

DESARROLLO DE ANTENAS PATRÓN TIPO DIPOLO RESONANTE DE MEDIA LONGITUD DE ONDA PARA VALIDACIÓN DEL CALTS-CENAM

Mariano Botello Pérez, Victoria Molina López, Israel García Ruiz
División de Mediciones Electromagnéticas, Centro Nacional de Metrología,
El Marqués, Querétaro, México
Teléfono: (442) 211-05-00 al 04, Ext.:3460
mbotello@cenam.mx, vmolina@cenam.mx, igarcia@cenam.mx

Resumen: Como parte del proceso de validación del sitio de calibración de antenas y campos electromagnéticos (CALTS) del Centro Nacional de Metrología (CENAM), es necesario la medición de su atenuación de sitio (AS). Para determinar dicho valor, de acuerdo con lo establecido en la norma CISPR 16-1-5, deben emplearse antenas que puedan modelarse apropiadamente tal como las del tipo dipolo resonante de media longitud de onda. La norma requiere que la AS se mida en frecuencias puntuales dentro del intervalo de 30MHz a 1000 MHz, para lo cual pueden utilizarse un total de 24 dipolos resonantes. En el CENAM, actualmente se cuenta con cuatro de estos dipolos resonantes sintonizados a las frecuencias de 60, 180, 400 y 700 MHz y un par de balunes de banda ancha que permiten cubrir el intervalo de frecuencias requerido, de ahí la necesidad de fabricar los 20 dipolos restantes bajo los requerimientos de la norma. El propósito de este trabajo es describir cómo se determinaron las dimensiones de los dipolos, y la forma cómo de manera teórica y numérica se calculó el valor que debe tener la AS en el intervalo bajo estudio, tomando en consideración los parámetros de dispersión (parámetros S) del balún de banda ancha. Los valores calculados se compararon con mediciones experimentales de la AS y se encontró que ambos resultados presentan diferencias menores a 1 dB en casi todas las frecuencias de prueba.

1. INTRODUCCION

La validación de sitios de prueba destinados a la calibración de antenas requiere la evaluación de su atenuación de sitio. La norma CISPR 16-1-5 [1] define la AS entre dos posiciones específicas en un sitio de pruebas como las pérdidas por inserción resultantes cuando la conexión directa entre la salida del generador y receptor es sustituida por una antena transmisora y una antena receptora localizadas en las posiciones especificadas por la norma.

Durante la evaluación de la AS es necesario conocer con suficiente detalle las propiedades de las antenas utilizadas, tal como su factor de antena. Sin embargo, esto crea un dilema ya que para medir las características de las antenas se requiere de un sitio de pruebas con propiedades conocidas, pero el desempeño de la antena debe conocerse para poder caracterizar el sitio de pruebas. Afortunadamente, las propiedades de una antena del tipo dipolo sobre un plano de tierra ideal pueden calcularse y modelarse con suficiente detalle como para determinar un valor teórico de AS, el cual puede utilizarse como referencia para evaluar la calidad del sitio de pruebas y el desempeño de la antena [1].

El valor de AS de referencia, es aquel que resulta cuando el sitio de prueba presenta dimensiones infinitas, conductividad infinita y además es perfectamente plano. En la práctica, la construcción de un sitio de prueba ideal con las características mencionadas no es factible, por lo cual los sitios de prueba reales son de dimensiones y conductividad finitas, además de no ser perfectamente planos. Por lo anterior es más conveniente evaluar el desempeño del sitio de pruebas respecto del sitio ideal teórico y esa evaluación está en función de la AS.

La teoría de las antenas del tipo dipolo ha sido estudiada ampliamente, por lo que su desempeño es calculable con un alto grado de exactitud [2]. Es por eso que se emplean como las antenas de referencia para validación de CALTS y, también, para la calibración de otras antenas a frecuencias menores a 1000 MHz. Por lo anterior, en el presente trabajo se describe la forma en que se determinaron las dimensiones de antenas del tipo dipolo de media longitud de onda, sintonizadas a las frecuencias puntuales indicadas en la norma CISPR 16-1-5.

2. LONGITUD DE LA ANTENA TIPO DIPOLO RESONANTE

Una antena del tipo dipolo se compone de dos elementos radiadores co-lineales, de diámetro D_{we} y longitud L_{we} , ver la figura 1. Estos elementos se conectan a las dos terminales de alimentación de un balún. La separación entre los elementos radiadores presenta un ancho W_g y la longitud total del dipolo es $L_a = 2L_{we} + W_g$.

