

# Receptor de comunicaciones en HF

Por Sigfredo Pagel

ETSI de Telecomunicación. Universidad de Vigo

*El receptor de comunicaciones que se describe fue realizado por el autor para operar en la banda de radiodifusión en HF de los 16m. Puede diseñarse para operar en una o varias bandas de HF. Puede destinarse a la recepción de señales de radioaficionado o a la recepción de las bandas de radiodifusión de HF en AM.*

Se describirá el mencionado receptor algunas de cuyas etapas se diseñaron, simularon y explicaron en números anteriores y otras en los próximos números de esta revista. Uno de tales bloques, el control automático de ganancia (AGC), fue publicado en el N° 581 de esta revista. Los detalles del diseño de una etapa típica de FI con filtros cerámicos pueden verse en el N° 551. Por su parte el diseño de la etapa de entrada y el mezclador pueden consultarse en el N° 555 de febrero del 2001, en el mismo número se muestra la etapa de audio que es muy sencilla. En el presente número se desarrollará el diagrama en bloques de interconexión de los diversos bloques y el sistema de conmutación de las bandas. Se pretende en un futuro próximo explicar el diseño de la etapa de RF, un sintetizador de frecuencias y el detector síncrono.

El diagrama en bloques del presente sistema de recepción se describe en la Fig. 1 y está formado, básicamente, por  $n$  bloques de RF y  $n$  osciladores VFO ( $n=3$ ); una etapa mezcladora, una etapa de FI controlada por el sistema de control automático de ganancia; un detector por diodo y un detector síncrono, con posibilidad de seleccionar uno u otro, y un amplificador de audio. Las líneas

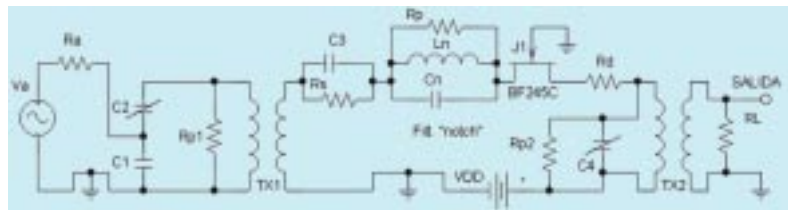
de trazo discontinuo indican la conmutación electrónica de las bandas, es decir, las  $n$  bandas que se desean recibir (en la figura 1 se han indicado 3 ( $n=3$ )). Es obvio que las conmutaciones del oscilador y de la etapa de RF deben ser simultáneas.

Se ha optado por una única conversión pero para reducir el efecto de la frecuencia imagen se ha introducido un filtro "notch" que habrá que diseñar para cada una de las  $n$  etapas de RF, este filtro, actuará en la zona de las frecuencias imagen de cada banda.

Se comenzará por la descripción de los diferentes bloques y finalmente se estudiará la conmutación de las bandas. El primer bloque a considerar es la etapa de RF.

## Etapa de RF típica ( $n$ )

La etapa de RF está constituida por un amplificador en puerta común acoplada por transformador, tanto a la antena como a la etapa mezcladora. Ambos acoplamientos se realizan con transformadores basados en núcleos toroidales.



El amplificador de FI está constituido por dos amplificadores con los circuitos integrados CA3028 y filtros cerámicos, además se lo controlará por la tensión de AGC que se aplicará a sus dos etapas. El sistema de AGC utilizado fue publicado en el N° 581 de abril de 2003 de esta revista.

El amplificador provee una ganancia de unos 6dB. Se prefiere una ganancia relativamente baja por dos razones: por una parte, el mezclador que se utiliza ya presenta una ganancia aceptable de unos 10dB y, por otra, para evitar la excesiva intermodulación. En la actualidad, se prefiere poca o ninguna amplificación

