

Diseño de una unidad frontal de RF para recepción digital en DRM

Por: Sigfredo Pagel, Fernando Isasi y Fernando Aguado

Dto. Teoría de la Señal.
E.T.S.E de Telecomuni-
cación.
Universidad de Vigo

En la radiodifusión digital DRM (Digital Radio Mondiale) se utilizan sistemas de recepción que están formados básicamente por tres partes: Una unidad frontal de circuitería (hardware), un PC con tarjeta de sonido y un programa (software) que realiza las tareas de decodificación.

En la figura 1 se reproduce el esquema básico del sistema de recepción DRM tal como lo describe el Instituto FhG (Fraunhofer Institut für Integrierte Schaltungen) que es la empresa que desarrolla el software de pago para la recepción.

En el estado actual de la técnica la mayoría de las unidades frontales para la recepción en DRM consisten en receptores superheterodinos de comunicaciones de la gama alta que operan en las bandas sub 30MHz y que han sido modificados para dotarlos de una segunda frecuencia intermedia de 12kHz. Aquí se propondrá una alternativa de diseño de una unidad frontal: un receptor superheterodino de doble conversión de excelente prestación cuya realización resulta relativamente sencilla.

Por su parte, la decodificación se realiza mediante un programa que puede adquirirse directamente de FhG por unos 60 euros; se vende bajo condición individual e intransferible y las modalidades de compra y otros detalles se pueden encontrar en la dirección de Internet del Fraunhofer Institut¹.

Una vez instalado el programa, al ejecutarlo se obtiene la ventana de comando, (ver figura 2), donde se observan los principales elementos de referencia. A la izquierda, se dispone de un analizador de espectro para operar dentro de la ventana de la estación recibida con un ancho de banda de 10kHz, tres indicadores (led virtuales en forma de semáforo) que indican el estado de recepción y un indicador del nivel de señal; en la parte inferior un control de volumen.

El esquema del receptor se muestra en la figura 3, no necesariamente requiere un filtro de entrada (filtro 1), cuando se lo incluye permite seleccionar la banda de RF que se quiera recibir. A la salida del filtro (filtro 1) la señal f_s (supongamos 5000kHz) entra a un mezclador donde se bate con la señal f_{OL1} del primer oscilador local (digamos 5455kHz), se obtiene entonces la primera frecuencia intermedia $f_{FI1} = f_{OL1} - f_s$ (en el ejemplo, 455kHz).

Figura 2 Presentación de la ventana de comando del programa FhG

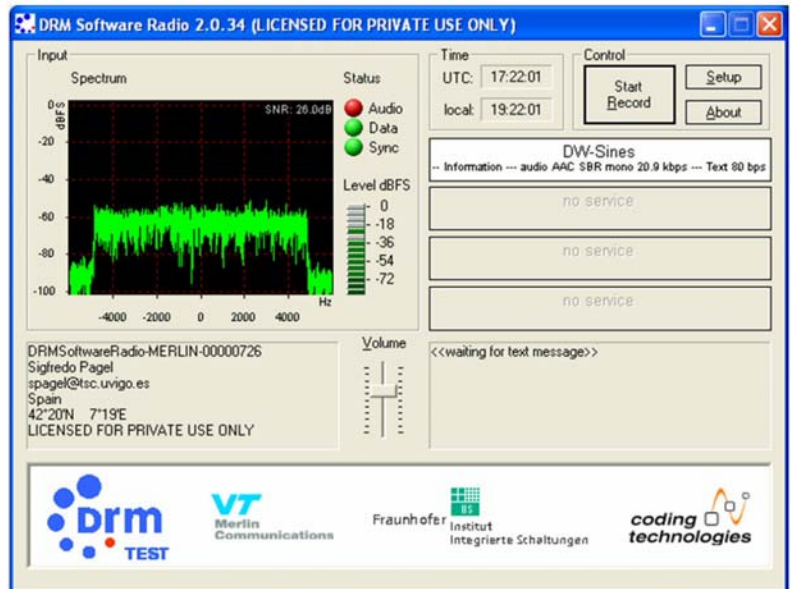
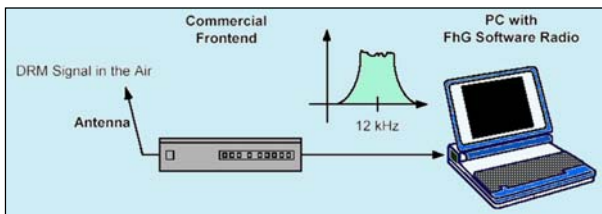


Figura 1 Esquema básico del sistema de recepción DRM



El listado de estaciones de prueba actualmente operativas se encuentra en www.drm-dx.de. Puede decirse también que la recepción se realiza bajo condiciones de propagación adecuadas y con una buena antena exterior.

