

Amplificador de RF para recepción DRM

Paula Gómez Pérez

Dpto. Tecnologías de las Comunicaciones
ETSE Telecomunicación.
Universidad de Vigo

En el artículo sobre diseño de un "Receptor Digital DRM para la banda de 49 m" publicado en el N° 616 de esta revista se desarrolla una unidad frontal para recepción en DRM. Esta unidad requiere para su correcto funcionamiento que la señal recibida presente, en la antena receptora, una relación P_s/P_n , lo suficientemente elevada como para que el demodulador disponga de una relación $P_s/P_n \geq 15\text{dB}$ a su entrada y, de esta forma, el programa efectúe la correcta demodulación. Para simplificar la notación utilizaremos de ahora en más para la potencia de ruido la letra "N" y para la potencia de la señal la letra "S".

En la banda de HF de 49 m, en condiciones de buena propagación, se suelen conseguir a la entrada del demodulador valores de S/N algo superiores a los 15 dB (entre 20 y 25 dB), esto ocurre en horarios matinales y nocturnos si el receptor se encuentra a distancias de hasta unos 2000 km de una estación de radiodifusión cuya potencia de transmisión supera los 50 kW. A distancias mayores y/o en condiciones de propagación menos favorables la relación S/N se ve mermada considerablemente y es habitual encontrar niveles de S/N que oscilan entre los 13 y 15 dB. En tales circunstancias se puede mejorar dicha relación hasta en 10 dB o más sólo cuando se dispone de un amplificador previo de RF (etapa de alta) con un factor de ruido F_{ARF} relativamente bajo (digamos de unos 3 ó 4 dB) con una elevada ganancia en potencia (20 dB o más). Este amplificador puede oficiar perfectamente de "antena activa" siempre que se ajuste la adaptación de entrada del filtro preselector a la longitud de la antena lineal de hilo que se quiere amplificar. En este artículo se propone el diseño de este tipo de amplificador para complementar el receptor de referencia. El método es lo suficientemente general y puede extenderse a otras bandas de interés.

Consideraciones sobre el diseño

Un amplificador de bajo ruido requiere de transistores poco ruidosos, de manera que hemos optado por un transistor de efecto de campo JFET de adecuadas prestaciones como lo es el MPF102.

Por otra parte, cuando se trabaja en DRM, el sistema OFDM (Orthogonal Frequency-Division Multiplex) es del tipo multiportadora y habitualmente se encuentran entre 100 y 200 subportadoras en un ancho del espectro tan exiguo como los 10 kHz utilizados en esta modalidad, como se muestra en el espectro real de la Figura 1 donde se observa una señal con una relación S/N de unos 24 dB recibida en Pontevedra. Es así que en DRM se requieren sistemas de recepción con un bajísimo contenido en productos de intermodulación, esto no es fácil de conseguir, especialmente, cuando existen en la antena receptora señales fuertes correspondientes a estaciones locales de AM de OM con suficiente potencia para convertir a cualquier amplificador en un "indeseable mezclador" capaz de producir un elevado número de productos de intermodulación.

Para el diseño hay varias alternativas, por ejemplo, utilizar un filtro de paso alto post amplificador o, mejor aún, delante de él con un paso bajo al final, etc.

De todas las alternativas posibles hemos considerado (y posteriormente comprobado experimentalmente) que un buen método¹ consiste en evitar que las señales de las estaciones locales residentes en la antena lleguen al amplificador de RF o, si no, con una reducidísima potencia. Para conseguir este objetivo en el presente diseño hemos optado por instalar un filtro previo entre la antena y el ARF (Amplificador de RF) y una opción válida es un filtro paso banda acoplado de dos tanques de RF que permite cubrir holgadamente el ancho de cualquiera de las bandas de radiodifusión en DRM, en nuestro caso la banda de los 49 m.

El método tiene el inconveniente de que para recibir otra banda cualquiera (por ejemplo la banda de 31 m) se necesita conmutar electrónicamente el filtro por otro, como hemos explicado en nuestro artículo "Receptor de Comunicaciones en HF" publicado en los números 596/597 de julio/Agosto de 2004. Podrían diseñarse filtros con un ancho

