

LA RECEPCION DE LA ONDA LARGA

Eduardo Alonso Rodríguez
EA3 GHS
Julio del 2005



La desgracia abre el alma a una luz que la prosperidad no ve
Lacordaire



Reconeixement-NoComercial-CompartirIgual 2.5 Espanya

Sou lliure de:

- copiar, distribuir i comunicar públicament l'obra
- fer-ne obres derivades

Amb les condicions següents:



Reconeixement. Heu de reconèixer els crèdits de l'obra de la manera especificada per l'autor o el llicenciador.



No comercial. No podeu utilitzar aquesta obra per a finalitats comercials.



Compartir amb la mateixa llicència. Si altereu o transformeu aquesta obra, o en genereu obres derivades, només podeu distribuir l'obra generada amb una llicència idèntica a aquesta.

- Quan reutilitzeu o distribuïu l'obra, heu de deixar ben clar els termes de la llicència de l'obra.
- Alguna d'aquestes condicions pot no aplicar-se si obteniu el permís del titular dels drets d'autor.

Els drets derivats d'usos legítims o altres limitacions reconegudes per llei no queden afectats per l'anterior

Agradecimientos

Por el volumen de tráfico en listas de correo de esta especialidad estimo en unos pocos cientos de personas interesadas en esta faceta de la radio en Europa. Curiosamente cerca de mi casa vive una de ellas, Joan Morros. Debo agradecerle las muchas horas de soldador y discusiones que hemos compartido. Agradecer a Jesús Bartolomé sus detallados comentarios a lo largo de éste trabajo. Expresar mi especial aprecio a mi buen amigo Jordi Cebolla y reconocer desde estas líneas a aquellas personas que han tenido influencia en mi, como son Salvador Arias y a mis estimados profesores Nuria Barniol, Ferran Martín y Francisco Clariá.

Tabla de contenido

1 PRÓLOGO	1
1.1 Justificación	1
1.2 Estructura de la documentación	1
1.3 Metodología de trabajo	2
2 INTRODUCCIÓN	3
2.1 Estructura de un receptor	3
2.1.1 Rectificador de radiofrecuencia	3
2.1.2 Regenerativo y superregenerativo	4
2.1.3 Conversión directa de doble banda lateral	5
2.1.4 Conversión directa de banda lateral única	6
2.1.5 Doble conversión	7
2.1.6 Software defined radio	7
2.2 Procesado digital de la señal	8
2.2.1 Estructura	8
2.2.2 Conversor ADC	9
2.2.3 Transformada de Fourier	9
2.2.4 Filtrado frecuencial	9
2.2.5 Presentación gráfica	10
2.3 Velocidad binaria	10
2.4 Codificación del mensaje	10
2.5 Ancho de banda	11
3 ANTENA	15
3.1 Circuito de antena	15
3.2 Antenas cortas	15
3.3 Sensibilidad de una antena loop	16
3.4 Modelo no ideal de una antena loop	17
3.4.1 Inductancia	17
3.4.2 Capacidad parásita	18
3.4.3 Resistencia de pérdidas	18
3.5 Caracterización de una antena loop	19
3.6 Proyecto: cálculos y resultados	20
4 RECEPTOR	23
4.1 Filtro preselector	23
4.1.1 Objetivo	23

4.1.2 Filtro en escalera	24
4.1.3 Realización con elementos resonantes	27
4.1.4 Circuito con un elemento resonante	29
4.1.5 Circuito con dos elementos resonantes	30
4.1.6 Proyecto: cálculos y resultados	33
4.2 Preamplificador	35
4.2.1 Objetivos	35
4.2.2 Adaptación de impedancias	36
4.3 Mezclador	37
4.3.1 Principio de funcionamiento	37
4.3.2 Mezcladores con interruptores	37
4.3.3 Localización de tonos espurios	38
4.3.4 Otros mezcladores evaluados	41
4.4 Amplificador de banda base	42
4.5 Filtro antialiasing	43
4.5.1 Criterio de diseño	43
4.5.2 Circuito propuesto	43
4.6 Filtro duplexor	46
4.6.1 Circuito propuesto	46
4.6.2 Circuito propuesto	47
4.7 Oscilador	48
4.7.1 Circuito propuesto	48
4.7.2 Calibrado	49
4.7.3 Derivas en temperatura	50
4.8 Control automático de ganancia	51
5 DETALLES CONSTRUCTIVOS	55
5.1 Lista de material	55
5.2 Esquema	56
5.3 Prototipo receptor	57
5.4 Planos mecánicos antena	58
5.5 Prototipo antena	59
6 SISTEMA DE COMUNICACIÓN	61
6.1 Modelo general	61
6.2 Emisor	62
6.2.1 Potencia del emisor	62
6.2.2 Potencia radiada	63
6.3 Perdidas por propagación de la señal	63
6.3.1 En el espacio libre	63
6.3.2 Modelado del canal en onda larga	64
6.4 Ruido	65

6.5 Balance energético del enlace	66
6.6 Receptor	69
7 RESULTADOS	71
7.1 Localización de estaciones	71
7.2 Espectrogramas	71
8 DISCUSION Y CONCLUSIONES	75
8.1 Mantenimiento de la S/N	75
8.1.1 Receptor de banda lateral única en cuadratura	75
8.1.2 Receptor superheterodino	76
8.1.2 Estrechamiento lóbulos radiación de la antena.	78
8.2 Circuito	78
A AMPLIFICADORES NO LINEALES	81
A.1 Modelo	81
A.2 Señal de prueba de un tono, distorsión armónica	81
A.2.1 Caso $k_1=10$ $k_2=0$ $k_3=0$	82
A.2.2 Caso $k_1=10$ $k_2=5$ $k_3=0$	82
A.2.3 Caso $k_1=10$ $k_2=0$ $k_3=5$	83
A.2.4 Caso $k_1=10$ $k_2=5$ $k_3=5$	83
A.3 Señal de prueba de dos tonos, distorsión de intermodulación	85
A.4 Rutina de cálculo	86
A.5 Efectos de la no linealidad	87
A.5.1 Desensibilización	87
A.5.2 Modulación cruzada	88
A.5.3 Intermodulación	88
A.6 Factores de mérito	88
A.6.1 Punto de compresión a -1 dB	88
A.6.2 Punto de intercepción de 3er orden	89
A.7 Realimentación para reducir la distorsión	89
A.8 Distorsión en un transistor bipolar	90
A.8.1 Estimación teórica	90
A.8.2 Análisis de un tono con simulador temporal SPICE	93
A.8.3 Análisis de un tono con simulador armónico APLAC	95
A.8.4 Análisis de dos tonos	97
A.9 Proyecto de amplificador	99
BIBLIOGRAFÍA	101

1 PRÓLOGO

1.1 Justificación

La continua demanda de espectro para nuevos servicios fomenta la evolución de la tecnología de fabricación de circuitos de microondas. El abaratamiento de costes permite que servicios tradicionales, como televisión y radioposicionamiento, sean sustituidos por modernos sistemas basados en satélites, liberando el espectro de frecuencias ocupado.

