuencia F1 y su mitad F2. Tomemos como ejemplo un dipolo con una trampa para una F1 de 7 MHz y un tramo exterior que sirva para que el conjunto trabaje en una F2 de 3'5 MHz.

Seguiremos los razonamientos de diseño expuestos anteriormente y en primer lugar, construiremos un dipolo de media onda, para 7 MHz. Obtendremos dos ramas de 10'18 mts (considerando un factor de acortamiento del 95%). En sus extremos instalaremos dos trampas con resonancia en 7 MHz que hemos de calcular.

Comenzaremos fijando a nuestro criterio, la reactancia que debe presentar L y C en resonancia. Pongamos 150 Ω . A partir de aquí, determinamos, $L=3'41 \mu\text{H}$ y $C=151'6 \text{ pF}$.

Si no conseguimos una capacidad de este valor, la podemos construir, bien con porciones de cable coaxial como hemos visto antes, o por cualquier otro procedimiento que podamos idear. Recordemos que debe soportar altas tensiones (al menos 2000 V, para seguridad). También podemos variar la reactancia prefijada de 150 Ω hasta conseguir un valor práctico de C.

Para la bobina si disponemos de un tubo de PVC de 3'2 cm de diámetro exterior e hilo de cobre de 1 mm. Yo suelo utilizar uno de los dos hilos, del hilo eléctrico paralelo con funda de plástico de 1 mm² cuyo diámetro es de 1'128 mm. Y que se encuentra en el comercio sin problemas. Lo arrollo sobre la forma de PVC a espiras juntas (el aislante plástico hace que las espiras de cobre queden separadas 1 mm). Para conseguir los 3'41 μH , arrollaremos 9'14 espiras separadas 1'128 mm sobre la forma de 3 cm. Obtendremos una bobina de longitud 2'06 cm con una relación $D/l=1'45$. La resistencia óhmica de los 1'19 mts de hilo necesarios para este arrollamiento, a esta frecuencia será de 0'3 Ω .

El Q sin carga de la trampa es de 483 y la impedancia que ofrece en resonancia es de 72.447 Ω . La relación L/C es de 22.500.

Una vez conectadas las trampas en los extremos del dipolo, prolongaremos éste con los tramos exteriores hasta completar un dipolo resonante en media onda para 3'5

MHz. En principio este tramo exterior debería ser el calculado sin considerar la trampa menos la longitud que ya disponemos correspondiente a la media onda para 7 MHz. Un dipolo de media onda para 3'5 MHz mide $75 \cdot 0'95 / 3'5 = 20'35$ mts por rama y como ya disponemos de 10'18, el tramo exterior será de 10'17 mts.

Ahora bien. La trampa que está fuera de resonancia a 3'5 MHz, presenta una disposición en paralelo de $X_L = 75 \Omega$ y una $X_C = 300 \Omega$ cuya impedancia combinada, supone 100Ω inductivos insertados en serie en cada rama del dipolo, y que actuarán como carga inductiva, alargando eléctricamente la rama del dipolo por lo que para conseguir la resonancia, deberemos acortar experimentalmente, una longitud adecuada, para conseguirlo. Debemos hacer notar que aunque la teoría nos dice que una trampa en resonancia, aísla el tramo exterior del dipolo, este aislamiento, en la práctica, no es total, como tampoco es infinita la impedancia que presenta. Es por ello que siempre tendremos presente en los tramos exteriores del dipolo, una pequeña corriente correspondiente a la F1 que a su vez, nos perturbará de alguna manera, la directividad del dipolo, cuando éste trabaje en la frecuencia superior F1.

Respecto a la longitud del tramo exterior, también se puede determinar con procedimiento de cálculo. Así, para el lector interesado vamos a exponer brevemente dicho procedimiento.

Consideraremos el dipolo como una línea de transmisión abierta.

El tramo interior es una línea de transmisión menor de $\frac{1}{4}$ de onda, terminada en una reactancia (la combinada de la trampa), cuya reactancia de entrada se determina por

$$X_{\text{int}} = -jZ_0 * \tan(\beta H)$$

(recordemos que $\beta = 2\pi/\lambda$ radianes/metro ó $360/\lambda$ grados metro y H es la longitud eléctrica del tramo interior en metros.

Esta reactancia (negativa) “sumada” a la reactancia combinada de la trampa nos dará una reactancia X todavía positiva que deberá ser compensada con la reactancia negativa que debe presentar el tramo exterior que por lo tanto será igual a -X. La reactancia total debe ser cero para estar en resonancia. A partir de esta reactancia, podemos determinar la longitud del tramo mediante la siguiente fórmula:

De la reactancia del tramo exterior que por lo tanto conocemos y que además se corresponde con la fórmula de una línea de transmisión abierta en su extremo y menor de $\frac{1}{4}$ le longitud de onda y que es:

$$X_e = -\frac{Z_0}{\tan(\beta H)} \text{ despejaremos H y la convertiremos en se longitud física}$$

correspondiente.

$$H_0 = 0'95 \times \frac{\lambda \times \arctan \frac{Z_0}{X}}{2\pi} \text{ mts.}$$

Recordemos además que la impedancia característica de una rama, la podemos determinar por:

$$Z_0 = 60 \left(\ln \frac{2H_0}{a} - 1 \right) \Omega$$

Esta longitud será teórica y un buen punto de partida para conseguir con pequeños ajustes la resonancia para los 3'5 MHz.

Bien hasta aquí hemos estudiado una trampa que hace que un dipolo resuene a una frecuencia F1 y a su mitad F2. Podemos prolongar nuestro estudio, y ver qué pasa con su frecuencia doble (F3=2F1). En el caso anterior F3 valdría 14 MHz y la trampa, a esta frecuencia, presentaría una reactancia inductiva $X_L = 300 \Omega$ en paralelo con una $X_C = 75 \Omega$ que darían una impedancia combinada en serie con la rama del dipolo de -100Ω lo que supone insertar una carga capacitiva al dipolo, que lo acortaría eléctricamente. Los 20 mts físicos que mide la rama del dipolo, se convertirán en los 15 que necesitaríamos para resonar a 14 MHz con $1'5 \lambda$. Los pequeños ajustes (si son necesarios) se consiguen con la inclusión de cierta longitud de hilo conectada al principio de cada tramo externo y que aumentan la carga capacitiva de las trampas. Esta longitud se ajusta hasta conseguir la resonancia deseada

Con esto, podemos concluir que se puede diseñar un dipolo tribanda, con una sólo trampa para frecuencias 1, 0'5 y 2 de la resonancia de la trampa.

En realidad, para insertar una trampa en general, no tiene por qué existir ninguna relación entre las dos frecuencias de trabajo. Como norma general, la trampa deberá resonar a la frecuencia más alta y la otra frecuencia puede ser cualquiera, siempre que sea inferior a la frecuencia de resonancia de la trampa

Este tipo de montaje de trampas presenta el pequeño inconveniente de presentar pérdidas apreciables a las frecuencias muy próximas a la de su resonancia, sobre todo si su Q no es muy alto. Por eso las trampas se diseñan para que resuenen a frecuencias algo alejadas de las frecuencias de trabajo habituales.

Una sólo trampa, también se puede utilizar para que un dipolo resuene en dos frecuencias aunque éstas no tengan ninguna relación entre ellas. Para ello, se inserta una trampa que resuene a una frecuencia que sea la media geométrica de F1 y F2. Así, la frecuencia de resonancia F0 de esta trampa, será.

$$F0 = \sqrt{F1 \times F2}$$

Así, a F1, la trampa actuará como carga inductiva, y a F2, la carga será capacitiva. Su frecuencia de resonancia no corresponde con ninguna de las dos F1 y F2 si no será otra que distará la F1 y F2 la misma distancia en frecuencia. Los módulos de la reactancia que presentará en las dos condiciones, será iguales y sus signos inversos. Aunque nunca actuará como trampa propiamente dicha ya que en ningún momento seccionará las ramas del dipolo porque como hemos dicho, su frecuencia de resonancia no es ninguna de las utilizables. Así por ejemplo, podemos diseñar un dipolo que trabaje en 14 y 21 MHz , insertando una “trampa” resonante en su media geométrica de 17'146 MHz

En estas circunstancias el diseño de un dipolo con este tipo de “trampas”, presenta cuatro variables que dificultan el cálculo teórico, debiendo recurrirse a la determinación experimental.

La longitud de las ramas del dipolo, la frecuencia de resonancia de la “trampa”, su punto de inserción en la rama del dipolo y el valor de la capacidad o de la inductancia de la “trampa”.

Se puede establecer un procedimiento de cálculo que contemple los siguientes aspectos.

En primer lugar se determina la frecuencia de resonancia F0 de la trampa, habiendo fijado previamente las dos frecuencias de trabajo del dipolo.

A fin de facilitar la consecución de la capacidad de la trampa, se fija ésta con un valor del cual dispongamos.

A partir de este valor se determina la inductancia que complementa la trampa y que debemos construir.

Estimaremos un Q de la bobina de 200.

Con estos datos como constantes, comenzaremos fijando a nuestro criterio la longitud del tramo interior del dipolo, y determinaremos la longitud del tramo exterior, para que el dipolo presente reactancia cero (resonancia) a la frecuencia inferior.

Con los datos de las longitudes de los tramos obtenidos, estudiaremos el comportamiento del dipolo para la frecuencia superior. Normalmente, tendremos presente una reactancia en la entrada del dipolo para esta frecuencia.

A partir de aquí, fijaremos otro valor para el tramo interior y repetiremos los cálculos has conseguir unas logitudes de los tramos que satisfagan la condición de resonancia para las dos frecuencias.

Este procedimiento es sencillo pero muy arduo, aunque gracias a los ordenadores, se ha simplificado sobremanera.

En el ejemplo siguiente disponemos de los siguientes datos:

Las frecuencias de trabajo son 10'120 y 18'080 MHz

El diámetro del hilo para el dipolo es de 1'8 mm (equivalente al de 2'5 mm² de sección que encontramos comúnmente en el comercio.)

Disponemos de un condensador de 50 pF.

La frecuencia de resonancia de esta trampa se encuentra en la media geométrica de las dos frecuencias de trabajo (raíz cuadrada de su producto)

$$F_o = \sqrt{F_1 \times F_2}$$

Actúan como “cargas simétricas”. Inductiva para la baja frecuencia y capacitiva para la alta frecuencia.

Evitan resonar a ninguna de las frecuencias de trabajo por lo que minimizan las pérdidas.

El único inconveniente es encontrar el punto de inserción y las longitudes de los tramos internos y externos para lograr la resonancia en ambas frecuencias.

