

INSTITUTO DE INVESTIGACIONES
CIENTÍFICAS Y TÉCNICAS DE
LAS FUERZAS ARMADAS CITEFA

MEDICIÓN DE GANANCIA DE ANTENAS
ITAP 34 / 05 / 86

VALENTÍN TRAINOTTI

LABORATORIO DE RADIACIÓN
DIVISIÓN ANTENAS Y PROPAGACIÓN
MAYO 1986
REPÚBLICA ARGENTINA

DNDA 29910

RESUMEN:

Se comunican detalles de la técnica que se emplea en la medición de la ganancia verdadera de antenas, tanto en el espacio libre como en un campo de mediciones con reflexión de ondas electromagnéticas.

-oOo-

1. Introducción

El conocimiento de la ganancia de una antena o sistema irradiante es de gran importancia, puesto que permite disponer de un parámetro de gran ayuda en el cálculo de los enlaces radioeléctricos, sistemas de navegación sistemas de radiolocalización, sistemas de comunicaciones por satélites, radar, etcétera.

Se dan aquí los detalles teórico-prácticos, para poder llevar a cabo una medición de ganancia de cualquier sistema irradiante en las bandas de muy y ultra alta frecuencia.

Las mediciones se deben realizar en campos de medición de antenas adecuados, como para poder disponer de un control efectivo sobre los parámetros a medir y además un control sobre las reflexiones de ondas electromagnéticas, que en la gran mayoría de los casos falsean los resultados que se obtienen.

Se incluyen las cámaras de radiación o anecoides, las cuales constituyen campos de medición de antenas en miniatura, en las que debido a un efectivo control de las reflexiones, pueden clasificarse como campos de medición de espacio libre.

Para evitar errores adicionales, se aconseja colocar los sensores de los medidores de potencia, directamente sobre los sistemas irradiantes de tal manera, de minimizar las pérdidas de las líneas de transmisión y además evitar reflexiones múltiples en las mismas.

En la figura 1.1 se presentan las configuraciones que se utilizan para realizar la medición de ganancia de antenas.

Se aclara que la medición de ganancia, se realiza en general para una determinada polarización, ya sea lineal o circular, para lo cual se utilizará el método de las tres antenas, puesto que éste permitirá determinar la ganancia de cada una de ellas en forma absoluta. También se podrá determinar la ganancia de una antena, empleando una antena patrón o antena calibrada.

No obstante para la calibración se deberá siempre emplear el método de las tres antenas.

Conviene aclarar que una antena tiene una determinada ganancia en determinadas condiciones de ubicación o emplazamiento, y que cuando dichas condiciones se modifican o se presentan en las cercanías, estructuras u obstáculos, la ganancia de la antena se ve notablemente afectada, por lo cual hay que poner especial cuidado al respecto.

Además hay que tener en cuenta que la ganancia varía con la frecuencia, por lo cual es muy difícil disponer de una antena patrón sobre grandes anchos de banda, como los que se necesitan en un campo de medición de antenas .

