

¿Qué se entiende por impedancia de adaptación de una antena?

JACQUES POUCHER

Traducido de TELEVISION

Este artículo permitirá la mejor comprensión del significado de los términos de impedancia y de adaptación cuando se aplican a una antena de televisión o de modulación de frecuencia.

Revisión de la noción de impedancia

La resistencia que presenta un circuito al paso de una corriente alterna se llama: impedancia (símbolo: Z ; unidad: ohm). Es una cantidad compleja de la forma: $Z = R \pm jX$ en la cual el término real R representa la resistencia óhmica del circuito y el término imaginario $\pm jX$, su reactancia. La reactancia lleva el signo + o el signo - según sea inductiva o capacitiva; es esencialmente variable con la frecuencia f (y, por consiguiente, la pulsación $\omega = 2\pi f$ de la corriente que atraviesa el circuito. La impedancia de un circuito depende pues no solamente de su resistencia óhmica sino también de los elementos reactivos (autoinducción, capacidad) repartidos o localizados, que se pueden encontrar.

La fig. 1 representa un circuito constituido por una autoinducción L , una capacidad C y una resistencia R . Las tensiones en los bornes de los distintos elementos están indicadas en función del valor eficaz de la corriente de pulsación N .

La reactancia del circuito es:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C}$$

Su impedancia es:

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})$$

Se llama magnitud de la impedancia Z , su valor absoluto $|Z|$ tal como:

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2}$$

La tensión en los bornes del conjunto está dada por la ley de ohm:

$$U = |Z| I_{\text{eff}}$$

sólo la resistencia R disipa una potencia igual a $R |I_{\text{eff}}|^2$

Para un cierto valor de la pulsación (*) existe una igualdad entre los

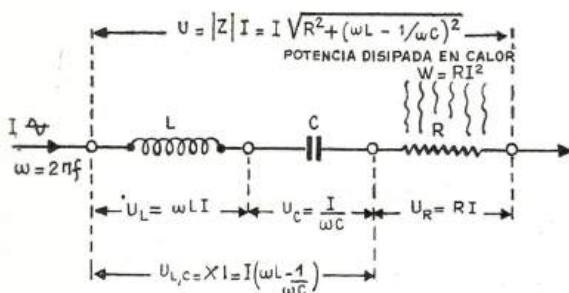


Fig. 1. — Esquema de un circuito constituido por una autoinducción L , un condensador C y una resistencia R ; las tensiones en los bornes de los distintos elementos se dan en función de la intensidad eficaz y de la pulsación ω de la corriente alterna que atraviesa el circuito

términos ωL , e $I/\omega C$; la reactancia se anula. Se dice que el circuito está en

(1) El valor ω_0 de la pulsación de resonancia se encuentra igualando las reactancias de autoinducción y de capacidad:

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \text{ de donde } \omega_0^2 LC = 1$$

$$\text{y } \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

resonancia y se tiene entonces:

$$|Z| = R$$

Impedancia de una antena

Supongamos que una antena de emisión esté ligada a un emisor siguiendo el montaje de la fig. 2. El esquema equivalente del circuito emisor-antena es el de la fig. 3. Encontramos, por una parte, el emisor desempeñando el papel de un generador de impedancia interna Z_e y liberando una tensión alternada V_{eff} .

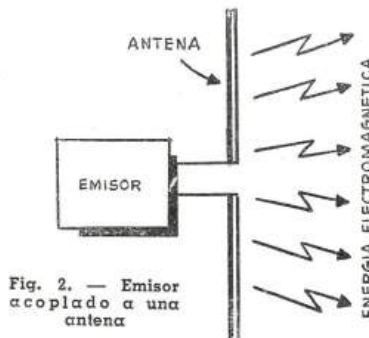


Fig. 2. — Emisor acoplado a una antena

Por otra parte, la antena al absorber energía proveniente del generador, puede ser considerada como un receptor de impedancia Z_a . Las impedancias del emisor y de la antena son complejas y se tiene:

$$Z_e = R_e \pm j X_e$$

$$Z_a = R_a \pm j X_a$$

La corriente en el circuito tiene por valor:

$$I_{\text{eff}} = V_{\text{eff}} / (Z_e + Z_a)$$

Sin embargo, el término real R_a de la impedancia de antena Z_a , está en realidad compuesto de dos partes: una resistencia de pérdidas R_p , que disipa cierta potencia W_p , igual a $R_p I_{\text{eff}}^2$, y una resistencia R_r llamada resistencia de irradiación.