Gracias a Excel y la función SOLVER, esta dificultad se convierte en tarea fácil como veremos a continuación

En el calculador incluido en mi página WEB <https://www.ea5nd.com> (trampas intermedias) se puede determinar este tipo de trampas. Para acceder a la función ·sSOLVER”, clicar en el menú “DATOS” y luego en “SOLVER” (a la derecha de la pantalla)

TRAMPAS INTERMEDIAS

Frecuencia inferior (MHz)	10,12	DATOS DE ENTRADA
Frecuencia superior (MHz)	18,08	
Radio del hilo de antena (mm)	0,9	
Capacidad de la trampa (pF)	50	

INICIO DEL CALCULO (Introducir en la celda K20 el valor "0,10")

Introducir un dato aleatorio en la celda K20 (por ejemplo, 0,10). Ignoraremos los resultados del algoritmo en la celda K29 porque no valdrá cero. Y utilizamos el complemento "Datos> Solver" para iterar con valores variables de K20 hasta que K29 valga cero

Introducir los parámetros en SOLVER

Objetivo	K29
Valor	0
Cambiando las celdas	K20
Restricciones	K20 <= K5
	K20 >= 0,11

Resto de Opciones, por defecto

INDUCTANCIA DE LA TRAMPA (uH)	2,77	RESULTADOS FINALES (Después de SOLVER)
LONGITUD DEL TRAMO INTERNO (MTS)	1,74	
LONGITUD DEL TRAMO EXTERNO (MTS)	3,99	
X DE ENTRADA PARA LA FREC. SUPERIOR	0,00	

λ Frec. Inferior	29,64 m
λ Frec. Superior	16,59 m
λ/4 Frec. Inferior	7,41 m
λ/4 Frec. Superior	4,15 m
La media de cuartos de ond:	5,78 m
Frec. Intermedia (Fo)	13,53 MHz
λ Frec. Intermedia	22,02 m
Xc trampa a Fo	-235,32 Ω
Inductancia Trampa	2,77 μH
Q estimado de la bobina	200,00
Xc trampa a Frec Inferior	-314,54 Ω
Xl Trampa a frec.Inferior	178,06 Ω
Xc trampa a Frec superior	-178,06 Ω
Xl Trampa a frec superior	314,54 Ω
X// a frec. Inferior	399,89 Ω
X// a frec. Superior	-399,89 Ω
Zo media	507,64 Ω

Tramo interior (m)	1,74
Tg Bl interior	0,10
Xtope del tramo interior	-50,76
Xe del tramo exterior	-450,65
Longitud tramo exterior (m)	3,99
Tg Bl exterior	-71,71
Xe tramo exterior	7,08
Xtope tramo interior	-392,81
Tg BL interior	0,77
Xe tramo interior	0,00

¡¡OJO!! Antes de iniciar cada cálculo, esta celda debe contener previamente, el valor 0,10

Diseño del tramo exterior para resonancia de la rama del dipolo para la Frecuencia Inferior	
Reactancia de entrada del dipolo para la Frecuencia Superior	

Para utilizar nuestro calculador, un paso previo es fijar la celda **K20** un valor bajo y aleatorio (por ejemplo 0'10)

En el formulario de "SOLVER" deberemos introducir:

Establecer objetivo.- \$K\$29

Con el valor .- 0

Cambiando las celdas de variables.- \$K\$20

Sujeto a las restricciones.- \$k\$20<=\$k\$5

\$K\$20>=0'11

Marcar la ventana .- *Convertir variables sin restricciones en no negativas*

Método de resolución.- GRG Nonlinear

Activar.- "Resolver"

El tema es bastante arduo pero consideramos que lo expuesto anteriormente dará una idea bastante profunda del comportamiento de estos dispositivos en el funcionamiento de un dipolo que resuene en más de una frecuencia.

Un tema aparte y harto interesante es la descripción de una trampa coaxial.

Su aparición, debida a la dificultad de conseguir en el comercio un condensador con la capacidad calculada, dado que los valores disponibles en el mismo, responden a unos estándares fijados por la industria W8NX, simplifica en gran manera su construcción y diseño, apoyándose en la capacidad por metro (o pie) que presenta un cable coaxial para, disponiendo de una longitud adecuada del mismo, conseguir cualquier valor de capacidad, siempre dentro de unos límites, para no utilizar grandes

longitudes que podrían presentar algún inconveniente de manejo, y procurando que dicho cable soporte los altos voltajes previstos dentro de un circuito resonante paralelo. Para potencias moderadas es suficiente un RG 58.

Para conseguir la inductancia necesaria, basta un solenoide enrollado con el mismo coaxial.

Apoyado por un pequeño programa calculador diseñado por VE6YP, de libre disposición, podemos diseñar una trampa coaxial con gran facilidad.

La disposición de los distintos arrollamientos y conexiones, se pueden ver en la figura 3.

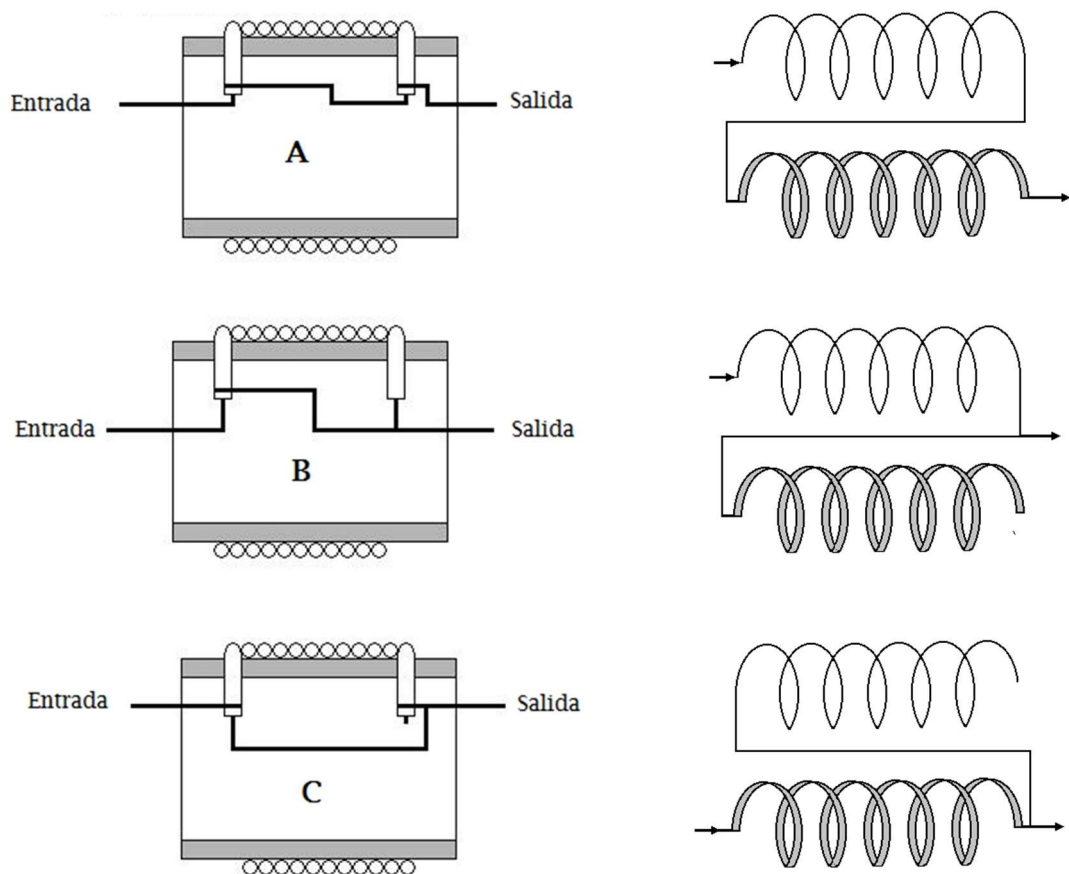


Fig 3

La disposición A presenta alta inductancia por lo que la relación L/C es alta. Utiliza los arrollamiento del hilo interior y de la malla, dispuestos en serie. Su Q es el más

alto de las tres disposiciones. La capacidad necesaria la proporciona la proximidad de los arrollamientos de la malla y el conductor central

La disposición B sólo la inductancia del hilo interior e igual capacidad que en A por lo que la relación L/C es menor.

La disposición C presenta la inductancia de la malla, que es menor que la del hilo interior, e igual capacidad que en A y la relación L/C es menor que en B. Su Q es el menor de todos.

A la derecha de las figuras A, B y C, se pueden ver los esquemas de conexión de vivo y malla, simplificados.

Un último apunte importante para tener en cuenta.

Las pérdidas de una trampa, son máximas a la frecuencia de diseño, por lo que esta frecuencia, debe estar algo alejada de la frecuencia de trabajo. En el mundo de la radioafición, normalmente se ajustan para que resuenen al principio de la banda a utilizar o en su defecto, unos 50 KHz por debajo de esa frecuencia.

Las trampas coaxiales, ofrecen algo más de pérdida que las compuestas por bobina y condensador vistas anteriormente aunque puede compensar este inconveniente, su facilidad de construcción.

Referencias.-

ARRL Antennas Handbook Ed 21

Cálculo de antenas 4ª Ed. Marcombo

Designing trap antennas: a new approach. WOJF

Radio Engineering Handbook. Terman. Ed. 1943

CAPITULO XII

LA ANTENA FUNCIONANDO COMO CARGA

Una antena, en su concepción de transmisora o radiant, presenta en sus terminales de entrada, una carga compleja a la línea de transmisión a la que está conectada, compuesta de una resistencia pura y una reactancia añadida que bien puede ser inductiva por la presencia de una inductancia en dicha antena, o capacitiva por la presencia de una capacidad. A este conjunto, le llamamos IMPEDANCIA DE ENTRADA y lo representamos como un número complejo

$$Z_e = R_e \pm jX_e$$

Siendo R_e la componente resistiva presente en los terminales de entrada y X_e la reactancia en los mismos terminales.

La resistencia y la reactancia se suman vectorialmente, Es de cir, Cada una de ellas se representa por un vector. El de la reactancia está desplazado 90 grados del de la resistencia, tal como se muestra en la figura 1.

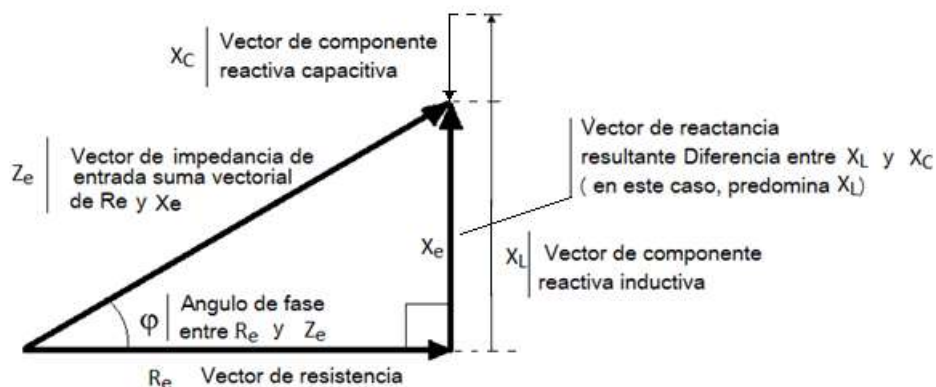


Figura 1

Esta suma y su resultado, conforman el llamado “triángulo de impedancia” de la carga. En la figura, se representa el caso general en el que la carga contiene las dos clases de reactancias: inductiva y capacitiva, con el resultado de su suma aritmética (en realidad, resta, ya que tienen signos opuestos, como indica el sentido de las flechas) Una antena, puede presentarse con una longitud, corta, exacta o larga respecto a la longitud de onda de la frecuencia para la que está diseñada.

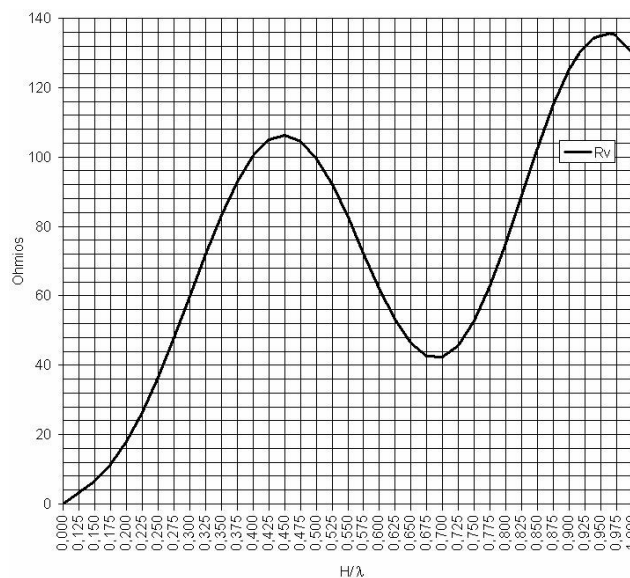
Si la antena es corta, predominará la reactancia capacitiva ($-jX$) y si es larga, la reactancia presentada en sus terminales, será inductiva ($+jX$).

