

LOOP ACTIVO PARA MF - HF
0,45 MHz a 10 MHz
(REVISION 2019)



1.- INTRODUCCION.

1.1.- Generalidades

Para la recepción de señales de frecuencias bajas y medias (0,3 a 3 MHz) donde la propagación es fundamentalmente por onda terrestre con polarización vertical se requiere de antenas que se adapten a estas condiciones.

Por las grandes longitudes de onda involucradas (1000 m a 100 m) las antenas tradicionales tipo monopolo con plano de tierra no siempre son posibles de implementar cuando el espacio disponible para su instalación es limitado o peor aún cuando la instalación debe realizarse en áreas pobladas.

La alternativa para hacer posible la recepción en este rango de frecuencias consiste en el uso de antenas tipo Loop, con diámetros muy reducidos comparados con las longitudes de onda involucradas, asistidos de dispositivos activos convenientemente optimizados como para posibilitar la obtención de sensibilidades adecuadas a los niveles de señal a ser detectados en el área de instalación de la estación receptora.

Para cumplir con estos requisitos se ha desarrollado una antena receptora tipo Loop Blindado de banda ancha capaz de operar con sensibilidad adecuada para la mayoría de las aplicaciones y sitios posibles de instalación a partir de una frecuencia mínima de 0,3 a 0,5 MHz dependiendo de su diámetro.

La implementación particular que se describe en este documento corresponde a un Loop blindado de 1,5 m de diámetro que produce una frecuencia mínima útil de alrededor de 0,45 MHz pero que puede ser modificada según las necesidades alterando sus dimensiones y/o características del adaptador de impedancias activo en base a las ecuaciones básicas de diseño que se presentan en la Sección 2.

Dada la gran densidad de emisoras de radiodifusión de AM en la banda de 530 kHz a 1750 kHz se requiere que todas las antenas que incorporan elementos activos sean diseñadas considerando la presencia de altos niveles de campos eléctricos / magnéticos provenientes de estos emisores.

De no ser así se pueden generar sobrecargas y/o múltiples productos de intermodulación que terminan degradando o imposibilitando la recepción de las otras frecuencias dentro del rango de operación de la antena.

Con el objeto de reducir al máximo los problemas mencionados se ha implementado un adaptador de impedancias activo de gran linealidad mediante el uso de una configuración balanceada usando transistores bipolares con realimentación negativa inductiva.

Gracias a la optimización entre las características propias del Loop y la forma de acoplamiento con el dispositivo activo, el rango de frecuencias útil de operación se extiende en HF hasta los 10 MHz.

La fotografía de la portada muestra la antena en su lugar de operación a 4,50 metros de altura respecto al nivel del terreno.

La Sección 3 contiene los detalles de la implementación práctica y la Sección 4 incluye las características medidas.

En la Sección 5 se calcula la sensibilidad real típica obtenible, con la implementación presentada, en función del nivel de ruido existente en el área de instalación.

Los diagramas de radiación en elevación y azimut, obtenidos mediante simulación electromagnética, correspondientes a la antena operando sobre terreno real en el rango de frecuencias de interés se incluyen en la Sección 6.

En la Sección 7 se presenta el listado de los textos / documentos que contienen la información de base utilizada para elaborar los diferentes aspectos del presente trabajo.

Como complemento se han incorporado los Anexos A1 y A2 con la deducción de las ecuaciones básicas que relacionan los distintos parámetros necesarios para caracterizar las antenas y para la interpretación de las informaciones estadísticas disponibles para predecir los niveles de perturbaciones externas que degradan la sensibilidad de los sistemas receptores en las bandas de MF y HF.

1.2.- Especificaciones

Rango de frecuencias:	0,45 MHz a 10 MHz
Diámetro:	1,50 metros
Tensión de alimentación:	+ 15 V
Corriente de alimentación:	55 mA
Impedancia de salida:	50 Ω
Potencia máxima de salida para operación lineal:	+ 18 dBm
Campo eléctrico máximo para operación lineal:	6,7 V/m (valor pico)
Campo magnético máximo no destructivo:	35 mA/m (valor pico)
Factor de antena:	10,5 dB (1/m) \pm 2,5 dB (Ver tabla de calibración en sección 4.1)
Sensibilidad ideal para S/N = 10 dB y B = 2,7 kHz:	5 μ V/m. Valor típico. (Ver tabla de resultados en sección 4.4)
Rechazo de frecuencias fuera del rango de operación:	10 dB mínimo a partir de 80 MHz

2.- ANALISIS TEORICO BASICO.

2.1.- Características básicas de un Loop

Se presenta un análisis básico aplicable al caso particular de un conductor cuya longitud es mucho menor que la longitud de onda de operación y que encierra una superficie (S) perpendicular a la dirección de un campo magnético variable de intensidad (H) y frecuencia (f). En estas condiciones se genera en sus extremos un potencial (Ua) determinado por la ecuación:

$$U_a = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot S \cdot H \quad [\text{V}] \quad (1)$$

Donde:

- f : Frecuencia [Hz]
- μ_0 : Permeabilidad del vacío [$4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ H/m]
- S: Area de la espira [m^2]
- H: Intensidad del campo [A/m]

Por otro lado la impedancia vista desde los extremos del conductor del loop se compone de la reactancia producida por la inductancia (La) propia del lazo en serie con una resistencia (Ra):

$$Z_a = R_a + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a = R_r + R_c + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a \quad [\Omega] \quad (2)$$

Donde:

- Ra: (Rr + Rc) Resistencia total a la frecuencia de operación [Ω]
- Rr: Resistencia de radiación [Ω]
- Rc: Resistencia del conductor [Ω]
- La: Inductancia del lazo [H]
- f : Frecuencia [Hz]

La **figura 1** corresponde al circuito equivalente general de un loop al que se le conecta en sus terminales una impedancia Ze que representa la carga impuesta por el dispositivo receptor que utilizará la energía recogida por el loop.

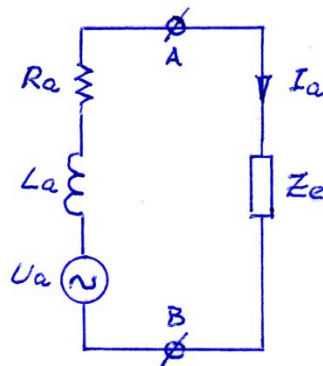


Figura 1.- Circuito equivalente del loop

El esquema presentado es aplicable a una operación de banda ancha donde no hay ningún componente adicional que cancele la reactancia generada por la inductancia del loop (L_a).

Con esta condición las dos alternativas extremas útiles para la impedancia de carga (Z_e) son:

$$a) |Z_e| \gg |R_a + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a|$$

$$b) |Z_e| \ll |R_a + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a|$$

El primer caso implica que el loop operará a “circuito abierto” y en consecuencia el potencial en los terminales de la carga será de una magnitud (U_a) como se calcula con la ecuación (1). Como también se deduce de la ecuación el potencial de salida resulta proporcional a la frecuencia de operación.

En el segundo caso se dice que el loop opera en “corto circuito” y por lo tanto sobre la carga (Z_e) se desarrollará una corriente (I_a) dada por la ecuación:

$$|I_a| = |U_a| / |Z_e + R_a + j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a| \quad [A] \quad (3)$$

Dentro del rango de frecuencias de interés la resistencia total del loop (R_a) es siempre mucho menor que la componente inductiva (X_{L_a}), y si por condiciones de diseño se hace que también Z_e lo sea, se puede escribir la ecuación aproximada:

$$|I_a| \approx U_a / 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L_a = \mu_0 \cdot S \cdot H / L_a \quad [A] \quad (4)$$

De la ecuación (4) se deduce que el loop operando en “corto circuito” produce una corriente sobre la impedancia de carga (Z_e) cuya magnitud es independiente de la frecuencia (f) y solo depende de la intensidad del campo (H) de la radiación electromagnética incidente.

Este es el principio de operación elegido para el loop activo cuya implementación se describe en el presente documento.

Un análisis generalizado aplicable a un lazo constituido por un conductor blindado y sin restricciones en cuanto a sus dimensiones respecto a la longitud de onda se presenta en el documento de Ref. [6].

2.2.- Características básicas del adaptador de impedancias activo

Para vincular el loop con el sistema receptor es necesario intercalar entre ambos un dispositivo activo que denominamos “adaptador de impedancias activo” que cumpla las tres funciones básicas siguientes:

- a) Presentar una impedancia de carga balanceada (Z_e) que cumpla la condición de ser, a los fines prácticos, un “corto circuito” comparado con la reactancia propia del lazo (X_{L_a}).

- b) Aceptar como carga desbalanceada una resistencia (R_0) de 50Ω correspondiente al valor normalizado utilizado en los sistemas de comunicaciones.
- c) Poseer un resistencia de salida (R_g) de 50Ω para que cualquier dispositivo conectado a su salida (receptor, atenuador, filtro, etc) resulte excitado también por la impedancia normalizada de 50Ω .

En la **figura 2** se presenta el esquema conceptual del adaptador de impedancias activo constituido básicamente por dos transistores bipolares operando con base a masa en una configuración balanceada.

La vinculación con el loop se realiza mediante un transformador de corriente (T1). El par de transistores en configuración balanceada se vincula con la carga desbalanceada por intermedio del transformador de tensión (T2).

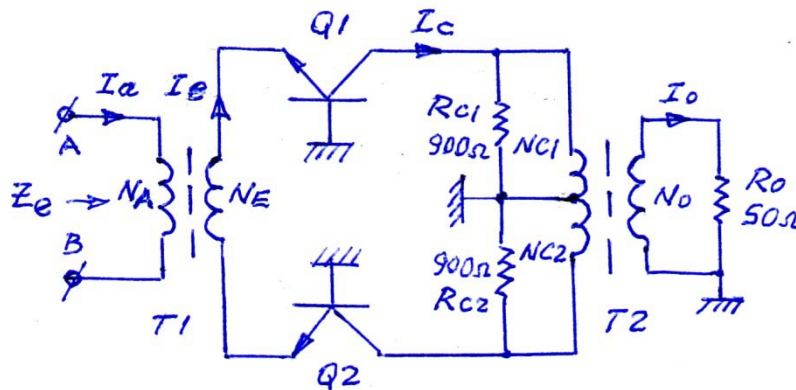


Figura 2.- Diagrama conceptual del adaptador de impedancias.

2.3.- Cálculo simplificado de la transferencia del adaptador de impedancias

Para el análisis se usarán las relaciones de transformación de los transformadores T1 y T2 correspondientes a la implementación real. Estas son:

$$\text{Transformador de corriente T1 : } N_A / N_E = 4$$

$$\begin{aligned} \text{Transformador de tensión T2 : } & N_{C1} = N_{C2} = N_C \\ & 2 \cdot N_C / N_0 = 6 \end{aligned}$$

La corriente de emisor (I_e) resulta: $I_e = N_A \cdot I_a / N_E = 4 \cdot I_a$ (5)

Por el lado del transformador de salida T2 los resistores R_{C1} y R_{C2} de 900Ω cada uno que cargan los arrollamientos primarios producen la impedancia de salida requerida de 50Ω :

$$R_o = (900 + 900) / (2 \cdot N_C / N_0)^2 = 1800 / 6^2 = 50$$

El resultado es válido, en la práctica, considerando que la resistencia de salida de los transistores, en el rango de frecuencias de operación, resulta muy superior a la magnitud de los resistores de carga utilizados para asegurar la impedancia de salida del adaptador.