La resistencia R_p es debida a la imperfecta calidad de los materiales conductores y aislantes, que constituyen la antena; la potencia que disipa no participa en la irradiación, es pues per-

disipa en calor la misma potencia W_r que aquella transmite por la antena bajo forma de irradiación:

$$W_r = R_r I_{\text{eff}}^2$$

La expresión completa de la impedancia de una antena puede, pues, escribirse:

$$Z_a = R_r + R_p \pm j X_a$$

El esquema equivalente a la antena de emisión está entonces representado por la fig. 4.

Hemos pensado que era más fácil comprender lo que precede razonando sobre una antena de emisión, pues, según el principio de reciprocidad, la impedancia de una antena es la misma, sea ésta utilizada para emisión o

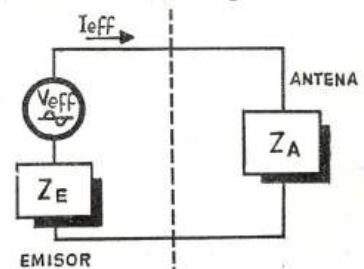


Fig. 3. — Esquema eléctrico equivalente al montaje de la figura 2

para recepción. En este último caso la resistencia de irradiación R_r representa una resistencia en la cual la corriente inducida por el campo en la antena disiparía la misma potencia que la disponible en los bornes de la antena.

Se busca siempre la mejor transmisión posible de energía, entre la antena y el emisor o el receptor, y más generalmente, entre la antena y su línea de transmisión a uno u otro de esos aparatos. Ahora bien, en corriente continua, sabemos que el mejor rendimiento de transmisión entre un generador y un receptor se obtiene cuando la resistencia del receptor es igual a la resistencia interna del generador. Ocurre lo mismo en alternada; sin embargo, es menester no solamente que las magnitudes de las impedancias sean iguales, sino también que las reactancias sean iguales y de signos contrarios.

El esquema de la fig. 5 representa un generador y su carga de utilización (receptor). La impedancia del generador es:

$$|Z_g| = \sqrt{R_g^2 + X_g^2}$$

la del receptor es:

$$|Z_u| = \sqrt{R_u^2 + X_u^2}$$

Para que haya adaptación, es necesario, no solamente que $|Z_g| = |Z_u|$ sino que igualmente $R_g = R_u$ y $X_g = -X_u$. En otros términos, es necesario que la impedancia de carga Z_u sea la conjugación de la impedancia interna del generador Z_g . Lo que significa que el conjunto debe estar en resonancia para la frecuencia de utilización.

Volviendo a la antena, si se supone

que el emisor (o el receptor) está bien adaptado a la línea de transmisión, la extremidad de esta última se presenta frente a la antena como un generador

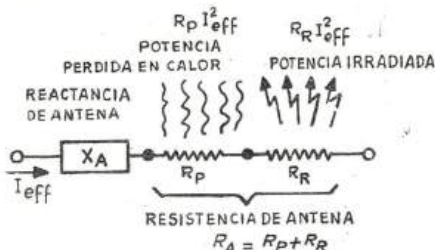


Fig. 4. — Esquema eléctrico equivalente a una antena de emisión. Se observa la resistencia de pérdidas R_p , la resistencia de irradiación R_r que disipa la potencia útil bajo forma electromagnética y el término reactivo X_A , que puede ser nulo si la antena está en resonancia

(o un receptor) de resistencia interna pura, igual a la impedancia característica Z_0 de la línea. Será necesario, pues, para obtener el mejor rendimiento de transmisión, que la antena no