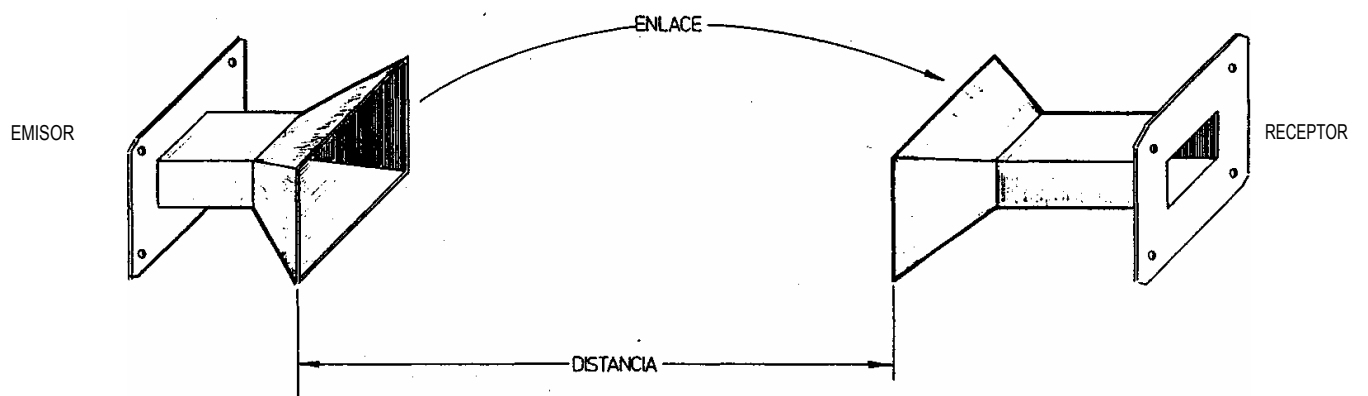


FIGURA 1.1 a) CONFIGURACIÓN PARA LA MEDICIÓN DE GANANCIA DE ANTENAS EN EL ESPACIO LIBRE

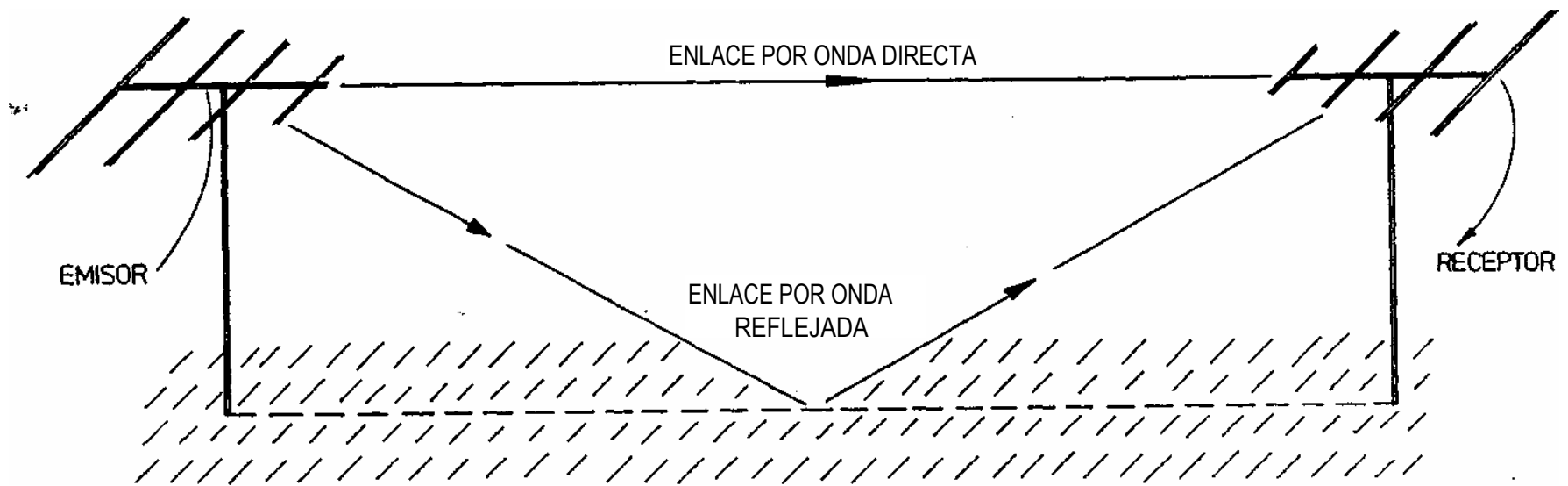


FIGURA 1.1 b) CONFIGURACIÓN PARA LA MEDICIÓN DE GANANCIA DE ANTENAS EN UN TERRENO CON REFLEXIONES

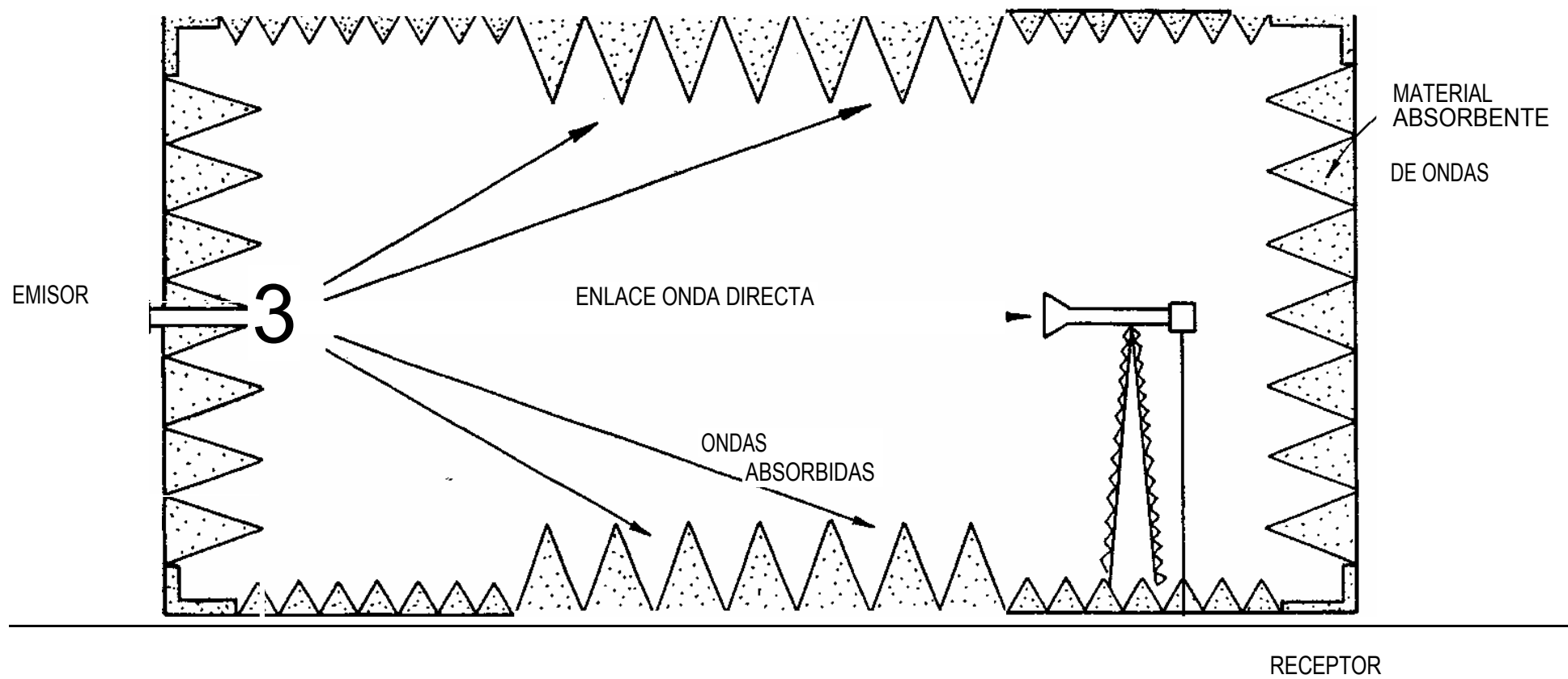


FIGURA 1.1 c) CONGRURACION PARA MEDICIÓN DE GANANCA DE ANTENAS EN CÁMARA ANECOIDE

2. MEDICIÓN DE GANANCIA

2.1 Medición en el espacio libre

Para la medición de la ganancia en el espacio libre, se emplea el instrumental dispuesto como se observa en la figura 2.1. Se supone que no hay reflexiones de onda. El circuito equivalente correspondiente a la generación de la onda electromagnética, es el que se observa en la figura 2.2. En dicho circuito se muestra el generador con su impedancia interna Z_g , produciendo una tensión V_g y por lo tanto una potencia W_g . Este generador se conecta directamente a los bornes de entrada de la antena transmisora, cuya impedancia es Z . Para determinar cómodamente la potencia que se entrega a la antena transmisora, se emplea un medidor de potencia del tipo de termistor o de termocupla. Para que se pueda observar dicha potencia en forma permanente, se emplea un divisor de potencia del tipo resistivo, que permite una división de la potencia del generador por partes iguales, dentro de un gran ancho de banda.

Actualmente se dispone de divisores de potencia que cubren casi todo el espectro de frecuencias, es decir de 1 MHz a 18 GHz, donde prácticamente se encuentran concentrados todos los servicios de radiocomunicaciones, radar y radioayudas. (figura 2.3).

La antena receptora que será la antena bajo prueba, se carga directamente con el sensor de potencia.

La ventaja de colocar directamente la potencia en la antena transmisora sin una línea de transmisión de longitud apreciable, elimina varios inconvenientes entre los cuales se pueden citar la atenuación de la misma, la desadaptación entre la antena y la línea y la desadaptación entre la línea y el generador.

Todos estos factores inciden directamente sobre la precisión en la medición de ganancia.

La colocación del divisor de potencia, permite al mismo tiempo aislar el generador de la antena transmisora y del sistema de medición de potencia transmitida.

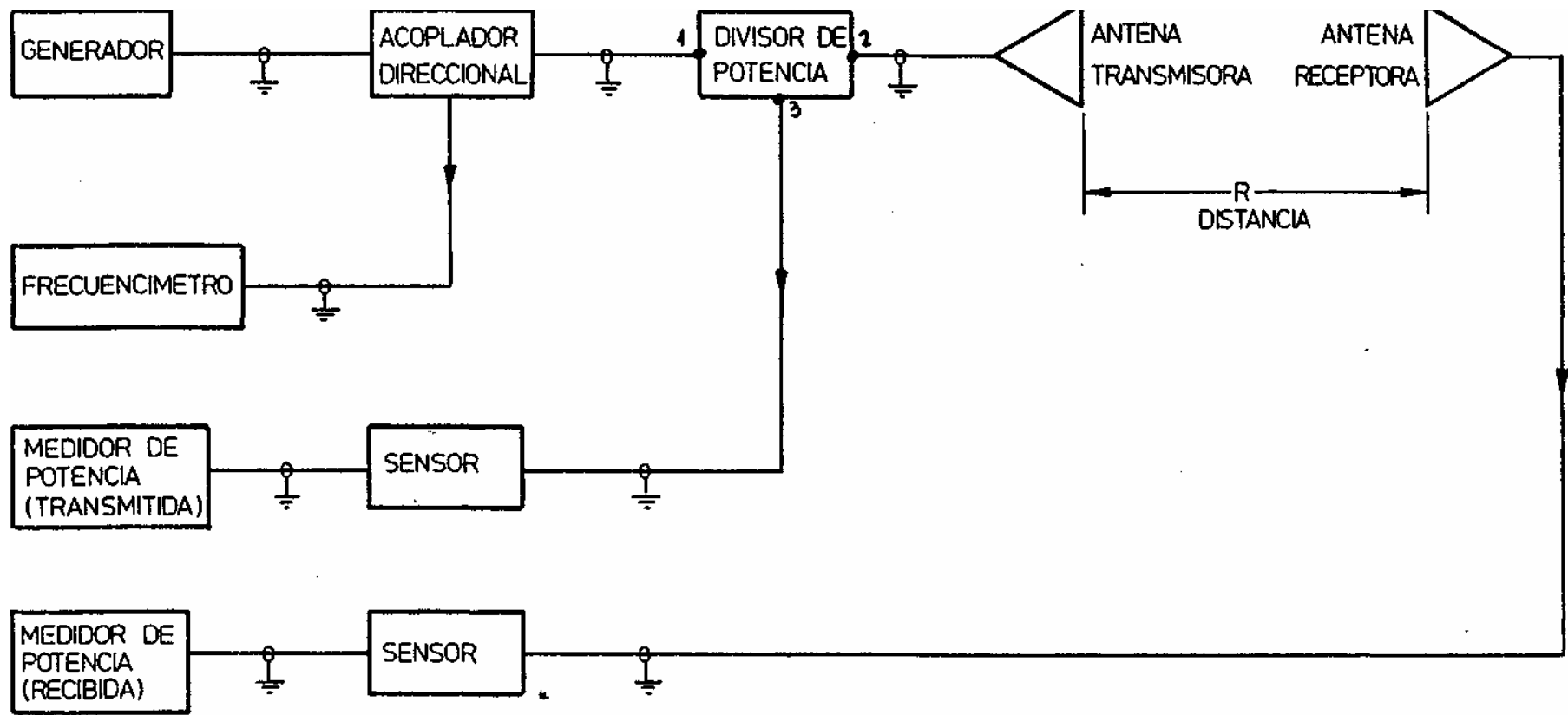
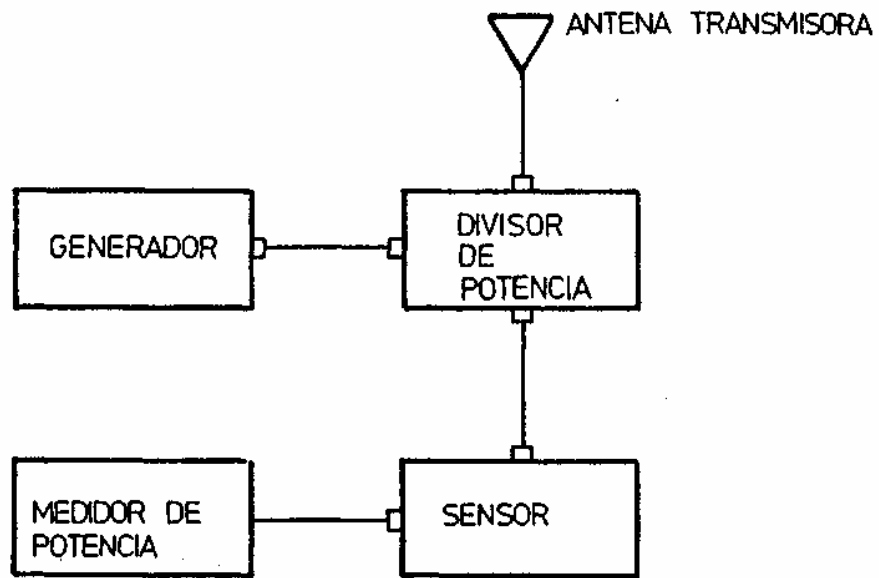
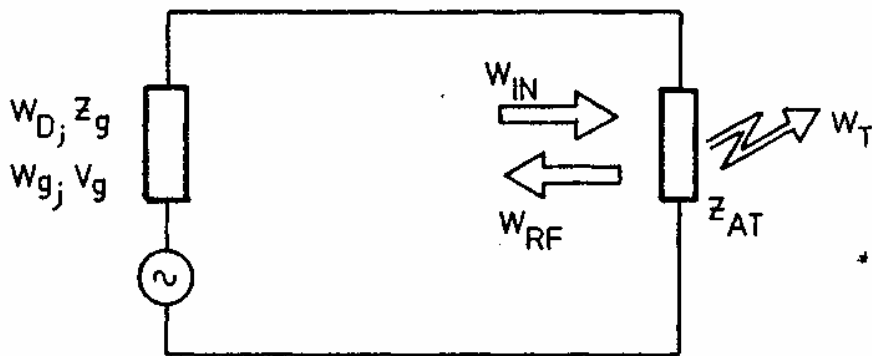