La norma CISPR 16-1-5 establece que el valor de AS teórico se puede determinar con una exactitud de ± 0.01 dB respecto de una aproximación numérica si la longitud L_a de un dipolo, lo suficientemente delgado, se emplea en la aproximación numérica. Suficientemente delgado para la norma implica que el radio de los elementos radiadores satisface la condición de la ecuación 1.

$$\alpha = 2 \ln \left(\frac{L_a}{R_{we}} \right) \text{ con } \alpha \geq 30 \quad (1)$$

donde R_{we} es el radio de los elementos radiadores, ($D_{we}/2$). La teoría de antenas establece que una antena del tipo dipolo resuena a una frecuencia f cuando la parte reactiva de su impedancia propia, X_a , en condiciones de espacio libre de reflexiones, es igual a cero, y su parte real, R_a , es igual con 73.2Ω . Por lo que la longitud del dipolo $L_a(f)$ a la cual se cumple la condición de resonancia puede obtenerse al resolver la ecuación 2.

$$X_a(f, R_{we}) = 0 \quad (2)$$

donde:

$X_a(f, R_{we})$ es la parte imaginaria de la impedancia de un dipolo radiando en condiciones de espacio libre de reflexiones a la frecuencia f .

La reactancia propia del dipolo puede calcularse mediante la ecuación 3 [2]. En la deducción de la ecuación 3, se considera que la separación entre elementos radiadores, W_g , es infinitamente pequeña, y que la distribución de corriente a lo largo del dipolo es del tipo sinusoidal.

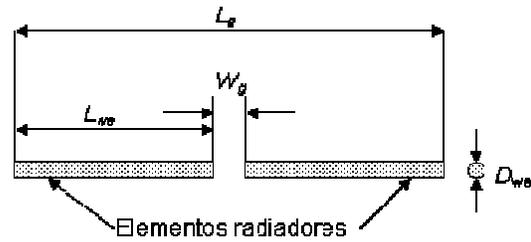


Figura 1 Estructura de la antena del tipo dipolo

$$X_a = \frac{\eta}{4\pi} \left[\frac{2 \text{Si}(kL_a) + \cos(kL_a) \{ 2 \text{Si}(kL_a) - \text{Si}(2kL_a) \} - \text{sen}(kL_a) \{ 2 \text{Ci}(kL_a) - \text{Ci}(kL_a) - \text{Ci}(2kR_{we}^2 / L_a) \}}{\text{sen}^2(kL_a / 2)} \right] \quad (3)$$

donde $\eta = 377 \Omega$, $k = 2\pi/\lambda_0$, λ_0 es la longitud de onda en el vacío, $\text{Si}(x)$ y $\text{Ci}(x)$ son las funciones seno integral y coseno integral respectivamente.

Las longitudes de los dipolos que se obtuvieron al resolver la ecuación 2 se presentan en la tabla 1. La ecuación 2 se resolvió mediante una aproximación numérica basada en un algoritmo de aproximaciones sucesivas. Los diámetros de los elementos radiadores se escogieron para que se cumpla tanto la condición establecida por la ecuación 1, como para que fuese posible la realización física de la antena, es decir, diámetros de varillas comerciales de aluminio o de latón.

Para verificar que la antena efectivamente estuviese resonando a la frecuencia deseada lo que se hizo fue simular su comportamiento electromagnético alrededor de la frecuencia de resonancia. Para tal tarea se emplearon dos herramientas diferentes de simulación. Una de ellas es el programa NEC que se basa en el método de momentos [3], y la otra herramienta se basa en una técnica en el dominio del tiempo. En el programa NEC, la antena se modeló considerando que se tienen conductores sin pérdidas con un total de 31 segmentos por dipolo, y debido a la manera en que debe colocarse la señal de excitación, no fue posible modelar la separación entre elementos radiadores. En el otro simulador las opciones de excitación no permitieron considerar que la separación entre elementos fuese infinitamente pequeña, por lo que se consideró la separación real, 8 mm, que tendrían los elementos en la fabricación de los dipolos. En ambos simuladores se consideró que el dipolo se encuentra en un espacio libre de reflexiones.