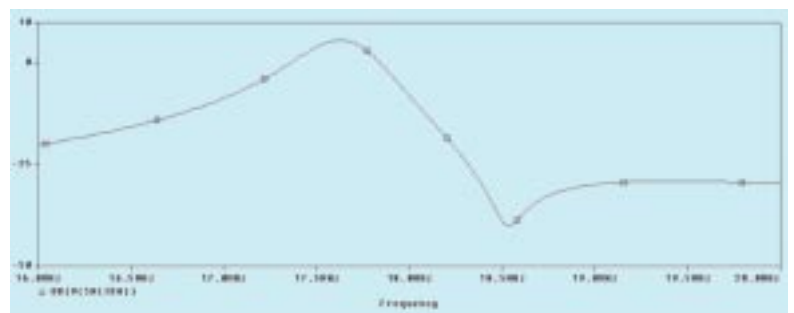
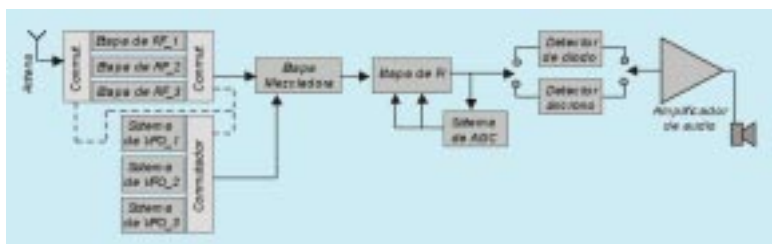


Fig. 2 Circuito propuesto para la etapa de RF

Fig. 3 Respuesta de la etapa de RF

Fig. 1 Esquema en bloques del receptor



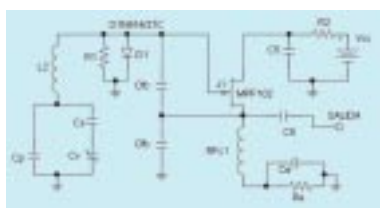
previa, especialmente en radiodifusión de HF donde la potencia de las emisoras suele llegar a 500kW o más. El transistor de efecto de campo que se utiliza es un BF245C, aunque también se podría utilizar alguno equivalente como el MFP102 u otro similar.

El circuito de la Fig. 2 muestra el amplificador de RF propuesto. El generador "Va" representa la señal de antena.

Como ejemplo se muestra en la Fig. 3 la respuesta de este circuito para la banda definida como "n" entre 17.48MHz y 17.9MHz. El tanque LnCn constituye un filtro "notch" cuyo *cero de transmisión* se encuentra en las cercanías de las frecuencias imagen de esta banda provocará un fuerte rechazo (>25dB) en dichas frecuencias.

### El oscilador VFO (n)

El oscilador de frecuencia variable (VFO) para la banda genérica "n" se diseñó de modo tal que presentara en todo momento una frecuencia por encima de la frecuencia de la señal que se quiere recibir, en un monto igual a la frecuencia intermedia (FI). En este caso se utiliza una frecuencia intermedia de 455kHz, de manera que el oscilador local cubrirá la gama de frecuencias correspondiente a la banda "n" adoptada como ejemplo entre 17.935MHz y 18.355MHz.



Se ha optado por la configuración Clapp (fig. 4) con drenador a masa. La estructura Clapp permite trabajar con inductancias mayores que el Colpitts lo que facilita la realización de la inductancia con mayor precisión, especialmente en las frecuencias más altas de la banda.

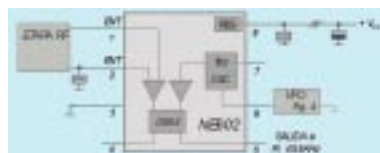
Se trabaja con un FET del tipo MFP102 que presenta un comportamiento sobrado para la banda de HF.

El circuito requiere un condensador variable Cv, no obstante, cuando se explique el diseño de este bloque,

se presentará la alternativa de utilizar un varactor (varicap). Esta última variante conducirá a una mayor sensibilidad lo que es un inconveniente en lo que respecta a estabilidad de frecuencia con la temperatura.

### El mezclador

Para el mezclador se ha optado por el circuito integrado SA602A de Phillips que permite cubrir, holgadamente y con excelentes prestaciones, toda la banda de HF, incluso, presenta un buen comportamiento en VHF (fig. 5).



Se trata de una configuración de Gilbert que ofrece la posibilidad de disponer de una entrada simétrica (terminales 1 y 2) y, también, una salida (terminales 4 y 5) simétrica. En este caso, no se utiliza esta simetría lo que se pone de manifiesto mediante un condensador de paso aplicado a la entrada 2 (equivalente a la conexión de tierra para la señal), mientras que el terminal 4 de salida no se utiliza. La alimentación proviene de una fuente regulada de 6V, mientras que el oscilador local se aplica entre el terminal 6 y tierra. La salida de FI se toma directamente del terminal 5 que adapta perfectamente la entrada del filtro cerámico de la etapa de FI ( $Z=1500\Omega$ ). El circuito fue propuesto en el N° 555 de febrero del 2001.

