

## **Dominando el Arte de las Antenas de Lazo Blindadas**

por

Chris Trask / N7ZWY  
Sonoran Radio Research  
P.O. Box 25240  
Tempe, AZ 85285-5240

Miembro sénior del IEEE

Email: [christrask@earthlink.net](mailto:christrask@earthlink.net)

20 March 2010

Traducción al español

José Urrutia - EA4HBY

24 noviembre 2025

## Introducción

Las antenas de bucle blindadas han sido una parte visible de la tecnología de radio durante casi un siglo [1], sin embargo, sus características a veces se entienden mal. Sus propiedades de apantallamiento del ruido electrostático de baja frecuencia y sus buenas características direccionales han sido apreciadas desde hace mucho tiempo [2 - 9], y su aplicación en la localización de direcciones atestigua su utilidad general.

Muchos radioaficionados y oyentes de radiodifusión de onda corta (SWBC) viven en zonas congestionadas con una considerable interferencia electrostática de baja frecuencia procedente de diversas fuentes, como la iluminación fluorescente y los transformadores de la red eléctrica defectuosos. Gracias a su capacidad para proporcionar una sustancial inmunidad a las interferencias, su tamaño reducido y sus características direccionales, la antena de cuadro apantallada ofrece numerosas ventajas frente a otros tipos de antenas. Este artículo describe la teoría y la práctica del diseño de antenas de cuadro apantalladas, incluyendo algunas variantes importantes, y concluye con el diseño de una antena de cuadro receptora de alto rendimiento con sintonización remota.

### Teoría básica de antenas de bucle blindado

Las antenas de bucle, apantalladas o no, funcionan según el principio básico de que un campo magnético que pasa a través de un conductor cerrado produce una corriente a lo largo del conductor, lo cual resulta en un vol-

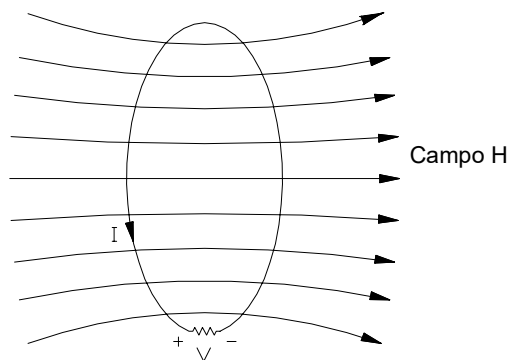


Figura 1 – Teoría básica de la antena de bucle

taje en la resistencia de carga en algún punto del bucle, como se muestra en la figura 1. La intensidad de la corriente en el bucle depende de la fuerza del campo magnético, así como de la superficie, el número de espiras y la geometría del bucle.

Esta explicación, si bien es una simplificación, es suficiente para comprender el concepto general de las antenas de cuadro.

Las antenas de bucle apantalladas son algo más complejas. Como se muestra en la figura 2, la antena de bucle apantallada consta de un par de brazos apantallados conectados a tierra en la base y abiertos en la parte superior, junto con un conductor interno. El apantallamiento reduce el ruido de los campos eléctricos de baja frecuencia, que son la forma predominante de interferencia electromagnética (EMI) cerca del suelo. A frecuencias más altas, la superficie exterior del apantallamiento constituye la antena propiamente dicha, que genera corrientes de señal a lo largo de la superficie interior del apantallamiento, las cuales se acoplan al conductor interno mediante acoplamiento electromagnético transversal (TEM).

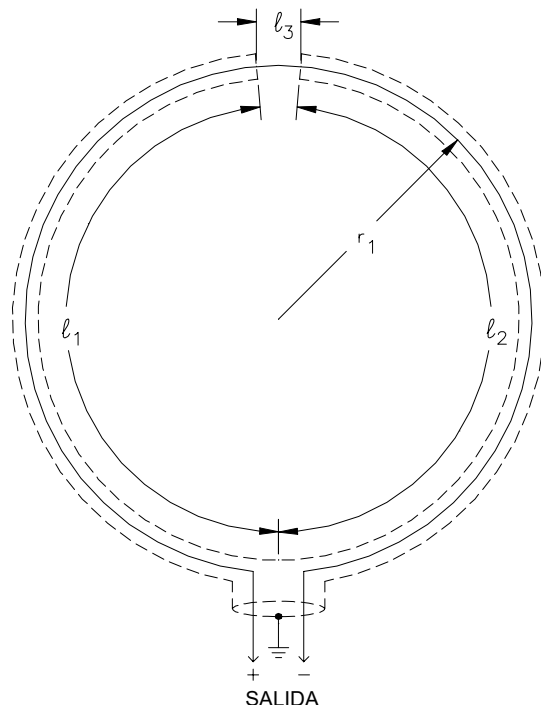


Figura 2 – Teoría básica de las antenas de bucle blindadas

La frecuencia a la que la antena de cuadro apantallada pasa de la protección contra campos eléctricos a la recepción de campos magnéticos depende del grosor y las características eléctricas del material de apantallamiento, mientras que la eficacia general de la inmunidad a campos eléctricos de baja frecuencia depende de la simetría de los brazos del apantallamiento. Estos aspectos, así como otros relacionados con la antena de cuadro apantallada, se examinarán ahora en detalle.

### Características generales de frecuencia de las antenas de bucle apantalladas

El rechazo de campos eléctricos de baja frecuencia mejora gracias al blindaje dividido del conductor externo, que actúa como una pantalla de Faraday y del cual no se espera que conduzca corrientes significativas originadas por acoplamiento eléctrico o magnético. Sin embargo, al aumentar la frecuencia, la corriente fluye cada vez más a lo largo de la superficie externa del blindaje, hasta que este se convierte en la estructura de acoplamiento del campo magnético en lugar del conductor interno. El conductor externo actúa como una pantalla de Faraday siempre que su espesor  $t$  sea pequeño con respecto a la profundidad de penetración  $\delta$ , también denominada profundidad de penetración  $1/e$  [10], y se define como [11, 12]:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_r \mu_0 \sigma}} \quad (1)$$

donde  $f$  es la frecuencia en Hz,  $\mu_0$  es la permeabilidad del espacio libre ( $4\pi \times 10^{-7}$  H/m),  $\mu_r$  es la permeabilidad relativa del material y  $\sigma$  es la conductividad del material en S/m.

El efecto pelicular domina por encima de un límite de frecuencia  $f_\delta$ , que depende del espesor y la conductividad del blindaje, y para el cobre tiene  $t \geq 4\delta$  (13),

$$f_\delta = 7 \cdot 10^{-2} / t^2 \quad (2)$$

Así, para valores de espesor prácticos, la separación de corrientes en las superficies interna y externa del blindaje comienza a frecuencias de radio relativamente bajas (13). Ahora, analizaremos en detalle las característi-

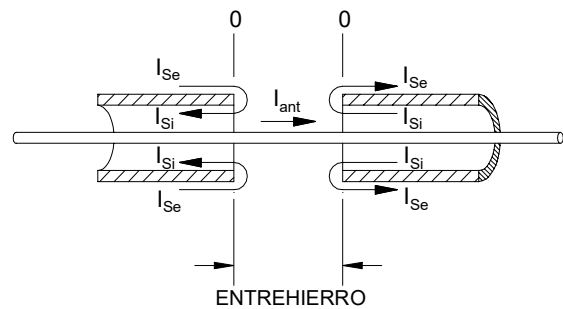


Figura 3 – Corrientes de entrehierro de modo impar de alta frecuencia

cas de alta y baja frecuencia de la antena de bucle blindada.

### Características de alta frecuencia de la antena de bucle blindada

En todas las frecuencias, la corriente neta en la separación de los extremos del blindaje es cero. Debido a que las corrientes a lo largo de las superficies interna y externa del blindaje a altas frecuencias son independientes, las corrientes en el espacio de los extremos del blindaje son iguales y opuestas (modo impar), como se muestra en la Fig. 3. En esta circunstancia, las superficies externas del blindaje se consideran como una línea de transmisión de hilos paralelos, mientras que la superficie interna del blindaje y el conductor interno se consideran líneas de transmisión coaxiales, dando como resultado el modelo de línea de transmisión de la antena de bucle blindado que se muestra en la Fig. 4.

Mediante la transposición de las dos superficies conductoras del conductor interno y la superficie interna del blindaje mediante una identidad de Marchand [14], Libby [15] proporciona el modelo simplificado de línea de transmisión de la antena de bucle blindada

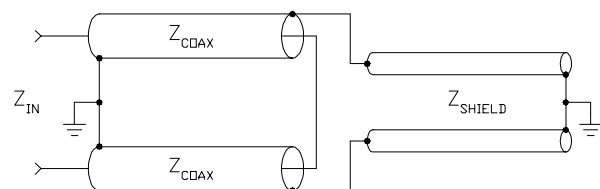


Figura 4 – Modelo de línea de transmisión de la antena de bucle blindado

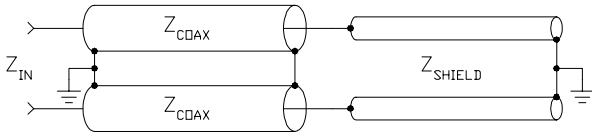


Figura 5 – Modelo simplificado de línea de transmisión de Libby

como se muestra en la figura 5, este modelo facilita el uso de cálculos matemáticos en los enfoques analíticos, pero no es realmente necesario al usar computadoras. Aun así, resulta útil para el análisis general.

El conductor interno no necesariamente es un solo hilo, sino que puede estar compuesto por varios, lo cual es común en diseños para operación en MF, LF y VLF. La antena de cuadro activa del receptor HP100 WWVB es un buen ejemplo de un cuadro apantallado multihilo. Dado que el análisis de la impedancia de un haz multihilo apantallado es demasiado complejo, aquí nos centraremos en el análisis de un conductor interno de un solo hilo, muy común en antenas de cuadro apantalladas para HF y frecuencias superiores.

En la figura 6 se muestra una sección transversal típica de una línea de transmisión coaxial, donde el conductor interno tiene un radio  $r_1$  y el conductor externo tiene un radio interno  $r_2$ , un radio externo  $r_3$  y un espesor  $t$ . El espacio entre los conductores interno y externo está relleno con un material dieléctrico aislante como el PTFE

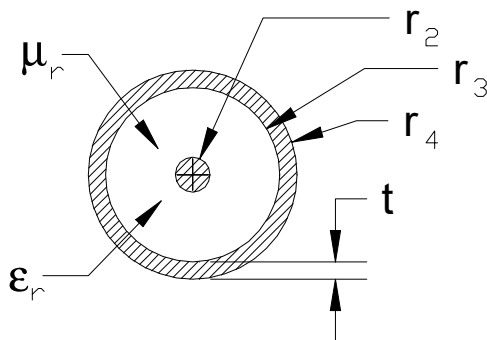


Figura 6 - Línea de transmisión coaxial

que tiene una permitividad relativa (o constante dieléctrica)  $\epsilon_r$  y una permeabilidad relativa  $\mu_r$ . Si el conductor y el dieléctrico no presentan pérdidas, la impedancia característica viene determinada por:

$$Z_o \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

donde C es la capacitancia de derivación unitaria, que se determina mediante [16]:

$$\begin{aligned} C &= \frac{2\pi \epsilon}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} = \\ &= \frac{55.6 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right)} \text{ pF/m} \end{aligned} \quad (4)$$

y L es la inductancia unitaria en serie, que se determina mediante [11]:

$$\begin{aligned} L &= \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) = \\ &= 0.2 \mu_r \ln\left(\frac{r_2}{r_1}\right) \mu\text{H/m} \end{aligned} \quad (5)$$

Otra magnitud de interés es el factor de velocidad del cable:

$$\begin{aligned} VF &= \frac{v_p}{c} = \frac{\sqrt{\mu_v \epsilon_v}}{\sqrt{\mu \epsilon}} = \\ &= \frac{\sqrt{\mu_v \epsilon_v}}{\sqrt{\mu_r \mu_v \epsilon_r \epsilon_v}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_r \epsilon_r}} \end{aligned} \quad (6)$$

donde c es la velocidad de la luz y  $\epsilon_v$  es la permitividad del vacío ( $8,854 \times 10^{-12}$  F/m). En general, la permeabilidad relativa de la mayoría, si no de todos, los materiales aislantes es cercana a la unidad, por lo que la ecuación 6 puede aproximarse cómodamente como:

$$VF \approx \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (7)$$

Como se mencionó anteriormente, la superficie exterior del blindaje se modela como una línea de transmisión de cable paralelo, ilustrada en la Fig. 7. La impedancia característica del blindaje,  $Z_{SHIELD}$ , se determina de la misma manera que para una antena de bucle sin blindaje, que, para un bucle circular de circunferencia L que opera por debajo del primer