Los valores de impedancia, en parte real y parte imaginaria, para el dipolo de 60 MHz se presentan en la figura 2. Los resultados del programa NEC indican que la frecuencia de resonancia del dipolo es de 59.65 MHz y el otro simulador indica que la resonancia se presenta en 60.75 MHz. La diferencia entre ambos resultados, muy probablemente radica en el hecho de que en el simulador basado en la técnica del dominio del tiempo se modeló la separación física entre elementos radiadores, de tal forma que esta separación, W_g , efectivamente

Frecuencia de resonancia [MHz]	Diámetro D_{we} [mm]	Longitud L_a [m]	Longitud L_a en $[\lambda]$
30	9.525	4.801	0.48010
35	9.525	4.111	0.47956
40	9.525	3.593	0.47906
45	9.525	3.191	0.47860
50	9.525	2.867	0.47818
60	9.525	2.387	0.47739
70	9.525	2.043	0.47668
80	4.7625	1.796	0.47906
90	4.7625	1.595	0.47861
100	4.7625	1.435	0.47818
120	4.7625	1.193	0.47739
140	4.7625	1.021	0.47668
160	4.7625	0.893	0.47603
180	3.175	0.796	0.47739
200	3.175	0.715	0.47691
250	3.175	0.571	0.47582
300	3.175	0.475	0.47485
400	3.175	0.355	0.47314
500	3.175	0.283	0.47164
600	3.175	0.235	0.47027
700	3.175	0.201	0.46901
800	3.175	0.175	0.46782
900	3.175	0.156	0.46669
1000	3.175	0.140	0.46560

Tabla 1 Características físicas de los dipolos

influye en el valor de la frecuencia de resonancia. Para el resto de los dipolos resonantes se obtuvieron resultados similares, lo cual nos dio la confianza necesaria para proceder a la fabricación de los dipolos.

3. ATENUACIÓN DE SITIO

El valor medido de la atenuación de sitio, AS_m , a la frecuencia f , entre dos posiciones específicas en un sitio de pruebas, figura 3, se determina a través de la relación siguiente:

$$AS_m(f) = 20 \log_{10} \left(\frac{U_r(f)}{U_s(f)} \right) \quad (\text{dB}) \quad (4)$$

donde:

$U_r(f)$ es la tensión medida por el receptor cuando las antenas se colocan en posiciones específicas,

$U_s(f)$ es la tensión medida por el receptor cuando hay conexión directa entre la salida del generador y el receptor.

Para determinar el valor calculado de la atenuación de sitio, AS_c , del campo de antenas del CENAM, se emplearon dos métodos: A) solución exacta empleando las ecuaciones de la teoría

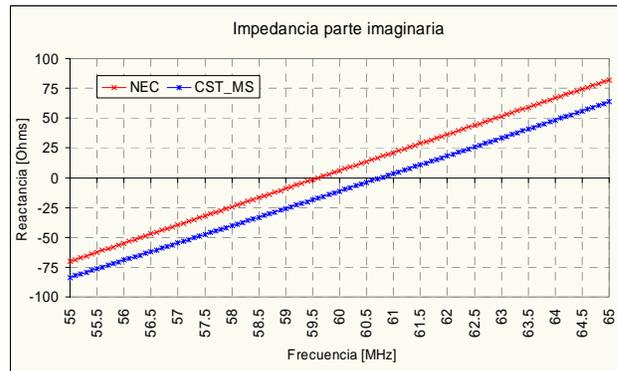
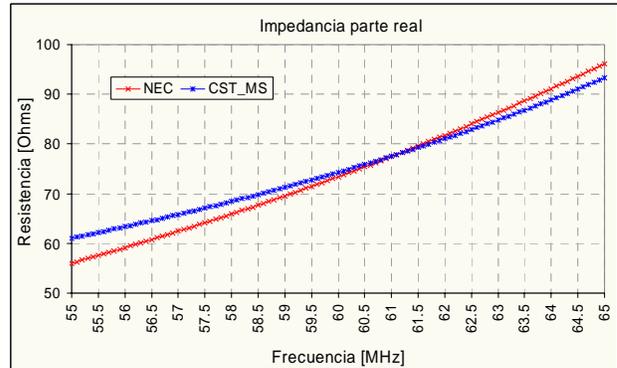