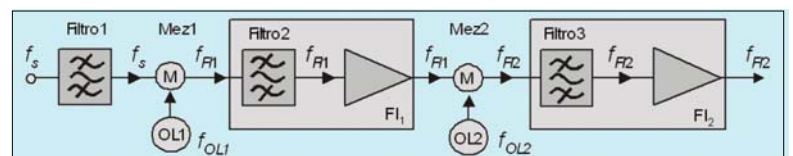
Figura 3 Esquema de bloques de un receptor superheterodino

Más detalles pueden verse directamente en la dirección mencionada en la bibliografía de este artículo.

Receptor superheterodino de doble conversión

En este artículo se propondrá la realización de un receptor superheterodino de doble conversión², una primera conversión a 455kHz y una segunda conversión a 12kHz para atacar la placa de sonido del PC.

Esta señal es filtrada y amplificada en la etapa de frecuencia intermedia f_{FI1} y luego se la vuelve a mezclar con la señal f_{OL2} de un segundo oscilador local (digamos 467kHz) obteniéndose así la segunda frecuencia intermedia $f_{FI2} = f_{OL2} - f_{FI1}$ (en este caso 12kHz). Cabe destacar que en el proceso de mezcla puede capturarse, mediante el filtro, como frecuencia intermedia tanto $f_{FI2} = f_{OL2} - f_{FI1}$ como $f_{FI2} = f_{FI1} - f_{OL2}$ según que f_{OL2} sea



mayor o menor que f_{m} . La señal (en 12kHz) se amplifica y filtra para ser posteriormente demodulada, en el caso del receptor DRM esta tarea se realiza por software en el PC como se dijo antes.

En la figura 3 se muestran todos los bloques anteriormente descritos.

La sintonía puede realizarse por PLL o mejor aún con un DDS que suele presentar un menor ruido de fase lo que es deseable en los receptores DRM.

Sintonía por DDS

Se puede realizar una unidad de sintonía (OLI) con DDS basada en el circuito integrado AD9835 cuya hoja de características³ viene acompañada de un apartado de aplicaciones donde se puede obtener la mayoría de los datos para una realización práctica.

Un DDS, en líneas generales, es una forma de generar ondas, preferentemente del tipo sinusoidal. Se trata de una técnica que utiliza procesamiento digital para generar una salida sintonizada en frecuencia y fase. Esta salida está referenciada a un a un oscilador patrón de frecuencia fija. A partir de esta frecuencia fija se obtienen submúltiplos mediante divisores con un factor de escala. Este factor de escala se controla por la estructura del dispositivo DDS mediante una palabra binaria de sintonía.

Los bloques básicos de estos dispositivos son: un acumulador de fase que es la base de un oscilador numéricamente controlado NCO, un bloque de conversión de fase a amplitud, el núcleo del DDS, y un convertidor D/A. La estructura prevé también varios registros o RAM.

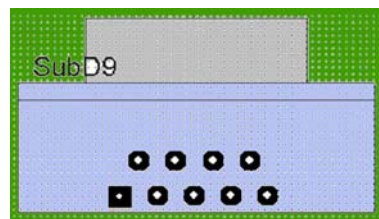
La palabra binaria de sintonía suele tener una longitud entre 24 y 48 bits que define la frecuencia superior de sintonía.

En este trabajo no se pretende enseñar técnicas DDS sino utilizar este dispositivo para sintonizar un

receptor DRM, de manera que no se abundará en más detalles.

El DDS que se utilizará es el AD9835 que puede ser controlado a través de los puertos serie o paralelo de un PC, en este caso, se utilizará el puerto com1. Como interfaz entre el puerto paralelo del PC se utilizará el integrado MC1489 (MC1489N). Este circuito integrado está formado por cuatro receptores de línea de tecnología Schottky de los que se utilizan tres: datos, reloj y sincronismo, es decir, el MC1489 es un receptor que permite acoplar el DDS con el PC a través de uno de los puertos Com1 o Com2.

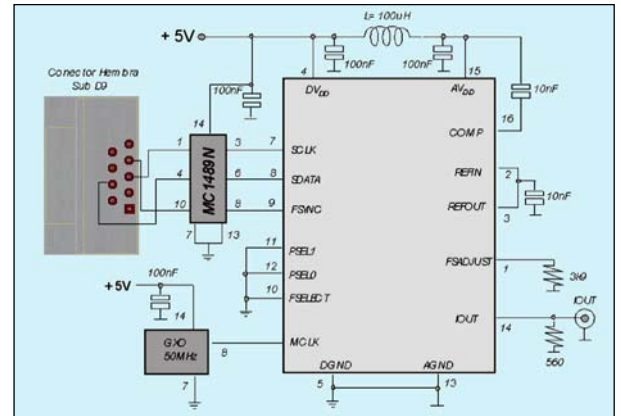
Para acceder al puerto del PC se utilizará un cable con conectores macho y hembra en sus terminaciones. Solidario a la placa del receptor se soldará el denominado "Sub D9" que deberá ser del tipo hembra para conectarlo con el conector macho del cable, ya que el otro extremo del cable lleva un conector hembra para realizar la conexión al puerto Com1 o Com2 del PC que es del tipo macho.