La onda larga, tradicionalmente ocupada por servicios de radiocomunicación y radiolocalización marítima y aérea, está perdiendo su atractivo frente a los modernos sistemas de navegación GPS y telefonía móvil INTELSAT. Este hecho ha despertado el interés de personas particulares interesadas en las radiocomunicaciones y en el peculiar comportamiento de la ionosfera en esta banda de frecuencias.

Desde el año 1997, los radioaficionados en Europa disponen legalmente una asignación de banda entre 135.7 y 137.8 kHz donde efectuar ensayos y comunicaciones. Es prácticamente inexistente documentación sobre equipos y materiales para esta gama de frecuencias. Este proyecto pretende paliar la situación y facilitar información para la construcción de un equipo receptor sencillo y económico.

1.2 Estructura de la documentación

La organización de la documentación se ha estructurado como a continuación se detalla:

- El **capítulo 2** introduce al lector a la tecnología de los receptores de radio y a los conceptos de anchura de banda y velocidad binaria. Hace también una breve exposición de las técnicas y algoritmos utilizados para procesar la señal.
- El **capítulo 3** modela la antena como un circuito eléctrico. La antena sensible solo al campo magnético se comporta como un solenoide. Se detalla el procedimiento de caracterización.
- El **capítulo 4** presenta las distintas topologías de circuitos receptores existentes y los bloques que lo forman. De cada bloque se presenta su principio de funcionamiento y se proponen distintas ejecuciones. De la ejecución elegida se presenta cálculos y caracterizado.
- El **capítulo 5** detalla la documentación necesaria para la fabricación del circuito: esquema, material, presupuesto y procedimiento de puesta en marcha y alineamiento.
- El **capítulo 6** presenta la estructura del sistema de comunicación: emisor, canal y receptor, identifica las pérdidas de energía en cada punto del sistema. Se discuten conceptos como pérdidas de propagación, nivel de ruido atmosférico.

- El **capítulo 7** detalla los resultados de campo obtenidos.
- El **capítulo 8** discute las dificultades de diseño encontradas y las decisiones tomadas. También se proponen mejoras, optimizaciones y nuevos enfoques a realizar sobre el circuito expuesto.
- El **apendice A** introduce al lector en el modelado de un dispositivo no lineal y su comportamiento ante señales de prueba. Se cuantifican los efectos de desensibilización y amplitud/frecuencia de los productos de intermodulación de gran importancia para el rendimiento final del sistema receptor.

1.3 Metodología de trabajo

Se han identificado los distintos bloques que forman un receptor. Se ha consultado numerosa bibliografía de cada bloque. Se ha simulado (SPICE, APLAC) y prototipado distintas ejecuciones cada bloque por separado. Se propuso un circuito completo y se comprobó su correcto funcionamiento. En una segunda iteración, se identificaron puntos a optimizar y el resultado resultante fue ensayado y caracterizado. Se facilitan las rutinas de cálculo en MATLAB utilizadas para facilitar la reproducción del receptor.

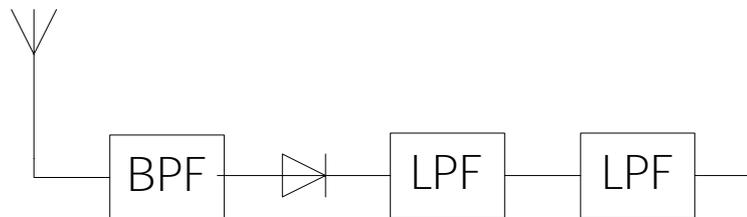
2 INTRODUCCIÓN

2.1 Estructura de un receptor

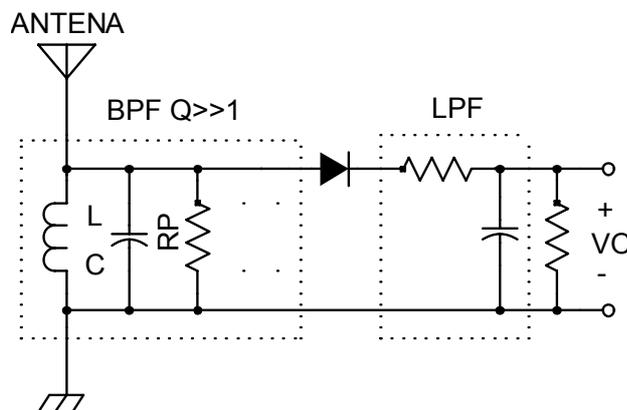
Se presentan a continuación la estructura en bloques de las distintas arquitecturas de receptores existentes, su principio de funcionamiento y área de uso.

2.1.1 Rectificador de radiofrecuencia

La rectificación directa de radiofrecuencia es la primera técnica utilizada para detectar la presencia de señales de RF. Un estrecho filtro pasobanda selecciona la estación receptora. Esa señal se hace pasar por un dispositivo/material no lineal, un diodo semiconductor o piedra de galena (fundición casera de plomo y azufre). El resultado genera una serie de mezclas y armónicos. Con un filtro pasabajos se selecciona únicamente la envolvente, es decir, la componente de baja frecuencia.



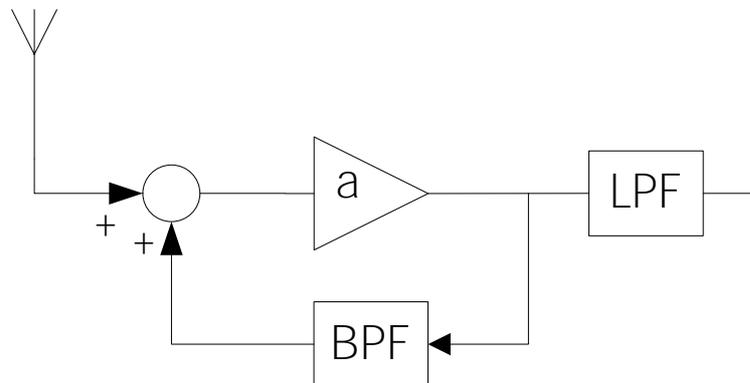
Tan pronto aparecen los primeros elementos amplificadores, para mejorar la selectividad y sensibilidad, antes de rectificar, encadenan varias etapas amplificadoras y pasobanda. Una posible implementación de un receptor de este tipo es este circuito.



En la actualidad este tipo de topología es utilizada solo en aplicaciones de bajo coste y alcance, como es el caso del etiquetado inteligente RFID o activación remota de alarmas.

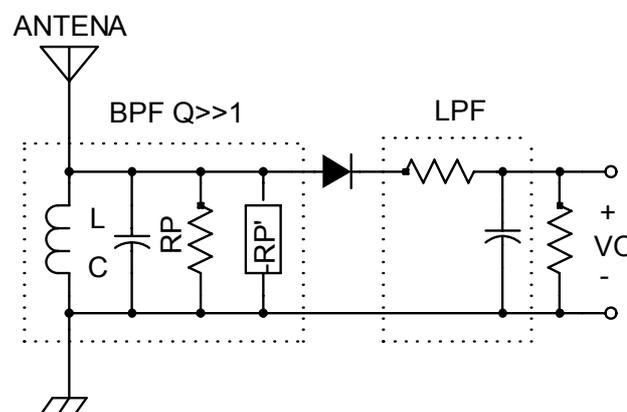
2.1.2 Regenerativo y superregenerativo

El receptor regenerativo utiliza un amplificador de altísima ganancia, al borde de la oscilación, pero que el operador de radio evita manualmente que lo haga.



