

DESCLASIFICADO



Australian Government

Department of Defence

Science and Technology

**Una antena activa de alto rendimiento
para la banda de alta frecuencia**

Wayne Martinsen

**División de Guerra Cibernética y Electrónica Grupo de
Ciencia y Tecnología de Defensa**

Grupo-DST-TR-3522

RESUMEN

Se presenta el diseño de una antena activa con un rango de frecuencia operativa de baja a alta frecuencia. Se identifica la principal causa de la distorsión de intermodulación y se dan recomendaciones para minimizar su generación. Se lleva a cabo un análisis detallado de las diversas fuentes de ruido generadas dentro de la antena activa y cómo su suma afecta el ruido total visto en la salida. También se analiza la protección contra rayos.

LIMITACIÓN DE LIBERACIÓN

Aprobado para divulgación pública

DESCLASIFICADO

DESCLASIFICADO

Producido por

División de Guerra Cibernética y Electrónica

DST Group Edimburgo

Apartado de correos 1500

Edimburgo SA 5111

Teléfono: 1300333362

- *Commonwealth of Australia 2018 Agosto de
2018
AR-017-263*

APROBADO PARA DIFUSIÓN PÚBLICA

DESCLASIFICADO

DESCLASIFICADO

Una antena activa de alto rendimiento para la banda de alta frecuencia

Resumen Ejecutivo

Este informe describe el diseño de una antena activa de alta frecuencia (HF) de alto rendimiento comenzando desde la varilla de la antena y terminando con la etapa de amortiguación de salida que impulsa la línea de transmisión coaxial que alimenta un receptor. Se identifica la fuente principal de productos de intermodulación y se describen e implementan los pasos que se pueden tomar para reducir sus magnitudes. El ruido interno generado dentro del diseño, que puede limitar la sensibilidad de la antena, también se examina en detalle y se identifica la fuente principal de este ruido en el rango de frecuencia utilizable de la antena. Se dan recomendaciones sobre cómo instalar este tipo de antenas en un sitio de antena con la resonancia formada por el mástil junto con la antena activa calculada fácilmente.

El diseño completo es una antena activa de recepción compacta que cubre el rango de frecuencia de LF a HF. Es de banda ancha con un factor de antena constante en este rango de frecuencia. Se puede utilizar para medir la vertical. *m*i intensidad de campo de una señal, realizar un trabajo de vigilancia general (ya sea fijo o montado en un vehículo) o se utiliza para crear un conjunto de antenas de despliegue rápido para la geolocalización de señales en la banda de HF.

DESCLASIFICADO

DESCLASIFICADO

Esta página está en blanco intencionalmente.

DESCLASIFICADO

Autor

Wayne Martinsen

División de Guerra Cibernética y Electrónica

Wayne Martinsen fue contratado como aprendiz de técnico de comunicaciones en 1972 con Transport Communications Pty. Ltd. (Buranda, Qld.). Asistió a Yeronga

Technical College (Brisbane, Qld.) Donde recibió honores en la mayoría de sus materias. En 1975, sus contratos de aprendizaje fueron transferidos a The Radio Center (Aeródromo de Archerfield, Qld.) Donde trabajó como ingeniero de mantenimiento aéreo, Categoría Radio. Estuvo involucrado en todos los aspectos de reparación y mantenimiento de sistemas de aviónica asociados con la industria de aviones ligeros. Al completar su entrenamiento como aprendiz, se sentó y aprobó varios exámenes de Ingeniero de mantenimiento de aire con licencia del Departamento de Transporte (LAME). En 1977 se incorporó a la RAAF y después de graduarse de su Escuela de Radio, donde recibió entrenamiento en sistemas militares, trabajó en una amplia variedad de comunicaciones aéreas, navegación y sistemas de guerra antisubmarina. En 1987 fue dado de baja de la RAAF y asumió el cargo de Oficial Técnico (Ingeniería) en el Grupo de Ciencia y Tecnología de Defensa. Aquí se le encarga el diseño y desarrollo de circuitos de RF necesarios para la investigación troposférica e ionosférica.

DESCLASIFICADO

Esta página está en blanco intencionalmente.

DESCLASIFICADO

Contenido

1. INTRODUCCIÓN.....	1
2. DISEÑO DE ANTENA ACTIVA	3
2.1 Criterio de diseño	3
2.2 La etapa de entrada	5
2.2.1 Capacitancia de diseño de PCB	7
2.2.2 Elección de la configuración FET	7
2.2.3 Minimización de la distorsión por intermodulación	9
2.2.4 Aproximación del punto de intersección de tercer orden de salida de un Amplificador de transistor de clase A	10
2.2.5 La principal causa de los productos de distorsión	12
2.2.6 Sesgo de JFET alterado por una señal de entrada grande	14
2.2.7 Protección contra rayos y electricidad estática ...	16
2.2.8 Supresión de la oscilación parasitaria causada por la varilla de la antena.	17
2.3 La etapa de búfer de salida	18
2.3.1 Cambios necesarios para adaptarse a un sistema de 75 ohmios	20
2.3.2 Probando el amplificador de búfer	20
2.3.3 La necesidad de una impedancia de salida de 50 ohmios y la pérdida asociada de 6 dB	20
2.3.3.1 Una nota sobre las antenas receptoras pasivas de banda ancha	25
2.4 Regulador de voltaje + 15V	25
2.5 El circuito final	25
2.6 Recomendaciones de instalación	28
2.6.1 Resonancia de antena y mástil	34
3. CÁLCULO DEL RUIDO DE SALIDA ESPERADO	36
3.1 V_1 el ruido generado por los circuitos conectados a la puerta del JFET	37
3.2 V_2 el ruido generado internamente por el JFET	40
3.2.1 El efecto de la entrada del amplificador de búfer en m_{iFET}	41
3.2.2 Justificando la ganancia de avance fija de -6,4 dB y la construcción particular del RFC	45
3.2.3 V_3 el ruido generado por los dispositivos activos de la etapa de búfer de salida.	
3.3 Cálculo del exceso de ruido de salida	50
3.4 Resumen del ruido interno generado dentro de la antena activa	51
4. PRUEBAS DE RENDIMIENTO	52
4.1 Respuesta frecuente.....	52
4.2 Puntos de intercepción de salida medidos	53
4.3 Factor de antena calculado y medido	56
4.4 Cálculo de la figura de ruido de la antena activa	58
4.5 Rango dinámico libre de espurios (SFDR)	60
4.6 En resumen.....	62

5. REFERENCIAS 64

6. AGRADECIMIENTOS sesenta y cinco

1. Introducción

Las antenas verticales de banda ancha de tipo monopolo utilizadas para vigilancia omnidireccional, medición de ruido en sitios de alta frecuencia (HF) y conjuntos de radiogoniometría (DF) generalmente están hechos de varillas o tubos metálicos largos. Estas antenas son intrínsecamente silenciosas. Es solo su resistencia de CC distribuida, generalmente del orden de unos pocos ohmios, lo que genera ruido. Este ruido es pequeño en comparación con el ruido generado por la terminación resistiva interna del receptor, típicamente 50 ohmios. La mayor parte del ruido de ondas decamétricas que se observa en los terminales de estos tipos de antenas receptoras es el que se ha inducido en la antena a partir de la energía de ruido que se propaga en el espacio libre. ¹ La impedancia característica de 377 ohmios del espacio libre, que generalmente se considera que está compuesta por inductancia y capacitancia distribuidas, no puede generar ruido por sí misma. La reactancia pura no genera ruido. El ruido que se propaga en el espacio libre se debe a que una fuente de ruido acopla su energía al espacio libre a través de una antena rudimentaria.

La tensión de ruido inducida en una antena de HF monopolo vertical adaptada adecuadamente a un receptor por el ruido que se propaga en el espacio libre generalmente excederá con creces el ruido generado por la resistencia óhmica de CC del metal de la antena y, por lo general, también es mayor que el ruido interno. generado en la mayoría de los receptores de HF modernos. Como consecuencia, este ruido de HF externo suele ser el factor que limita la sensibilidad de un sistema de recepción de HF.

Un problema con estas antenas cuando se utilizan en una red de radiogoniometría es el acoplamiento mutuo entre antenas que induce errores de rumbo en la dirección de llegada de las señales. Es su altura física, de unos seis a diez metros de altura, con un espaciado de antena típico que varía de siete a diecisiete metros, lo que hace que estas antenas sean tan fáciles de acoplar energía entre sí. Una solución al problema del acoplamiento mutuo es utilizar una antena que tenga una varilla metálica corta y delgada terminada en una impedancia alta. Una varilla corta y delgada minimiza el perfil de la antena reduciendo así el acoplamiento mutuo entre las antenas. La alta impedancia de terminación reduce la corriente inducida que fluye entre la varilla y el sistema de tierra minimizando la re-radiación de la antena, lo que nuevamente reduce el acoplamiento mutuo entre antenas. Todo lo que se necesita es un amplificador de transconductancia para convertir el voltaje inducido que aparece a través de la carga de alta impedancia en una señal capaz de impulsar una línea de transmisión de 50 ohmios. Lo que se acaba de describir se conoce más comúnmente como antena activa.

Las antenas activas son de interés para cualquiera que desee una antena receptora compacta para la recepción de señales de banda ancha desde ondas largas hasta aproximadamente 50 MHz. Son ideales para trabajos de vigilancia omnidireccional general o se pueden utilizar para medir la *m*i intensidad de campo de una señal. Su falta de filtrado de preselección hace que estas antenas sean susceptibles a la generación de productos de intermodulación por señales fuertes que aparecen en cualquier lugar.

¹ La excepción a esto son las antenas que tienen una resistencia a la radiación muy baja donde esta resistencia es cercana o menor que la resistencia de CC de su estructura metálica y la impedancia de entrada del receptor se ha ajustado a esta baja resistencia a la radiación. Estas antenas generalmente tienen dimensiones físicas que son muy pequeñas en comparación con la longitud de onda operativa.

dentro de su rango de frecuencia operativa. Las causas de los productos de intermodulación y los pasos que se pueden tomar para minimizar su generación se abordarán en el diseño.

Un problema con una varilla corta como se usa con antenas activas es que el voltaje inducido resultante del ruido de fondo de un sitio puede no ser suficiente para superar el ruido interno generado por la circuitería del amplificador de transconductancia de la antena activa. Esto haría que un sistema de recepción que utiliza este tipo de antena internamente esté limitado por el ruido. Es por esta razón que no se recomiendan las antenas activas para las mediciones de ruido del sitio a menos que se pueda demostrar que el sitio que se va a medir tiene un ruido externo limitado en todo el rango de frecuencias que se medirán en todas las condiciones estacionales y del ciclo de las manchas solares.

2. Diseño de antena activa

Hay muchos diseños de antenas activas que se pueden encontrar en la literatura y la principal preocupación de los diseñadores son los productos espurios generados por fuertes señales de RF; Las estaciones de transmisión de AM de alta potencia en la banda de AM (530 KHz a 1600 KHz) son las principales causas de los productos de intermodulación. La mayoría de estos diseños se basan en el U310 JFET. Este JFET es bien conocido por su desempeño en el diseño de antenas activas y es el componente activo de elección para este diseño. Debido a las muchas variaciones en las que se ha utilizado el U310 en esta función y la falta de documentación adecuada que defina claramente el rendimiento, no está claro qué configuración de circuito produce el mejor resultado. Por tanto, se requiere un análisis más detallado que el que se puede encontrar en la literatura.

2.1 Criterio de diseño

El objetivo es diseñar una antena activa que tenga:

Rango de frecuencia mínimo de 2 a 30 MHz: Este rango de frecuencia debe cumplirse fácilmente. La única limitación de frecuencia esperada es el -6dB / orden / octava de los componentes reactivos (inductores y condensadores) utilizados y el producto de ganancia-ancho de banda de los dispositivos activos.

Circuitos con el ruido generado internamente más bajo posible: Cada dispositivo semiconductor activo utilizado en un circuito es una fuente de ruido excesivo. Este exceso de ruido es uno de los factores que limitan la sensibilidad de un sistema. Por tanto, su uso debe reducirse al mínimo. Las resistencias de carbono, por ejemplo, son conocidas por su gran exceso de ruido y no se utilizarán. Las resistencias de película metálica con sus niveles de ruido muy bajos son el tipo preferido. Se ha descubierto que algunos condensadores cerámicos de tipo plomo y SMD de baja K presentan un ruido tipo palomita de maíz. Estos tipos de condensadores no se utilizarán en la ruta de paso de la señal. Los condensadores de mica plateada tienen una resistencia en serie efectiva extremadamente baja y una resistencia en derivación extremadamente alta. Como consecuencia, tienen niveles muy bajos de ruido generado internamente. Estos condensadores se utilizarán en el área crítica de ruido del circuito de la puerta U310.

Puntos de intercepción de segundo y tercer orden más altos posibles: Los dispositivos activos son la principal limitación en esta área. Deben seleccionarse por su linealidad y por ser utilizados adecuadamente. Se utilizará alguna forma de etapa de salida push-pull para ayudar a suprimir los productos de distorsión de orden uniforme.

Impedancia de salida de banda ancha de 50 ohmios: La impedancia de salida de algunos diseños de antenas activas que se encuentran en la literatura es del orden de unos pocos ohmios. Esto da un aumento aproximado de 6dB en el nivel de la señal de salida cuando se usa en un sistema de 50 ohmios, que es probablemente su principal atractivo. La impedancia de entrada de algunos receptores no es necesariamente una banda ancha de 50 ohmios. Algunos receptores tienen filtros de preselección de seguimiento que solo presentan una terminación nominal de 50 ohmios para las señales de banda de paso. Las señales fuera de banda se reflejan de regreso a la antena activa a través del coaxial de 50 ohmios donde se reflejan

de vuelta al receptor por la impedancia de salida de pocos ohmios de la antena activa. Múltiples reflejos de señales no deseadas pueden causar la degradación de los puntos de intercepción tanto de la antena activa como del receptor en tal escenario. Esto se puede minimizar haciendo que la impedancia de salida de la antena activa sea de banda ancha de 50 ohmios, absorbiendo y disipando así como calor cualquier señal reflejada de la entrada del receptor. En la sección 2.3.3 se ofrece una discusión más detallada.

Factor de antena más pequeño (k) sin recurrir al uso de un amplificador de ganancia de voltaje.

El factor de antena k es el mi fuerza de campo en V / m que rodea la antena dividida por el voltaje de salida terminado de la antena.

$$k = \frac{mi}{V_{fuera}} \quad \text{y expresado en decibelios} \quad K = 20 \text{ registro } k \quad (2.1)$$

dónde: k = factor de antena

K = factor de antena expresado en dB

E = fuerza de mi campo (V / m)

V_{fuera} = voltaje de salida de la antena terminada (V)

Las antenas activas de HF son generalmente dispositivos de banda muy ancha que cubren un rango de frecuencia de LF a frecuencias de VHF de banda baja (aprox. 30 KHz a 50 MHz). Cualquier amplificador electrónico utilizado en una antena activa debe poder manejar la suma vectorial de todas las señales que residen en este rango de frecuencia sin crear productos de distorsión. Los dos factores que afectan la magnitud de V_{fuera} en la ecuación (2.1) para un mi intensidad de campo son:

1. la longitud de la varilla utilizada para muestrear el mi campo y
2. la ganancia electrónica aplicada a la magnitud del voltaje inducido en la longitud de la varilla.

Tanto el 1 como el 2 anteriores tienen una relación directamente proporcional con V_{fuera} . O duplicar la longitud de la varilla o la ganancia electrónica se duplicará V_{fuera} . Se destacó en la introducción que las antenas pasivas son generalmente dispositivos intrínsecamente de bajo ruido. Esto implica que se prefiere la ganancia de antena a la ganancia electrónica en los sistemas de comunicación, especialmente en emplazamientos de antena con muy poco ruido externo. Por ejemplo, la ganancia de una antena pasiva no se caracteriza por el punto de compresión de 1dB, los puntos de intercepción o el rango dinámico libre de espurios. La magnitud del ruido que aparece en la salida de un amplificador electrónico depende del ruido generado internamente de sus dispositivos activos (factor de ruido), el ancho de banda, la ganancia y sus productos de distorsión descritos a través del punto de compresión de 1dB del amplificador, los puntos de intercepción y el rango dinámico libre de espurios. En el caso de una antena activa, se necesita un equilibrio entre la ganancia de la antena (longitud de la varilla) y la ganancia electrónica del amplificador de transconductancia utilizado para convertir el voltaje en su entrada de alta impedancia en una corriente en su salida de baja impedancia. Demasiada longitud de varilla en presencia de fuertes mi Los campos pueden saturar el amplificador electrónico y generar productos de distorsión no deseados. Demasiada ganancia electrónica tiene un

efecto similar. Se dará preferencia a la ganancia intrínsecamente libre de ruido y libre de distorsión que se puede obtener aumentando la longitud de la varilla con el amplificador diseñado para maximizar su rango dinámico libre de espurios a expensas de la ganancia electrónica.

2.2 La etapa de entrada

Hay un problema con la fauna de aves locales en el sitio de prueba de la antena. Las cacatúas de cresta de azufre y los galahs se sienten como en casa colgando de estructuras muy delgadas mientras picotean destructivamente cualquier cosa que les parezca interesante. Varillas verticales largas y delgadas utilizadas en el pasado se han doblado y, en algunos casos, se han roto por estas aves, ya sea al alzar el cielo en el sitio de prueba o al chocar contra ellas mientras estaban en pleno vuelo. Se compró una varilla de antena de acero inoxidable ahusada de 1,2 m de largo diseñada para comunicaciones móviles VHF para combatir esta amenaza. Esta varilla cónica (2,45 mm en la parte inferior a 1,25 mm en su punta) puede tener sus extremos unidos para formar un círculo y, cuando se suelta un extremo, vuelve a su forma recta original. Esta varilla se utilizará para la antena.

Para comprender el impacto que tendrá la varilla en el diseño de la antena activa, primero es necesario definir la equivalencia eléctrica de la varilla. A frecuencias por debajo de la frecuencia de resonancia natural de la barra, la impedancia de entrada de la barra aparecerá como un pequeño capacitor con su inductancia distribuida asociada en serie con una resistencia, vea la figura 2.1 (a).

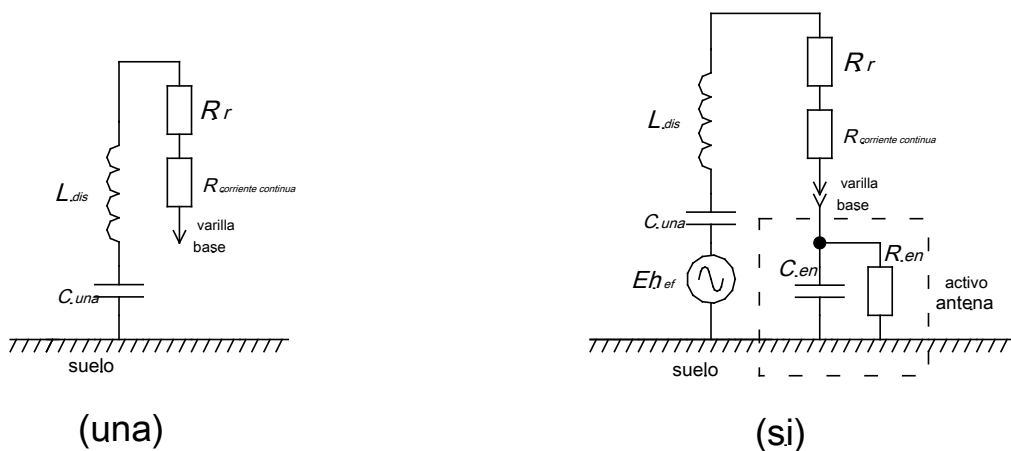


Figura 2.1 (a) representación esquemática de una antena de varilla vertical corta sobre un plano de tierra y en (b) generador de voltaje creado por un campo E variable en el tiempo y la altura efectiva de la varilla conectada al circuito de entrada de la antena activa que se muestra en el cuadro discontinuo

La capacitancia será la capacitancia verdadera medida a alguna baja frecuencia que aumentará de valor a medida que aumenta la frecuencia debido a la inductancia distribuida asociada con la longitud de la varilla. Este aumento en el valor de la capacitancia con la frecuencia se conoce más comúnmente como *capacitancia aparente*. La capacitancia aparente a tierra de una varilla vertical corta sobre un plano de tierra perfectamente conductor se da como [ref. 4, cap. 16 pág. 3 a 6]:

antena activa C_{en} , y C_{una} Forme un divisor capacitivo que comparta el voltaje de salida del generador en proporción a su relación de reactancia. C_{en} por lo tanto, debe hacerse lo más pequeño posible para maximizar su reactancia y, por lo tanto, el voltaje que aparece en sus terminales. Algunos diseños de antenas activas aumentan el valor de C_{una} colocando un sombrero de copa capacitivo en la varilla vertical aumentando así la caída de voltaje en C_{en} . La resistencia total del circuito de entrada de la antena activa. R_{en} , (que está en derivación con C_{en}) debe hacerse lo más grande posible en relación con el valor máximo de reactancia de C_{en} por la misma razón. C_{en} y R_{en} también tienen un efecto sobre el ruido de RF LF (baja frecuencia) generado por el circuito de entrada de la antena activa. Esto se trata en detalle en la sección 3.

2.2.1 Capacitancia de diseño de PCB

Se debe tener cuidado al organizar el diseño de la PCB para minimizar los parásitos indeseables. capacidad. FR4, por ejemplo, tiene un ϵ_r (constante dieléctrica relativa) de aproximadamente 4,7. Cualquier diseño de PCB que utilice este tipo de sustrato o un sustrato similar debe utilizar pistas cortas y muy delgado con un espesor de sustrato lo más grueso posible en un esfuerzo por reducir la capacitancia de disposición a tierra. El método de diseño preferido, y el utilizado por este autor, es el "cableado en aire tridimensional punto a punto en un plano de tierra de cobre", también conocido como técnica del "bicho muerto" o "bicho feo" en algunos textos. Produce la capacitancia distribuida más baja a tierra y, por lo tanto, minimiza C_{en} . Solo los circuitos de entrada de la antena activa entre la base de la varilla de la antena y el cable de entrada al primer dispositivo activo necesitan cablearse de esta manera. La salida del primer dispositivo activo y los circuitos subsiguientes pueden tolerar los pocos pF adicionales agregados por las pistas de PCB debido a su impedancia de circuito mucho más baja.

2.2.2 Elegir la configuración FET

Los FET con su impedancia de entrada de puerta alta son la opción lógica para usar como el primer dispositivo activo. Hay dos posibles configuraciones de diseño que se adaptan a los requisitos.

1. *fente común*: La configuración de fuente común generalmente se asocia con ganancia de voltaje (UNA_v) que se aproxima por:

$$UNA_v \approx 1 + \frac{R_L}{g_{mof_s}} \tag{2,4}$$

- dónde:
- R_L = resistencia de carga total vista por el drenaje (Ω)
 - R_S = resistencia de la fuente FET sin pasar por alto (Ω)
 - g_{mof_s} = transconductancia directa de fuente común (S)

Cualquier ganancia de voltaje en un circuito de RF requiere puntos de intercepción más altos para mantener los productos de distorsión no deseados de señales fuertes por debajo del piso de ruido del circuito. Los puntos de intercepción más altos generalmente indican puntos de compresión de 1dB más altos y una corriente de reposo correspondientemente más alta. Una mayor capacidad de corriente significa mayores dimensiones del canal FET y, como consecuencia, mayores capacitancias distribuidas internas dentro del FET. C_{en} ahora puede volverse grande en relación con C_{una} reduciendo

su caída de voltaje y sensibilidad. La configuración de fuente común ya no se considerará para esta aplicación.

2. *drenaje común*: La ganancia de voltaje (UNA_v) de un drenaje común (seguidor de fuente) es dado por [ref. 7, pág. 58]:

$$A_v = \frac{V_{fuera}}{V_{en}} = \frac{g_{mof} R_L}{1 + g_{mof} R_L} \quad (2,5)$$

dónde: g_{mof} = transconductancia directa de drenaje común (S)
 R_L = resistencia de carga total vista por la fuente JFET (Ω)

La ganancia de voltaje que es menor que la unidad facilita la necesidad de grandes dimensiones de canal en el FET dando lugar a una capacitancia de puerta más pequeña. Por lo tanto, se utilizará una configuración de drenaje común con su alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida para el diseño actual. Otras ecuaciones que son útiles en el diseño de amplificadores de drenaje comunes son:

$$Z_{en} = \frac{R_{en} X_{en}}{\sqrt{R_{en}^2 + X_{en}^2}} \quad \theta = \arctan \frac{X_{en}}{R_{en}} \quad (2,6)$$

$$R_o \approx \frac{1}{g_{mof}} \parallel R_s \quad (2,7)$$

$$y_{od} = g_{mof} V_{g} \quad (2,8)$$

dónde: Z_{en} = impedancia de entrada vista en el terminal de puerta del FET (Ω)
 C_{en} = capacitancia de derivación de entrada total de los circuitos de entrada FET (F)
 X_{en} = reactancia capacitiva de derivación de entrada total del circuito de entrada FET (Ω)
 R_{en} = resistencia de derivación total del circuito de entrada de FET (Ω)
 f = frecuencia (Hz)
 θ = ángulo de fase (grados)
 R_o = resistencia de salida vista en el cable de la fuente FET (Ω)
 R_s = resistencia de fuente no puenteada (Ω)
 y_{od} = Corriente de drenaje de FET (A)
 V_g = caída de voltaje de la señal de entrada en R_{en} (V)
 \parallel = en paralelo con

La frecuencia de esquina para un amplificador de drenaje común es [ref. 2, pág. 113]:

$$F_{fuera} = \frac{1}{2 \pi r_{ds} C_{fuera}} = \frac{g_{mo\ fd}}{2 \pi C_{fuera}} \quad (2,9)$$

$$r_{ds} = \frac{1}{g_{mo\ fd}} \quad (2,10)$$

$$C_{fuera} = C_{gs} + C_{ds} + C_{carga} + C_{extraviado} \quad (2,11)$$

dónde:

- r_{ds} = Resistencia interna de FET entre la fuente y los cables de drenaje (Ω)
- C_{fuera} = capacitancia de salida total (F)
- C_{gs} = capacitancia entre la puerta del FET y los cables de la fuente (F)
- C_{ds} = capacitancia entre el drenaje del FET y los cables de la fuente (F)
- C_{carga} = capacitancia de la carga conectada al FET (F)
- $C_{callejero}$ = capacitancia del circuito parásito (F)

2.2.3 Minimizar la distorsión por intermodulación

Todos los dispositivos amplificadores electrónicos discretos de estado sólido generan productos de distorsión en sus salidas cuando se aplica una señal a sus entradas. En el caso del JFET, la principal causa de distorsión es la variación en la transconductancia directa cuando se cambia la corriente de drenaje. Hay muchos factores que pueden provocar un cambio en la corriente de drenaje. Los dos que tienen mayor impacto en la generación de productos de distorsión son:

1. la aplicación de una señal de entrada que hace que la corriente oscile alrededor del punto de polarización
2. el punto de polarización varía a través de los efectos de una gran señal de entrada.