Para longitudes exactas, no existirá reactancia. Sólo habrá resistencia y diremos que la antena está en resonancia. La impedancia de entrada será

$$Z_e = R_e + j0$$

En cuanto a la resistencia de entrada, sabemos que está compuesta por la resistencia de radiación (responsable de la potencia de radiación de la antena), más las diferentes resistencias de pérdidas que puedan existir y que va a restar eficiencia al funcionamiento de la antena. Esta resistencia de radiación, despreciando las resistencias de pérdidas, variará con la longitud de la antena. Esa variación, se muestra en la gráfica 1 para longitudes desde cero a 1 longitud de onda para una antena vertical (monopolo) con plano de tierra.

En ella podemos ver que para valores de longitud menores de $\frac{1}{4}$ de onda, La resistencia de radiación es menor de 36 ohmios que es la resistencia justa en resonancia. Así mismo, al aumentar la longitud más allá del cuarto de onda, aumenta la resistencia hasta un máximo, con la longitud cercana a la media onda, volviendo a descender hasta un mínimo alrededor de una longitud de $\frac{3}{4}$ de onda en que comienza a aumentar hasta que alcanza la longitud de onda. Vemos que esa variación es cíclica en periodos de media onda (excepto los valores menores de $\frac{1}{4}$ de longitud de onda).



Gráfica 1

La gráfica corresponde a valores en el vientre de corriente de un monopolo (para un dipolo, esos valores son el doble de los mostrados) Esto quiere decir lo

siguiente. Al igual que los valores de corriente, a cada punto del radiador, le corresponde un valor de resistencia de radiación. En los métodos de cálculo de la misma, el valor de la resistencia de radiación considerado para cálculos de potencia radiada, es el correspondiente al vientre de corriente y a partir de ese valor, el de la resistencia en la entrada se determina por:

$$R_e = \frac{R_v}{\text{sen}^2(\beta H)}$$

Siendo:

Re.- La resistencia de radiación vista en la entrada

Rv.- La resistencia de radiación presente en el vientre de corriente

H.- semilongitud del dipolo o altura del monopolo en metros

βH .- Longitud angular del radiador $\frac{2\pi H}{\lambda}$ en radianes, o $\frac{360H}{\lambda}$ en grados.

Esta forma de calcular la resistencia de radiación en la entrada de una antena, se basa en los métodos del “vector de Pointing” o el de “la fuerza electromotriz inducida” que son dos procedimientos muy laboriosos de ejecutar por lo que es necesaria la ayuda de un ordenador y herramientas de cálculo como matlab, u otras como una hoja de cálculo de Excel. También, los cálculos de la reactancia son igualmente complicados y laboriosos, cuando se determina, por los mismos métodos sin ayuda de un ordenador, ya que se siguen los mismos criterios que la resistencia de radiación.

Estos métodos de cálculo, se realizan a partir del supuesto en que la distribución de la corriente en el radiador es de carácter senoidal, lo que, al parecer, es “casi cierto” por lo que el error que se pueda producir es despreciable.

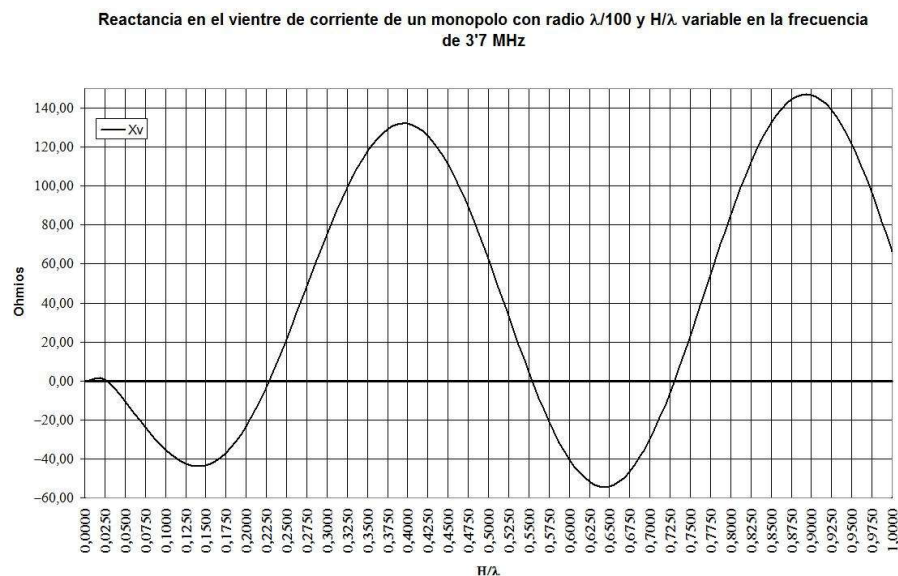
Sin embargo, con la aparición de los ordenadores y gracias a su potencia de cálculo, en la actualidad, se utiliza otro procedimiento de cálculo, considerado más preciso, llamado “método de los momentos” que es el que utilizan los programas de cálculo EZNEC y sus derivados como por ejemplo el MMANA-GAL, muy usado por los radioaficionados.

Bien. Hasta ahora hemos considerado los valores teóricos de los componentes de la Impedancia de entrada en los terminales de una antena. Es hora de considerar, bajo un punto de vista práctico, la existencia de otros parámetros (resistencias de pérdida) que afectan a dicha impedancia.

En el caso de un dipolo, si su longitud es resonante, no consideraremos otra resistencia adicional más que la que ofrece el hilo conductor de la misma que por su pequeño valor, no se suele considerar en los cálculos. Otra cosa es que el dipolo sea

corto para la frecuencia de diseño o su longitud no coincida con múltiplos de $\frac{1}{4}$ longitudes de onda. En casos, cuya longitud sea menor de $\frac{1}{4}$ de onda o esté entre $\frac{1}{2}$ y $\frac{3}{4}$ en su entrada está presente una reactancia capacitiva por lo que para llevar la antena a resonancia, deberemos insertar una inductancia (carga) en el radiador. Pero esa carga, ofrece una resistencia óhmica de pérdidas que se sumará a la resistencia de radiación y habrá que tener en cuenta ya que como hemos dicho antes afecta a la eficiencia de la antena.. En el resto de casos, la reactancia, será inductiva (radiador largo), como se puede ver en la gráfica 2, que aunque se refiere a un monopolo, dada la similitud con un dipolo nos puede servir igualmente (los valores para el dipolo serán el doble de los mostrados en la gráfica).

En cuanto al monopolo, existe además otra resistencia de pérdidas a tener en cuenta, que es la presentada por el sistema de tierra en el retorno de las corrientes de conducción, que también se suma a la resistencia de radiación en la entrada y que en muchas ocasiones es de un valor superior a la misma. Esta resistencia de tierra es variable en el tiempo, ya que depende del grado de conductividad del terreno así como del grado de humedad y contenido de sales del mismo, y afectará a la ROE existente en la línea de alimentación.



Gráfica 2

Estos cálculos de reactancia son teóricos y no tienen en cuenta el efecto terminal por lo que para un monopolo con una longitud eléctrica de $0'25 \lambda$, presenta 21Ω de reactancia inductiva que se elimina con una longitud física ligeramente menor (un 95% aproximadamente de la teórica). Este punto se observa en la gráfica que para

el caso del radiador calculado, la resonancia corresponde a una longitud de $0,225 \lambda$ que supone un acortamiento del 10%.

Según la gráfica 1 la resistencia de radiación en el vientre de corriente para el monopolo, valdría 26Ω en lugar de los 36Ω teóricos ó 52Ω en el caso de un dipolo Bien. La antena como carga, debe cumplir el teorema de máxima transferencia de energía para que el rendimiento del conjunto sea el 100%. Para ello, dado que la impedancia interna del generador (transceptor) y la impedancia característica de la línea de transmisión que alimenta la antena, tienen el mismo valor (50Ω teóricos resistivos) la impedancia de entrada de la antena debe tener ese mismo valor con ausencia de reactancia para conseguir un sistema de alimentación adaptado.

Ahora bien. Si la antena presenta reactancia, bien porque sea corta o demasiado larga, como muestra la gráfica 2, nuestro primer paso será compensar esa reactancia, para conseguir la resonancia de la antena.

Si la línea de transmisión que alimenta la antena, presentara una impedancia compleja porque hubiera presencia en sus terminales de conexión a la antena de algún valor de reactancia además de los 50Ω , la impedancia de entrada de la antena, debería presentar los mismos 50Ω , más una reactancia de signo contrario a la presentada por la línea de transmisión. (Impedancia conjugada).

En el supuesto más habitual que es encontrarse con una antena corta, la impedancia de entrada presenta una resistencia de pequeño valor (menor de 36Ω para un monopolo o 73Ω para un dipolo) y una reactancia capacitiva de más alto valor cuanto más corta sea la antena.

Nuestro objetivo final será convertir esa impedancia de entrada compleja en un valor resistivo puro de 50Ω . Para ello, deberemos compensar la reactancia capacitiva, añadiendo otra reactancia del mismo valor, pero de signo contrario, es decir, una reactancia inductiva mediante la cual, se anula la reactancia presente en la entrada de la antena y ésta, estará en resonancia.

Una vez conseguido este objetivo, sólo queda adaptar la baja resistencia de radiación en la entrada, a los 50Ω del sistema de alimentación.

Existen varios procedimientos para lograr esta adaptación de resistencias de los que vamos a enumerar alguno de ellos.

Mediante un tramo de línea de transmisión

Línea de tramo de $\frac{1}{4}$ de onda.-

Se trata de intercalar un tramo de un cuarto de longitud de onda de una línea de transmisión cuya impedancia característica " Z_0 ", responda a la siguiente fórmula

$$Z_0 = \sqrt{R_e \times 50}$$

Esta línea transformadora se puede intercalar entre los terminales de la antena y los de la línea de alimentación propiamente dicha, o insertada en un punto determinado de la línea de alimentación. Ver figura 2

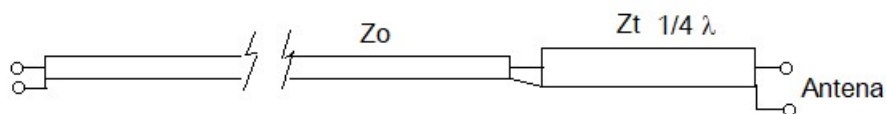


Fig. 2

Tramo de línea de transmisión.-

Se intercala en la línea de alimentación con una impedancia característica distinta a la misma y a una distancia adecuada del extremo de dicha línea de alimentación. Según la Figura 3



Fig 3

Con una adecuada elección de l_1 y l_2 conseguiremos los 50 Ω para conectar a la línea de alimentación

Stub.-

Se trata de un tramo de línea de transmisión cuya impedancia característica puede ser igual, o no, a la de la línea de alimentación, conectada en paralelo en un punto determinado de dicha línea. El stub puede estar en su extremo, en circuito abierto o en cortocircuito, aunque se recomienda esta última opción para evitar radiaciones por su extremo. Ver Figura 4.

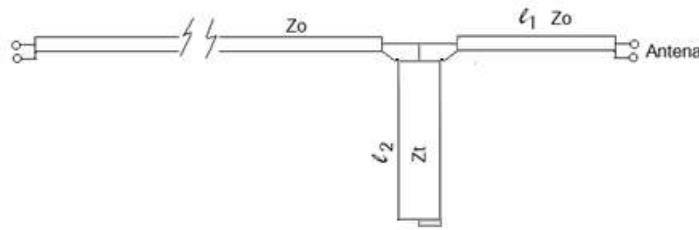


Fig 4

Al igual que si usamos un tramo de línea de alimentación, deberemos calcular l_1 y l_2 para conseguir los 50Ω en la conexión de la línea de alimentación.