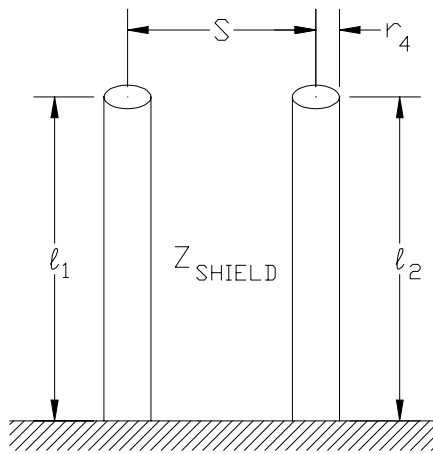


Figura 7 – Línea de transmisión Equivalente de la superficie exterior del blindaje

La resonancia paralela se aproxima fácilmente mediante:[15, 17, 18]

$$Z_0 = 276 \log\left(\frac{4A}{Lr}\right) \quad (8)$$

donde A es el área encerrada por la antena:

$$A = \pi r_4^2 \quad (9)$$

Cuando se opera a una frecuencia suficientemente inferior a la primera resonancia paralela, el blindaje puede aproximarse como una inductancia  $L_{ANT}$  en serie con una resistencia de pérdidas  $R_{LOSS}$  y una resistencia de radiación  $R_{ANT}$ . Al aplicar esta aproximación al modelo simplificado de línea de transmisión de Libby de la figura 5, se obtiene el modelo simplificado de circuito de alta frecuencia de la figura 8. En esta aproximación, la inductancia  $L_{ANT}$  se determina mediante:

$$L_{ANT} = \frac{X_L}{j\omega} \quad (10)$$

donde  $X_L$  es la reactancia inductiva del blindaje, que se determina mediante:

$$X_L = j Z_0 \tan\left(\frac{k_0 L}{2}\right) \quad (11)$$

donde el número de onda  $k_0$  se define como:

$$k_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \quad (12)$$

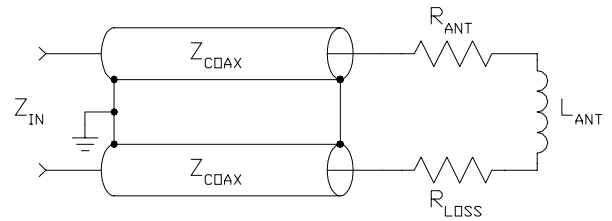


Figura 8 – Modelo simplificado de circuito de alta frecuencia de una antena de bucle blindado

Para antenas de bucle apantalladas pequeñas, la resistencia de pérdida  $R_{LOSS}$  se debe principalmente al efecto pelicular del material y puede aproximarse mediante [10]:

$$R_l = \frac{L}{\sigma \pi d \delta} = \frac{L}{d} \sqrt{\frac{f \mu_0}{\pi \sigma}} \quad (13)$$

Para bucles circulares pequeños, la resistencia de radiación del blindaje se aproxima a:

$$R_a = 320 \pi^4 \left(\frac{A}{\lambda^2}\right)^2 N^2 \quad (14)$$

Un método alternativo para aproximar tanto la resistencia de radiación como la reactancia del blindaje hasta la primera antirresonancia puede basarse en el trabajo publicado por Awadalla y Sharshar [17] para antenas de bucle de una sola vuelta con geometrías específicas, donde se demuestra que la resistencia de radiación se aproxima con bastante precisión como:

$$R_a = a \tan^b\left(\frac{k_0 L}{2}\right) \quad (15)$$

donde los coeficientes a y b se encuentran en la Tabla 1.

La potencia aplicada a la antena se disipa como energía electromagnética por la resistencia de radiación y como calor por la resistencia de pérdidas. La relación entre la potencia radiada y la potencia total se denomina eficiencia de la antena y se define fácilmente como:

$$\text{Eff} = \frac{R_a}{R_a + R_l} \quad (16)$$

Configuración	$L/\lambda \leq 0.2$		$0.2 \leq L/\lambda \leq 0.5$	
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>a</i>	<i>b</i>
Circular	1.793	3.928	1.722	3.676
Cuadrado (pulso lateral)	1.126	3.950	1.073	3.271
Cuadrado (pulso de esquina)	1.140	3.958	1.065	3.452
Triangular (pulso lateral)	0.694	3.998	0.755	2.632
Triangular (pulso de esquina)	0.688	3.995	0.667	3.280
Hexagonal	1.588	4.293	1.385	3.525

Tabla 1 - Coeficientes a y b para la ecuación 15

### Elementos parásitos del espacio

Volviendo al modelo de la antena de bucle blindada de la Fig. 4, el modelo de alta frecuencia se completa incluyendo los elementos parásitos asociados con el espacio, como se muestra en la Fig. 9, donde el conductor central expuesto en el espacio se modela como una resistencia en serie  $R_{GAP}$  y una inductancia  $L_{GAP}$ , y los extremos del blindaje en el espacio crean una pequeña capacitancia marginal  $C_{GAP}$ .

Con la ayuda de la Fig. 6 y la Fig. 10, la inductancia del conductor interno  $L_{GAP}$  se determina mediante [19]:

$$L_{GAP} = 2l \left[ \ln \left( \frac{2l}{r_3} \right) - 1 \right] \text{ nH} \quad (17)$$

Donde  $l_1$  es la longitud del espacio entre conductores y  $r_1$  es el radio del conductor interno. La resistencia del espacio entre conductores internos,  $R_{GAP}$ , se determina mediante [11]:

$$R_{GAP} = \frac{l}{2\pi r_3 \sigma \delta} \Omega \quad (18)$$

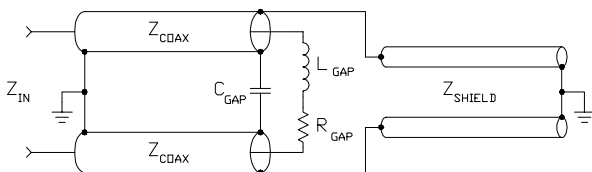


Figura 9 – Modelo completo de circuito de alta frecuencia de antena de bucle blindada

donde  $\delta$  es la profundidad de la piel del material conductor central, definida anteriormente en la ecuación 1, y  $\sigma$  es la conductividad del material en S/m.

Calcular la capacitancia de separación  $C_{GAP}$  no es tan práctico, ya que no existe una fórmula fácil de usar para la capacitancia de separación de un cilindro infinito con espesor de pared finito sobre un plano infinito. Sin embargo, como se muestra en la Fig. 11, podemos hacer una estimación razonable calculando primero la capacitancia de separación de un resonador coaxial con un radio de  $r_3$  [20] y luego restando la capacitancia de una placa circular con un radio de  $r_2$ :

$$C_{GAP} = r_3 \left( \begin{aligned} & \left( 0.1977 + \frac{0.09551}{\left( \frac{l_3}{2r_4} \right)} \right) \\ & - \frac{4.5 \times 10^{-4}}{\left( \frac{l_3}{2r_4} \right)^2} + \frac{2.5 \times 10^{-6}}{\left( \frac{l_3}{2r_4} \right)^3} \right) - \frac{8.85 \pi r_3^2}{l_3} \text{ pF} \quad (19) \end{aligned}$$

Esta es, por supuesto, una aproximación tosca, sin embargo la capacitancia de espacio suele ser bastante pequeña y el modelo general del bucle blindado sufrirá poco, si es que sufre, para frecuencias por debajo de la primera resonancia de los conductores coaxiales internos o de la superficie exterior del blindaje.

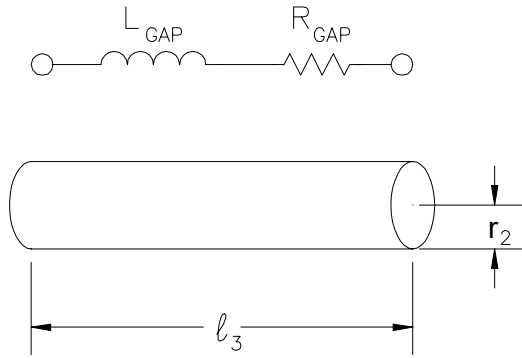


Figura 10 – Modelo para conductor expuesto en el entrehierro

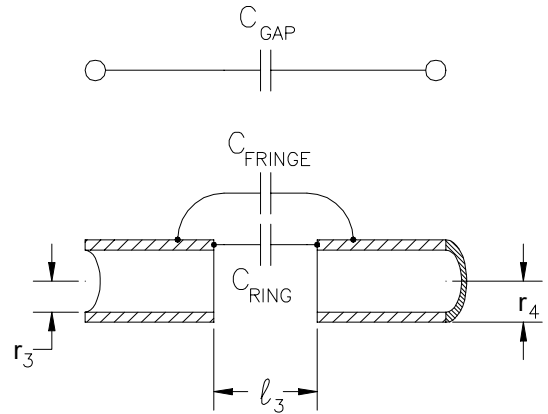


Figura 11 – Modelo de capacitancia del entrehierro

### Características en frecuencias bajas de la antena de bucle blindada

Antes de investigar las particularidades del blindaje a bajas frecuencias, debemos comprender las características de una antena de bucle desnudo y evaluar el rechazo de campos eléctricos no deseados a bajas frecuencias. Comenzamos examinando el circuito equivalente simplificado de baja frecuencia de una antena de bucle balanceada, que se muestra en la Fig. 12 (13). En este caso, los diversos elementos concentrados se definen como (8):

$$L_0 \approx \frac{\mu_0 D}{2} \left( Ln \frac{8D}{d} - 2 \right) \quad (20)$$

$$R_0 \approx \frac{\pi \zeta_0}{6} \left( \frac{k_0 D}{2} \right)^4 \quad (21)$$

$$C_1 = \epsilon_0 D \left( Ln \frac{8D}{d} - 2 \right)^{-1} \quad (22)$$

$$R_1 = \frac{\pi \zeta_0}{6} \left( \frac{k_0 D}{2} \right)^2 \quad (23)$$

donde  $\zeta_0$  es la impedancia intrínseca del espacio libre:

$$\zeta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega \quad (24)$$

Las resistencias de radiación  $R_0$  y  $R_1$  son pequeñas respecto a las reactancias  $L_0$  y  $C_1$ ,

y a bajas frecuencias podemos asumir que (13):

$$(1/\omega C_1) \gg \omega L_0 \quad (25)$$

El generador de campo eléctrico está representado por (18):

$$V_E = -2 \pi^2 D E \quad (26)$$

y el generador de campo magnético está representado por (18):

$$V_H = -j \pi^2 \mu_0 (\pi D)^2 H \quad (27)$$

de lo cual podemos determinar que la relación de

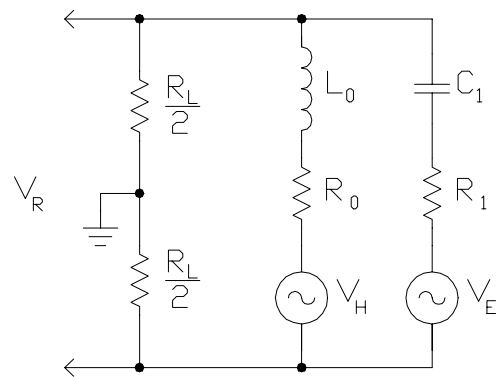


Figura 12 – Circuito equivalente de baja frecuencia simplificado de antena de bucle blindado balanceado (adaptado de la referencia 13)

Los voltajes de campo H y campo E aplicados a la resistencia de carga son (13):

$$\frac{V_H}{V_E} = \frac{-j}{8\pi^2 \epsilon_0 D f} \frac{H}{E} \quad (28)$$

Para una onda plana en el espacio libre:

$$\frac{E}{H} = \zeta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120 \pi \Omega \quad (29)$$

lo que reduce la ecuación 28 a (13):

$$\left| \frac{V_H}{V_E} \right|_{377\Omega} = \frac{c}{4\pi^2 D f} \quad (30)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8$  m/s). De la ecuación 30 se desprende que, si se desea un rechazo del campo eléctrico de 20 dB, la frecuencia límite en MHz sería (13):

$$f_{-20dB} = \frac{120}{\pi D} \quad (31)$$

### Rechazo de modo común

A medida que disminuye la frecuencia, el funcionamiento de la antena de bucle blindada cambia drásticamente. Para empezar, la profundidad de penetración debido al efecto pelicular aumenta y los campos magnéticos de baja frecuencia penetran el blindaje, induciendo corrientes directamente en el conductor interno. Al mismo tiempo, las corrientes a lo largo de las dos superficies del blindaje se vuelven menos independientes, y a frecuencias muy bajas, las corrientes a lo largo de ambas superficies se vuelven idénticas. Las corrientes del blindaje ya no son inducidas por los campos magnéticos,

sino que son el resultado de campos eléctricos que inducen voltajes en las dos mitades del escudo.