La llegada de una señal de la frecuencia de oscilación hará que se amplifique enormemente. La no linealidad del amplificador, especialmente cuando se lleva a saturación, hará que aparezcan mezclas en su salida. Un filtro pasabajos, extraerá la componente de baja frecuencia.

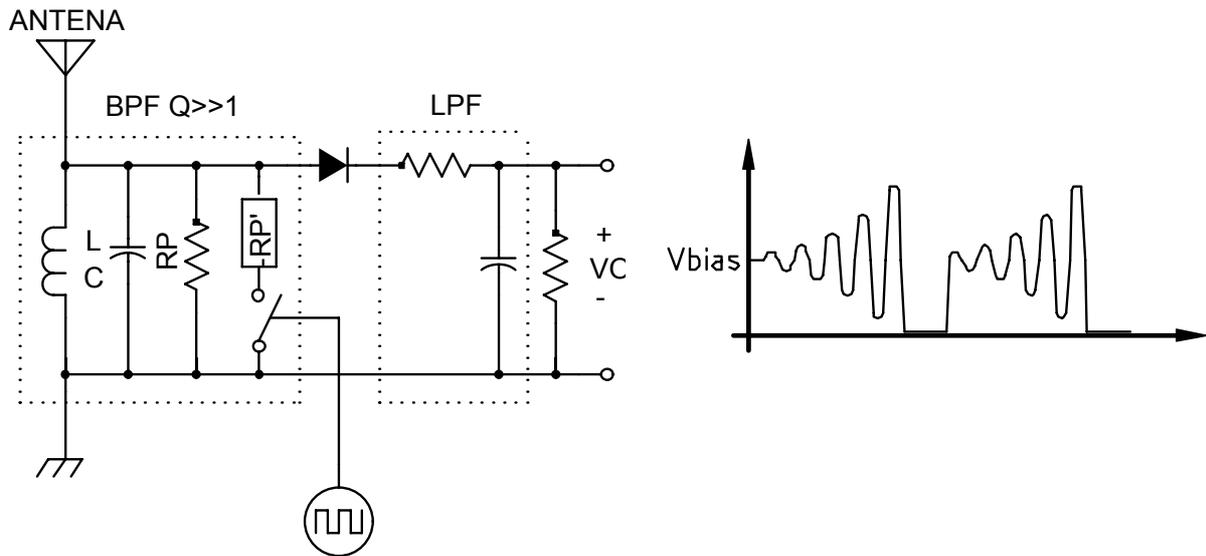
Existe una interesante forma de ver un receptor regenerativo; trátase como un receptor de rectificación directa de radiofrecuencia, cuyo circuito oscilador actúa como una resistencia negativa que cancela la resistencia de pérdidas del circuito resonante LC.



Si la resistencia de pérdidas resultante ($RP - RP'$) no se cancela, pero se hace muy pequeña, el circuito adquiere una calidad Q enorme, obteniéndose una enorme selectividad. La unión PN del dispositivo amplificador es utilizada como elemento rectificador de radiofrecuencia.

El receptor superregenerativo es una variación del anterior que evita la necesidad del ajuste de regeneración. El sistema amplificador es claramente inestable, autooscila. Y con presencia de una pequeña señal de entrada, la autooscilación deriva en saturación del elemento activo. Un segundo oscilador auxiliar, operando a una frecuencia ligeramente

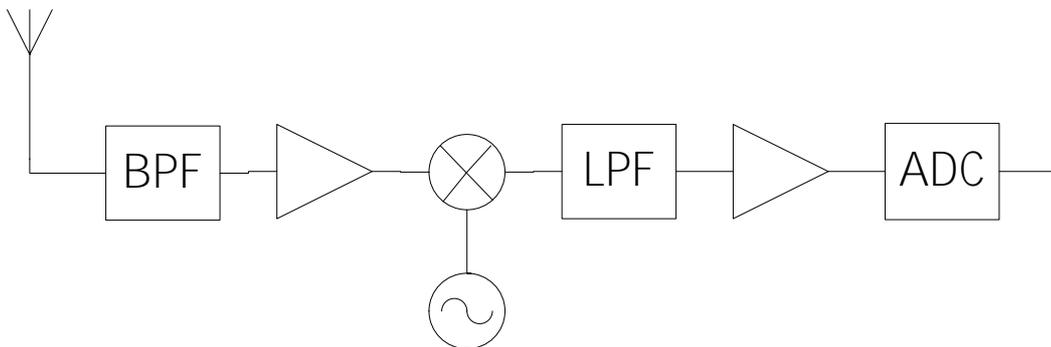
superior a la audible, modificará de forma periódica las condiciones de polarización del elemento activo para sacarlo de saturación.

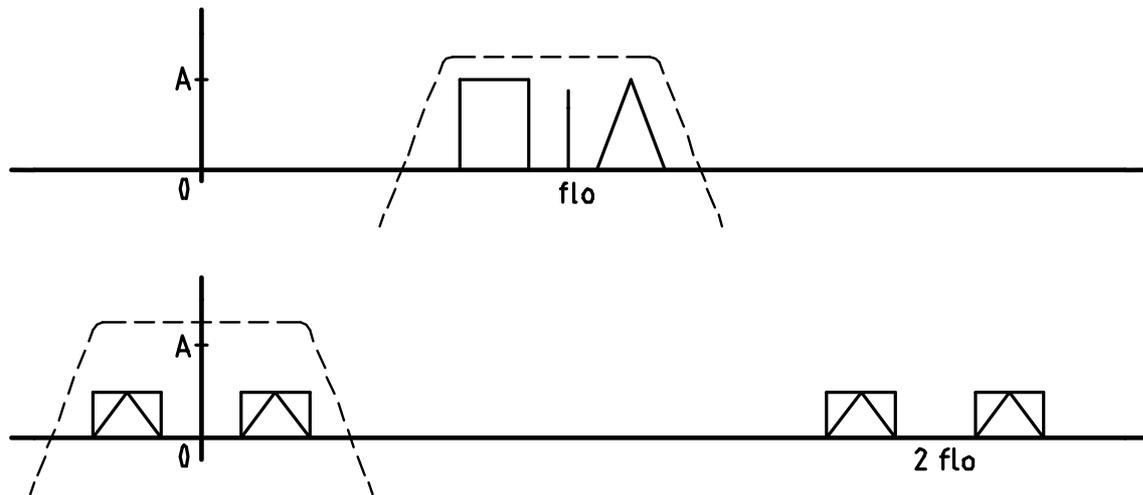


De nuevo, su ámbito de utilización son aplicaciones de bajas prestaciones, muy bajo precio y gran volumen de fabricación, ya que estos receptores se implementan con muy pocas piezas. Una aplicación interesante de receptor superregenerativo son los detectores de radar en 10 GHz. Como generador de resistencia negativa se utiliza un diodo Gunn.