Elementos de constantes concentradas (inductancias y capacidades).-

Se trata de la conexión, bien en los terminales de la antena o en los de entrada de la línea de alimentación de un conjunto de estos elementos, adecuadamente dispuestos, para transformar cualquier impedancia compleja, a los 50Ω del sistema. En la figura 5 se ven algunos ejemplos

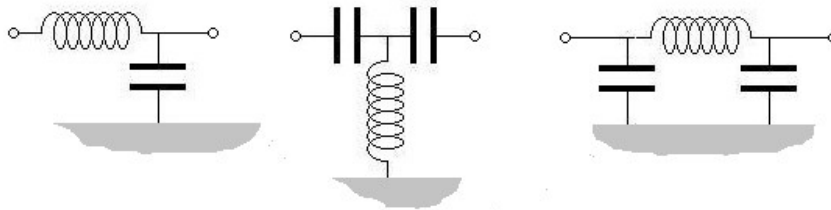


Fig 5

Como se ve, los procedimientos para adaptar la impedancia compleja de una antena al sistema de 50Ω , es muy variado y a la vez muy extenso, existiendo amplia literatura al respecto, aunque nosotros no vamos a incidir más en ello.

La condición de resonancia y adaptación de la impedancia de entrada de una antena, se consigue exactamente a una sola frecuencia, pero existe una banda de frecuencias alrededor de ésta, en la que el grado de desadaptación se considera tolerable hasta la presencia en la línea de alimentación de una ROE de 2, lo que supone una potencia reflejada por la antena del 11'11% de la potencia suministrada a la antena.

La “distancia” o diferencia entre las dos frecuencias a las que se produce esa reflexión, se le denomina “ancho de banda” de la antena.

Por último, tenemos que comentar que para poder adaptar la carga que representa una antena para el sistema de alimentación a la misma, necesitamos disponer de un analizador de antenas (muy asequible, hoy en día para nuestras necesidades). En el caso de los monopolos, el tema se complica dado que las pérdidas de tierra son imprevisibles y difíciles de medir. En la revista de Diciembre de 2015 publiqué un artículo sobre este tema, describiendo un método sencillo y casero para determinar la resistencia de pérdida de una antena vertical.

CAPITULO XIV

LA ANTENA FUNCIONANDO COMO RADIADOR

Cuando una antena es alimentada con una señal de radiofrecuencia, se genera en ella una corriente que circula desde los terminales de entrada hacia los extremos, a la velocidad de la luz, pero cuando esa señal llega a dichos extremos, la corriente se refleja en su totalidad hacia los terminales en un viaje de regreso encontrándonos a lo largo del radiador, dos corrientes: una directa hacia los extremos y otra reflejada. Estas dos corrientes, en un instante determinado y en cada punto del radiador, se suman, teniendo en cuenta su fase temporal y dan lugar a unos valores en cada punto del radiador, cuya envolvente tiene un perfil supuestamente senoidal. Decimos entonces que la distribución de la corriente resultante, es estacionaria y de carácter senoidal. Lógicamente, en los extremos, los valores de esta corriente serán en todas las circunstancias, de valor cero.

Dada la similitud de un dipolo y un monopolo, nos referiremos en adelante a este último sabiendo que en el dipolo todos los valores a los que nos referamos valdrán el doble que en el monopolo.

En la figura 1 vemos el ejemplo de algunos monopolos con su distribución de corriente, en los que se señala el punto de máxima corriente (vientre) "z" y la denominación de la corriente en la entrada " I_0 ".

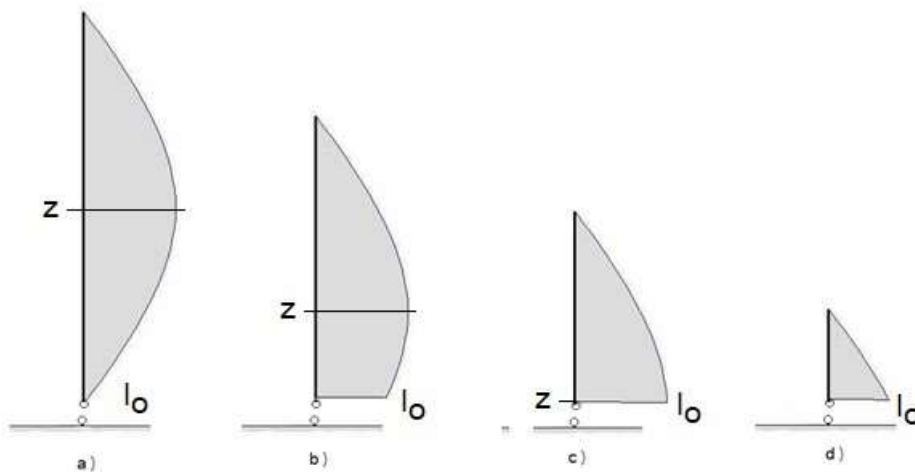


Fig 1

a) Perfil de la distribución de corriente en un monopolo de media onda

- b) Perfil de distribución de corriente en un monopolo de $5/8$ de onda
- c) Perfil de distribución de corriente en un monopolo de $1/4$ de onda
- d) Perfil de distribución de corriente de un monopolo "MENOR" de $1/8$ de onda
(pierde su característica senoidal para convertirse en prácticamente lineal)

La tensión aplicada presenta también una distribución puntual de carácter senoidal pero con valores opuestos respecto a la corriente, correspondiendo valores máximos en el extremo y nulos en el vientre como se ve en la figura 2 en la que se ve la distribución de la tensión en los mismos ejemplos de monopolo de la figura 1

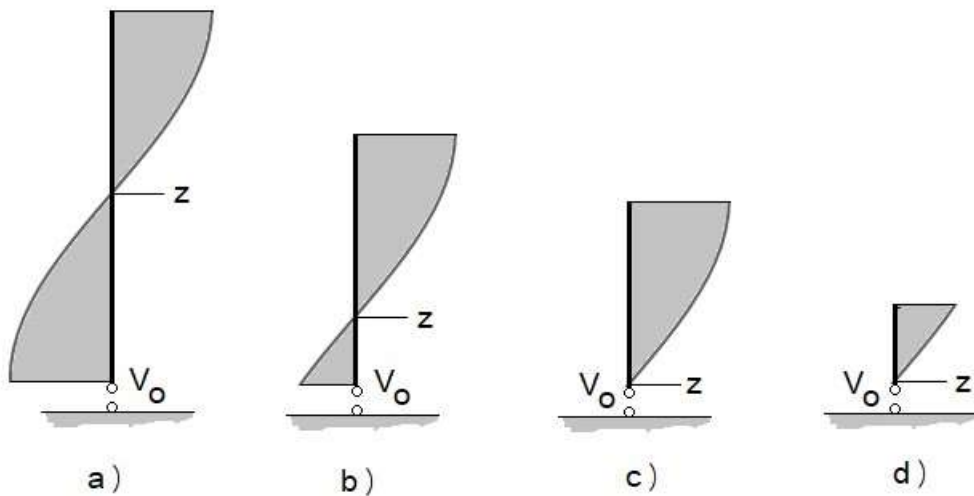


Fig 2

Las corrientes variables (por ser corriente alterna aunque de alta frecuencia) al recorrer el conductor de la antena, genera un campo eléctrico en la misma dirección del conductor y un campo magnético, que envuelve a dicho conductor y es perpendicular al mismo. Se ilustra en la figura 3

La combinación de ambos campos, da como resultante un campo electromagnético que se radia al espacio

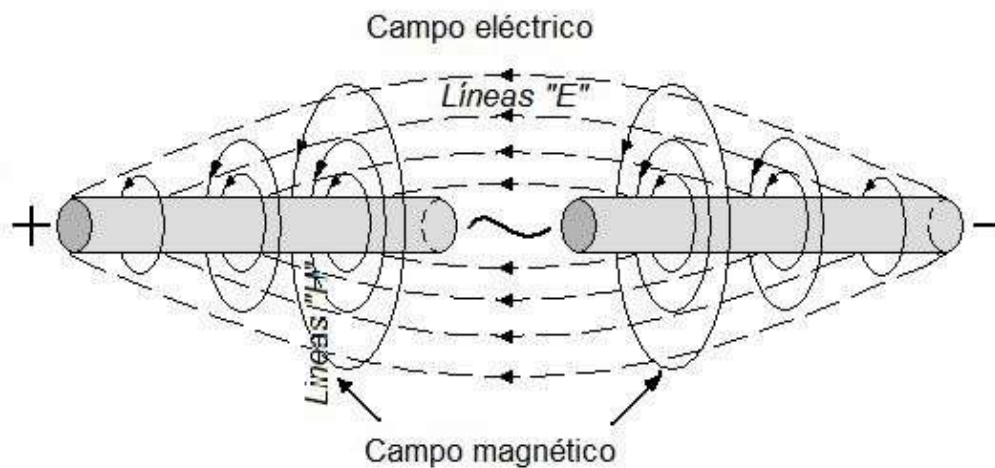


Fig 3

Como breve ilustración, diré que este campo electromagnético variable, fue definido por el matemático Maxwell a partir de las leyes emitidas por otros matemáticos anteriores que fueron Gauss, Coulomb, Ampère y Faraday respecto a los campos eléctricos y magnéticos. Su formulación fue demostrada físicamente por Hertz en 1885 y finalmente, llevada a la práctica por Marconi como científico más popular aunque hubieron otros científicos contemporáneos que se disputan los descubrimientos de la comunicación inalámbrica, como Tesla en Norteamérica, Popov en Rusia y Julio Cervera en España. (Este último, desgraciadamente, poco conocido, transmitió la voz humana entre Jávea -Alicante e Ibiza, en 1902).

Este campo electromagnético se propaga por el espacio formando un frente de onda, que a grandes distancias (por ejemplo, a más de 3 longitudes de onda), se puede representar como una reja plana que avanza de frente en el que las varillas suponen el campo eléctrico y las otras, el magnético. En la figura 4 se hace una simulación gráfica de ese frente de onda.

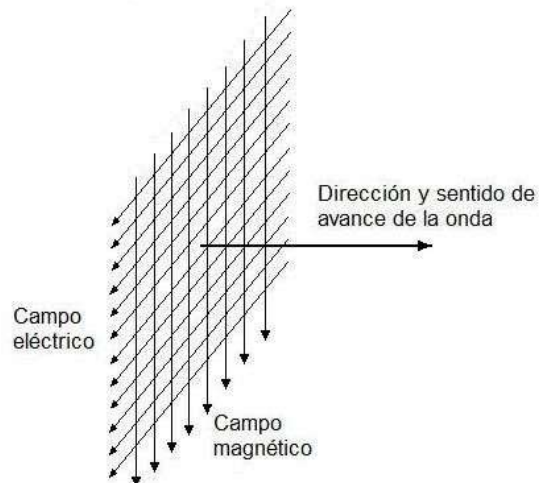


Fig 4

Los vectores que representan el campo eléctrico corresponden, en este ejemplo, a un radiador horizontal.

Durante un ciclo de la onda electromagnética, en el tiempo "T" (periodo) de la frecuencia de la misma, la intensidad del campo varía a lo largo del periodo, según el perfil senoidal de la frecuencia según se muestra en la figura 5 en la que se ve que desde un valor cero al comienzo del tiempo T va aumentando de valor hasta que en mitad del periodo ($T/2$) vuelve a llegar a valor cero y a partir de ahí, comienza a variar otro semiciclo con valores negativos hasta completar el ciclo con un nuevo valor cero.