FIGURA 2.1

ESQUEMA PARA LA MEDICIÓN DE GANANCIA



a) SISTEMA DE TRANSMISION



b) CIRCUITO EQUIVALENTE

FIGURA 2.2 SISTEMA DE TRANSMISION Y CIRCUITO EQUIVALENTE DEL GENERADOR Y DE LA ANTENA TRANSMISORA

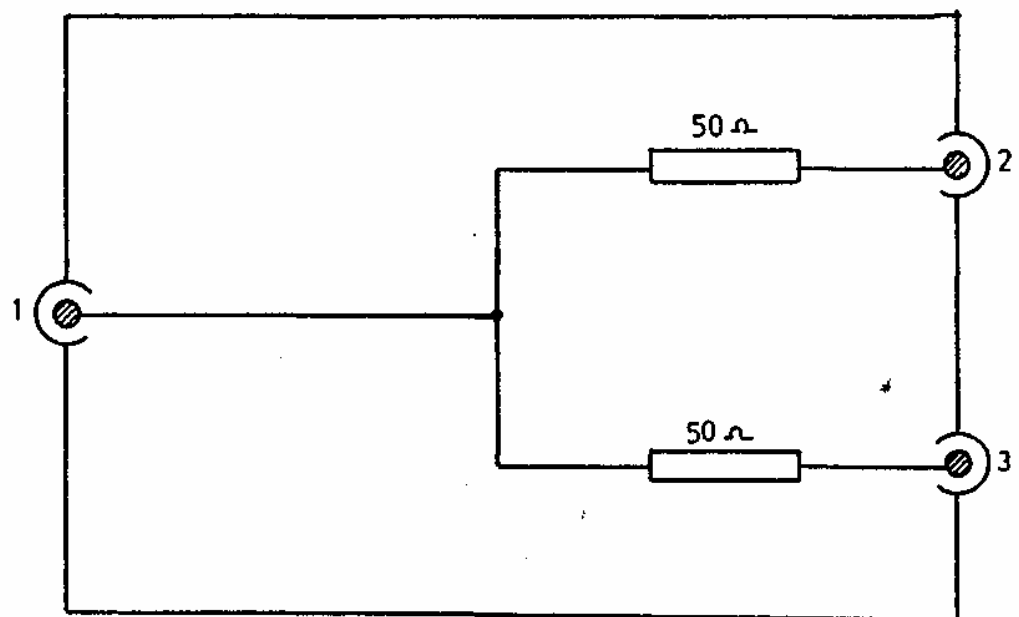
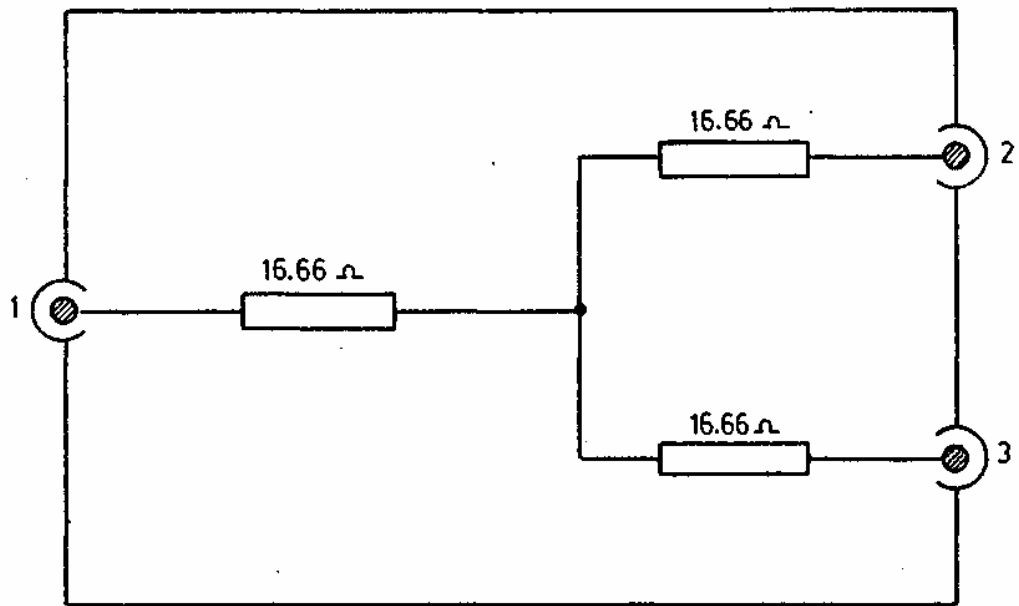


FIGURA 2.3 CIRCUITOS DE DIVISORES DE POTENCIA DE BANDA ANCHA

El divisor de potencia presenta normalmente una atenuación entre entradas, que dependerá del tipo empleado, de tal manera que cualquier onda reflejada hacia el generador, quedará doblemente atenuada.

La potencia del generador se coloca en el borne número 1, obteniéndose en los bornes 2 y 3, dos potencias perfectamente iguales en condiciones de adaptación.

Suponiendo que el borne número 2 se coloca directamente a la entrada de la antena transmisora, en el borne número 3, se colocará el sistema de medición de potencia. Aquí también hay una aislación entre la antena transmisora y el sensor de potencia, de tal modo que las indicaciones del medidor, serán prácticamente iguales a la potencia que incide sobre la antena transmisora. No obstante si el divisor de potencia está colocado sobre la antena transmisora, haciendo un análisis del circuito correspondiente a la figura 2.4, en primera aproximación, se observa que la relación de corriente resulta:

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{V_s}{100} \frac{50 + Z_L}{V_s} = \frac{1}{2} + \frac{Z_L}{100} \quad .1$$

La relación entre la tensión del generador V_g y la de entrada al circuito V_s resulta:

$$V_s = V_g - IZ_g = V_g - \left(\frac{V_g}{Z_g + Z_T} \right) Z_g = V_g \left(1 - \frac{Z_g}{Z_g + Z_T} \right) \quad .2$$

$$\frac{V_s}{V_g} = 1 - \frac{50}{50 + \frac{(50 + Z_L) 100}{50 + (50 + Z_L) + 100}} = 1 - \frac{50 (150 + Z_L)}{100 (50 + Z_L) + 50 (150 + Z_L)} \quad .3$$

$$\frac{V_s}{V_g} = \frac{100 (Z_L + 50)}{100(Z_L + 50) \left[1 + \frac{1}{2} \frac{(150 + Z_L)}{(50 + Z_L)} \right]} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \left(\frac{150 + Z_L}{50 + Z_L} \right)} \quad .4$$

La relación de potencias entre la disipada sobre el sensor y la correspondiente de entrada a la antena (Z_L) resulta:

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{I_2^2 50}{I_1^2 Z_L} = \frac{(V_s)^2}{(100)^2} \frac{(50 + Z_L)^2}{(V_s)^2} \frac{50}{Z_L} = \frac{12,5}{Z_L} + \frac{1}{2} + \frac{Z_L}{100} \quad .5$$

Agrupando las tres relaciones:

$$\frac{L_1}{I_1} = \frac{1}{2} \frac{Z_L}{100} \quad .6$$

$$\frac{V_S}{V_g} = \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{150 + Z_L}{50 + Z_L}} \quad .7$$

$$\frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{2} + \frac{12.5}{Z_L} + \frac{Z_L}{100} \quad .8$$

Los valores de estas relaciones se aprecian en la tabla 2.1.

Cabe agregar, que si se observan las impedancias correspondientes a una relación de ondas estacionarias de 1,5, la relación entre las potencias W_2 y W_1 que corresponden a la potencia que disipa el sensor $W_2 = w_1 N$ y la que "disipa" la antena en forma de onda transmitida $W_1 = W_T$ se encuentra un valor de 1,04, lo cual representa un error en la lectura del medidor de potencia menor que el 5 % (0.17 dB) con respecto a la potencia transmitida, valor que es del mismo orden que la precisión del instrumental.

Este error puede corregirse introduciendo el factor correspondiente. Mediciones realizadas con cargas concentradas de diferentes valores empleando el esquema de la figura 2.5 , confirman lo predicho teóricamente. Con cargas que producen ROE menores que 2,0 el incremento de la potencia leída en el medidor es menor que 0,3 dB.-

Z_L	ROE	W_2 / W_1	I_2 / I_1	V_s/V_g	
					1
					A
10	5,00	1,80	0,60	0,4286	E
20	2,50	1,23	0,70	0,4516	
25	2,00	1,13	0,75	0,4615	
30	1,66	1,07	0,80	0,4706	L
33,33	1,50	1,04	0,83	0,4762	
40	1,25	1,01	0,90	0,4865	A
50	1,00	1,00	1,00	0,5000	
60	1,20	1,01	1,10	0,5116	
70	1,40	1,03	1,20	0,5217	
75	1,50	1,04	1,25	0,5263	
80	1,60	1,06	1,30	0,5306	2
90	1,80	1,09	1,40	0,5385	
100	2,00	1,13	1,50	0,5455	
120	2,40	1,20	1,70	0,5574	
150	3,00	1,33	2,00	0,5714	
200	4,00	1,56	2,50	0,5882	1
250	5,00	1,80	3,00	0,6000	
					2

En el circuito equivalente de la figura 2.2, la impedancia de entrada de la antena transmisora será Z_{AT} cuyo valor normalmente es complejo. La impedancia del generador también será normalmente compleja.-

Como los valores de ambas impedancias no serán en general mutuamente conjugados, no se producirá la máxima transferencia de potencia entre el generador y la antena.

En estas condiciones se producirá una onda reflejada entre la carga y el generador y por supuesto una nueva onda entre el generador y la carga que representa la antena.

El fenómeno da lugar a un coeficiente de reflexión cuyo valor será:

$$\Gamma_T = \frac{Z_G - Z_{AT}}{Z_G + Z_{AT}} \quad .9$$

Como Z_G es prácticamente 50 Ohms resistivos puros proporcionados por el divisor de potencia y su aislación se puede considerar que habrá una sola onda reflejada y que el efecto de reflexiones múltiples es despreciable, la potencia aplicada a la antena transmisora será:

$$W_T = W_{IN} - W_{REF} \quad .10$$

donde W_{TN} será la potencia que incide sobre la antena transmisora, mientras que W_{REF} será la potencia reflejada por la misma.

Entonces el balance de potencia en la parte transmisora será:

$$W_G = W_D + W_T \quad .11$$

donde W_D es la potencia disipada en la impedancia interna del generador y W_T la potencia sobre la antena transmisora.

Reemplazando este último valor se tiene:

$$W_G = W_D + (W_{IN} - W_{REF}) \quad .12$$

$$W_G = W_D + W_{IN} \left(1 - \frac{W_{REF}}{W_{IN}} \right) \quad .13$$

Como a la relación entre la potencia reflejada y la incidente en la antena

transmisora se la define como coeficiente de reflexión de potencia (coeficiente de reflexión de tensión elevado al cuadrado), se tiene:

$$(\Gamma_T)^2 = \frac{W_{REF}}{N} \quad .14$$

N

con lo cual la potencia proporcionada por el generador será:

$$W_G = W_D + W_{IN} [1 - (\Gamma_T)^2] \quad .15$$

2

En el caso de una adaptación perfecta de impedancias, la potencia del generador, se repartirá en partes iguales entre la potencia disipada en la impedancia interna del generador y la impedancia de la antena transmisora.

El sensor del medidor de potencia dentro del sistema de medición permitirá determinar el valor de la potencia que incide sobre la antena transmisora, es decir WIN

En la tabla 2.2, se pueden ver los valores de la potencia relativa dentro del sistema emisor, en función del coeficiente de reflexión de potencia suponiendo que la potencia generada es siempre unitaria.