Cabe señalar que debido a la polarización inversa de la unión puerta / fuente y la corriente de fuga muy baja asociada con esta polarización inversa, la misma corriente fluye en el cable de drenaje. como en la fuente; por lo tanto, la transconductancia de drenaje común ($g_{mo\ fd}$) es igual que la transconductancia de fuente común ($g_{mo\ fs}$).

Figura 2.3, obtenida de [ref. 8], es un gráfico que muestra la dependencia de $g_{mo\ fs}$ en corriente de drenaje para el U310 JFET. Antes de que esta figura pueda examinarse en detalle, primero es necesario derivar una fórmula aproximada para la predicción de productos de distorsión en dispositivos semiconductores activos.

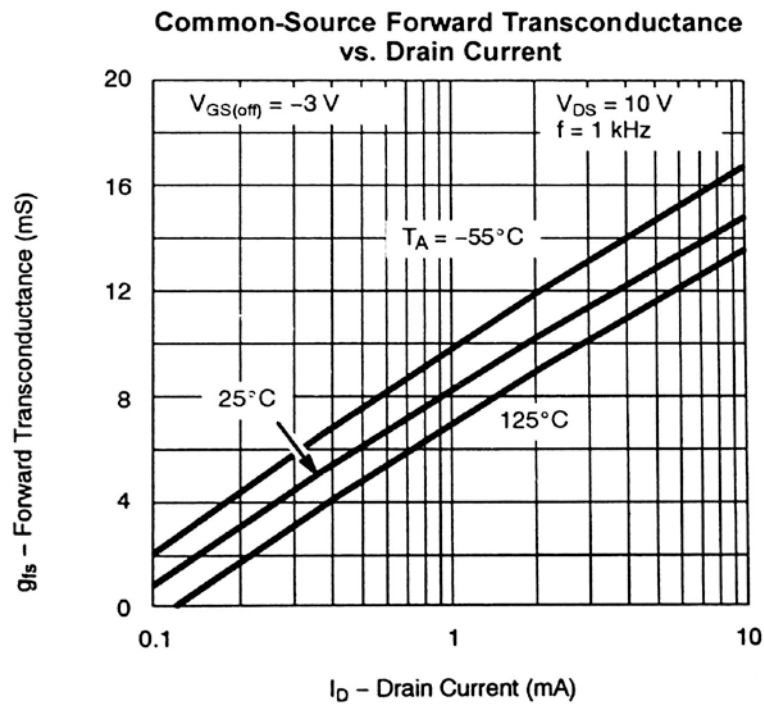


Figura 2.3 Variación de la transconductancia con I_{re} para el U310 JFET de [ref. 8]

2.2.4 Aproximación del punto de intercepción de tercer orden de salida de un amplificador de transistor de clase A

La siguiente fórmula derivada se puede utilizar para aproximar el punto de intercepción de tercer orden de salida de un amplificador de transistor clase A de un solo extremo. Asume una coincidencia conjugada entre el transistor y la carga.

El producto de V_{CE} y $y_o c$ da la potencia total disipada por un dispositivo activo. Suponiendo una eficiencia del 25% para un amplificador de clase A, se obtiene una salida esperada de compresión de 1 dB de ($V_{CE} y_o c / 4$). Normalmente, el punto de intercepción de tercer orden de salida de un amplificador se encuentra de 10 a 15 dB por encima de su compresión de 1 dB. Tomando 13 dB como aproximadamente a la mitad del rango de 10 a 15 dB, el multiplicador de potencia para aproximar la intercepción de tercer orden de salida se vuelve

$10 \log_{10} \left(\frac{10}{4} \right) = 20$. Combinando esto con el punto de compresión esperado de 1 dB se obtiene

$10 \log_{10} \left(\frac{20}{4} V_{CE} y_o c \right)$ y finalmente, especificando que la corriente esté en mA y no en amperios

convierte el resultado de dBW a dBm. La ecuación final es:

$$OIP_3 \approx 10 \log_{10} \left(5 V_{CE} y_o c \right) \quad (2,12)$$

dónde: OPI_{p3} = salida del punto de intercepción de tercer orden (dBm)

V_{CE} = voltaje entre colector (o drenaje) y emisor (o fuente) (V)

I_C = corriente del colector (o drenaje) (mA)

La ecuación (2.12) muestra que la distorsión en un transistor se minimiza al permitir que el transistor para extraer tanta corriente como sea posible con la mayor V_{CE} (consistente con un margen de seguridad de las calificaciones máximas absolutas del fabricante). La potencia nominal máxima del fabricante para el U310 es 500 mW. Funcionamiento del JFET a aproximadamente 400 mW debe dar suficiente espacio para la cabeza teniendo en cuenta las tolerancias de los componentes y la Reducción de potencia U310 de 4 mW / °C por encima de 25 °C. Se eligió un voltaje de drenaje de + 15 V con una corriente de drenaje / fuente de aproximadamente 30 mA. La polarización de 1,17 V necesaria para extraer 30 mA se derivará de la caída de voltaje en una resistencia de 39 ohmios colocada entre el cable de la fuente y la tierra. Se insertarán dos choques de radiofrecuencia (RFC) conectados en serie con la resistencia de la fuente para evitar que los 39 ohmios carguen las señales de RF deseadas. La conexión en serie de dos reactancias de esta manera reduce la capacitancia distribuida total asociada para una inductancia dada y reduce las pérdidas de ferrita. Estas pérdidas se ven como una resistencia en derivación de alto valor en cada RFC y al conectar estas dos pérdidas de ferrita (resistencia en derivación de alto valor) en serie, se reduce la potencia perdida al calentar la ferrita, lo que aumenta el inductor combinado general Q. Esto asegura que los RFC presenten la impedancia más alta en el rango de frecuencia más amplio. La potencia esperada disipada por el JFET es la corriente de drenaje / fuente multiplicada por el voltaje de drenaje / fuente, $0.03 (15-1.17) = 415 \text{ mW}$. Se tomarán medidas para disipar este calor para mantener el JFET lo más frío posible. los

OPI_{p3} aproximado 3 vía (2.12) es $10 \log_{10} (5 * (15-1,17) * 30) = +33 \text{ dBm}$.

El JFET se conectó como se ve en la figura 2.4 (a) con una resistencia de carga (R_L) de 50 ohmios y la ganancia directa se midió en -6,3 dB a 8 MHz. El único generador de RF fue reemplazado con un generador de RF de dos tonos (7 MHz y 11 MHz) y los siguientes parámetros de salida medidos, $OPI_{p3} = + 30 \text{ dBm}$ y $OPI_{p2} = + 32 \text{ dBm}$.

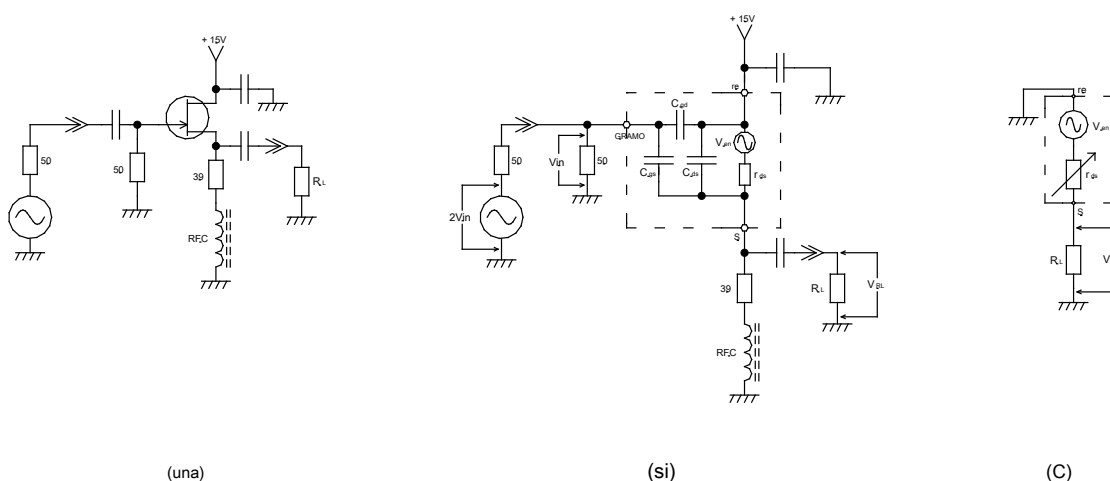


Figura 2.4 (a) Configuración de prueba para las mediciones iniciales del JFET, (b) Modelo equivalente de Thevenin del FET, (c) Circuito simplificado

2.2.5 La principal causa de los productos de distorsión

Con el fin de tomar medidas para mejorar estos puntos de intercepción del JFET, primero es necesario comprender las principales causas de los productos de distorsión generados internamente del JFET. Figura 2.3, tomada de [ref. 8], destaca la variación en los JFET g_{m0} s con drenaje de corriente. La corriente de drenaje variará en relación directa con la magnitud de la señal de entrada, suponiendo que la polarización se mantenga constante.

La impedancia de salida aproximada para un JFET U310 con una I_{re} de 30 mA se calculó extrapolando la hoja de datos del fabricante para obtener un valor de 18 mS para el g_{m0} s y mediante la ecuación (2.10) devuelve un valor de 55 ohmios. Los datos de la figura 2.3 se extrapolaron aún más para crear el rango de corriente de drenaje equivalente de 2 a 60 mA. Se utilizó la ecuación (2.5) para trazar la figura 2.5, que muestra la variación en la ganancia de voltaje de un amplificador de drenaje común U310 con dos resistencias de carga, 55 ohmios y 5K7 ohmios.

La elección de 5K7 ohmios se aclarará más adelante, pero para los propósitos actuales suponga que es un valor arbitrario muchas veces mayor que la resistencia interna de drenaje / fuente del JFET de 55 ohmios para el sesgo de operación previsto. Otra forma de ver la figura 2.5 es que cuanto más pronunciado es el gradiente, mayor es la magnitud de los productos de distorsión para un rango dado de g_{m0} s. Lo ideal es no tener variación en la ganancia con variaciones en la corriente de drenaje, es decir, una línea horizontal. De los dos gráficos que se ven en la figura 2.5, la carga de 5700 ohmios es la más cercana a una línea horizontal y, por lo tanto, produciría la menor cantidad de distorsión.

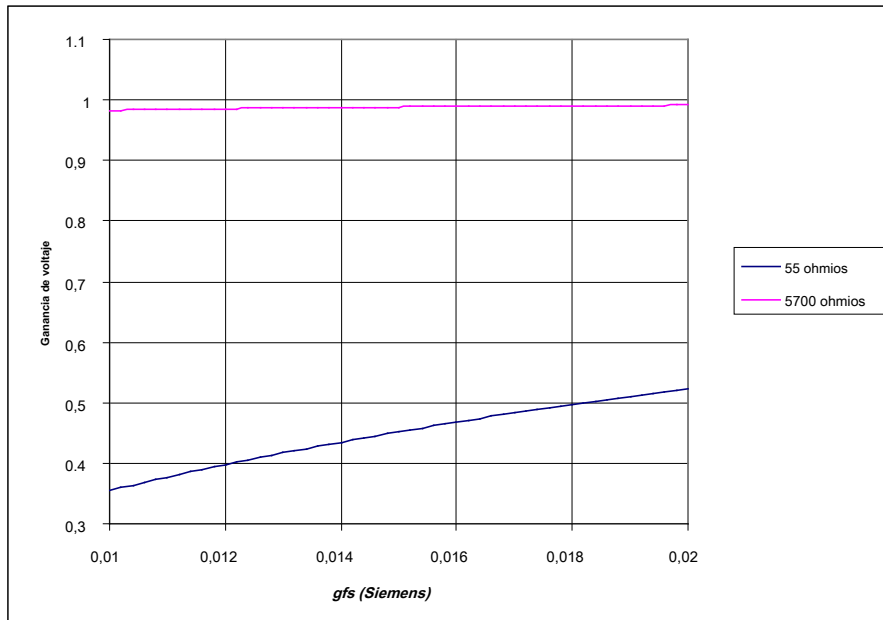


Figura 2.5 Variación en la ganancia de voltaje con dos resistencias de carga sobre g_{fs} rango de 0.01 a 0.02 Siemens equivalente a una oscilación de corriente de drenaje U310 en el rango de 2 a 60 μ A

Para obtener una imagen más clara del mecanismo que crea el gradiente, la figura 2.4 (a) se ha vuelto a dibujar en su modelo equivalente de Thevenin en (b) y luego se ha simplificado en (c). los

La magnitud del voltaje visto en la fuente se puede aproximar de la siguiente manera. Si R_L se hace muy grande en relación con r_{ds} entonces, muy poca corriente puede fluir alrededor del circuito; La ecuación (2.10) da la relación entre r_{ds} y g_{m0} . El voltaje que aparece a través R_L por lo tanto, reflejará el voltaje de circuito abierto del generador de voltaje interno. La relación de V_{RL} a V_{en} viene dada por la ecuación (2.5) como

$$UNA_{v} = \frac{V_{fuera}}{V_{en}} = \frac{V_{RL}}{V_{en}} = \frac{g_{m0} R_L}{1 + g_{m0} R_L}$$

reorganizar para resolver V_{RL} da,

$$V_{RL} = V_{en} \frac{g_{m0} R_L}{1 + g_{m0} R_L}$$

y haciendo R_L muy grande en relación con r_{ds} simplifica a

$$V_{RL} \approx V_{en}$$

El voltaje que aparece en la fuente del JFET es por lo tanto aproximadamente igual a V_{en} .

Si el valor de r_{ds} en la figura 2.4 (c) se mantiene constante y $R_L = r_{ds}$ luego el voltaje visto a través de la resistencia de carga R_L sería una reproducción más pequeña pero fiel de V_{en} y fácilmente calculado por,

$$V_{RL} = V_{en} R_L \frac{g_{m0}}{1 + g_{m0} R_L} \quad (2,13)$$

En realidad, r_{ds} no es constante. Se utilizó la ecuación (2.10) para generar la figura 2.6. Muestra la variación en r_{ds} con g_{m0} . La aplicación de una onda sinusoidal a la puerta del JFET mostrará que r_{ds} disminuirá en valor en línea con la magnitud de las excursiones positivas de la onda y aumentará con la magnitud de la negativa. Insertar estas variaciones en r_{ds} para el ángulo de conducción de 360 grados de una onda sinusoidal en la ecuación (2.13) se muestra que la mitad positiva de la onda sinusoidal será un poco mayor en magnitud que la mitad negativa. Esta distorsión asimétrica genera productos espurios en proporción a la magnitud de la señal de entrada y es una de las razones por las que las señales grandes en la banda de HF generan espolones en una antena de HF activa de entrada JFET.

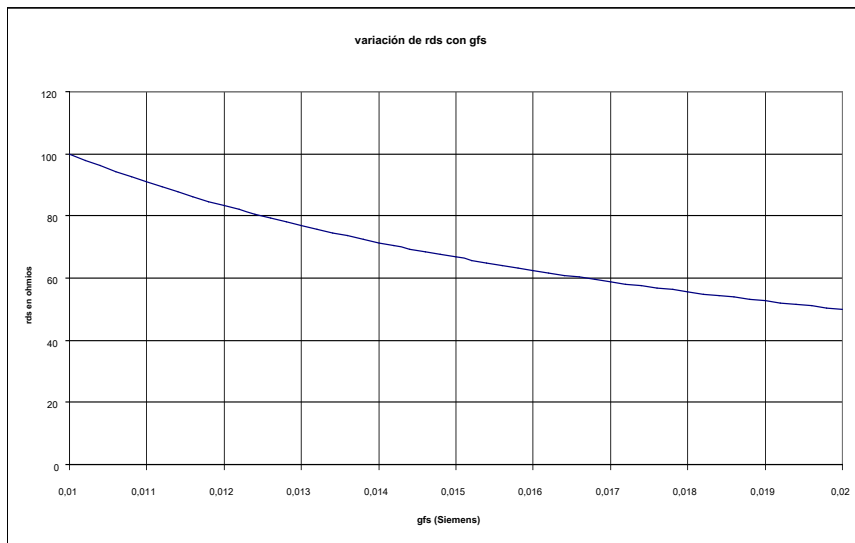


Figura 2.6 Variación en r_{ds} resistencia sobre el g_{fs} rango de 0.01 a 0.02 Siemens, equivalente a una corriente de drenaje U310 que oscila entre 2 y 60 mA

Esta visión simplista de cómo se generan los productos de distorsión dentro del canal JFET está lejos de ser completa; sin embargo, es una analogía suficiente para mejorar el diseño de una antena activa basada en un JFET. Hay dos cosas a las que apunta esta analogía que pueden reducir la generación de productos de distorsión. Son,

1. encuentre un FET que tenga la variación óhmica más pequeña en r_{ds} con un cambio dado en corriente de drenaje / fuente y,
2. hacer R_L tan grande como sea posible en comparación con r_{ds} para reducir los efectos que el variación en r_{ds} tiene en el voltaje caído a través de la resistencia de carga R_L .

Pequeñas variaciones óhmicas con cambios dados en la corriente de drenaje implican el uso de FET de potencia. Sin embargo, estos dispositivos tienen capacidades de puerta grandes y desensibilizarían la antena activa desviando la señal de RF a tierra a través de esta capacitancia. Los FET de señal pequeña tienen capacitancias mucho más pequeñas pero tienen valores grandes de r_{ds} con proporcionalmente más grande variaciones con cambios en la corriente de drenaje. El U310 JFET es un buen compromiso entre estos dos dilemas.

2.2.6 Sesgo de JFET alterado por una gran señal de entrada

La polarización aplicada entre la puerta y los cables de la fuente del JFET se puede alterar si se aplica una señal de entrada de magnitud suficiente a la puerta que supera la polarización inversa del diodo entre la puerta y los cables de la fuente inherentes a la fabricación del JFET. Figura 2.7 (una)

muestra los circuitos conectados inmediatamente al JFET. Los componentes en el cuadro punteado son el circuito equivalente a la impedancia de entrada del búfer. En la figura 2.7 (si) la resistencia interna entre el drenaje y los cables de la fuente (r_{ds}) se muestra dividido en dos partes con la unión de diodos de la puerta conectada a donde se unen. El terminal de la puerta está físicamente más cerca de la conexión de la fuente en el canal del JFET que del drenaje. Esto hace que la resistencia de la ruta de fuente de puerta polarizada hacia adelante sea considerablemente más pequeña que la

desagüe de la puerta; un punto útil para recordar cuando se trata de identificar los cables de un JFET en ausencia de la hoja de datos del fabricante. La polarización inversa de la unión puerta-fuente es de aproximadamente 1,17 voltios y se establece mediante la caída de voltaje en la resistencia de la fuente de 39 ohmios por la corriente de la fuente de 30 mA. El pico de la parte positiva de una señal de entrada debe exceder este voltaje para que conduzca el diodo de fuente de puerta. Es poco probable que la suma vectorial de todas las señales inducidas en la antena de varilla de 1,2 metros se acerque a este valor en condiciones normales de funcionamiento. Las dos causas más probables para que este diodo interno conduzca son:

1. Caídas cercanas de un rayo y,
2. la antena activa cubocada con un transmisor de RF.

Las excursiones positivas de señales que son de magnitud suficiente para forzar la conducción del diodo interno del JFET depositarán una carga a través del condensador de acoplamiento de 0,2 μF hasta el búfer; la carga se deposita a una velocidad gobernada por la constante de tiempo RC donde $R = 5700$ ohmios y $C = 0,2$ μF . Esta carga y la descarga subsiguiente, a través de aproximadamente la misma constante de tiempo RC, aumentarán la polarización inactiva del JFET reduciendo la corriente de la fuente. La misma excursión positiva de señales que hacen que fluya la corriente de la puerta también cargará las dos series conectadas 220 pF entre la varilla de la antena y la puerta. La constante de tiempo de carga de los 110 pF equivalentes en serie con la resistencia de entrada de 5700 ohmios del amplificador de búfer es muy corta. Sin embargo, la constante de tiempo de descarga es considerablemente más larga. Cuando cesa la conducción directa de la unión puerta / fuente, la constante de tiempo de descarga se convierte en 110 pF y la resistencia de polarización de puerta de 4,7 Mohm. La corriente que fluye a través de la resistencia de 4.7 Mohm desde la carga del capacitor produce un voltaje en la puerta que es negativo con respecto a la tierra del chasis, reduciendo efectivamente el flujo de corriente a través del JFET. La ecuación (2.12) indica que el punto de compresión de 1 dB del JFET se reducirá arrastrando hacia abajo los puntos de intercepción de segundo y tercer orden del JFET. Por lo tanto, los productos de distorsión no deseados aumentarán en magnitud hasta que el sesgo se restaure a su estado inactivo. La resistencia de 7 Mohm de la carga en el capacitor produce un voltaje en la puerta que es negativo con respecto a la tierra del chasis, reduciendo efectivamente el flujo de corriente a través del JFET. La ecuación (2.12) indica que el punto de compresión de 1 dB del JFET se reducirá arrastrando hacia abajo los puntos de intercepción de segundo y tercer orden del JFET. Por lo tanto, los productos de distorsión no deseados aumentarán en magnitud hasta que el sesgo se restaure a su estado inactivo. La resistencia de 7 Mohm de la carga en el capacitor produce un voltaje en la puerta que es negativo con respecto a la tierra del chasis, reduciendo efectivamente el flujo de corriente a través del JFET. La ecuación (2.12) indica que el punto de compresión de 1 dB del JFET se reducirá arrastrando hacia abajo los puntos de intercepción de segundo y tercer orden del JFET. Por lo tanto, los productos de distorsión no deseados aumentarán en magnitud hasta que el sesgo se restaure a su estado inactivo.

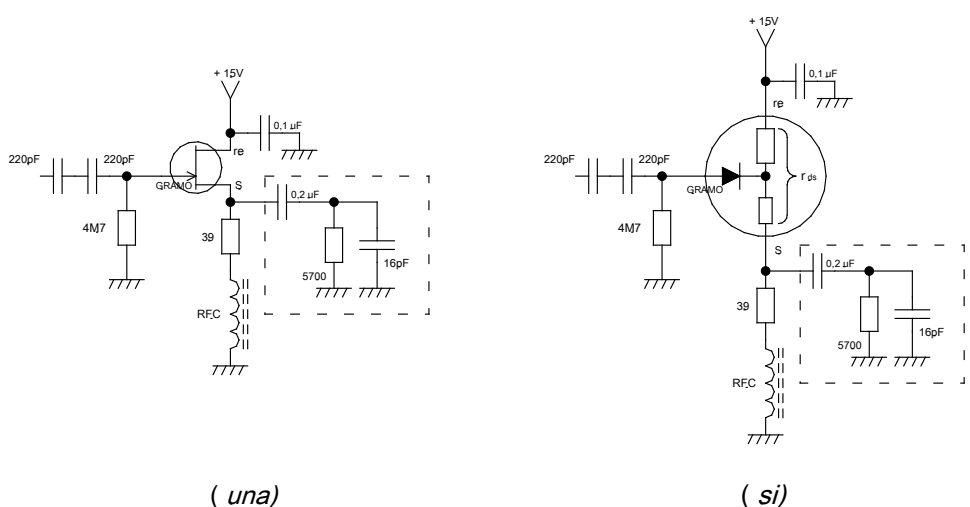


Figura 2.7 (a) circuitos conectados al JFET, (b) la unión de diodos interna a un JFET

Los rayos cercanos y distantes con su energía distribuida en un ancho de banda muy amplio son fáciles de discernir y con una duración de solo una fracción de segundo son una interferencia aceptada para cualquier receptor que opere desde frecuencias LF a HF. Los diodos de protección con polarización inversa en el circuito de la puerta del JFET limitan la magnitud del voltaje de la señal de un rayo cercano que se puede aplicar al JFET. Sin embargo, el diodo interno de la fuente de puerta comenzará a conducir antes de que los diodos limitadores comiencen a funcionar. Un relámpago generalmente se compone de muchos golpes y se espera que el sesgo del JFET vuelva a la normalidad en aproximadamente cinco constantes de tiempo RC $5 * 0.2E-6 * 5700 =$ aproximadamente 6 mS después del último golpe. La otra constante de tiempo RC que afecta la polarización de la puerta es la descarga de los dos condensadores de 220 pF conectados en serie en el circuito de la puerta JFET. Se descargarán en $5 * 110E-12 * 4.7E6 =$ aproximadamente 2.6 mS.