En sentido inverso, cuando el secundario de T2 se encuentra cargado con 50 Ω , transfiere una resistencia total de 1800 Ω con lo que la corriente de colector (I_c) se divide en partes iguales entre la serie ($R_{C1} + R_{C2}$) y el primario del transformador ($2 \cdot N_C$). La corriente de salida (I_o) resulta:

$$I_o = I_c \cdot (N_{C1} + N_{C2}) / 2 \cdot N_0 = I_c \cdot 6 / 2 = I_c \cdot 3 \quad (6)$$

En un transistor bipolar la relación entre la corriente de colector (I_c) y la de emisor (I_e) queda definida por el parámetro α y cuya magnitud es próxima a la unidad.

Adoptando un valor aproximado de $\alpha = 0,95$ y a partir de las ecuaciones (5) y (6) se obtiene:

$$I_o = 3 \cdot I_c = 3 \cdot 0,95 \cdot I_e = 3 \cdot 0,95 \cdot 4 \cdot I_a = 11,4 \cdot I_a \quad [A] \quad (7)$$

El potencial de salida sobre R_o será.

$$U_o = I_o \cdot 50 = 50 \cdot 11,4 \cdot I_a = 570 \cdot I_a \quad [V]$$

Finalmente la relación de transferencia entre el potencial de salida (U_o) y la corriente (I_a) en el loop es:

$$U_o / I_a = 570 \quad [V/A] \quad (8)$$

2.4.- Frecuencia de corte inferior

La ecuación (3) permite determinar la "frecuencia de corte inferior" (f_c), frecuencia a la cual la corriente (I_a) se reduce en 3 dB respecto a la que se obtiene cuando la corriente es definida exclusivamente por la inductancia del circuito. Esto ocurre cuando en el denominador de la ecuación la parte real se iguala a la parte imaginaria:

$$\begin{aligned} R_e + R_a &= 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot (L_a + L_e) \\ f_c &= R_e + R_a / 2 \cdot \pi \cdot (L_a + L_e) \end{aligned} \quad (9)$$

Donde:

$$\begin{aligned} L_a &= 5,9 \text{ uH} && \text{(Ver sección 3.2)} \\ L_e &\approx 1,0 \text{ uH} && \text{(Ver sección 3.3)} \\ R_e + R_a &\approx 21 \text{ } \Omega && \text{(Ver sección 3.3)} \end{aligned}$$

Con estos valores:

$$f_c = 21 / 2 \cdot \pi \cdot (5,9 + 1) \cdot 10^{-6} = 484 \text{ kHz}$$

2.5.- Factor de antena

El Factor de Antena (F_a) se define como la relación entre la magnitud del campo eléctrico de la onda electromagnética recibida (E) y el potencial (U_o) disponible sobre la carga (R_o) a la cual se conecta el loop con el adaptador de impedancias activo:

$$F_a = E / U_o = H \cdot \xi_o / U_o \quad [1/m] \quad (10)$$

Donde:

E = Componente eléctrica de la radiación electromagnética. [V/m]

H = Componente magnética de la radiación electromagnética. [A/m]

ξ_o = Impedancia intrínseca del vacío = 376,7 [Ω]

U_o = Potencial de salida del loop con adaptador de impedancias activo. [V]

Introduciendo en la ecuación (10) las expresiones (8) y (4) se obtiene:

$$F_a = H \cdot \xi_o / 570 \cdot I_a = \xi_o \cdot L_a / 570 \cdot \mu_o \cdot S \quad [1/m]$$

Expresando el área S en función del diámetro del loop resulta:

$$F_a = 4 \cdot \xi_o \cdot L_a / \pi \cdot 570 \cdot \mu_o \cdot D^2 = 381,7 \cdot 10^6 \cdot L_a / 570 \cdot D^2 \quad [1/m] \quad (11)$$

Para el caso particular donde $D = 1,5$ m y $L_a = 5,9$ uH se obtiene la magnitud de un factor de antena aproximado como consecuencia de las simplificaciones usadas en las secciones 2.2 y 2.3 anteriores para obtener las ecuaciones (8) y (9) empleadas al deducir la ecuación final (11):

$$F_a = 381,7 \cdot 5,9 / 570 \cdot 1,5^2 = 1,76 \quad [1/m]$$

Si se incluye como parte de la inductancia total la magnitud de la inductancia equivalente (L_e) aportada por el adaptador de impedancias activo (ver sección 3.3) se obtiene un valor más realista del factor de antena:

$$F_a @ 1 \text{ MHz} = 381,7 \cdot (5,9 + 1) / 570 \cdot 1,5^2 = 2,054 \quad [1/m]$$

A la frecuencia de corte inferior (484 kHz según se determinó en la sección 2,4) la corriente (I_a) en el lazo se reduce al 0,707 de su valor por lo que el factor de antena se incrementará en un factor de 1,41 a dicha frecuencia:

$$F_a @ f_c = 2,054 \cdot 1,41 = 2,89 \quad [1/m]$$

Como se presenta en la sección 4 el factor de antena real no resulta estrictamente constante con la frecuencia como consecuencia de las variaciones tanto de la impedancia propia del loop como de la impedancia de entrada del adaptador de impedancias activo.

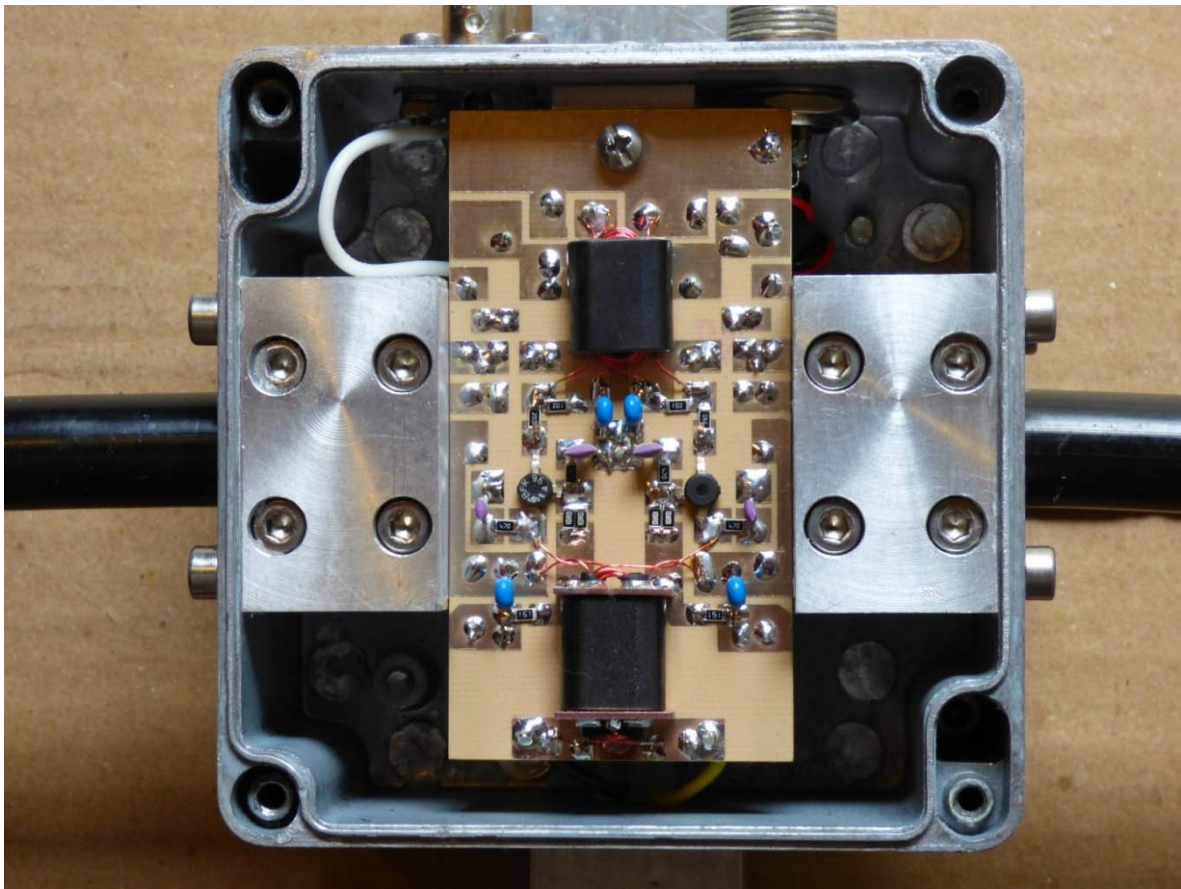
3.- IMPLEMENTACION PRACTICA.

3.1.- Loop blindado.

En la implementación real el lazo es de forma circular de 1,5 m de diámetro y está constituido por un conductor coaxial de 75 Ω de vaina de aluminio de 12,7 mm de diámetro externo.

La vaina se encuentra interrumpida en el punto superior del círculo pero permaneciendo continuo el conductor central.

En el punto inferior la vaina del coaxial se cierra por las paredes de una caja de aluminio que a su vez contiene el adaptador de impedancias activo que se conecta a los extremos del conductor central del coaxial. Ver **fotografía 1**.



Fotografía 1.- Caja de aluminio que contiene el adaptador de impedancias activo

3.2.- Simulación electromagnética del Loop Blindado.

En la sección 2.1 se presentó un análisis simplificado que imponía la condición de que el loop estuviera formado por un simple conductor y que sus dimensiones fueran mucho menores que la longitud de onda de trabajo.

Para analizar el funcionamiento real del loop blindado que se ha implementado se recurre a la simulación electromagnética mediante un programa de cálculo basado en el núcleo NEC que permite obtener la impedancia vista desde los terminales centrales de la línea coaxial, donde se conecta el adaptador de impedancias activo, a cualquier frecuencia independiente de cuál es la dimensión física del loop respecto a la longitud de onda. Ver Ref. [6].