### El canal de frecuencia intermedia

El canal de frecuencia intermedia opera a 455kHz y se utilizarán filtros cerámicos CF-455BL de la casa Toko con un ancho de banda de 6kHz. A diferencia del esquema publicado en el N° 551, donde se utilizaban tran-

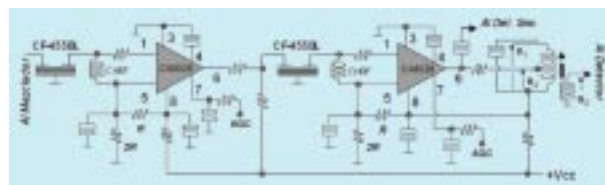


Fig. 6 Canal de frecuencia intermedia

sistores BF240, ahora, se utilizan circuitos integrados CA3028 para mejorar la acción del AGC, véase la fig. 6. Este circuito integrado presenta una gran flexibilidad como puede verse en la nota de aplicación AN5337 de Harris.

Para más detalle sobre los filtros cerámicos se recomienda la lectura del artículo publicado en el N° 551 de esta revista.

Fig. 5 Mezclador

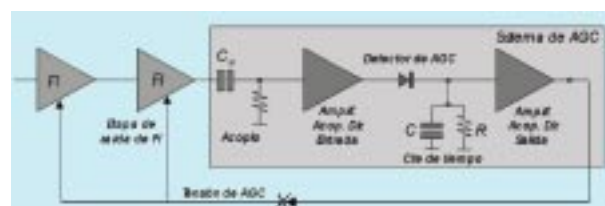
### El control automático de ganancia

El control automático de ganancia utiliza el circuito publicado en el N° 581 de esta revista donde se emplea una etapa de entrada basada en un FET, en configuración fuente común, acoplado directamente a un BJT en configuración emisor común. El diagrama en bloques del circuito se describe en la Fig. 7.

El esquema está formado, básicamente, por un acoplamiento de entrada de la señal que se toma de la salida de la última etapa de frecuencia intermedia (FI), la etapa de entrada del AGC de acoplamiento directo, un rectificador de AGC, la constante de tiempo de descarga RC y, finalmente, una etapa amplificadora de cc con seguidor de fuente y un amplificador operacional de salida. La tensión de control se aplicará a las dos etapas del canal de FI en los dos puntos indicados en la Fig. 6 como "AGC".

Fig. 4 Oscilador Clapp

Fig. 7 Esquema general del AGC



El circuito final no se repetirá aquí y puede verse en la citada publicación.

### El detector de envoltente

El detector de AM utilizado se suele denominar detector de envoltente y su circuito es extremadamente simple. Se trata de un diodo que toma la señal de AM de un devanado terciario de adaptación  $n_3$  del transformador de salida de FI, Fig. 6. El esquema de la Fig. 8 muestra la configuración empleada que es por demás clásica.

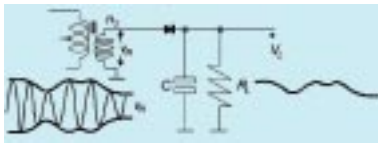


Fig. 10 Amplificador de audio para el receptor

Fig. 8 Proceso de la detección por diodo

Este tipo de detector, a pesar de su simplicidad, funciona satisfactoriamente con señales de AM normales sin demasiado desvanecimiento y sin que el canal adyacente interfiera el canal deseado. En condiciones límites su funcionamiento deja mucho que desear. En estas condiciones se hace notorio el empleo de sistemas más sofisticados de detección. El detector síncrono representa uno de los sistemas más modernos y efectivos, siempre que se quiera pagar un precio por la mayor complejidad circuital que este sistema requiere.