De acuerdo con la hoja de características es recomendable utilizar dos fuentes de alimentación para el DDS, una para la parte digital y otra para la analógica.

Si se desea simplificar, como se ha hecho en este trabajo, puede utilizarse una única fuente de alimentación de 5V, separando la parte digital de la analógica con una inductancia $L=100\mu\text{H}$.

Conviene también instalar, entre el positivo de la fuente de 5V y masa, un condensador de tantalio de unos 47 μF , elemento que no está indicado en el esquema anterior.



En la Figura 4 se muestra el esquema del subcircuito de sintonía básicamente de acuerdo con las especificaciones del fabricante del circuito integrado donde se han introducido algunas modificaciones que hacen a la función específica propuesta.

Figura 4 Circuito de sintonía por DDS

El puente Ik4 de la hoja de datos del AD9835 se realiza cortocircuitando directamente los pines (2) y (3) del DDS.

Las salidas del MC1489, pines (1), (4) y (10), se conectan respectivamente a los pines (3), (7) y (4) del conector SubD9 cuyo terminal (pin) (5) se conecta a masa. Las entradas útiles (3), (6) y (8) del MC1489 provienen respectivamente de los pines (7), (8) y (9) del AD9835.

La salida, pin (14) del DDS (I_{out}) se conecta a la entrada osciladora OL del primer mezclador -en nuestro caso será el integrado NE612 (NE602) y la entrada del OL corresponde al pin N° 6- a través de un filtro de paso bajo que se describirá más adelante.

La unidad para obtener la frecuencia referencia (U_3 en el esquema de la hoja de características del AD9835) es un módulo oscilador con cristal de 50MHz que se alimenta con la misma fuente de tensión continua de 5V, puede utilizarse un módulo de 50MHz TCXO o GXO con encapsulado DIP de 8 ó 14 terminales. (Véase p.e. Connor Winfield Co. en <http://osc.conwin.com/tcxo/tx/tx021.pdf>).



Figura 5 Ventana del programa de sintonía de

La parte de la placa impresa para este sintetizador requiere de cierta experiencia en placas impresas con circuitos de montaje superficial, debiendo realizarse de acuerdo con las precisas recomendaciones de Analog Devices⁴.

Cuando se utiliza una única fuente de alimentación para la parte analógica y digital del integrado las conexiones de masa deben cuidarse muy especialmente.

Para la sintonía existen programas software que permiten sintonizar las estaciones DRM hasta las proximidades de los 24MHz, habida cuenta que el oscilador con cristal de cuarzo que se recomienda para el AD9835 es de unos 50MHz y la frecuencia de Nyquist determina la frecuencia máxima de utilización en algo menos de la mitad. Estos programas contemplan una primera conversión en 455kHz, de manera que habrá que utilizar dicha frecuencia intermedia o realizar su propio programa aquellos que tengan conocimientos de software.

Uno de los programas de sintonía más interesantes, cuya ventana de comando se muestra en la figura 5 fue desarrollado por Carsten Knuetter en Alemania (Frankfurt), puede encontrarse en Internet⁵ y se adapta a diferentes receptores de doble conversión que presenten una primera frecuencia intermedia en 455kHz.

El programa permite sintonizar el DDS teniendo a la vista los princi-

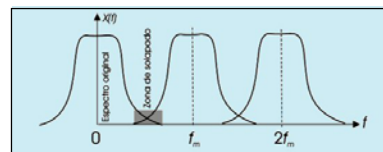
pales datos de la estación transmisora. En la ventana de comando se dispone además de un casillero (indicado con el valor 454.3 en la figura 5) que permite corregir pequeñas desviaciones en la frecuencia intermedia FI cuyo valor nominal es 455kHz y debe ajustarse para centrar el espectro de la ventana de la figura 2.

El filtro antialias

En los sistemas que utilizan muestreo se producen alias, estos alias se centran en los múltiplos enteros de la frecuencia de muestreo. Cuando se habla de espectro se entiende por alias a una reproducción o copia (réplica) del espectro original desplazada en frecuencia.