2.1.3 Conversión directa de doble banda lateral

Esta es la arquitectura elegida. Un receptor de conversión directa desplaza el conjunto de señales de RF que han atravesado el filtro pasobanda, a banda base. Una vez ahí, un filtro pasobajas selecciona el canal deseado.





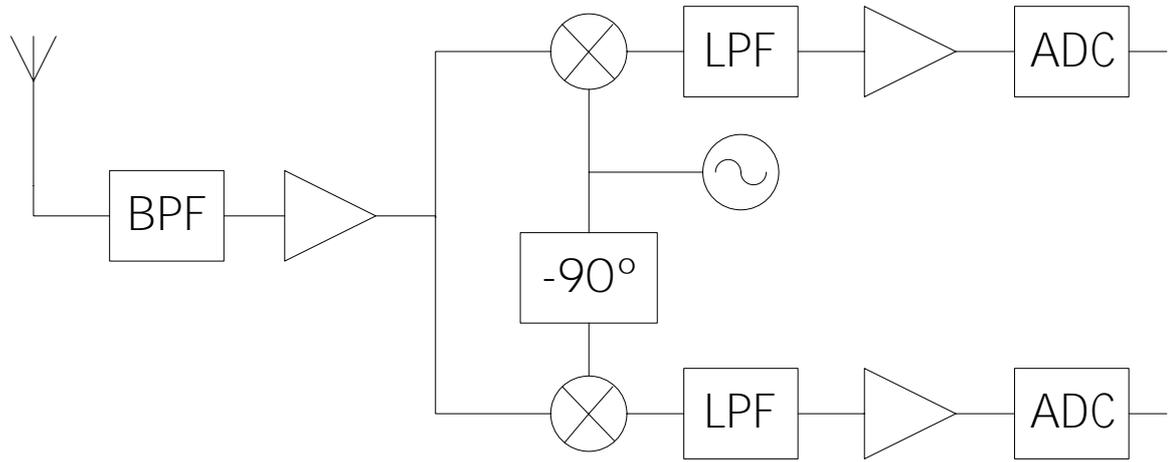
Hasta hace unos pocos años, para la realización de receptores de comunicaciones, etc no se utilizaba esta estructura. Pero la presión de la reducción de costes ha hecho que sea muy utilizada por fabricantes de teléfonos móviles.

Esta estructura tiene ciertos inconvenientes, algunos de ellos constructivos.

- El oscilador local tiene una frecuencia cercana a la señal de interés. El preamplificador de recepción podría quedar saturado si se acopla capacitivamente con la antena. Además, esta realimentación produce una aparición de un nivel de continua a la salida del mezclador.
- El filtro preselector no escoge la banda lateral de interés. Al hacer la translación en frecuencia ocurre un plegamiento del espectro y consecuentemente un incremento de 3dB de ruido.
- Toda la ganancia del receptor ocurre en banda base. Con facilidad este amplificador puede autooscilar.

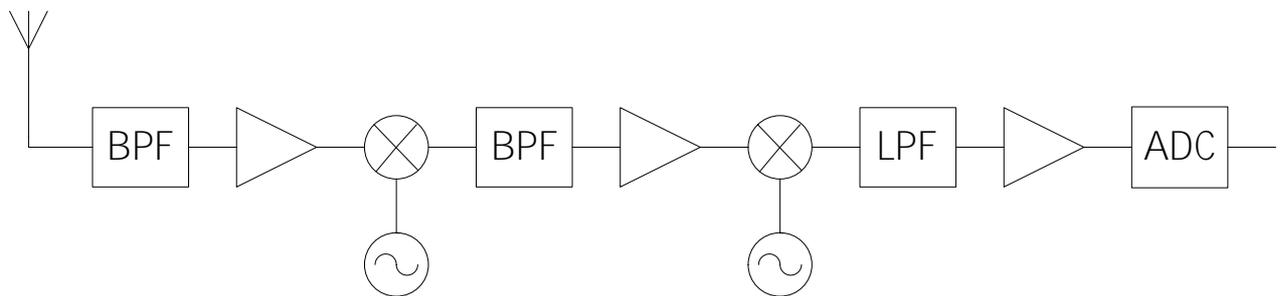
2.1.4 Conversión directa de banda lateral única

Es posible eliminar la banda lateral no deseada utilizando una recepción en cuadratura IQ. Esto supone prácticamente duplicar el circuito receptor, además del inconveniente de generar un segundo oscilador local desfasado 90 grados. Su utilización solo tendrá justificación cuando un incremento de +3dB en la relación S/N sea beneficioso, o en bandas muy ocupadas y exista una señal interferente en la banda lateral opuesta.



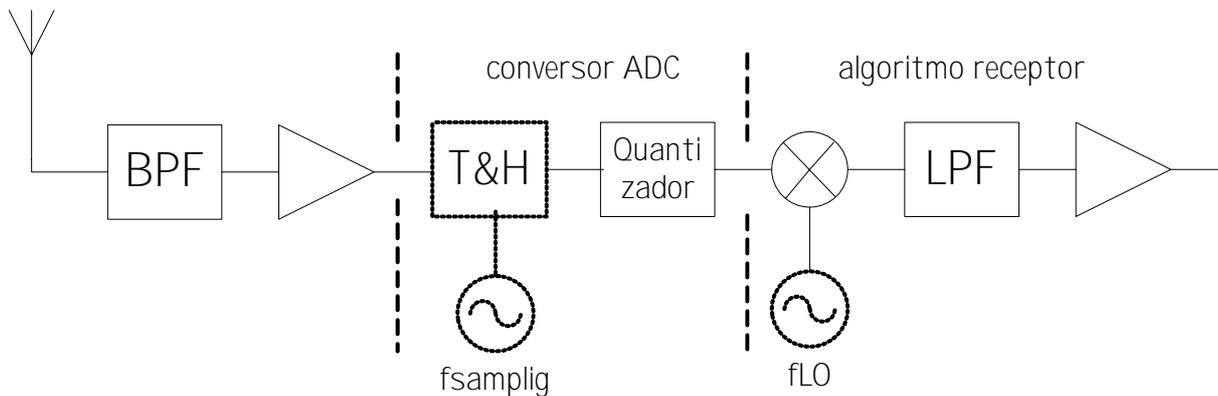
2.1.5 Doble conversión

El método clásico para eliminar la banda lateral no deseada es utilizar un desplazamiento en frecuencia adicional de tal forma que la señal de interés pase por un angosto filtro pasobanda, rechazando la banda lateral opuesta y los canales adyacentes. Una segunda conversión desplaza la señal limpia a banda base. La elección de las frecuencias del primer y segundo osciladores locales puede estar condicionada por la posición de las mezclas indeseadas debido a no idealidades del mezclador y la disponibilidad de filtros pasobanda angosto (a cristal).



2.1.6 Software defined radio

No es propiamente una arquitectura, sino mas bien, un cambio de dominio. La idea es la digitalización directa de la señal de radiofrecuencia procedente de la antena.



El limitado rango dinámico del convertor ADC de entrada obliga a utilizar una primera etapa de acondicionamiento. Un filtro preselector evita que señales de gran amplitud lleven a saturación al convertor. Este requerimiento será menos exigente a medida que nuevos convertidores de más bits, es decir, mayor rango dinámico, estén disponibles.