La inmunidad al ruido de la antena de bucle blindada se debe a que, cerca de la superficie terrestre, la interferencia electromagnética (EMI) está dominada por campos eléctricos, polarizados verticalmente debido a la condición de contorno (21-24), que establece que los campos eléctricos son siempre perpendiculares a un límite y los campos magnéticos son siempre paralelos. Como veremos en breve, es fundamental que la antena de bucle blindada se monte verticalmente.

La EMI causada por tormentas eléctricas se propaga a largas distancias a través de la guía de ondas terrestre-ionosférica (25, 26), mientras que la EMI antropogénica, procedente de diversas fuentes, como la iluminación fluorescente (27, 28), los arcos eléctricos en las líneas eléctricas (29) y los transformadores de red y luminarias de alumbrado público defectuosos (30), se propaga mediante ondas de superficie, también conocidas como ondas Zenneck, un fenómeno límite (31, 32). El tema del ruido de radio de baja frecuencia puede ser exhaustivo y queda fuera del alcance de esta discusión, por lo que se remite al lector a una publicación anterior del autor (ref.)

En referencia a la Fig. 13, las corrientes de señal en el espacio permanecen en cero y, debido a la gran longitud de onda de la señal y la proximidad de las dos mitades del blindaje, las corrientes del blindaje son de la misma fase, lo que da como resultado poca o ninguna corriente de señal debido a la EMI del campo eléctrico que se acopla al conductor interno por medio de TEM.

El grado en el que los campos E de baja frecuencia son rechazados por el blindaje depende del centrado del espacio, y para apreciar mejor esto comenzamos definiendo las longitudes de los dos brazos como  $l_2$  y  $l_3$ , respectivamente, como se mostró anteriormente en la Fig. 2, y definimos además un parámetro de desplazamiento  $\Delta$ , donde (34):

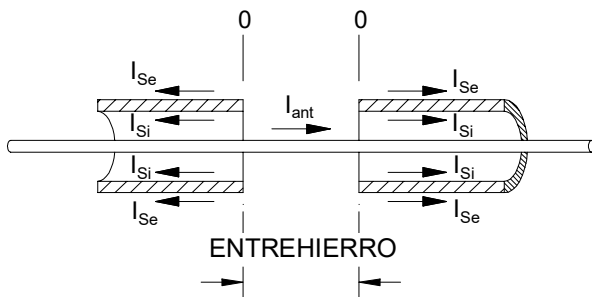


Figura 13 – Corrientes de entrehierro de modo par de baja frecuencia

$$I_1 = \pi r_4 (1 - \Delta) \quad (32)$$

$$I_2 = \pi r_4 (1 + \Delta) \quad (33)$$

de modo que

$$\Delta = \frac{I_2 - I_1}{I_2 + I_1} \quad (34)$$

La longitud efectiva de una antena receptora se define como el voltaje inducido entre los terminales abiertos de la antena dividido por la intensidad del campo eléctrico incidente (Schelkunoff y Friis 1952), y para antenas de bucle eléctricamente pequeñas donde  $A < 0,01 \lambda^2$  (35):

$$L_{\text{eff}} = \left( \frac{2\pi A}{\lambda} \right) \left( 1 - \frac{\pi A}{2\lambda^2} \right) \quad (35)$$

lo que nos permite definir las longitudes efectivas de los dos brazos del escudo como:

$$I_{1\text{eff}} = \frac{L_{\text{eff}}}{2} (1 - \Delta) \quad (36)$$

$$I_{2\text{eff}} = \frac{L_{\text{eff}}}{2} (1 + \Delta) \quad (37)$$

Ahora definimos dos términos para los voltajes de los dos brazos.

$$V_1 = I_{1\text{eff}} E \quad (38)$$

$$V_2 = I_{2\text{eff}} E \quad (39)$$

Lo cual nos permite definir la relación de rechazo de modo común (CMR) de los campos eléctricos de baja frecuencia (34):

$$\begin{aligned} \text{CMR}_E &= 20 \log \left| \frac{V_{\text{DIF}}}{V_{\text{AVG}}} \right| = 20 \log \left| \frac{V_1 - V_2}{\frac{V_1 + V_2}{2}} \right| = \\ &= 20 \log |2\Delta| \end{aligned} \quad (40)$$

Cuando el espacio está perfectamente centrado y la antena está vertical con respecto a la superficie terrestre, el CMR del campo eléctrico se vuelve infinito y el modelo de circuito de la antena de bucle blindado de la Fig. 9 se reduce

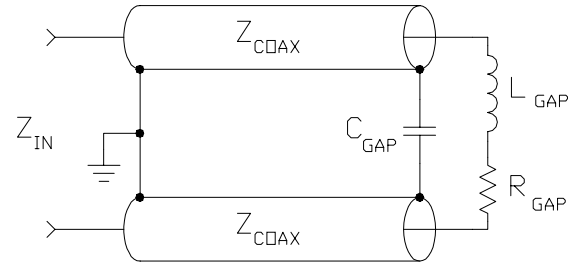


Figura 14 – Modelo simplificado de circuito de baja frecuencia de antena de bucle blindado

a lo que se muestra en la figura 14.

### Sintonización remota

Como se mencionó anteriormente, la impedancia de la antena de bucle blindada se caracteriza por tener una resistencia muy baja en serie con una inductancia. También aprendimos que es mejor operar la antena de bucle blindada balanceada para aprovechar al máximo el apantallamiento de las señales EMI de campo eléctrico y mantener el diagrama de radiación nulo cuando se utiliza para radiogoniometría.

La baja resistencia de la antena de bucle blindada, y de las antenas de bucle en general, ofrece una oportunidad única para proporcionar filtrado de señales lo antes posible en el sistema receptor. Muchos diseñadores prescinden de esta posibilidad y simplemente conectan la antena a un amplificador de alta impedancia de entrada para lograr un funcionamiento de banda ancha. Si bien esto es conveniente, priva al usuario de todas las ventajas de las antenas de bucle y, en el caso de las antenas de bucle blindadas, afecta las ventajas del blindaje, a menudo eliminando por completo su eficacia.

Para antenas de baja resistencia, como las de bucle, la sintonización se realiza mejor en serie para obtener la mejor Q o selectividad posible. Al mismo tiempo, la baja resistencia se vuelve un poco problemática, ya que la sintonización en el receptor resulta poco práctica y el diseñador se enfrenta a la necesidad de aplicar algún tipo

de sintonización remota directamente en la antena.

Un enfoque similar consiste en utilizar un condensador variable motorizado, pero este método resulta bastante costoso y no es necesario para una antena receptora. En su lugar, se pueden utilizar varactores, que solo requieren una tensión de sintonización enviada por la línea de alimentación. Sin embargo, los varactores presentan una resistencia de masa que puede ser particularmente alta, sobre todo para la variedad de unión hiperabrupta utilizada para la sintonización de banda ancha. Esta resistencia de masa a menudo puede ser mayor que la resistencia de la antena, lo que provocará pérdidas de señal y el consiguiente aumento de la temperatura de ruido de la antena, lo que se traduce en un aumento de la figura de ruido (FN) del sistema receptor.

Este problema se puede solucionar fácilmente utilizando un transformador de impedancia entre la antena y los varactores de sintonización, como se muestra en la Fig. 15. En este caso, el transformador T1 es un transformador Guanella 1:4 balanceado a balanceado (BalBal), mientras que el transformador T2 es un BalBal 1:9 y, finalmente, el transformador T3 es un transformador 1:1 balanceado a no balanceado (BalUn). Debido a la baja impedancia del circuito, la construcción de T1 requiere prestar una atención minuciosa a los detalles del diseño del transformador de banda ancha, que se discutirá

más adelante

### ¿Qué es todo esto de la carga del entrehierro del blindaje, por cierto?

Un aspecto de las antenas de bucle blindadas al que rara vez se presta atención es la carga capacitiva del entrehierro, como se muestra en la Fig. 16. El efecto de añadir una capacitancia a través del entrehierro es que aumenta el voltaje de la señal a través de la carga y mejora la Q de sintonización de la antena. En antenas de bucle blindadas de una sola espira, como las que se describen aquí, el voltaje de la señal puede casi duplicarse, lo que representa un aumento de casi 6 dB en la potencia entregada al receptor.

R.E. Burgess, del Departamento de Radio del Laboratorio Nacional de Física, realizó un estudio detallado de los efectos de la carga de la brecha del blindaje en 1939 (2), y Thourel repitió una parte posteriormente (36). Burgess ofrece un análisis teórico muy detallado, que utilizó el modelo de banda media que se muestra en la figura 17. La figura 18 muestra las curvas de tres casos de dicho estudio. El eje vertical representa la relación entre la tensión de salida del bucle cargado ( $V_2$ ) y la tensión de salida del bucle descargado ( $V_0$ ) para un rango de valores de la capacitancia de carga del entrehierro, donde

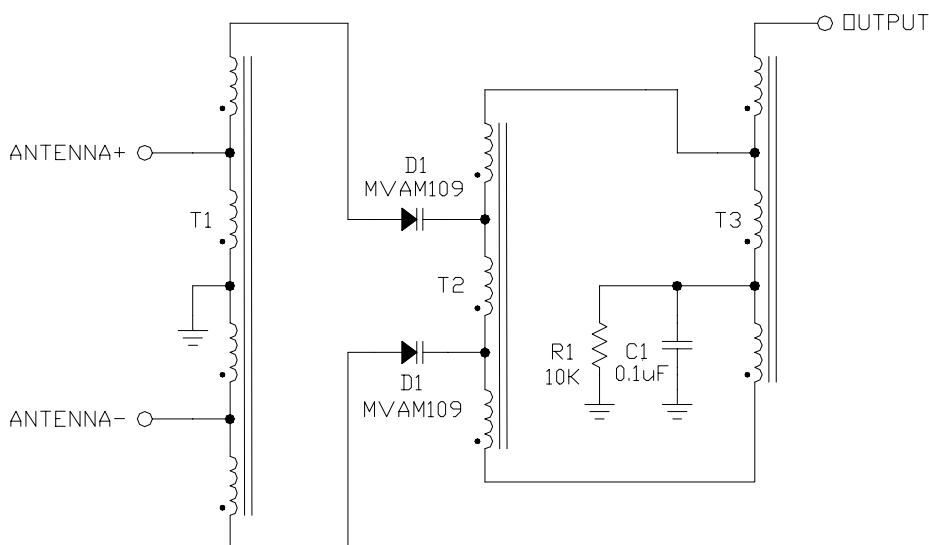


Figura 15 – Esquema del conjunto de sintonización remota de bucle blindado

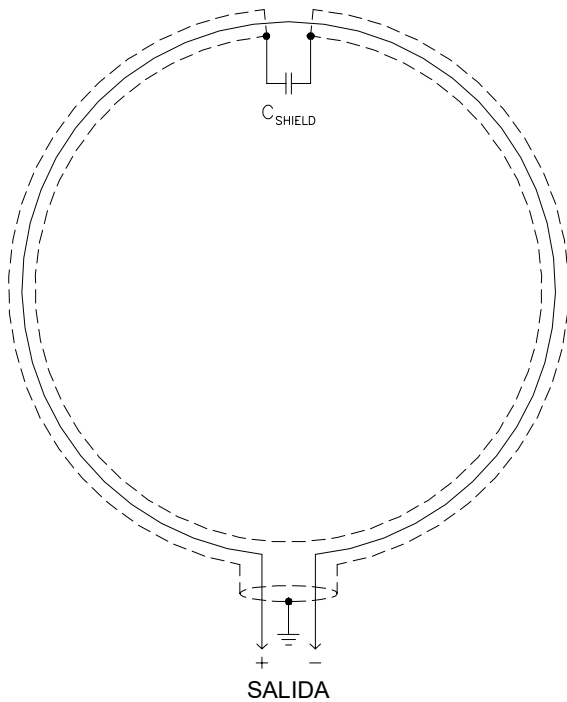


Figura 16 – Antena de bucle blindada con el entrehierro del blindaje cargado

C<sub>10</sub> es la capacitancia necesaria para sintonizar en serie la inductancia del blindaje L<sub>SHIELD</sub>:

$$C_{10} = C_{SHIELD} = \frac{1}{\omega^2 L_{SHIELD}} \quad (41)$$

Las cantidades Q<sub>1</sub> y Q<sub>2</sub> que se ven en la figura 18

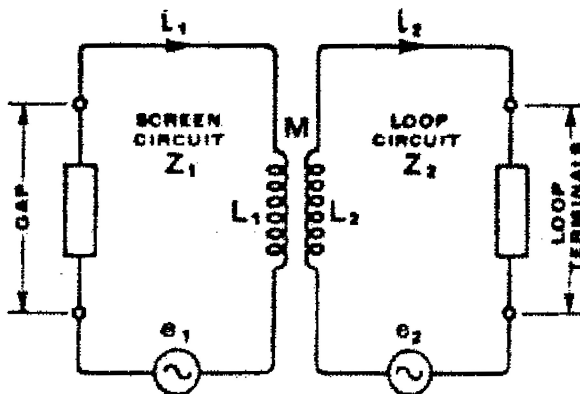


Figura 17 – Modelo de banda media utilizado por Burgess para el análisis del entrehierro del blindaje (de la referencia x)

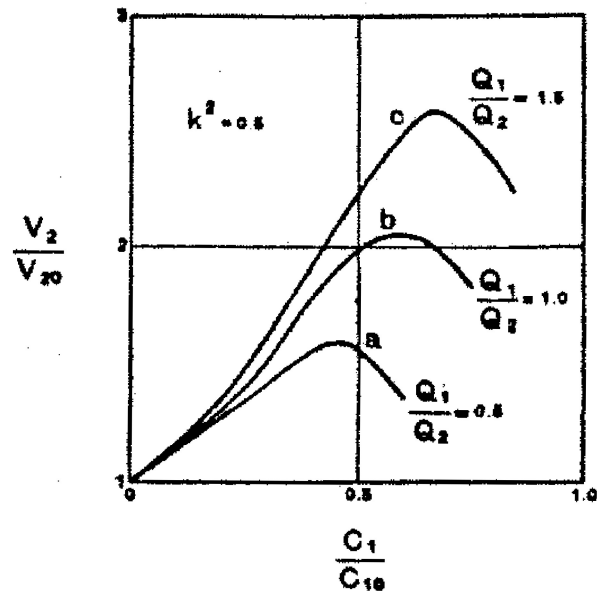


Figura 18 – Análisis teórico de la carga del entrehierro para tres casos (de la referencia x)

son los Qs descargados del blindaje y del bucle, respectivamente, los cuales están determinados por:

$$Q_1 = Q_{SHIELD} = \frac{\omega L_1}{R_1} = \frac{\omega L_{SHIELD}}{R_{SHIELD}} \quad (42)$$

$$Q_2 = Q_{LOOP} = \frac{\omega L_2}{R_2} = \frac{\omega L_{LOOP}}{R_{LOOP}} \quad (43)$$

Los valores típicos de Q<sub>1</sub> se encuentran entre 50 y 100, mientras que Q<sub>2</sub> puede variar entre 100 y 200, debido a la mayor superficie y, por consiguiente, a la menor resistencia del blindaje (36). Los picos en las curvas de la Fig. 18 son los puntos en los que la capacitancia de carga del entrehierro del blindaje es óptima (C<sub>OPT</sub>), y dicho valor se puede determinar mediante:

$$C_{OPT} = C_{SHIELD} \left( \frac{1 - k \sqrt{\frac{1 + k^2 q}{k^2 + q}}}{1 - k^2} \right) \quad (44)$$

donde q es la relación entre el escudo descargado y el bucle Qs:

$$q = \frac{Q_1}{Q_2} = \frac{Q_{SHIELD}}{Q_{LOOP}} \quad (45)$$

y el valor del coeficiente de acoplamiento  $k$  se determina mediante:

$$k = n \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = n \sqrt{\frac{L_{SHIELD}}{L_{LOOP}}} \quad (46)$$

Donde  $n$  es el número de vueltas del bucle, que en nuestro caso es uno. Cuando la capacitancia de carga del entrehierro se ajusta para obtener la tensión de salida de señal óptima, la inductancia efectiva del blindaje se convierte en:

$$L_{EFF} \approx L_{SHIELD} (1 + k \sqrt{q}) \quad (47)$$

Burgess (2) proporcionó evidencia experimental de los efectos de la carga en el entrehierro del blindaje, cuyos resultados se muestran en la Fig. 19. Aquí, la curva a corresponde a los datos medidos con la señal inyectada en la antena con un toroide alrededor del blindaje, la curva b corresponde a los datos medidos donde la señal se inyecta mediante una antena independiente, y la curva c corresponde a los datos teóricos, lo que demuestra que los datos experimentales tienen una fuerte correlación con el análisis teórico. Para estas pruebas, el valor de  $k_2$  es 0,51, determinado a partir de mediciones de las inductancias del bucle y del blindaje. En esta serie de experimentos, el pico de la tensión del bucle se produce aproximadamente donde  $C_{OPT}$  es

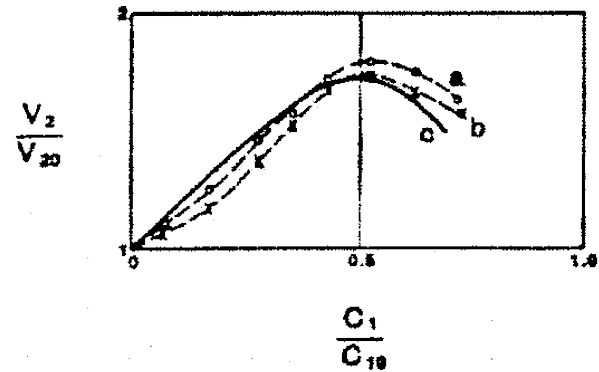


Figura 19 – Comparación del análisis teórico y el rendimiento medido de la carga del entrehierro del blindaje (de la referencia 2)

la mitad del valor de  $C_{SHIELD}$ .

Añadir el ajuste remoto del entrehierro del blindaje es bastante sencillo, cuyo esquema se muestra en la Fig. 20. Los extremos libres de los devanados de 1 vuelta se conectan a los extremos del blindaje, mientras que el extremo libre de la resistencia  $R_2$  se conecta al centro del conductor interno expuesto. Los detalles de construcción de T4 se explicarán más adelante.

Para que la sintonización de espacio y bucle se ajuste con un único voltaje de sintonización que pasa por la línea de alimentación, se utilizan los mismos varactores para ambas unidades de sintonización y la escala requerida es

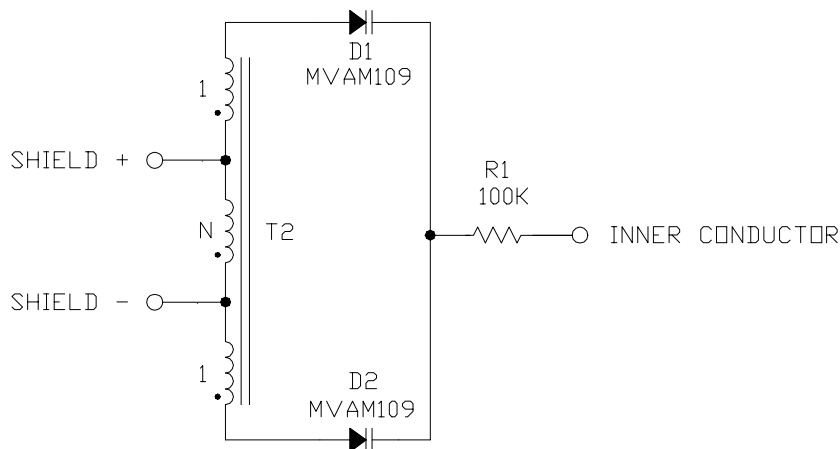


Figura 20 – Esquema de ajuste remoto del blindaje

Esto se logra mediante el devanado N del transformador T4. Para determinar el valor de N, primero identificamos la capacitancia  $C_{LOOP}$ , que hace resonar el bucle a la misma frecuencia que el blindaje:

$$C_{LOOP} = \frac{1}{\omega^2 L_{LOOP}} \quad (48)$$

Combinando la ecuación 41 con la ecuación 48, encontramos que la capacitancia de ajuste del blindaje  $C_{SHIELD}$  y la capacitancia de ajuste de bucle  $C_{LOOP}$  están relacionadas por:

$$C_{SHIELD} = C_{LOOP} \left( \frac{L_{LOOP}}{L_{SHIELD}} \right) \quad (49)$$

y luego continuar, llegando a una relación entre la capacitancia de sintonización de bucle  $C_{LOOP}$  y la capacitancia óptima del escudo  $C_{OPT}$ :

$$C_{OPT} = C_{LOOP} \left( \frac{L_{LOOP}}{L_{SHIELD}} \right) \left( \frac{C_{OPT}}{C_{SHIELD}} \right) \quad (50)$$

Comparando los esquemas de la sección de sintonización de bucle de la Fig. 15 y la sección de sintonización de espacio de la Fig. 19, equiparamos los pares de diodos varactores como una capacitancia de sintonización  $C_{TUNE}$ ,

Y mediante los transformadores T1 y T4 encontramos que:

$$C_{LOOP} = 4 C_{TUNE} \quad (51)$$

$$C_{OPT} = \left( \frac{N+2}{N} \right)^2 C_{TUNE} \quad (52)$$

Sustituyendo la ecuación 51 y la ecuación 52 en la ecuación 50, llegamos a:

$$\begin{aligned} \frac{C_{OPT}}{C_{LOOP}} &= \frac{\left( \frac{N+2}{N} \right)^2 C_{TUNE}}{4 C_{TUNE}} = \left( \frac{N+2}{2N} \right)^2 = \\ &= \left( \frac{L_{LOOP}}{L_{SHIELD}} \right) \left( \frac{C_{OPT}}{C_{SHIELD}} \right) \end{aligned} \quad (53)$$

De donde podemos obtener la relación de vueltas N del transformador de la sección de sintonización de espacio T4:

$$N = \frac{2}{2 \sqrt{\left( \frac{L_{LOOP}}{L_{SHIELD}} \right) \left( \frac{C_{OPT}}{C_{SHIELD}} \right)} - 1} \quad (54)$$

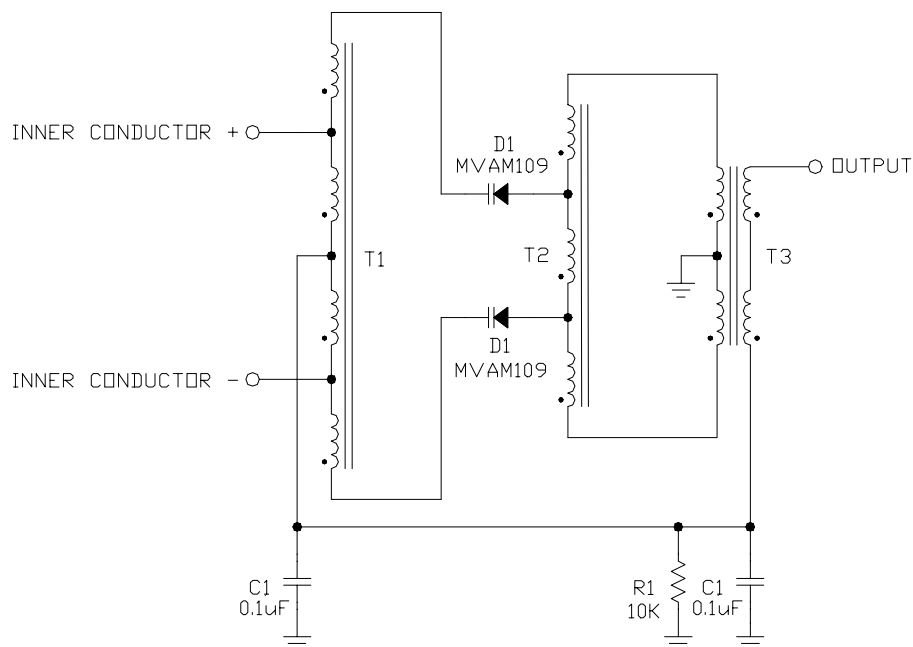


Figura 21 – Esquema de sintonización remota dual de bucle blindado

El esquema de sintonización de bucle de la Fig. 15 requiere algunas modificaciones para permitir el paso de la tensión de sintonización a la sección de sintonización del blindaje a través del conductor interno. Como se muestra en la Fig. 21, el transformador T3 de la Fig. 15 se sustituye por el transformador T5 y la dirección de los diodos varactores D1 y D2 está invertida. Debido a la baja impedancia del circuito en la entrada, el condensador C2 debería ser un dispositivo de buena calidad con una resistencia serie equivalente (ESR) muy baja, como un dispositivo de porcelana ATC serie 100.