El espectro original está centrado en el origen de referencia (0) mientras que los alias se producen en $f_m, 2f_m, 3f_m$, etc., siendo f_m la frecuencia de muestreo. De todos estos alias el más molesto es el que se centra en f_m debido a su cercanía con el espectro original (ver figura 6).

El problema se resuelve utilizando un filtrado paso bajo analógico con una frecuencia de corte por encima de la máxima frecuencia que se desea recibir.



El filtro se muestra en la figura 7, donde los condensadores C3 y C4 son condensadores de paso para aislar la componente continua presente en la salida del DDS.

Este filtro se conecta directamente al Terminal de salida IOOUT del sintetizador AD9835 de la Figura 4.

El filtro propiamente dicho, incluyendo el divisor, se encuentra recuadrado. La simulación del filtro anterior se ha realizado considerando la salida del DDS como un generador de tensión de 1.5V pico con una impedancia interna de 560 Ohm, mientras que la salida se ha cargado con una resistencia de 1k5 Ohm representativa de la impedancia interna del primer mezclador.

La respuesta se muestra en la Figura 8 donde el corte se produce alrededor de los 25MHz, de esta forma no se afecta la banda pasante que está definida hasta 24MHz, además se observa un pequeño refuerzo para las frecuencias más altas de la banda de HF y a partir de los 25MHz la atenuación aumenta con una pendiente muy pronunciada.

El refuerzo en las frecuencias altas no viene nada mal debido a que para dichas frecuencias suele producirse una merma en la respuesta del receptor.

Se observa una salida mayor de unos 330mVp-p y que no supera los 370 mVp-p con lo que se obtiene un buen comportamiento del primer mezclador.

Conversión a 455kHz

La primera conversión estará a cargo del circuito integrado NE612 que se muestra en la Figura 9; la salida del filtro antialias se aplica directamente a la entrada osciladora del integrado NE612, pin N° 6, el pin N° 7 permanecerá sin conectar.

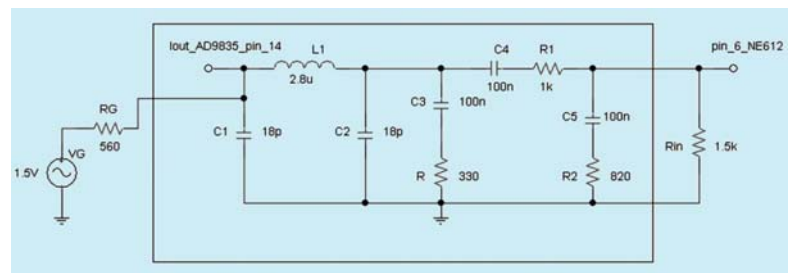


Figura 6 Formación de alias del espectro original.

Figura 7 Filtro antialias para el receptor

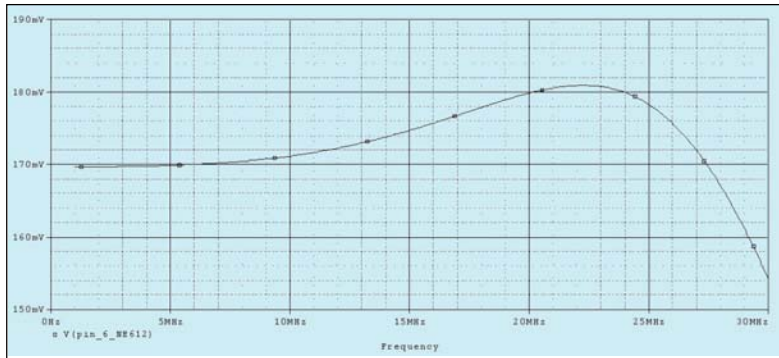


Figura 8 Respuesta simulada del filtro antialias

La salida de FI (455kHz) puede tomarse desde el pin 4 ó, indiferentemente, del pin 5 de dicho circuito integrado. El pin que no se utiliza permanecerá abierto (sin conexión).

La antena se conecta a un filtro de banda que se deberá conmutar cada vez que se desee recibir una emisora de otra banda.

En la banda de los 19m (15MHz), donde se encuentran muchas estaciones de prueba, el filtro de entrada puede calcularse utilizando la misma inductancia (1.97µH). En tal caso la capacidad de resonancia deberá ser de $C_{serie} = 1/\omega^2 L$ y si se calcula para una frecuencia de 15.5MHz se tiene $C_{serie} = 53.52pF$.

El circuito de la primera FI (455kHz)

La primera frecuencia intermedia opera a 455kHz y se utilizará un filtro cerámico de entrada con un ancho de banda de unos 12kHz y 6dB de pérdidas de inserción en la banda de paso seguido de un amplificador y un seguidor, el conjunto proveerá una ganancia en potencia de 36dB.