Si la señal está limitada en banda, la velocidad de muestreo puede ser muy inferior a la exigida por el teorema del muestreo ($\geq 2f_{\text{RF MAX}}$). Un filtro de entrada pasobajos no cumple este requisito.

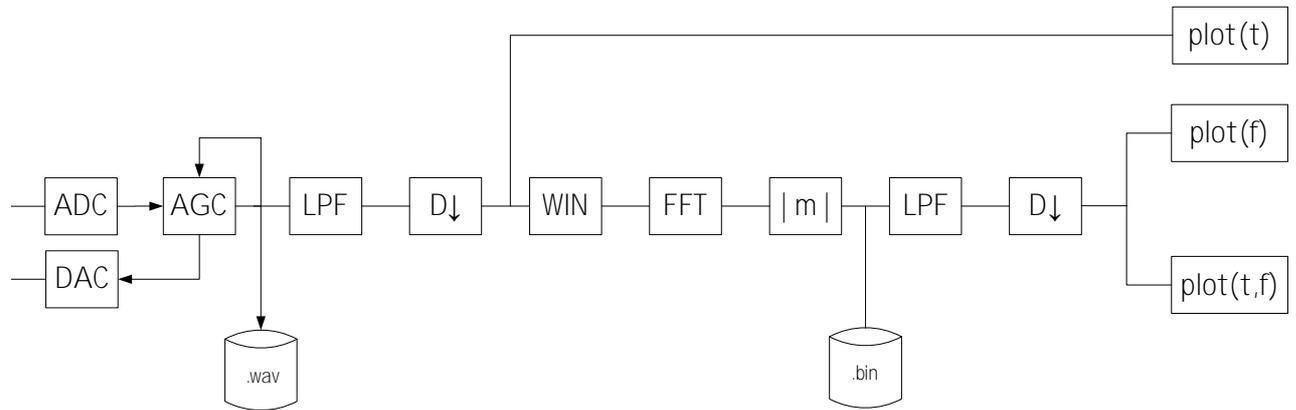
El receptor se implanta en forma de algoritmo en lugar de como un circuito eléctrico utilizando cualquiera de las arquitecturas descritas en los apartados anteriores.

2.2 Procesado digital de la señal

La señal procedente del receptor se digitaliza y es procesada en varios pasos hasta obtener un gráfico que es analizado por el operador de radio. El procesado de la señal se realiza en un ordenador personal. Los procesadores disponibles en la actualidad pensados para realizar tareas denominadas "multimedia" disponen de capacidades procesado en paralelo (SIMD) que permiten realizar extensos cálculos en tiempo real.

2.2.1 Estructura

El siguiente diagrama de flujo detalla como se manipula señal a lo largo de la cadena de procesado:



2.2.2 Conversor ADC

Los ordenadores personales suelen disponer de dos entradas de audio independientes con una velocidad de muestreo de hasta 48kHz/16 bits (muestreo simultaneo no garantizado). El conversor utilizado suele ser del tipo delta-sigma. Puede ser interesante ajustar la velocidad de muestreo a la mínima posible con el fin de aprovechar la capacidad de filtrado y diezmado interno del conversor. Esto permite reducir el umbral de ruido.

Una segunda etapa de filtrado/diezmo permite ajustar la velocidad de muestreo a la velocidad/resolución a la cual se desea realizar la FFT, y de nuevo, incrementar en lo posible el nivel de S/N.

2.2.3 Transformada de Fourier

A la señal se le realiza una transformada de Fourier. Este paso puede ser visto como un filtro de N filtros pasobanda centrados en nfs/N Hz. Estrictamente solo sería necesario un solo filtro pasobanda, pero calculando el banco de filtros completo, se obtiene una visión panorámica del espectro, lo cual facilita la sintonía (visual) de la estación transmisora. Del resultado de la FFT se aprovecha únicamente el valor del módulo.

Al ser el cálculo de la FFT un proceso computacional costoso, es interesante registrar este resultado intermedio para un posterior análisis, en lugar de registrar la muestras del conversor ADC.

2.2.4 Filtrado frecuencial

Al módulo de la salida de cada bin se le realiza un filtrado pasobajos y un diezmado para disminuir la variabilidad de la amplitud. La amplitud resultante promediada es la que al final se visualiza. El número de espectros utilizados para promediar dependerá del nivel de la señal de interés y de su velocidad.

2.2.5 Presentación gráfica

Sobre la amplitud de cada bin se aplica un escalado logarítmico. Existen tres formas de presentación de la señal procesada:

- en el tiempo, como en un osciloscopio.
- frecuencia versus amplitud, como en un analizador de espectros
- en una gráfica bidimensional donde un eje es el tiempo, y el otro eje la frecuencia. La amplitud se codifica con un nivel de gris o falso color.

Este último método de presentación permite al operador de radio detectar la presencia de señales prácticamente al mismo nivel que el ruido, al ir apareciendo unas trazas de señal con el transcurso del tiempo.

2.3 Velocidad binaria

Debido al límite de potencia legal utilizable por la estaciones transmisoras y la baja eficiencia de las antenas de recepción y transmisión, la señal que llega al circuito receptor es inferior al ruido externo de origen natural (descargas eléctricas en tormentas lejanas). Es decir, la relación señal-ruido es inferior a 1, o a 0 dB si se expresa en decibelios.

La potencia de ruido puede reducirse utilizando un sistema de modulación que utilice una anchura espectral B reducida. Se propone utilizar una modulación digital con una velocidad binaria muy lenta, del orden de un bit por minuto.

2.4 Codificación del mensaje

Se utiliza el código Morse, de casi 200 años de antigüedad. Pese a su simplicidad, puede verse como un sistema de comunicación digital con modulación de la señal portadora en amplitud ASK. Por ejemplo, la letra A se codifica como un punto espacio raya. La duración de una raya es de tres puntos. La separación entre caracteres es de tres espacios.

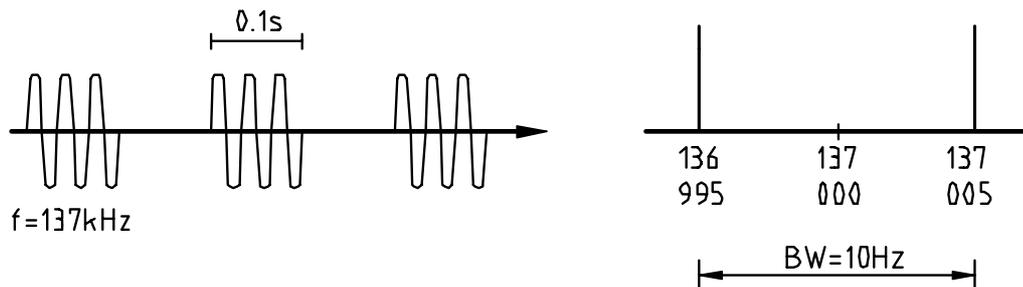
A . -			
Punto	Espacio	Raya	Espacio Espacio Espacio
1	0	111	000

Quedando una A codificada como 10111000.