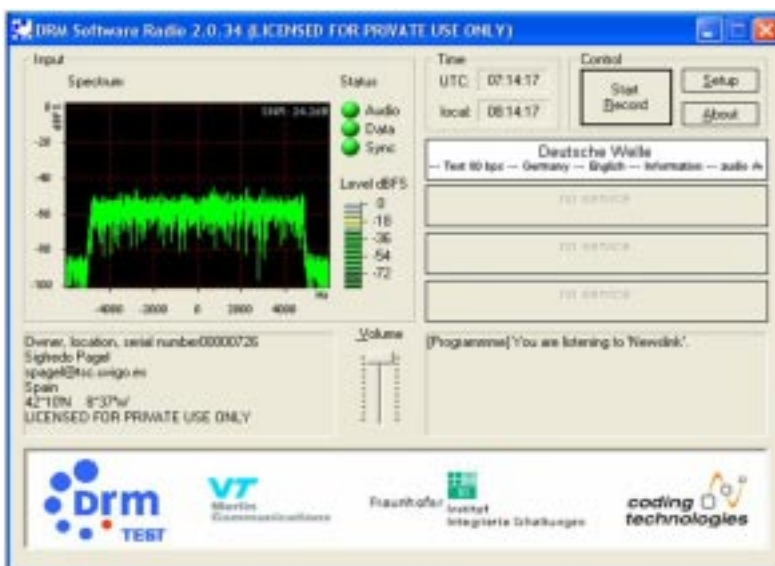


Figura 1 Espectro de una señal DRM en el ancho de banda de 10kHz

de banda mayor pero al ser discontinuas las bandas de radiodifusión en HF habría que pagar el precio de una mayor intermodulación y un mayor nivel de ruido que es, justamente, lo que tratamos de evitar.

Descripción del circuito propuesto

En la Figura 2 se muestra el circuito completo cuyo diseño se propone en este trabajo. En la parte izquierda se encuentra la antena que, a los efectos de la simulación, viene sustituida por un generador equivalente con una resistencia interna de unos 200 Ohms correspondiente a una antena de hilo de 3 a 4 metros aproximadamente.

ción de Fuente común y el segundo en configuración Puerta común. Ambas etapas, en su conjunto, permiten obtener una ganancia de potencia teórica de unos 40 dB siempre que las etapas se encuentren correctamente adaptadas.

Diseño del filtro de presintonía

Para el filtro acoplado de presintonía utilizaremos las expresiones de cálculo³ que detallaremos a continuación.

En primer lugar se establece el Q cargado como: $Q_c = f_0 / \Delta f_{3dB}$ donde f_0 es la frecuencia central de unos 6 MHz y Δf_{3dB} el ancho de banda total de la banda de radiodifusión de los 49 m (entre 5.8 MHz y 6.2 MHz) unos 400 kHz.

la aproximación de Chebyshev (0.5 dB con corte a 3 dB) vale $q=1.95$ según las tablas de cálculo de filtros. Por su parte el factor de desnormalización k_{12} para esta aproximación vale $k_{12}=0.722$, valor que desnormalizado vale: $K_{12} = k_{12} Q_c$

Las capacidades de nodo se definen, según la Figura 2, como:

$$C_i = 1/\omega_0^2 L$$

siendo L la inductancia del tanque adoptada, en este caso se optó por $L=1.6 \mu H$.

La resistencia de antena se estima en 200 Ohms y la de carga para la entrada al mezclador NE602 puede suponerse en 1500 Ohms.

Como referencia, los valores a calcular se disponen en la Tabla 1.

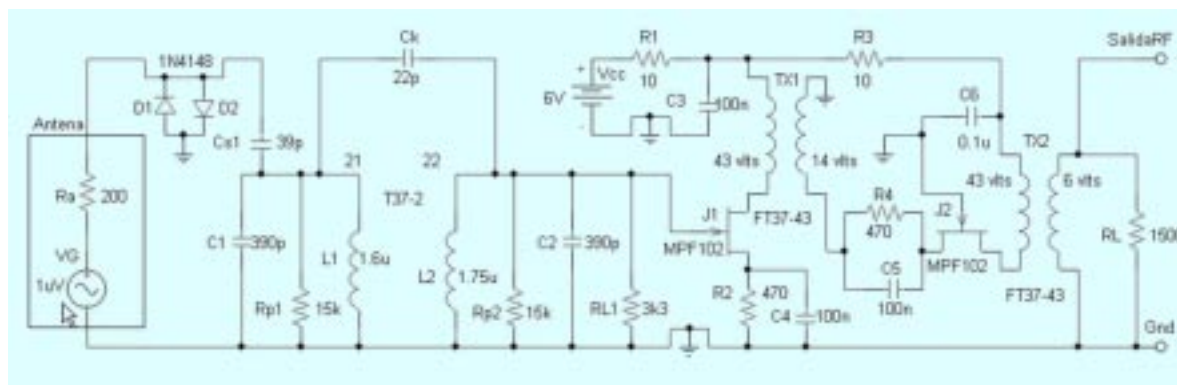


Figura 2 Esquema completo del ARF realizado

Se han instalado también dos diodos en oposición D_1 y D_2 ; es una buena práctica que conviene adoptar sistemáticamente; cumplen la función de limitar por debajo de los 0.6 V el nivel de estaciones locales potentes y los estáticos susceptibles de dañar las primeras etapas.