TABLA 2.2

CONDICIONES DE TRANSMISIÓN ($W_C = 1.000$)

($W = 0.500$)

$(\Gamma_T)^2$	ROE	W_D	W_{RF}	W_T	dB
0.00	1.0000	0.5000	0.0000	0.5000	0.0000
0.01	1.2222	0.5050	0.0050	0.4950	-0.0436
0.02	1.3294	0.5100	0.0100	0.4900	-0.0877
0.03	1.4190	0.5150	0.0150	0.4850	-0.1323
0.04	1.5000	0.5200	0.0200	0.4800	-0.1773
0.05	1.5760	0.5250	0.0250	0.4750	-0.2228
0.06	1.6488	0.5300	0.0300	0.4700	-0.2687
0.07	1.7195	0.5350	0.0350	0.4650	-0.3152
0.08	1.7888	0.5400	0.0400	0.4600	-0.3621
0.09	1.8571	0.5450	0.0450	0.4550	-0.4096
0.10	1.9400	0.5500	0.0500	0.4500	-0.4500
0.12	2.0600	0.5600	0.0600	0.4400	-0.5552
0.14	2.1957	0.5700	0.0700	0.4300	-0.6550
0.15	2.2642	0.5750	0.0750	0.4250	-0.7058
0.16	2.3333	0.5800	0.0800	0.4200	-0.7572
0.18	2.4738	0.5900	0.0900	0.4100	-0.8619
0.20	2.6200	0.6000	0.1000	0.4000	-0.9600
0.25	3.0000	0.6250	0.1250	0.3750	-1.2494
0.30	3.4400	0.6500	0.1500	0.3500	-1.5500
0.35	3.8973	0.6750	0.1750	0.3250	-1.8709
0.40	4.4100	0.7000	0.2000	0.3000	-2.2222
0.45	5.0757	0.7250	0.2250	0.2750	-2.5964
0.50	5.8284	0.7500	0.2500	0.2500	-3.0103
0.60	7.8730	0.8000	0.3000	0.2000	-3.9794
0.70	11.2444	0.8500	0.3500	0.1500	-5.2288
0.80	17.9443	0.9000	0.4000	0.1000	-6.9897
0.90	37.9737	0.9500	0.4500	0.0500	-10.0000
1.00	∞	1.0000	0.5000	0.0000	∞

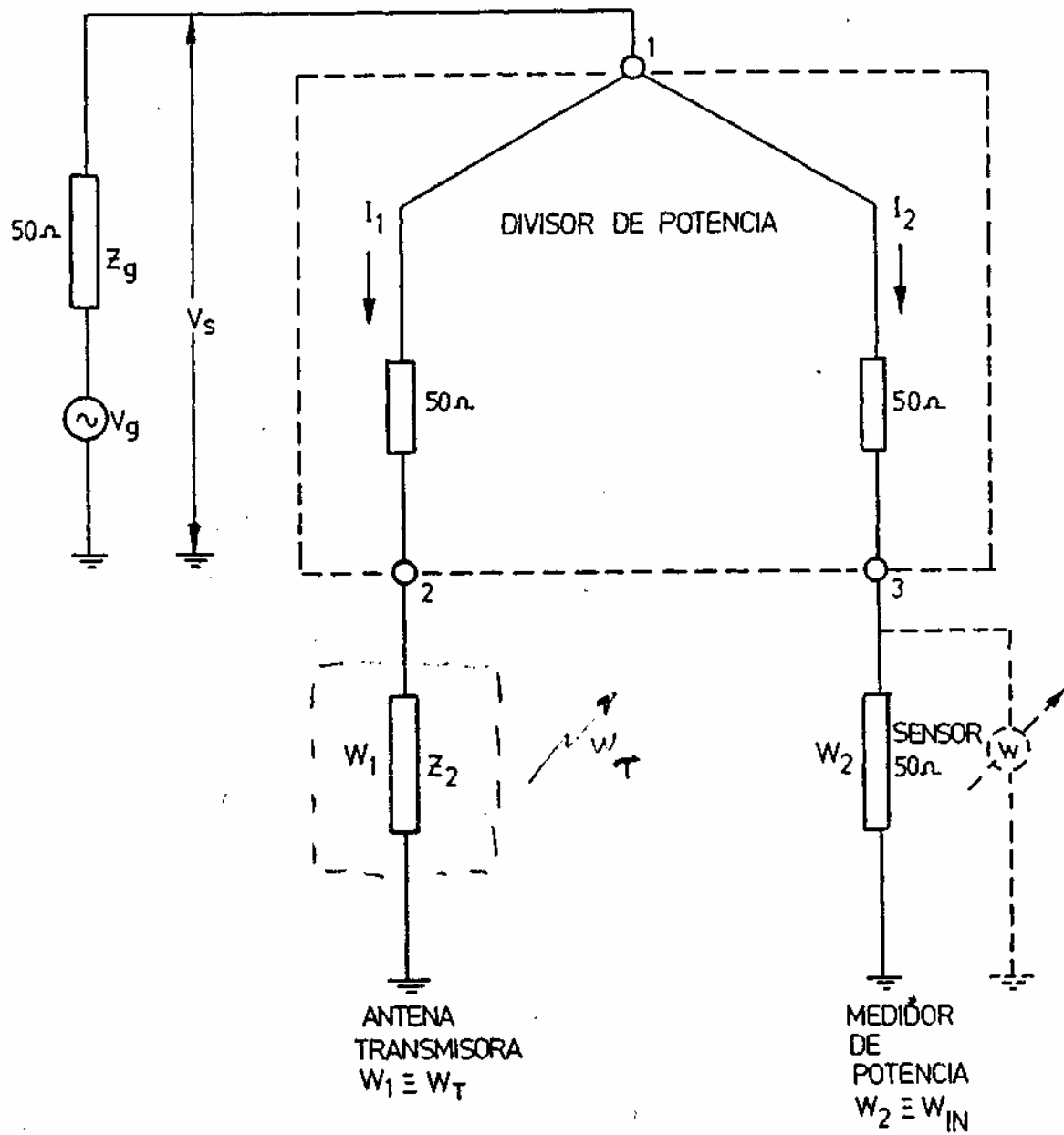


FIGURA 2.4 CIRCUITO EMPLEADO PARA EL ANÁLISIS DE POTENCIA EN EL SISTEMA DE TRANSMISIÓN

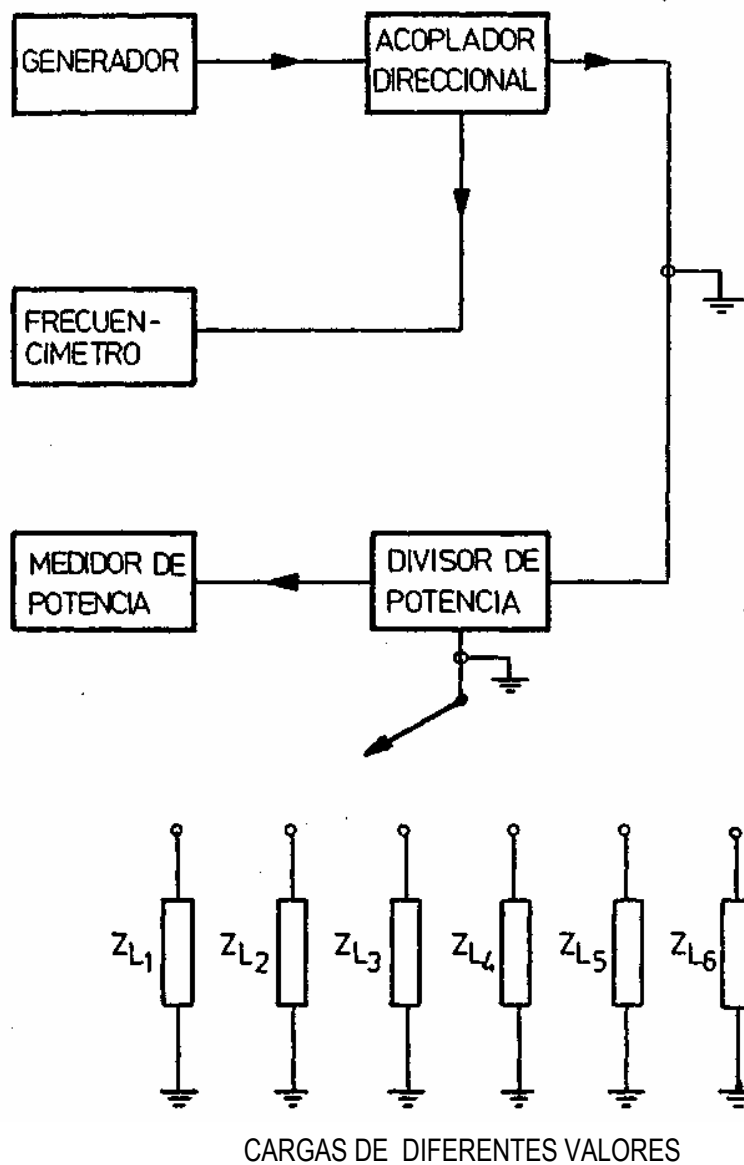


FIGURA 2.5 ESQUEMA EMPLEADO PARA LA DETERMINACIÓN DEL ERROR DE MEDICIÓN DE POTENCIA

En la figura 2.6 se puede apreciar el circuito equivalente de la antena receptora.

$$W_{LD} = W_{LI} - W_{LR} \quad .16$$

donde W_{LI} es la potencia que la antena entrega al sensor, W_{LD} la disipada en el sensor y W_{LR} la reflejada por el sensor hacia la antena.