2.5 Ancho de banda

Una velocidad de transmisión típica en telegrafía es de 12 palabras por minuto representa un tiempo de 0'1s por punto. En el peor de los casos, la transmisión de una secuencia de puntos origina una señal de periodo 0'2s, es decir, una onda cuadrada simétrica de 5Hz.

Esta señal modula en amplitud la onda portadora del emisor (137 kHz) apareciendo dos bandas laterales a ± 5 Hz respecto a la frecuencia de la portadora y ocupando un ancho de banda total de 10Hz.



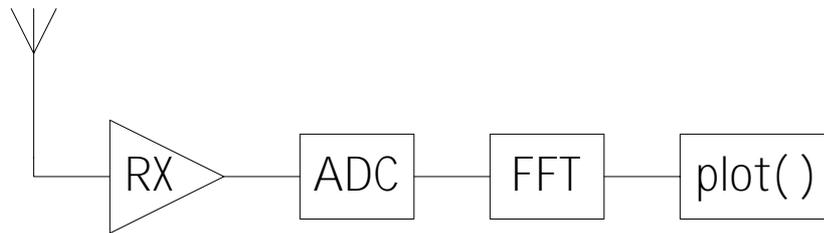
El ruido contenido en ese ancho de banda será el factor limitante para que la detección sea posible. El oído humano necesita una $S/N > 10$ dB para que la comunicación sea inteligible. Si la detección se hace visualmente, se estima que una S/N de 3 a 6 dB será necesaria. Para aumentar la relación señal-ruido es necesario aumentar la potencia del emisor o reducir la potencia del ruido. Para conseguir esto último es necesario reducir el ancho de banda y por lo tanto la velocidad binaria.

La siguiente tabla muestra el incremento en la relación señal-ruido que se produce al reducir la velocidad de un punto de 0'1s a 1, 3, 10, 60 y 120 segundos, y al estrechar el filtro sintonizado.

Duración Punto [s]	Vel [bits/s] BW [Hz]	Ganancia Relativa [dB]	N FFT 5512.5 sps	N FFT 11025 sps
0.1	10.0000	0	512	1024
1	1.0000	+10.0	4096	8192
3	0.3333	+14.8	16384	32768
10	0.1000	+20.0	32768	65535
60	0.0167	+27.8	262144	524288
120	0.0083	+30.8	524288	

Si se reduce el ancho de banda del canal a una décima parte, se tiene 10 veces menos de ruido (ganancia $G = 10 \log_{10}(BW)$), pero supone una penalización de multiplicar por diez el tiempo de bit. En servicio de radioaficionado, comunicaciones telegráficas de hasta 120 segundos por bit son utilizadas, consiguiendo incrementos en la relación señal-ruido de hasta 30 dB. La duración de un contacto típico se alarga hasta dos horas. El intercambio de

información es muy poca (pero el contenido emocional es muy alto). Velocidades más lentas son posibles, pero las variaciones de condiciones de las condiciones propias del medio de comunicación: fading, atenuaciones, ruidos atmosféricos, transición de la noche al día, etc pueden interrumpir la comunicación.



La construcción de un filtro sintonizado de unos pocos milihertz de forma analógica no es realizable fácilmente. La detección se realiza digitalizando la señal y realizando transformadas rápidas de Fourier (DFT o FFT). Dicha transformada puede verse como un banco de N filtros (bins) de anchura

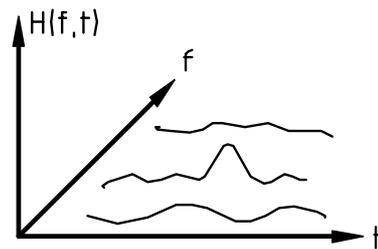
$$BW = \frac{fsps}{N}$$

$$N = 2^n$$

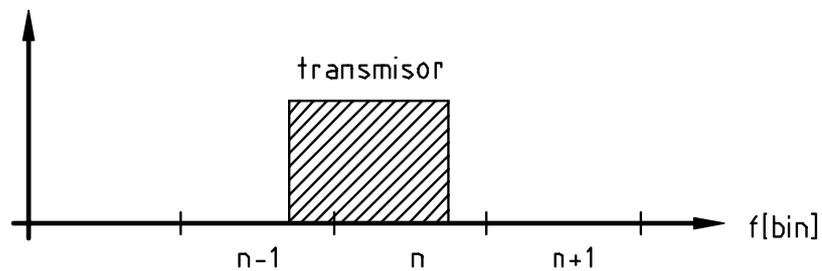
La velocidad de muestreo y el orden la transformada se ha de seleccionar de forma que coincida el tamaño de un bin de la transformada con el ancho de banda ocupada por la estación transmisora. La siguiente tabla muestra los tamaños conseguidos con distintas velocidades de muestreo comunes en una tarjeta de sonido de ordenador personal, y distintos tamaños de transformadas tratables por ordenador de mediana potencia de calculo. La columna tiempo indica el tiempo que se tarda en muestrear suficientes datos para realizar la transformada.

N	5512.5 sps		11025 sps		48000 sps	
	BW [Hz]	Tiempo adquisición	BW [Hz]	Tiempo adquisición	BW [Hz]	Tiempo adquisición
256	21.5332	0.04644	43.0664	0.02322	187.5000	0.005333
512	10.7666	0.09288	21.5332	0.04644	93.7500	0.010667
1024	5.3833	0.18576	10.7666	0.09288	46.8750	0.021333
2048	2.6917	0.371519	5.3833	0.18576	23.4375	0.042667
4096	1.3458	0.743039	2.6917	0.371519	11.7188	0.085333
8192	0.6729	1.486077	1.3458	0.743039	5.8594	0.170667
16384	0.3365	2.972154	0.6729	1.486077	2.9297	0.341333
32768	0.1682	5.944308	0.3365	2.972154	1.4648	0.682667
65536	0.0841	11.88862	0.1682	5.944308	0.7324	1.365333
131072	0.0421	23.77723	0.0841	11.88862	0.3662	2.730667
262144	0.0210	47.55447	0.0421	23.77723	0.1831	5.461333
524288	0.0105	95.10893	0.0210	47.55447	0.0916	10.92267

La salida del filtro se codifica con un nivel de gris o falso color, y se presenta en función del tiempo.



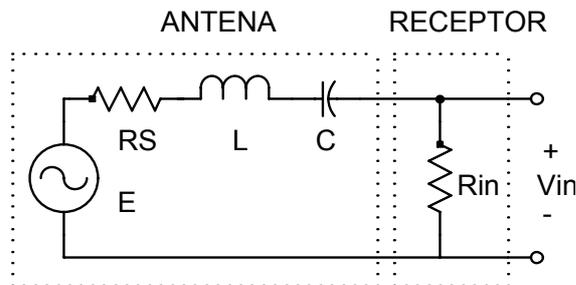
Finalmente, describir un defecto que se produce si el rango de frecuencias donde se produce la transmisión no coincide totalmente en el interior de un bin (filtro sintonizado). En el peor caso, solo la mitad de la energía es aprovechada, produciéndose unas pérdidas de 3 dB.