Figura 2 Impedancia de la antena dipolo resonante de media longitud de onda de 60 MHz

electromagnética, mismas que se encuentran también en el anexo C de la norma CISPR 16-1-5, y B) solución numérica empleando para ello el programa NEC como una de las herramientas de simulación. La solución exacta, a), permite realizar cálculos sólo a la frecuencia de resonancia del dipolo. La aproximación numérica, b), permite hacer evaluaciones fuera de la frecuencia de resonancia y en particular, en las frecuencias sugeridas por la norma CISPR-16-1-5, mismas que se observan en las tablas 1, 2 y 3. Mediante un tratamiento matemático empleando teorías de redes de 2 puertos de alta frecuencia, es posible incluir también los efectos del balún, representados por sus parámetros de dispersión, sobre el cálculo de la

atenuación de sitio, de modo que se tengan valores teóricos muy cercanos a los experimentales.

A. Cálculo exacto de la Atenuación de Sitio

En este caso, la atenuación de sitio se determina empleando un par de dipolos resonantes sobre un plano de tierra ideal de dimensiones infinitas, perfectamente plano y con conductividad infinita, figura 3.

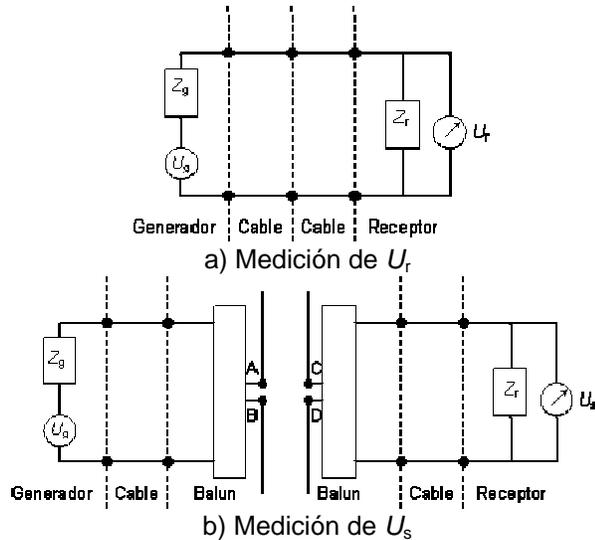


Figura 3 Geometría general para la medición de la AS_m

En la configuración anterior se presenta acoplamiento mutuo entre las antenas y el plano de tierra, especialmente cuando las antenas son del tipo dipolo resonante, de manera que la configuración de medición puede ser equivalente a un arreglo de cuatro dipolos, figura 4.

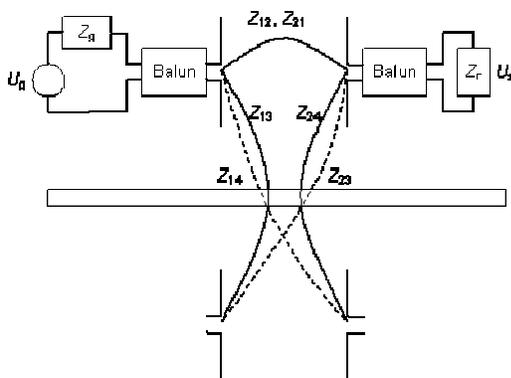


Figura 4 Acoplamiento mutuo entre antenas y sus imágenes

La atenuación de sitio se formula en términos de la impedancia de las antenas, mediante el uso de un modelo de redes de dos puertos, figura 5.

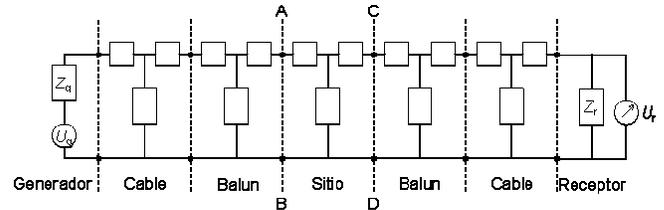


Figura 5 Modelo de redes para la AS_c

La ecuación final para obtener el valor de AS_c se presenta en la ecuación 5.

$$AS_c = \frac{(Z_{AB} + Z_{11} + \rho Z_{13})(Z_{CD} + Z_{22} + \rho Z_{24}) - (Z_{12} + \rho Z_{14})^2}{(Z_{12} + \rho Z_{14})(Z_{AB} + Z_{CD})} \quad (5)$$

donde

Z_{11} y Z_{22} son las impedancias de entrada de las antenas en ausencia del plano de tierra. La parte imaginaria se obtuvo con la ecuación 3 y la parte real con la ecuación 6.