No hay filtros dentro del diseño de una antena activa más allá de los 6 dB / octava de la capacitancia distribuida a tierra de los circuitos de entrada de la antena activa y la respuesta de frecuencia de los dispositivos semiconductores activos. Estos tipos de antenas están muy abiertos a la energía de RF de LF a la parte inferior de la banda de VHF. Un transmisor de alta potencia ubicado junto con una antena activa se puede encender / apagar según sea necesario o estar continuamente encendido. Si el voltaje de RF inducido en la varilla es de magnitud suficiente para desviar hacia adelante el diodo interno del JFET, entonces, como antes, la corriente de la fuente del JFET disminuirá. Esto hará que se generen productos de intermodulación. Si el receptor conectado a la antena activa no está sintonizado donde estos productos de distorsión caerán en frecuencia, entonces se notará un aumento pronunciado en el piso de ruido durante el tiempo en que el transmisor esté funcionando desensibilizando cualquier receptor conectado a él. Se debe tener cuidado al instalar cualquier antena activa en un sitio de antena para asegurar que haya una distancia adecuada entre una antena activa y cualquier transmisor.

2.2.7 Protección contra rayos y electricidad estática

El vector de campo eléctrico de buen tiempo a nivel del suelo es del orden de 100 V / m con la Tierra cargada negativamente y la atmósfera sobre la Tierra cargada positivamente [ref. 9, pág. 313]. El aire limpio puede soportar una carga que aumenta el campo de buen tiempo a veces a una magnitud en la que puede ocurrir una ruptura dando lugar al fenómeno del "rayo del azul" [ref. 9, pág. 24]. Las antenas activas de entrada FET, con su muy alta resistencia de entrada de CC entre la varilla de la antena y la tierra, necesitan protección contra la estática *mi*

Campos que pueden desarrollar una carga a través de la capacitancia de entrada distribuida de la antena que exceda su voltaje estático. Se usa una resistencia 4M7 conectada entre la base de la varilla de la antena y tierra para eliminar cualquier acumulación de carga normal. Un tubo de descarga de gas con un voltaje de chispa de aproximadamente 90 V se coloca en paralelo con la resistencia 4M7 para aquellas ocasiones poco frecuentes en las que una masa cargada de aire deposita una carga más rápido de lo que la resistencia 4M7 puede purgarla. El tubo de descarga de gas también sirve como defensa de primera línea al desviar a tierra la energía inducida en la varilla de la antena desde una nube cercana hasta la caída de un rayo.

Las antenas activas de entrada JFET son generalmente dispositivos de banda ancha que son capaces de responder a la energía de RF de LF a frecuencias de VHF de banda baja. Un rayo de nube a tierra consta de múltiples pulsos de corriente de descarga y tiene una gran parte de su energía distribuida en este rango de frecuencia. Las antenas activas necesitan protección contra estos voltajes que varían en el tiempo inducidos. Dos condensadores de mica plateada de 220 pF y 350 voltios están conectados en serie entre la varilla de la antena y la puerta del JFET. Los condensadores de mica plateada tienen un ruido generado internamente muy bajo y la clasificación combinada de 700 voltios es muchas veces la tensión de chispa del tubo de descarga de gas. La unión de los dos condensadores tiene un par de diodos de microondas con polarización inversa polarizados en la mitad del riel Vcc. Estos diodos son considerablemente más rápidos que el JFET, ya que protegen y protegen la puerta del JFET de grandes excursiones de voltaje cuya magnitud es insuficiente para disparar el tubo de descarga de gas. La capacitancia combinada de 110 pF de los dos capacitores de mica plateada de 220 pF conectados en serie junto con los 13 pF medidos del circuito de entrada JFET forman un divisor de voltaje que reduce el nivel de la señal que aparece en la base de la antena de varilla en 1dB cuando está acoplada a través de este circuito a la puerta del JFET. Esta pequeña pérdida de inserción, que aumenta la figura de ruido de la antena activa en 1 dB, es un precio aceptable a pagar por la protección contra rayos. La capacitancia combinada de 110 pF de los dos capacitores de mica plateada de 220 pF conectados en serie junto con los 13 pF medidos del circuito de entrada JFET forman un divisor de voltaje que reduce el nivel de la señal que aparece en la base de la antena de varilla en 1dB cuando está acoplada a través de este circuito a la puerta del JFET. Esta pequeña pérdida de inserción, que aumenta la figura de ruido de la antena activa en 1 dB, es un precio aceptable a pagar por la protección contra rayos. La capacitancia combinada de 110 pF de los dos capacitores de mica plateada de 220 pF conectados en serie junto con los 13 pF medidos del circuito de entrada JFET forman un divisor de voltaje que reduce el nivel de la señal que aparece en la base de la antena de varilla en 1dB cuando está acoplada a través de este circuito a la puerta del JFET. Esta pequeña pérdida de inserción, que aumenta la figura de ruido de la antena activa en 1 dB, es un precio aceptable a pagar por la protección contra rayos.

2.2.8 Supresión de la oscilación parasitaria causada por la varilla de la antena

La figura 2.8 es el esquema del circuito de entrada de la antena activa. La resistencia de 22 ohmios en serie con la compuerta del JFET es un tapón parásito VHF y se requiere para evitar que el JFET entre en una oscilación VHF de banda baja cuando se conecta una varilla de antena al circuito de entrada del JFET. Las oscilaciones suelen producirse a una frecuencia justo por encima de la resonancia de onda $\frac{1}{4}$ natural de la varilla de la antena. Aquí es donde la varilla aparece como una inductancia que resuena con la capacitancia distribuida del circuito formando un oscilador Colpitts. En la sección 3.1 se ofrece una explicación más detallada de cómo se forma este oscilador. El valor de la resistencia depende del JFET, el diseño del circuito, la longitud de la varilla de la antena y el entorno instalado de la antena completa. Es posible que sea necesario aumentar esta resistencia para adaptarse a un diseño físico diferente o una longitud de varilla de antena mucho más larga. La capacitancia total vista en el terminal de puerta del JFET es del orden de 6 pF. La reactancia capacitiva de esta capacitancia a 30 MHz es 884 ohmios. La resistencia de 22 ohmios instalada en la ruta en serie de esta alta reactancia tendrá un efecto mínimo en el rendimiento general del circuito.

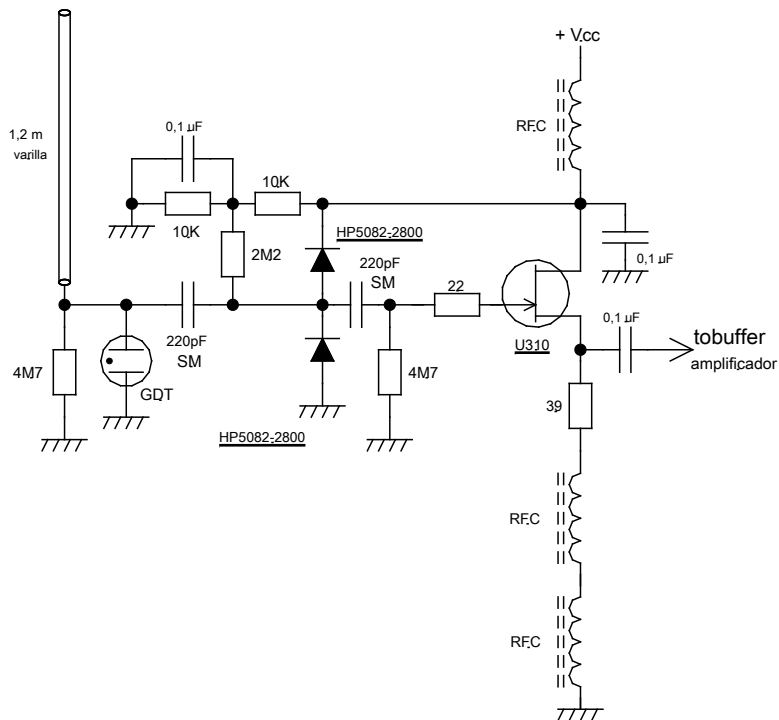


Figura 2.8 Circuito de entrada de la antena activa

2.3 La etapa de búfer de salida

La etapa de búfer de salida debe tener:

- una impedancia de entrada lo más alta posible para minimizar los productos de distorsión generados dentro del JFET
- operar en un rango de frecuencia mínimo de 2 a 30 MHz con ganancia constante
- tener una impedancia de salida de banda ancha de 50 ohmios para controlar cualquier onda reflejada de un receptor y,
- algún tipo de configuración push-pull para ayudar a suprimir los productos de distorsión de orden uniforme.

Se probaron varias configuraciones push-pull antes de decidirse por el diseño como se ve en la figura 2.9. Este diseño produjo el OI_p más alto 2 y OI_p 3 puntos a costa de una ganancia de amplificador de -6 dB. El par complementario de transistores debería tener sus ganancias actuales (β) emparejado para maximizar la supresión de los productos de distorsión de orden uniforme. Debido a que los transistores se utilizan como seguidores del emisor (ganancia de voltaje menor que uno), y la impedancia de salida aproximada de 3.6 ohmios que se ve en el emisor del transistor es cargada por una resistencia de emisor sin bypass de 96.4 ohmios, entonces una distribución justa en β se puede tolerar al combinar transistores. Si los transistores se hubieran conectado para proporcionar una ganancia de voltaje (emisor común), se requerirían requisitos mucho más estrictos al combinar transistores.

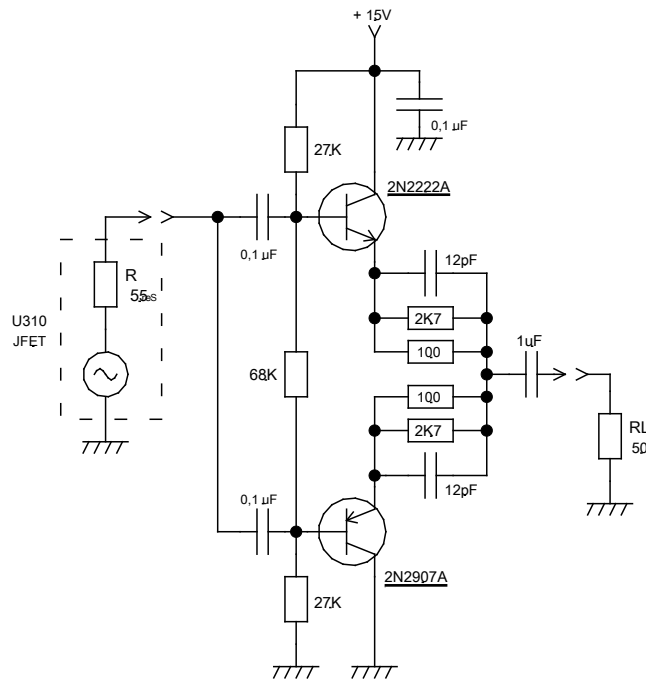


Figura 2.9 Circuito de búfer de salida

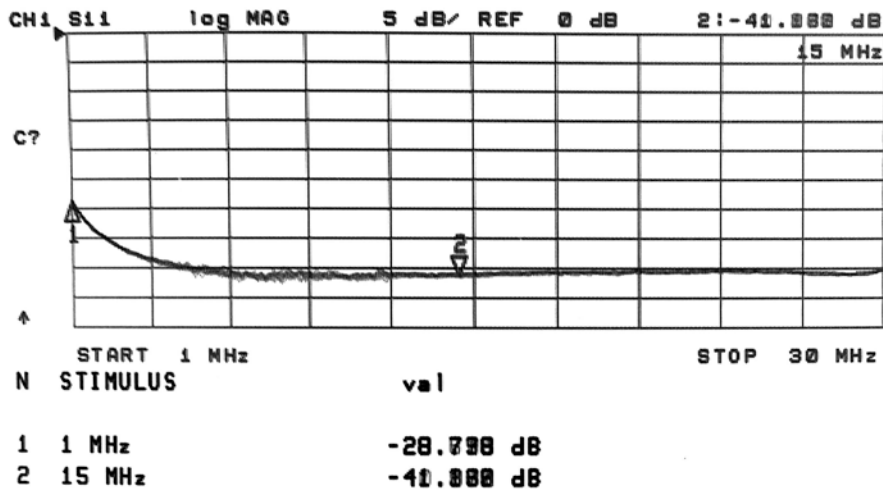


Figura 2.10 Pérdida de retorno medida en el terminal de salida de la antena activa completa

Se midió la impedancia de entrada del búfer y se puede representar como una resistencia de 5K7 ohmios en paralelo con una capacitancia de 16 pF. Esta es la carga que se conectará a la salida de la etapa de entrada JFET como se ve en la figura 2.8. La Figura 2.10 es la pérdida de retorno de salida medida del amplificador de búfer de -28 dB a 1 MHz mejorando a un mínimo de -40 dB desde

4.5 MHz a 30 MHz, lo que indica que la impedancia de salida del búfer es una banda ancha de 50 ohmios. El condensador de 12 pF a través de las resistencias del emisor en paralelo es para compensar la salida

inductancia distribuida del circuito. Esto deberá ajustarse con precisión si el diseño del componente físico se cambia de alguna manera.

2.3.1 Cambios necesarios para adaptarse a un sistema de 75 ohmios

La impedancia de salida se puede cambiar fácilmente de 50 ohmios para adaptarse a un sistema de 75 ohmios si se prefiere. Todo lo que se requiere es que la combinación en paralelo del resistor de emisor no puenteado de 100 y 2K7 como se ve en la figura 2.9 sea reemplazada por la combinación en paralelo de 150 y 6K2. El condensador de compensación de frecuencia de 12 pF deberá reducirse ligeramente su valor y es mejor hacerlo con la ayuda de un analizador de red en la parte de alta frecuencia de la banda de HF en el diseño terminado.

2.3.2 Prueba del amplificador de búfer

El amplificador de búfer se conectó como se ve en la figura 2.11 con una resistencia de terminación de 50 ohmios instalada en su entrada. La ganancia directa a 8 MHz se midió en -6,3 dB. En la figura 2.12, el trazo superior rojo es la entrada de un generador de señales aplicado a la entrada de la etapa de amortiguación y el trazo azul inferior es la salida. Tenga en cuenta la escala de 2 dB / división y la salida sigue a la entrada desde 1 MHz hasta aproximadamente 50 MHz. La ganancia aumenta lentamente de -6,3 dB a 50 MHz a -5,3 dB a 100 MHz.

El único generador de RF fue reemplazado por un generador de RF de dos tonos (7 MHz y 11 MHz)

y los siguientes parámetros de salida medidos, $OPIp_3 = +56,5$ dBm y $OPIp_2 =$

+ 110dBm. Estas cifras exceden los parámetros medidos de la etapa de entrada JFET y, por lo tanto, no serán el factor limitante en el diseño de cascada completo.

2.3.3 La necesidad de una impedancia de salida de 50 ohmios y la pérdida asociada de 6 dB

La impedancia de entrada de la mayoría de los receptores modernos se suele especificar como 'nominalmente 50 ohmios' lo que implica que la impedancia de entrada puede variar con la frecuencia en esta vecindad. Esto es especialmente cierto si se han empleado filtros de preselección de seguimiento en un esfuerzo por controlar la generación de espolones no deseados. La Figura 2.13 es la impedancia de entrada medida a 7 MHz de un receptor de HF R&S EK890 cuando se configuró para recibir una señal de 7 MHz. Observe que el componente real es de solo 21 ohmios con una pequeña cantidad de inductancia en serie de aproximadamente + j2 ohmios; un segundo receptor EK890 mide $32 + j3$ ohmios a la misma frecuencia.

La energía de RF reflejada de regreso a la antena activa desde el receptor puede tener un efecto apreciable sobre la ganancia del sistema, la fase y los productos de distorsión generados; siendo el sistema la antena activa conectada a un largo cable coaxial cuyo otro extremo está conectado a la entrada de un receptor.

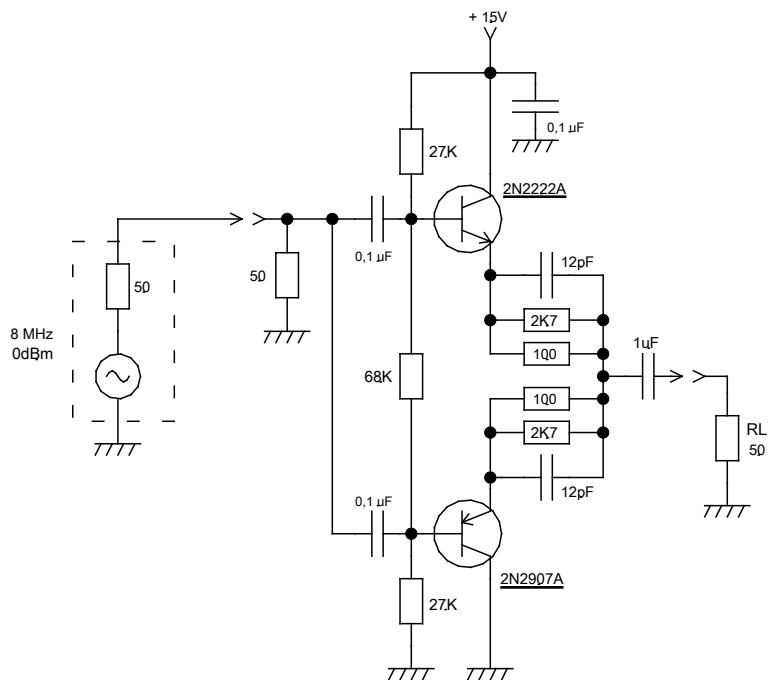


Figura 2.11 Configuración de la prueba del circuito del búfer de salida

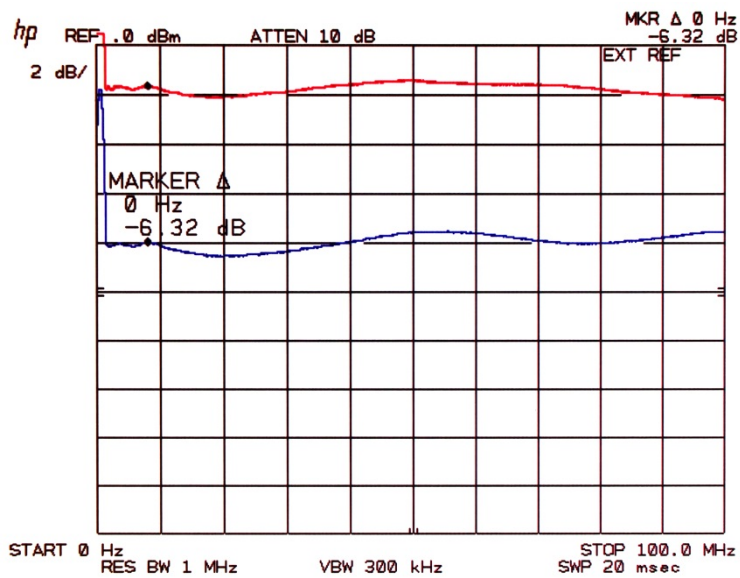


Figura 2.12 Respuesta de frecuencia del circuito de búfer de salida t, marcador Δ a 8 MHz

rojo : nivel de la señal de entrada en la entrada del búfer

Azul : salida de búfer

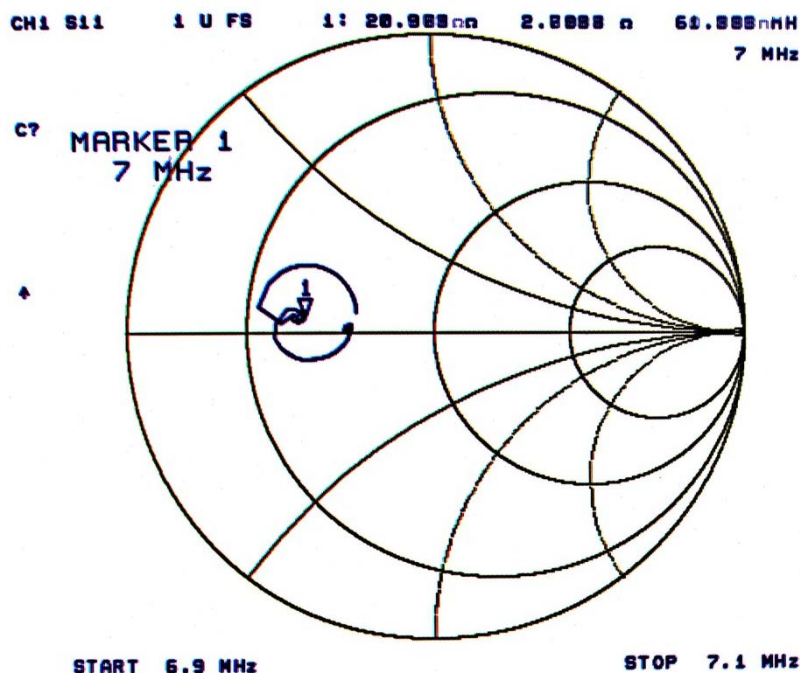


Figura 2.13 Impedancia de entrada medida de $21 + j2$ ohmios vista en la entrada de la antena de un R&S EK890 receptor cuando está sintonizado a 7 MHz

Algunos diseños de antenas activas disponibles gratuitamente en el dominio público, por ejemplo, en Internet, no tienen una impedancia de salida que coincida con la línea de transmisión que conecta la antena al receptor, generalmente 50 ohmios, y la salida se toma directamente de los emisores del pulsador. tirar par. La figura 2.9 se ha reconfigurado para reflejar esto y se ve en la figura 2.14. La impedancia de salida de esta configuración es de aproximadamente 1,8 ohmios. El principal atractivo para conectar el búfer de salida de esta manera es que la ganancia de voltaje se acerca a la unidad cuando se usa en un sistema de 50 ohmios. Esto equivale a un aumento aproximado de 6 dB en el nivel de la señal de salida en comparación con una etapa que se ha adaptado a la línea de transmisión. Si se asume que la entrada al receptor es una banda ancha constante de 50 ohmios, entonces figura 2. 15 es la respuesta de frecuencia esperada del sistema simulado con una longitud de 30 m de co-eje ideal entre la antena activa y el receptor; observe la ganancia plana y el cambio de fase lineal con la frecuencia y la ganancia de voltaje un poco menos de uno.

Sin embargo, esto no es la realidad. La Figura 2.13 muestra que el receptor EK890 tiene una resistencia de entrada de 21 ohmios a 7 MHz. Si bien esta resistencia variará a medida que el receptor se sintonice con otras frecuencias, se utilizará una resistencia de entrada fija de 21 ohmios como ejemplo de cómo las ondas estacionarias del receptor pueden alterar la ganancia de voltaje del sistema y la fase con la frecuencia. La impedancia de entrada del receptor en el modelo de simulación se cambió de 50 ohmios a 21 ohmios y la figura 2.16 muestra el resultado.

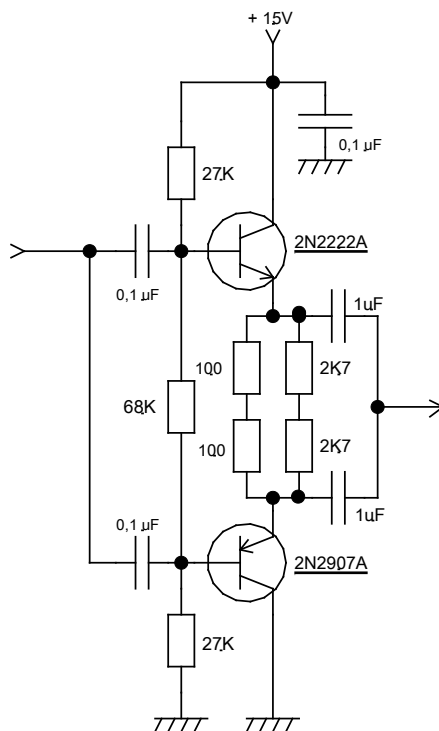


Figura 2.14 Circuito de búfer de salida. La impedancia de salida de esta configuración es aproximadamente 1,8 ohmios

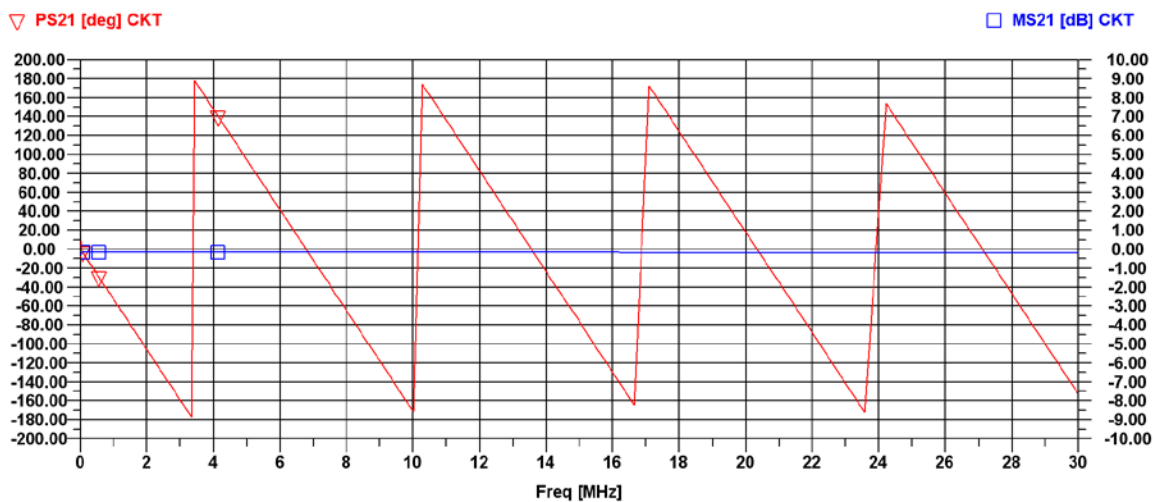


Figura 2.15 Fase (rojo escala izquierda) y magnitud (azul escala derecha) respuesta con frecuencia de sistema de recepción con salida de búfer de salida $Z = 1,8$ ohmios, 30 m de coaxial ideal de 50 ohmios que se conecta a una entrada de receptor $Z = 50$ ohmios

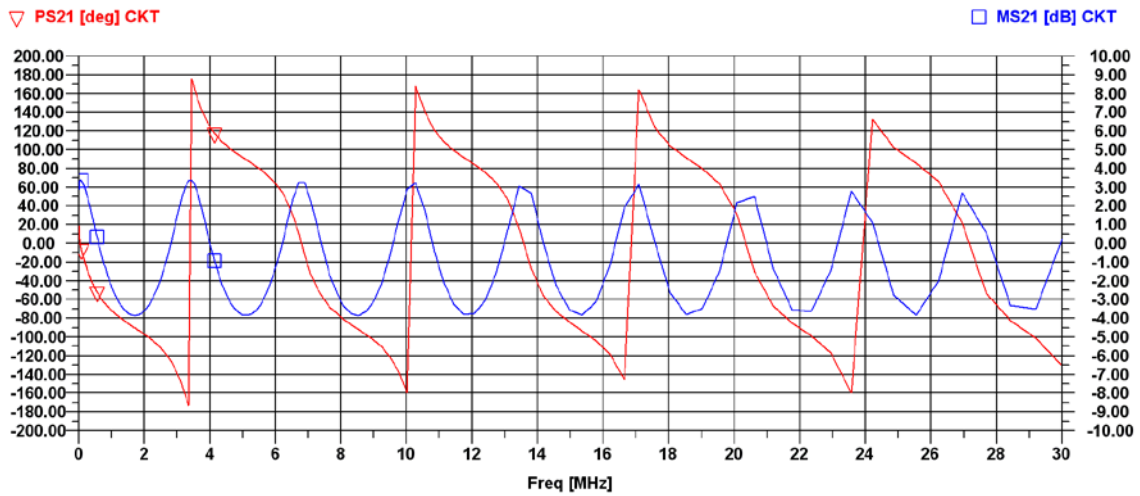


Figura 2.16 Fase (rojo) y magnitud (azul) respuesta con frecuencia del sistema receptor con salida de búfer salida $Z = 1,8$ ohmios, 30 m de co-eje ideal de 50 ohmios que se conecta a una entrada de receptor $Z = 21$ ohmios

El desajuste entre la línea de transmisión ideal de 50 ohmios y la resistencia de entrada de 21 ohmios del receptor ha reflejado parte de la señal de RF de regreso a la salida de la etapa del búfer donde el desajuste entre la línea de transmisión y la impedancia de salida del búfer de 1.8 ohmios re-refleja esto señal de vuelta al receptor. La magnitud de la señal reflejada disminuye con cada reflexión a medida que una parte de la señal se disipa en la salida del amplificador de búfer y el receptor. La terminación en los extremos del co-eje que está más cerca de 50 ohmios disipará la mayor parte de la señal reflejada. Por lo tanto, la impedancia de salida de 1,8 ohmios del amplificador de búfer volverá a reflejar la mayor parte de la energía reflejada al receptor, donde se suma algebraicamente con la onda directa actual. Como puede verse en la figura

2.16, el resultado es una ganancia significativa y una variación de fase con la frecuencia.