### Y ahora algo completamente diferente

Un desarrollo interesante en el diseño de antenas de bucle blindadas es el de Carl Baum, quien, durante su asignación al Laboratorio de Armamento de la Fuerza Aérea (AFWL) en la década de 1960, ideó un sensor para campos de radiación ionizante (37). Mostrado en la Fig. 22, el sensor es esencialmente una antena de bucle blindada en la que el conductor interno se rompe en el espacio, y sus extremos se unen a los brazos de blindaje opuestos. Baum denominó esta configuración "Banda de Möbius", en referencia al matemático alemán August F. Möbius, reconocido por haber concebido por primera vez un objeto tridimensional con una sola cara, que posteriormente fue inmortalizado por el artista holandés Maurits C. Escher en su obra titulada "Banda de Möbius II" y que actualmente se utiliza como símbolo universal de reciclaje.

El trabajo de Baum se registró por primera vez en 1964 y permaneció clasificado hasta su autorización para su divulgación pública en 1994. El desarrollo matemático es algo limitado, pero fue ampliado posteriormente en 1973 por Paul Duncan, de McDonnell Douglas Corporation (38, 39), que también permaneció clasificado hasta su autorización para su divulgación pública en 1997. Baum posteriormente describió las antenas de bucle de banda de Moebius con múltiples espiras, en las que se refirió a la configuración de una sola espira de la Fig. 22 como de primer orden (40).

El desarrollo matemático de Baum y Duncan se centra en el rendimiento del sensor para medir campos magnéticos a frecuencias donde las corrientes de las superficies internas y externas del blindaje son independientes, por lo que no hay ninguna investigación sobre el rendimiento del sensor en condiciones de ruido de baja frecuencia.

Baum inicia su desarrollo examinando primero el bucle apantallado básico, al que llama "bucle de apantallamiento dividido". En el modelo de elementos concentrados de Baum, mostrado en la Fig. 23, el sensor se visualiza como una fuente de tensión de señal  $V$ , igual al producto del área del sensor por la intensidad del campo magnético, en serie con una inductancia  $L$ . Las fuentes de corriente  $I_{CL}$  e  $I_{CR}$  representan las corrientes de modo común de los brazos izquierdo y derecho del apantallamiento, respectivamente. El valor  $Z$  es la resistencia de carga de modo diferencial, mientras que el valor  $Z'$  es la resistencia de carga de modo común.

Usando esta notación, Baum determina el

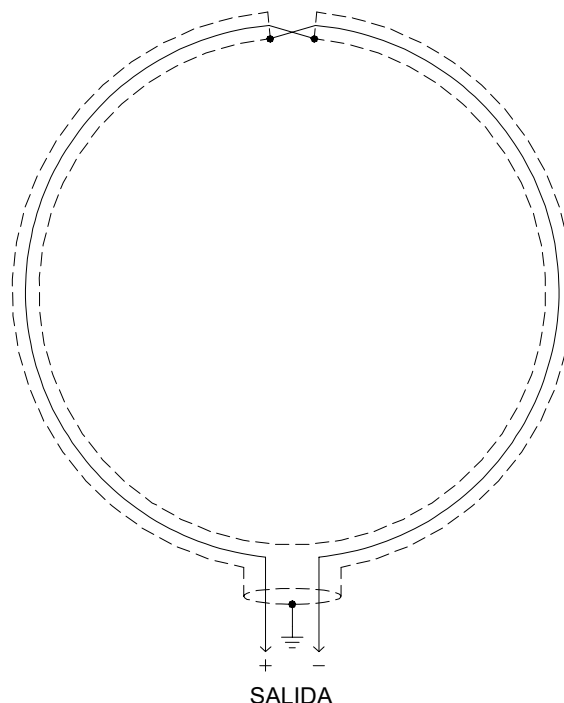


Figura 22 – Banda de Moebius básica Antena de bucle blindada

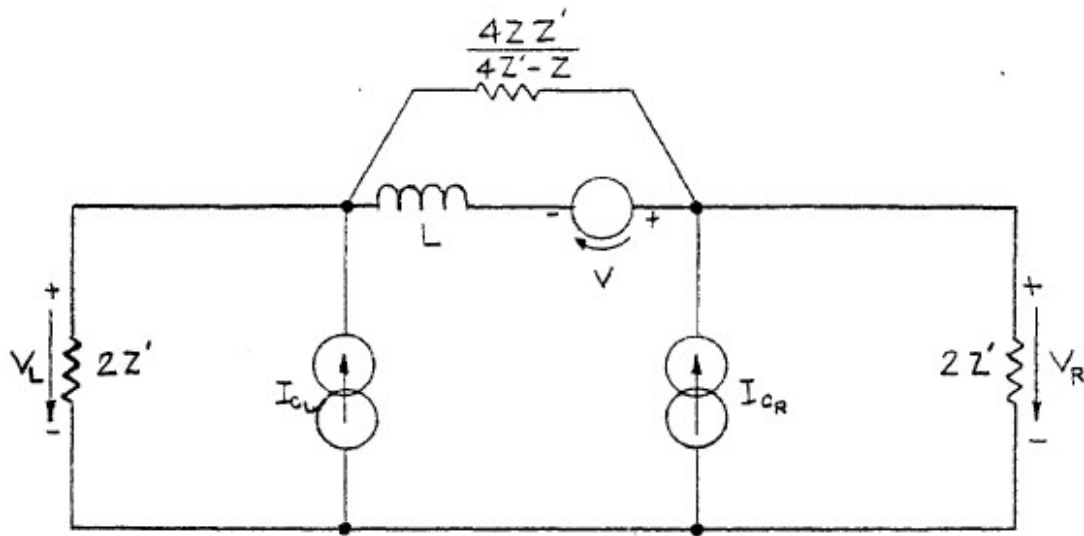


Figura 23 – Modelo de antena de bucle blindado utilizado por Baum

voltaje de modo común  $V_{COM}$  y el voltaje de modo diferencial  $V_{DIF}$  del sensor de bucle blindado como:

$$V_{COM} = (I_{CR} + I_{CL})Z' \quad (55)$$

$$V_{DIF} = \left( \frac{I_{CR} - I_{CL}}{2} \right) \left( \frac{j\omega L}{Z + j\omega L} \right) Z \Big|_{V=0} \quad (56)$$

Nótese aquí que el voltaje de modo diferencial  $V_{DIF}$  se deriva del voltaje de salida diferencial debido a las corrientes de modo común  $I_{CL}$  e  $I_{CR}$  cuando el voltaje de la fuente de señal  $V$  es cero.

Para apreciar posteriormente las características de la antena de bucle de banda de Moebius, volvemos a la Fig. 2 y examinamos la tensión de la señal de salida de la antena de bucle blindada. Comenzamos estableciendo una tensión de señal  $V_R$  en el lado derecho del entrehierro con un valor  $+V$ , para la cual existe una tensión de señal correspondiente  $V_L$  en el lado izquierdo del entrehierro con un valor igual y opuesto  $-V$ . Para satisfacer la condición de contorno, la tensión de señal en el centro del conductor interno expuesto es cero, o más bien una tierra virtual.

Ahora consideramos los dos brazos de la antena de bucle blindada como un par de transformadores de línea de transmisión coaxiales (TLT). Gracias al acoplamiento TEM, la tensión en ambos extremos del cable coaxial es igual en magnitud y fase. Dado que los brazos de blindaje están conectados a tierra en la base de la antena y la tensión de señal del conductor interno en el centro del espacio es cero, la tensión de salida se convierte en:

$$V_{OUT} = V_R - V_L = 2V \quad (57)$$

En un análisis similar del bucle de la banda de Moebius, Baum utilizó el modelo que se muestra en la Fig. 24, que utilizó para determinar el voltaje de modo común  $V_{COM}$  y el voltaje de modo diferencial  $V_{DIF}$  del sensor de bucle blindado como:

$$V_{COM} = V_R + V_L = 0 \quad (58)$$

$$V_{DIF} = \left( \frac{I_{CR} - I_{CL}}{2} \right) \left( \frac{j\omega 4L}{Z + j\omega 4L} \right) Z \Big|_{V=0} \quad (59)$$

El rendimiento del modo común del bucle de banda de Moebius será de considerable interés cuando examinemos más adelante el rendimiento de inmunidad al ruido de baja frecuencia.

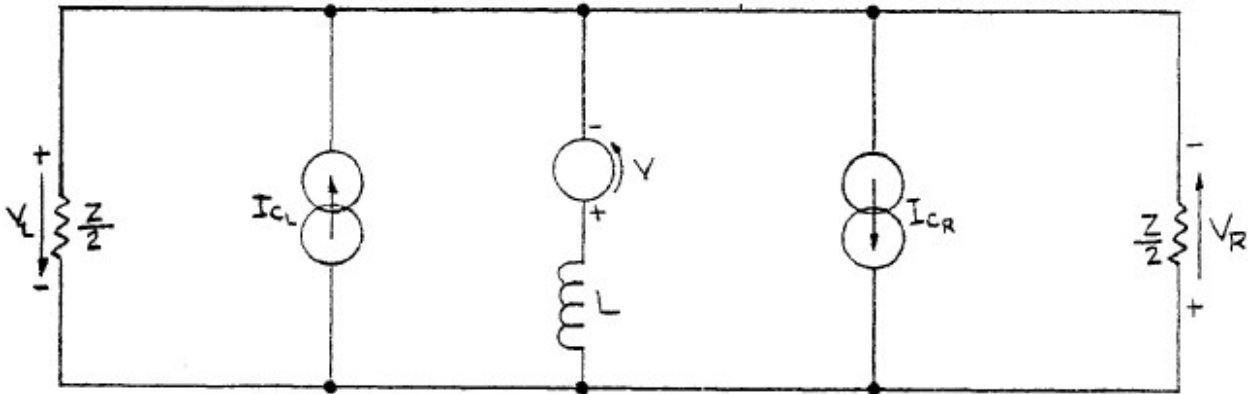


Figura 24 – Modelo de antena de bucle blindado con banda de Moebius utilizado por Baum

Ahora examinamos la tensión de salida de la señal del bucle de banda de Moebius de forma similar al análisis anterior del bucle blindado. En este caso, conservamos las designaciones anteriores de  $V_R$  y  $V_L$  para las tensiones de señal en los extremos del blindaje en el entrehierro, así como sus respectivos valores de  $+V$  y  $-V$ . Con el conductor interno ahora interrumpido en el entrehierro y conectado a los extremos opuestos del blindaje, el mapeo de tensión TLT muestra que la tensión de salida es ahora:

$$\begin{aligned} V_{OUT} &= (V_R - V_L) - (V_L - V_R) = \\ &= (2V) - (-2V) = 4V \end{aligned} \quad (60)$$

lo que confirma que el voltaje de la señal de salida de la antena de bucle de banda de Moebius es el doble que el de la antena de bucle blindado, lo que la convierte en el equivalente a una antena de bucle blindado que tiene un conductor interno con dos vueltas pero sin las complejidades mecánicas.