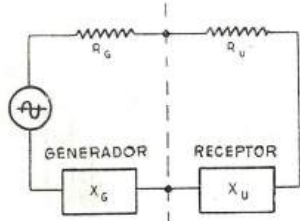


Fig. 5. — En corriente alterada, el mejor rendimiento de transmisión de potencia entre un generador y su carga de utilización (receptor) se obtiene cuando las condiciones $R_g = R_u$ y $X_g = -X_u$ son realizadas

sea reactiva para la frecuencia de trabajo considerada, lo que expresa la igualdad:

$$Z_0 = R_r + R_p.$$

La fig. 6 representa un emisor acoplado a una antena por intermedio de una línea de transmisión, respondiendo el conjunto a óptimas condiciones de adaptación. Será necesario, además, esforzarse en mantener R_p tan reducido como sea posible con el fin de limitar las pérdidas; la condición ideal sería $R_p = 0$ y, por consiguiente: $Z_0 = R_r$.

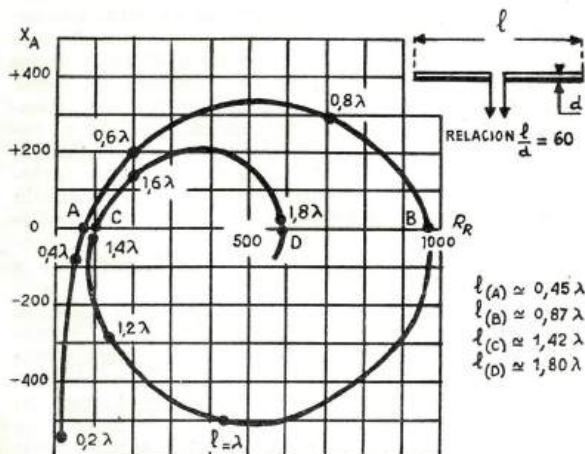


Fig. 7. — Variaciones de la resistencia de irradiación y de la reactancia de un dipolo de largo l y de diámetro d , en función l/λ y para una relación $l/d = 60$

Influencia de la desadaptación

Si las condiciones del párrafo precedente no se realizan, es decir si $Z_a = R_r + R_p$ y si la antena presenta un término reactivo X_a hay desadaptación. Cierta fracción de la energía disponible es rechazada hacia el emisor por la antena y se pierde. Existe en la juntura de la antena-línea un refle-

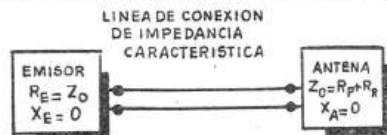


Fig. 6. — Un emisor, una línea de transmisión y una antena están perfectamente adaptados cuando tienen las igualdades indicadas en la figura

jo de tensión que puede calcularse por un coeficiente llamado "Coeficiente de Reflexión", cuyo valor absoluto es:

$$|\Gamma| = \sqrt{\frac{(R_r + R_p - Z_0)^2 + X_a^2}{(R_r + R_p + Z_0)^2 + X_a^2}};$$

si $X_a = 0$ y si se coloca $R_r + R_p = R_a$, la fórmula se simplifica:

$$|\Gamma| = \frac{R_a - Z_0}{R_a + Z_0}$$

El coeficiente de reflexión de potencia correspondiente es igual a Γ^2 .

La existencia de un reflejo de energía al nivel de la carga determina sobre la línea una onda refleja que va del receptor al generador; esta onda interfiere con la onda principal (o incidente) al ir del generador hacia el receptor, lo que constituye la causa de un régimen de onda estacionaria sobre la línea de transmisión, cuya importancia se define por la relación de onda estacionaria (o R.O.E.):

$$R.O.E. = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}.$$

El coeficiente de reflexión varía entre 0 (adaptación perfecta) y 1 (desadaptación total) mientras que la R.O.E. correspondiente pasa de 1 a ∞ .