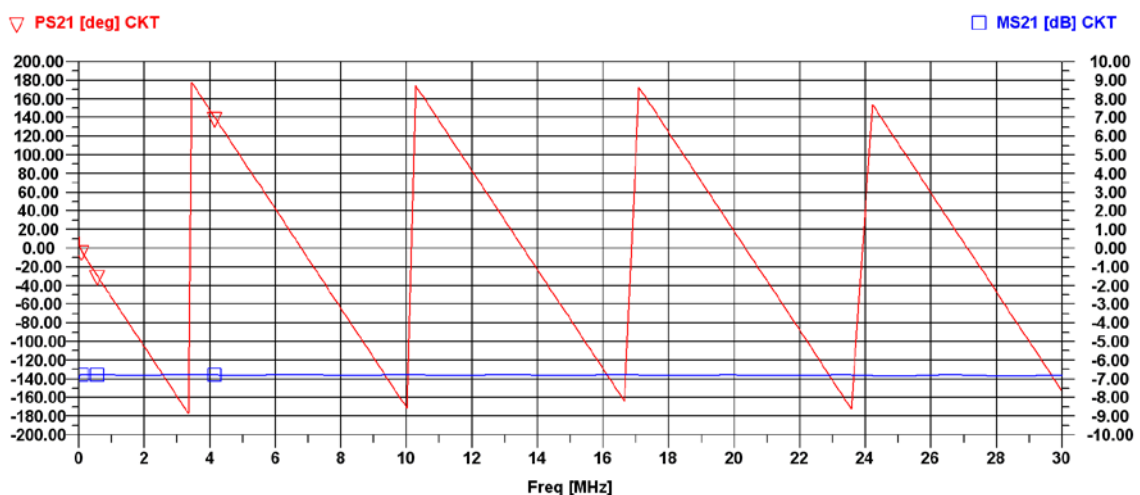


Figura 2.17 Fase (rojo Lado izquierdo, grados) y magnitud (azul Respuesta del lado derecho, dB) con frecuencia del sistema de recepción con salida de búfer de salida $Z = 50$ ohmios, 30 m de co-eje ideal de 50 ohmios que se conecta a una entrada de receptor $Z = 21$ ohmios

La simulación se reconfiguró para reflejar la figura 2.11, una antena activa con una impedancia de salida de banda ancha de 50 ohmios y una resistencia de entrada del receptor de 21 ohmios. La simulación se volvió a realizar dando como resultado la respuesta de la figura 2.17. Aquí, la onda reflejada del receptor cuya resistencia de entrada es de 21 ohmios es totalmente absorbida por la impedancia de salida de 50 ohmios del amplificador de búfer, lo que da como resultado una ondulación de 0,05 dB con frecuencia en la entrada del receptor; observe la suave respuesta de fase.

2.3.3.1 *Una nota sobre las antenas receptoras pasivas de banda ancha*

Si bien esta simulación estaba dirigida a antenas activas, también es relevante para las antenas receptoras pasivas de banda ancha; por ejemplo, el monopolo de alimentación elevado. La impedancia de entrada de estas antenas, que es la impedancia de salida cuando se usa para alimentar señales a un receptor, varía con la frecuencia y nunca puede ser de 50 ohmios en todo su rango de frecuencia operativa. Es por esta razón que se debe colocar un preamplificador de banda ancha directamente en los terminales de salida de la antena para que la impedancia de salida de 50 ohmios del amplificador impulse el cable coaxial que alimenta al receptor. Si bien la impedancia de salida de un amplificador generalmente se ve afectada por su terminación de entrada y la magnitud y el tipo de retroalimentación empleada dentro del amplificador, la variación de la impedancia de salida del amplificador con la frecuencia será considerablemente menor que la de la antena a la que está conectado y también mucho más cercana a los 50 ohmios requeridos. Esto minimizaría los cambios no deseados en fase y magnitud si la impedancia de entrada del receptor varía con la frecuencia.

2.4 Regulador de voltaje + 15V

Algunos reguladores de voltaje de tres terminales son bastante ruidosos. Su impedancia de salida dinámica en la vecindad de un ohmio hace que sea una tarea bastante desalentadora filtrar el ruido interno generado por una fuente de tan baja impedancia. El regulador de tres terminales LM317LZ tiene un nivel de ruido aceptable, especialmente cuando se usa con un transistor de refuerzo de corriente PNP. Los transistores PNP son conocidos por su bajo ruido $1/f$ [ref. 13 pág. 353].

El regulador de voltaje de + 15V que se ve en el diseño final ha sido diseñado para ser silencioso. Su salida regulada se filtra a través de reactancias de RF independientes antes de conectarse a las etapas de búfer de entrada y salida. Esto asegura que el rendimiento de ruido de la antena activa final esté limitado por esas dos etapas y no por la contribución de ruido del regulador de voltaje. Se utiliza un diodo de dirección (S1G) para la protección de polaridad inversa.

2.5 El circuito final

La figura 2.18 es el circuito final de la antena activa. El circuito prototipo completo se construyó en la tapa de una caja de aluminio fundido a presión con clasificación IP66 que mide 64x58x34 mm utilizando "cableado en aire tridimensional punto a punto" en un plano de tierra de cobre hecho de una pieza de material FR4 PCB, ver figura 2.19.

La Figura 2.20 muestra el conector BNC empotrado. Esto protege el conector de los daños causados por la lluvia. Tenga en cuenta el orificio de 1 mm perforado en el punto alto del hueco para permitir que el aire

presión para igualar con los cambios de temperatura. Una versión anterior de esta antena activa que no tenía este orificio succionado en agua de lluvia cuando la lluvia fría bajó rápidamente la temperatura de la caja. La Figura 2.21 es la antena ensamblada completa. El mecanizado de la derecha es para ubicar el perno en U que se usa para sujetar la antena a un poste de metal.

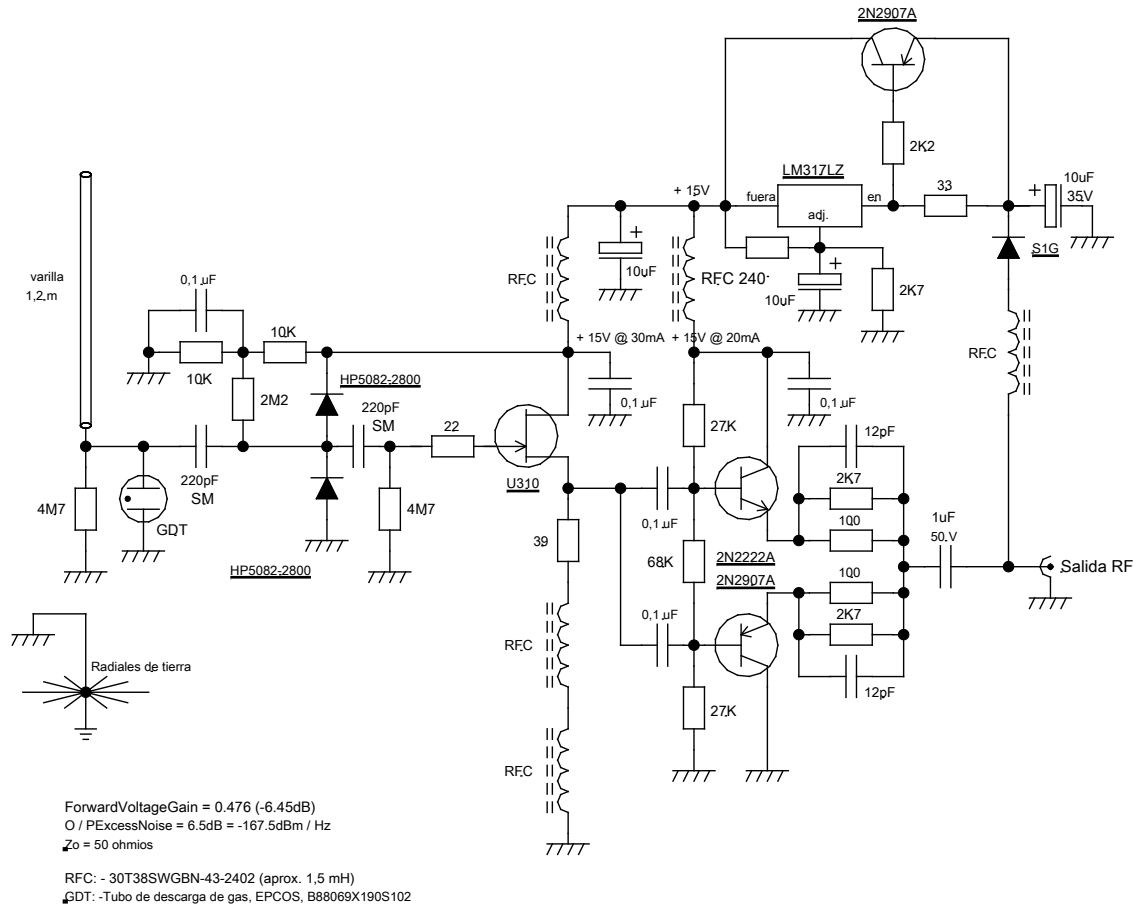


Figura 2.18 El circuito final de la antena activa.

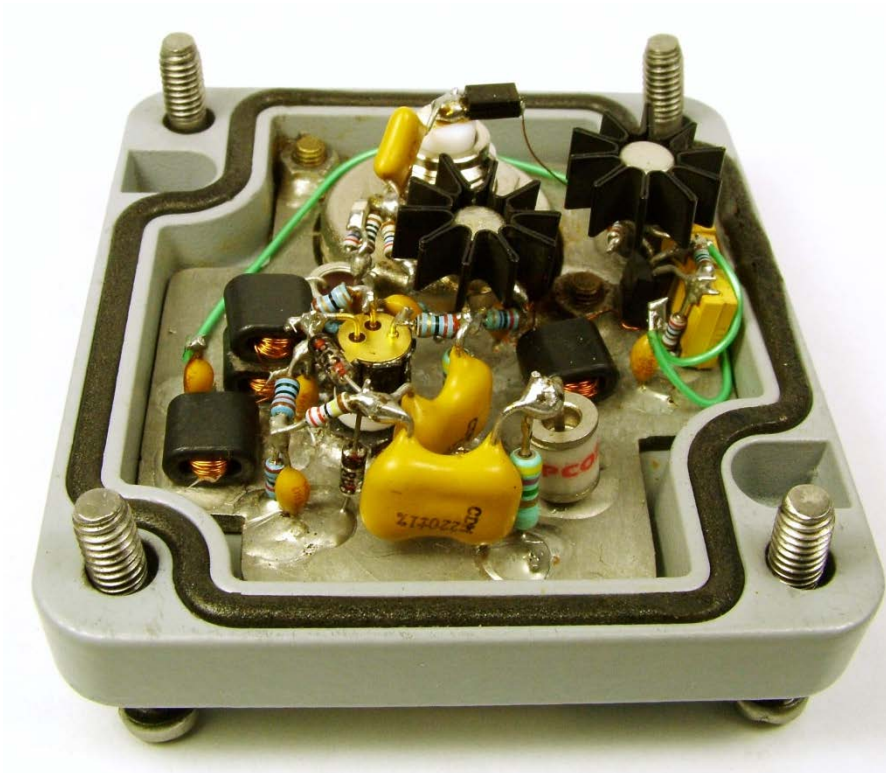


Figura 2.19 Cableado punto a punto de la antena activa. Los dos condensadores de mica plateados conectados en serie amarilla están en primer plano



Figura 2.20 Vista desde abajo que muestra el conector BNC empotrado



Figura 2.21 Antena ensamblada con varilla

2.6 Recomendaciones de instalación

Hay tres métodos generales que se pueden utilizar para instalar una antena monopolo activa en un sitio.

1. nivel del suelo sobre una estera metálica o plano de tierra radial.
2. elevado sobre el suelo con la carcasa metálica exterior de la antena activa conectada eléctricamente a la parte superior de un poste metálico sin un plano de tierra metálico en su base, figura 2.22.
3. elevado sobre el suelo a través de un poste de metal con un plano de tierra de tipo radial o malla de alambre en la base del poste, figura 2.23.

Si se utiliza una estera de tierra radial, debe constar de un mínimo de 16 radiales. Para la configuración de antena descrita en la figura 2.23 que se utilizó en todas las pruebas de campo, $h_1 = 1,2$ m, $h_2 = 1,2$ m y $h_3 = 0,3$ m. La longitud de cada uno de los 16 alambres radiales que forman el plano de tierra fue $ah_1 + h_2 \approx 1,7$ m; donde el factor *una* se deriva en la sección 2.6.1.

Un estrangulador de corriente de RF, figura 2.25 y 2.26, debe insertarse en serie con la línea coaxial en el punto donde terminan los radiales de tierra. Esto convierte efectivamente la trenza exterior del co-eje entre la salida de la antena activa y el estrangulador de corriente en un 17th suelo radial. También se instala un estrangulador de corriente en el exterior de un panel de entrada de cable coaxial conectado a tierra en la caseta de RF, consulte la figura 2.24. El par trenzado de cables recubiertos de esmalte que se utilizan para fabricar los inductores de corriente de RF del cable coaxial debe tener una impedancia característica igual a la del cable coaxial que se utiliza para conectar la antena activa al receptor. El estrangulador de corriente de RF en el panel de entrada de cables evita que las corrientes de RF inducidas en la trenza exterior del cable coaxial fluyan hacia el panel de entrada de cables con conexión a tierra, lo que induce una tensión diferencial entre los conductores interior y exterior del co-eje. La trenza exterior del co-hacha actuaría de otra manera como una antena monopolo horizontal con el punto de alta corriente en el panel de entrada de cables con conexión a tierra. Figura 2. 27 es la respuesta de la instalación de la antena activa antes de que se instalaran los choques de corriente de RF. En la figura 2.28, los reactancias de corriente de RF se han instalado según la figura 2.24. Observe la supresión de las dos resonancias y también la supresión general de corrientes no deseadas por debajo de aproximadamente 6,5 MHz.

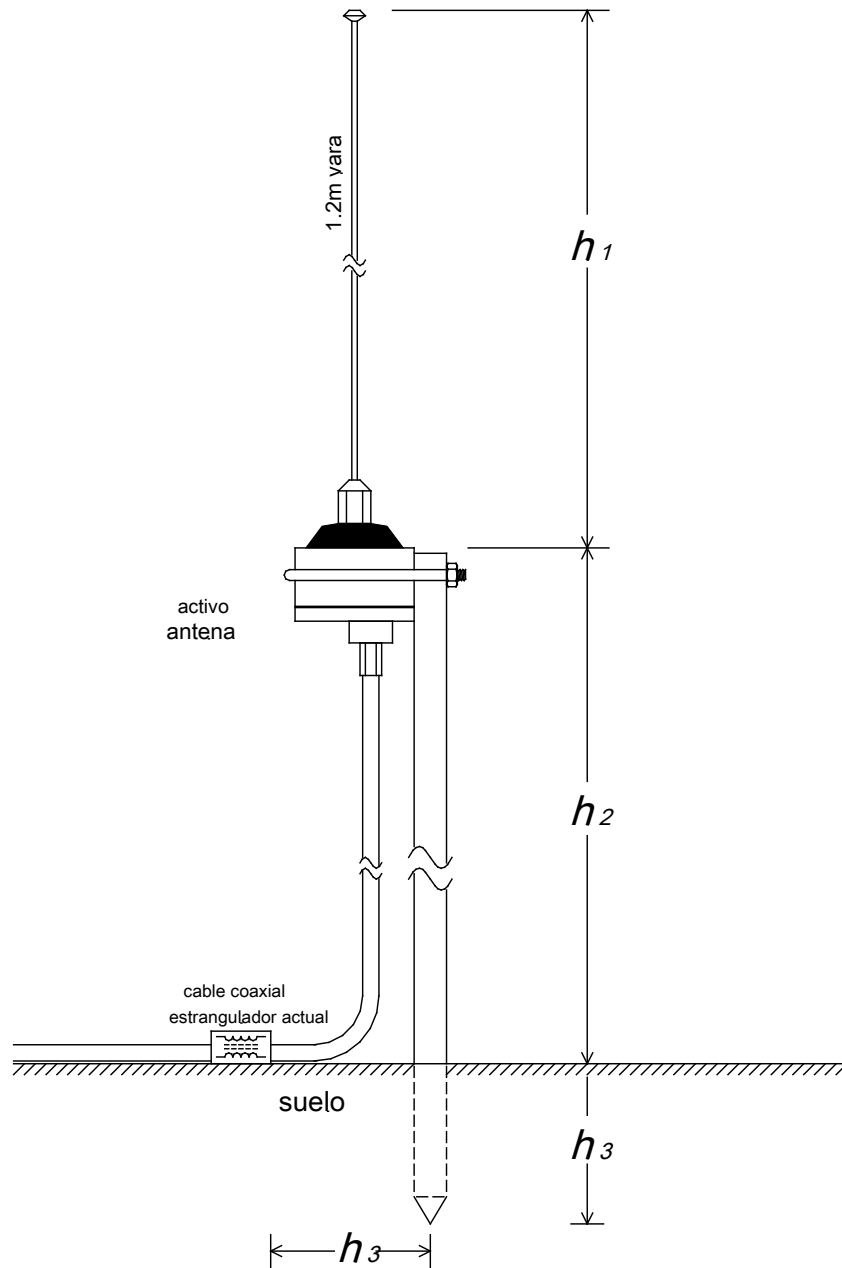


Figura 2.22

Instalación recomendada para una altura de mástil y una longitud de varilla determinadas para una antena activa; observe la posición del estrangulador de corriente coaxial.

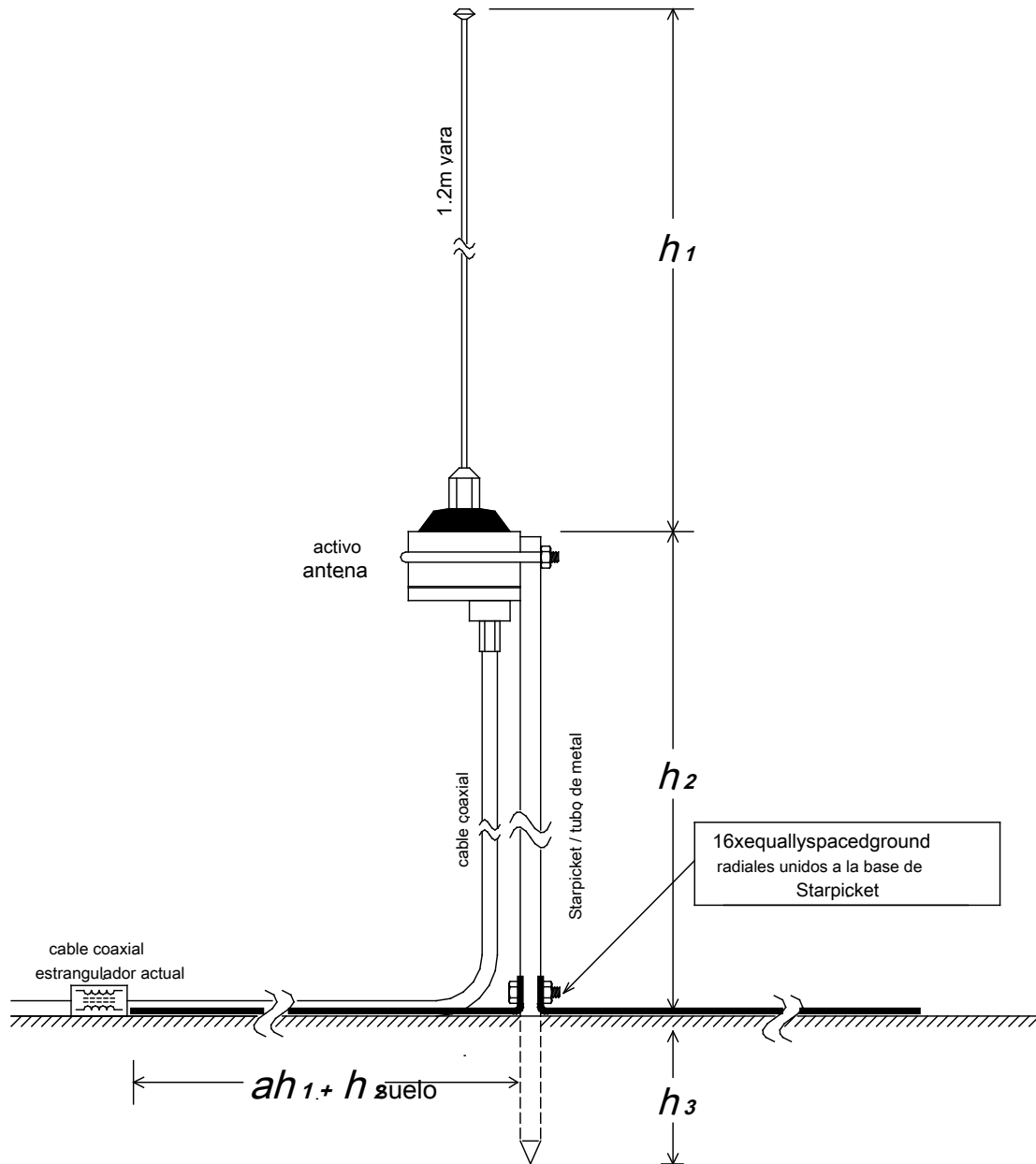


Figura 2.23 Longitudes recomendadas de radiales terrestres para una altura de mástil y una longitud de varilla determinadas para una antena activa