Los parámetros que caracterizan la estructura del loop son:

Forma:	Circular de 1,5 m de diámetro
Altura sobre el terreno:	5 m
Posición:	Vertical
Material del loop:	Conductor coaxial de Aluminio Diámetro externo: 12,7 mm
Impedancia:	75 Ω Factor de velocidad: 0,93
Cubierta dieléctrica:	Diámetro exterior: 16 mm Permitividad relativa: 2,2

3.2.1.- Archivo para la simulación electromagnética mediante núcleo NEC (LoopBlindado.nec)

```

CM Loop Receptor 1,50 metros de diámetro
CM Material: Coaxial TV 75 ohms  Diametro exterior 12,7 mm
CM Posicion: Vertical
CM Altura sobre tierra: H = 5 metros
CM Tierra real: Er=10, Sigma = 0.020 S/m
CM Frecuencia: 0,5 a 5.5 MHz
CM Lazo
GA 1 74 750 0 360 6.35
CM Terminacion línea 150 ohms
GW 2 1 -10 0 -1000 10 0 -1000 1
CM Altura sobre el terreno
GM 0 0 0 0 0 0 0 5000
GS 0 0 0.001000
CM Caracteristicas del plano de tierra
GE -1 0 0
GN 2 0 0 0 20 .020 HF
CM Línea vinculación con excitacion ( Línea Z0=2x75 ohms fv=0,93 )
TL 1 56 2 1 150 2.533333 1e-6 1e-6 1e-6 1e-6 ! User Defined VF = 0.93
CM Cubierta aislante
IS 0 1 1 74 2.2 1e-12 0.008
CM Excitacion
EX 0 2 1 0 1 0
CM Frecuencias y diagramas
FR 0 51 0 0 .5 .1
RP 0 181 1 1000 -90.00 90.00 1.00000 1.00000
FR 0 51 0 0 10 1
RP 0 1 361 1000 70.00 90.00 1.00000 1.00000
EN

```

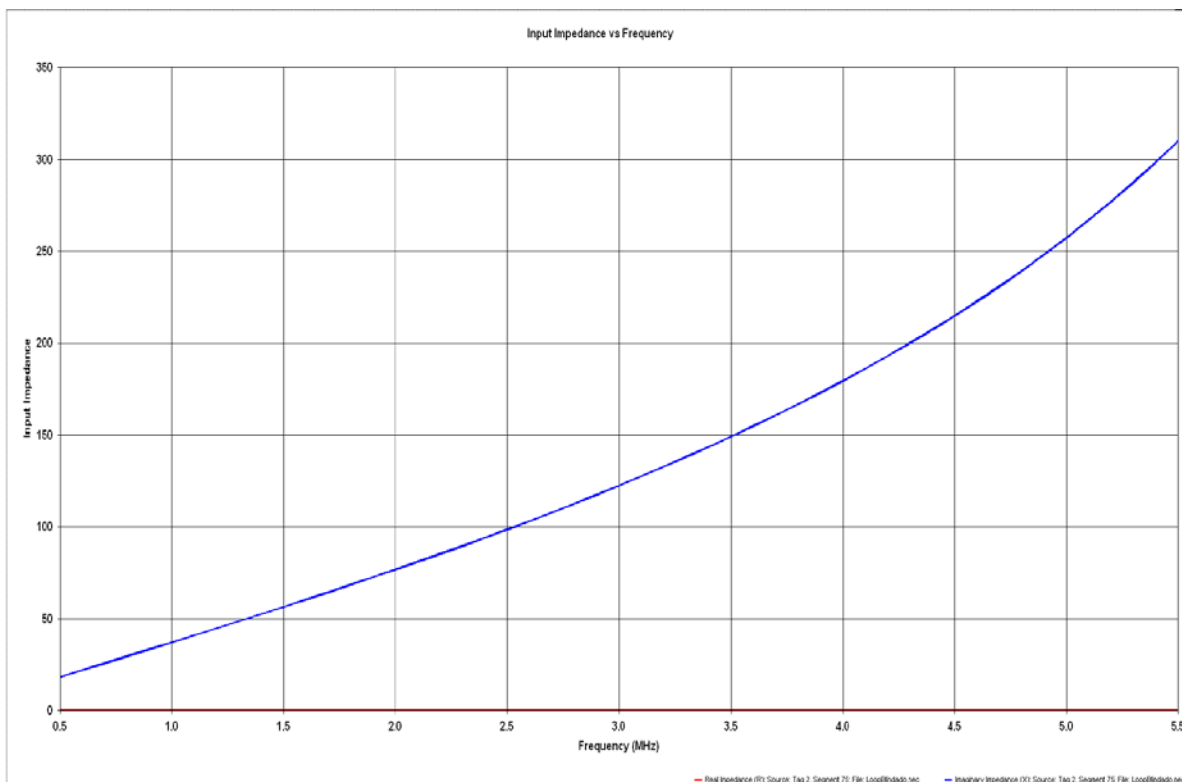


Grafico 1.- Impedancia de entrada balanceada en función de la frecuencia
(Trazo rojo: Resistencia Trazo azul: Reactancia)

El **grafico 1** presenta la variación de la impedancia de entrada vista desde los terminales centrales de la línea coaxial con la cual está construido el loop y permite obtener los valores de la resistencia y reactancia a cada frecuencia. A continuación se resumen algunos valores correspondientes al rango de frecuencias de interés:

f [MHz]	R_a [Ω]	X_{La} [Ω]	L_{ae} [uH]
0,5	0,030	18,4	5,86
1,0	0,044	37,1	5,90
2,0	0,073	76,9	6,12
3,0	0,105	122,5	6,50
4,0	0,167	179,3	7,13
5,0	0,293	256,9	8,18

Como se había anticipado en la Sección 2.1 la resistencia total (R_a) formada por la resistencia de radiación (R_r) y la resistencia del conductor (R_c) resultan despreciables frente a la componente reactiva (X_{La}).

Con la magnitud de la reactancia se ha calculado una inductancia equivalente (L_{ae}) a cada frecuencia. Esta resulta de magnitud creciente a partir de 1 MHz como consecuencia de la transformación de impedancia producida por las líneas coaxiales y por el hecho que a medida que crece la frecuencia las dimensiones físicas del loop comienzan a ser comparables con la longitud de onda de operación.

3.3.- Adaptador de impedancias activo.

En la **figura 3** se presenta el diagrama circuital correspondiente a la sección de RF y polarización básica del adaptador de impedancias activo implementado utilizado para su simulación de manera de obtener los parámetros fundamentales que lo caracterizan en función de la frecuencia.

La diferencia entre el circuito conceptual básico descrito en la secciones 2.2 y 2.3 y la implementación real consiste en que el transformador de entrada T1 posee dos arrollamientos adicionales destinados a introducir realimentación negativa a las bases de los transistores con el objeto de mejorar la linealidad con grandes excursiones de señal.

Esto también reduce la impedancia de entrada intrínseca vista desde los emisores de los transistores.

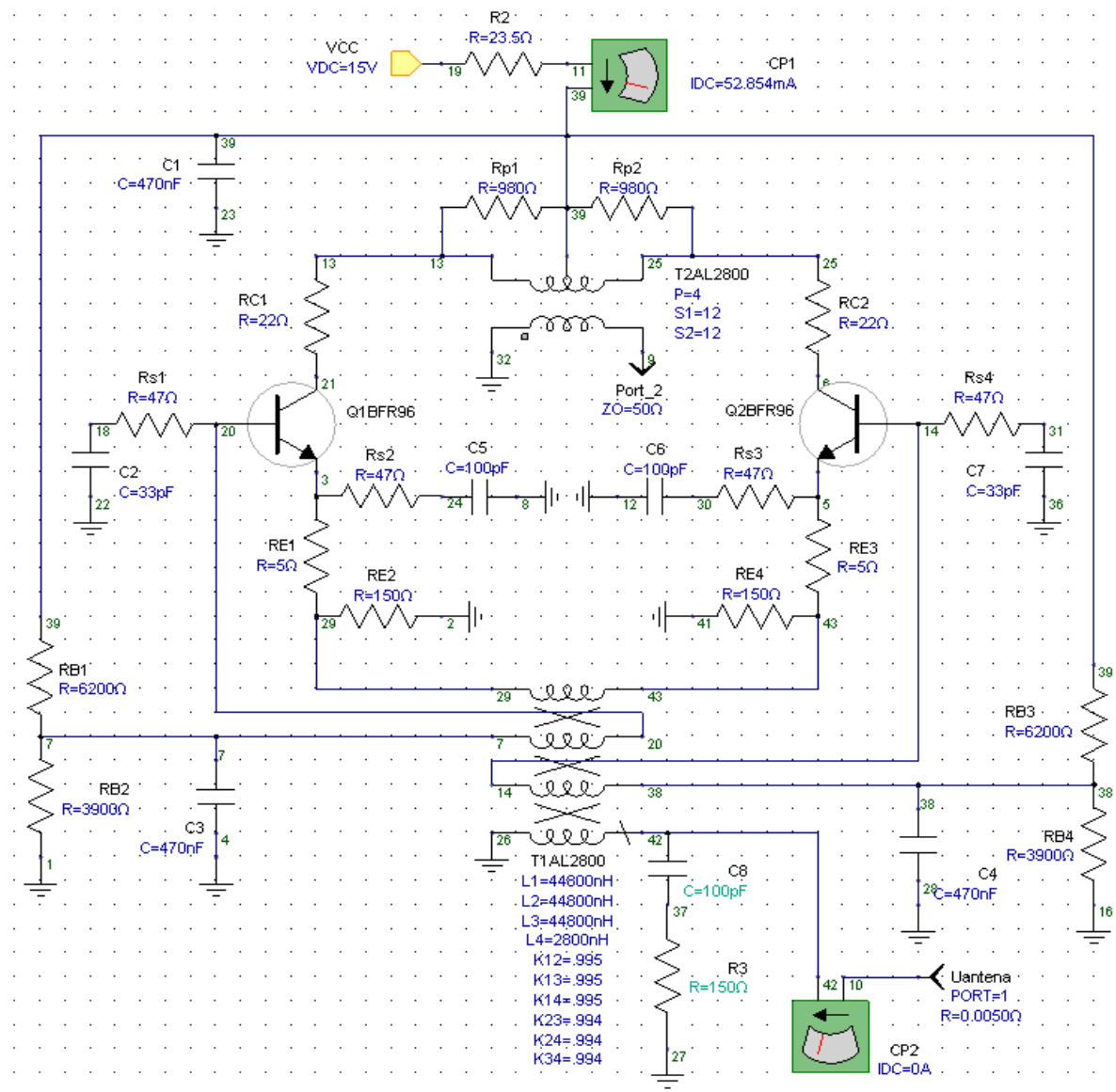


Figura 3.- Diagrama circuital de la sección de RF y polarización básica.

De los resultados de las simulaciones se obtienen las magnitudes, en función de la frecuencia, de la transferencia entrada / salida, la impedancia de entrada (Z_e) y impedancia de salida (Z_o). Los **gráficos 2, 3 y 4** corresponden a cada uno de estos parámetros en el rango de 0,1 MHz a 10,1 MHz.

De ellos se extraen algunos valores puntuales que permiten cuantificar la operación del loop con el adaptador de impedancia incorporado en función de la frecuencia de trabajo:

Frecuencia [MHz]	Transferencia (U_o/I_a) [V/A]	Z entrada Z_e [Ω]	Z salida Z_o [Ω]
0,5	549	$20,5 + j 3,2$	$47,7 - j 0,1$
1,1	556	$20,8 + j 1,8$	$47,9 - j 0,3$
2,1	556	$20,7 + j 1,6$	$48,5 - j 0,8$
3,6	553	$20,3 + j 2,0$	$50,2 - j 1,8$
5,1	549	$19,7 + j 2,7$	$52,7 - j 3,9$
10,0	549	$17,2 + j 6,6$	$58,9 - j 24,1$

El valor de la transferencia (570 V/A) obtenido del análisis simplificado presentado en la sección 2.2 resulta con un error máximo del orden del 4% respecto a los obtenidos de la simulación del circuito real. Su magnitud es prácticamente constante con la frecuencia.

La impedancia de entrada (Z_e) presenta una parte real (20,5 a 17,2 Ω) suficientemente contante en todo el rango de frecuencias y una componente reactiva inductiva creciente con la frecuencia que puede representarse como una inductancia equivalente (L_e) de aproximadamente 100 nH.

La impedancia de salida (Z_o) presenta una relación de ondas estacionarias (ROE) máxima de 1,35 a 1 en 10 MHz.