Es de uso corriente, en la práctica, el calcular la calidad de adaptación de una carga por la R.O.E. que ella determina sobre una línea de impedancia característica dada. Se dirá, por ejemplo, que una antena prevista para ser conectada a una línea de 75Ω tiene una R.O.E. < 2 en la banda de frecuencia a recibir; o que un atenuador de impedancia nominal igual a 50Ω tiene una R.O.E. $< 1,10$.

En la emisión, la desadaptación hace aparecer una disminución de rendimiento y las sobretensiones pueden ser perjudiciales al buen mantenimiento de la línea de alimentación de antena.

En la recepción, la disminución de rendimiento puede ser acompañada (en el caso de la recepción de imágenes, que más especialmente interesa) de fenómenos de ecos llamados "ecos de cable".

Correlaciones entre el coeficiente de reflejo gamma, la R.O.E., el coeficiente de potencia transmitido a la carga y la reducción de potencia en decibels, debidas a la inadaptación

Γ	R.O.E.	R	dB
1	+	0	$-\infty$
0,950	38,2	0,1	-10
0,920	24	0,15	-8,25
0,890	18	0,20	-7
0,830	13,8	0,25	-6
0,865	10,6	0,30	-5
0,800	9,2	0,35	-4,55
0,770	7,9	0,40	-4
0,740	6,8	0,45	-3,5
0,700	5,8	0,50	-3
0,670	5	0,55	-2,6
0,630	4,4	0,60	-2,2
0,590	3,9	0,65	-1,9
0,550	3,48	0,70	-1,55
0,500	3	0,75	-1,25
0,450	2,65	0,80	-1
0,390	2,26	0,90	-0,70
0,316	1,92	0,85	-0,46
0,300	1,86	0,91	-0,41
0,283	1,80	0,92	-0,36
0,265	1,73	0,93	-0,31
0,245	1,65	0,94	-0,27
0,224	1,58	0,95	-0,23
0,200	1,50	0,96	-0,18
0,173	1,42	0,97	-0,13
0,141	1,33	0,98	-0,09
0,100	1,22	0,99	-0,04
0	1	1	0

$$\Gamma = (R.O.E. - 1) / (R.O.E. + 1) = \sqrt{1 - R}; R.O.E. = (1 + \Gamma) / (1 - \Gamma) = (1 + \sqrt{1 - R}) / (1 - \sqrt{1 - R})$$

$$R = 1 - \Gamma^2 = 4 R.O.E. / (R.O.E. + 1)^2$$

$$dB = -10 \log. 1 / (1 - \Gamma)^2 = -10 \log. (R.O.E. + 1)^2 / 4 R.O.E. = -10 \log. 1/R$$

El cuadro que se incluye da, en función del coeficiente de reflexión o de la R.O.E. correspondiente, el coeficiente de potencia transmitida R , igual a $1 - \Gamma^2$, y la disminución correspondiente en decibels (décimas de unidad de intensidad sonora). Por ejemplo, una antena de emisión que aporta una R.O.E. de 3, no absorbe más que el 75 % de la potencia disponible, y una antena de recepción que aporta una R.O.E. < 2 transmite al receptor por lo menos el 90 % de la potencia captada disponible.

El cálculo de impedancia de un dipolo de diámetro d y de largo l es muy complejo. Nos conformaremos, pues, con dar por medio de un gráfico (fig. 7) los valores de su resistencia de irradiación R_r y de su reactancia X_a en función de su largo con relación a la extensión o largo de ondas, por una re-

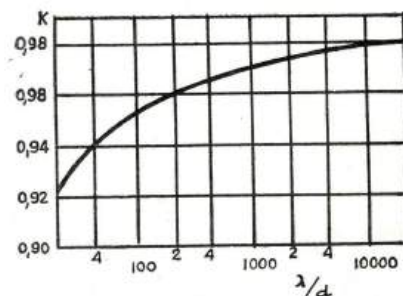


Fig. 8. — Valor del coeficiente de acortamiento de un dipolo "media onda" en función de la relación l/λ