Posteriormente se observa el filtro de presintonía para la banda de 49 m donde las resistencias R_{p1} y R_{p2} no son resistencias físicas sino representan las pérdidas de los inductores en base a su factor de mérito "Q".

A continuación aparece el amplificador propiamente dicho constituido por los dos JFET MPF102, el primero en configura-

ción de los 49 m (entre 5.8 MHz y 6.2 MHz) unos 400 kHz.

Cuando se diseña con las aproximaciones de Butterworth o Chebyshev el Q de ambos tanques es el mismo y vale, $Q_1 = Q_2 = q Q_c$ donde el valor de q para el caso de

Esta tabla puede implementarse como rutina⁴ en MatLab, una función, y los resultados de la ejecución de muestran en la Tabla 2.

En la Tabla 1 se han inicializado los comentarios con el símbolo porcentual (%) tal como se utiliza en

% Cálculo de un filtro de entrada a RF doble sintonizado cargado en ambos extremos	
% Para CHB, Delta 0.5dB y corte a 3dB es $k_{12}=0.722$ y $q=1.95$	
% L es la inductancia seleccionada para los inductores de los tanques.	
% f1 y f2 son las frecuencias que limitan la banda y Qd el Q descargado de los inductores.	
% $\omega_0=2\pi f_0$ (f1+f2)/2;	
$R_{p1}=2\pi^2 L^2 \omega_0^2 Q_d$	% pulsación central del filtro
$Cd=1/L \omega_0^2 Q_d$	% resistencia de pérdida del tanque
$Q_c=\omega_0 L / (R_{p1} + R_{p2})$	% capacidad de nodo
$K_{12}=k_{12} Q_c$	% Q cargado
$C1=Cd K_{12}$	% coeficiente de acoplamiento
$Q=Q_c q$	% capacidad de acoplamiento
$Qe=1/(1-Qd)$	% factor Q
$R_{pe}=Qe \omega_0 L$	% Q efectivo
$Cs1=1/\omega_0^2 \sqrt{R_{pe}(R_{s1})-(R_{s1}^2)}$	% Resistencia de carga óptima
$Cs2=1/\omega_0^2 \sqrt{R_{pe}(R_{s2})-(R_{s2}^2)}$	% condensador de acople de entrada
$C1=Cd-Cs1-Ck$	% condensador de acople de salida
$C2=Cd-Cs2-Ck$	% capacidad de sintonía de entrada
	% capacidad de sintonía de salida

Tabla 1. Parámetros del filtro de presintonía

```

-> DobSinR1R2(5.8e6, 6.2e6, 1.6e-6, 200, 1500, 250, 0.722, 1.95)
DobSinR1R2(f1, f2, L, Rs1, Rs2, Qd, k12, q)
-----
Condensadores calculados en pF
-----
Ck    Cs1    Cs2    C1    C2    C0    Rp (kohm)
21.2025  44.2866  30.7782  374.7618  388.2705  440.2512  15.0
    
```

Tabla 2. Resultados del cálculo

las rutinas de MatLab para que el programa ignore dicho comentario. En esta tabla se ha aplicado para la adaptación en los extremos la equivalencia paralelo serie que puede consultarse en la referencia bibliográfica (4). En el circuito definitivo los componentes obtenidos se muestran en la Tabla 2 y, posteriormente, se redondean a los valores comerciales más próximos, además se han manipulado levemente las inductancias para que correspondan a un número exacto de vueltas. La simulación se efectuó al final en forma conjunta con el amplificador de bajo ruido basado en el JFET MPF102.

Por otra parte la capacidad C_{s2} se ha obviado, habida cuenta que el JFET no requiere de bloqueo para la continua debido a que opera bajo condiciones de autopolarización, sin embargo esto reduce la capacidad efectiva del nodo hecho que nos ha obligado a incrementar el segundo inductor en 0.15 uH. Además la carga del filtro preselector de 1k5 se sustituyó por un valor algo superior en beneficio de la respuesta en potencia conjunta, puede utilizarse 2k7 ó 3k9, valores mayores deformarían la curva incrementando apreciablemente la magnitud de la respuesta en las frecuencias más bajas de la banda pasante.