Es interesante notar en este punto que el modelo de línea de transmisión para la antena de bucle de banda de Moebius es exactamente el modelo de línea de transmisión simplificado de Libby para la antena de bucle blindado que se mostró anteriormente en la Figura 5.

Las propiedades de modo común del bucle de la banda de Moebius, señaladas anteriormente en la ecuación 58, deben examinarse ahora con respecto al ruido de baja frecuencia. Para ello, volvemos al trabajo de Carobbi y Millanta,

siguiendo su proceso y realizando las adaptaciones necesarias. Comenzamos reconociendo que  $V_L$  y  $V_R$  de Baum son ahora  $V_1$  de la ecuación 38 y  $V_2$  de la ecuación 39, respectivamente.

Usando esta notación y aplicándola a la Fig. 22, utilizamos el mismo método de mapeo de voltaje TLT que antes y encontramos que los voltajes de salida de señal del bucle de la banda de Moebius son:

$$V_{OUT+} = V_R - V_L = V_2 - V_1 \quad (61)$$

$$V_{OUT-} = V_L - V_R = V_1 - V_2 \quad (62)$$

lo que da como resultado un voltaje de modo diferencial de salida de baja frecuencia  $V_{DIF}$ :

$$\begin{aligned} V_{DIF} &= V_{OUT+} - V_{OUT-} = \\ &= 2V_2 - 2V_1 \end{aligned} \quad (63)$$

Sustituyendo la ecuación 63 en la ecuación 40, obtenemos el  $CMR_E$  de la antena de bucle de la banda de Moebius:

$$\begin{aligned} CMR_E &= 20 \log \left| \frac{V_{DIF}}{V_{AVG}} \right| = \\ &= 20 \log \left| 4 \frac{V_2 - V_1}{V_2 + V_1} \right| = \\ &= 20 \log |4\Delta| \end{aligned} \quad (64)$$

La comparación de la Ec. 64 con la Ec. 40 muestra que la antena de bucle de banda de Moebius tiene el doble de ruido de salida de baja frecuencia que la antena de bucle blindada. Además, las Ec. 57 y 60 muestran que la antena de bucle de banda de Moebius tiene el doble de voltaje de señal de salida que la antena de bucle blindada. Por lo tanto, la antena de bucle de banda de Moebius tiene la misma relación señal-ruido (S/N) que la antena de bucle blindada, por lo que no aumenta la temperatura de ruido de la antena y el rango dinámico del sistema receptor permanece inalterado.

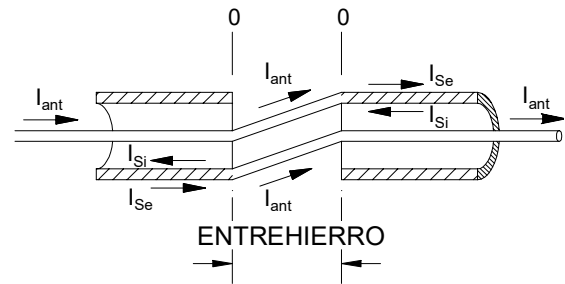


Figura 25 – Corrientes de entrehierro de modo impar en antena de bucle con banda de Moebius

Ahora examinamos la corriente de salida de la antena de lazo de banda de Moebius, utilizando la ilustración de la corriente de separación de la Fig. 25. Dado que existe una conexión física entre el blindaje y el lazo, la corriente de señal en los extremos de separación ya no es necesariamente cero. En cambio, podemos ver que:

$$I_{Se} = I_{ANT} - I_{Si} \quad (65)$$

En virtud del acoplamiento TEM entre el conductor interno y la superficie interna del blindaje, sabemos que:

$$I_{Si} = -I_{ANT} \quad (66)$$

Por lo tanto, concluimos que:

$$I_{Se} = 2I_{ANT} \quad (67)$$

Normalizando la ecuación 67, podemos ver fácilmente que la corriente de salida de la antena de bucle de banda de Moebius es la mitad de la corriente de protección, que nuevamente es similar a la de un bucle protegido que tiene dos vueltas pero sin la complejidad

Dado que una antena de bucle de banda de Moebius y una antena de bucle blindada del mismo diámetro tendrán una corriente de blindaje similar, si no idéntica, podríamos concluir que, en virtud de las ecuaciones 60 y 67, la impedancia terminal de la antena de bucle de banda de Moebius será aproximadamente cuatro veces mayor que la de una antena de

bucle blindada. Sin embargo, ninguna de estas ecuaciones tiene en cuenta la longitud eléctrica de la antena de bucle de banda de Moebius y, como veremos más adelante, la primera frecuencia de resonancia de la antena de bucle de banda de Moebius es aproximadamente la mitad de la de una antena de bucle blindada del mismo diámetro.

Aun así, cuadruplicar la impedancia terminal a frecuencias suficientemente inferiores a la primera resonancia nos permite realizar una modificación significativa en el conjunto del sintonizador remoto de bucle blindado descrito anteriormente en la Fig. 15. Como se muestra en la Fig. 26, un sintonizador remoto comparable para la antena de bucle de banda de Moebius no requiere el transformador de impedancia 4:1 T1 del sintonizador remoto de bucle blindado. Este componente es un elemento crítico del sintonizador remoto de la antena de bucle blindado, como se mostrará en breve, y su eliminación supone un ahorro en el coste del material y una mejora adicional del rendimiento.

La duplicación del voltaje de la señal de salida, junto con el mismo rendimiento de señal/ruido, hace que una antena de bucle de banda de Moebius sea comparable a añadir un amplificador de bajo ruido (LNA) con una ganancia de 6 dB y un factor de ruido de 0 dB (inalcanzable) a una antena de bucle blindada de una sola espira del mismo diámetro, lo cual es fácilmente alcanzable sin la carga ni el coste de material adicional. Al mismo tiempo, se puede utilizar una antena de bucle de banda de Moebius con un diámetro equivalente al 70,7 % del de una antena de bucle blindada y mantener la misma potencia de señal suministrada a la carga.

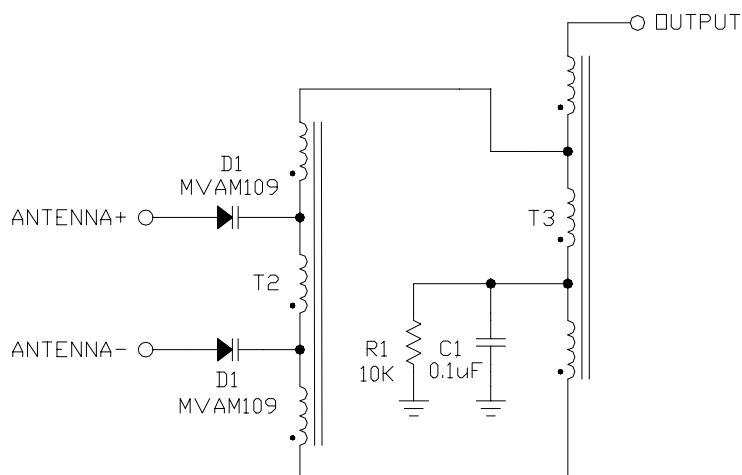


Figura 26 – Esquema de sintonización remota para bucle de banda de Moebius

Estos factores hacen que la antena de bucle de banda de Möbius sea una opción muy adecuada cuando el rendimiento general, el tamaño físico y la facilidad de construcción son objetivos de diseño deseables.

### Transformadores de banda ancha de baja impedancia

La impedancia de las antenas de bucle, tanto blindadas como no blindadas, se caracteriza por tener una resistencia muy baja en serie con una inductancia. Por lo tanto, para no degradar la eficiencia de la antena, los transformadores en las secciones de sintonización de bucle y de separación deben diseñarse de tal manera que no generen pérdidas adicionales (41, 42, 43).

En el diseño de transformadores de banda ancha, hay varios detalles que deben considerarse (44, 45, 46). Para empezar, el material de ferrita o hierro en polvo del núcleo debe ser adecuado para el rango de frecuencia de operación. La elección del material incorrecto puede provocar un acoplamiento insuficiente a bajas frecuencias o pérdidas excesivas en el núcleo a altas frecuencias. Para un transformador de banda ancha que se utiliza con bajas impedancias, cualquiera de estas dos situaciones puede resultar fatal. En general, para frecuencias de alta frecuencia, las opciones pueden ser ferritas de cobalto-níquel-zinc, como la mezcla Ferronics K, o un material de hierro en polvo

carbonílico de alta permeabilidad, como la mezcla Micrometals 8. Para bajas frecuencias de alta frecuencia (HF), las ferritas de níquel-zinc, como la mezcla Ferronics J o la mezcla Fair-Rite 61, son buenas opciones, mientras que para frecuencias inferiores a HF, los materiales de ferrita de manganeso-zinc, como la mezcla Fair-Rite 77, ofrecen un buen rendimiento. Cabe destacar que los materiales de hierro en polvo presentan mayores pérdidas que las ferritas (47), pero son preferibles para transformadores de banda ancha a altas frecuencias de HF y superiores.

La forma del núcleo también es un factor importante. Los transformadores de banda ancha bobinados sobre núcleos toroidales presentan la mayor inductancia de fuga, lo que reduce la frecuencia máxima utilizable del transformador y el extremo superior del rango de sintonización de la antena. Los núcleos balun (o binoculares) suelen ser la forma más adecuada a efectos prácticos. Para bajas frecuencias, los núcleos de potenciómetro ofrecen un rendimiento aún mejor, ya que la inductancia de fuga es mínima y proporcionan inductores y transformadores con una Q mucho mayor. No todos los materiales están disponibles para todas las formas, lo que reduce aún más la cantidad de opciones disponibles. Todos los materiales mencionados anteriormente están disponibles en forma de núcleos balun, mientras que otros materiales se ofrecen en forma de toroides y núcleos de olla.

Luego está el problema del cable. Para un buen equilibrio y acoplamiento, todos los cables deben estar trenzados. Esto implica que cada hebra tenga la misma longitud. Además, el número de cables debe elegirse para que el acoplamiento entre cables sea uniforme (48). La figura 27 ilustra la razón de esta última afirmación. En el primer caso, solo hay dos cables, y obviamente la capacitancia entre cables, y por lo tanto el acoplamiento, es uniforme. En el segundo caso, hay tres cables, y las capacitancias entre los tres cables son iguales, lo que hace que el acoplamiento sea uniforme entre todos. En el tercer caso, con cuatro cables, las capacitancias no son iguales. Para los cables inmediatamente adyacentes, la capacitancia entre cables es de valor  $C$ , pero para los cables diagonalmente opuestos, la capacitancia se reduce a  $0,707 C$ , lo que significa que el acoplamiento no será igual entre los cuatro cables.

En general, los cables trenzados proporcionan un mejor coeficiente de acoplamiento para cables de pequeño calibre, como los utilizados aquí, y son muy convenientes al construir transformadores de banda ancha para aplicaciones de baja señal (44, 45, 48, 49). Se podrían utilizar cables paralelos en la construcción de transformadores de baja señal; sin embargo, la diferencia de rendimiento entre ambos métodos es mínima (49). Los cables paralelos son una opción mucho mejor para aplicaciones donde las relaciones de bobinado no son múltiplos enteros convenientes o donde se requiere un cable de mayor calibre en aplicaciones de mayor potencia (49).