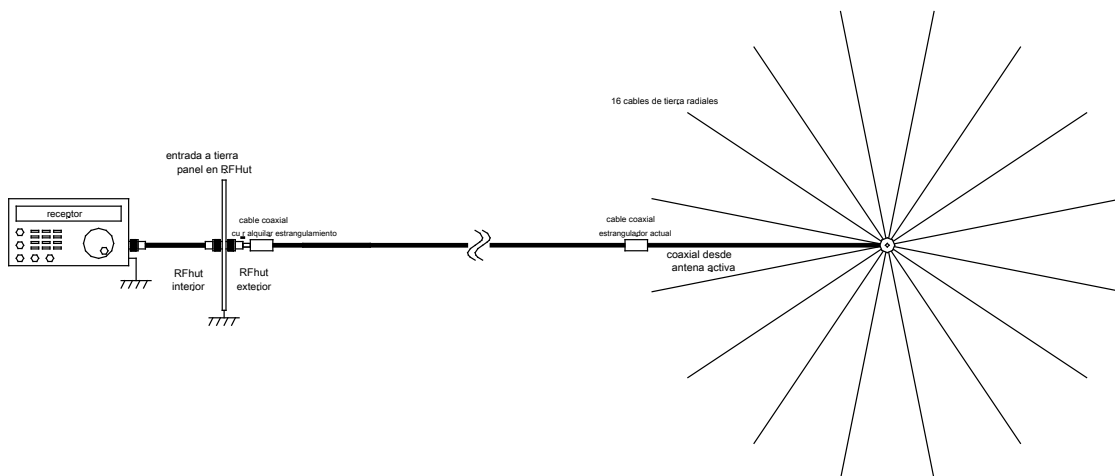


Figura 2.24 Instalación recomendada para una antena activa

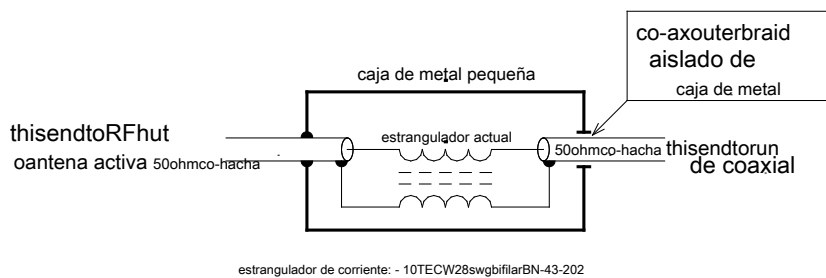


Figura 2.25 Detalles constructivos del estrangulador actual

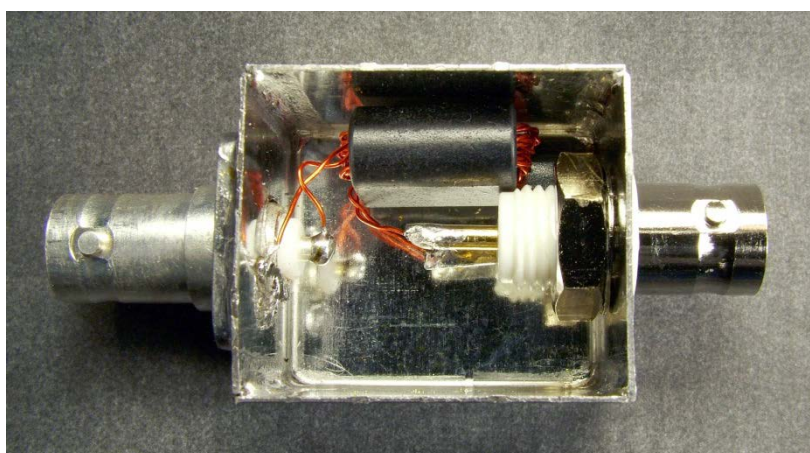


Figura 2.26 El estrangulador de corriente de RF alojado es una pequeña caja de metal. Tenga en cuenta el conector BNC aislado en el lado derecho

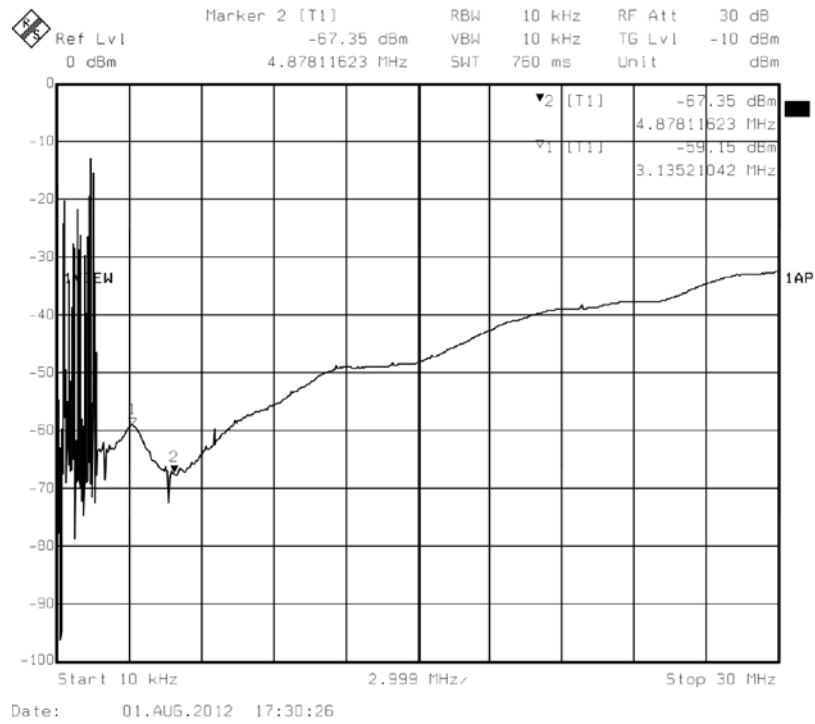


Figura 2.27

Respuesta de antena activa sin inductores de corriente de RF instalados

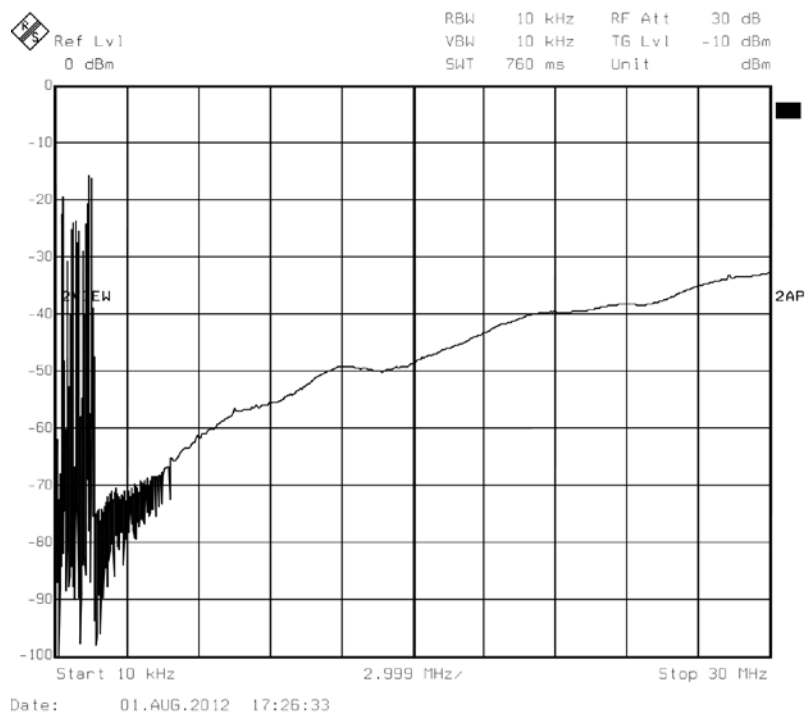


Figura 2.28

Respuesta de antena activa con inductancias de corriente coaxial instaladas en el extremo radial de tierra

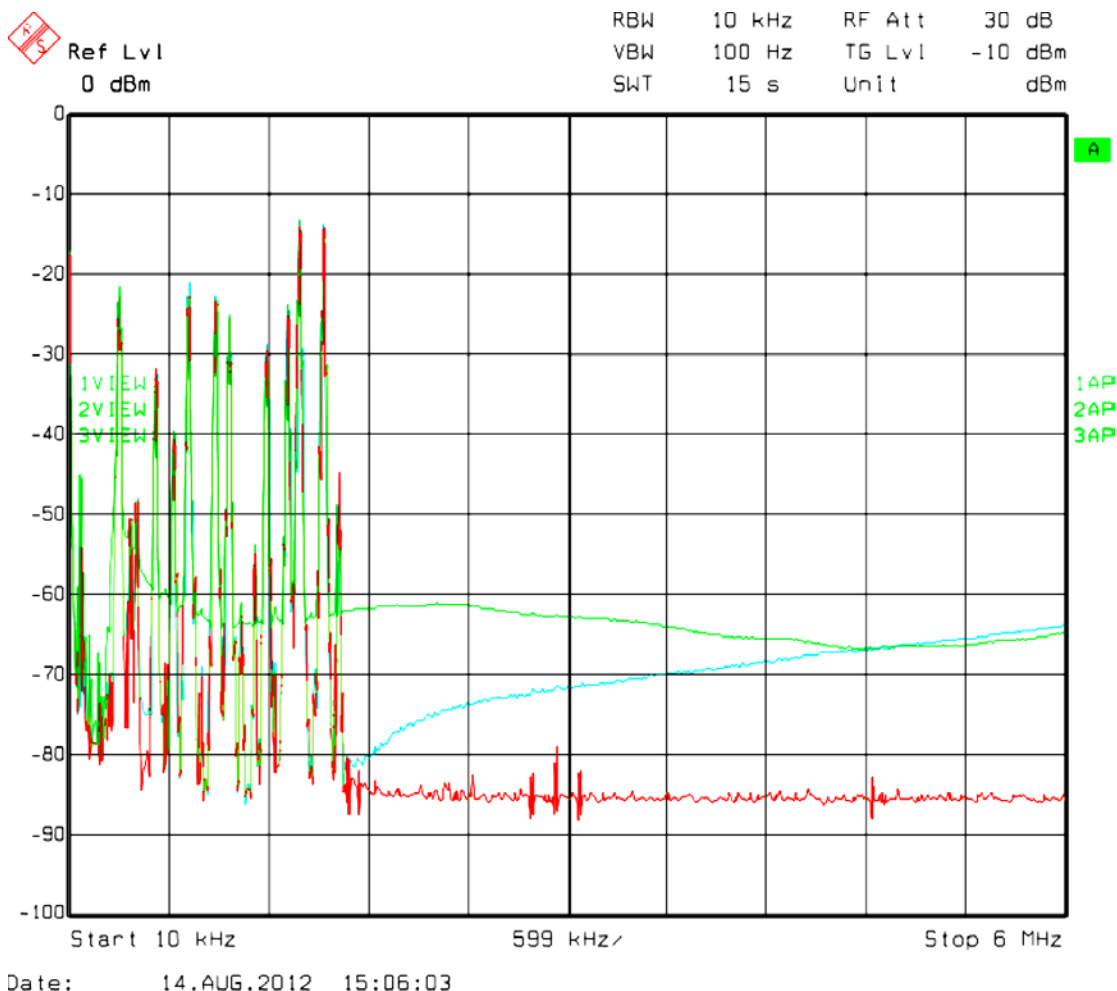


Figura 2.29 UNA Respuesta activa de la antena de 10 KHz a 6 MHz con (cian rastro) y sin (verde Trace) los choques de corriente coaxiales instalados. Observe que la magnitud de las estaciones de AM se mantiene relativamente sin cambios. los rojo trace es la respuesta con el bucle Tx desactivado.

La Figura 2.29 se incluyó para demostrar la efectividad de los estranguladores de corriente de RF y cómo las magnitudes de las estaciones de radio de transmisión de radio AM por debajo de 1.8 MHz se mantienen relativamente sin cambios con su inserción. Las magnitudes de estas señales dependen del estado de la modulación AM en el momento del muestreo. Es importante el nivel de ruido en el espacio entre las señales. La configuración de la prueba se basó en un triángulo equilátero de 20 m / lado con la cabaña de RF, bucle de prueba Tx de banda ancha [ref. 12, apéndice F] y antena activa en cada uno de los puntos del triángulo. Había 23 metros de cable coaxial entre el bucle Tx y la cabaña de RF y 20 metros de coaxial entre el extremo radial de tierra de la antena activa y la cabaña. El co-eje de la antena activa estaba conectado al panel de entrada de cables; el co-hacha del circuito Tx entró en la cabaña de RF a través de una grieta en una puerta en el lado opuesto de la cabaña al panel de entrada de cables. El cable coaxial del bucle Tx tenía perlas de ferrita 'con clip' que funcionaban como estranguladores de RF a un espacio de 1 metro para controlar la radiación de la trenza exterior del cable desde el bucle Tx que inducía corrientes en su propio coaxial de alimentación.

A 6 MHz y por debajo de todos los puntos de la configuración de prueba se encuentran en el campo cercano del bucle Tx. Esto simularía el receptor de una antena activa y la alimentación coaxial asociada en un entorno instalado rico en electrónica, es decir, bastidores de equipos electrónicos, algunos con fuentes de alimentación conmutadas. La traza verde muestra señales que se inducen en la trenza exterior del co-hacha creando un voltaje diferencial entre los conductores internos y externos del co-eje. La traza cian muestra cuán efectivos son los estranguladores de corriente de RF para suprimir estas señales de campo cercano inducidas en la trenza exterior. El trazo rojo es la respuesta sin excitación del bucle Tx.

2.6.1 Resonancia de antena y mástil

La altura del piquete de estrella / tubo de metal utilizado como mástil para elevar la antena activa por encima del suelo tiene su parte inferior incrustada en el suelo con radiales terrestres unidos en la interfaz aire / tierra. Este mástil actúa como una antena monopolo vertical conectada a tierra que tiene su primera resonancia donde la longitud aparente total es igual a 0,25 λ. El mástil se compone de dos alturas; la altura por encima del suelo y la altura por debajo del suelo. La longitud total de este mástil se usa inalterada en el cálculo de resonancia. El único efecto que tiene la parte del mástil que está debajo del suelo es reducir la Q de resonancia y esto depende del tipo de suelo y el contenido de humedad del suelo.

Sin embargo, la varilla metálica utilizada para la antena parece ser eléctricamente mucho más corta que su longitud física. Esto se debe a que la alta impedancia de entrada de la terminación de la varilla, siendo predominantemente capacitiva, aparece en serie con la varilla y tiene un efecto de acortamiento. El factor de acortamiento *una* por el cual se multiplica la longitud física de la varilla, se puede calcular fácilmente para cualquier antena activa encontrando la resonancia cuando la antena activa está unida a un mástil de longitud total conocida. Los radiales de tierra horizontales que son ortogonales al mástil vertical y la varilla de la antena tienen muy poco efecto sobre esta resonancia. Por lo tanto, la búsqueda de resonancia se puede realizar con o sin los radiales de tierra adjuntos.

La figura 2.30 es la respuesta de la antena activa mediante un bucle Tx polarizado verticalmente hasta 100 MHz; La resonancia de ¼ de onda está a 38 MHz y la resonancia de ½ onda es la caída a 75,35 MHz. La ecuación (2.14) se usa para encontrar el factor de acortamiento *a*.

$$a = \frac{300}{4 F_{1/4}} - 2 h_3 \quad (2,14)$$

- dónde:
- $F_{1/4}$ = 38 MHz = pico en la respuesta de la antena activa que indica el ¼ de onda de resonancia de la instalación de la antena, marcador 1 de la figura 2.30 (MHz)
 - h_1 = altura física de la varilla de la antena (m)
 - h_2 = altura física del mástil sobre el suelo (m)
 - h_3 = altura física del mástil bajo tierra (m)
 - a = un factor peculiar al diseño de una antena activa particular

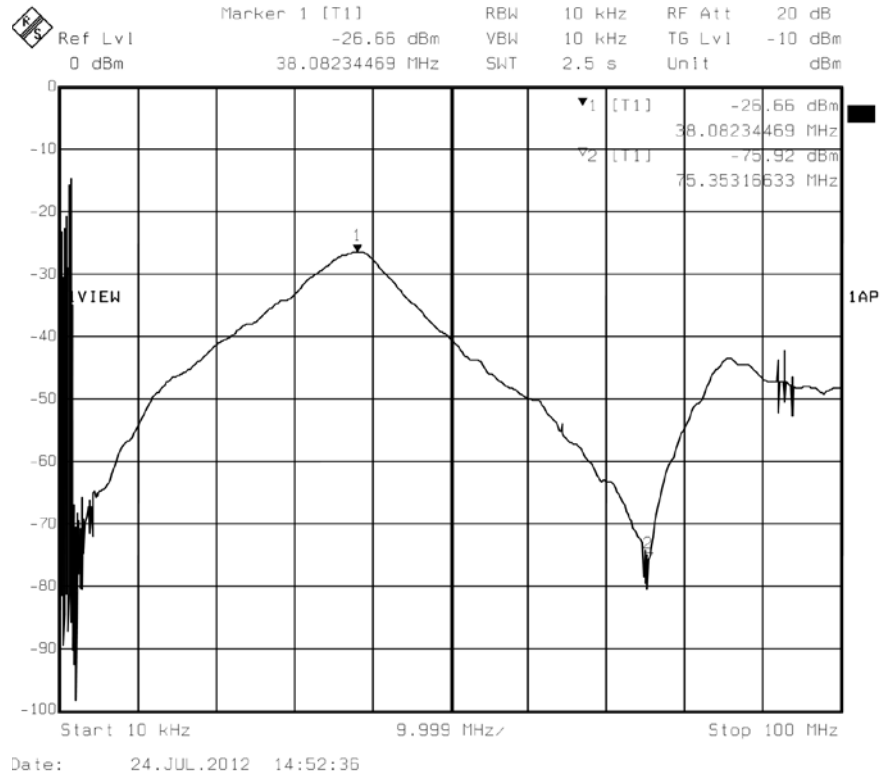


Figura 2.30 *Respuesta máxima en*
La antena aparece como un monopolo resonante de 1/4 de longitud de onda y una respuesta mínima en

F

una

una

3. Calcular el Ruido de salida esperado

El cálculo del ruido de salida esperado se realizará en tres secciones como se muestra en la figura 3.1. El EMF (fuerza electromotriz o voltaje de circuito abierto) asociado con cada generador de ruido tendrá las siguientes designaciones.

$E1$ = Voltaje de ruido generado por la resistencia combinada que aparece entre los Puerta y suelo de FET

$E2$ = voltaje de ruido generado dentro del FET y,

$E3$ = Voltaje de ruido generado por la etapa de búfer de salida.

Las tres fuentes de ruido tendrán sus magnitudes proyectadas como aparecerían en la salida terminada de la antena activa y se representarán como $V1$, $V2$ y $V3$ respectivamente. El voltaje de ruido interno generado por un receptor conectado directamente a la salida de la antena activa puede calcularse fácilmente a partir de las especificaciones del fabricante y agregarse al ruido generado internamente de la antena activa para encontrar el rendimiento de ruido general del sistema.

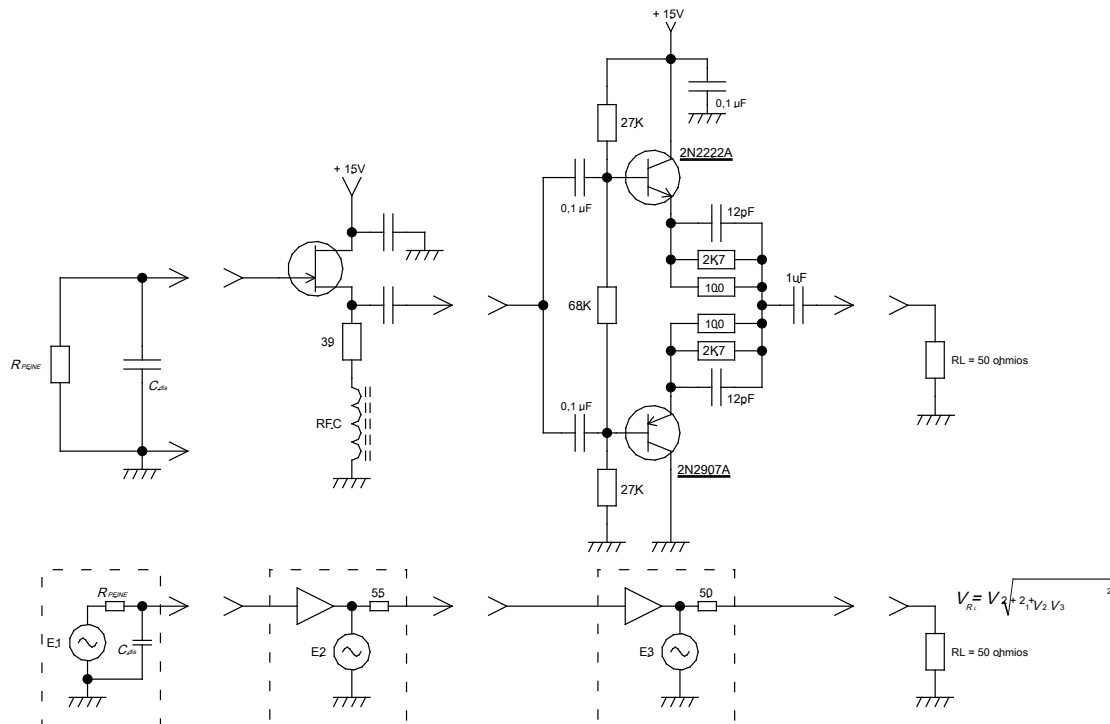


Figura 3.1 Las tres fuentes de ruido en la antena activa

3.1 Vel ruido generado por los circuitos conectados a la puerta del JFET

El voltaje de ruido de circuito abierto generado por la resistencia combinada conectada entre la puerta del JFET y tierra es [ref. 10, cap. 4]:

$$m_{i1} = 4 \sqrt{k T B R_{PEINE}} \tag{3.1}$$

dónde: k = Constante de Boltzmann = 1.380622×10^{-23} Julios / Kelvin

$T = 290$ = temperatura ambiente absoluta (K)

B = ancho de banda del receptor (Hz)

R_{COMB} = resistencias combinadas de puerta a tierra (Ω)

Para el diseño que se está considerando, R_{PEINE} es = $4M7 \cdot 2M2 \cdot 4M7 = 1M13$ ohmios. La capacitancia distribuida a tierra de la antena de látigo más el circuito de entrada total capacitancia forman un divisor de voltaje dependiente de la frecuencia con el R_{PEINE} reduciendo su voltaje de ruido de circuito abierto generado internamente. Para calcular la caída de tensión a través de la capacitancia, cuya caída de voltaje está acoplada a la puerta del FET, es primero necesario conocer la impedancia de la serie $R_{PEINE} C_{dis}$ circuito presente al generador de ruido interno. La impedancia de una serie RC El circuito se puede calcular mediante la ecuación (3.2).

$$Z_{RC} = R_{COMB} \sqrt{1 + X_{dis}^2} \tag{3.2}$$

dónde: Z_{RC} = impedancia de una resistencia y un condensador conectados en serie (Ω)

f = frecuencia (Hz)

$R_{COMB} = 1M13$ = resistencia combinada de puerta a tierra (Ω)

C_{dis} = capacitancia distribuida de varillas y circuitos (F)

$$X_{dis} = \frac{1}{2 \pi f C_{dis}}$$

La relación de voltaje caído a través del capacitor se convierte en:

$$relaci3n\ de\ voltaje = \frac{1}{2 \pi f C_{dis} Z_{RC}} \tag{3.3}$$

y multiplicar esta relaci3n por la ganancia de voltaje directa medida de la antena activa da:

$$ratio = 0.47863 \frac{1}{2 \pi f C_{dis} Z_{RC}} \tag{3.4}$$

donde 0.47863 = *anti registro* • 6.4 • $\frac{1}{20}$ = ganancia de voltaje directo medida de la antena activa.

La combinación de las ecuaciones (3.1) y (3.4) da la ecuación (3.5) para calcular V_1 , el voltaje de ruido generado por el R_{PEINE} C_{dis} circuito en la entrada del FET que aparece en la salida terminada de la antena activa.

$$V_1 = 0,47863 \cdot 4 \cdot k \sqrt{BR_{PEINE}} \cdot \frac{1}{2 \pi f C Z_{dis} RC} \quad (3,5)$$

C_{dis} no es fácil de medir directamente; la lectura del instrumento de medición se vuelve inestable porque su propia señal de prueba se irradia parcialmente y también se corrompe por las señales recibidas por la longitud de la varilla de la antena. Sin embargo, la capacitancia se puede medir indirectamente resonando con un inductor conocido. Al colocar un inductor conocido entre la base de la varilla y la carcasa metálica de la antena, el circuito de entrada de la antena tomará la forma de un oscilador Colpitts. Si hay suficiente retroalimentación positiva, se producirá una oscilación; de lo contrario, se observará un pronunciado aumento en el ruido generado internamente de la antena en la salida de la antena. Es muy sencillo medir la frecuencia de la oscilación / aumento brusco del ruido a la salida de la antena utilizando un analizador de espectro.

La Figura 3.2 muestra el circuito de entrada de la antena activa con el inductor de 7 uH agregado. En figura 3.3 (a) el circuito de entrada se ha simplificado para mostrar solo aquellos componentes que juegan un papel importante. C_{dis} en (3.5) es la capacitancia de entrada distribuida de la antena activa. Se compone de C_{una} la capacitancia de la varilla, C_c la capacitancia del cableado distribuido y finalmente C_{gs} , C_{gd} y C_{ds} son las capacitancias distribuidas internas del JFET. Estos componentes se han reorganizado en (b) para identificar más fácilmente la configuración del oscilador Colpitts.