3 ANTENA

3.1 Circuito de antena

La antena puede ser vista como un elemento más del circuito eléctrico usando el siguiente modelo:

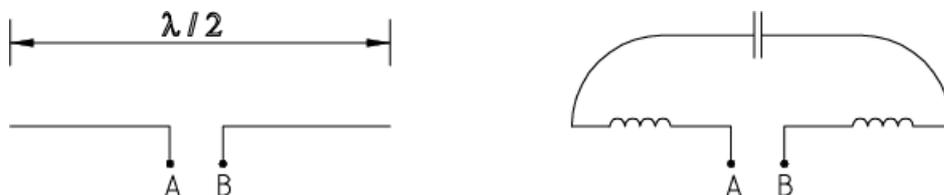


donde

- E es la diferencia de potencial del conjunto de señales inducidas por la antena.
- R_S es el conjunto de pérdidas de la antena.
- L es la parte inductiva.
- C es la parte capacitiva.
- R_L es la impedancia de entrada del circuito hacia el cual se transfiere la energía.

Los cinco elementos varían en función de la frecuencia y de la geometría de la antena. En algunas antenas, la parte capacitiva o la parte inductiva es cero. Cuando la antena tiene una parte capacitiva y una parte inductiva, se produce el efecto de resonancia, en la frecuencia en que ambas partes se cancelan. Normalmente se construyen antenas con este propósito, resonantes a la frecuencia de interés de trabajo. Un caso típico es la antena dipolo, el cable conductor que la forma, se corta a la mitad de la longitud de onda.

La frecuencia y longitud de onda están relacionadas por la velocidad de la luz,



$$3 \cdot 10^8 = \lambda f$$

3.2 Antenas cortas

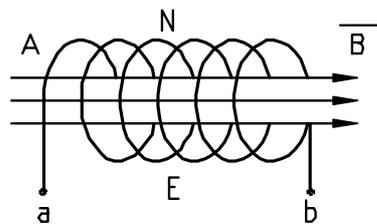
Para el trabajo en frecuencias muy bajas, es decir, para longitudes de onda muy grandes, surge la dificultad de construir enormes estructuras metálicas autoresonantes. La solución pasa por usar una antena corta físicamente suplementándola con un elemento inductivo o capacitivo hasta hacerla resonar en la frecuencia de interés. Esta técnica se usa también en situaciones de espacio reducido como teléfonos móviles.

Cuando el tamaño de la antena es inferior una décima parte de la longitud de onda de la frecuencia de trabajo, la antena solo es sensible al campo eléctrico o al campo magnético, generado por un emisor distante, pero no a ambos simultáneamente. Existen, por tanto, dos formas de enfocar el diseño del sistema receptor.

Las condiciones de contorno decantan la báscula a favor de las antenas sensibles al campo magnético, también conocidas antenas de aro o loop. Resulta que las radiaciones electromagnéticas de origen humano que polucionan el espectro radioeléctrico: fuentes de alimentación conmutadas, monitores, rótulos luminosos, quedan atenuadas antes en su campo magnético que en su campo eléctrico, haciéndose ambas componentes iguales a distancias de 0'1 longitudes de onda de la fuente de interferencia. Por lo tanto, este será el modo preferido a no ser que la antena receptora este situada en una zona rural, entre montañas o cualquier otro lugar de baja contaminación radioeléctrica.

3.3 Sensibilidad de una antena loop

El principio físico en el que esta basada una antena loop es igual al de una bobina de área A y N espiras que, al ser expuesta a un campo magnético variable B , con ángulo de incidencia θ , induce una diferencia de potencial ε en los extremos del conductor.



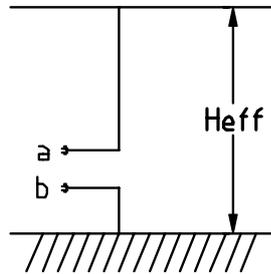
$$\varepsilon = -\frac{d}{dt} BAN \cos \theta$$

Considerando el campo magnético una onda sinusoidal (la portadora) y refiriendo el campo magnético al campo eléctrico, relacionado por 120π ohms se llega al resultado

$$S = \frac{\varepsilon}{E} = \frac{2\pi NA}{\lambda}$$

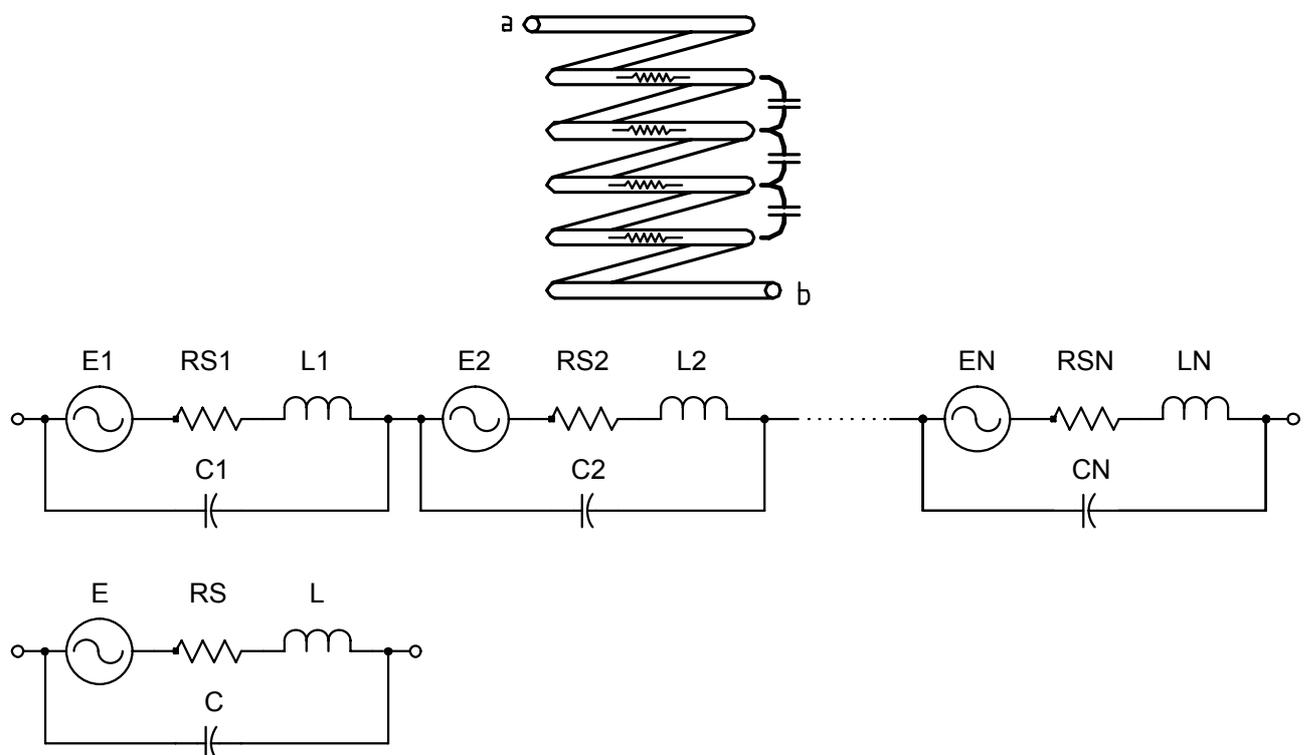
Este resultado nos indica que la sensibilidad es proporcional al número de espiras y al área de cada espira. Además, si la antena se hace trabajar en resonancia, la sensibilidad aumenta Q veces.