El filtro cerámico seleccionado es de la fábrica Toko, un ALFY455F, un filtro cerámico de 6 elementos que presenta unas pérdidas de inserción en la banda de paso de unos 6dB e impedancias de entrada y de salida de 2 kΩ.

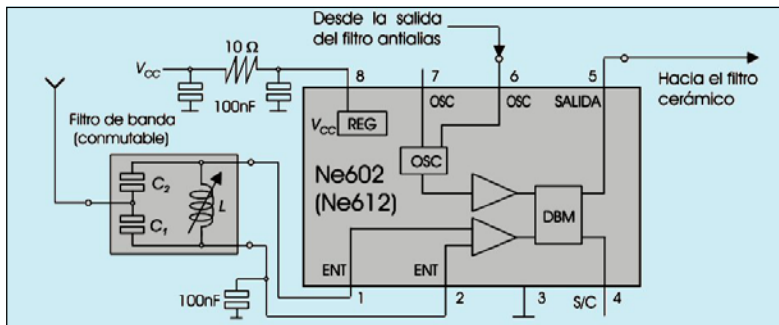
La entrada del filtro, Figura 11, se conecta mediante un condensador de paso de 100nF al terminal 5 del integrado NE602 de la figura 9.

No se requiere adaptador entre el filtro y la salida del mezclador, pin (5), ya que las impedancias son del mismo orden (entre 1500Ω y 2000Ω).

En el diseño final se ha optado por un tanque con un condensador de una capacidad comercial de C=470pF en lugar de la de 446pF, indicadas en el circuito, que es muy difícil de formar siendo la inductancia resonante de 260 µH.

La inductancia se realiza con un núcleo toroidal FT47-43 con un factor de inductancia que vale 420 [nH/1000vueltas], de manera que aplicando la fórmula que provee el fabricante del núcleo, Amidon⁷ resultan 25 vueltas.

Figura 9 Mezclador de la primera conversión



Si se utiliza filtro de entrada, para la banda de los 49m (≈ 6MHz) es adecuada una inductancia de 1.97µH y las capacidades del transformador capacitivo que adapta la antena resultan $C_1=1n5$, $C_2=470pF$, que son los valores comerciales más próximos. Si se desea una recepción de todas las frecuencias, sin conmutar filtros, se puede conectar la antena exterior al terminal (pin 1) del integrado NE612 a través de un condensador de paso de 100nF, sin embargo, habrá que pagar un precio por esta simplificación ya que además de la señal útil también se colarán al mezclador una serie de frecuencias indeseables que podrían dificultar la recepción DRM.

Para calcular las capacidades C_1 y C_2 indicadas en la figura 9 se puede recurrir al transformador capacitivo, para adaptar la resistencia de antena (200 Ω a 1500 Ω) que es la entrada del NE612, resultando $C_1=146pF$ (150pF), $C_2=84pF$ (82pF). Los valores comerciales entre paréntesis requieren un pequeño ajuste del núcleo del inductor que estará construido con 20 vueltas de alambre de cobre esmaltado de un diámetro de 0.3mm sobre un soporte como el indicado en la figura 10 (no se utiliza derivación).

$$N_{vueltas} = 1000 \times \sqrt{L_{deseada \text{ en mH}} / A_L [mH / 1000vueltas]} \approx 25 \text{ vueltas}$$

La capacidad de acoplamiento de 220pF y la mayor capacidad de salida real del FET, exigen una reducción de una vuelta en la bobina, resultando finalmente $N_{final} = 24$ vueltas.

La respuesta en ganancia del amplificador de FI se muestra en la figura 12 que, como se observa, es

Figura 10 Esquema del soporte de este tipo de bobinas

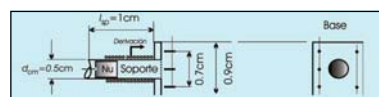


Figura 11 Circuito de la FI a 455kHz con filtro cerámico y amplificador

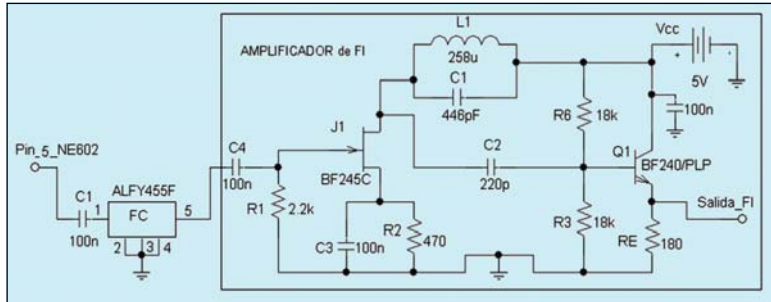


Figura 12 Respuesta del amplificador de FI (sin filtro)