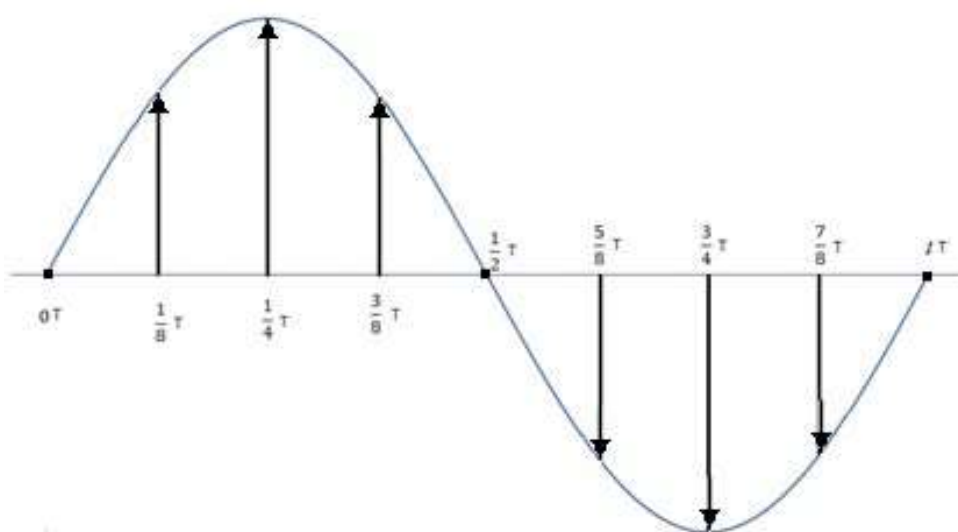


Fig 5

La característica principal de un campo electromagnético es que es capaz de transportar energía a través del espacio. Así vemos que el campo eléctrico tiene naturaleza de voltaje y se mide en VOLTIOS/METRO y lo denominamos “E” y el campo magnético tiene naturaleza de corriente y se mide en AMPERIOS/METRO y lo denominamos “H”. El producto (vectorial) de estos dos campos, da lugar a una POTENCIA (recordemos que $P = V \times I$) distribuida en una superficie que llamaremos DENSIDAD DE POTENCIA (vatios /metro cuadrado) que debido al fenómeno de dispersión irá disminuyendo con el cuadrado de la distancia al radiador origen. Por otra parte, la división de E por H siempre es constante y nos determina una resistencia (como especifica la Ley de Ohm) que es la “Impedancia característica del espacio”. Su valor es 120π (prácticamente 377Ω).

La potencia original es la radiada por la antena en su origen y se determina por el producto de la intensidad (al cuadrado) y la resistencia de radiación, ambas existentes en el vientre de corriente (punto “z” en la figura 1).

El campo de radiación de una antena transmisora a una distancia “r” en el espacio, de la misma, es caracterizado por el “vector de Poynting” que es el producto de los vectores complejos $E \times H$ en donde E es el campo eléctrico y H es el campo magnético y marca el sentido de propagación del frente de onda como hemos visto en la figura 4.

En la figura 6 se muestran las distintas regiones en las que se divide el espacio alrededor de una antena en la que se considera que su máxima dimensión es “D”

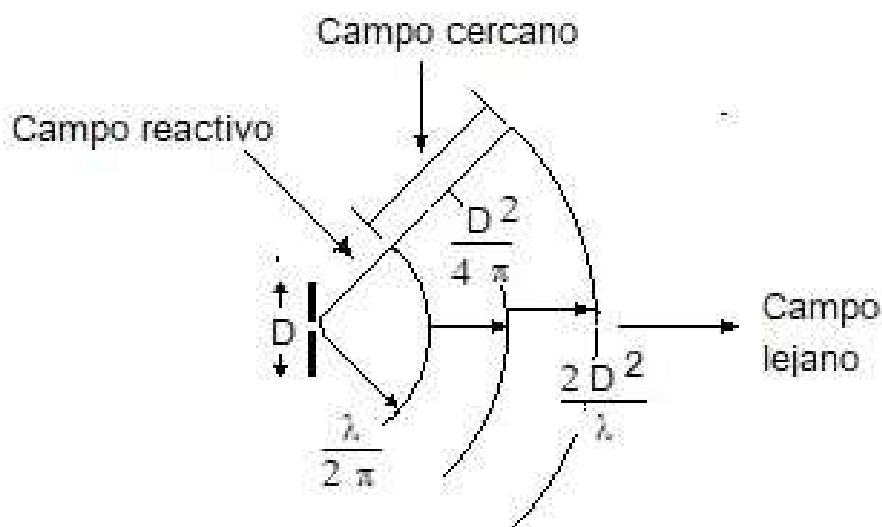


Figura 6

Cerca de la antena, el vector de Poynting es imaginario (reactivo) y el campo en esta región del espacio, no se propaga al mismo. Los campos E y H se atenúan más rápidamente que la inversa de la distancia a la antena.

A partir de una distancia de la antena igual a:

$$r = \frac{\lambda}{2\pi}$$

da comienzo otra región en la que sí se produce radiación al espacio y se conoce como ZONA DE FRESNEL o CAMPO CERCANO. Pero esta radiación se caracteriza por la existente en dos subregiones. Una que abarca desde el citado anteriormente valor de "r" hasta otro valor:

$$r = \frac{D^2}{4\pi}$$

Y otra que abarca desde este nuevo valor de "r" hasta :

$$r = \frac{2D^2}{\lambda}$$

En esta primera subregión existe un fenómeno de transición entre el campo reactivo visto anteriormente y la siguiente subregión, en la que el campo radiado ya es estable. Comienza a haber radiación al espacio pero no se cumple la relación constante de $E/H = 120 \pi$ ó 377Ω de impedancia característica del espacio y la atenuación sigue siendo mayor que la inversa de la distancia a la antena, igual que en el campo reactivo.

En la otra subregión, comprendida entre:

$$\frac{D^2}{4\pi} \text{ y } \frac{2D^2}{\lambda},$$

el campo, comienza a ser más estable. No existe componente reactiva del mismo por lo que el campo es radiado en su totalidad. Ya se cumple que la relación E/H es constante y a partir de 10λ del límite de esta subregión, se considera que el frente de onda presenta una superficie plana en su avance, como se ha visto en la figura 4. Para las medidas de los diseñadores, en realidad, consideran este tipo de campo a partir de 3λ . En la región del espacio, la atenuación depende de la inversa de la distancia. El valor del campo eléctrico existente en un punto del espacio, originado por una antena isotrópica, viene dado por la siguiente fórmula

$$E = \frac{\sqrt{30P_r}}{d}$$

En la que la

E.- Valor del campo eléctrico en V/m

Pr.- Potencia radiada en watios

d.- distancia del punto de observación a la antena origen en metros.

Ahora bien. Es más práctico manejar otras unidades, como la potencia en Kw, la distancia en Km y el campo en mV/m. De esta manera y contemplando una antena en general dotada de una ganancia absoluta (respecto a la isotrópica), la fórmula anterior se convierte en:

$$E = \frac{173\sqrt{P_r \times G_{iso}}}{D}$$

En la que:

E.- Valor del campo eléctrico en mV/m

Pr.- Potencia radiada en el vientre de corriente en Kw

G_{iso}.-Ganancia absoluta respecto a la isotrópica

D.- Distancia desde el punto de observación a la antena en Km.

Bien. Hasta aquí hemos descrito el mecanismo de radiación de una antena. Otro tema es contemplar las características de esta radiación y qué parámetros de la misma, intervienen en las características de dicha radiación, como son la resistencia de radiación, la ganancia de radiación en sus distintas acepciones, su diagrama de radiación, su polarización y su distribución de corriente que son objeto de otros estudios aunque aquí hayamos hecho mención a alguno de ellos.

CAPITULO XIV

ANTENA FUNCIONANDO COMO RECEPTORA

En una antena, al igual que en cualquier otro conductor, inmerso en un campo electromagnético cuyo carácter es variable, se induce un voltaje de radiofrecuencia que lleva la información del campo electromagnético en el que está inmersa la antena. El valor de este voltaje, depende de la densidad de potencia del campo electromagnético de una característica de la antena, llamada "área efectiva" y de la coincidencia de su polarización con la del componente eléctrico del campo y la alineación entre las ganancias directivas máximas de las dos antenas.

En la figura 1 representamos gráficamente lo descrito.

En ella vemos una antena radiante que a una distancia "d" produce un campo electromagnético compuesto por los dos componentes ya sabidos: Un campo eléctrico E, polarizado en este caso verticalmente, y un campo magnético H.

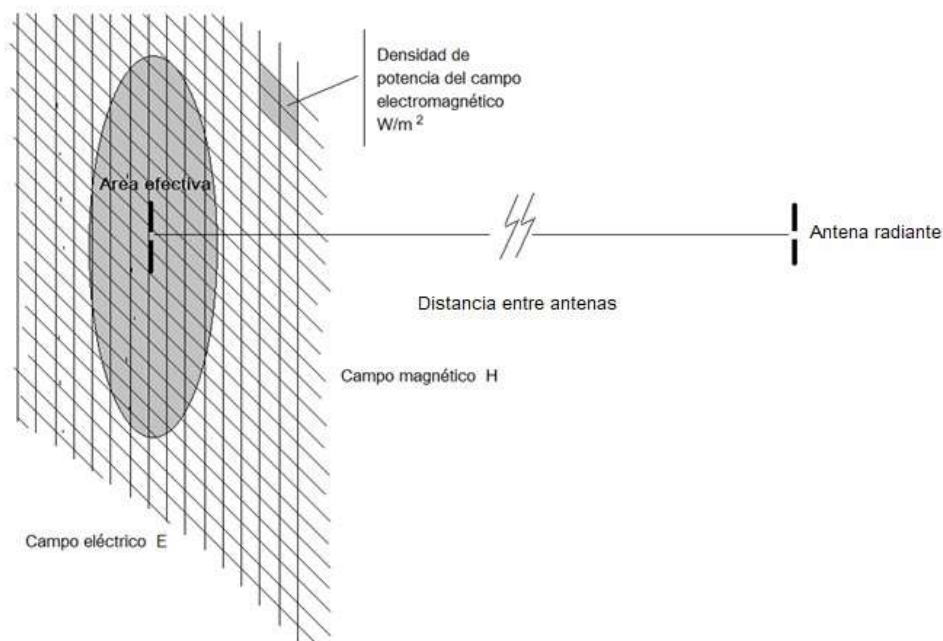


Fig 1

Por el principio de reciprocidad la antena como receptora tiene los mismos parámetros que una antena transmisora en cuanto a impedancia de entrada, resistencia de radiación, ganancia directiva, polarización eficiencia, etc. Aquí, contemplaremos un parámetro más. El área efectiva.

El concepto de “área efectiva”, corresponde a la relación entre la potencia recibida disponible en los terminales de la antena y la densidad de potencia existente en el plano del campo.

En relación a su entorno, el área efectiva se determina por:

$$A_{ef} = \frac{G_{dmax} \times \lambda^2}{4\pi} m^2$$

Y se mide en metros cuadrados

Cuando las antenas receptora y transmisora no están perfectamente encaradas, esta fórmula se verá afectada por el coseno del ángulo de desalineación que se forme entre ellas. En la figura 2 se especifica a qué nos referimos cuando hablamos de desalineación entre antenas.

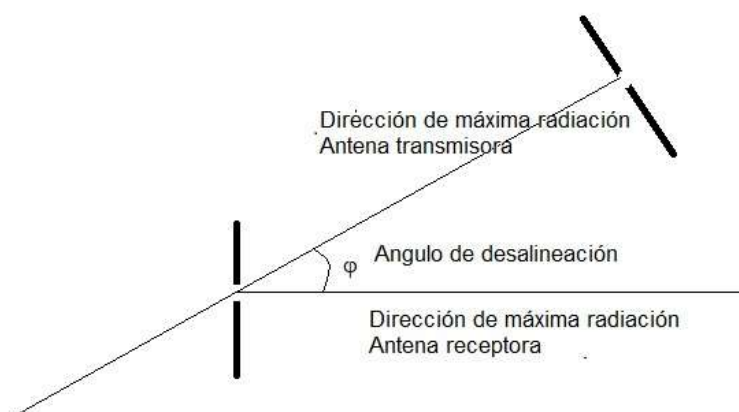


Fig 2

$$A_{ef} = \frac{G_{dmáx} \times \lambda^2 \times \cos(\varphi)}{4\pi} m^2$$

Para ilustrar todo lo explicado anteriormente, podemos hacer un ejercicio de cálculo entre dos antenas.