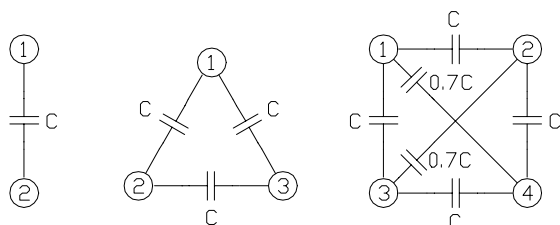


Fig. 27 - Cable trenzado  
Capacitancias entre cables



Fig. 28 - Detalles de construcción del transformador T1

El transformador T1 presenta graves problemas debido a su ubicación en el punto de menor impedancia del bucle blindado y de los conjuntos de sintonización remota dual de las figuras 15 y 21, respectivamente. Incluso pérdidas mínimas en este componente tienen un impacto significativo en la figura de ruido (NF) del sistema receptor, por lo que la elección del material del núcleo y la técnica de construcción requieren un análisis minucioso. Se observó previamente que el uso de núcleos de ferrita para este componente generaba pérdidas significativas, independientemente de la forma del núcleo, por lo que se requirió una considerable experimentación de ensayo y error para lograr un diseño adecuado y fácilmente reproducible. La configuración final, que se muestra en la figura 28, consta de dos devanados de doce espiras cada uno de cable bifilar de calibre 30 AWG sobre un núcleo de hierro en polvo Micrometals T44-6. También se puede utilizar un núcleo T44-2 para frecuencias de alta frecuencia (HF), así como otros, según el rango de frecuencia de interés.

Los transformadores T2 y T3 son menos exigentes y, para frecuencias de alta frecuencia, ambos pueden construirse con cuatro vueltas de cable trifilar de calibre 30 AWG a través de los orificios de un núcleo binocular Fair-Rite 2843002402. La figura 29 ilustra cómo se agrupan los cables para las distintas conexiones.

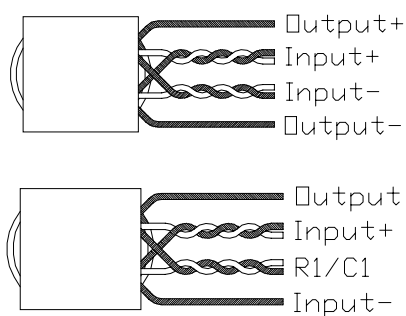


Fig. 29 - Detalles de construcción de los transformadores T2 (arriba) y T3 (abajo)

El transformador T5, utilizado en el sintonizador dual remoto de la Fig. 21, también está construido sobre un núcleo binocular Fair-Rite 2843002402, esta vez enrollando cuatro vueltas de cable bifilar de calibre 30 AWG a través de cada orificio y a lo largo del exterior, como se muestra en la Fig. 30, que también ilustra cómo se agrupan los cables para las distintas conexiones.

La construcción del transformador T4, utilizado en la sección de ajuste de la separación de blindaje de la Fig. 19, es un poco más exigente, ya que su naturaleza general impide el uso de cables trenzados, a la vez que presenta las mismas preocupaciones de baja impedancia que el transformador T1, mencionado anteriormente. En este transformador, los dos devanados simétricos de relación unitaria están bobinados estrechamente como un par paralelo en una porción de un núcleo de hierro en polvo Micrometals T44-6, el mismo que el utilizado para el transformador T1. El devanado de relación N se añade posteriormente como un devanado monofilar en el espacio restante del núcleo, manteniendo así todos los devanados como una sola capa para minimizar la inductancia de fuga excesiva y garantizar

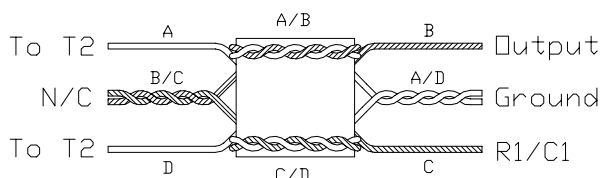


Fig. 30 - Detalles de construcción para transformadores T5

buen acoplamiento.

### Antena de bucle blindado Construcción mecánica

La construcción mecánica de una antena de bucle blindada resistente a la intemperie es mucho más exigente que la de una antena de bucle sin blindaje, debido a la separación. En una antena de bucle sin blindaje, el elemento de la antena es una sola pieza metálica continua que solo requiere un simple soporte vertical. En una antena de bucle blindada, la separación en el blindaje debilita la integridad mecánica. Además, la posición de la separación debe estar cuidadosamente centrada y se deben prever medios para la posible inclusión de la función de doble sintonización mencionada anteriormente.

Utilizando un método sugerido por Roberto Craighero (21), el conocido conector UHF SO-239 se utiliza para conectar un par de elementos de antena blindados a un conjunto de base metálica y un conjunto de tope de mástil de PVC. Los conjuntos de base y mástil utilizan accesorios para conductos eléctricos comunes, lo que minimiza el costo y facilita la reproducción del diseño.

El diseño mecánico descrito aquí se divide en tres partes distintas: el tope de mástil, la base del mástil y los elementos de antena blindados.

### Detalles de construcción de la base del mástil

La base del mástil se basa en un conector para conducto eléctrico de aluminio fundido de 3/4" con boquillas roscadas en cada extremo, conocido como cuerpo de conducto C. Estos conectores suelen incluir juntas de sellado impermeables para la cubierta y son ideales para proyectos de antenas exteriores como este. La cubierta extraíble facilita el acceso a los circuitos de adaptación, lo cual es una ventaja si se desea experimentar con diferentes tipos de circuitos de adaptación y, quizás, con un amplificador.



Fig. 32 - Conjunto de base del mástil

Como se muestra en la Fig. 32, se añaden un par de conectores SO-239 a los lados del conector del conducto para la posterior conexión de los elementos aéreos blindados. Se añade internamente una pequeña placa de aluminio angular para montar un conector BNC al que se conectará la línea de alimentación. El conector BNC se monta en una placa de circuito impreso, lo que simplifica el montaje del pequeño conjunto de sintonización remota de la placa.

#### Detalles de construcción del tope del mástil

La construcción del cabezal del mástil es similar a la de la base, pero esta vez se utiliza un conector eléctrico de PVC de 1/2" con una boquilla en un extremo y otra en la parte posterior, a menudo denominado conector LB. Estos conectores de PVC también incluyen juntas de sellado resistentes a la intemperie, al igual que los conectores metálicos utilizados para la base del mástil.

Como se muestra en la Fig. 33, se añaden un par de conectores SO-239 a los lados del conector para la conexión posterior de los elementos aéreos blindados. Un trozo corto de cable de cobre sólido #10 se conecta entre las clavijas del conductor central del conector. Con esta construcción, la capacitancia de separación  $C_{GAP}$  se mide en 2,0 pF, mientras que la inductancia de separación  $L_{GAP}$  y la resistencia  $R_{GAP}$

son demasiado pequeños para medirlos con precisión y, en cambio, se calculan en 0,00 uH y 0,00 ohmios, respectivamente.

Se pueden añadir terminales de soldadura a dos de los tornillos de montaje para fijar una pequeña placa de circuito impreso para el conjunto de ajuste de separación, si se va a utilizar una. Además, se cementa una tapa de plomería de PVC de 1/2" a la boquilla no utilizada en la parte trasera del cuerpo, utilizando un trozo corto de tubo de PVC de 1/2" como brida.

Se pueden añadir terminales de soldadura a dos de los tornillos de montaje para fijar una pequeña placa de circuito impreso para el conjunto de ajuste de separación, si se va a utilizar una. Además, se cementa una tapa de plomería de PVC de 1/2" a la boquilla no utilizada en la parte trasera del cuerpo, utilizando un trozo corto de tubo de PVC de 1/2" como brida.

El cabezal del mástil se fija a la base mediante un tramo adecuado de conducto eléctrico de PVC de 1/2". El extremo superior del conducto se cementa al cuerpo del cabezal, mientras que el extremo inferior se cementa a un adaptador roscado de PVC de 3/4" y a un reductor de PVC de 3/4" a 1/2", que posteriormente se enrosca en la base del mástil cuerpo, al que se debe



Fig. 33 - Antena de bucle blindada  
Conjunto de cabezal de mástil

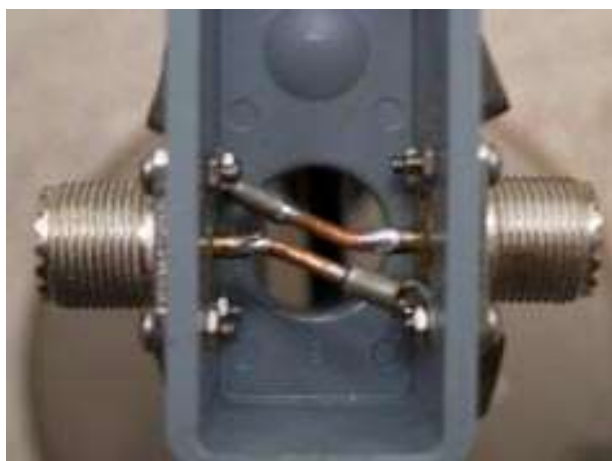


Fig. 34 - Antena de bucle con banda de Moebius. Detalle del conjunto del cabezal del mástil

añadir una pequeña junta tórica de goma para garantizar un buen sellado a prueba de intemperie.

#### Detalles de construcción del elemento blindado de antena

El reductor PL-259, diseñado para usar cables RG-58 y RG-59 de menor diámetro con el conector PL-259, es un elemento muy útil para el diseño de antenas de bucle. En primer lugar, su diámetro interior es ligeramente superior a 1/4", lo que facilita su soldadura por soldadura a tubos de cobre de 1/4". Además, el diámetro exterior del resalte en un extremo permite que encaje perfectamente en tubos de cobre de 1/2", aunque puede requerirse un poco de esfuerzo y se deben perforar pequeños orificios en el extremo para una soldadura más segura. Una vez conectados los reductores a los tubos de cobre, simplemente se atornilla el cuerpo del PL-259 para completar el montaje. La figura 3 muestra el reductor conectado a tubos de cobre de 1/4" y 1/2".

Los protectores de los elementos aéreos están hechos de tubos de cobre flexibles de 1/4" o 1/2", prefiriéndose el tamaño más grande para reducir la resistencia del protector y aumentar el Q del protector.

El conductor interno de la antena se fabrica comúnmente con cable coaxial al que se le ha quitado la cubierta aislante exterior y la malla de blindaje, utilizando cable RG-8 o RG-11 con tubo de 1/2" y cable RG-58 o RG-59 con tubo de 1/4". Esto es conveniente y económico, aunque algunos fabricantes, como Belden, añaden una capa de mylar metalizado debajo del blindaje trenzado, que debe retirarse para evitar que las corrientes superficiales internas del blindaje se dividan entre varias superficies metálicas; de lo contrario, se verá afectado el acoplamiento con el conductor interno.

Una alternativa interesante y útil para el conductor interno es usar un conductor de cobre ligeramente menor que el diámetro interior del blindaje. Este conductor interno tendrá una resistencia mucho menor que uno fabricado con cable coaxial, lo que proporciona una mejora sustancial en la Q del bucle. Además, la impedancia característica será considerablemente menor, un aspecto del diseño de antenas de bucle blindadas al que rara vez se presta atención.

Para un blindaje fabricado con tubo flexible de cobre de 1/2", el conductor interno puede fabricarse con tubo flexible de cobre de 5/16". Se añade un pasador en cada extremo para conectarlo al pasador central del cuerpo del PL-259,



Fig. 35 - Reductores PL-259 conectados a tubos de cobre de 1/4" (izquierda) y 1/2" (derecha)

fabricado con un trozo corto de cable de cobre #10 o #12 que se suelda al interior del tubo. Tras conectar las clavijas, se aplican dos capas de tubo termorretráctil de PVC al tubo, lo que permite que se doble sobre los extremos y evita cortocircuitos en el blindaje y el conductor interior al soldar el reductor PL-259. Si está disponible, se puede añadir una pequeña arandela de fibra de vidrio para reducir aún más el riesgo de cortocircuito en el conductor interior y el blindaje.

Tanto el blindaje como el conjunto del conductor interno se mantienen rectos para facilitar el paso del conductor interno a través del blindaje. Posteriormente, se sueldan los reductores PL-259 con un mínimo calentamiento para no dañar el aislamiento de PVC del tubo interior. El conjunto se dobla alrededor de una forma adecuada de madera contrachapada u otro material adecuado. Posteriormente, se añade un aislante de varilla de nailon al conductor central expuesto, se atornilla el cuerpo del PL-259 y se suelda el pin central al conductor interno, completando así el montaje del elemento aéreo.