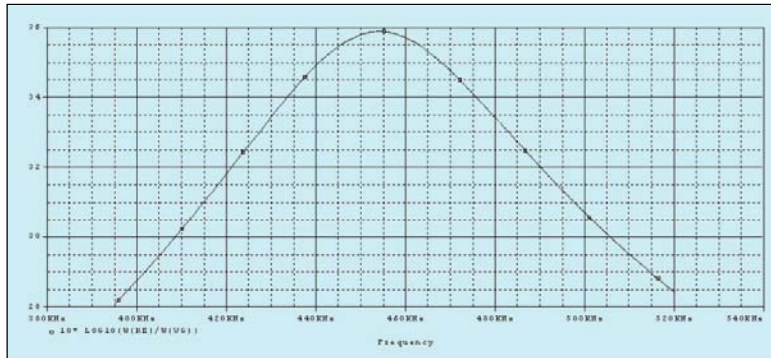


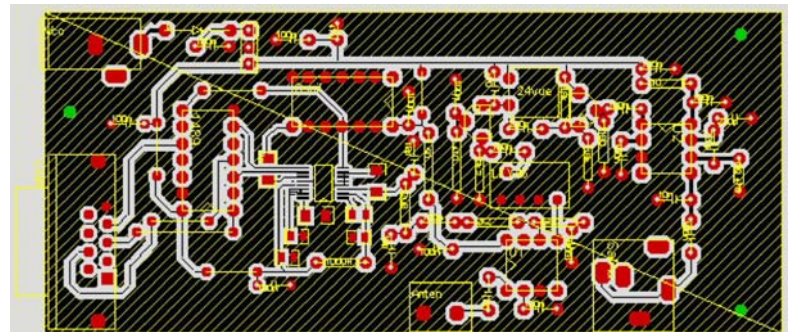
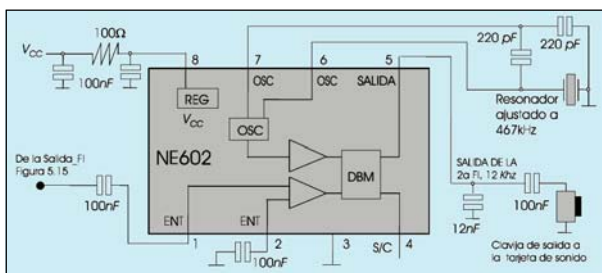
Figura 14 Platina del prototipo de unidad frontal

de unos 36dB en la frecuencia de resonancia (455kHz). A este valor hay que restarle las pérdidas de inserción del filtro resultando entonces una ganancia global del canal de la primera FI de unos 30dB. En la curva se observa que el ancho de banda es un poco mayor de los 12kHz del ancho del filtro cerámico obteniéndose así prácticamente el ancho de banda de paso de 10kHz sin limitaciones que requiere el sistema DRM.

La segunda conversión

En la figura 13 se muestra el circuito propuesto para la segunda conversión que se produce bajando la FI de 455kHz a la frecuencia intermedia

Figura 13 Circuito de la segunda conversión propuesta



final de 12kHz para atacar directamente la tarjeta de sonido.

El oscilador local está basado en el transistor incorporado para ese efecto en el circuito integrado (on board) que deberá oscilar a 467kHz para que la segunda frecuencia intermedia sea de 12kHz (467-455) kHz.

Circuito de la unidad frontal propuesta

Se propone un circuito de doble conversión donde se utiliza el mismo tipo de integrado NE602 (NE612) para ambas conversiones. La sintonía de frecuencia puede realizarse utilizando el DDS AD9835 dado que la

información que ofrece el fabricante es muy completa y el diseño no ofrece mayores dificultades; el circuito es el de la figura 4.

El circuito del filtrado antialias es un simple filtro paso bajo pasivo, figura 7, cuya respuesta se vio en la figura 8.

El primer mezclador se muestra en la figura 9 donde el filtro de entrada (tanque de entrada) deberá diseñarse para cada banda de frecuencias del sistema DRM que se desee recibir. No se incluye la conmutación de los filtros por simplicidad en el desarrollo.

La primera etapa de FI a 455kHz corresponde a la figura 11, y su respuesta se muestra en el diagrama de la figura 12.

La segunda conversión se realiza con el circuito es el de la figura 13 donde se observa el oscilador Colpitts

basado en el resonador cerámico CQ470 y un transistor NPN incorporado en el circuito integrado (on-chip). Los dos condensadores de 220pF permiten un desplazamiento de la frecuencia del resonador cerámico para obtener aproximadamente los 467kHz.

El circuito completo se obtiene interconectando las secciones anteriormente mencionadas y los puntos de interconexión están indicados en cada bloque.

La platina o placa impresa se desarrolló con el programa PIA habiéndose montado el DDS en cara de cobre de la placa por exigencias del montaje superficial.