La antena transmisora.-

Un dipolo horizontal resonante en media onda alimentado con 100 watos y una frecuencia de 14 MHz, alejada de la antena receptora 200 Km..

Sus parámetros importantes, son:

Resistencia de radiación.- 73Ω

Ganancia isotrópica.- 1'64

Potencia radiada.- 100 w.

La intensidad del campo eléctrico a una distancia de 200 Km, será

$$E_{mV/m} = \frac{173\sqrt{P_r \times G_{iso}}}{D} = \frac{173\sqrt{100 \times 10^{-3} \times 1'64}}{200} = 0'35 \text{ mV/m}$$

La densidad de potencia en ese punto, es:

$$W_{/(m^2)} = \frac{E^2}{120\pi} = 0'32 \text{ } \mu\text{W/m}^2$$

Antena receptora.-

Un dipolo horizontal resonante en media onda a una frecuencia de 14 MHz, orientada hacia la antena transmisora.

Sus parámetros son:

Resistencia de radiación .- 73Ω

Ganancia isotrópica.- 1'64.

Área efectiva.- Calculada.- 60 m^2

La potencia útil será : $P_{util} = P_{campo} \times A_{ef} = 0'32 \times 60 = 19'2 \text{ } \mu\text{W}$

La tensión presente en los terminales de la antena será

$$V = \sqrt{P_{util} \times R_{rad}} = \sqrt{19.2 \times 73} = 37'43 \text{ } \mu\text{V}$$

En la figura 3 se hace un resumen gráfico de estos cálculos.

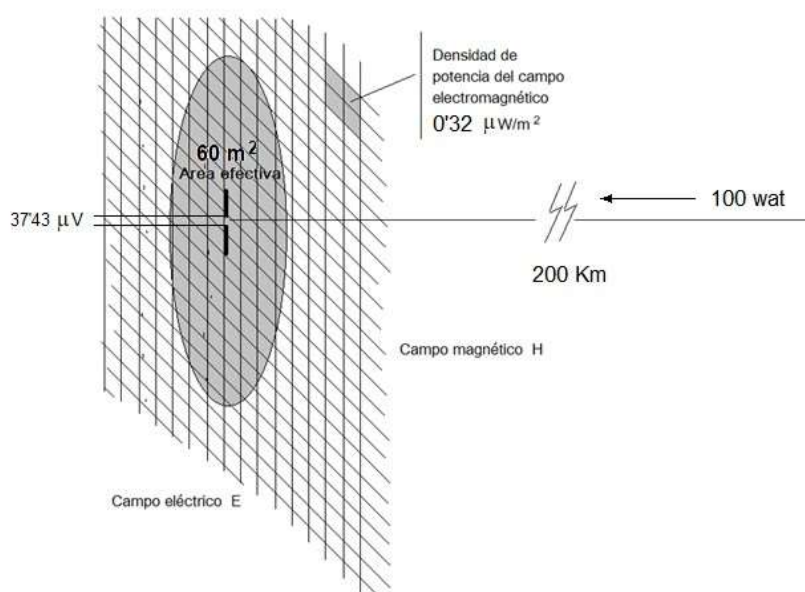


Figura 3

Esta tensión correspondería a una lectura de señal indicada en un S-meter, de entre 8 y 9

En la tabla siguiente se da la correspondencia de las señales S con los valores del voltaje aplicado, en diferentes expresiones para la región de HF y una carga de 50Ω

señal S	μV	dBm	dB μV	Potencia	Unidad		
9	50.2	-73	34	50	ρw	Pico watio	10^{-12} W
8	25.1	-79	28	12.5	ρw	Pico watio	10^{-12} W
7	12.6	-85	22	3.16	ρw	Pico watio	10^{-12} W
6	6.3	-91	16	794	fw	Femto watio	10^{-15} W
5	3.2	-97	10	200	Fw	Femto watio	10^{-15} W
4	1.6	-103	4	50	Fw	Femto watio	10^{-15} W
3	0.8	-109	-2	12.6	fw	Femto watio	10^{-15} W
2	0.4	-115	-8	3.16	Fw	Femto watio	10^{-15} W
1	0.2	-121	-14	794	aw	Atto watio	10^{-18} W

En todos estos cálculos, hemos supuesto que no existen pérdidas, que la eficiencia de las antenas es el 100% y existe adaptación perfecta entre todos los elementos que constituyen el sistema.

CAPITULO XV

SOMBRERO CAPACITIVO

Recordemos la diferencia entre longitud física y eléctrica de un radiador, debido al “efecto terminal” ocasionado por la acumulación de cargas eléctricas en el extremo y veremos como podemos aumentar esa acumulación y por lo tanto aumentar la longitud eléctrica, más allá del 5%.

La acumulación de cargas da lugar a la aparición de una capacidad en ese punto.

Cualquier estructura geométrica que rompa la uniformidad de la del radiador, produce una acumulación de cargas en ese punto y por lo tanto, un alargamiento virtual de dicho radiador, siendo este alargamiento máximo, para una deformidad determinada, cuando la deformidad está situada en el extremo distante del radiador (punto más alejado del punto de alimentación)

Con un radiador uniforme, vemos que su longitud eléctrica es un 5% mayor que su longitud física [Fig (1a)] Pero si insertamos una estructura adicional en el extremo ([Fig (1b)], el alargamiento eléctrico (virtual) es mayor según sean las características de dicho radiador

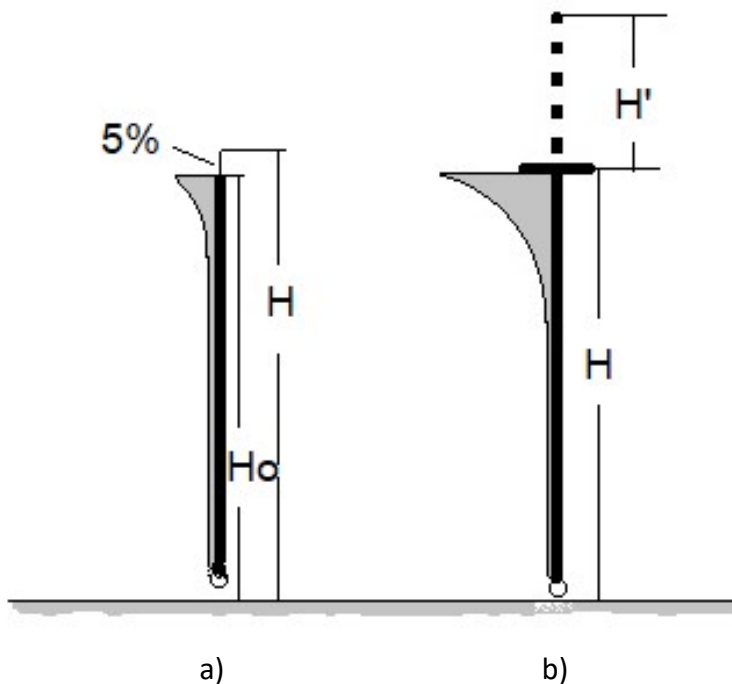


Fig 1

Hemos dicho que cualquier estructura de forma plana, esférica o poliédrica inserta en el tope de un radiador, alarga eléctricamente dicho radiador. En la figura 2 se pueden ver diversas vistas azimutales (desde arriba) de sombreros planos para un radiador vertical.

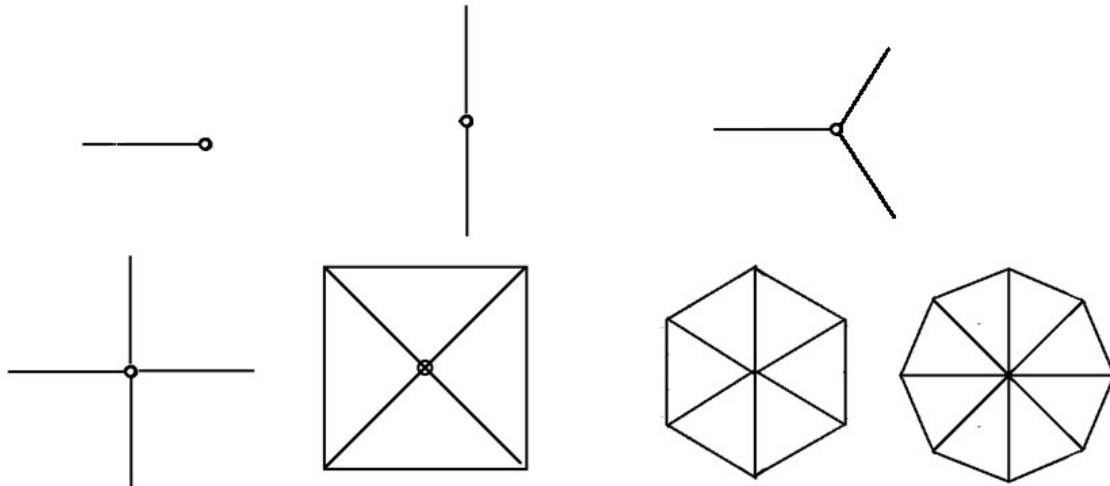


Fig 2

La figura 3 muestra sombreros esférico y poliédricos

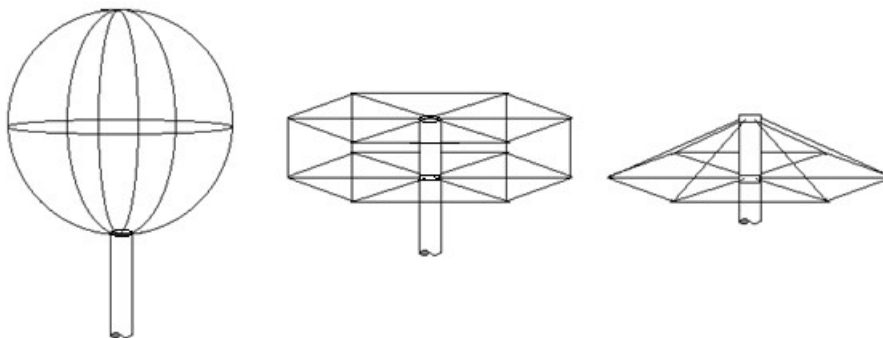


Fig 3

Mención aparte merecen los sombreros llamado “umbrellas”.

Consiste en la disposición de varios conductores conectados al tope del radiador vertical dispuestos en forma inclinada a modo de las varillas de un paraguas o sombrilla (de ahí su nombre umbrella en inglés) y que, además, adecuadamente aislados contribuyen al arriostamiento del mástil. Ver figura 4

Podemos obtener la capacidad deseada modificando tres variables: la longitud de los hilos r , el número de hilos n y el ángulo que forman con el radiador vertical α . Lógicamente, para el diseño de esta carga deberemos fijar dos de las variables para determinar la tercera siguiendo los criterios y las limitaciones que nos demande el entorno en el que esté situada la antena.

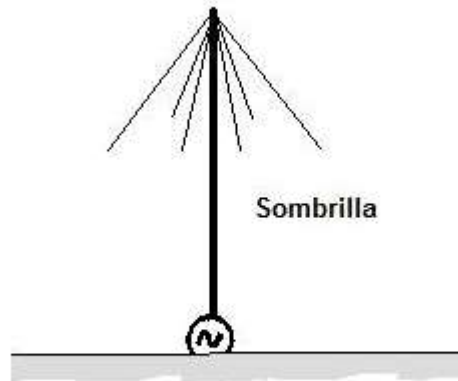


Fig 4

Normalmente el espacio disponible nos fijará el ángulo que formen los hilos con el mástil radiador y el número de ellos que se pueden instalar.

La longitud de los hilos de la sombrilla viene determinada por un compromiso ya que la longitud de los hilos del paraguas ejercen una cierta acción de blindaje al mástil y limitan su capacidad de radiación, por lo que se debe encontrar una longitud y ángulo óptimos para alcanzar un compromiso de eficiencia.