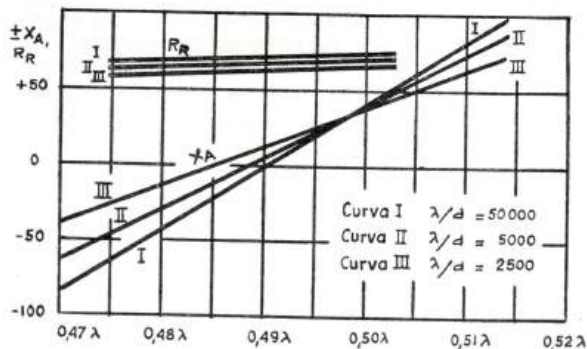


Fig. 9. — Variaciones de R_r y de X_a de un dipolo en función de su largo, en la proximidad de $\lambda/2$ y para tres valores de la relación λ/d .

lación $l/d = 60$. Se ve que para los valores determinados de la relación l/λ (aproximadamente: $0,45\lambda$; $1,42\lambda$; $1,80\lambda$) el término reactivo se anula y que el dipolo se presenta como una resistencia pura igual a su resistencia de irradiación: se encuentra en resonancia). Siempre será menester, pues, en la práctica, el tender a aproximarse a esos puntos de funcionamiento.

El dipolo llamado "media onda" que se encuentra corrientemente, está en resonancia para un largo de onda λ cuando su largo l es:

$$l = K \lambda/2$$

El factor K se llama "factor de acortamiento" y su valor está dado en función de la relación λ/d , siendo siempre d el diámetro de los filamentos del dipolo (ver fig. 8).

El gráfico de la fig. 9 da el valor de R_r y de X_a para tres relaciones λ/d diferentes y para largos aproximados de la media onda. Estudiando este gráfico, es fácil comprobar que la resistencia de irradiación disminuye cuando el diámetro aumenta, pero que su variante es relativamente pequeña en función del largo del dipolo. Además la variación de reactancia en función de este mismo largo disminuye igualmente con el acrecentamiento del diámetro, lo que explica que un dipolo de diámetro grande tenga una banda pasante relativamente ancha.

Los valores de la resistencia de irradiación a la resonancia, dados por los gráficos precedentes, sólo valen para un dipolo aislado en el espacio, consiguiendo muy alejado del suelo; este último tiene, en efecto, una influencia muy importante sobre la resistencia de irradiación del dipolo. Las curvas de la fig. 10 dan cuenta de esta influencia. Ellas dan las variantes de la resistencia de irradiación de un dipolo media onda para la polarización vertical y para la polarización horizontal en función de la altura de su centro encima de un suelo supuesto perfectamente conductor. Vemos que para alturas múltiples de $\lambda/4$, en polarización horizontal, la resistencia de irradiación se aproxima a lo que sería en espacio libre. Es útil en la práctica, el prestar atención a sus curvas cuando se instala una antena sobre un suelo buen conductor, un techo metálico, por ejemplo.

Impedancia de una antena compuesta de elementos múltiples

Cuando una antena se compone de numerosos elementos activos o pasivos (antena del tipo yagi, por ejemplo) su impedancia, en razón de las reacciones mutuas entre los elementos se hace difícil, si no imposible de calcular (*). No es posible determinarla más que por medio de su medición. Esta, muestra

a veces, que la antena no está en resonancia para la frecuencia de trabajo prevista y que su resistencia de irradiación no alcanza el valor requerido para adaptarse a una línea de impedancia característica determinada. A menudo sólo a continuación de un reajuste largo y molesto se llega a la aproximación de las condiciones óptimas de adaptación.

Es igualmente posible el intercalar entre la antena y la línea de transmisión un dispositivo de compensación de reactancia y de adaptación. En ese caso cabe establecer una discriminación muy

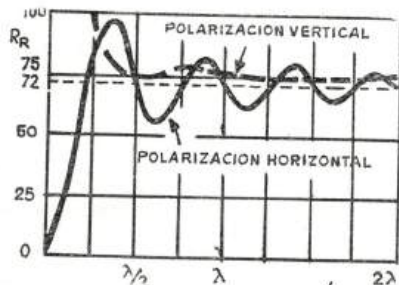


Fig. 10. — Resistencia de irradiación de un dipolo $\lambda/2$ de un pequeño diámetro en función de la altura de su centro sobre un suelo perfectamente conductor, para los dos planos de polarización. Debe observarse que $h = n\lambda/4$, R_r está muy próximo de su valor en espacio libre en el caso de la polarización horizontal.