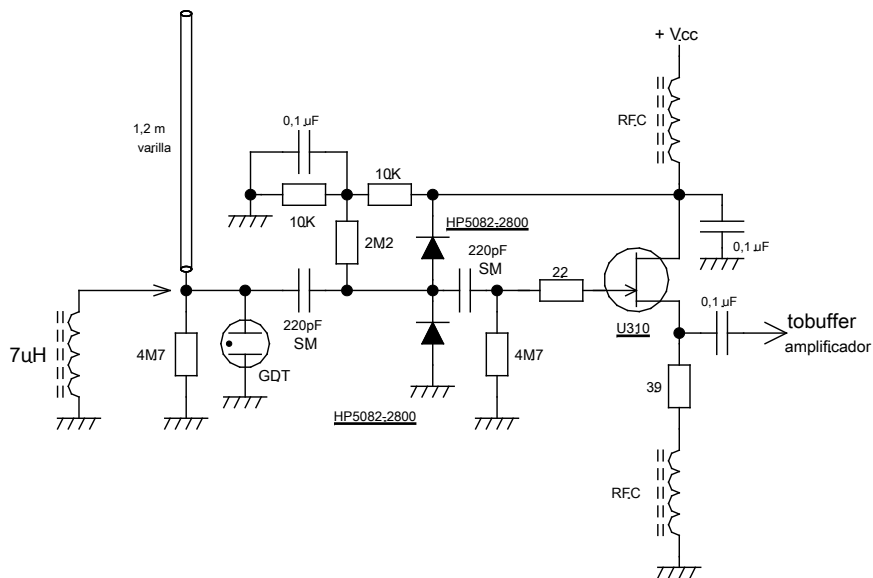


Figura 3.2 Circuito de entrada de la Antena activa con el 7 inductor uH agregado entre la base de la varilla y la carcasa metálica exterior de la antena

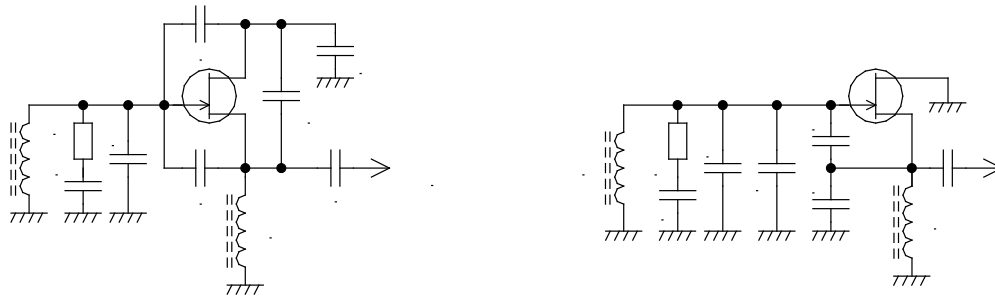


Figura 3.3 (a) El circuito de entrada simplificado, y (b) los componentes reorganizados para resaltar el Oscilador Colpitts

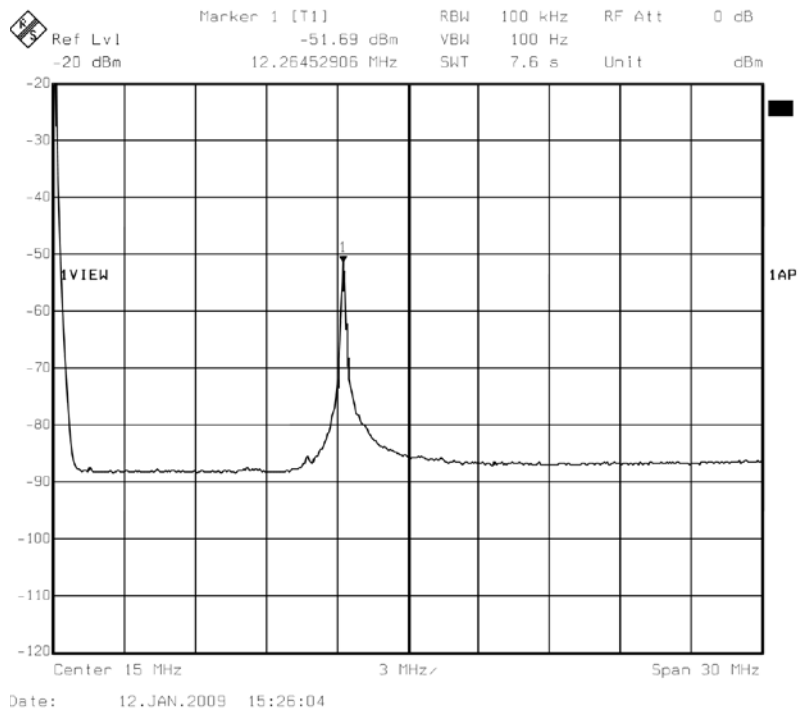


Figura 3.4 Pico medido en el piso de ruido de la antena a 12,26 inductor resonando con la capacitancia distribuida de la antena. Amplificador de +30 dB utilizado entre la salida de la antena y la entrada del analizador.

y se encontró que era 24,1 pF. Este resultado se puede utilizar en la ecuación (3.5) para encontrar V_f , el ruido dependiente de la frecuencia generado por el circuito de puerta del JFET.

$$C_{dis} = \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L} \quad (3,6)$$

dónde: $C_{dis} = 24.1E-12$ = capacitancia de circuito y varilla distribuida medida (F)

f = frecuencia de resonancia (Hz) = 12,26 MHz de la figura 3.4

L = inductancia conocida = 7 uH

3.2 V_2 , el ruido generado internamente por el JFET

La fuente dominante de ruido en un JFET de drenaje común es la generada por el resistencia al ruido equivalente al drenaje / fuente (r_n) [árbíto. 3, pág. 54]. Su voltaje de ruido de circuito abierto se puede calcular mediante:

$$m_{i o / c} = 4 k T B r_{norte} \quad (3,7)$$

$$r_{norte} \approx \frac{0,67}{\text{gramo}_{fs}} \quad (3,8)$$

dónde: r_n = Resistencia al ruido de fuente / drenaje interno de JFET (Ω)

Esta resistencia debe ser lo más baja posible para minimizar la magnitud del voltaje de ruido y generalmente se logra polarizando el JFET cerca de la saturación. Una vez sesgado, el gramo_{fs} se puede calcular a partir de una medición realizada con los JFET r_{ds} utilizando un analizador de redes y manipulación de la ecuación (2.10). Mediciones internas realizadas en un JFET U310 fabricado por Vishay y elegido al azar devolvió un gramo_{fs} valor de 18,02 mS a 30 mA. Esto da un valor para r_{norte} de 37,2 ohmios.

El voltaje de ruido generado por r_{norte} aumenta por el exceso de ruido del dispositivo. El fabricante suele citar el exceso de ruido como la figura de ruido del dispositivo en dB ($F_{dB} = 1,5$ dB típico a 105 MHz para el U310 JFET, [ref. 8]). El fabricante suele medir la figura de ruido cuando el JFET se conjuga con un sistema de 50 ohmios. La impedancia de salida del U310 JFET (r_{ds} es aprox. 55 ohmios) en la antena activa no se corresponde con la alta impedancia de entrada del amplificador de búfer. Esta alta impedancia de entrada del amplificador de búfer permite que el voltaje de ruido de salida del JFET se acerque al voltaje de circuito abierto del generador de ruido interno del FET. Además, el terminal de puerta del FET tiene una impedancia muy alta. La cifra de ruido citada por el fabricante para el FET U310 ya no es válida y debe medirse en las condiciones en las que se utilizará el FET. Esta medida arrojó un valor de 5,28 dB. El factor de ruido medido se convierte primero en una relación de voltaje:

$$\text{relación de voltaje} = \text{anti log} \cdot F \cdot 10^{\frac{dB}{20}} \quad (3,9)$$

luego multiplicado por el voltaje de ruido de circuito abierto de r_{norte} . El voltaje de ruido de circuito abierto que aparece en la fuente de un drenaje común U310 JFET es por lo tanto:

$$mi_{FET} = \text{anti registro} \cdot 10^{\frac{F_{dB} \cdot 4}{20 \cdot kTB_{norte}}} \quad (3,10)$$

dónde: $F_{dB} = 5.28$ dB de exceso de ruido medido para el U310 JFET en las condiciones en las que se está utilizando
 $r_n = 37,2$ ohmios de la ecuación (3.8)

3.2.1 El efecto de la entrada del amplificador de búfer en mi_{FET}

La figura 3.5 es el esquema del circuito de búfer de salida. La resistencia de drenaje / fuente del JFET se ha calculado utilizando la ecuación (2.10) y se encontró que es de aproximadamente 55 ohmios y se usa como terminación de entrada del amplificador de búfer. La salida del amplificador de búfer se termina con una resistencia de carga de 50 ohmios. Con la entrada y salida del amplificador de búfer correctamente terminadas, ahora se puede comenzar a calcular las fuentes de ruido.

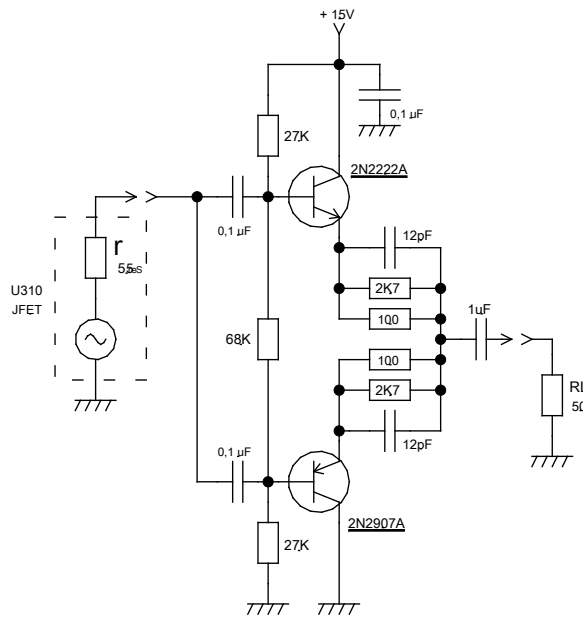


Figura 3.5 El circuito amplificador de búfer

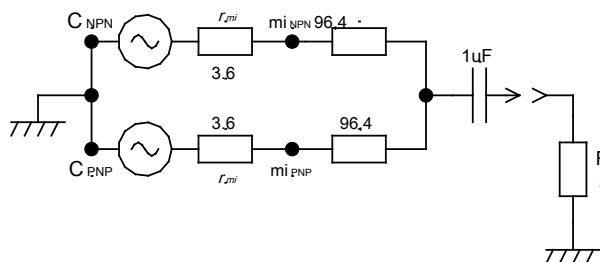


Figura 3.6 Circuito de salida del amplificador de búfer simplificado, C es el colector y E el emisor

La resistencia de polarización de 68K en los circuitos de entrada del amplificador de búfer tiene su ruido en cortocircuito por los dos 0.1 μ F condensadores de acoplamiento y, por lo tanto, no participa en los cálculos de ruido. Las otras dos resistencias de polarización de 27K están conectadas efectivamente en paralelo a través del chasis y el riel positivo formando una única resistencia equivalente a 13K5. La resistencia de entrada de los dos transistores individuales será aproximadamente igual y en paralelo entre sí. Las hojas de datos del fabricante para ambos transistores dan su ganancia actual (β) en el rango de 100 a 300. Se utilizará un valor de 150 como cifra típica. La resistencia de entrada esperada de cada transistor es entonces:

$$r_{en} = \beta (R_E + r_e) \tag{3.11}$$

dónde: $r_e = 3.6$ = resistencia del emisor interno medida (Ω)
 $\beta = 150$ = valor típico de la ganancia de corriente del transistor

R_{mi} se calcula mejor con la ayuda de la figura 3.6, un esquema simplificado de la etapa de salida en la que E_{NPN} y E_{PNP} son el emisor y C_{NPN} y C_{PNP} son los cables colectores de los respectivos transistores. Aquí se puede ver que $R_E = 96,4$ ohmios + (la combinación en paralelo de R_L (50 ohmios) y la conexión en serie de 96,4 ohmios más los 3,6 ohmios de los otros transistores. r_e) = 130 ohmios. Aplicando este número para R_{mi} en la ecuación (3.11) devuelve un valor de aproximadamente 20K ohmios. Las entradas de los dos transistores están conectadas en paralelo dando una resistencia de entrada de transistor combinada de 10K ohmios. La combinación en paralelo de la resistencia de polarización equivalente a 13K5 y la resistencia de entrada del transistor de 10K da una resistencia de entrada total para el amplificador de búfer de 5K7 ohmios. Este cálculo concuerda con una medición anterior realizada en la sección 2.3 utilizando un analizador de red que devolvió la combinación en paralelo de 5700 ohmios y capacitancia de 16 pF.

Los siguientes cálculos se llevan a cabo para mostrar los efectos que tienen entre sí la impedancia de salida JFET y las impedancias de entrada del búfer. El exceso de ruido generado por el amplificador de búfer no se considerará en esta etapa.

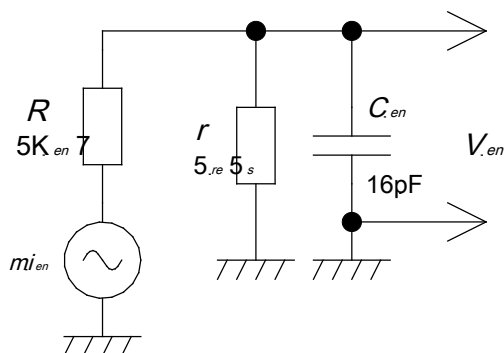


Figura 3.7 Ruido generado por la resistencia de entrada efectiva del amplificador de búfer

El voltaje de ruido de circuito abierto generado por la resistencia de entrada equivalente a 5K7 de la etapa de amortiguación es:

$$mi_{en} = 4 \sqrt{TB R_{en}} \tag{3,12}$$

dónde: $R_{in} = 5K7 =$ resistencia combinada total vista en la entrada del búfer (Ω)

Los JFET r_{ds} ecuación (2.10)) y la resistencia de entrada y la capacitancia del búfer forman una red divisoria que reduce el voltaje de ruido de circuito abierto de la entrada equivalente de 5K7 resistor, ver figura 3.7. La impedancia presentada por la combinación en paralelo de r_{ds} y C_{en} es [ref. 15, pág. 28]:

$$Z_{rds // Cin} = \frac{r_{ds} X_{en}}{\sqrt{r_{ds}^2 + X_{en}^2}} \tag{3,13}$$

$$X_{en} = \frac{1}{2 \pi f C_{en}}$$

dónde $r_{ds} = 55$ ohmios = resistencia interna entre el drenaje y la fuente del FET

$C_{en} = 16pF$ = capacitancia de entrada distribuida del amplificador de búfer medido

f = frecuencia (Hz)

y la relación de voltaje resultante de la conexión en serie de la resistencia 5K7 y esta impedancia se convierte en:

$$relación\ de\ voltaje = \frac{Z_{rds // Cin}}{R_{en} + Z_{rds // Cin}} \tag{3,14}$$

Combinar las ecuaciones (3.12) y (3.14)

$$V_{en} = 4 \sqrt{KTB R_{en} R_{en} + Z_{rds} // C_{in}} \frac{Z_{rds} // C_{in}}{r_{ds} + Z_{Rin} // C_{in}} \quad (3,15)$$

La segunda fuente de ruido y la más dominante de las dos es la del JFET. El esquema simplificado se muestra en la figura 3.8.

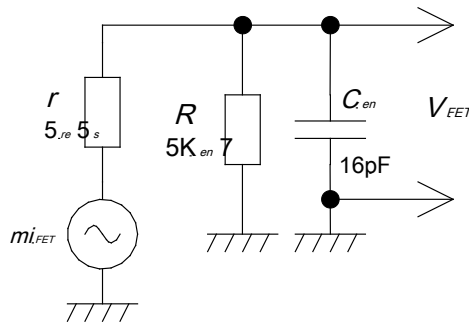


Figura 3.8 Ruido generado por el FET que aparece en la entrada del amplificador de búfer

La magnitud de mi_{FET} ya se ha calculado mediante la ecuación (3.10). Para calcular la magnitud de V_{FET} , el voltaje que aparece en la entrada del amplificador de búfer, primero es necesario conocer la impedancia presentada por la combinación en paralelo de R_{en} y C_{en} .

La ecuación (3.16) se utiliza para calcular esta impedancia.

$$Z_{Rin // Cin} = \frac{R_{en} X_{en}}{\sqrt{R_{en}^2 + X_{en}^2}} \quad (3,16)$$

$$X_{en} = \frac{1}{2 \pi f C_{en}}$$

y la relación de voltaje resultante de la conexión en serie del 55 ohmios r_{ds} resistencia y esta impedancia se convierte en 2:

$$relaci3n \ de \ voltaje = \frac{Z_{Rin // Cin}}{r_{ds} + Z_{Rin // Cin}} \quad (3,17)$$

combinando las ecuaciones (3.10) y (3.17) para obtener la magnitud de V_{FET} .

$$V_{FET} = \sqrt{4 KTB R_{en} R_{en} + Z_{rds} // C_{in}} \frac{Z_{Rin // Cin}}{r_{ds} + Z_{Rin // Cin}} \quad (3,18)$$

2 Tenga en cuenta que r_{ds} se usa en (3.17) ya que representa la resistencia de salida del JFET y no r_{norte} que se utiliza para calcular la magnitud esperada del ruido.

V_2 que aparece en la salida terminada de la antena activa es la suma de las dos fuentes de ruido no coherentes multiplicadas por la ganancia del amplificador de búfer de salida, ecuación (3.19).

$$V_2 = \text{anti registro} \cdot 10 \cdot \frac{GRAMQ}{20} \cdot \sqrt{V_{FET}^2 + V_{en}^2} \quad (3,19)$$

dónde $G = -6.4$ = ganancia directa medida de la antena activa (dB)

3.2.2 Justificando la ganancia directa fija de -6,4 dB y la construcción particular del RFC

El interno del JFET r_{ds} resistencia de 55 ohmios y la impedancia de carga del JFET descrita en la ecuación (3.16) cuando se usa en la ecuación de ganancia de voltaje (2.5) devuelve un voltaje esperado variación de ganancia para el JFET de 0,974 a 3 MHz a 0,849 a 30 MHz. Multiplicar estas cifras por la ganancia de voltaje esperada de la etapa de búfer de salida de 0.5 da una ganancia esperada de -6.25 dB a 3 MHz y -7.77 dB a 30 MHz. Las mediciones reales de la ganancia directa total para la antena activa son -6,1 dB a 3 MHz, -6,2 dB a 15 MHz y -6,3 dB a 30 MHz. Se eligió una ganancia directa fija de -6,4 dB para representar el peor de los casos. La ganancia de avance casi constante se atribuye al 'impulso inductivo' asociado con el uso del RFC de baja pérdida interna muy grande que se ve en serie con la resistencia de fuente de 39 ohmios del JFET. Si bien es tentador reemplazar este RFC gemelo enrollado a mano que consume mucho tiempo con un solo inductor de la estantería, tal vez incluso un inductor de tipo SMD, debe tenerse en cuenta que el Q muy bajo de tales inductores anulará el efecto de patada inductiva e introducirá la ganancia calculada esperada con su variación de 1,52 dB y no la variación medida de 0,2 dB en la banda de 3 MHz a 30 MHz.

3.2.3 V_3 el ruido generado por los dispositivos activos de la etapa de búfer de salida

No se pudo encontrar ninguna especificación de ruido en ninguna de las hojas de datos de los distintos fabricantes para el transistor 2N2907A. El ruido generado por el circuito intermedio deberá medirse directamente para poder evaluar su impacto en el diseño general de la antena activa. Figura

3.9 es un conjunto de gráficos de la salida de ruido de la etapa de búfer de salida solo como se ve en la figura 3.5.

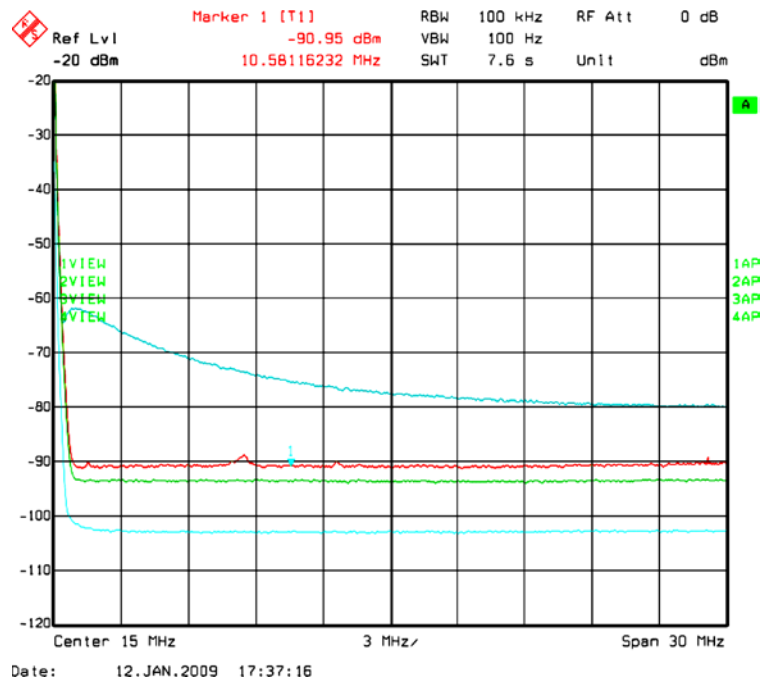


Figura 3.9 Salida de ruido medida desde la etapa de búfer solamente, ganancia de +30 dB con un post-amplificador de figura de ruido de 1.5 dB usado en todos menos en el trazo Cyan.

- Azul :** Entrada de amplificador de búfer entrada sin terminar.
- rojo :** Entrada a la entrada del amplificador de búfer terminado con 55 ohmios.
- Verde :** Pos amplificador de +30 dB solo con una terminación de entrada de 50 ohmios.
- Cian :** La entrada del analizador de espectro terminó con 50 ohmios, lo que indica su factor de ruido interno de 21 dB.

Se utilizó un amplificador de +30 dB con una figura de ruido de 1,5 db entre la salida del amplificador de búfer y el analizador de espectro. Esto era necesario para superar la figura de ruido medida de 21 dB del analizador de espectro. La traza azul (superior) es el amplificador de búfer sin terminación de entrada y muestra el ruido generado por la resistencia de entrada equivalente de 5K7 ohmios y la influencia de la capacitancia distribuida de 16 pF en su entrada ³. La traza roja con el marcador a 10,58 MHz es con una resistencia de 55 ohmios conectada entre la entrada y tierra simulando la r_{ds} sin exceso de ruido del JFET. El ruido generado por los circuitos de entrada del amplificador de búfer y los efectos de la capacitancia de entrada distribuida se ven inundados por el r_{ds} de 55 ohmios. El marcador a 10,58 MHz muestra un nivel de ruido de -90,95 dBm para 100 KHz de ancho de banda. Los trazos verde y cian se utilizan para confirmar que los trazos rojos y azules representan la unidad bajo prueba y no son equipos de prueba limitados.

El voltaje de ruido de salida del circuito generado por los dispositivos activos utilizados en la etapa de búfer de salida se puede calcular restando la ganancia directa del amplificador de prueba del nivel de ruido de salida total medido por el analizador de espectro, haciendo referencia al ruido total a

³ La traza azul en la figura 3.9 es más grande de lo que predice la ecuación (3.15). Esto se ha atribuido a la retroalimentación positiva a través de la capacitancia entre el emisor y la base del transistor (también conocido como bootstrapping) cuando la entrada no está terminada.

la entrada del amplificador de prueba. Reste de esto la contribución de ruido del amplificador de prueba y el resto es el ruido de la antena activa, vea la ecuación (3.20).

$$V_3 = \sqrt{0.22361 \cdot 10^{\frac{dBm - GRAMO_{dB}}{20}} \cdot \dots \cdot \frac{F_{dB}}{20} \cdot 0.5 \cdot 4 \sqrt{kTBR}}^2} \quad (3,20)$$

dónde: $V_3 = 108.4nV$ = voltaje de ruido rms generado dentro del amplificador de búfer que aparece en su salida terminada (V)

$dBm = -90,95$ dBm para un ancho de banda de 100 KHz, marcador de la figura 3.9

$GRAMO_{dB} = +30$ = ganancia del amplificador de prueba de antena post-activa (dB)

0.22361 = el voltaje rms terminado para 0 dBm en un sistema de 50 ohmios (V)

$F_{dB} = 1,5$ = factor de ruido medido del amplificador de prueba de + 30dB

k = Constante de Boltzmann = $1.380622E-23$ Julios / Kelvin

$T = 290$ = temperatura ambiente absoluta (K)

$B = 100$ KHz = ancho de banda del receptor de la figura 3.9 (Hz)

$R = 50$ = resistencia de terminación (Ω)

El lado izquierdo de (3.20) es el ruido total tanto de la antena activa como del amplificador de prueba medido en la salida del amplificador de prueba convertido a su equivalente en la entrada del amplificador de prueba. El lado derecho es el ruido de circuito abierto de una terminación de 50 ohmios multiplicado por 0,5 para convertirlo en su forma terminada y luego multiplicado por la relación de voltaje numérica derivada de la figura de ruido medida de 1,5 dB del amplificador de prueba. La contribución total al ruido generado internamente dentro de la antena activa que se sumará al ruido interno generado dentro de cualquier receptor al que esté conectada la antena activa, por lo tanto, se convierte en:

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + \frac{F_{dB}}{20} \cdot 0.5 \cdot 4 \sqrt{kTBR}}^2} \quad (3,21)$$

dónde: V_1 = resultados de la ecuación (3.5)

V_2 = resultados de la ecuación (3.19)

V_3 = resultados de la ecuación (3.20)

F_{dB} = factor de ruido de cualquier receptor conectado a la salida de la antena activa (dB)

k = Constante de Boltzmann = $1.380622E-23$ Julios / Kelvin

$T = 290$ = temperatura ambiente absoluta (K)

B = mismo ancho de banda utilizado para calcular V_1 , V_2 y V_3 (Hz)

$R = 50$ = resistencia de terminación (Ω)

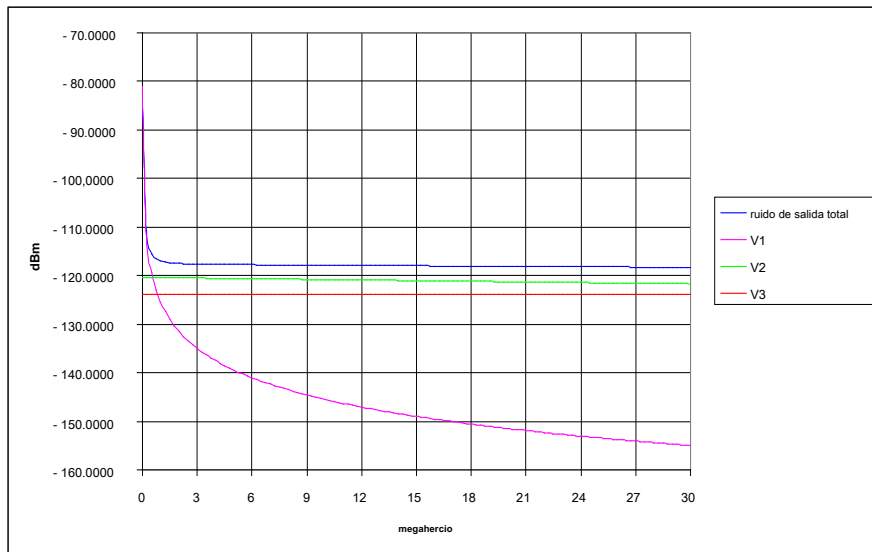


Figura 3.8 **Blu e**: Ruido de salida calculado de - 118.0dBm a 15.5 MHz, 100 Ancho de banda de KHz, 50 ohmios terminación, sin post amplificación.