### El detector síncrono

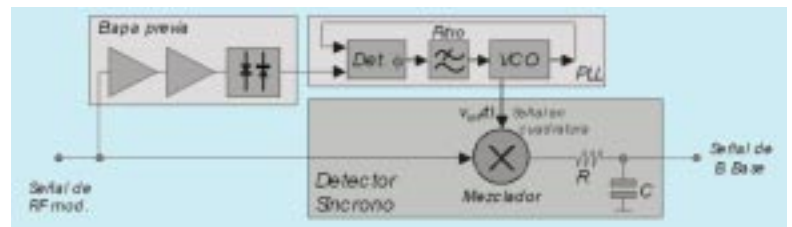
Quizá para el escucha sin experiencia en onda corta puede pasar desapercibida la impresionante mejora que introduce el detector síncrono, pero a poco que se comparen ambos sistemas se observarán una serie de diferencias sustanciales:

- Eliminación de la sobremodulación por desvanecimiento de la portadora.
- Mejor calidad de reproducción de música con portadoras bajas.

- No hay umbral en el nivel de la relación señal a ruido.
- Supresión de interferencias de canal adyacente.
- Baja distorsión armónica.
- Requiere mucha menor amplificación de FI.

El principio de operación del detector síncrono (detección coherente) está basado en los sistemas de enganche de fase PLL. La idea, en principio, no parece demasiado complicada y tampoco demasiado nueva, pero sólo fue posible una satisfactoria implementación con la llegada de los circuitos integrados actuales.

La idea es mezclar la señal a la frecuencia recibida con una portadora (*sintética*) sincronizada con la frecuencia de la señal, como se indica en la Fig. 9. Esta portadora *sintética* se obtiene a partir de la misma señal recibida y, por ello, se la denomina también portadora recuperada.



El proceso de este mezclado entrega, a la salida de este mezclador, la señal en banda base, es decir: la información de la portadora modulada.

Debido a que generalmente los detectores de fase de los PLL requieren que el VCO opere con un desfase de  $90^\circ$ , con respecto a la señal de entrada, se requiere un desfase adicional de  $90^\circ$  antes de aplicar la señal de referencia  $v_{ref}(t)$  (*portadora sintética*) al detector síncrono (indicada como señal en cuadratura).

En el esquema en bloques de la Fig. 9 se ha incluido, bajo el nombre de etapa previa, un amplificador de elevada ganancia y un recortador o limitador. Esto es necesario para atacar al PLL con una señal limpia y de

amplitud constante y prácticamente independiente del desvanecimiento. Este circuito será tema de una próxima publicación.

### La etapa de audio

El amplificador de audio previsto para este receptor está basado en el integrado LM386 de Motorola para una ganancia de 200. El circuito se muestra en la Fig. 10.



Esta etapa relativamente sencilla permite obtener una buena respuesta de audio gracias a las excelentes prestaciones del integrado LM386.

### La conmutación electrónica de las bandas

Cuando el conmutador mecánico  $K$  selecciona una de las bandas, por ejemplo la banda  $n$ , el transistor  $Q_n$  se satura habilitando la conexión de antena a la etapa de  $RF_n$ , además, mediante  $R_4$  alimenta al FET de la etapa, además, el diodo  $D_n$  es llevado a conducción a través del choque  $CH_2$  y  $R_p$  y de esta forma queda conectado el mezclador a la etapa de RF número  $n$ .

El  $VFO_n$  se habilita a través del diodo  $D_4$  y la sintonía se realiza mediante el potenciómetro de 22k que actúa sobre el varactor del  $VFO_n$  actualmente activado.

Para el correcto funcionamiento del sistema es necesario que los choques  $CH_1$  a  $CH_n$  presenten una impedancia, a la frecuencia mínima de cada banda, mucho mayor que la impedancia de la antena.