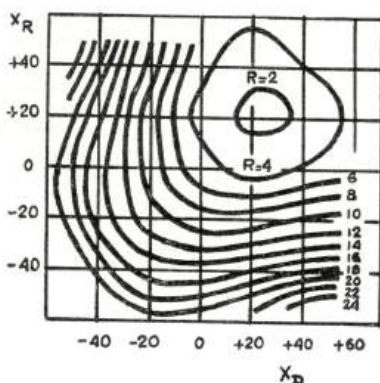


Fig. 11. — Resistencia de irradiación de una antena yagi de tres elementos, espaciados $0,15\lambda$, en función de las reactancias (y consecuentemente de los largos o extensiones) del reflector y del director, estando el dipolo cortado a resonancia.

(2) La determinación teórica de una antena Yagi se hace prácticamente imposible más allá de tres elementos, y aún en este último caso, los resultados obtenidos por el cálculo divergen exageradamente de los resultados prácticos obtenidos por las mediciones. Para el estudio de antenas Yagi con numerosos elementos, es necesario contentarse con leyes determinadas por los métodos experimentales y de extrapolación, con prudencia.

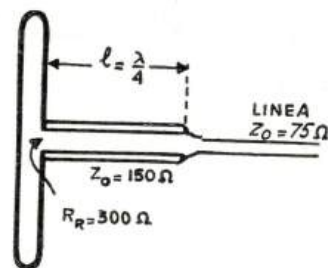


Fig. 12. — Empleo de un transformador cuarto de onda, de impedancia característica 150Ω , para adaptar a una antena de resistencia de irradiación igual a 300Ω , en una línea de impedancia característica igual a 75Ω .

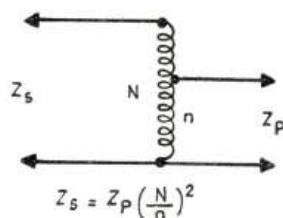


Fig. 13. — Autotransformador empleado como adaptador: la relación de las impedancias es igual al cuadrado de la relación de transformación.

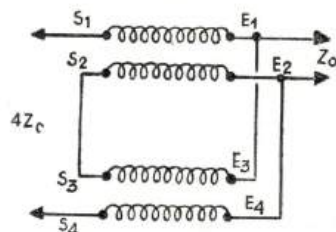


Fig. 14. — Transformador Guannella. Está constituido por dos solenoides bifilares cuyas entradas están en paralelo, y las salidas, en serie. La relación de las impedancias es igual a 4 y la banda pasante es muy ancha.

neta entre las nociones de impedancia propia de la antena y de impedancia al punto óptimo de la línea de transmisión.

Podemos clasificar en dos grandes categorías los diferentes medios que permiten influir sobre una antena con miras a su adaptación a una línea determinada.

1º Los medios internos

Obran sobre uno o varios elementos de la antena; una vez realizados, forman parte integrante de ésta. Citaremos como ejemplo el procedimiento vastamente divulgado de utilización de un dipolo plegado (o trombón) en lugar de un dipolo simple, para fijar la impedancia de una antena yagi en el valor deseado. Las obras especializadas dan bajo la forma de ábacos los factores de multiplicación de impedancia que se pueden obtener con los trombones, con ramas de diámetros desiguales ("Télévision" N° 113, pág. 118 y N° 115, pág. 191).