Los inductores L_1 y L_2 se realizan sobre sendos núcleos toroidales de material T37-2 con un $A_L=40$ resultando 21 y 22 vueltas respectivamente según las fórmulas de cálculo de Amidon. Incluso podría utilizarse el toroide más grande con material 6 mix, el T50-6 que presenta un $A_L=46$, algo más elevado con lo que el número de vueltas se reduciría levemente.

Diseño del Amplificador de bajo ruido

El amplificador de RF de bajo ruido permite modificar sustancialmente el comportamiento general del sistema receptor.

Si denominamos "S" a la potencia de la señal y "N" a la potencia del ruido y aplicamos subíndices "i" para la entrada y "o" para la salida, el factor de ruido queda establecido de acuerdo con la definición presentada por el IEEE como:

$$F = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} = \frac{N_o/N_i}{G_p}$$

donde $N_i = kTB_{eq}$

En la expresión anterior, el factor F corresponde al cociente entre la potencia de ruido a la salida y la potencia de ruido a la entrada dividida por la "ganancia de potencia" de donde surge que si se instala un amplificador previo al receptor puede obtenerse una sustancial mejora en lo que a factor de ruido se refiere.

Cuando se dispone de un receptor que se conecta directamente a la antena mediante adaptación se tiene la situación de la Figura 3a, mientras que si se intercala entre este mismo receptor y la antena un amplificador de RF bajo ruido ARF se tiene la propuesta de la Figura 3b.

En el caso de la Figura 3a el factor de ruido del sistema queda definido sólo por la pérdida de la

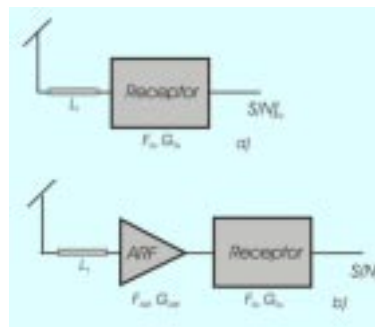


Figura 3 Recepción a) sin ARF, b) con ARF

línea de transmisión " L_T " y el factor de ruido del receptor F_{Rx} , este último suele ser bastante elevado, unos 20 dB aproximadamente en nuestro caso. En estas condiciones si se estima, con fines de evaluación, la atenuación de la línea de transmisión " L_T " en 1dB (1.26 en vn) se tiene,

$$(F_{Tx} = F_{L_T} + (F_{Rx} - 1)L_T) \approx 126$$

Para disponer a la entrada del demodulador de una relación $S/N_1 \geq 15$ dB (≥ 32 en vn) se requiere en antena una relación mínima de,

$$S/N_1 = F_{Tx} \times S/N_2 \approx 4032 \quad (36dB)$$

En el caso de la Figura 3b el factor de ruido total se define en función de ambos factores de ruido individuales como un sistema en cascada.

Se observa que si el factor de ruido del amplificador de RF (ARF) es bajo (de eso se trata), 4 dB por ejemplo, con una buena ganancia de potencia de 40 dB, entonces el factor " F_{Total} " se reduce respecto del valor anterior (126) y ahora viene expresado como,

$$F_{Tx} = L_T + (F_{ARF} - 1)L_T + \frac{F_{Rx} - 1}{G_{ARF}} L_T \approx 3.05$$

entrada del demodulador, una relación de $S/N_1 \geq 15$ dB (≥ 32 en vn) se requiere ahora, en antena, de una $S/N_1 \geq 22$ dB.

$$S/N_1 = F_{Tx} \times S/N_2 \approx 161.6 \quad (22dB)$$

Se habría obtenido una mejora en la relación señal a ruido de unos 14 dB en teoría, es decir, se obtendrían 15 dB de relación señal a ruido a la entrada del demodulador con una relación en antena $S/N_1 = 22$ dB. Hablamos en condicional porque en la práctica, habitualmente, los resultados se suelen apartar algo de los cálculos teóricos. Los modelos de los transistores presentan dispersiones, los transformadores introducen pérdidas, el acople no es perfecto, hay pérdidas no estimadas, etc., etc.; sin embargo, las mediciones posteriores nos indicaron que son factibles mejoras efectivas en la relación S/N_1 de más de 10 dB (lo cual no es poco) bajo

determinadas condiciones del nivel de la señal original.

Para conseguir una ganancia en potencia de la etapa previa tan elevada se necesitan al menos dos etapas de amplificación con una adecuada adaptación entre ellas y un cuidadoso diseño.