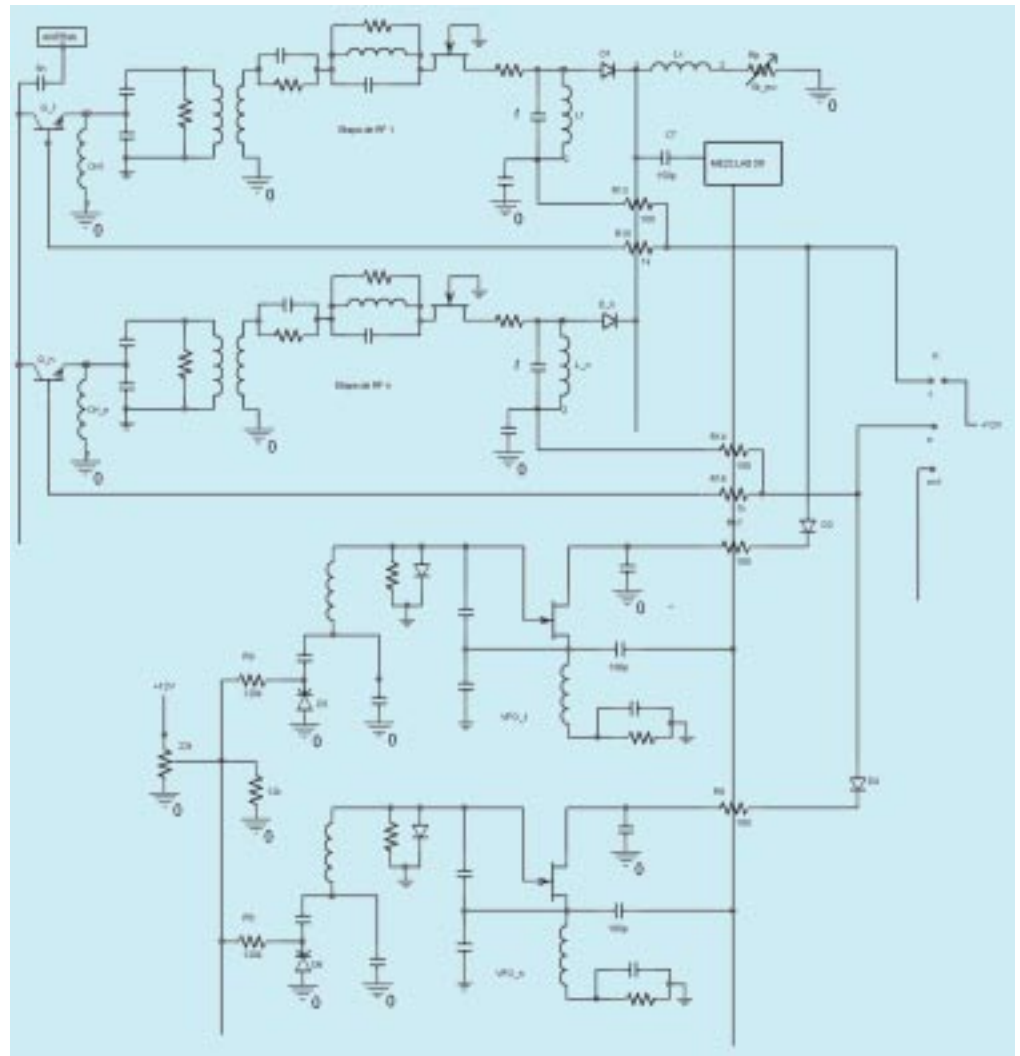
Por ejemplo, si la antena es de  $50\Omega$  el choque  $CH_n$  deberá presentar una impedancia de aproximadamente unos  $500\Omega$  o más. Por su parte el choque  $Lx$  deberá presentar una impedancia 10 veces mayor que la de entrada del mezclador.

El potenciómetro  $R_p$  deberá ajustarse para una correcta conmutación de los diodos  $D_1$  hasta  $D_n$ .

Este esquema de conmutación requiere sintonía por varactor hecho que trae aparejada una mayor sensibilidad en la estabilidad de frecuencia por variación de temperatura, como se dijo anteriormente.

El prototipo cuya fotografía se muestra en la Figura 12 y fue realizado para una sola banda y para la sintonía del VFO se utilizó un condensador variable de  $100\text{pF}$  máx habiéndose obtenido una sintonía relativamente estable con el detector síncrono.

Posteriormente el circuito se mejoró utilizando un sintetizador de frecuencias por lazo sumador que se pretende presentar en una futura publicación.



### Bibliografía

Application of the CA3028 and Integrated-Circuit Amplifiers in the HF and VHF Ranges-. App. Note AN5337-. Harris-. 1998.

Sigfredo Pagel-. Diseño del canal de frecuencia intermedia con filtro cerámico-. Revista española de Electrónica-. N° 551, páginas 62 a 71-. Octubre de 2000.

Sigfredo Pagel y otros-. Simulación y Realización de un circuito de Control Automático de Ganancia (AGC)-. Revista española de Electrónica-. N° 581 páginas 58 a 61. Abril de 2003.

Fig. 11 Sistema de conmutación de las bandas propuesto

Figura 12. Receptor descrito terminado y funcionando