En la figura 14 se muestra una vista transparente del lado de los componentes donde se observa la distribución de los mismos sobre la platina de la unidad frontal.

En el tercio superior de izquierda a derecha se encuentra el conector de alimentación luego, el zócalo de 14 contactos del oscilador de referencia y a continuación el toroide correspondiente al tanque de frecuencia intermedia.

En el tercio central de la platina, de izquierda a derecha, se encuentran el receptor de interfase MC1489, el integrado AD9835 con sus subcircuitos (sobre la cara de cobre), a continuación el filtro cerámico de 455kHz y, a la derecha, el segundo mezclador U2 (NE602) junto al resonador cerámico de 470kHz.

En el tercio inferior, de izquierda a derecha, el conector hembra para el cable de conexión al puerto "com", el conector de antena, el primer mezclador y, al final de la parte inferior, el conector de audio hembra para el cable de conexión a la entrada de micrófono de la tarjeta de

sonido. Cabe destacar que en la platina se ha doviado el preselector habiéndose conectado la antena directamente a la entrada del primer mezclador a través de un condensador de paso.

En la Figura 15 se muestran detalles del conexionado del circuito integrado AD9835 con sus resistores y condensadores de montaje superficial asociados. Se ha utilizado fuente de alimentación única, ésta se conecta directamente a la sección digital del DDS mientras que la sección analógica se deriva a través de un choque de unos 100uH.

El oscilador de referencia de 50MHz así como el choque se instalan del lado de los componentes, en cambio, todos los componentes de montaje superficial irán del lado del cobre de la platina obviamente. Obsérvese el conteo en sentido horario de los pines del zócalo del circuito integrado de montaje superficial ya que la vista es desde el lado de los componentes. Los condensadores y resistores son del formato 1206 y 0805.

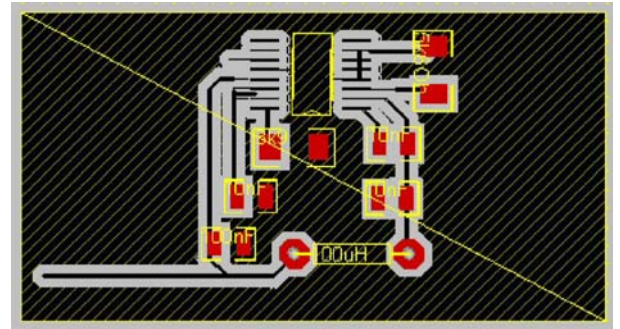


Figura 15 Detalle del montaje superficial del AD9835 y componentes asociados

El circuito del receptor sin preselector, terminado y montado sobre la platina, se muestra en la figura 16.

El preselector o "filtro de banda conmutable" que se incluye en la figura 9 debe realizarse en una pequeña placa impresa aparte e intercalarlo entre el BNC de entrada al receptor (mostrado en la foto) y la antena exterior. Cada preselector debe calcularse para una de las bandas que se desee recibir.

Cabe mencionar que la antena puede conectarse directamente al BNC pero en tal caso se presentarán muchas frecuencias indeseables que, en algún caso, podrían dificultar la recepción.

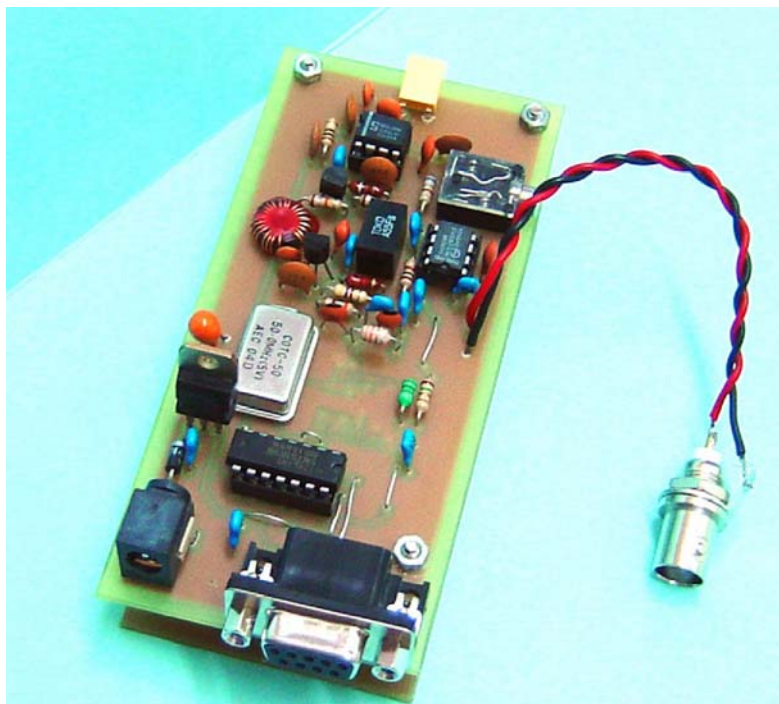
Etapa de RF previa (Opcional)