Hay que tener en cuenta que la corriente que discurre por los hilos se descompone en dos direcciones. Una vertical y otra horizontal como se ve en la figura 5

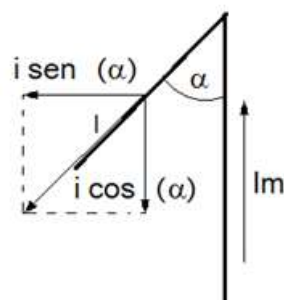


Fig 5

Como vemos, la componente vertical de la corriente “ i ” del hilo del sombrero, [$i \cos(\alpha)$], se opone a la corriente de mástil (I_m) restando efectividad a la radiación del mismo.

Al aumentar la longitud de los hilos aumenta la capacidad del sombrero y por lo tanto, aumenta la resistencia de radiación, R_r . Sin embargo, como hemos dicho, la corriente que baja por los hilos tiene un componente vertical descendente que se opone a la corriente del mástil y disminuye R_r . Llamaremos “ x ” a la relación entre las longitudes de un hilo y la del mástil. A medida que la longitud x de los hilos aumenta desde cero, R_r primero comienza a aumentar. Aumentando la longitud, R_r alcanza un valor máximo y luego disminuye. El objetivo es determinar el valor óptimo de x en fracciones de la longitud del mástil, que produce el mayor valor de R_r para una cantidad dada de hilos, n , y un ángulo dado, α .

Dando valores a n y α hemos construido la tabla de la figura 6 para determinar los valores de “ x ” óptima en fracciones de la longitud del mástil.

Valor de r' óptima en fracciones de H

n	Ángulos									
	10	20	30	40	45	50	60	70	80	89
1	0'42	0'437	0'468	0'518	0'55	0'6	0'73	0'98	1'6	6'64
2	0'37	0'384	0'41	0'45	0'48	0'51	0'62	0'81	1'27	4'88
3	0'34	0'349	0'371	0'406	0'43	0'46	0'55	0'71	1'09	4'05
4	0'31	0'323	0'343	0'374	0'4	0'42	0'5	0'64	0'98	3'54
5	0'29	0'303	0'321	0'349	0'37	0'39	0'46	0'59	0'89	3'19
6	0'28	0'286	0'303	0'329	0'35	0'37	0'43	0'55	0'83	2'93
7	0'26	0'272	0'288	0'312	0'33	0'35	0'41	0'52	0'78	2'72
8	0'25	0'261	0'275	0'298	0'31	0'33	0'39	0'49	0'73	2'55
9	0'24	0'25	0'264	0'286	0'3	0'32	0'37	0'47	0'7	2'41
10	0'23	0'241	0'254	0'275	0'29	0'31	0'36	0'45	0'67	2'3

Fig 6

A continuación, exploraremos los aumento de la resistencia de radiación por el hecho de aumentar n y cambiar α . Ver figura 7

n° de hilos	Angulo de separación											
	0	10	20	30	40	45	50	60	70	80	89	
1	1.37	1.38	1.39	1.42	1.45	1.48	1.51	1.61	1.77	2.09	3.13	
2	1.61	1.61	1.63	1.67	1.72	1.75	1.79	1.91	2.09	2.43	3.35	
3	1.78	1.78	1.81	1.84	1.90	1.94	1.98	2.11	2.30	2.63	3.45	
4	1.91	1.92	1.94	1.98	2.04	2.08	2.12	2.25	2.44	2.76	3.52	
5	2.02	2.02	2.05	2.09	2.15	2.19	2.24	2.36	2.55	2.86	3.57	
6	2.11	2.11	2.14	2.18	2.24	2.28	2.33	2.45	2.63	2.93	3.60	
7	2.18	2.19	2.21	2.26	2.32	2.36	2.40	2.53	2.71	3.00	3.63	
8	2.25	2.26	2.28	2.32	2.38	2.42	2.47	2.59	2.77	3.05	3.65	
9	2.31	2.32	2.34	2.38	2.44	2.48	2.53	2.65	2.82	3.09	3.67	
10	2.36	2.37	2.39	2.43	2.49	2.53	2.58	2.70	2.86	3.13	3.69	
100	3.31	3.31	3.33	3.35	3.38	3.41	3.43	3.49	3.57	3.69	3.90	

Factor multiplicador M de la resistencia de radiación, en función de las longitudes óptimas de “ x ”, según el ángulo de separación de los hilos del sombrero y de su número

Fig 7

Combinando las dos tablas , Podemos ver, por ejemplo, que para una sombrero de 6 hilos separados 50 grados del mástil vertical, su longitud óptima debe ser del 35% de la altura de dicho mástil (tabla de la fig. 6) y que con esta disposición, hemos aumentado la resistencia de radiación 2,33 veces.(tabla de la figura 7) .

CAPITULO XVI

COMO MEDIR LA IMPEDANCIA DE ENTRADA DE UNA ANTENA CON UN SIMPLE MEDIDOR DE ROE

Un sencillo y humilde medidor de ROE nos sirve para más cosas de las que creemos.

Ahora verá el lector la causa de esta afirmación .

El uso más común de este aparato es la determinación de la ROE que presenta una carga conectada a una línea, como en nuestro caso, normalmente es una antena, o un equipo de impedancia característica conocida. Comúnmente 50Ω . Pero excepto cuando la lectura del aparato sea 1:1 ante la cual podemos afirmar con rotundidad que el valor de la carga es de 50Ω resistivos puros, en el resto de lecturas, no podemos saber la naturaleza de dicha carga; si es resistiva pura o presenta alguna cantidad de reactancia, siempre indeseable.

Para conocer esta impedancia, podemos optar por emplear varios métodos.

El más costoso pero más exacto es el empleo de un analizador vectorial de redes que nos proporciona los valores del módulo y la fase de la impedancia o la resistencia y reactancia de la misma y de esta manera, podemos construir el circuito adaptador más conveniente.

También existen analizadores de antena con buena calidad y un precio medio, (200-500 €) que proporcionan la impedancia desglosada en sus valores resistivos y reactivos. (MFJ, Rig Expert, Mini, nanoVNA, etc).

Otro método más barato pero menos preciso, es el empleo de un puente de ruido que nos proporciona la componente resistiva y la reactancia de la entrada. Claro que este tipo de ajuste depende mucho del oído del técnico para discriminar el punto de silencio del puente y del “silencio radioeléctrico” del entorno que nos puede falsear las medidas.

En este artículo, proponemos el empleo de un método menos costoso y suficientemente preciso, empleando simplemente un medidor de ROE de buena

calidad, algunos números, un poco de imaginación, y otros elementos de nuestro taller.

Veamos un caso práctico, ya que un buen ejemplo vale más que mil explicaciones teóricas.

Tenemos una antena desajustada y medimos la ROE, vemos que está alta pero como hemos comentado antes, no sabemos nada más. Pero podemos averiguar cuál es la impedancia compleja (resistencia más reactancia) de una manera muy sencilla. Necesitaremos unos elementos muy simples:

Una resistencia de 50 Ω

Una bobina de unos 25 μH

Un condensador variable de unos 25 pF

El medidor de ROE

Un polímetro que mida inductancias y capacidades.

El fijar valores para la bobina y el condensador, está motivado por el hecho de que en la banda de 10 a 160 m las reactancias presentadas por estos elementos, con esos valores, están dentro de unos valores más o menos normales en antenas que presenten una ROE de 3 o algo menor. Por ejemplo, una bobina de 25 μH presenta una reactancia de 4712 Ω a 30 MHz y 283 Ω a 1'8 MHz y el condensador presenta 212 y 3537 respectivamente. Pero los citados valores, no son críticos. Sólo necesitan presentar reactancias para la frecuencia de trabajo que, en su momento, puedan compensar la que presenta la antena bajo prueba.

La resistencia de 50 Ω la conseguiremos agrupando 4 resistencias de 200 Ω de pequeño tamaño (1/2 vatio) en paralelo, para que su inductancia parásita por unidad sea pequeña y al agrupar las cuatro, sea despreciable.

Se preguntará el lector que para qué necesitamos una resistencia de 50 Ω . En realidad cualquier valor de resistencia es válido siempre que sea conocido y mayor de 50. Nosotros sabemos que la ROE, cuando enfrentamos dos resistencias puras vale la relación de las mismas siempre que el mayor valor sea el numerador. Sin la utilización de esta resistencia adicional una resistencia de carga de 25 Ω , por ejemplo, nos dará un valor de ROE de $50/25 = 2$. Pero también una resistencia de 100 Ω nos dará la misma ROE ($100/50 = 2$). Por lo tanto, la misma lectura de ROE no nos dice cual de las dos resistencias presenta la antena. En este caso, pueden ser 25 ó 100 Ω . Pero si añadimos a la entrada de la antena, una resistencia de 50 Ω según hemos comentado antes, en el caso de una resistencia de la antena de 25 Ω , tendremos una ROE de $(25 + 50)/50 = 1'5$ y en el caso de una resistencia de 100 Ω , la ROE será de $(100 + 50)/50 = 3$. Así, según midamos la ROE, 1'5 o 3, sabremos con seguridad que la resistencia de

entrada en la antena será 25 ó 100 según el caso. En nuestro caso, hemos elegido el valor de 50Ω , por ser un valor normalizado y útil para otras mediciones o pruebas pero repetimos que puede ser cualquier otro siempre que sea conocido para poder determinar este valor de la resistencia de entrada al que aludíamos antes.

Bien. Pues hagamos el montaje de la figura 1, preparado para una antena vertical, aunque lo podríamos haber hecho para un dipolo u otro tipo de antena

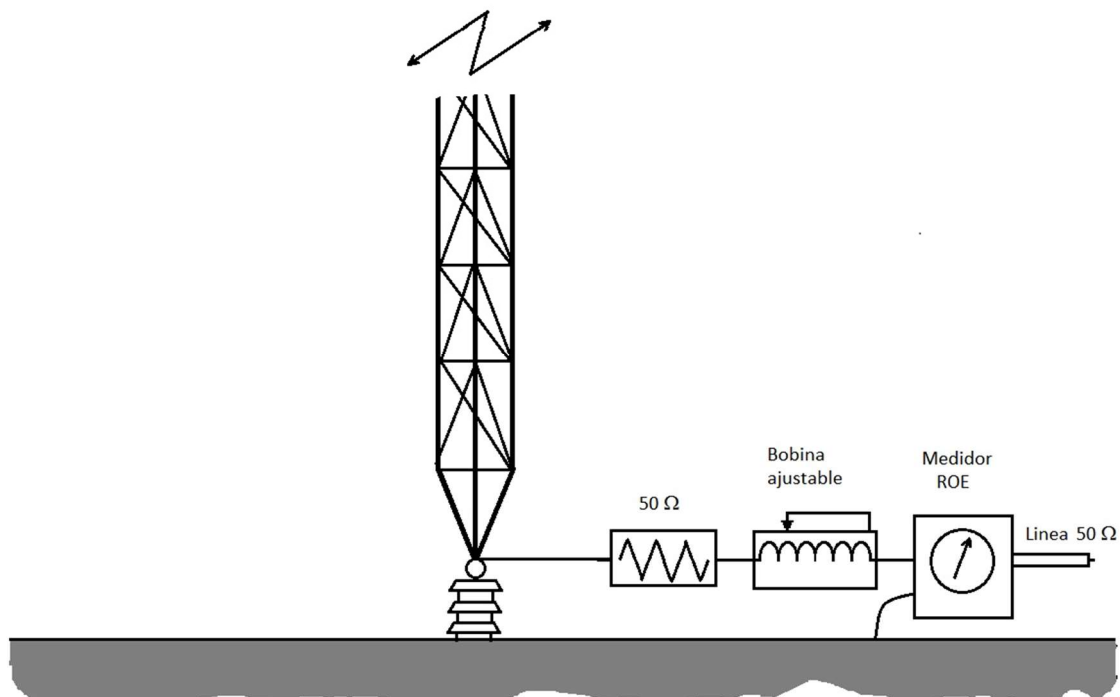


Fig. 1

De momento, necesitaremos una bobina variable de una inductancia total de alrededor de $25 \mu\text{H}$ que insertaremos en serie con el medidor de ROE entre la entrada de la torre y la línea coaxial de alimentación. Así podremos cubrir unos valores razonables de reactancia entre las bandas de 160 y 10 m.