Z_{AB} es la impedancia de entrada de la combinación en cascada del balún de la antena transmisora, del cable y del generador.

Z_{CD} es la impedancia de entrada de la combinación en cascada del balún de la antena receptora, del cable y del receptor.

ρ es el coeficiente de reflexión del plano, en el caso ideal $\rho = -1$.

$$R_a = \frac{\eta}{2\pi} \left[\begin{aligned} & \gamma + \ln(kLa) - Ci(kLa) + \\ & \frac{1}{2} \operatorname{sen}(kLa) * \{Si(kLa) - 2Si(kLa)\} + \\ & \frac{1}{2} \cos(kLa) * \{\gamma + \ln(kLa/2) + Ci(2kLa) - 2Ci(kLa)\} * \\ & \operatorname{sen}^{-2}(kLa/2) \end{aligned} \right] \quad (6)$$

donde $\gamma = 0.577$. Las impedancias mutuas Z_{12} , Z_{13} , Z_{14} y Z_{24} , se calcularon con las ecuaciones 7, 8 y 9.

$$Z_{nm} = R_{nm} + j X_{nm} \quad (7)$$

$$R_{nm} = \frac{\eta}{2\pi} * \sin^{-2}(kLa/2) * \left[\begin{aligned} &2[2Ci(kr_{nm}) - Ci(ks_3) - Ci(ks_4)] + \\ &\cos(kLa) * \\ &\{2Ci(kr_{nm}) + Ci(ks_1) + Ci(ks_2) - Ci(ks_3) - 2Ci(ks_4)\} + \\ &\sin(kLa) + \\ &\sin(kLa) * \{Si(ks_1) - Si(ks_2) - 2Si(ks_3) + 2Si(ks_4)\} \end{aligned} \right] \quad (8)$$

$$X_{nm} = \frac{\eta}{2\pi} * \sin^{-2}(kLa/2) * \left[\begin{aligned} &2[2Si(kr_{nm}) - Si(ks_3) - Si(ks_4)] + \\ &\cos(kLa) * \\ &\{2Si(kr_{nm}) + Si(ks_1) + Si(ks_2) - Si(ks_3) - 2Si(ks_4)\} - \\ &\sin(kLa) * \{Si(ks_1) - Ci(ks_2) - 2Ci(ks_3) + 2Ci(ks_4)\} \end{aligned} \right] \quad (9)$$

donde r_{nm} es la distancia entre los centros de las antenas n y m . Los valores de s_1 , s_2 , s_3 y s_4 se obtuvieron con la ecuación 10.

$$\begin{aligned} s_1 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} + L_a \\ s_2 &= \sqrt{r_{nm}^2 + L_a^2} - L_a \\ s_3 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} + L_a/2 \\ s_4 &= \sqrt{r_{nm}^2 + (L_a/2)^2} - L_a/2 \end{aligned} \quad (10)$$

En el anexo C de la norma se encuentra una tabla con algunos valores de AS_C , los cuales se utilizaron como referencia para validar el programa que calcula dicho parámetro mediante la ecuación 4. Los resultados obtenidos reproducen con mucha exactitud los valores de esa tabla.

B. Aproximación numérica de la Atenuación de Sitio

En la aproximación numérica se empleó el programa NEC. En este programa las antenas se representan por alambres rectos los cuales se dividen en segmentos para propósitos de análisis. La geometría que se introduce en NEC consiste de 2 alambres situados sobre un plano de tierra infinito con conductividad infinita. Los dos alambres se sitúan a las alturas y separaciones indicadas por la norma. El alambre que representa a la antena transmisora se alimenta en su centro con una tensión de $U_i = 1 + 0j$, y la antena receptora se carga con una impedancia Z_{CD} . Los parámetros de interés del programa son la impedancia de entrada de la antena transmisora, Z_A , y la amplitud de la

corriente que fluye por la impedancia de carga, I_2 , de tal manera que la atenuación de sitio puede determinarse con la expresión 11.

$$AS_C = 20 \log_{10} \left\{ \frac{U_i}{|I_2|} \left| \frac{Z_A + Z_{AB}}{Z_A(Z_{AB} + Z_{CD})} \right| \right\} \quad (11)$$

Con el propósito de verificar que los resultados arrojados por el programa NEC fueran los correctos, se hizo una comparación entre los valores de AS teóricos obtenidos con la ecuación 4 y la aproximación numérica obtenida con la ecuación 11. Para dicha comparación se hicieron las siguientes consideraciones: dipolos con dimensiones iguales a las de la tabla 1, impedancias a la salida de los balunes Z_{AB} y Z_{CD} iguales con 100Ω , y se utilizaron 31 segmentos para modelar los dipolos tal como lo recomienda la norma. Los resultados se presentan en la tabla 2.