Se utiliza autopolarización con una corriente de Drenador relativamente baja, poco más de 3 mA (estimada en una cuarta parte de I_{DSS}), tanto para la primera como para la segunda etapa.

Como ya hemos dicho antes, se ha optado por una primera etapa en Fuente común con una resistencia de Fuente de 470 Ohm así se logra establecer la corriente de reposo en el valor preestablecido; la resistencia se desacopla con un condensador de 100 nF.

Para transferir máxima potencia entre la primera etapa amplificadora y la segunda se requiere un transformador que debe adaptar la impedancia de salida en fuente común de J_1 con la impedancia de entrada en puerta común de J_2 .

Ambas impedancias son muy diferentes, la impedancia de salida en fuente común de J_1 es prácticamente $r_{os} = 1/g_{os} = 5$ [kOhm] ya que la admitancia de salida en Fuente común del MPF102, g_{os} , es del orden de los 200 [microSiemens]. Por su parte la impedancia de entrada de J_2 en configuración puerta común $r_{iG} = 1/g_{oG}$ es del orden de 330 [Ohms] dado que g_{iG} es de unos 3 [miliSiemens]. De esta forma se requiere una relación de transformación de,

$$a = \sqrt{33000/330} = 10$$

La práctica una relación: $a = 44$ vltts/14 vltts fue satisfactoria de acuerdo con la simulación paramétrica en PSpice. El transformador se diseña con una inductancia primaria elevada de unos 700 uH para que opere como choque de RF.

La segunda etapa será de Puerta común para conseguir una adecuada ganancia en potencia y bue-

na estabilidad con idéntica autopolarización. La salida en Drenaje (Drenador) cuya impedancia de salida es de $r_{oG} = 100$ kOhm se adaptará mediante un transformador a una carga $R_L = 1500$ Ohm que representa la impedancia de entrada del mezclador. Una relación de transformación de "8" resultó la más adecuada para obtener máxima transferencia de potencia a la carga de 1500 Ohm sobre la base del modelo PSpice del MPF102.

Finalmente el transformador se diseña con una inductancia primaria elevada de unos 700 uH para que opere también como un choque de RF. Para su realización se emplean 43 vueltas de alambre de cobre esmaltado de 0.2 mm en primario con 6 vueltas en secundario sobre un núcleo de ferrita FT37-43, aplicando las fórmulas presentadas en los manuales de la empresa Amidon.

Simulación de la respuesta

La simulación, Figura 4, se ha efectuado en el programa PSpice donde se observa una ganancia sensiblemente constante entre 5.8 MHz y 6.2 MHz de unos 40 dB en potencia, entre la potencia entregada a la carga representada por la impedancia de entrada del mezclador W_{RL} y la potencia entregada por el generador (la antena) W_G .

Realización del CI

La placa impresa que se muestra en la Figura 5 es extraordinariamente sencilla y se ha realizado con el programa PIA. Las resistencias de 10 Ohm se han instalado para prevenir oscilaciones de RF espurias, además la línea de alimentación se ha desacoplado convenientemente.

Los condensadores e inductancias del filtro preselector se han dejado indicados literalmente para facilitar la tarea a quienes deseen realizar su preselector para aplicarlo



Figura 5 Placa impresa del ARF

a otras bandas de HF utilizando idéntica metodología a la desarrollada en este trabajo.

En la Figura 6 se muestra el conjunto instalado en una caja hermética de aluminio fundido "Hammond 4001" para su posible ubicación a la intemperie, próximo al terminal de antena lo que permitiría mejorar aún más las prestaciones al evitar las pérdidas L_p de la línea de transmisión coaxial (antena activa).

Para las pruebas se ha utilizado, a la salida del ARF, un conmutador



Figura 6 El amplificador montado e instalado con sus conectores y conmutador

que permite incluir o excluir el ARF y así visualizar rápidamente en el monitor del PC la diferencia entre la S/N]o a la entrada del demodulador con y sin el ARF.

Bibliografía

1. S. Pagel. Diseño de receptores HF. Tórculo. S. Compostela. 2003.
2. S. Pagel. Técnicas de Recepción. Tórculo. S. Compostela. 2005.
- 3.- W. Hayward. RF Design. ARRL USA. 1996.
- 4.- S. Pagel. Diseño de receptores de HF, 2ª Edición Ampliada. Tórculo. S. Compostela. 2006.

Figura 4 Respuesta global del ARF incluyendo el filtro de presintonía