### Conjunto de control de sintonización

La tensión de sintonización de la red se envía por el cable coaxial, y la fuente no necesita ser más compleja que una fuente de alimentación variable y una simple conexión en T, como la que se muestra en el esquema de la Fig. 36. En este caso, el transformador T1 está fabricado con 6 espiras de cable bifilar #26 AWG sobre un núcleo de balun Fair-Rite 2843000102 o similar. Como se muestra en la Fig. 37, esta conexión en T encaja perfectamente dentro de una caja de aluminio de 8,25 x 5,4 x 2,9 cm y es muy práctica para otras aplicaciones, como la alimentación de preamplificadores montados en mástil.

En la figura 38 se muestra un controlador de sintonización un poco más complicado pero autónomo. Aquí, el transformador T1 es el mismo que el utilizado en la T de polarización de la figura 16, y el potenciómetro R3 es de

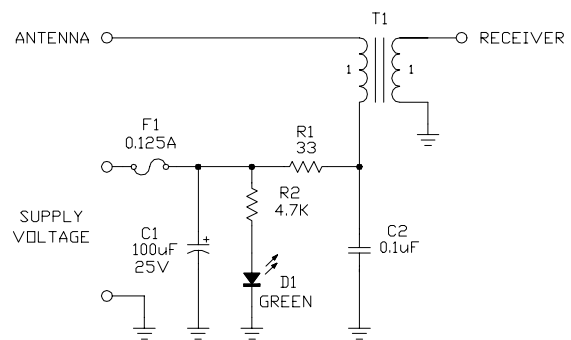


Fig. 36 - Esquema de la conexión en T de polarización (ver texto)

10 vueltas o puede ser una unidad de una sola vuelta con un reductor. Se alimenta mediante un transformador de pared de 24 VCC o cualquier otro medio adecuado, y el controlador puede integrarse en una carcasa de aluminio de 4,25 x 2,25 x 1,5 pulgadas. Si se utiliza un potenciómetro de una sola vuelta para el R3 junto con un reductor de 2 velocidades, se puede añadir una escala de ajuste a la carcasa, lo cual resulta muy práctico.

### Sinopsis

A pesar de que las antenas de bucle blindado se han utilizado ampliamente en las comunicaciones por radio durante casi un siglo, siguen siendo ampliamente malinterpretadas. Los aspectos teóricos presentados aquí deberían disipar la mayoría de los conceptos erróneos. Aún queda mucho por hacer en la forma de



Fig. 37 - Conjunto de alimentación te

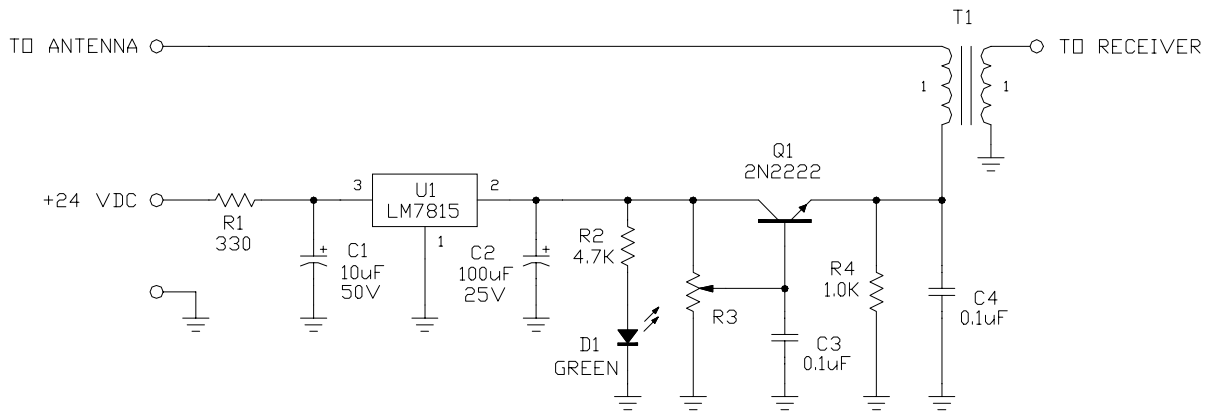


Fig. 38 - Esquema de la unidad de control (ver texto)

construir prototipos y proporcionar datos de impedancia medidos a este cuerpo de trabajo, y se proporcionarán actualizaciones a medida que el trabajo continúe.

## Referencias

1. Barfield, R.H., "Some Experiments on the Screening of Radio Receiving Apparatus," *Journal of the IEE*, Vol. 62, 1924, pp. 249-264.
2. Burgess, R.E., "The Screened Loop Aerial: A Theoretical and Experimental Investigation," *The Wireless Engineer*, October 1939, pp. 492-499.
3. Burrows, M.L., *ELF Communications Antennas*, Peter Peregrinus, 1978.
4. Goldman, S., "A Shielded Loop for Noise Reduction in Broadcast Reception," *Electronics*, October 1938, pp. 20-22.
5. Henk, A.J., "Loop Antennas: Fact, Not Fiction," *Radio Communication*, Sep 1991, pp. 51-53 (part 1) and Oct 1991, pp. 47-50 (part 2).
6. Jasik, H. (ed), *Antenna Engineering Handbook* (1<sup>st</sup> ed.), McGraw-Hill, 1961.
7. Johnson, R.C. and H. Jasik (ed), *Antenna Engineering Handbook* (2<sup>nd</sup> ed.), McGraw-Hill, 1984.
8. King, R.W.P. and C.W. Harrison, *Antennas and Waves: A Modern Approach*, MIT Press, 1969.
9. Kraus, J.D., "Antennas, 2<sup>nd</sup> ed.," McGraw-Hill, 1988.
10. Terman, F.E., "Electronic and Radio Engineering, 4<sup>th</sup> ed.," McGraw-Hill, 1955.
11. Matick, R.E., *Transmission Lines for Digital and Communication Networks*, McGraw-Hill, 1969.
12. Wheeler, H.A., "Formulas for the Skin Effect," *Proceedings of the IRE*, Vol. 30, No. 9, September 1942, pp. 412-424.
13. Carobbi, C.F.M., L. M. Millanta, L. Chiosi, "The High-Frequency Behavior of the Shield in the Magnetic-Field Probes," 2000 IEEE International Symposium on Electro-Magnetic Compatibility, pp. 35-40.
14. Marchand, N., "Complex Transmission Line Network Analysis," *Electrical Communication*, Vol. 22, No. 2, 1944, pp. 124-129.
15. Libby, L.L., "Special Aspects of Balanced Shielded Loops," *Proceedings of the IRE*, Vol. 34, No. 10, October 1946, pp. 641-646.
16. King, R.W.P., *Transmission Line Theory*, McGraw-Hill, 1955.
17. Awadalla, K.H. and A.A. Sharshar, "A Simple Method to Determine the Impedance of a Loop Antenna," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 32, No. 11, Nov 1984, pp. 1248-1251.
18. Collin, R.E. and F.J. Zucker, *Antenna Theory, Part 1*, McGraw-Hill, 1969.
19. Rosa, E.B., "The Self and Mutual Inductances of Linear Conductors", *Bulletin of the Bureau of Standards*, Vol.4, No.2, 1907-1908, pp. 301-344.
20. Wells, C.G. and J.A.R. Ball, "Capacitance of a Coaxial Resonator Using Simplified Mode Matching," *IEE Proceedings on Microwaves, Antennas, and Propagation*, Vol. 151, No. 5, October 2004, pp. 399-403.
21. Pickard, G.W., "The Polarization of Radio Waves," *Proceedings of the IRE*, Vol. 14, No. 2, April 1926, pp. 205-212.
22. Turtle, J.P., E.C. Field, C.R. Warber, and P.R. McGill, "Low-Frequency Transverse Electric Atmospheric Noise: Measurements and Theory," *Radio Science*, Vol. 24, No. 3, May-June 1989, pp. 325-339.
23. Bremmer, H., *Terrestrial Radio Waves*, Elsevier, 1949.

24. Barlow, H.M. and J. Brown, *Radio Surface Waves*, Oxford, 1962.
25. Field, E.C. and C.R. Warber, "Lightning Generation of Low-Frequency TE Atmospheric Noise," *Effects of Electromagnetic Noise and Interference on Performance of Military Radio Communication Systems*, AGARD Conference Proceedings No. 420, Lisbon, Portugal, October 1988, pp. 3/1-13.
26. Watt, A.D. and E.L. Maxwell, "Characteristics of Atmospheric Noise from 1 to 100kc," *Proceedings of the IRE*, Vol. 45, No. 6, June 1957, pp. 787-794.
27. Skomal, E.N., "The Dimensions of Radio Noise," *1969 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium*, Asbury Park, NJ, June 1969, pp. 18-28.
28. Skomal, E.N., *Man-Made Radio Noise*, Van Nostrand, 1978.
29. Pakala, W.E., E.H. Taylor, and R.T. Harrold, "Radio Noise Measurements on High Voltage Lines," *1968 IEEE Electromagnetic Compatibility Symposium Record*, Seattle, WA, July 1968, pp. 96-107.
30. Scott, W.W., J. W. Adams, W. D. Bensema, and H. Dobroski, "Electromagnetic Noise in Lucky Friday Mine," National Bureau of Standards, Report NBSIR 74-391, October 1974.
31. Zenneck, J., "Über die Fortpflanzung ebener elektromagnetischer Wellen langs einer ebenen Leiterflacher und ihre Beziehung zur drahtlosen Telegraphie," *Annalen der Physik, Series 4, Vol. 23, September 1907*, pp. 846-866.
32. Sommerfeld, A., "Fortpflanzung electrodynamischer Wellen an einem zylindrischen Leiter," *Annalen der Physik und Chemie*, Series 3, Vol. 67, December 1899, pp. 233-290.
33. Trask, C., *Sources and Characteristics of Low Frequency Radio Noise*, (online publication) 2008.
34. Carobbi, C.F.M. and L.M. Millanta, "Analysis of the Common-Mode Rejection in the Measurement and Generation of Magnetic Fields Using Loop Probes," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 53, No. 2, April 2004, pp. 514-523.
35. ----, *IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves, 30 Hz to 30 GHz*, IEEE Standard 291-1991, IEEE, 1991.
36. Thourel, L., *The Antenna*, Wiley, 1960.
37. Baum, C.E., *Characteristics of the Moibus Strip Loop*, Sensor and Simulation Note VII, Air Force Weapons Laboratory, 3 December 1964.
38. Duncan, P.H., *Analysis of the Moebius Loop Magnetic Field Sensor*, Sensor and Simulation Note 183, McDonnell Douglas Corporation, September 1973.
39. Duncan, P.H., "Analysis of the Moebius Loop Magnetic Field Sensor," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 16, No. 2, May 1974.
40. Baum, C.E., *The Multiple Moebius Strip Loop*, Sensor and Simulation Note XXV, Air Force Weapons Laboratory, 20 August 1966.
41. Bachman, W.S., "Loop-Antenna Coupling-Transformer Design," *Proceedings of the IRE*, Vol. 34, No. 12, December 1946, pp. 865-867.
42. Kobilsky, M.J., "A Note on Coupling Transformers for Loop Antennas," *Proceedings of the IRE*, Vol. 35, No. 9, September 1947, pp. 969-973.
43. Trask, C., "Active Loop Aerials for HF Reception Part 1: Practical Loop Aerial Design," *QEX*, July/August 2003, pp. 35-42.
44. Trask, C., "Wideband Transformers: An Intuitive Approach to Models, Characterization and Design," *Applied Microwave & Wireless*, November 2001, pp. 30-41.
45. Trask, C., "Designing Wide-Band Transformers for HF and VHF Power Amplifiers," *QEX*, March/April 2005, pp. 3-15.

46. Trask, C., *Wideband Transformer Models: Measurement and Calculation of Reactive Elements*, (online publication) 2008.
47. Trask, C., *Powdered Iron Magnetic Materials*, *Workshop on Passive Components for RF Applications*, 2002 IEEE International Microwave Symposium, Seattle, Washington, June 2002 (invited)
48. Pandian, G.S., *Broadband RF Transformers and Components Constructed with Twisted Multiwire Transmission-Lines*, Thesis, Indian Institute of Technology, Delhi, India, December 1983.
49. Sevick, J., *Transmission Line Transformers*, 4th ed., Noble Publishing, 2001.