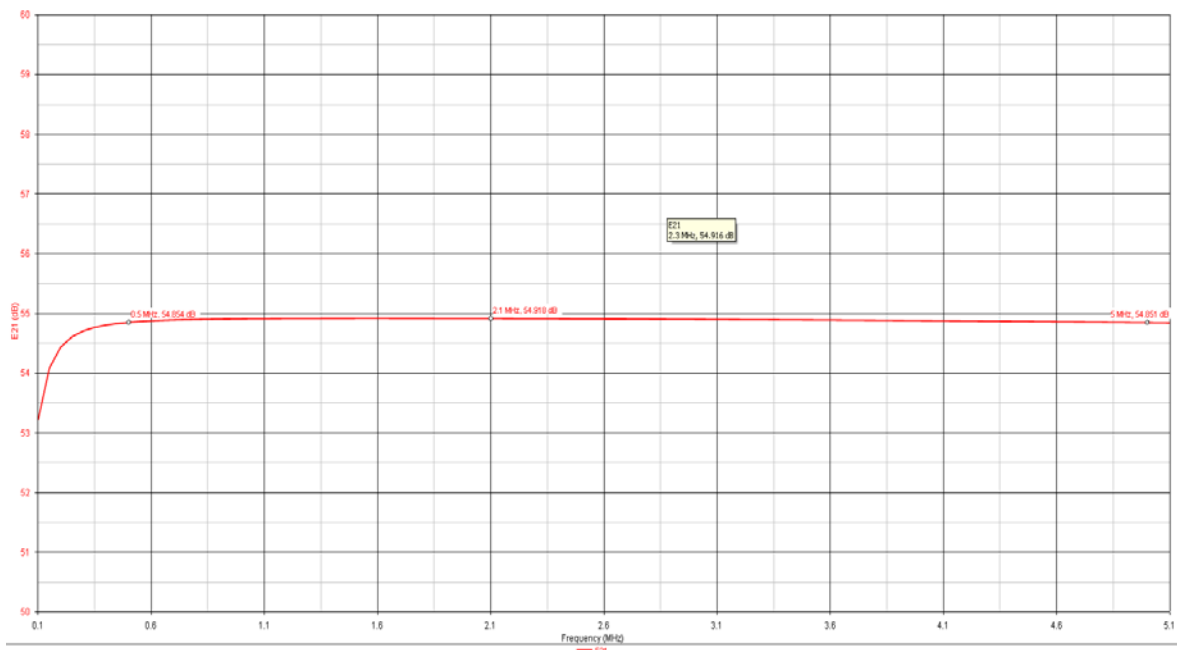


Gráfico 2.- Variación de la transferencia con la frecuencia.

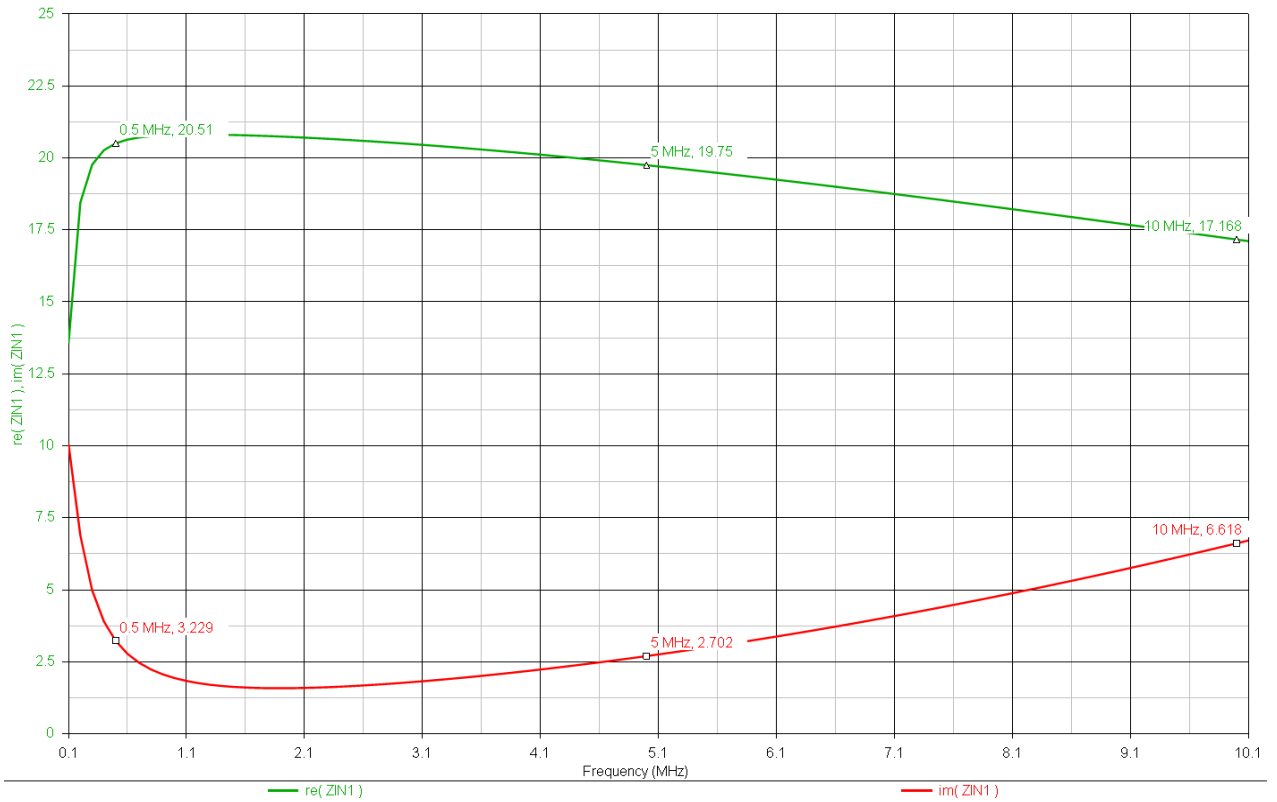


Gráfico 3.- Variación de la impedancia de entrada (Z_e) con la frecuencia.

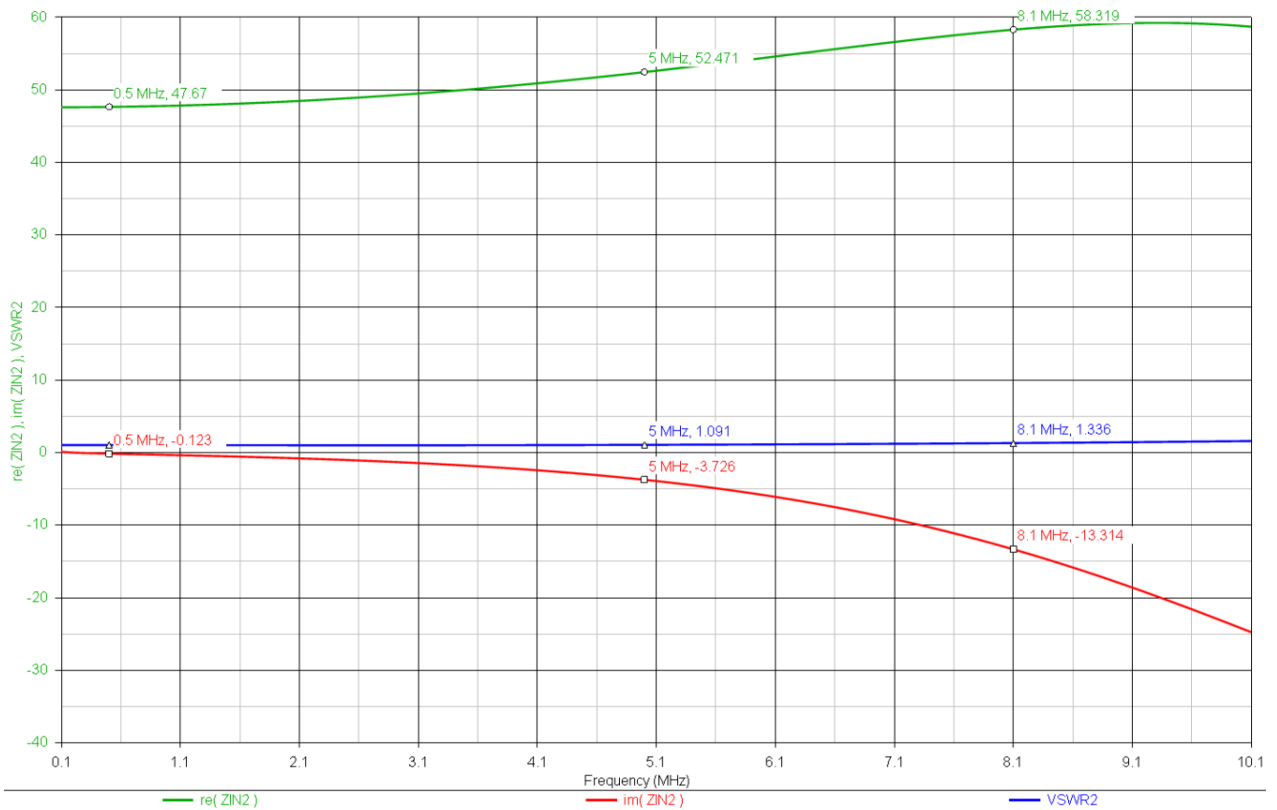


Gráfico 4.- Variación de la impedancia de salida (Z_o) con la frecuencia.

3.4.- Circuito final con polarización activa.

El circuito del adaptador de impedancias finalmente implementado es el indicado en la **figura 4**. Este incluye un par de transistores adicionales (Q3 y Q4) como parte de un sistema de polarización activa que mantiene a los transistores de RF (Q1 y Q2) con corrientes de polarización estables e iguales entre sí independientemente de las variaciones de temperatura.