Los resultados de la tabla 2 muestran que la AS calculada de manera exacta y la AS obtenida con la aproximación numérica presentan prácticamente los mismos valores, pues las diferencias no son mayores a 0.1 dB, lo cual nos da confianza en los procedimientos utilizados. Sin embargo, es importante resaltar que para frecuencias superiores a 600 MHz fue necesario emplear el kernel extendido de NEC, “*extended thin wire-kernel*”, para que la aproximación numérica con 31 segmentos siguiese siendo valida, y que las diferencias entre ambos resultados no fuesen mayores a 0.1 dB.

En la práctica, el valor de la AS_m medida se ve afectado por la presencia de los balunes, ya que presentan pérdidas por inserción diferentes de cero e impedancia de entrada diferente de 100Ω , por lo cual es necesario incorporar su efecto en el cálculo de la AS_C numérica. Para poder incluir el efecto de los balunes (que en nuestro caso son componentes de 3 puertos), lo primero que se hizo fue utilizar los parámetros S del balún para derivar un equivalente de dos puertos con parámetros S propios, tal como se muestra en la figura 6 [4].

Frecuencia de resonancia [MHz]	Altura antena transmisora [m]	Altura antena receptora [m]	AS teórica [dB]	AS numérica [dB]	Diferencia [dB]
30	2	4	21.04	21.04	0.00
35	2	4	20.95	20.95	-0.01
40	2	4	20.61	20.59	-0.02
45	2	4	20.71	20.69	-0.02
50	2	4	21.13	21.11	-0.02
60	2	4	22.14	22.13	-0.01
70	2	4	21.76	21.72	-0.04
80	2	4	20.93	20.87	-0.06
90	2	4	21.50	21.44	-0.05
100	2	4	22.98	22.94	-0.04
120	2	4	25.17	25.13	-0.04
140	2	2	27.19	27.15	-0.04
160	2	2	26.44	26.37	-0.07
180	2	2	27.54	27.49	-0.04
200	2	2	29.38	29.35	-0.03
250	2	1.5	30.45	30.40	-0.05
300	2	1.5	32.47	32.41	-0.06
400	2	1.2	34.91	34.84	-0.07
500	2	2.3	37.02	36.96	-0.06
600	2	2	38.35	38.27	-0.08
700	2	1.7	39.60	39.52	-0.08
800	2	1.5	40.92	40.83	-0.08
900	2	1.3	41.85	41.76	-0.09
1000	2	1.2	42.72	42.62	-0.10

Tabla 2 Comparación entre AS exacta y numérica

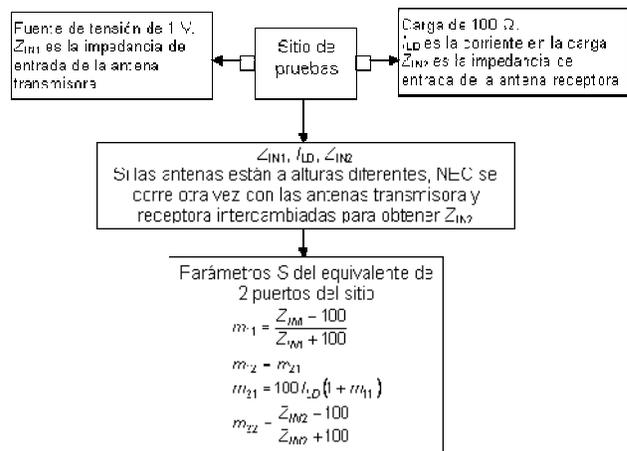


Figura 7 Equivalente de dos puertos del sitio de pruebas

Finalmente, la combinación en cascada de los parámetros S del equivalente de dos puertos del balún en la etapa de transmisión, con los del equivalente de dos puertos del sitio y con los del balún en la etapa de recepción, permitió obtener los parámetros de dispersión equivalentes de todo el sistema.