Sacando factor común W_{LI} que es la potencia que incide sobre el sensor resulta:

$$W_{LD} = W_{LI} \left(1 - \frac{W_{LR}}{W_{LI}} \right) \quad .17$$

El coeficiente de reflexión de potencia para la antena receptora resulta:

$$\Gamma_R^2 = \frac{W_{LR}}{W_{LI}} \quad .18$$

o sea:

$$W_{LD} = W_{LI} [1 - (\Gamma_R)^2] \quad .19$$

La potencia recibida por la antena receptora será:

$$W_R = W_{RI} + W_{LD} \quad .20$$

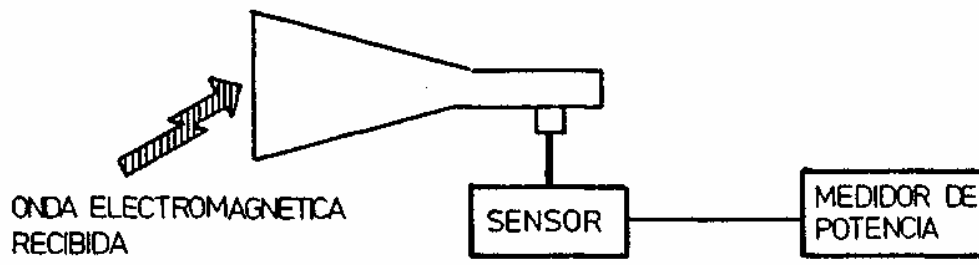
o sea:

$$W_R = W_{RI} + W_{LI} [1 - (\Gamma_R)^2] \quad .21$$

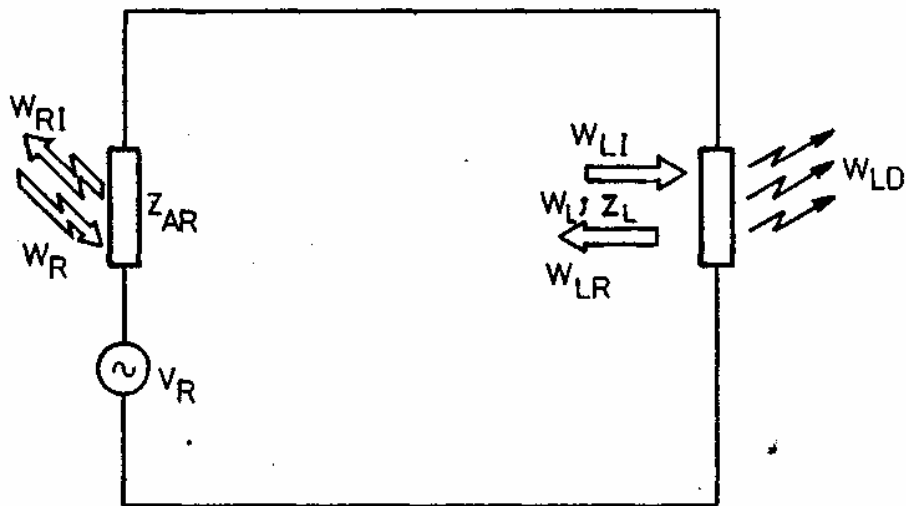
Por definición el área efectiva de la antena receptora es:

$$A_{RE} = \frac{W_{LI}}{P} \quad .22$$

o sea la relación entre la potencia que la antena receptora entrega a la carga respecto de la densidad de potencia que incide sobre la antena.



a) SISTEMA DE RECEPCIÓN



b) CIRCUITO EQUIVALENTE DE LA ANTENA RECEPTORA CARGADA CON EL MEDIDOR DE POTENCIA

Por lo tanto la potencia que la antena entrega a la carga será:

$$W_{LI} = P A_{RE} \quad .23$$

La relación entre el área efectiva de la antena receptora y su ganancia es:

$$A_{RE} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \quad .24$$

La densidad de potencia que incide sobre la antena receptora debida a la potencia irradiada por la antena emisora, responde a la ecuación:

$$P = \frac{W_T G_T}{4\pi R^2} \quad .25$$

La potencia transmitida depende de:

$$W_T = W_{IN} (1 - \Gamma_T^2) \quad .26$$

De este modo la densidad de potencia sobre la antena receptora será:

$$P = W_{IN} G_T \frac{(1 - \Gamma_T^2)}{4\pi R^2} \quad .27$$

Reemplazando los valores de la densidad de potencia dados por la ecuación .27 y el área efectiva de la antena receptora dados por la ecuación .24 resulta:

$$W_{LI} = \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} G_R \right) \left[\frac{W_{IN} G_T (1 - \Gamma_T^2)}{4\pi R^2} \right] \quad .28$$

o sea:

$$W_{LI} = (W_{IN} G_T G_R) \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 (1 - \Gamma_T^2) \quad .29$$

Entonces despejando el producto de ganancias:

$$G_T G_R = \frac{W_{LI}}{W_{IN}} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{(1 - \Gamma_T^2)} \quad .30$$

Teniendo en cuenta que:

$$W_{LD} = W_{LI} (1 - \Gamma_R^2) \quad .31$$

resulta:

$$W_{LI} = \frac{W_{LD}}{(1 - \Gamma_R^2)} \quad .32$$

Con lo cual el producto de ganancias resulta:

$$G_T G_R = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{(1 - \Gamma_R^2)} \quad .33$$

$$\cdot \frac{1}{(1 - \Gamma_T^2)}$$

Expresando este resultado en decibeles resulta:

$$G_T G_R \text{ (dB)} = 10 \lg W_{LD} - 10 \lg W_{IN} + 20 \log 4\pi + 20 \log R -$$

$$- 20 \log \lambda - 10 \log (1 - \Gamma_T^2) - 10 \log (1 - \Gamma_R^2) \quad .34$$

donde W_{LD} y W_{IN} son las potencias que se leen en los medidores de potencia conectados al circuito de medición en Watts, la distancia y longitud de onda se medirán en metros y los coeficientes de reflexión Γ_T y Γ_R se determinarán por medición de impedancia de las antenas transmisora y receptora respectivamente en la misma ubicación que se emplea en la medición de ganancia.

En la tabla 2.3 se dan los resultados de los valores de pérdida correspondientes a las desadaptaciones ya sea de la antena transmisora, ya sea de la antena receptora en veces y en decibeles.

Estos valores disminuyen los valores de las ganancias de las antenas y por lo tanto habrá que sumar un valor igual a la ganancia determinada de la antena, para que sea la ganancia que verdaderamente posee la antena de por sí, o sea cuando la misma se encuentra perfectamente adaptada a la línea de transmisión que la alimenta.

Γ	Γ^2	ROE	$1 - \Gamma^2$	$1 - \Gamma^2$ (dB)
0.000	0.0000	1.0000	1.0000	0.0000
0.010	0.0001	1.0202	0.9999	-0.0004
0.020	0.0004	1.0408	0.9996	-0.0017
0.030	0.0009	1.0619	0.9991	-0.0039
0.040	0.0016	1.0833	0.9984	-0.0070
0.050	0.0025	1.1053	0.9975	-0.0109
0.060	0.0036	1.1277	0.9964	-0.0157
0.070	0.0049	1.1505	0.9951	-0.0213
0.080	0.0064	1.1739	0.9936	-0.0279
0.090	0.0081	1.1978	0.9919	-0.0353
0.100	0.0100	1.2222	0.9900	-0.0436
0.120	0.0144	1.2727	0.9856	-0.0630
0.140	0.0196	1.3256	0.9804	-0.0860
0.160	0.0256	1.3810	0.9744	-0.1126
0.180	0.0324	1.4390	0.9676	-0.1430
0.200	0.0400	1.5000	0.9600	-0.1773
0.250	0.0625	1.6666	0.9375	-0.2803
0.300	0.0900	1.8571	0.9100	-0.4096
0.400	0.1600	2.3333	0.8400	-0.7572
0.500	0.2500	3.0000	0.7500	-1.2494
0.600	0.3600	4.0000	0.6400	-1.9382
0.700	0.4900	5.6667	0.5100	-2.9243
0.800	0.6400	9.0000	0.3600	-4.4370
0.900	0.8100	19.0000	0.1900	-7.2125
1.000	1.0000	∞	0.0000	$-\infty$

Se puede observar que cuando tanto la antena transmisora como la antena receptora, producen sobre la línea de transmisión, una relación de ondas estacionarias, menor que 1.5. el valor de la ganancia de las antenas en forma individual, disminuye en menos que 0.2 dB, lo cual está prácticamente dentro del error del instrumental o del error de medición.

La expresión .34 permite determinar el valor del producto de las ganancias de las antenas transmisora y receptora, quedando enmascarado el valor individual de cada una de ellas.

Para determinar dicho valor, se puede emplear una antena patrón, cuya ganancia sea perfectamente conocida, o de lo contrario emplear dos antenas idénticas, en cuyo caso el valor de la ganancia corresponderá a la raíz cuadrada del valor de la expresión .33 o la mitad en decibeles del valor de la expresión .34 .

En realidad las antenas idénticas no existen en la práctica, salvo dentro de un determinado margen de error.

Para obtener la ganancia en forma individual, se debe emplear el método de las tres antenas.

Dicho método es exactamente igual al desarrollado hasta aquí, pero en vez de emplear dos antenas, solamente se emplean tres, las cuales se ubican de a pares en el campo de medición.

Esto permite determinar tres ecuaciones similares a la .33 y denominando a las antenas con los subíndices 1, 2 y 3, se obtiene:

$$G_1 G_2 = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{(1 - \Gamma_1^2)} \frac{1}{(1 - \Gamma_2^2)} \quad .35$$

$$G_1 G_3 = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{(1 - \Gamma_1^2)} \frac{1}{(1 - \Gamma_3^2)} \quad .36$$

$$G_2 G_3 = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{(1 - \Gamma_2^2)} \frac{1}{(1 - \Gamma_3^2)} \quad .37$$

$$G_1 G_2 (\text{dB}) = 10 \log W_{LD} - 10 \log W_{IN} + 20 \log 4 \pi + 20 \log R - \\ - 20 \log \lambda - 10 \log (1 - \Gamma_1^2) - 10 \log (1 - \Gamma_2^2) \quad .38$$

$$G_1 G_3 \text{ (dB)} = 10 \log W_{LD} - 10 \log W_{IN} + 20 \log 4\pi + 20 \log R - \\ -20 \log \lambda - 10 \log (1 - \Gamma_1^2) - 10 \log (1 - \Gamma_3^2) \quad .39$$

$$G_2 G_3 \text{ (dB)} = 10 \log W_{LD} - 10 \log W_{IN} + 20 \log 4\pi + 20 \log R - \\ -20 \log \lambda - 10 \log (1 - \Gamma_2^2) - 10 \log (1 - \Gamma_3^2) \quad .40$$

llamando:

$$X_1 \text{ (dB)} = G_1 G_2 \text{ (dB)} \quad .41$$

$$X_2 \text{ (dB)} = G_1 G_3 \text{ (dB)} \quad .42$$

$$X_3 \text{ (dB)} = G_2 G_3 \text{ (dB)} \quad .43$$

Se puede resolver el sistema de tres ecuaciones con tres incógnitas obteniéndose:

$$G_1 = \frac{1}{2} (X_1 + X_2 - X_3) \text{ (dB)} \quad .44$$

$$G_2 = \frac{1}{2} (X_1 + X_3 - X_2) \text{ (dB)} \quad .45$$

$$G_3 = \frac{1}{2} (X_2 + X_3 - X_1) \text{ (dB)} \quad .46$$

Con lo cual quedan perfectamente determinadas las ganancias de cada una de las antenas que se emplean en la medición.