Rosado : V_1 ruido de la combinación en paralelo de resistencia 1M13 y 24,1 pF distribuidos Circuito de capacitancia conectado a la puerta del JFET antes de los circuitos intrínsecos del JFET. se agrega ruido. Como con el rastro azul, Ancho de banda de 100 KHz, Terminación de 50 ohmios, sin post amplificación.

Verde : V_2 ruido generado internamente por el FET que aparece en la salida. Como con el rastro azul, Ancho de banda de 100 KHz, Terminación de 50 ohmios, sin post amplificación.

rojo : V_3 ruido generado por la etapa de salida del búfer. Como con el rastro azul, 100 kHz ancho de banda, terminación de 50 ohmios, sin post amplificación.

El ruido de la antena activa de forma aislada se puede calcular dejando F_{dB} en la ecuación (3.21) igual a cero. Esto, sin embargo, es una aproximación como cualquier receptor que el activo la antena a la que está conectada hará una contribución al ruido total medido e influirá en el rendimiento del sistema medido.

Las ecuaciones (3.5), (3.19), (3.20) y (3.21) se ingresaron en una hoja de cálculo de Excel para producir la gráfica como se ve en la figura 3.8. La traza azul es la salida esperada como se ve en el analizador de espectro para la configuración de prueba. Observe que se aplana aproximadamente a 1 MHz y más. Aquí es donde el ruido generado por las resistencias de puerta del JFET, visto como la traza rosa, está siendo atenuado con frecuencia creciente por la capacitancia de derivación distribuida de 24.1 pF y es donde el ruido generado por el interno del JFET r_{ds} y predomina la etapa de amortiguación de salida.

En la figura 3.9 también se ha agregado el amplificador de prueba de ganancia de +30 dB con una figura de ruido de 1.5 dB para que se pueda hacer una comparación directa entre lo calculado (figura 3.9) y lo medido (figura 3.10) ruido en un ancho de banda del sistema de 100 KHz.

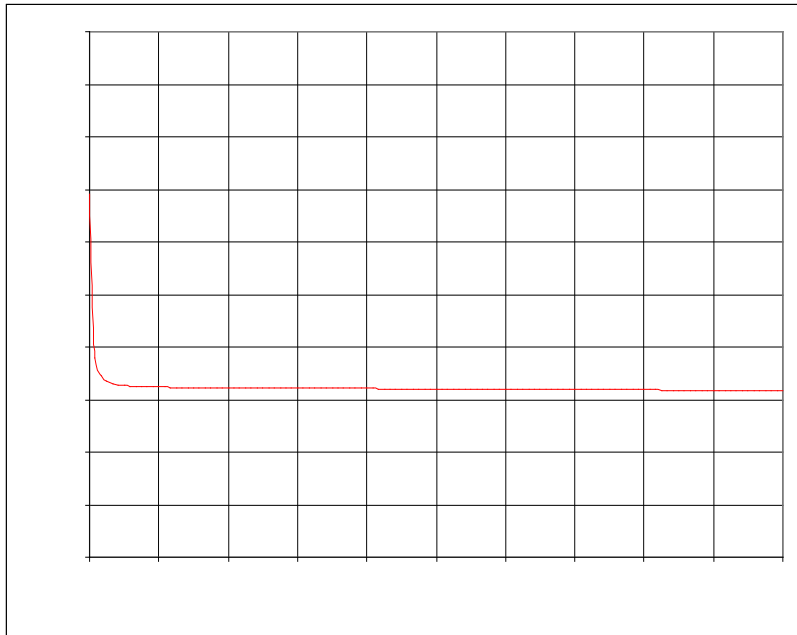


Figura 3.9 Ruido generado internamente calculado a $-88,0$ dBm apareciendo en el salida de la antena activa, $+30$ dB de ganancia posterior a la antena con una figura de ruido de $1,5$ dB, 100 ha sido añadido.

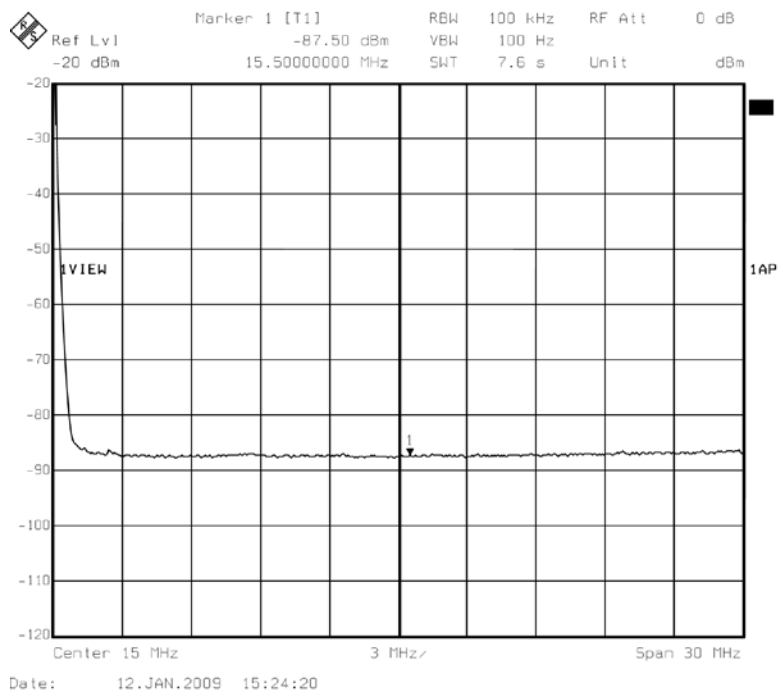


Figura 3.10 Ruido generado internamente medido ($-87,5$ dBm) apareciendo en el salida de la antena activa, $+30$ dB de ganancia posterior a la antena con una figura de ruido de $1,5$ dB, 100

La Figura 3.10 es el ruido de salida medido generado por la antena activa cuando se instala en un terreno plano en una habitación con pantalla para excluir campos EM externos. Nótese la estrecha concordancia con el trazo rojo de la figura 3.9.

3.3 Cálculo del exceso de ruido de salida

Exceso de ruido ⁴ en un sistema de 50 ohmios se define como ruido por encima del ruido térmico generado por una resistencia de terminación de 50 ohmios correctamente terminada a temperatura ambiente, generalmente 290 K. El exceso de ruido generado internamente por el circuito de la antena activa que aparece en su salida terminada de 50 ohmios se puede calcular Dejando $F_{dB} = 0$ en la ecuación (3.21). Usando el marcador de la figura 3.10, la ecuación (3.22) devuelve un exceso de ruido medido de 6.5 dB.

$$F_{dB} = 174 + dBm_{horniga} - 10 \ln(\text{Iniciar sesión}) - GRAMO_{dB} \tag{3,22}$$

dónde: $dBm_{horniga}$ = calculado usando la ecuación (3.21) o leer directamente de la medición del analizador de espectro de la figura 3.10 (dBm)
 $GRAMO_{dB} = +30$ dB = ganancia del amplificador de bajo ruido entre la salida de activo antena y entrada del analizador de espectro (dB)
 B = mismo ancho de banda utilizado para calcular o medir directamente $dBm_{horniga}$ (Hz)

La figura 3.11 es un gráfico que muestra el exceso de ruido calculado en función de la frecuencia para la antena activa cuando se conecta a una terminación de banda ancha de 50 ohmios; La varilla de la antena no recibe campos EM externos.

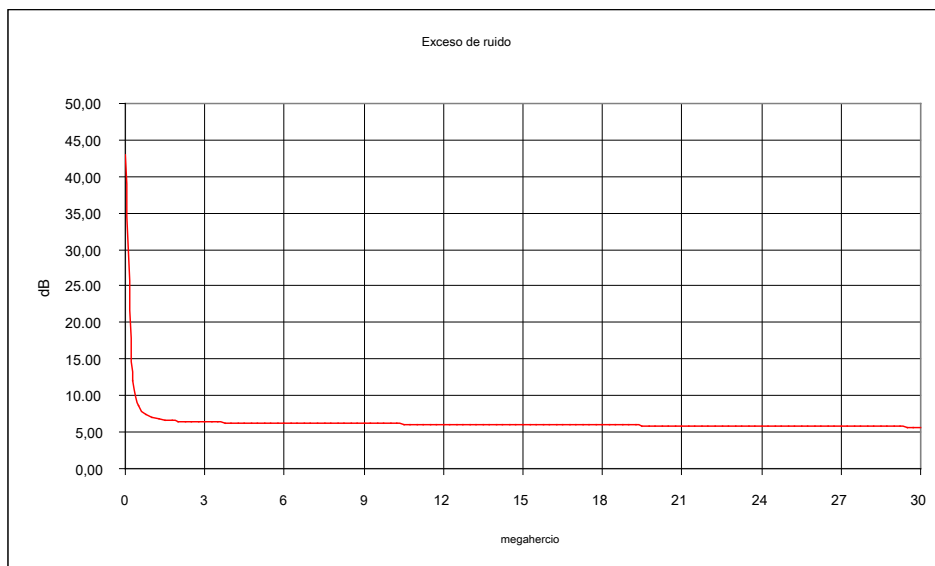


Figura 3.11 Exceso de ruido calculado de 6,01 dB a 15,5 MHz que aparece en la salida terminada de la antena activa. Los 6,5 dB medidos en la figura 3.10 incluyen los efectos del 1,5 dB de exceso de ruido del amplificador de prueba de +30 dB

⁴Más comúnmente conocido como factor de ruido cuando se expresa como una relación o figura de ruido en dB.

El exceso de ruido calculado de la antena activa está en las proximidades de las cifras de ruido medidas de algunos receptores de HF fabricados comercialmente para uso aficionado. Los receptores de HF de grado militar suelen tener cifras de ruido más altas, en el rango de 10 a 15 dB, con puntos de intercepción de entrada más altos. Es posible que sea necesaria cierta amplificación entre la salida de la antena activa y la entrada del receptor de grado militar en sitios silenciosos si se quiere mantener la sensibilidad de la antena activa.

3.4 Resumen del ruido interno generado dentro de la antena activa

Las ecuaciones (3.5), (3.19), (3.20) y (3.21) se implementaron en una hoja de cálculo EXCEL y las variables se manipularon para encontrar las principales causas del ruido interno generado por los circuitos de la antena activa. Los principales hallazgos son:

- Cuanto mayor sea la resistencia de derivación total efectiva conectada entre el circuito de la puerta del JFET y tierra, menor será la frecuencia a la que predomina el ruido generado por esta resistencia para una capacitancia de derivación distribuida dada. Para el diseño actual este ruido predomina por debajo de 500 KHz.
- Cuanto mayor sea la capacitancia de derivación distribuida del circuito de la puerta del JFET, menor será la frecuencia a la que predomina el ruido generado por la resistencia de derivación para una determinada resistencia de derivación. Esta capacitancia de derivación también incluye la capacitancia de la varilla de la antena a tierra.
- Utilice un JFET que tenga el menor r_{ds} teniendo en cuenta que bajo r_{ds} generalmente significa capacitancias de dispositivos internos más altas, especialmente la puerta del JFET al drenaje / fuente capacitancia, que desviarán a tierra las señales de RF deseadas. Al sesgar el JFET cerca de su saturación para reducir la r_{ds} también generará calor interno. Una compensación puede ser necesario entre el calor generado y un valor aceptable para r_{ds} . Esta es la fuente dominante de ruido a partir de 500 KHz.
- Utilice únicamente resistencias de película metálica en la construcción, ya que tienen el menor exceso de ruido generado internamente.
- Usar únicamente **mica plateada** condensadores para los condensadores de 220 pF conectados en serie en el circuito de puerta del JFET. Las impedancias muy altas del circuito de la puerta lo hacen sensible al ruido generado por la alta resistencia en derivación asociada con el dieléctrico del capacitor. Se ha descubierto que algunos condensadores cerámicos de bajo pF son muy ruidosos cuando se utilizan en esta aplicación de alta impedancia.

4. Prueba de rendimiento

4.1 Respuesta frecuente

La Figura 4.1 (a) y (b) muestra dos posibles métodos para conectar los tonos de prueba de una fuente de señal a la antena activa con el propósito de medir la respuesta de frecuencia y el desempeño de intermodulación.

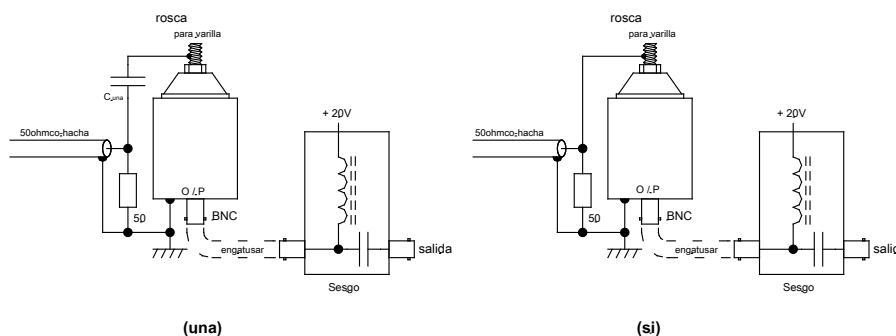


Figura 4.1 Dos posibles métodos de conexión a la antena activa

Se probaron ambos métodos para ver si había algún efecto sobre los resultados. C_{una} , que representa la capacitancia de la varilla a tierra, se calculó usando la ecuación (2.2) y se encontró que ser 13 pF a 3 MHz. Aparte del divisor capacitivo producido por C_{una} y la capacitancia de entrada distribuida de la antena activa reduciendo la magnitud de la señal de prueba a la entrada de la antena activa en aproximadamente -6 dB, no hubo diferencia en el

la salida medida se intercepta entre los dos métodos. La conexión de prueba que se muestra en (b) se utilizará ya que esta configuración no necesitaba un amplificador de punto de intercepción alto para aumentar la señal de prueba de dos tonos al nivel requerido.

La figura 4.2 es un gráfico de la ganancia directa a partir de 10 KHz a 100 MHz. La escala vertical es 1 dB / división. El marcador a aproximadamente 7 MHz muestra una ganancia directa de -6,46 dB.

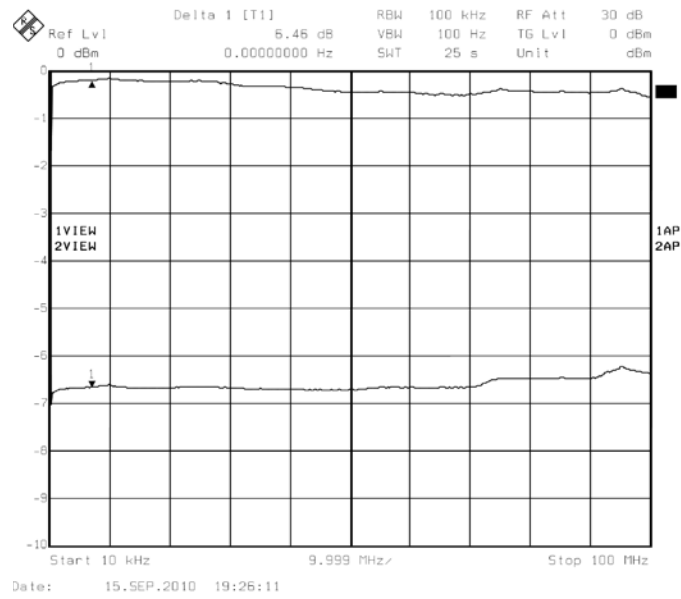


Figura 4.2

Traza superior: a través de la pérdida de ruta de la configuración de prueba y la referencia a partir de la cual se obtiene la ganancia calculado

Traza inferior: salida de antena activa que muestra una ganancia directa medida de - 6.4 dB de ancho

4.2 Puntos de intersección de salida medidos

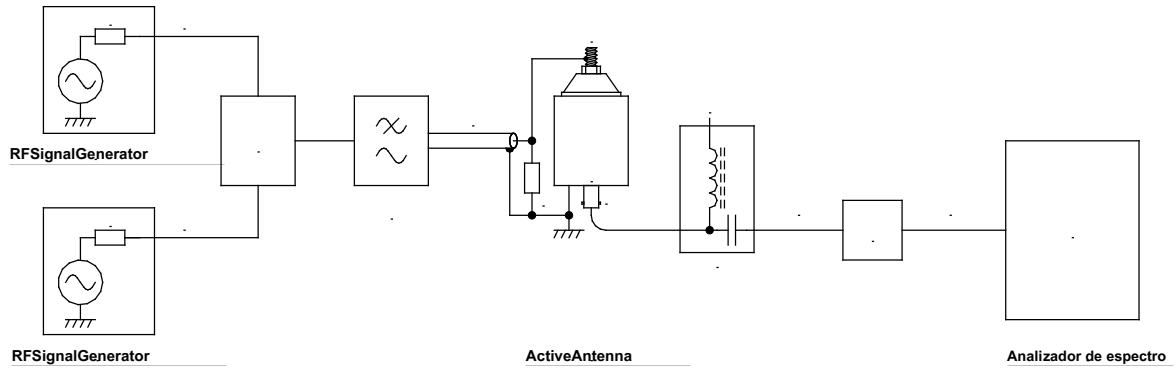


Figura 4.3 Configuración de prueba para medir los niveles del 8

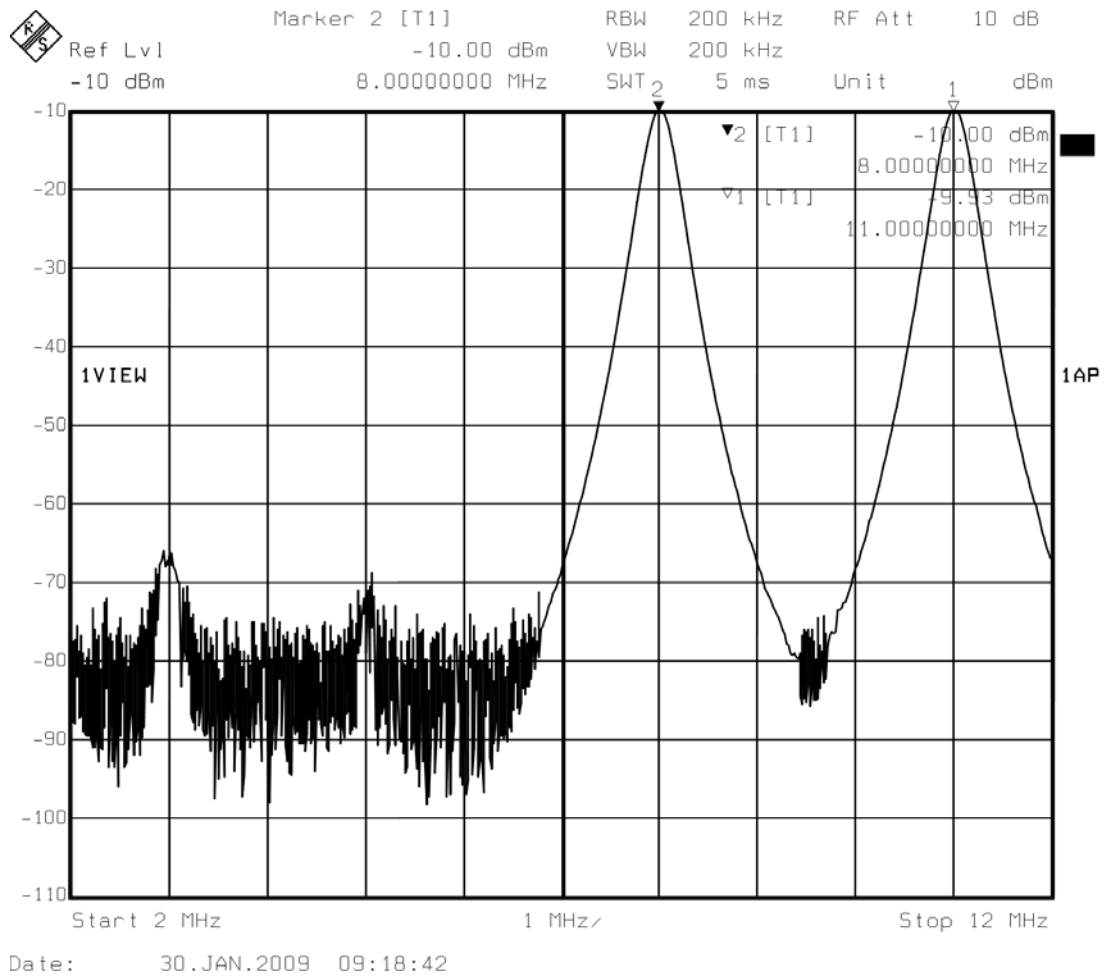


Figura 4.4 Prueba de dos tonos, 8

dB de atenuación externa utilizada

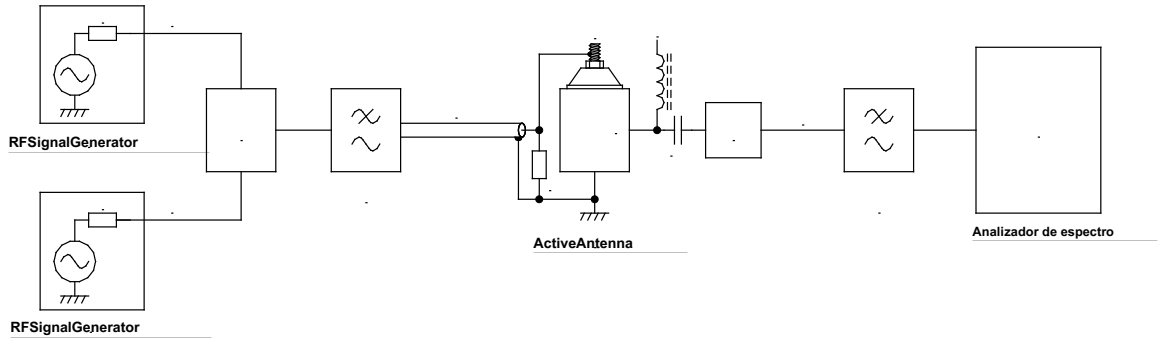


Figura 4.5 8 - para medir los niveles de inter-productos de modulación

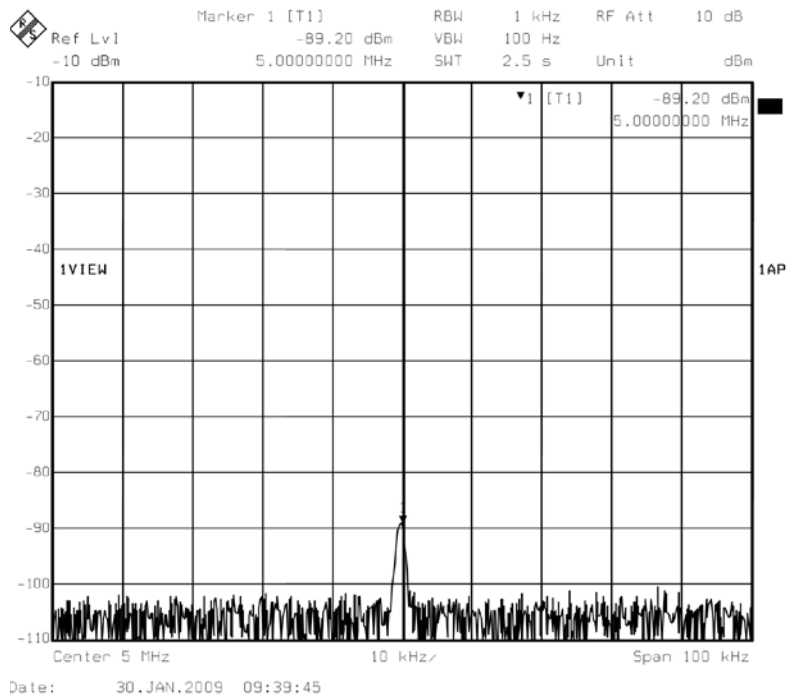


Figura 4.6 Tono de tercer orden a las 5 Atenuación externa dB. Marcador a -89,2 dBm (-79,2 dBm a la salida de la antena) equivale a un OPIp3 = 39,6 dBm

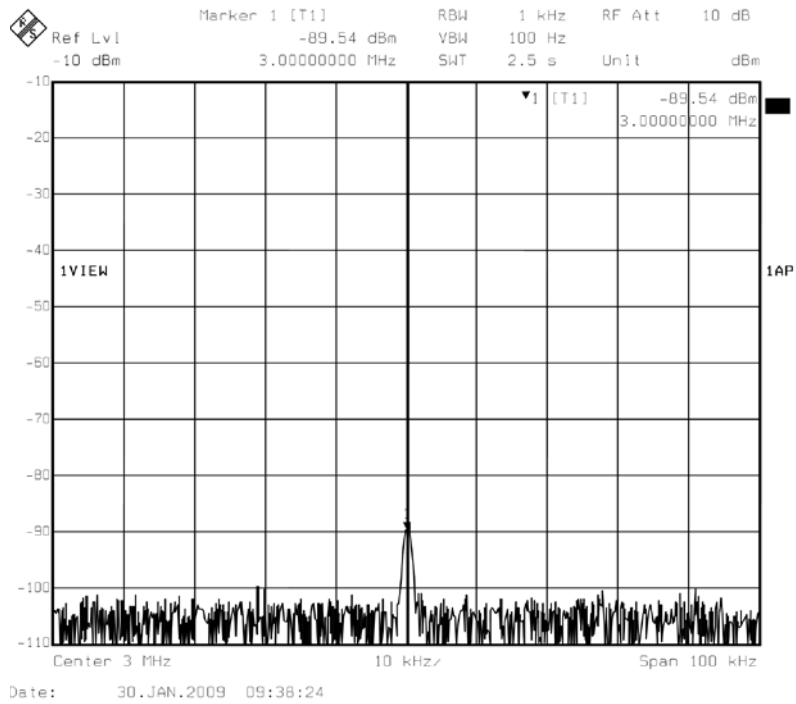


Figura 4.7 Tono de segundo orden a las 3 Atenuación externa dB. Marcador a -89,54 dBm (-79,54 dBm a la salida de la antena) equivale a un $OPI_{p2} = 79,5$ dBm

$$I_{p\text{ norte}} = P_{AGS_o} \frac{P_{AGS_yo}}{\text{norte}}$$

$I_{p\text{ norte}}$ norte
 P_{AGS_o}
 P_{AGS_yo} norte
norte

4.3 Factor de antena calculado y medido

rosca del soporte de la antena y la carcasa metálica. El circuito de la antena activa osciló a 16.028 MHz. Se utilizó la ecuación (3.6) para calcular la capacitancia de entrada C_{en} de 14 pF. La varilla de la antena tiene 1,2 m de largo y 2,45 mm de diámetro en su base. Ecuación (2.2) se utilizó para calcular un esperado C_{una} de 13 pF. Estas dos capacitancias forman un divisor capacitivo del voltaje generado en la varilla por el m_i campo reduciendo el circuito abierto de la barra voltaje por un factor de 0.48. La ganancia de voltaje directo de la antena activa se midió usando la configuración de la figura 4.1 (b) y se encontró que era 0.479. La ganancia de voltaje total entre el voltaje de circuito abierto generado en la varilla y el que aparece en la salida terminada de la antena activa es $0.48 \times 0.479 = 0.23$. El factor de antena calculado (k) es, por lo tanto:

$$k = \frac{m_i}{V_{ter}} = \frac{1}{0,23} = 4,35 \quad (4,2)$$

y expresado en decibelios:

$$K = 20 \log k = 12,8 \text{ dB} \quad (4,3)$$

La antena activa se instaló en un sitio de prueba de antena donde un m_i El campo generado a partir de un monopolo vertical distante se calculó utilizando la respuesta de una antena activa Rohde & Schwarz HE010 y el factor de antena típico citado por el fabricante de 17 dB para esa antena. El calculado m_i Las intensidades de campo se usaron luego junto con el voltaje de salida terminado de la antena activa bajo prueba para confirmar el cálculo del factor de antena. La figura 4.8 es el factor de antena medido calculado a partir de los datos recopilados. Existe una estrecha concordancia entre los factores de antena calculados y medidos.