Con la bobina cortocircuitada, aplicaremos potencia (la suficiente para que el medidor de ROE se excite). En estas condiciones, la ROE será alta. Comenzaremos a introducir inductancia, variando la bobina, hasta conseguir un punto en el que la ROE sea mínima (aunque no será cero), después del cual, si seguimos introduciendo inductancia, la ROE volverá a aumentar. De esta manera, nos aseguramos que efectivamente hemos pasado por un mínimo de ROE. Volvemos atrás hasta volver a ese mínimo. En ese punto de ROE mínima, la inductancia introducida por la bobina, ha compensado la reactancia capacitiva de entrada y la ROE nos indica únicamente la relación de resistencias puras en la entrada de la antena y la Z_0 normalizada de la línea coaxial (50Ω).

Supongamos que ese mínimo de ROE tiene un valor de 1'4. El valor de la resistencia de entrada de la antena, será (el valor mayor de resistencia en el numerador):

$$ROE = \frac{(Re + 50)}{50}$$

Despejando Re ,

$$Re = ROE \times 50 - 50 = 1'4 \times 50 - 50 = 20 \Omega$$

Ahora deberemos medir la inductancia que hemos introducido con la bobina para conseguir la mínima ROE. Supongamos que la bobina mide $2 \mu\text{H}$ y la frecuencia de trabajo es de 14 MHz. La reactancia, será de 176Ω . Por lo tanto, hemos determinado que la impedancia de entrada de la antena es de $20 - j176 \Omega$.

Ahora ya podemos diseñar el circuito de adaptación, si es necesario.

Si la antena es larga, la bobina será inefectiva y no conseguiremos la mínima ROE por lo que la tendremos que sustituir la bobina con el condensador y repetir la prueba con los mismos criterios.

Las pruebas se deben realizar con la potencia justa para que el medidor de ROE pueda funcionar. Hay que tener en cuenta que la corriente que atraviese la resistencia de 50Ω , no debe disipar una potencia mayor de 2 vatios (200 mA).

Hemos construido la resistencia, como ya hemos indicado anteriormente, tratando de minimizar la inductancia parásita de la misma. Para ello hemos agrupado las 4 resistencias de 200Ω ($1/2 \text{ w}$) en paralelo, con los terminales lo más cortos posibles a través de unas láminas anchas de hoja de latón o cobre y con los terminales de salida hechos con malla de coaxial acabadas en pinzas para su conexión a cualquier dispositivo. Un esquema se muestra en la figura 2.

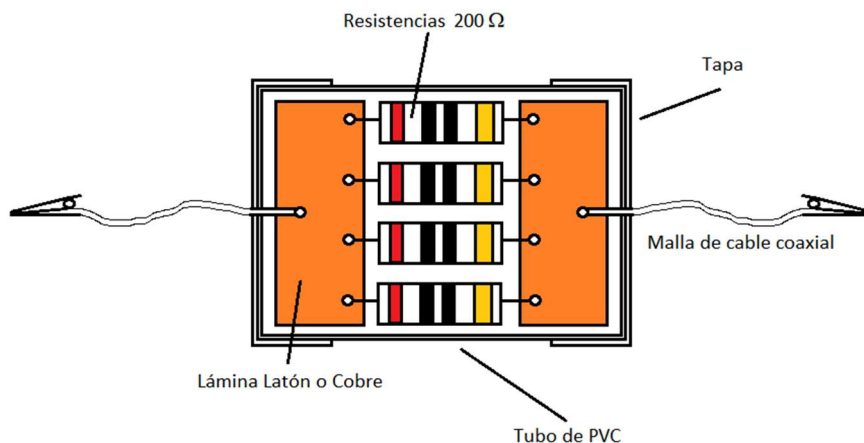


Fig. 2

El conjunto lo he alojado en un trozo de tubo de PVC con tapas para evitar deterioros durante su manipulación y darle rigidez mecánica,. La vista exterior de la resistencia se ve en la figura 3

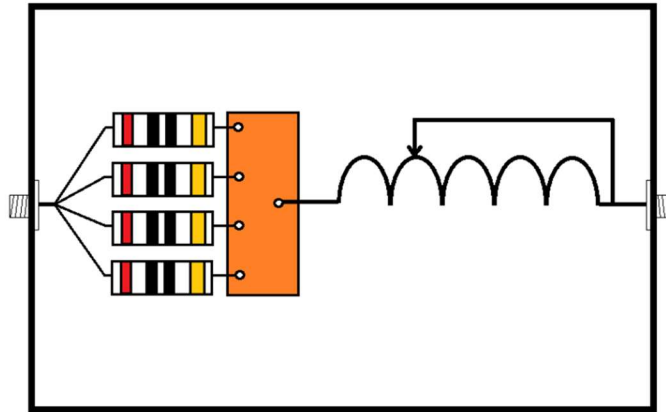


Fig. 3

En la figura 4 se muestra otra propuesta de montaje más compacto, con los elementos alojados en una caja metálica para no perder el "entorno" de un sistema desequilibrado como lo son el cable coaxial y la antena vertical.

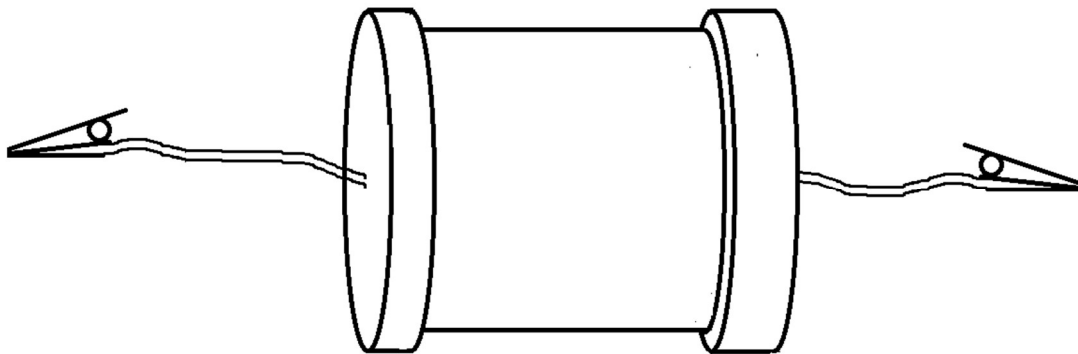


Fig 4

En realidad, cualquier montaje de estos elementos, a criterio del lector es válido, siempre que se persiga el conseguir una resistencia lo más pura posible (libre de inductancia y capacidades parásitas).

MEDIDA DE LA IMPEDANCIA (COMPLEJA) DE LA ENTRADA DE UN MONOPOLO'-

Si además de estas medidas, averiguamos cual es la inductancia introducida por la bobina obtendremos los datos de la resistencia de entrada de la antena $Z_e = R_e - jX_e$ siendo:

R_e la resistencia calculada por la ROE después de primer DIP determinada por la fórmula

$$R_e = ROE * 50 - 50$$

X_e , la reactancia derivada de la inductancia "L" medida de la bobina determinada por la fórmula

$$X_e = 2 \times \pi \times F \times L$$

Siendo

X_e .- La reactancia en la entrada (inductiva)

F.- La frecuencia de interés en MHz y

L.- La inductancia de la bobina en μH

Ahora bien. Mediante esta última fórmula hemos determinado la reactancia inductiva. En el caso de un dipolo "largo", la reactancia de entrada se convierte,

$$X_e = \frac{10^6}{2 \times \pi \times F \times C}$$

Siendo

X_e .- la reactancia de entrada (capacitiva)

C.- Capacidad de pF

Ahora bien. Los 20Ω determinados en el ejemplo anterior son la suma de las resistencias de pérdida en la tierra y la resistencia de radiación en los terminales de entrada de la antena (despreciando el resto de pérdidas en el hilo, aisladores y entorno).

Podemos determinar las pérdidas en la tierra a partir de los datos teóricos obtenidos en el cálculo de la resistencia de radiación en la base de la antena. En mi WEB <https://www.ea5nd.com/Calculadores>, existe un calculador ad hoc.

Supongamos que determinamos mediante el calculador adecuado que esa resistencia de entrada es de $13'5 \Omega$.

Luego la resistencia de tierra será de $6'5 \Omega$.

(recordemos que estos valores de la antena corresponden a un monopolo de: Altura $3'44 \text{ m}$; Radio.- 10 cm ; y Frecuencia $14'15 \text{ MHz}$)

FORMULACION DE ROE Y SUS DERIVADOS.-

Dado que estamos en un entorno de mediciones de ROE, es necesario determinar su naturaleza y formulación.

Por definición

$$ROE = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{V_{max}+V_{min}}{V_{max}-V_{min}} ; \quad ROE = \frac{Z_a}{Z_0} \text{ (o viceversa)}$$

Coefficiente de reflexión

$$\Gamma = \frac{V_{ref}}{V_{dir}} \text{ más simple es trabajar con el módulo de } |\Gamma|=r = \sqrt{Real^2 + Imag^2}$$

$$\text{También, } \rho = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{dir}}}$$

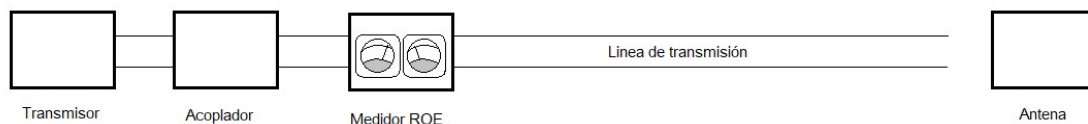
Por último,

$$ROE = \frac{1+\rho}{1-\rho} \quad \rho = \frac{ROE-1}{ROE+1}$$

Este es un chuletario de simples fórmulas que nos permiten realizar la práctica totalidad de las medidas de ROE en una línea de transmisión.

MEDICION DE LA PERDIDA DE UN CABLE.-

Deberemos disponer el cable, con el extremo remoto abierto (sin carga)



Supongamos que tenemos un medidor de ROE que no mide potencia sino simplemente ROE. Tenemos que ajustar a fondo de escala la lectura directa para poder medir, y que el transmisor alimenta 15 vatios a la línea y medimos una ROE de 1:6. Deberemos averiguar la pérdida de potencia que sufre la onda en su viaje de ida y vuelta, puesto que toda la potencia que llega al extremo abierto, será reflejada.

Vamos a determinar el valor de la potencia reflejada en función de la ROE medida. Hemos visto que la fórmula que relaciona las potencias directa y reflejada es

“ ρ ” que deberemos calcular: $\rho = \frac{ROE-1}{ROE+1} = \frac{5}{7} = 0'71$ y de la fórmula, $\rho = \sqrt{\frac{P_{ref}}{P_{dir}}}$,

despejaremos $P_{ref} = \rho^2 \times P_{dir} = 7'56$ watio. (Si disponemos de un watímetro direccional, nos dará directamente la lectura del dato de 7'56 watio), Luego los watio perdidos en su viaje de ida y vuelta son: $15 - 7'56 = 7'44$ watio.

La mitad será la pérdida del trayecto simple, igual a 3'72 watio.

Este valor lo traduciremos a dB's.

$$n^{\circ} \text{ de DB} = 10 \log P = 10 \log 3.72 = 5'7 \text{ Db}$$

Vemos que con unas simples fórmulas podemos determinar unas medidas realizadas con simple y barato medidor de ROE sin necesidad de disponer de otros aparatos más sofisticados.