Es conveniente al respecto, abrir un paréntesis para precisar que, contrariamente a la opinión generalmente aceptada, la resistencia de irradiación de una antena yagi equipada con un dipolo simple, no cae forzosamente en valores muy bajos cuando el número de elementos es muy elevado. Hemos realizado antenas de ese tipo, que implicaban doce elementos directores, los

cuales, equipados con un dipolo simple, presentaban una resistencia de irradiación del orden de 50 Ω y un término reactivo muy pequeño sobre una gran zona de frecuencia. Esto tiende a demostrar que la impedancia de una "yagi" es una función sensible al tamaño y al espacio de esos elementos. Esta propiedad, puede, además en sí misma, ser considerada como un medio interno de adaptación de impedancia, pero su puesta en aplicación siendo relativamente delicada, no puede reservarse más que para antenas susceptibles de fabricarse en grandes series.

El gráfico de la fig. 11 representa las variantes de R para una antena yagi de 3 elementos espaciados de 0.15 λ , en función de las reactancias y del reflector X_d del director X_r , siendo el elemento activo un dipolo $\lambda/2$ cortado a resonancia.

2º Los medios externos.

No forman parte de la antena. Son dispositivos que se intercalan entre la línea y la antena para llevar la impedancia de esta última a una valor óptimo de adaptación para una frecuencia dada.

El procedimiento más clásico exige la propiedad de una línea de transmisión utilizada como transformador de impedancia. Una sección de línea de transmisión de impedancia característica Z_0 y de largo eléctrico l permite, en efecto, la transformación de una impedancia $Z_1 = R_1 \pm j X_1$, en otra impedancia $Z_2 = R_2 \pm j X_2$. El valor de impedancia característica de la sección de línea es dado por:

$$Z_0 = \sqrt{R_1 R_2 - X_1 X_2 + (R_1 X_2 + X_1 R_2) (X_2 - X_1) / (R_2 - R_1)}$$

el largo o extensión eléctrica es igual a:

$$l = \arctg (R_2 - R_1) Z_0 / (R_1 X_2 - X_1 R_2)$$

Un caso particular muy conocido es el transformador cuarto de onda que permite transformar una impedancia puramente resistiva $Z_1 = R_1$ en otra igualmente resistiva $Z_2 = R_2$ por una sección de línea de impedancia.

$$Z_0 = \sqrt{R_1 R_2}$$

y de largo igual a un cuarto de onda. Así por ejemplo, una antena de resistencia de irradiación igual a 300 Ω puede adaptarse a una línea de 75 Ω por la interposición de una sección de línea de impedancia:

$$Z_0 = \sqrt{300 \times 75} = 150 \Omega$$

y de largo eléctrico ($^\circ$) igual a $\gamma/4$ (fig. 12).

Existen otros numerosos procedimientos muy difundidos igualmente, tales como los transformadores compensados o no, bobinados sobre mandriles magnéticos o no (fig. 14) y los transformadores del tipo "Guannella" (fig. 15) que ofrecen la ventaja de ser utilizables en zonas de frecuencias que se extienden fácilmente sobre más de tres octavas cuando las bandas pasantes de los transformadores a líneas son relativamente restringidas.

En fin, es posible utilizar cajas de adaptación en las cuales son incorporados elementos reactivos discretamente elegidos. Fuera de su función de adaptación, esos dispositivos están a menudo llamados a compensar, en cierta medida, los factores reactivos que presenta la antena en una u otra parte

(3) El ancho físico (real) de una línea cuarto de onda, es igual a $K \lambda/4$, siendo K el coeficiente de velocidad del cable que constituye la línea, generalmente indicado por el constructor.

de su frecuencia de resonancia, para aumentar el ancho de lazo.

Medida de la impedancia y de la adaptación de una antena

Este asunto, tratado a fondo, originaría un libro voluminoso; nos conformaremos pues, con decir de él algunas palabras que servirán de conclusión.

Los métodos empleados para la medición de la impedancia de una antena son los mismos que los empleados para la medición de cualquier otra impedancia: puente de alta frecuencia, línea de medición, puente "Byrnes", medidor de admitancia, etc. Entiéndase que para efectuar la medición debe colocarse la antena en las condiciones correspondientes al espacio libre o en aquellas que corresponden a la disposición práctica de la antena cuando se la instala definitivamente. Además, la antena se encuentra generalmente bastante lejos del aparato de medición y es necesario tener en cuenta el largo de la línea de transmisión y su reducción.