Aun cuando se empleen antenas similares, este método permite determinar las pequeñas diferencias que siempre existen entre antenas idénticas.

Los coeficientes de reflexión de potencia, se deberán determinar para cada antena, realizando la medición de impedancia de entrada a la misma, cuando ésta se encuentre emplazada en la misma ubicación que se usa para la medición de ganancia.

Esto es muy importante, puesto que la impedancia de entrada de la antena, no depende solamente de su valor propio, sino también debido a valores de impedancia mutua, que se sumarán al valor de impedancia propia, debido a los objetos próximos a la antena (soportes, plataforma de medición, etc.)

Para antenas linealmente polarizadas, conviene efectuar la medición de ganancia, tanto para la polarización horizontal como para la polarización vertical y hacer un promedio de los dos valores obtenidos para cada antena.

En el caso de antenas de polarización circular, se efectuará la medición de ganancia empleando una antena de referencia de polarización lineal, para obtener los valores de ganancia en polarización horizontal y vertical.

Ambos valores deberán ser aproximadamente iguales y se sumarán para obtener la ganancia para polarización circular.

Si se desea determinar el valor de polarización cruzada, se podrá emplear una antena de polarización circular de sentido opuesto, en cuyo caso los valores de ganancia que se obtengan, corresponderán a los valores de polarización cruzada, los cuales se medirán normalmente en la dirección que corresponde a la máxima ganancia de la antena.

De ser necesario se podrán también determinar tales valores en otras direcciones, pero en general dichos valores se podrán determinar, a partir de los diagramas de radiación medidos para cada antena, los cuales normalmente son diagramas relativos al valor máximo.

A partir de dicho valor para el cual se conoce la ganancia con la medición que se comenta aquí, se conocerá el mismo tiempo el valor de la ganancia en veces o en dbi hacia todas las demás direcciones.

2.2 EFECTOS DE LAS DESADAPTACIONES

La expresión .34 correspondiente al producto de ganancias de las antenas transmisora y receptora, tiene en cuenta una perfecta adaptación de impedancia entre el generador y la antena transmisora y además una perfecta adaptación entre la antena receptora y el sensor de potencia, que mide la potencia recibida.

Es decir que se consideran solamente los coeficientes de reflexión de la antena transmisora Γ_T y de la antena receptora Γ_R , puesto que tanto el generador como el sensor de potencia, tienen impedancias prácticamente iguales a 50 Ohms.

Evidentemente esta es una especulación teórica, puesto que en la práctica tanto el generador como la impedancia que presenta el sensor de potencia, difieren de tal impedancia normalizada.

Cuando se desean efectuar mediciones de alta precisión, se deberá tener en cuenta tales valores a través del coeficiente de reflexión, que introducen respecto de la impedancia normalizada de 50 Ohms.

Por lo tanto aparecerá un coeficiente de reflexión Γ_S que tiene en cuenta la desadaptación del generador y además un coeficiente de reflexión Γ_L en el sensor que mide la potencia recibida.

En general se debe determinar cuanto es la potencia de entrada, o aceptada por la antena transmisora.

Una técnica es adaptar la impedancia de la antena, a la impedancia de la línea de transmisión y medir luego la potencia incidente. Otro procedimiento es determinar la relación de ondas estacionarias, que provoca la impedancia de entrada a la antena, sobre la línea de transmisión que la alimenta, con lo cual al medir la potencia incidente se puede calcular la potencia reflejada.

Si se mide a una sola frecuencia, se pueden emplear ambas técnicas, cada una de las cuales tiene sus problemas.

En el primer caso se debe determinar la pérdida de los elementos de sintonía o de adaptación.

En el segundo caso la desadaptación entre el generador y la línea de transmisión, complica el problema de calcular la potencia reflejada, pero este inconveniente se puede superar sintonizando o separando la fuente, es

decir el generador.

En base a consideraciones de reciprocidad, el problema de la adaptación de la antena receptora y del sensor de potencia que se emplea en el procedimiento de medición, deberá considerarse de la misma manera que en el sistema de transmisión, puesto que interviene en la ecuación de la medición de la ganancia con el mismo peso.

Si se observa la figura 2.7 en un punto de la línea de transmisión que une el generador y la carga, o sea la antena transmisora, mirando hacia la carga, se ve un coeficiente de reflexión Γ_p y mirando hacia el generador, se ve un coeficiente de reflexión Γ_T . Lo mismo ocurre si se observa desde un punto sobre la línea que une la antena receptora y el sensor de potencia, es decir hacia la antena receptora se ve un coeficiente de reflexión Γ_R y hacia el sensor un coeficiente de reflexión Γ^A .

Entonces se pueden determinar dos factores de desadaptación M_p y M_R , que tienen en cuenta tales coeficientes e intervienen en la ecuación de ganancia, es decir:

$$M_T = \frac{(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_T|^2)}{|1 - \Gamma_g \Gamma_T|^2} \quad .47$$

$$M_R = \frac{(1 - |\Gamma_R|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_R \Gamma_L|^2} \quad .48$$

es evidente que cuando se separa la fuente de señal con un atenuador y la impedancia interna del mismo tiende a la impedancia característica de la línea, P tiende a cero y entonces el factor de desadaptación en el sistema de transmisión resulta igual al valor indicado anteriormente o sea:

$$M_T = (1 - (\Gamma_T)^2) \quad \text{para} \quad \Gamma_g = 0 \quad .49$$

lo mismo ocurre si el sensor se acerca lo más posible a la impedancia característica de 50 Ohms. o sea:

$$M_R = (1 - (\Gamma_R)^2) \quad \text{para} \quad \Gamma_L = 0 \quad .50$$

Entonces se puede escribir la ecuación del producto de ganancia introduciendo los factores de desadaptación, teniendo en cuenta los valores correspondientes de los coeficientes de reflexión de generador y sensor, es decir

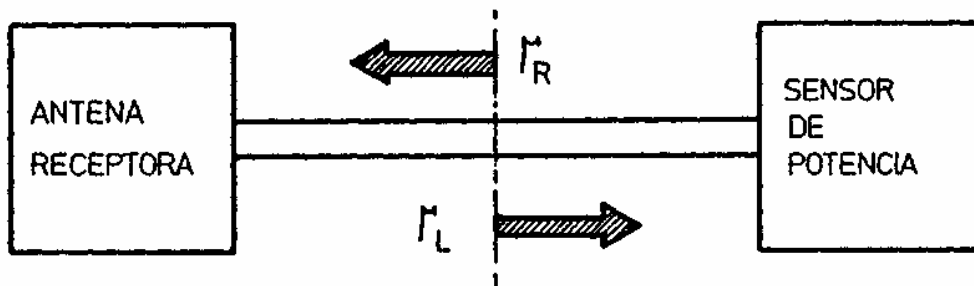
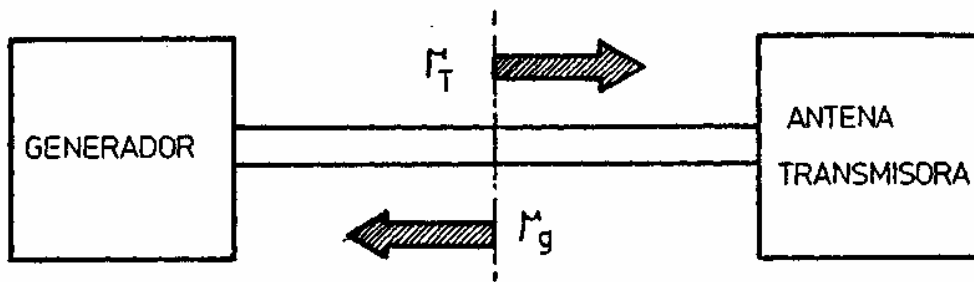


FIGURA 2.7 COEFICIENTES DE REFLEXIÓN EN EL SISTEMA DE TRANSMISIÓN Y DE RECEPCIÓN

$$G_T G_R = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{M_T} \frac{1}{M_R} \quad .51$$

y en general

$$G_T G_R = \frac{W_{LD}}{W_{IN}} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 \frac{|1 - \Gamma_g \Gamma_T|^2 |1 - \Gamma_R \Gamma_L|^2}{(1 - |\Gamma_R|^2)(1 - |\Gamma_L|^2)(1 - |\Gamma_g|^2)(1 - |\Gamma_T|^2)} \quad .52$$

Esta ecuación será la que permitirá determinar el producto de ganancias con la máxima precisión y entonces se la empleará en los procesos de medición por el método de tres antenas, aplicando los subíndices correspondientes en cada caso en que se empleen las antenas de a pares, tal como se ha visto anterior-mente .

2.3 MEDICIÓN CON REFLEXIONES

Hasta ahora se ha supuesto que el campo de medición donde se efectúa la medición de ganancia está libre de reflexiones, lo cual se puede conseguir de dos maneras diferentes.

En el caso de antenas direccionales en frecuencias ultra y super elevadas, (.3 a 300 GHz) se pueden ubicar las antenas bajo prueba sobre soportes elevados con una separación entre ellos, de tal modo de cumplir con el criterio de distancia para antenas de tipo de apertura, es decir:

$$R > \frac{2 D^2}{\lambda} \quad .53$$

donde D es la apertura de la antena bajo prueba, λ 1ª longitud de onda de operación y R la distancia entre centro de fase de las antenas. En estas condiciones se deberá conocer el diagrama de radiación de la antena que oficia de transmisora o iluminadora, en cuyo caso se ubicará la altura y la distancia de la misma, respecto de la antena bajo prueba, de tal modo que el primer mínimo del haz principal, incida aproximadamente en la base del soporte de la antena bajo prueba. En estas condiciones las reflexiones debidas al haz principal de la antena se consideran prácticamente inexistentes, con lo cual se consiguen condiciones similares a las del espacio libre.

Cabe agregar que tal aseveración no es absolutamente cierta, debido a reflexiones múltiples dadas por los lóbulos secundarios o por objetos próximos al campo de medición, cuyos efectos conviene evaluarlos para conocer el apartamiento de las condiciones ideales de espacio libre.

La otra posibilidad de obtener condiciones de espacio libre, son las que se obtienen dentro de una cámara de radiación o anecoide. En este caso tampoco las reflexiones son inexistentes, pero están dentro de niveles pequeños y perfectamente conocidos, puesto que surgen durante la evaluación y calibración de la cámara.