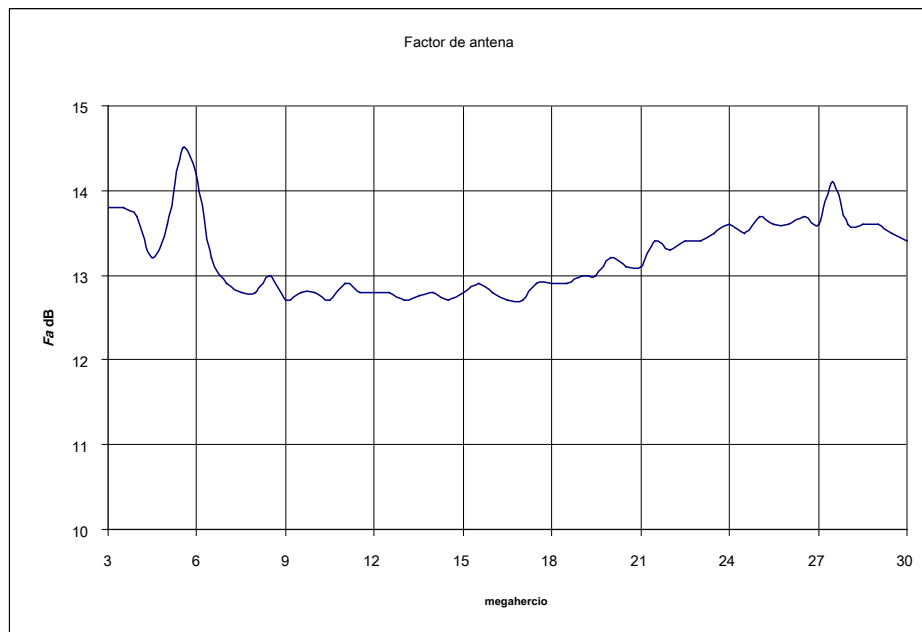


Figura 4.8 Factor de antena medido

4.4 Cálculo de la figura de ruido de la antena activa

La referencia 6 (página 3) proporciona la siguiente ecuación para calcular la intensidad del campo de ruido rms vertical en dB ($\mu V / m$) para un monopolo vertical corto sobre un plano de tierra perfecto.

$$mi_n = F_a + 20 \log F_{MHz} + 10 \log si - 95,5 \text{ dB } (\mu V / m) \quad (4,4)$$

La intensidad de campo de ruido equivalente necesaria para ser igual al ruido interno generado por la antena activa se puede calcular reordenando la ecuación (4.4) para resolver F_{una} :

$$F_a = mi_{norte} - 20 \log F_{megahercio} - 10 \log B + 95,5 \text{ dB} \quad (4,5)$$

mi_{norte} se puede encontrar calculando el ruido terminado generado por una resistencia estándar de 50 ohmios, expresado en dB (μV), luego agregando el exceso de figura de ruido de la antena activa y el factor de antena de la antena activa (K).

$$mi_n = 20 \log \left(\sqrt{500000 \cdot 4 \cdot kTB} \right) + F_{dB} + K \text{ dB } (\mu V / m) \quad (4,6)$$

dónde: F_a = factor de ruido de la antena activa (dB)

F_{MHz} = frecuencia central (MHz)

k = Constante de Boltzmann = $1.380622E-23$ Julios / Kelvin

$T = 290$ = temperatura ambiente absoluta (K)

R = resistencia de terminación = 50 (ohmios)

B = ancho de banda en (Hz)

F_{dB} = exceso de factor de ruido de la ecuación (3.22) (dB)

K = factor de antena de la ecuación (4.3) (dB)

$500000 = 1000000/2$ = multiplicar por 1000000 para convertir de voltios a μV

luego dividir por 2 para convertir de μV circuito abierto a

μV terminado

Las ecuaciones (4.5) y (4.6) se ingresaron en una hoja de cálculo EXCEL y se trazó la figura de ruido de la antena activa, ver figura 4.9.

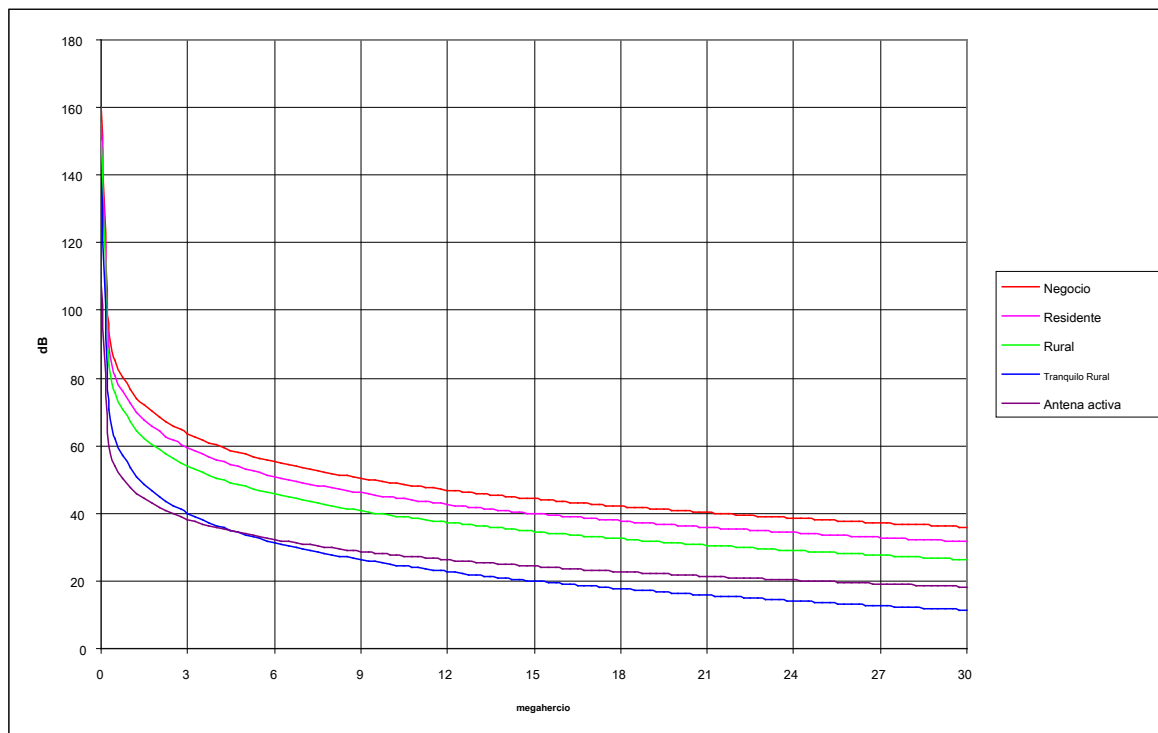


Figura 4.9 El factor de ruido de antena calculado para la antena activa con una varilla de 1,2 m de 2,45 mm de diámetro y los valores esperados de ruido artificial para comparación

El informe de la UIT [ref. 6, pág. 10 y pág. 14] da la siguiente ecuación y tabla para calcular los niveles esperados de ruido artificial para los sitios receptores europeos en la banda de HF.

$$F_{am} = C - re \tag{4.7}$$

dónde F_{am} = valor mediano de la potencia de ruido artificial en el rango de 0.3 a 250 MHz
 rango de frecuencia para un monopolar corto vertical con conexión a tierra sin pérdidas
 antena (dB)
 f = frecuencia (MHz)
 C y d = según Tabla I

Valores de la tabla I para las constantes C y d obtenidas de [ref. 6] para usar en la ecuación (4.7)

Categoría ambiental	C	re
Negocio	76,8	27,7
Residencial	72,5	27,7
Rural	67,2	27,7
Tranquilo Rural	53,6	28,6

Se han medido los niveles de ruido en las zonas rurales de Australia y se ha descubierto que son entre 10 y 15 dB inferiores a los valores de la ecuación (4.7) [14, pág. 12], sin embargo, el informe de la UIT se

citado en informes y textos y parece ser la referencia con la que se hacen las comparaciones. Los niveles de ruido esperados para los cuatro sitios medioambientales europeos también se representan en la figura.

4.9 para comparación.

4.5 Rango dinámico libre de espurios (SFDR)

El SFDR para una antena activa se puede calcular utilizando el factor de ruido dependiente de la frecuencia y los puntos de intercepción de entrada. El punto de intercepción de entrada para la antena activa es:

$$y_{0n} = OPIp_n + K \tag{4.8}$$

dónde: $OPIp_3 = +39,6$ dBm = punto de intercepción de salida medido, figura 4.6
 $OPIp_2 = +79,5$ dBm = punto de intercepción de salida medido, figura 4.7
 K = factor de antena (en dB) de la ecuación (4.3) = 12.8 dB

El SFDR de segundo y tercer orden se puede calcular mediante [5, pág. 108]:

$$3 \text{ SFDR de rd orden 2} = y_{03} - kT / \text{Hz} - 10 \log BF \cdot \dots \tag{4.9}$$

$$2 \text{ SFDR de nd orden} = 0,5 \cdot y_{02} \cdot \dots - kT \text{ Hz} - 10 \dots \tag{4.10}$$

dónde: SFDR = rango dinámico libre de espurios (dB)

- y_{03} = punto de intercepción de entrada de tercer orden del sistema (dBm)
- y_{02} = punto de intercepción de entrada de segundo orden del sistema (dBm)
- kT / Hz = ruido térmico en un ancho de banda de 1Hz
 = -174 dBm para un sistema de 50 ohmios
- B = ancho de banda (Hz)
- F_a = factor de ruido, de la ecuación (4.5) (dB)

La Figura 4.10 muestra los resultados de las ecuaciones (4.9) y (4.10) para un ancho de banda de sistema de comunicación de 3 KHz.

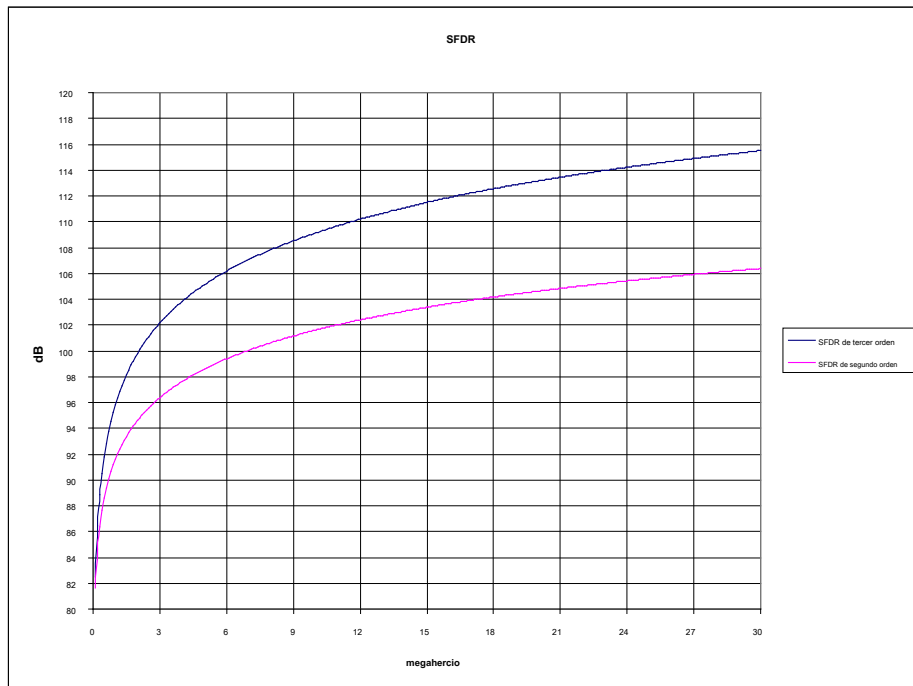


Figura 4.10 Calculado 3 rd y 2 Dakota del Norte pedir SFDR por un Ancho de banda del sistema de 3 KHz

Los datos de la figura 4.10 se pueden convertir en un *mi* intensidad de campo / tono medido en voltios / metro multiplicando el voltaje de ruido terminado generado en una resistencia de 50 ohmios por la relación de voltaje de ambos, la figura de ruido de antena calculada F_{una} y el *SFDR*, ecuación (4.11).

$$V / m = 0,54 \sqrt{kTB} \cdot \text{anti registro} \cdot F_{una} \cdot \text{anti registro} \cdot SFDR \cdot \frac{10}{20} \quad (4,11)$$

- dónde: k = Constante de Boltzmann = 1.380622E-23 Julios / Kelvin
- $T = 290$ = temperatura ambiente absoluta (K)
- $B = 3000$ = ancho de banda típico para un sistema de comunicación HF (Hz)
- $R = 50$ = resistencia de terminación de antena activa (Ω)
- F_a = factor de ruido de la antena activa, de la ecuación (4.5) (dB)
- SFDR* = rango dinámico libre de espurias de la ecuación (4.9) o (4.10) (dB)

Los resultados de la ecuación (4.11) se muestran en la figura 4.11. Este es el nivel en el que dos fuerzas iguales *mi* Los campos tendrán que ser para generar un producto espurio al mismo nivel de voltaje que el piso de ruido generado internamente de la antena.

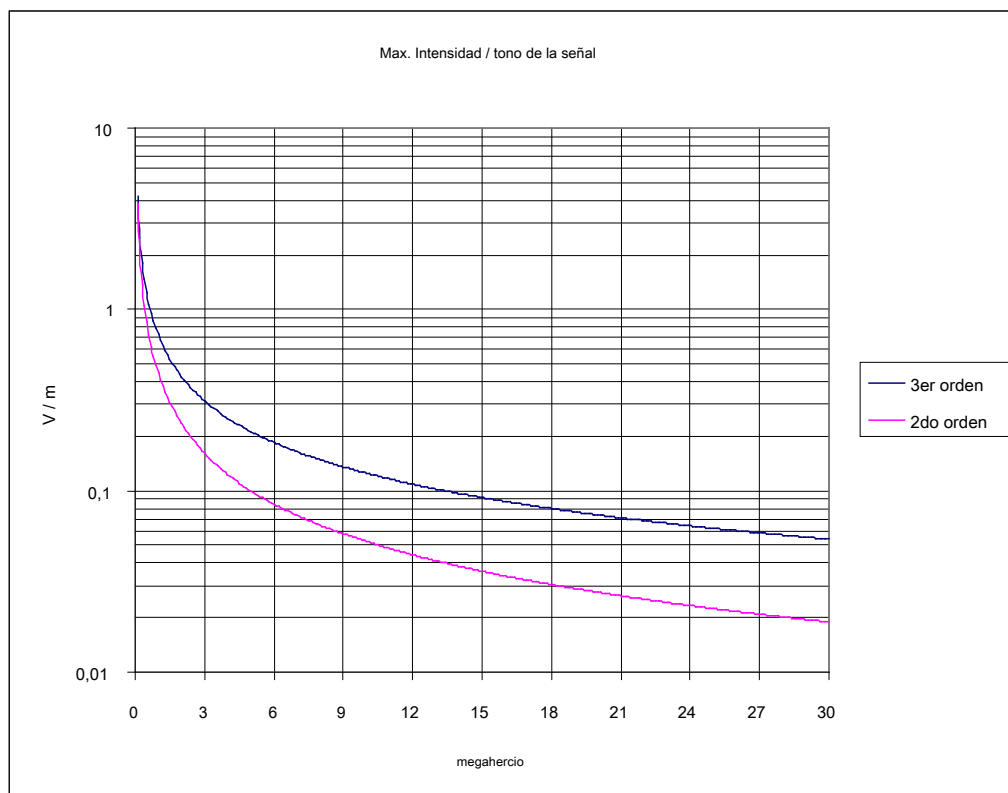


Figura 4.11 Intensidades calculadas de dos campos E de igual magnitud que crearían un producto espurio al mismo nivel de voltaje que el piso de ruido generado internamente de la antena

4.6 En resumen

Se ha presentado el diseño de una antena activa HF de alto rendimiento. Se ha identificado la principal fuente de productos de intermodulación y se describen e implementan las medidas adoptadas para reducir sus magnitudes. El ruido interno generado dentro del diseño, que puede limitar la sensibilidad de la antena, también se examinó en detalle. También se mostró el efecto del ruido externo de campo cercano en las frecuencias más bajas de la banda de HF y se presentaron métodos para reducir su influencia mediante el uso de choques de corriente de RF. Se dieron recomendaciones sobre cómo instalar este tipo de antenas en un sitio de antena con la resonancia formada por el mástil junto con la antena activa calculada fácilmente. Operar una antena activa a frecuencias más altas que esta resonancia resultará en una disminución monótona de la sensibilidad al aumentar la frecuencia.

El factor de la antena se calculó a partir de los primeros principios y se confirmó mediante un experimento de campo. A continuación, se utilizó el factor de la antena para calcular el factor de ruido de la antena activa, lo que permitió realizar comparaciones con los niveles esperados de ruido provocado por el hombre citados en un informe de la UIT.

El diseño completo es una antena activa de recepción compacta que cubre el rango de frecuencia de LF a HF. Es de banda ancha con un factor de antena constante sobre esta frecuencia.

rango. La antena activa presentada se puede utilizar para medir la vertical m intensidad de campo de una señal, realizar un trabajo de vigilancia general (ya sea fijo o montado en un vehículo) o se utiliza para crear un conjunto de antenas de despliegue rápido para la geolocalización de señales en la banda de HF.

5. Referencias

1. "JFET de bajo ruido: rendimiento superior a los bipolares" (10 de marzo de 97), nota de aplicación de Siliconix AN106.
2. Personal de ingeniería de aplicaciones, Siliconix Inc., (1990), revisado por Ed Oxner, "Diseño con transistores de efecto de campo", McGraw-Hill, Inc., ISBN: 0-07-057537-1.
3. Edwin S. Oxner, (1989), "Tecnología y aplicación FET, una introducción", Marcel Dekker, Inc., ISBN: 0-8247-8050-7
4. ARRL, (2007-2009), "The ARRL Antenna Book 21st edición", ARRL, ISBN: 0-87259-987-6
5. Stephen J. Erst, (1984), "Diseño de sistemas de recepción", Artech House Inc. ISBN: 0-89006-135-1)
6. Recomendación UIT-R PI.372-6, Ruido de radio (1994)
7. Noll, Edward M., (1975), "Principios, experimentos y proyectos de FET" ISBN: 0-672-21167-x
8. Hoja de datos de Vishay para U310 FET, Vishay Siliconix Número de documento: 70237 S- 50149-Rev. H, 24-Ene-2005
9. Martin A. Uman, (2001), "The Lightning Discharge" Dover Publications, Inc., Mineola, Nueva York, ISBN: 0-486-41463-9
10. FR Connor, (1973), "Noise" Edward Arnold (Publishers) Ltd., 25 Hill Street, Londres, W1X8LL, ISBN: 0-7131-3306-6
11. Sergio Franco (1995), "Fundamentos de los circuitos eléctricos", ISBN: 0-03-072307-8
12. W. Martinsen (2009), "Giselle, Antenna receptora de banda ancha simétrica de tierra de triple bucle doble mutuamente ortogonal para la banda de HF", DSTO-TR-2321, Laboratorio de Ciencias de la Información DSTO, PO Box 1500, Edimburgo, Australia del Sur 5114, Australia.
13. Ulrich L. Rohde & TTN Bucher (1988) "Principios y diseño de los receptores de comunicaciones" ISBN: 0-07-053570-1
14. Brett J. Northey y Philip S. Whitham (2000) "Una comparación de los sistemas de medición de ruido de fondo DSTO y DERA HF con los datos del modelo del Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones (CCIR)" Informe técnico DSTO DSTO-TR-0855, Laboratorio de Investigación de Electrónica y Vigilancia, PO Box 1500, Edimburgo, Australia del Sur, 5108, Australia.
15. Richard C. Dorf (1993) "El manual de ingeniería eléctrica" CRC Press, ISBN: 0-8493-0185-8

6. Agradecimientos

La única responsabilidad por la exactitud de cualquier escrito técnico recae en su autor. La información obtenida de referencias o discusiones con colegas sigue siendo responsabilidad del autor, ya que fue decisión del autor utilizar o rechazar dicha información. Teniendo esto en cuenta, este autor desea agradecer las contribuciones realizadas a este documento por las siguientes personas.

Mark Kilmer (Mini-Kits Australia): por sus sugerencias sobre áreas del documento en las que una explicación más detallada facilitaría su comprensión.

Dr. Ken Grant: por su ayuda con algunos de los gráficos y por la corrección de pruebas del documento antes de examinarlo.

Michael Chase, Adrian Caldow y Dallas Taylor y Dr. Anthony Szabo: por examinar el documento y sus numerosas sugerencias que ayudaron a aclarar y facilitar la lectura del texto.

DESCLASIFICADO

LISTA DE DISTRIBUCION

Una antena activa de alto rendimiento
para la banda de alta frecuencia

Wayne Martinsen

Patrocinador de tareas

TEA

Programa de ciencia y tecnología

Jefe de la División de Guerra Cibernética y Electrónica

Dr. Gareth Parker / Líder de investigación / CEWD / CSS / 203Labs Dallas Taylor

CEWD / CSS / CSP / 203Labs

Jon Arnold CEWD / CSS / AT / 203Labs

Wayne Martinsen CEWD / CSS / AT / 203Labs

Adrian Caldow CEWD / CSS / AT / 203Labs

Joseph Magarelli CEWD / AC / PE / 205Labs

Mini-Kits (Australia), att. Mark Kilmer, PO Box 368, Enfield Plaza 5085, SA

DESCLASIFICADO

DESCLASIFICADO

GRUPO DE CIENCIA Y TECNOLOGÍA DE DEFENSA DATOS DE CONTROL DE DOCUMENTOS		1. DLM / CAVEAT (DEL DOCUMENTO)	
2. TÍTULO Una antena activa de alto rendimiento para la banda de alta frecuencia		3. CLASIFICACIÓN DE SEGURIDAD (PARA USO NO CLASIFICADO DE LIBERACIÓN LIMITADA (U / L) JUNTO A LA CLASIFICACIÓN DEL DOCUMENTO) Documento (U) Título (U) Resumen (U)	
4. AUTOR (ES) Wayne Martinsen		5. AUTOR CORPORATIVO Grupo de ciencia y tecnología de la defensa Grupo DST de Edimburgo Apartado de correos 1500 Edimburgo SA 5111	
6a. NÚMERO DE GRUPO DST Grupo-DST-TR-3522	6b. NÚMERO AR AR-017-263	6c. TIPO DE INFORME Reporte técnico	7. FECHA DEL DOCUMENTO Agosto de 2018
8. NÚMERO DE TAREA INT 17/527	PATROCINADOR DE LA TAREA TEA	10. DIVISIÓN DE INVESTIGACIÓN División de Guerra Cibernética y Electrónica	
11. MSTC Cyber Sensing y Shaping		12. STC Tecnologías de acceso	
13. DECLARACIÓN DE PUBLICACIÓN SECUNDARIA DE ESTE DOCUMENTO <i>Aprobado para divulgación pública</i> LAS CONSULTAS EN EL EXTRANJERO FUERA DE LAS LIMITACIONES ESTABLECIDAS DEBEN REFERIRSE A TRAVÉS DEL INTERCAMBIO DE DOCUMENTOS, PO BOX 1500, EDIMBURGO, SA 5111			
14. ANUNCIO DELIBERADO Sin limitaciones			
15. CITA EN OTROS DOCUMENTOS sí			
16. BIBLIOTECA DE INVESTIGACIÓN TESAURO Diseño de antena; Alta frecuencia; Distorsión; Relámpago			
17. RESUMEN Se presenta el diseño de una antena activa con un rango de frecuencia operativa de baja a alta frecuencia. Se identifica la principal causa de la distorsión de intermodulación y se dan recomendaciones para minimizar su generación. Se lleva a cabo un análisis detallado de las diversas fuentes de ruido generadas dentro de la antena activa y cómo su suma afecta el ruido total visto en la salida. También se analiza la protección contra rayos.			

DESCLASIFICADO