Debido a que la combinación de parámetros S de etapas en cascada no puede realizarse en forma directa [5], fue necesario convertir primeramente la matriz de parámetros S de cada etapa a parámetros R (parámetros de transferencia ó representación matricial de los parámetros S de transferencia), ecuación 12, después multiplicar las matrices de parámetros R y a la matriz resultante transformarla a parámetros S nuevamente, tal como lo establece la ecuación 13.

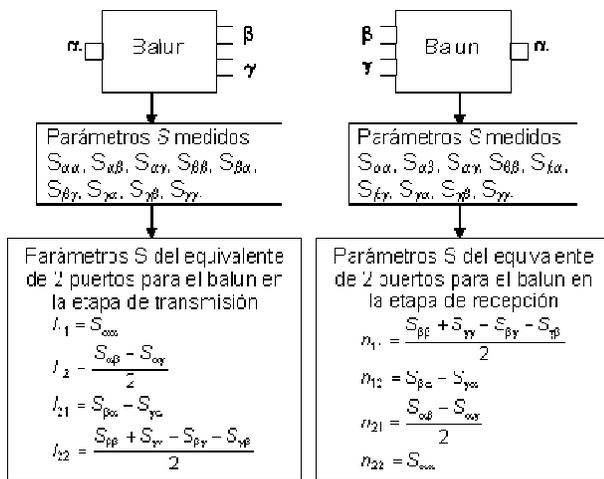


Figura 6 Equivalente de dos puertos del balún

El siguiente paso fue modelar con NEC la influencia del sitio de pruebas en conjunto con las antenas del tipo dipolo, de manera que pudiera derivarse un equivalente de dos puertos con la información proporcionada por el programa. Los parámetros S del equivalente de dos puertos se derivaron como lo indica la figura 7.

$$\begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{l_{12}l_{21} - l_{11}l_{22}}{l_{21}} & \frac{l_{11}}{l_{21}} \\ -\frac{l_{22}}{l_{21}} & \frac{1}{l_{21}} \end{bmatrix} \cdot \quad (12)$$

$$\begin{bmatrix} \frac{m_{12}m_{21} - m_{11}m_{22}}{m_{21}} & \frac{m_{11}}{m_{21}} \\ -\frac{m_{22}}{m_{21}} & \frac{1}{m_{21}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{n_{12}n_{21} - n_{11}n_{22}}{n_{21}} & \frac{n_{11}}{n_{21}} \\ -\frac{n_{22}}{n_{21}} & \frac{1}{n_{21}} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{12}}{R_{22}} & \frac{R_{11}R_{22} - R_{12}R_{21}}{R_{22}} \\ \frac{1}{R_{22}} & -\frac{R_{21}}{R_{22}} \end{bmatrix} \quad (13)$$

Finalmente, la expresión para el cálculo de la AS_c que resulta al considerar la presencia de los balunes se presenta en las ecuaciones 14 y 15.

$$S_{21} = \frac{l_{21}m_{21}n_{21}}{(1 - l_{21}m_{11})(1 - m_{22}n_{11}) - l_{22}m_{12}m_{21}n_{11}} \quad (14)$$

$$AS_c = 20 \log_{10} \frac{1}{|S_{21}|} \quad (15)$$

En la tabla 3 se muestran los valores de atenuación calculados considerando los efectos de los balunes y los valores experimentales resultantes de mediciones hechas sobre el sitio de calibración de antenas del CENAM, empleando para ello cuatro dipolos sintonizados a las frecuencias de 60 MHz, 180 MHz, 400 MHz y 700 MHz. La congruencia encontrada entre ambos conjuntos de datos, es un indicativo de que el procedimiento que se siguió en el cálculo de la AS es adecuado y confiable, ya que la diferencia entre los valores no es mayor a 1 dB en la mayoría de los casos, que es el requisito establecido por la norma CISPR 16-1-5 para considerar a un sitio como apropiado para la calibración de antenas. Las frecuencias donde se presentan diferencias mayores a un 1 dB están bajo investigación para determinar las posibles causas, y no se descarta la posibilidad de que las aproximaciones obtenidas con los programas de simulación, de lo que ocurre durante una medición,