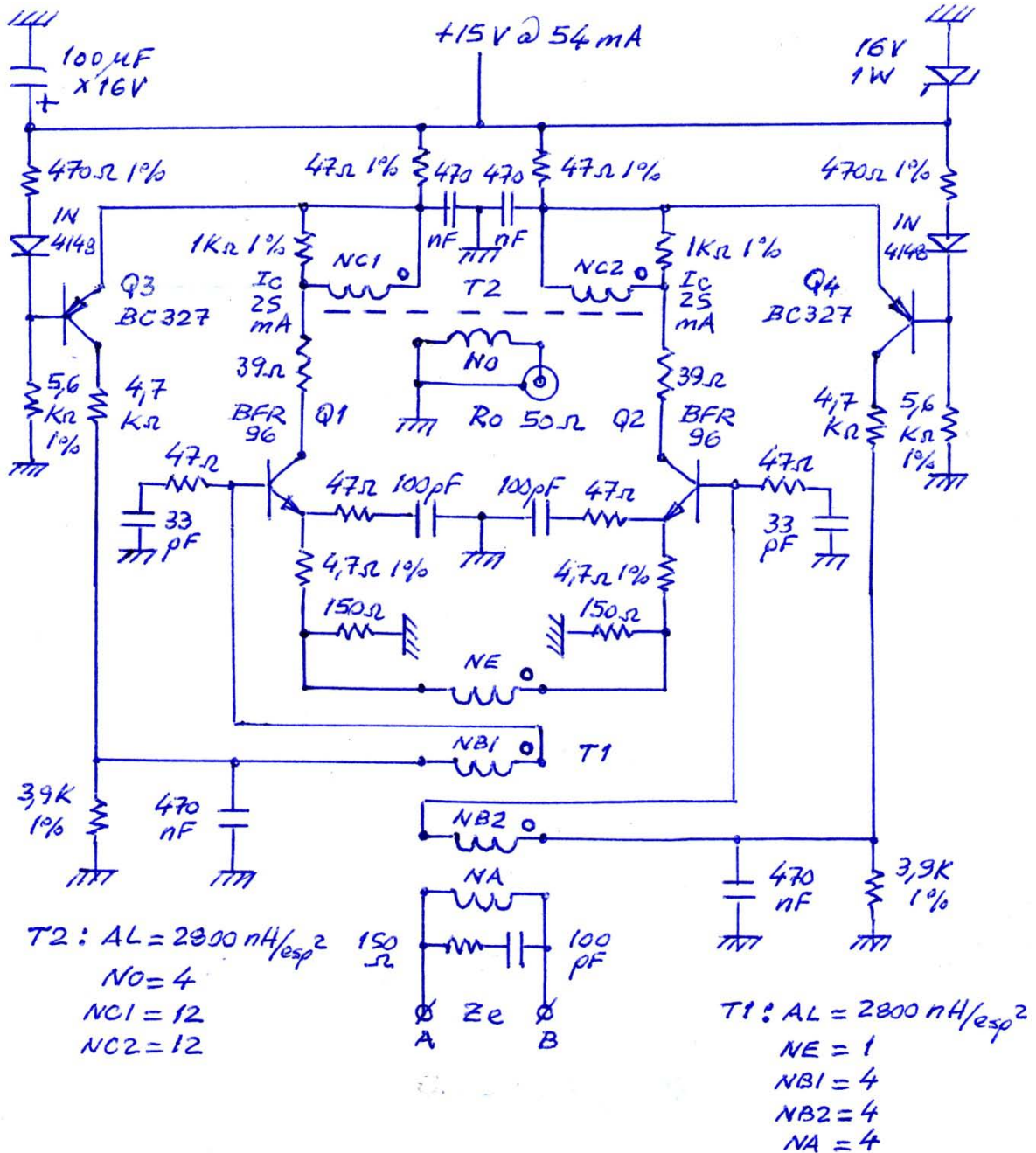
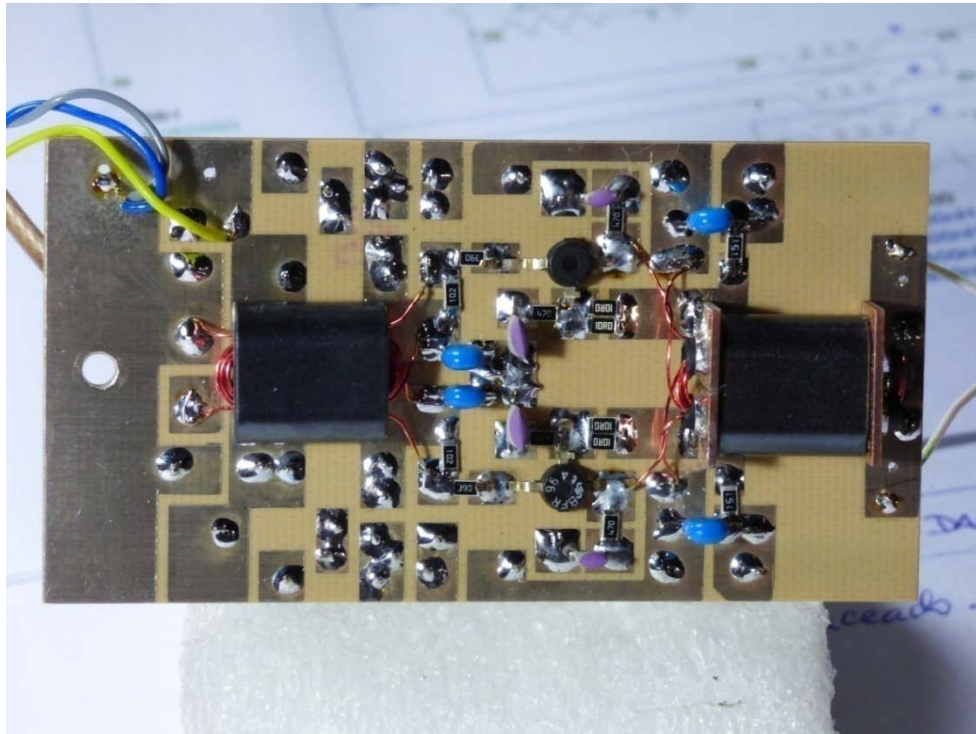
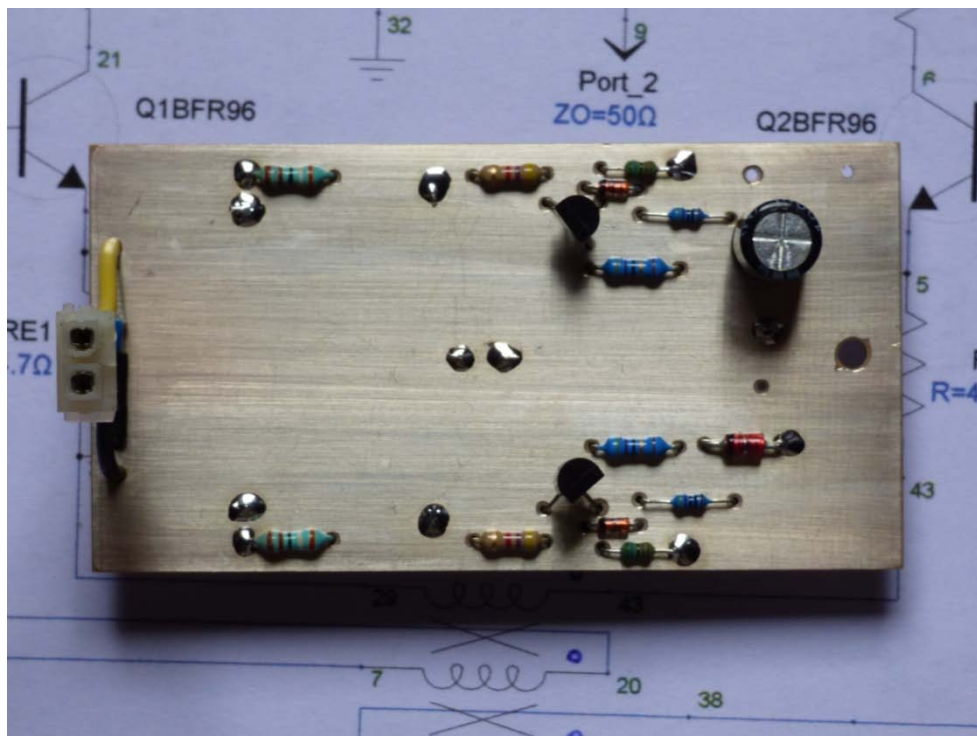


Figura 4.- Circuito del adaptador de impedancias con polarización activa

Los componentes se han montado en un circuito impreso doble faz donde una de las caras contiene los componentes correspondientes al circuito de RF y la otra cara a los componentes que forman parte de la polarización activa.



Fotografía 1.- Vista superior del circuito impreso



Fotografía 2.- Vista inferior del circuito impreso

4.- CARACTERISTICAS MEDIDAS.

4.1.- Factor de Antena.

Para obtener una caracterización real del loop implementado se determinó experimentalmente el factor de antena (Fa) sometiéndolo a un campo (H) de magnitud conocida producido por un segundo loop calibrado como generador de campo según se describe en las Referencias [4] y [5].

A continuación se reproducen los resultados expresados tanto como valor numérico en [1/m] como en forma relativa expresados en [dB(1/m)]:

$$Fa [dB(1/m)] = 20 \cdot \log Fa [1/m]. \quad (12)$$

<i>Frecuencia [MHz]</i>	<i>Fa [1/m]</i>	<i>Fa [dB(1/m)]</i>
0,400	4,17	12,4
0,450	3,85	11,7
0,490	3,67	11,3
0,500	3,59	11,1
0,800	2,82	9,0
1,000	2,63	8,4
1,500	2,54	8,1
1,700	2,57	8,2
1,800	2,60	8,3
1,900	2,57	8,2
2,000	2,57	8,2
3,000	2,60	8,3
4,000	2,72	8,7
5,000	2,92	9,3
6,000	3,13	9,9
7,000	3,63	11,2
8,000	3,89	11,8
9,000	4,26	12,6
10,000	4,47	13,0

Los valores presentados incluyen las pérdidas introducidas por aproximadamente 35m de cable coaxial tipo RG58 que vincula el loop con el sistema de medición de la potencia de señal producida sobre la carga de 50 Ω .

El incremento del factor de antena en el extremo inferior de frecuencias, respecto a su magnitud en el rango central, confirma que la frecuencia de corte inferior se encuentra cercana a 490 kHz como fuera estimado en el cálculo presentado en la Sección 2.4.

4.2.- Máximo nivel de campo admisible para operación lineal.

El nivel máximo de señal a la salida del adaptador de impedancias activo, cargado con 50Ω , antes que se produzca pérdida de linealidad en la transferencia se determinó mediante la simulación del circuito presentado en la Sección 3.3 y por medición directa del adaptador de impedancias implementado:

$$U_o \text{ máx} = 2,60 \text{ V cresta.}$$

Usando la definición de factor de antena y su magnitud medida como se detalla en la Sección 4.1 se obtiene:

$$E \text{ máx} = F_a \cdot U_o \text{ máx} = 2,57 [1/m] \cdot 2,60 [V] = 6,7 [V/m]$$

4.3.- Nivel de ruido del adaptador de impedancias

La potencia de ruido adicionada, a la propia del receptor empleado, por el adaptador de impedancias activo define junto con el factor de antena el nivel mínimo de campo (E_s) de la señal que puede ser recibida con una dada relación de señal a ruido.

Para realizar esta caracterización se determinó el incremento de la potencia de ruido que ocurre cuando se conecta el adaptador de impedancias a la entrada de un receptor de características conocidas.

Como la medida no puede realizarse con el loop conectado al adaptador dado que se mediría la potencia de ruido propio más el ruido externo captado por él, se lo reemplaza por una inductancia de $5,9 \mu\text{H}$, convenientemente blindada, equivalente a la inductancia propia del loop.

Los valores obtenidos de potencia de ruido distribuidos en el rango de frecuencias de $0,4 \text{ MHz}$ a 10 MHz referidos a un ancho de banda de $2,7 \text{ kHz}$ fueron los siguientes:

Potencia de ruido a la entrada del receptor sobre carga de 50Ω
 $P_{nrx} = - 124,5 \text{ dBm} \pm 0,5 \text{ dB}$ (para todo el rango de frecuencias)

Potencia de ruido a la entrada del receptor con adaptador de impedancias
 $P_{nra} = - 112,7 \text{ dBm} \pm 0,5 \text{ dB}$ (para todo el rango de frecuencias)

4.4. Sensibilidad ideal

En condiciones ideales, sin fuentes de ruido externas, se puede definir la **Sensibilidad ideal** del sistema de recepción (antena más receptor) como aquel nivel de campo eléctrico (E_s) que produce una relación señal a ruido predeterminada a su salida.

Con los datos determinados por las mediciones presentadas en las Secciones 4.1 y 4.3 se calcula la sensibilidad así definida.