Evidentemente estos dos casos mencionados, proporcionan una gran ventaja para la determinación de la ganancia de las antenas, no obstante ambas tienen una limitación que básicamente es de frecuencia.

Para frecuencias menores que 1 GHz hay limitaciones de ganancia debido al tamaño físico de las antenas y además hay una frecuencia mínima para la cual se puede operar dentro de una cámara de radiación.

Dicha frecuencia mínima está fijada por las dimensiones de la cámara que en definitiva depende de razones económicas y de las necesidades de medición.

El hecho concreto es que debajo de 1 GHz, se opera con campos de medición que incluyen las reflexiones, particularmente debidas a la superficie terrestre entre la antena que oficia de emisora y la antena.bajo prueba.

En la figura 2.8 se presenta la geometría de un campo de medición con reflexiones.

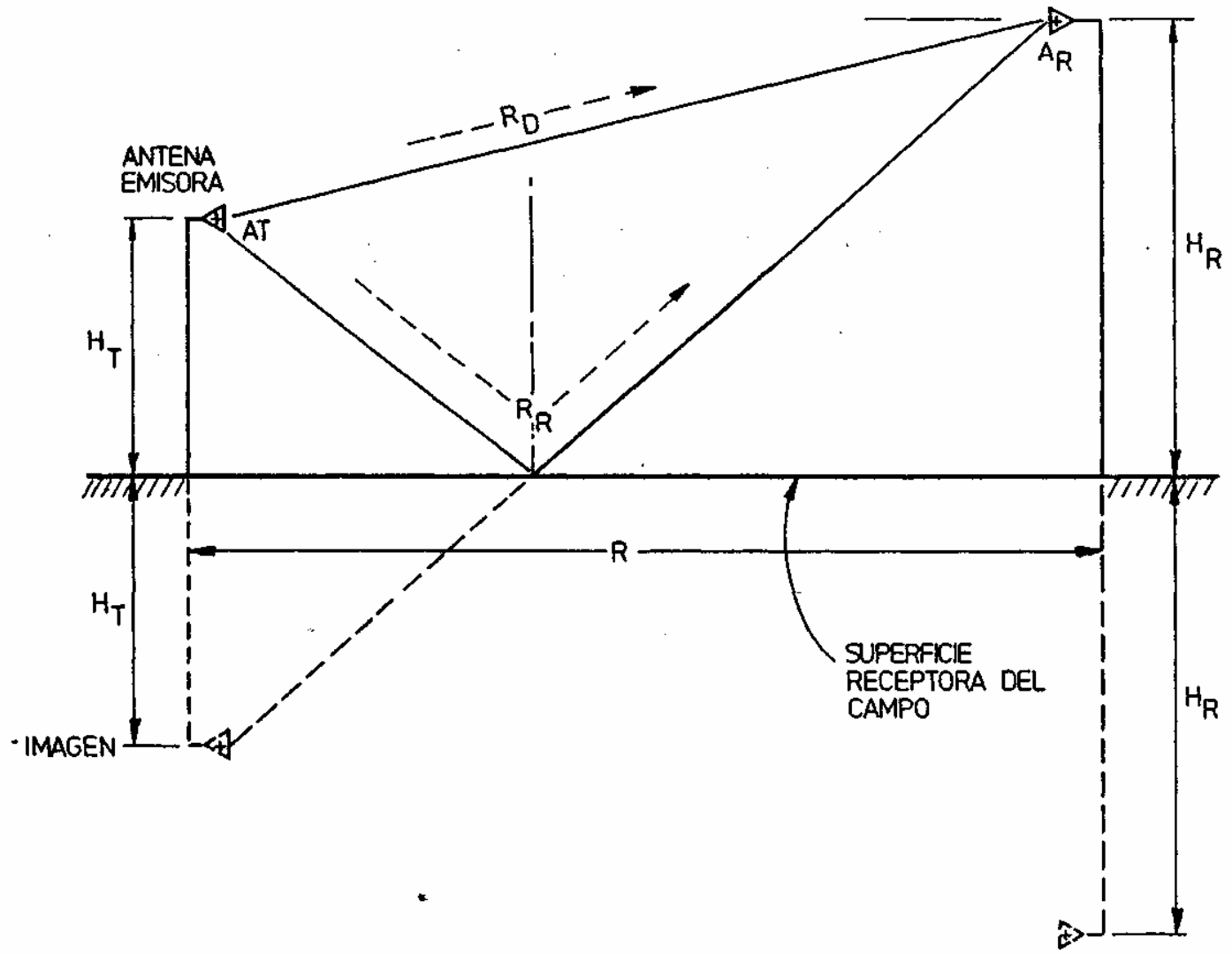


FIGURA 2.8

GEOMETRÍA DE UN CAMPO DE MEDICIÓN CON REFLEXIONES

ANTENA RECEPTORA

Es evidente que el campo electromagnético que incide sobre la antena receptora, será el resultado de la interferencia entre la onda directa y la onda reflejada por la superficie terrestre.

Este resultado producirá una distribución de intensidad de campo, que será función de la altura de la antena transmisora, al fijar constante la altura de la antena receptora.

Habrà entonces una altura para la cual la intensidad de campo será máxima debido a la suma en fase de la onda directa y reflejada, y además habrá una altura para la cual la intensidad de campo será mínima, debido a la suma en contrafase de la onda directa y reflejada.

La distancia entre la antena emisora y la receptora correspondiente al rayo directo, responde a la ecuación que se puede establecer en Base a la geometría del campo de medición, o sea:

$$R_D = \left[R^2 + (H_R - H_T)^2 \right]^{1/2} \quad .54$$

Mientras que la distancia que recorre el rayo reflejado entre las antenas,

$$R_R = \left[R^2 + (H_R + H_T)^2 \right]^{1/2} \quad .55$$

Sacando factor común R en ambas ecuaciones, se tiene:

$$R_D = \left\{ R^2 \left[1 + \frac{(H_R - H_T)^2}{R^2} \right] \right\}^{1/2} \quad .56$$

$$R_R = \left\{ R^2 \left[1 + \frac{(H_R + H_T)^2}{R^2} \right] \right\}^{1/2} \quad .57$$

Desarrollando en serie el binomio

$$(1 \pm x)^{1/2} = 1 \pm \frac{1}{2} x - \frac{1}{8} x^2 \dots \quad .58$$

se tiene:

$$R_D = R \left[1 + \frac{1}{2R^2} (H_R - H_T)^2 \right] \quad .59$$

resulta:

$$R_R = R \left[1 + \frac{1}{2R^2} (H_R + H_T)^2 \right] \quad .60$$

Esta será la primera aproximación del desarrollo en serie.

Entonces efectuando la diferencia se obtiene:

$$R_R - R_D = R \left[\frac{2 H_R H_T}{R^2} \right] \approx \frac{2 H_R H_T}{R} \quad .61$$

Esta diferencia de distancia se puede expresar en radianes o en grados eléctricos, es decir:

$$\beta (R_R - R_D) = \frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) = \frac{360}{\lambda} (R_R - R_D) \quad .62$$

Suponiendo que el coeficiente de reflexión del terreno es $\Gamma = 1$ la diferencia resulta:

$$\frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) + \pi$$

El valor máximo del campo o de la potencia se obtendrá cuando dicha diferencia es de $0, 2\pi, 4\pi$ radianes etcétera, o sea

$$\frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) + \pi = 0; 2\pi; 4\pi \dots \quad .63$$

El primer máximo aparecerá entonces cuando:

$$\frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) = 2\pi - \pi = \pi \quad .64$$

o en longitudes de onda

$$(R_R - R_D) = \frac{\lambda}{2}; \frac{3\lambda}{2}; 5 \frac{\lambda}{2} \quad .65$$

o en general

$$R_D - R_R = \frac{(2n - 1)\lambda}{2} \quad .66$$

donde $n = 1, 2, 3, \dots$

Por lo tanto igualando ambas expresiones

$$\frac{(2n - 1)\lambda}{2} = \frac{2 H_R H_T}{R} \quad .67$$

se puede obtener el valor de la altura de la antena emisora que producirá

un máximo de la intensidad de campo o un máximo de densidad de potencia sobre la antena receptora:

$$H_T = \frac{(2n - 1) \lambda R}{4 H_R} \quad .68$$

Haciendo el mismo procedimiento para la obtención de un mínimo de intensidad de campo o de densidad de potencia, se tiene que:

$$\frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) + \pi = \pi; 3\pi; 5\pi \dots \quad .69$$

de donde:

$$\frac{2\pi}{\lambda} (R_R - R_D) = 0; 2\pi; 4\pi \dots \quad .70$$

por lo tanto igualando expresiones:

$$(R_R - R_D) = m \lambda \quad .71$$

donde $m = 0; 1; 2 \dots$ o sea

$$m \lambda = \frac{2 H_R H_T}{R} \quad .72$$

de donde:

$$H_T = \frac{m \lambda R}{2 H_R} \quad .73$$

conocidos los valores de las alturas necesarias de la antena emisora para la obtención de un máximo y un mínimo, se puede calcular la densidad de potencia máxima, que será la suma de la densidad de potencia que aparece sobre la antena, tanto debido a la onda directa como por la onda reflejada, entonces:

$$P_{RD} = \frac{W_T}{4\pi R_D^2} (G_T \cdot K_I) \quad .74$$

donde:

P_{RD} = Densidad de potencia de la onda directa en un máximo.

W_T = Potencia irradiada por la antena transmisora.

G_T = Ganancia de la antena transmisora.

K_I = Factor que tiene en cuenta la variación de ganancia en la dirección R_D

La potencia recibida, resulta: $W_{RD} = P_{RD} (A_R K_2)$.75

W_{RD} = Potencia recibida por la antena receptora por onda directa.

A_R = Area efectiva de la antena receptora.

K_2 = Factor que tiene en cuenta la variación de área en la dirección R_D .

Reemplazando la densidad de potencia recibida por rayo directo, resulta:

$$W_{RD} = W_T \left(\frac{\lambda}{4 \pi R_D} \right)^2 (G_T K_1) (G_R K_2) \quad .76$$

Calculando la densidad de potencia por ravo reflejado, se obtiene:

$$P_{RR} = \frac{W_T}{4 \pi R_R^2} (G_T K_1') \Gamma^2 \quad .77$$

donde:

K_1' = Factor que tiene en cuenta la variación de la ganancia en la dirección R_R

Entonces:

$$W_{RR} = P_{RR} (A_R K_2') \quad .78$$

o sea:

$$W_{RR} = W_T \left(\frac{\lambda}{4 \pi R_R} \right)^2 (G_T K_1') (G_R K_2') \Gamma^2 \quad .79$$

donde:

Γ^2 = Coeficiente de reflexión dado por el campo de medición.