Dipolo resonante	Frecuencia de medición [MHz]	Altura antena transmisora [m]	Altura antena receptora [m]	AS numérica [dB]	AS medida [dB]	Diferencia [dB]
60 MHz	30	2	4	63.77	63.86	0.09
	35	2	4	57.13	56.38	-0.75
	40	2	4	50.88	50.93	0.05
	45	2	4	44.65	44.26	-0.40
	50	2	4	38.41	38.13	-0.28
	60	2	4	30.68	30.25	-0.44
	70	2	4	32.66	32.25	-0.41
	80	2	4	36.58	36.17	-0.41
	90	2	4	39.93	39.38	-0.55
180 MHz	100	2	4	41.56	41.07	-0.49
	120	2	4	55.32	54.56	-0.76
	140	2	2	48.98	48.52	-0.46
	160	2	2	39.38	38.94	-0.43
	180	2	2	35.77	35.72	-0.05
	200	2	2	39.00	38.77	-0.22
400 MHz	250	2	1.5	46.95	46.89	-0.06
	300	2	1.5	53.65	53.31	-0.34
	400	2	1.2	43.13	43.07	-0.06
700 MHz	500	2	2.3	49.44	48.81	-0.63
	600	2	2	50.75	49.60	-1.16
	700	2	1.7	48.39	48.31	-0.08
	800	2	1.5	51.21	51.77	0.56
	900	2	1.3	53.80	55.39	1.59
	1000	2	1.2	56.71	54.65	-2.06

Tabla 3 Comparación entre AS numérica y medida

puedan ser falibles y por tanto la causa de qué en algunas frecuencias se rebase el límite establecido en la norma CISPR 16-1-5.

4. CONCLUSIONES

En forma teórica se determinó la longitud física de los elementos radiadores de dipolos resonantes de media longitud de onda. Tal longitud se encontró al igualar a cero la parte reactiva de la impedancia propia del dipolo situado en un espacio libre de reflexiones, y la ecuación resultante se resolvió mediante una aproximación numérica basada en un algoritmo de aproximaciones sucesivas.

Para verificar que la condición de resonancia se cumpliera, se utilizó el programa NEC. Los resultados del programa indican que los dipolos están resonando muy cerca de la frecuencia deseada con una desviación no mayor a ± 0.5 MHz. La AS se determinó de tres formas: cálculo exacto a las frecuencias de resonancia empleando las teorías de antenas y de redes de dos puertos, solución numérica empleando el programa NEC y mediciones experimentales en el sitio de calibración de antenas del CENAM. Se encontró que a la frecuencia de resonancia la solución exacta y la aproximación numérica presentan diferencias menores a 0.1 dB. Este resultado nos proporcionó la seguridad de que los resultados arrojados por las simulaciones en el programa NEC eran correctos y por lo tanto adecuados para predecir el comportamiento de los dipolos a frecuencias diferentes de la de resonancia.

Se encontró también que la aproximación numérica de AS coincide muy bien con los resultados arrojados por mediciones experimentales, tal como lo demuestra una diferencia no mayor a 1 dB, entre ambos conjuntos de datos para casi todas las frecuencias bajo estudio. Estos resultados muestran que los datos de entrada y salida del programa NEC y su posterior procesamiento junto con los parámetros S del balún, mediante matrices de parámetros S y R, se manejaron de manera apropiada durante este proceso de cálculo del valor numérico de AS.

Respecto de los dipolos construidos en el laboratorio de fabricación del CENAM se está trabajando en la medición de la atenuación de sitio con estos dipolos, por lo que en este trabajo aún no se presentan los resultados de tales mediciones. De igual manera para el factor de antena de los dipolos

ya existentes y de los recién construidos, los resultados de medición se presentaran en un trabajo posterior, ya que es está trabajando en su caracterización.

REFERENCIAS

- [1] CISPR 16-1-5, International Electrotechnical Commission, "Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods," 2003.
- [2] C. A. Balanis, "*Antenna Theory: Analysis and Design*," Harper & Row, New York, 1982.
- [3] G. J. Burke and A. J. Poggio, Numerical Electromagnetic Code (NEC), 1985.
- [4] M. Alexander, M. Salter, B. Loader, and D. Knight, "Broadband Calculable Dipole Reference Antennas," *IEEE Transaction on EMC*, February 2002, February 2002, Volume 44, No. 1.
- [5] G. F. Engen, "*Microwave Circuit Theory and foundations of microwave metrology*," Peter Peregrinus Ltd, 1992.