Por ejemplo si se deseara recibir una señal con una relación señal a ruido de 10dB con un ancho de banda de 2,7 kHz, el campo producido por la fuente emisora debería producir a la salida del loop activo una potencia (Ps) de magnitud:

$$Ps = Pnra + S/N \quad (13)$$

Donde:

Ps : Potencia de señal [dBm]

Pnra : Potencia de ruido del Loop activo más receptor [dBm]

S/N : Relación entre la potencia de señal y de ruido deseada [dB]

Reemplazando valores:

$$Ps \text{ (dBm)} = - 112,7 \text{ dBm} + 10 \text{ dB} = - 102,7 \text{ dBm.}$$

Expresando el resultado anterior en función del potencial sobre una carga de 50Ω se obtiene:

$$Us = [\{50 / 1000\} \cdot \text{Antilog} \{Ps \text{ (dBm)} / 10\}]^{1/2} = 1,64 \cdot 10^{-6} \text{ [V]}$$

Considerando el factor de antena (Fa) determinado experimentalmente en el rango de frecuencias de 0,4 MHz a 10 MHz (Sección 4.1) se puede convertir el potencial (Us) de señal, calculado anteriormente, al correspondiente nivel de campo (Es) requerido para que la onda electromagnética pueda ser detectada con una relación señal a ruido de 10 dB usando la relación (10) definida en la Sección 2.5:

$$Es = Fa \cdot Us = Fa \cdot 1,64 \cdot 10^{-6} \text{ [V/m]}$$

Frecuencia [MHz]	Fa [1/m]	Es [uV/m]
0,400	4,17	6,84
0,450	3,85	6,31
0,490	3,67	6,02
0,500	3,59	5,89
0,800	2,82	4,62
1,000	2,63	4,31
1,500	2,54	4,16
1,700	2,57	4,21
1,800	2,60	4,26
1,900	2,57	4,21
2,000	2,57	4,21
3,000	2,60	4,26
4,000	2,72	4,46
5,000	2,92	4,79
6,000	3,13	5,13
7,000	3,63	5,95
8,000	3,89	6,38
9,000	4,26	7,00
10,000	4,47	7,33

5.- SENSIBILIDAD REAL DEL SISTEMA RECEPTOR EN FUNCION DEL RUIDO EXTERNO.

Para evaluar la sensibilidad resultante de un sistema receptor típico que incorpora el Loop activo implementado como antena receptora se utilizan los resultados del factor de antena calculado en la Sección 4.1, las potencias de ruido medidas presentadas en las Secciones 4.3 y 4.4 y los valores estadísticos de potencia de ruido externo esperables en un área de instalación definida como Rural según el Grafico 1 de la recomendación ITU-R P.372-10 de referencia [2]. Ver Anexo A2. Con fines comparativos se analizan cinco frecuencias representativas del rango de operación, 0,5 MHz, 1MHz, 2 MHz, 5 MHz y 7 MHz.

Del Grafico 1, Anexo A2, se obtienen los valores de F_{am} para cada una de las frecuencias de interés y mediante la relación A2.6 se calculan los niveles de campo eléctrico de ruido E_{ne} correspondientes a cada una de las frecuencias con los siguientes datos:

f [MHz]	F_a [1/m]	P_{nra} [dBm]	B [Hz]	F_{am} [dB]
0,5	3,59	- 112,7	2700	76
1,0	2,63	- 112,7	2700	67
2,0	2,57	- 112,7	2700	58
5,0	2,92	- 112,7	2700	47
7,0	3,63	- 112,7	2700	43

Usando la relación A2.6 se obtiene:

$$20 \log(E_{ne}) = F_{am} + 20 \log(f) + 10 \log(B) - 95,8 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})] \quad (14)$$

$$E_{ne} @ 0,5 \text{ MHz} = 76 - 6,0 + 34,3 - 95,8 = + 8,5 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})]$$

$$E_{ne} @ 1,0 \text{ MHz} = 67 + 0,0 + 34,3 - 95,8 = + 5,5 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})]$$

$$E_{ne} @ 2,0 \text{ MHz} = 58 + 6,0 + 34,3 - 95,8 = + 2,5 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})]$$

$$E_{ne} @ 5,0 \text{ MHz} = 47 + 14,0 + 34,3 - 95,8 = - 0,5 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})]$$

$$E_{ne} @ 7,0 \text{ MHz} = 43 + 16,9 + 34,3 - 95,8 = - 1,6 \quad [\text{dB}(\mu\text{V/m})]$$

Convirtiendo las magnitudes anteriores a valores expresados en $[\mu\text{V/m}]$:

$$E_{ne} @ 0,5 \text{ MHz} = 2,66 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$E_{ne} @ 1,0 \text{ MHz} = 1,88 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$E_{ne} @ 2,0 \text{ MHz} = 1,33 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$E_{ne} @ 5,0 \text{ MHz} = 0,94 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$E_{ne} @ 7,0 \text{ MHz} = 0,83 \quad [\mu\text{V/m}]$$

Convirtiendo estos valores de campo de ruido externo (E_{ne}) a potencial (U_{ne}) en la entrada del receptor, mediante el factor de antena (F_a) del loop activo se obtiene:

$$U_{ne} = E_{ne} / F_a \quad (15)$$

$$\begin{aligned}
U_{ne} @ 0,5 \text{ MHz} &= 2,66 [\mu\text{V/m}] / 3,59 [1/\text{m}] = 0,741 [\mu\text{V}] \\
U_{ne} @ 1,0 \text{ MHz} &= 1,88 [\mu\text{V/m}] / 2,63 [1/\text{m}] = 0,715 [\mu\text{V}] \\
U_{ne} @ 2,0 \text{ MHz} &= 1,33 [\mu\text{V/m}] / 2,57 [1/\text{m}] = 0,517 [\mu\text{V}] \\
U_{ne} @ 5,0 \text{ MHz} &= 0,94 [\mu\text{V/m}] / 2,92 [1/\text{m}] = 0,322 [\mu\text{V}] \\
U_{ne} @ 7,0 \text{ MHz} &= 0,83 [\mu\text{V/m}] / 4,47 [1/\text{m}] = 0,186 [\mu\text{V}]
\end{aligned}$$

Convirtiendo la potencia de ruido propio ($P_{nra} = -112,7 \text{ dBm}$) correspondiente al sistema de recepción (loop activo más receptor) a un potencial (U_{nra}) sobre la impedancia de entrada de 50Ω del receptor resulta:

$$U_{nra} = [\{50 / 1000\} \cdot \text{Antilog} \{P_{nra} (\text{dBm}) / 10\}]^{1/2} [\text{V}] \quad (16)$$

$$U_{nra} = 0,518 [\mu\text{V}]$$

Comparando las magnitudes de los potenciales de ruido producidos por las fuentes externas (U_{ne}), resultados de la ecuación (15), con los propios de sistema de recepción (U_{nra}), ecuación (16), se deduce que hasta 2 MHz **el nivel de ruido externo es mayor o igual al del sistema de recepción compuesto por el loop activo y receptor cuando se considera un área de instalación Rural.**

Por el contrario **a frecuencias superiores a 2 MHz (5 y 7 MHz) el ruido propio del sistema de recepción supera al nivel de ruido externo esperable en un área de instalación Rural.**

Cuanto menor sea el nivel de las fuentes de ruido externo mayor será la importancia del ruido propio del loop activo y receptor en la determinación de la capacidad de recepción de señales débiles.

Finalmente es posible definir la **Sensibilidad real** del sistema de recepción cuando se considera el nivel total de ruido compuesto por el aportado por el loop activo y receptor, como se determinó en la Sección 4.4, más el ruido externo correspondiente al área de instalación de todo el sistema receptor.

La potencia de ruido total a la entrada del receptor (P_{nt}) será la suma de la potencia de ruido aportada por las fuentes externas (P_{ne}) y la interna aportada por el loop activo y el receptor (P_{nra}).

La suma de potencias se traduce en un potencial de ruido total (U_{nt}) que puede calcularse como:

$$U_{nt} = (U_{ne}^2 + U_{nra}^2)^{1/2} \quad (17)$$

Con los valores calculados anteriormente con las ecuaciones (15) y (16) se obtiene:

$$\begin{aligned}
U_{nt} @ 0,5 \text{ MHz} &= (0,741^2 + 0,518^2)^{1/2} = 0,882 [\mu\text{V}] \\
U_{nt} @ 1,0 \text{ MHz} &= (0,715^2 + 0,518^2)^{1/2} = 0,883 [\mu\text{V}] \\
U_{nt} @ 2,0 \text{ MHz} &= (0,517^2 + 0,518^2)^{1/2} = 0,732 [\mu\text{V}] \\
U_{nt} @ 5,0 \text{ MHz} &= (0,322^2 + 0,518^2)^{1/2} = 0,610 [\mu\text{V}] \\
U_{nt} @ 7,0 \text{ MHz} &= (0,186^2 + 0,518^2)^{1/2} = 0,550 [\mu\text{V}]
\end{aligned}$$

Multiplicando por el correspondiente factor de antena a cada frecuencia se obtiene el nivel de campo equivalente total de ruido (Ent):

$$\text{Ent} = \text{Unt} \cdot \text{Fa} \quad [\mu\text{V/m}] \quad (18)$$

$$\text{Ent @ 0,5 MHz} = 0,882 \cdot 3,59 = 3,17 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Ent @ 1,0 MHz} = 0,883 \cdot 2,63 = 2,32 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Ent @ 2,0 MHz} = 0,732 \cdot 2,57 = 1,88 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Ent @ 5,0 MHz} = 0,610 \cdot 2,92 = 1,78 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Ent @ 7,0 MHz} = 0,550 \cdot 4,47 = 2,46 \quad [\mu\text{V/m}]$$

Suponiendo, de la misma manera que se analizó en la Sección 4.4, que se desea recibir una señal con una relación señal a ruido de + 10 dB en un ancho de banda de 2,7 kHz con el sistema instalado en un área Rural se multiplicará el nivel de ruido calculado anteriormente por un factor 3,16 para obtener el nivel de campo de señal que produzca la relación señal a ruido deseada:

$$\text{Es (requerido para 10 dB de S/R)} = \text{Ent} \cdot 3,16 \quad (19)$$

$$\text{Es @ 0,5 MHz} = 3,17 \cdot 3,16 = 10,0 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Es @ 1,0 MHz} = 2,32 \cdot 3,16 = 7,33 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Es @ 2,0 MHz} = 1,88 \cdot 3,16 = 5,94 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Es @ 5,0 MHz} = 1,78 \cdot 3,16 = 5,62 \quad [\mu\text{V/m}]$$

$$\text{Es @ 7,0 MHz} = 2,46 \cdot 3,16 = 7,77 \quad [\mu\text{V/m}]$$

Comparando estos resultados obtenidos de la sensibilidad real con los correspondientes de la sensibilidad ideal (Sección 4.4) se concluye que **el ruido externo existente en un área Rural produce una degradación en la sensibilidad de 3,3 dB en 0,5 MHz, 4,6 dB en 1 MHz, 3,0 dB en 2 MHz, 1,4 dB en 5 MHz y 4,2 dB en 7 MHz.**

6.- DIAGRAMAS DE RADIACION.

En toda antena de MF y HF donde la altura de instalación sobre el terreno puede estar en la práctica comprendida entre 0,01 y 1 longitud de onda a la frecuencia de operación, el diagrama de radiación real resultante es dependiente de la relación altura a longitud de onda y de las características eléctricas del terreno. Referencia [1].

Con el objeto de determinar los diagramas de radiación del loop activo, que resultan para una altura de montaje típica de 5 metros sobre el terreno, se realizaron simulaciones mediante un programa de cálculo electromagnético basado en el núcleo NEC2.

Para ello se utilizó el mismo modelo del loop blindado empleado en la Sección 3.2.1.

6.1.- Resultados de las simulaciones

Por la reducida altura de instalación respecto a la longitud de onda de operación los diagramas de radiación resultan prácticamente iguales dentro de todo el rango de operación.

Como se trata de una antena receptora activa los diagramas se encuentran graduados en forma relativa respecto al valor máximo.