Cuando los términos R_a y X_a se determinan, es fácil, por el cálculo gráfico sobre abaco de "Smith", el definir la adaptación por el coeficiente de reflexión r o la R.O.E., que la antena provee sobre una línea de impedancia característica Z_0 dada. Es igualmente posible el conocer la adaptación midiendo directamente el coeficiente r por medio de medidas reflectométricas tales como el método de la línea larga (Mega-Match), R.O.E. metro, reflectómetros o acoplados direccionales, pero en esos métodos, la ignorancia en que se encuentra uno, de los términos R_a y X_a no permite concebir dispositivos de adaptación o de compensación exteriores de la antena.

Radioenlaces por dispersión, etc.

(Cont. de la pág. 429)

Propagación por dispersión troposférica

Comprobaciones experimentales realizadas con refractómetros a bordo de aviones, indican que el índice de refracción troposférico no varía en forma suave y gradual, sino que tiene grandes fluctuaciones en función del tiempo y del espacio. (El refractómetro es un instrumento basado en la variación de la frecuencia de resonancia de una cavidad de microondas, cuyo dieléctrico es el medio a medir. Este valor de la resonancia se compara con otro constante, mediante la aplicación de un oscilador variable. La diferencia entre la aparición de ambas resonancias permite calcular el valor instantáneo del índice de refracción en el medio examinado.)

Si se pudiera visualizar el valor del índice de refracción de la troposfera comprobaríamos la presencia de una conformación turbulenta y variable en su distribución de valores en el espacio.

Hay distintas teorías que atribuyen formas diversas a estas variaciones del índice de refracción. Una de las primeras supone la presencia de nubes o globos de zonas de relativamente alto índice de refracción, abarcando tanto los tamaños de estas nubes, como los valores de n , un rango de valores muy amplio.

En general se comprueba que el valor de la turbulencia disminuye con la altura.

Una modificación a esta hipótesis supone, superpuesta a esta conformación, la presencia de capas o estratos más o menos definidos de turbulencia.

Una tercera teoría supone la presencia simultánea de muchas capas formadas por brascas discontinuidades del índice de refracción, erráticamente distribuidas en posición y orientación.

De acuerdo con la teoría desarrollada originariamente por Booker y posteriormente ampliada por muchos otros investigadores, cuando un haz de energía electromagnética incide en una zona donde el índice de refracción varía en forma rápida, se produce una dispersión o difusión de la energía en todas direcciones. Usando antenas que concentren la energía en haces angostos (muy directivos) es posible recibir parte de esa energía dispersada, aún cuando la distancia que separe ambas antenas, sea mucho mayor que la que corresponde al horizonte compuesto (Fig. 6).

La cantidad de energía dispersada es proporcional al cuadrado de variación del índice de refracción y lógicamente proporcional también a la potencia efectiva radiada.

$$P_d \propto P_t \left(\frac{dn}{dh} \right)^2 \quad (6)$$

Es decir que en el caso de dispersión troposférica, ésta será mayor cuanto más bajo se encuentre el volumen común de dispersión. Se denomina volumen común de dispersión a los puntos del espacio comunes a ambos haces de antena.

Es conveniente mencionar aquí otro tipo similar de mecanismo de propagación: la dispersión ionosférica (Fig. 7).

En general el fenómeno físico es similar, pero en este segundo caso el volumen común se ubica en la ionosfera, cuyas variaciones de densidad electrónica son las responsables de las variaciones del índice de refracción.

Si bien ambos tipos de propagación tienen muchas similitudes en el principio físico que las produce, sus características y aplicaciones son muy distintas, complementándose sus usos (como por ejemplo en distancias a cubrir) más bien que superponiéndose. Más adelante volveremos a comparar ambos tipos de propagación.

(Continuará)