Entonces la potencia máxima recibida será:

$$W_{RM} = W_{RD} + W_{RR} \quad .80$$

o sea:

$$W_{RM} = W_T \left(\frac{\lambda}{4 \pi R_D} \right)^2 G_T G_R \left[K_1 K_2 + \Gamma^2 K_1' K_2' \left(\frac{R_D}{R_R} \right)^2 \right] \quad .81$$

Haciendo ahora un análisis similar para un mínimo de intensidad de campo o de densidad de potencia, se obtiene que:

$$W_{Rm} = W_{RD} - W_{RR} \quad .82$$

por lo tanto:

$$W_{Rm} = W_T \left(\frac{\lambda^2}{4\pi R'_D} \right) G_T G_R \left[K_1'' K_2'' - \Gamma^2 K_1''' K_2''' \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2 \right] \quad .83$$

Haciendo la relación entre la potencia recibida máxima y la potencia recibida mínima se tiene que:

$$\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} = \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2 \left[\frac{K_1 K_2 + \Gamma^2 K_1' K_2' \left(\frac{R_D}{R_R} \right)^2}{K_1'' K_2'' - \Gamma^2 K_1''' K_2''' \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2} \right] \quad .84$$

Si:

$$\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} = A \quad \frac{R'_D}{R'_R} = B \quad K_1 K_2 = C \quad K_1' K_2' \frac{R_D}{R_R} = D$$

$$K_1'' K_2'' = E \quad K_1''' K_2''' \frac{R'_D}{R'_R} = F$$

se tiene:

$$A = B \frac{C + D \Gamma^2}{E - F \Gamma^2} \quad .85$$

de donde:

$$\Gamma^2 = \frac{AE - BC}{DB + AF} \quad .86$$

$$\Gamma^2 = \frac{\left(\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} \right) (K_1'' K_2'') - \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2 (K_1 K_2)}{K_1' K_2' \left(\frac{R_D}{R_R} \right)^2 \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2 + \left(\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} \right) K_1''' K_2''' \left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2} \quad .87$$

sacando factor común $\left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2$ en el numerador y $\left(\frac{R'_D}{R'_R} \right)^2$

en el denominador y simplificando:

$$\Gamma^2 = \frac{(R_R)^2 \left[\left(\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} \right) \left(\frac{R_D}{R'_D} \right)^2 (K'_1 \ K'_2) - (K_1 \ K_2) \right]}{(R_D)^2 \left[(K_1 \ K_2) + \left(\frac{W_{RM}}{W_{Rm}} \right) \left(\frac{R_R}{R'_R} \right)^2 (K''_1 \ K''_2) \right]} \quad .88$$

Se puede observar que este factor se obtiene en base a valores medidos y en base a la geometría del campo.

En principio este valor no es único, puesto que tendría un valor en el caso del máximo de densidad de potencia y otro valor en el caso del mínimo de densidad de potencia. No obstante dicho valor no tiene mucha diferencia en ambos casos, puesto que el ángulo de incidencia difiere relativamente poco en el caso del máximo y del mínimo y además, como está relacionado con la polarización, resulta conveniente emplear la polarización horizontal, debido a su relativa constancia con el ángulo de incidencia.

Además para que dicho valor sea prácticamente el mismo en ambos casos, la geometría del campo deberá proporcionar un ángulo de incidencia que sea relativamente elevado, es decir con una dirección próxima a la rasante.

Para poder cumplir con esta premisa, la distancia entre antenas aumenta considerablemente, sobre todo para poder cumplir con un criterio de altura, que depende de la apertura de la antena bajo prueba.

Este aumento de distancia dificulta las mediciones, debido a la potencia necesaria y a la sensibilidad del instrumental de recepción y en definitiva hace a la precisión de la medición.

factor P , se puede entonces determinar² En base al conocimiento del el producto de las ganancias de las dos antenas que intervienen en la medición, o sea:

$$G_T \ G_R = \frac{W_{RM}}{W_T \left(\frac{\lambda}{4 \pi R_D} \right)^2 \left[K_1 \ K_2 + \Gamma^2 \ K'_1 \ K'_2 \left(\frac{R_D}{R'_R} \right)^2 \right]} \quad .89$$

Introduciendo ahora las consideraciones que se han expresado en la ecuación .25 con respecto a los parámetros que se miden en el instrumental y además los coeficientes de reflexión de cada una de las antenas intervinientes, se tiene:

$$G_T G_R = \frac{W_{LDM}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R_D}{\lambda} \right)^2 \frac{1}{\left[K_1 K_2 + \Gamma^2 K_1' K_2' \left(\frac{R_D}{R_R} \right)^2 \right] (1 - \Gamma_T^2) (1 - \Gamma_R^2)}$$

.90

donde:

W_{LDM} = potencia máxima disipada en el sensor correspondiente al
 dor de potencia ubicado en la antena receptora.

W_{IN} = potencia que incide sobre la antena transmisora y que se π
 en el medidor de potencia próximo a la antena transmisora

Γ_T = coeficiente de reflexión de la antena emisora.

Γ_R = coeficiente de reflexión de la antena receptora.

Para determinar la ganancia de cada antena en forma individual, se podrá
 emplear ahora el método de tres antenas en base a la expresión .90 ó más
 precisamente introduciendo los coeficientes de reflexión del generador y del
 sensor de potencia recibida, con lo cual se obtiene:

$$G_T G_R = \frac{W_{LDM}}{W_{IN}} \left(\frac{4 \pi R_D}{\lambda} \right)^2 \frac{(|1 - \Gamma_g \Gamma_T|^2) (|1 - \Gamma_R \Gamma_L|^2)}{\left[K_1 K_2 + \Gamma^2 K_1' K_2' \left(\frac{R_D}{R_R} \right)^2 \right] (1 - \Gamma_T^2) (1 - \Gamma_g^2) (1 - \Gamma_R^2) (1 - \Gamma_L^2)}$$

.91

Conviene ahora señalar el criterio de uniformidad de fase sobre la apertura
 que constituye la antena bajo prueba.

Como la onda que emana de la antena transmisora es aproximadamente una onda
 esférica a una determinada distancia R, el frente de onda se aproximará a una
 onda plana, dependiendo de las dimensiones de la apertura que ilumina.

Esto se puede ver en la figura 2.9.

Si la apertura de la antena iluminada es grande, no habrá una perfecta
 uniformidad de fase en el frente de onda.

La diferencia de fase entre $\Delta \phi$ centro de la apertura iluminada y sus
 extremos, se puede denominar $\Delta \phi$ la cual se determina por la geometría
 del problema.

De la figura 2.9 se puede ver que la diferencia de distancia entre el
 centro y el borde de la apertura es:

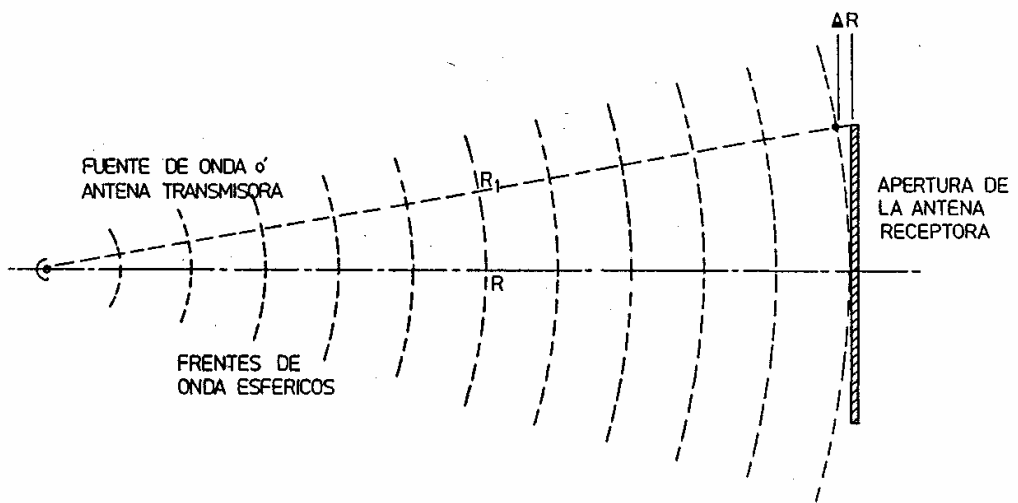


FIGURA 2.9 CRITERIO DE UNIFORMIDAD DE FASE SOBRE LA APERTURA

$$\Delta R = (R_1 - R) = \left[R^2 + \left(\frac{D}{2}\right)^2 \right]^{1/2} - R \quad .92$$

$$\Delta R = R \left[1 + \left(\frac{D}{2R}\right)^2 \right]^{1/2} - R \quad .93$$

Desarrollando el binomio $(1 + x)^{1/2}$ se obtiene

$$\Delta R = R \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{D}{2R}\right)^2 \right] - R \approx \frac{R}{2} \left(\frac{D}{2R}\right)^2 \quad .94$$

$$\Delta R = \frac{1}{2R} \left(\frac{D}{2}\right)^2 \quad .95$$

Entonces la diferencia de fase resulta:

$$\Delta \phi = \beta \Delta R = \frac{2\pi}{\lambda} R = \frac{\pi D^2}{4\lambda R} \quad .96$$

Adoptando un criterio de que la fase sobre los extremos sea menor que $\frac{\pi}{8}$ Radianes, es decir menor que 22,5 grados eléctricos, resulta que la distancia a la cual se debe colocar la apertura de la antena a medir, deberá ser:

$$R > \frac{2D^2}{\lambda} \quad .97$$


o más precisamente

$$R = K \frac{D^2}{\lambda} \quad .98$$

donde K dependerá de la precisión con la cual se desea la uniformidad de fase.

El efecto del valor de la fase en los extremos de la apertura respecto del centro de la misma, es que los mínimos de diagrama de radiación, se rellenan y además se modifica la amplitud de los lóbulos secundarios.

Este criterio de uniformidad de fase se aplica de la misma manera en un campo de mediciones elevado o de espacio libre, como así para un campo de mediciones con reflexiones.


 EMILIO TRAINOTTI
 Jefe Div. Antenas y Propagación