El **gráfico 5** corresponde al diagrama en elevación y el **gráfico 6** al de azimut para dos ángulos de elevación diferentes, 10 ° y 30 °.

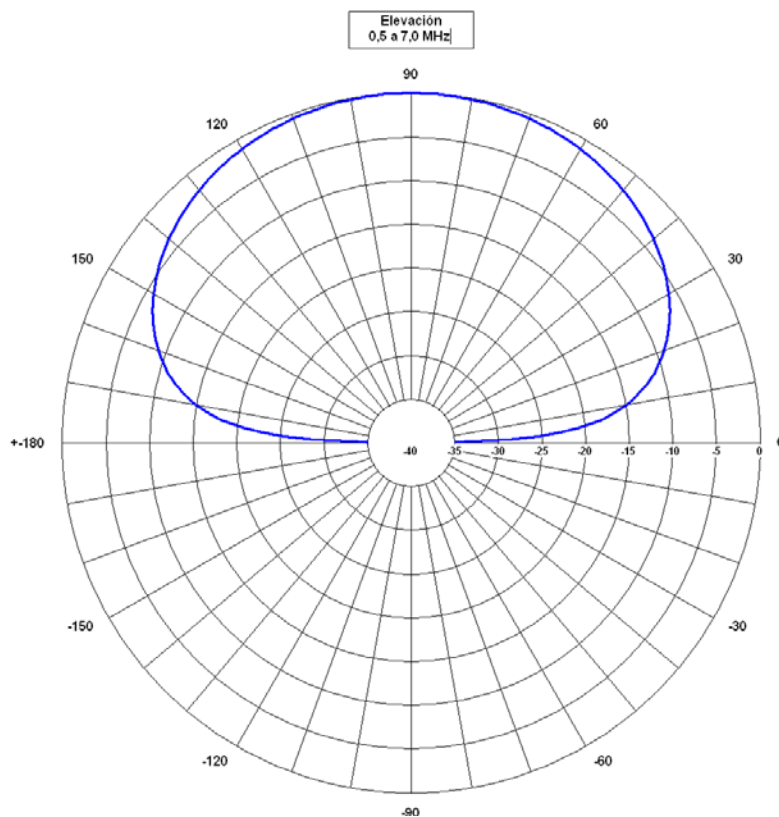


Gráfico 5.- Diagrama en elevación válido en el rango de 0,5 a 7 MHz

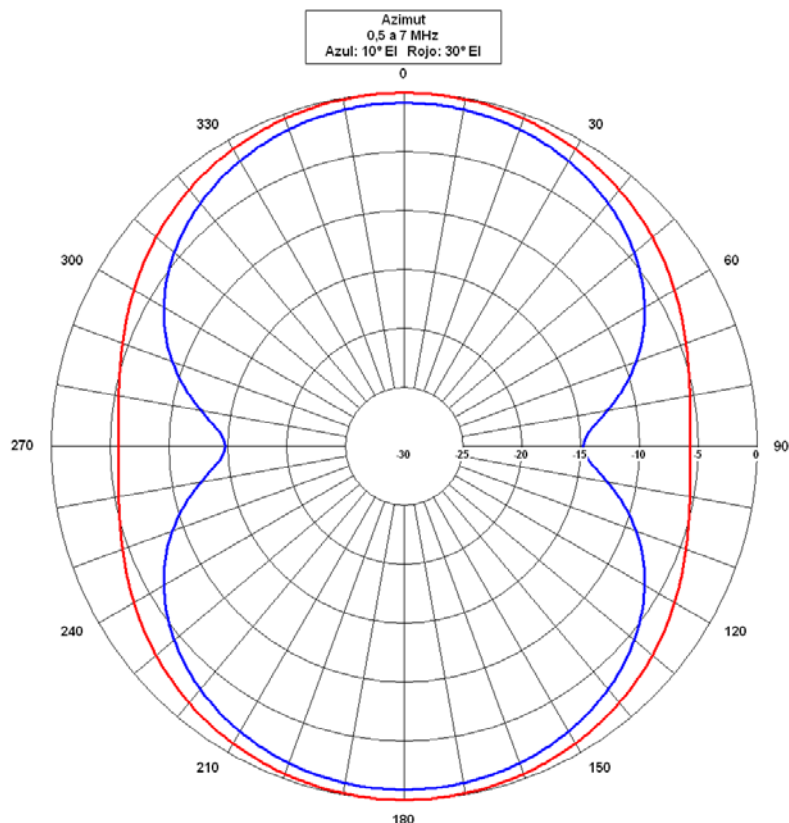


Gráfico 5.- Diagramas en azimut válidos en el rango de 0,5 a 7 MHz para elevaciones de 10 ° y 30 °.

7.- REFERENCIAS.

- [1].- ANTENNAS, Second Edition. 1988. John D. Kraus. Mc Graw - Hill Inc.
- [2].- Recommendation ITU-R P.372-10. Radio Noise. P Series. Radio Wave Propagation. 2009.
- [3].- Active Antennas for Radiomonitoring. Application Note, 8GE02. Rohde & Schwarz.
- [4].- IEEE Std 291-1991. IEEE Standard Methods for Measuring Electromagnetic Field Strength of Sinusoidal Continuous Waves. 30 Hz to 30 GHz.
- [5].- NBS. Circular 517. Frank M. Greene. December 1951. Calibration of Commercial Radio Field-Strength Meters at the National Bureau of Standards.
- [6].- Teoría sobre el funcionamiento del Loop Blindado en LF, MF y HF. D. A. Esteban. Diciembre de 2018.

A1.- RELACIONES ENTRE EL CAMPO RECIBIDO Y EL POTENCIAL RESULTANTE EN LOS TERMINALES DE UNA ANTENA.

A1.1.- Factor de antena.

Dado que la magnitud con la que se caracteriza la señal recibida es la intensidad de campo y que esta se refiere, en la mayoría de los casos, a la magnitud de la componente eléctrica (E) de la onda electromagnética y que en los terminales de una antena se genera como consecuencia de esta excitación una diferencia de potencial (Ua), es necesario determinar para cada tipo de antena un factor (Fa) que vincula ambas magnitudes. Así se define:

$$F_a = E / U_a \quad [1/m] \quad (A1.1)$$

Donde:

F_a = Factor de antena. [1/m]

U_a = Potencial desarrollado en los terminales de la antena. [V]

E = Campo eléctrico. [V/m]

También es útil su expresión en forma logarítmica que resulta de la (A1.1):

$$F_a [dB(1/m)] = E [dB(V/m)] - U_a [dB(V)] \quad (A1.2)$$

Con una antena receptora con un factor de antena convenientemente calibrado, el conocimiento del potencial desarrollado (Ua) permite la determinación de la magnitud del campo de la señal recibida (E). Este se obtiene por la aplicación de la relación derivada de (A1.2):

$$E [dB(V/m)] = U_a [dB(V)] + F_a [dB(1/m)] \quad (A1.3)$$

Donde:

U_a = Potencial medido en los terminales de la antena expresado en dB respecto a 1 V.

E = Campo eléctrico de la señal recibida expresado en dB respecto a 1 V/m.

F_a = Factor de antena calibrado expresado en dB respecto a 1/m.

A1.2.- Vinculaciones entre los campos eléctrico y magnético en una onda electromagnética.

La vinculación entre la componente eléctrica (E) y la magnética (H) de una onda electromagnética, en el campo lejano, es a través de la impedancia característica de medio (ξ). Referencia [1]. Así se tiene que:

$$E = H \cdot \xi \quad [V/m] \quad (A1.4)$$

Donde:

E = Campo eléctrico. [V/m]
H = Campo magnético. [A/m]
 ξ = Impedancia característica del medio. (Vacío o aire = 377Ω)

La relación entre la inducción magnética (B) y la intensidad del campo magnético (H) es la permeabilidad del medio (μ_0). Así:

$$B = \mu_0 \cdot H \quad [T] \quad (A1.5)$$

Donde:

B = Inducción magnética. [Tesla]
H = Intensidad magnética. [A/m]
 μ_0 = Permeabilidad del medio.
(Para el vacío o aire = $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ A/m)

Relacionando las ecuaciones (A1.4) y (A1.5) se puede obtener la magnitud de la inducción magnética (B) producida por la onda electromagnética a partir de la intensidad del campo eléctrico (E) de la misma como:

$$B = E \cdot \mu_0 / \xi \quad [T] \quad (A1.6)$$

Para el caso del vacío o aire si se reemplazan los valores de μ_0 y Z_0 resulta:

$$B = E \cdot 3,333 \cdot 10^{-9} \quad [T] \quad (A1.7)$$

Donde:

B = Inducción magnética del campo recibido. [Tesla]
E = Campo eléctrico recibido. [V/m]

A1.3.- Dipolo resonante de media longitud de onda a la frecuencia de operación.

Para evaluar el comportamiento de diferentes tipos de antenas es de práctica normal utilizar como antena de referencia el dipolo eléctrico de media longitud de onda a la frecuencia de operación.

El potencial eléctrico (U_a) generado por la onda electromagnética en los terminales a circuito abierto del dipolo de media longitud de onda, aceptando que la distribución de potencial a lo largo de su longitud es aproximadamente sinusoidal, resulta:

$$U_a = 0,637 \cdot E \cdot L_d \quad [V] \quad (A1.8)$$

Donde:

U_a = Potencial, a circuito abierto, en los terminales de la antena. [V]
E = Intensidad del campo eléctrico recibido. [V/m]
 L_d = Longitud física del dipolo. [m]

Si el dipolo se encuentra adaptado a una carga, en el caso de nuestro interés será un receptor, el potencial resultante en los terminales de antena del receptor será la mitad del valor obtenido con la (A1.8), es decir que:

$$U_0 = 0,318 \cdot E \cdot L_d \quad [V] \quad (A1.9)$$

Donde:

U_0 = Potencial en los terminales de entrada del receptor. [V]

E = Intensidad del campo eléctrico recibido. [V/m]

L_d = Longitud física del dipolo. [m]

Si se expresa la longitud del dipolo (L_d) en función de la frecuencia:

$$L_d = 300 / 2 \cdot f \quad [m]$$

Donde:

f = Frecuencia expresada en [MHz].

Reemplazando en (A1.9) resulta:

$$U_0 = 47,7 \cdot E / f \quad [V] \quad (A1.10)$$

Donde:

U_0 = Potencial en los terminales de entrada del receptor. [V]

E = Intensidad del campo eléctrico recibido. [V/m]

f = Frecuencia. [MHz]

Aplicando la definición de factor de antena (F_a) presentado en la Sección A1.1 resulta, a partir de la ecuación (A1.10):

$$F_a = f / 47,7 \quad [1/m] \quad (A1.11)$$

Donde:

F_a = Factor de antena del dipolo de $\lambda/2$ adaptado a la carga.

f = Frecuencia. [MHz]

Expresado en forma logarítmica resulta:

$$F_a = 20 \log (f) - 33,6 \quad [dB] \quad (A1.12)$$

Donde:

f = Frecuencia. [MHz]

A1.3.- Monopolo de cuarto de longitud de onda sobre plano de tierra perfectamente conductor.