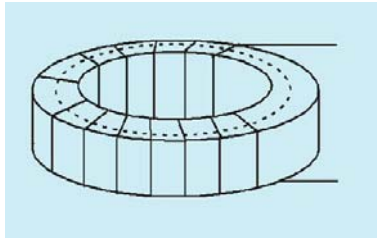
Cuando se necesita mayor ganancia de RF se puede intentar intercalar entre la antena y el primer convertidor una etapa previa con ganancia.

Un circuito adecuado sería, por ejemplo, el de la Figura 17 que puede utilizarse para la banda de 49m. El circuito sustituye el bloque "Filtro de banda (conmutable)" de la figura 9.

El circuito presenta, a la entrada, un filtro acoplado donde los inductores L1 y L2 se realizan bobinando 20 vueltas de hilo de cobre de 0.4mm de diámetro sobre sendos núcleos toroidales de polvo de hierro (6-mix) de la casa Amidon catalogados bajo la denominación T-50-6.

Figura 16 El receptor terminado sin el preselector





El amplificador se ha diseñado con dos etapas la primera un FET de entrada J1, un MPF102, la segunda un seguidor con un transistor Q1, un BF494.

la banda de los 49m no existe ninguna dificultad para realizar circuitos para otras bandas:

- 41m (7MHz),
- 31m (9MHz),
- 25m (11MHz),
- 22m (13MHz),
- 19m (15MHz),
- 16m (17MHz),
- 15m (19MHz) y
- 13m (21MHz),

con sólo modificar el filtro acoplado de entrada, para ello, se recomienda visitar la bibliografía⁸ sobre el tema.

directamente de los circuitos parciales explicados.

La señal del oscilador para la primera conversión conviene que se ajuste alrededor de los 300mV ya que el valor que entrega el DDS es mayor de 1V valor excesivo que produce distorsión en la señal de FI, para ello se instala el divisor R1, R2 en la Figura 7 donde los condensadores C4, C5 son condensadores de paso.

La alimentación de los 5V se obtiene a partir de un regulador 7805 que se conecta a una fuente externa de 6 a 9V a través de un diodo protector de silicio en conexión directa.

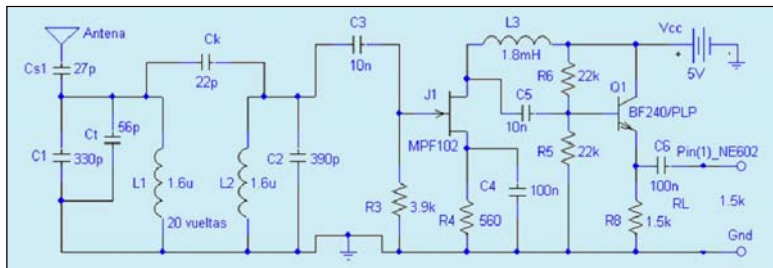


Figura 17 Etapa previa para la banda de 49m

El conjunto presenta una ganancia de unos 28dB, esta ganancia al estar concentrada en la etapa previa de la unidad de cabecera permite obtener un factor de ruido relativamente bajo.

La unidad previa que acabamos de describir puede alimentarse directamente de la fuente de alimentación de 5V del circuito de la unidad frontal.

Cabe puntualizar que si bien esta etapa previa fue diseñada para

Algunos comentarios

La unidad frontal de doble conversión propuesta permite obtener una buena prestación en condiciones de propagación razonables.

Respecto del sintetizador DDS se deben utilizar técnicas de montaje superficial lo que requiere una mínima experiencia en tales montajes.

Por lo demás el receptor es relativamente sencillo de realizar. Los componentes pueden obtenerse

Bibliografía

- 1) <http://www.iis.fraunhofer.de/dab/products/dmreceiver/index.html>
- 2) S.Pagel. Técnicas recepción DRM. Tórculo E. Stgod Compostela. 2004.
- 3) <http://www.analog.com/en/prod/0,2877,AD9835,00.html>.
- 4) Analog Devices AD9835. 50 MHz CMOS DDS. www.analog.com.
- 5) <http://home.arcor.de/carsten.knuetter/dm.htm>
- 6) S. Pagel. Diseño receptores de HF. Tórculo E. Sgo de Compostela. 2003.
- 7) Ferrite cores and materials. Amidon Associates Inc. Ferrite toroidal cores.
- 8) Sigfredo Pagel. Referencia Bibliográfica (6).