Para este caso valen las mismas consideraciones utilizadas en el análisis del dipolo teniendo en cuenta que ahora la antena tiene la mitad de longitud por lo que el potencial desarrollado en condiciones de adaptación será:

$$U_0 = 0,318 \cdot E \cdot L_a \quad [V] \quad (A1.13)$$

Donde:

U_0 = Potencial en los terminales de entrada del receptor. [V]
 E = Intensidad del campo eléctrico recibido. [V/m]
 L_a = Longitud física del monopolo. [m]

Si se expresa la longitud del monopolo (L_a) en función de la frecuencia:

$$L_a = 300 / 4 \cdot f \quad [m]$$

Donde:

f = Frecuencia expresada en [MHz].

Reemplazando en (A1.9) resulta:

$$U_0 = 23,85 \cdot E / f \quad [V] \quad (A1.14)$$

Donde:

U_0 = Potencial en los terminales de entrada del receptor. [V]
 E = Intensidad del campo eléctrico recibido. [V/m]
 f = Frecuencia. [MHz]

Aplicando la definición de factor de antena (F_a) presentado en la Sección A1.1 resulta, a partir de la ecuación (A1.14):

$$F_a = f / 23,85 \quad [1/m] \quad (A1.15)$$

Donde:

F_a = Factor de antena del monopolo de $\lambda/4$ adaptado a la carga.
 f = Frecuencia. [MHz]

Expresado en forma logarítmica resulta:

$$F_a = 20 \log (f) - 27,6 \quad [dB] \quad (A1.16)$$

Donde:

f = Frecuencia. [MHz]

Es necesario aclarar que el análisis realizado es solo son válido para un monopolo cuyo plano de tierra se encuentra a nivel del terreno, caso contrario resulta una estructura electromagnéticamente más compleja donde la relación (A1.13) ya no es válida y por tanto el resultado final del análisis (A1.16) no es correcto.

A2.- CARACTERIZACION DEL NIVEL DE RUIDO GENERADO POR FUENTES EXTERNAS AL SISTEMA DE RECEPCION.

A2.1.- Relación señal a ruido.

Si bien el factor de antena F_a permite caracterizar la magnitud de la diferencia de potencial U_a desarrollada en los terminales de una antena para un dado nivel de campo electromagnético E recibido, no es el único factor que determina la calidad con que dicha señal será recibida.

La calidad de la recepción se caracteriza por un parámetro que es la relación resultante entre el nivel de la señal recibida y el nivel de ruido que inevitablemente existe en todo sistema físico real.

El ruido lo introducen las pérdidas en el circuito de la antena, las etapas activas entre ella y el receptor (si existen), el receptor y también el ambiente en el cual se encuentra inmersa la antena (ruidos generados por el hombre y ruidos naturales). En las bandas de MF y HF existen importantes fuentes artificiales y naturales de ruido que aún con un sistema de recepción perfecto limitan la calidad de las señales recibidas.

Con estas consideraciones la relación señal a ruido en un sistema real resulta:

$$P_s / P_{nt} = P_s / (P_{ni} + P_{ne}) \quad (A2.1)$$

Donde:

P_s = Potencia de señal. [W]

P_{nt} = Potencia de ruido total. [W]

P_{ni} = Potencia de ruido equivalente a la entrada del receptor. [W]

P_{ne} = Potencia de ruido generada por la fuentes externas. [W]

Es así que para realizar un análisis realista del comportamiento de un sistema de recepción se debe incluir en los cálculos de la relación señal a ruido el nivel de ruido externo existente en el sitio de operación.

Se dispone para ello de estudios estadísticos realizados por la Unión Internacional de Telecomunicaciones (UIT) que cuantifican los niveles de las perturbaciones correspondientes a distintas áreas típicas caracterizadas como rurales, residenciales y comerciales para las cuales se han determinado las magnitudes esperables y cuyos resultados se presentan en el gráfico 1. Referencia [2].

El parámetro utilizado para cuantificar los niveles de las perturbaciones es denominado F_{am} en el gráfico 1 y corresponde a la "Figura de ruido de la antena". Su significado es en que factor se debe multiplicar la potencia de ruido generada por la resistencia de radiación de una antena, respecto al producido solo por la temperatura ambiente, para obtener una potencia de ruido equivalente a la que producen las perturbaciones existentes en el área en que se encuentra instalada esta.

Por ejemplo a una frecuencia de 6 MHz en un área Rural (curva C) el valor esperable es $F_{am} = 45$ dB.

Por tratarse de un factor multiplicador de potencias la conversión de su expresión logarítmica en dB a una relación numérica es:

$$f_{am} = \text{antilog} (F_{am} / 10) = \text{antilog} (45 / 10) = 31600$$

Esto significa que en un área Rural, a una frecuencia de 6 MHz, la potencia de ruido generada en la antena por las fuentes externas es **31600 veces superior** a la generada por efecto térmico en su resistencia de radiación.

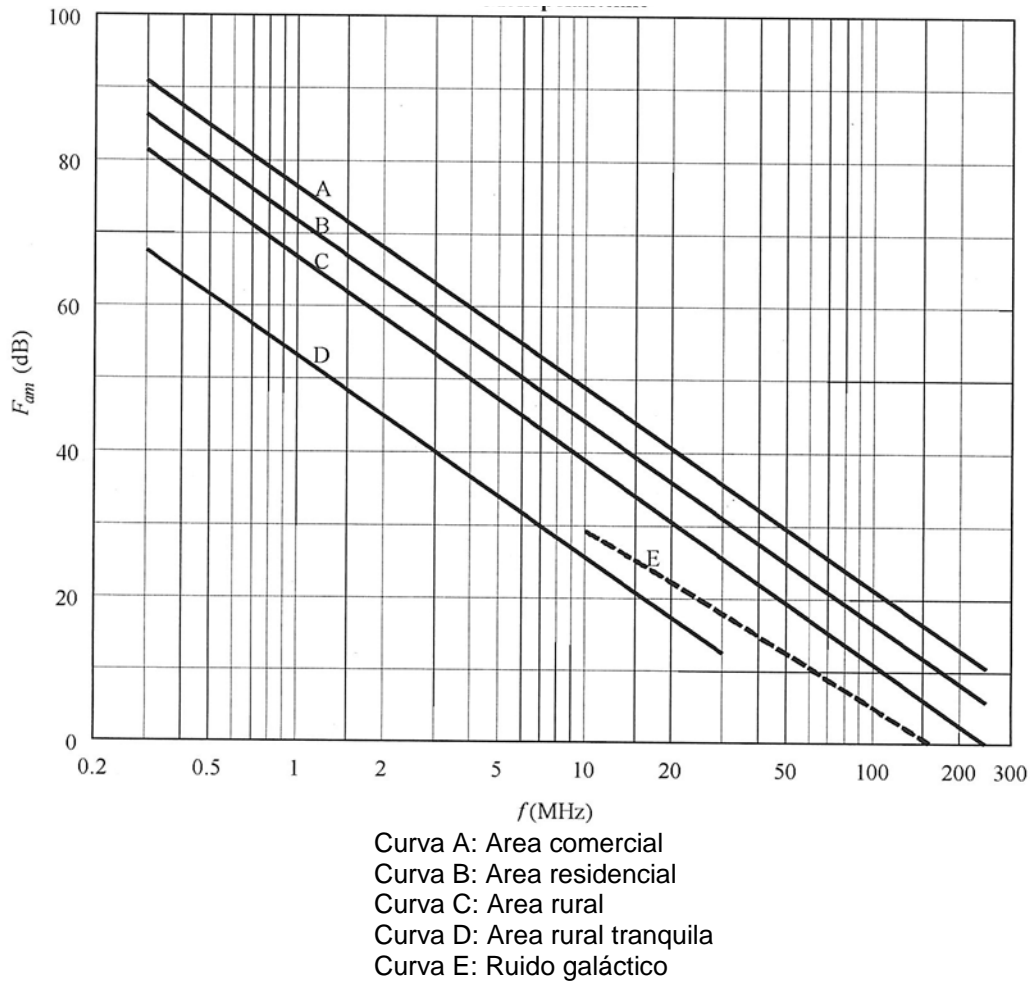


Gráfico 1.- Figura de ruido de una antena en función de la frecuencia para diferentes tipos de áreas según el documento de la referencia [2].

A2.2.- Relación entre los parámetros involucrados. Ecuación general.

Por definición la relación entre el factor de ruido (fam) y el campo eléctrico correspondiente al ruido externo (Ene) es:

$$Ene = Une \cdot Fa = Fa \cdot (k \cdot T \cdot B \cdot fam \cdot Rr)^{1/2} \quad (A2.2)$$

Donde:

$$\begin{aligned} Ene &= \text{Campo eléctrico de ruido externo. [V/m]} \\ Une &= \text{Potencial desarrollado sobre la carga de la antena en} \\ &\quad \text{condiciones de adaptación. [V]} \\ Fa &= \text{Factor de antena. [1/m]} \\ k &= 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ [Joule]} \\ T &= \text{Temperatura absoluta. [K]} \\ B &= \text{Ancho de banda. [Hz]} \\ fam &= \text{Factor de ruido del sitio analizado. [adimensional]} \\ Rr &= \text{Resistencia de radiación de la antena. [Hz]} \end{aligned}$$

Despejando fam y agrupando en factores se obtiene:

$$fam = (Ene)^2 \cdot (1/Fa)^2 \cdot (1/k \cdot T) \cdot (1/B) \cdot (1/Rr) \quad (A2.3)$$

Expresado el factor en forma logarítmica resulta:

$$Fam = 10 \cdot \log(fam) \quad [\text{dB}]$$

$$Fam = 20 \log(Ene) - 20 \log(Fa) - 10 \cdot \log(k \cdot T) - 10 \log(B) - 10 \log(Rr) \quad (A2.4)$$

Si se expresa Ene en [$\mu\text{V/m}$] se obtiene finalmente la expresión general que permite calcular (Fam), expresado en [dB], a partir del campo eléctrico de ruido externo (Ene) medido en el sitio de interés:

$$Fam = 20 \log(Ene) - 20 \log(Fa) - 10 \cdot \log(B) - 10 \log(Rr) + 83,8 \quad (A2.5)$$

A2.3.- Aplicación de la ecuación al caso particular de un monopolo de un cuarto de longitud de onda.

Si se considera el caso de una antena para la cual es posible determinar, por cálculo o por medición, su factor de antena (Fa) y su resistencia de radiación (Rr) se puede reducir la ecuación general (A2.5) a dicha situación particular.

Como para las determinaciones realizadas por la UIT se utilizó un monopolo vertical a nivel del terreno aquí se analiza el caso particular de una antena vertical de un cuarto de longitud de onda sobre plano de tierra ideal.

En este supuesto los parámetros a considerar para esta antena son:

$$\begin{aligned} R_r &= 36,5 \text{ } [\Omega] \\ 10 \cdot \log(36,5) &= 15,6 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} F_a &= 0,0419 \cdot f \text{ } [1/m \text{ con } f \text{ en MHz}] \\ 20 \cdot \log(0,0419) + 20 \cdot \log(f) &= 20 \cdot \log(f) - 27,6 \end{aligned}$$

Reemplazando estos valores en la ecuación general (A2.5) se obtiene la expresión que permite calcular el factor (Fam) a partir de las mediciones del campo eléctrico de ruido:

$$F_{am} = 20 \log(E_{ne}) - 20 \log(f) - 10 \log(B) + 95,8 \text{ } [\text{dB}] \quad (\text{A2.6})$$

Con el campo eléctrico (Ene) expresado en [$\mu\text{V}/\text{m}$], la frecuencia en [MHz] y el ancho de banda (B) en [Hz].

La ecuación (A2.6) se corresponde con la ecuación (7) de la Recomendación de la referencia [2].