A la sensibilidad obtenida se le denomina también altura efectiva H_{eff} , al ser esta antena el dual de un monopolo corto de altura H , un tipo de antena sensible solo al campo eléctrico.



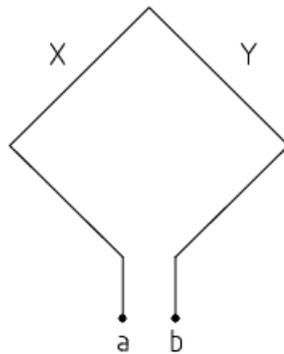
3.4 Modelo no ideal de una antena loop

Parecería que es posible elevar indefinidamente la sensibilidad de la antena elevando el número de espiras de la bobina. Hay que considerar, sin embargo, la resistencia del cable con la que esta constituida y una pequeña capacidad parásita distribuida que aparece entre espira y espira.



3.4.1 Inductancia

L es la inductancia de la bobina. Existen ecuaciones que permiten deducir su valor a partir de sus formas geométricas: circular, rectangular, hexagonal,... Para un loop rectangular la ecuación de Terman predice



$$g = \sqrt{a^2 + b^2}$$

$$L = 0.4 \left[(a + b) \log\left(\frac{4ab}{d}\right) - a \log(a + g) - b \log(b + g) \right] + 0.4[2g + d - 2(a + b)] \mu\text{H}$$

Para una espira de una vuelta. Para una espira de N vueltas, la inductancia aumenta de forma cuadrática.

$$L' = LN^2$$

3.4.2 Capacidad parásita

Desafortunadamente, la inductancia real será inferior debido a la capacidad parásita. No se dispone de ninguna ecuación que de forma aproximada estime la capacidad parásita. Debe recurrirse por tanto a un simulador de campos electromagnéticos sobre una estructura metálica particular, o a un ensayo de laboratorio.

El efecto que produce esta capacidad parásita es limitar la frecuencia máxima de trabajo a la frecuencia de resonancia del circuito LC. A partir de esta frecuencia, la bobina empieza a comportarse como un condensador.

3.4.3 Resistencia de pérdidas

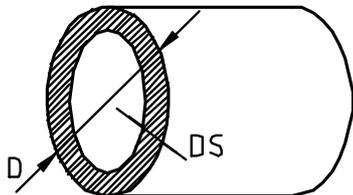
En último lugar, la resistencia del hilo viene determinada por varios efectos simultáneos:

- Pérdidas resistivas: Parte de la energía se disipa por la resistencia del cable.

$$R = \frac{0.022}{d^2} \left[\frac{\Omega}{m} \right]$$

d, diámetro del hilo en mm

- Efecto skin: Tendencia del flujo de corriente a circular por la parte exterior del conductor. Este efecto se acentúa a medida que sube la frecuencia. A nivel práctico, representa que la resistencia medida con el téster no coincide con la resistencia de la bobina en la frecuencia de operación.



Frecuencia	Profundidad DS
50 Hz	9'36 mm
1 kHz	2'09 mm
100 kHz	0'209 mm
1 MHz	66 μ m
10 MHz	20 μ m

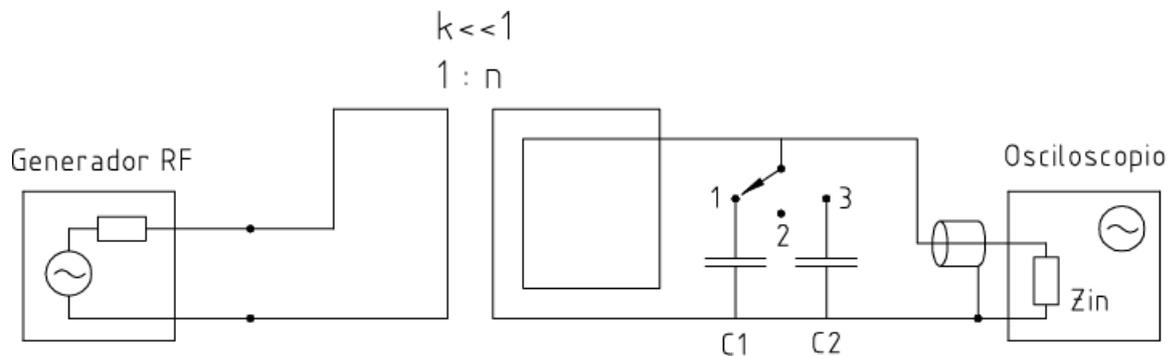
El hilo de Litz está diseñado para combatir todos estos inconvenientes. El hilo está compuesto por múltiples conductores paralelos aislados entre sí. Puede ser difícil de encontrarlo en la actualidad. Se recomienda su uso en frecuencias entre 10 kHz y 1 MHz.

- Efecto proximidad: El campo eléctrico generado por espiras adyacentes a un conductor entorpecen el paso de la corriente produciéndose un incremento de la resistencia en la espira adyacente.

Más adelante se propone un procedimiento para deducir los valores de estos tres componentes.

3.5 Caracterización de una antena loop

Se propone el siguiente procedimiento para caracterizar la antena. Se configura el instrumental como se indica en la figura,



Se realiza un acoplamiento débil colocando una única espira próxima a la bobina (antena loop) a ser ensayada. Esta espira actúa como el primario de un transformador. Al inyectar señal se induce una tensión en la bobina bajo prueba, que esta actuando como secundario. El instrumento de lectura debe ser de alta impedancia para evitar alterar el factor de calidad Q. Elegir un instrumento de al menos 10 veces la resistencia de perdidas R_p . Prever también la capacidad parásita de la sonda ($RG58=85pF/m$).

3.6 Proyecto: cálculos y resultados

El criterio de diseño utilizado ha sido maximizar la sensibilidad de la antena,

- Maximizando la área de la espira. El límite ha sido impuesto por la movilidad de la antena entre el laboratorio de ensayos y la azotea de la casa donde se han realizado la antena. La altura del mástil de sujeción se limita a 2.38m
- Maximizando el numero de espiras. Determinado por prueba y error, se han ido añadiendo espiras hasta que la frecuencia de resonancia se ha acercado a la frecuencia de trabajo.
- Maximizando la sección del hilo. Se utiliza hilo de 1'5mm típico de instalaciones eléctricas.

Para reducir la capacidad entre espiras, hay que aumentar la distancia entre espira y espira. Esto supone aumentar la complejidad mecánica. En la ejecución propuesta se ha primado la sencillez constructiva y las espiras están compactadas y separadas únicamente por su cubierta de plástico.

```
% calculo características loop
diagonal=2.38
lado=diagonal/sqrt(2)
perimetro=4*lado
area=lado*lado
N=14
Ae=N*area
longhilo=N*perimetro
%
d=1.5
RDC=0.022*longhilo/(d*d)
```

```

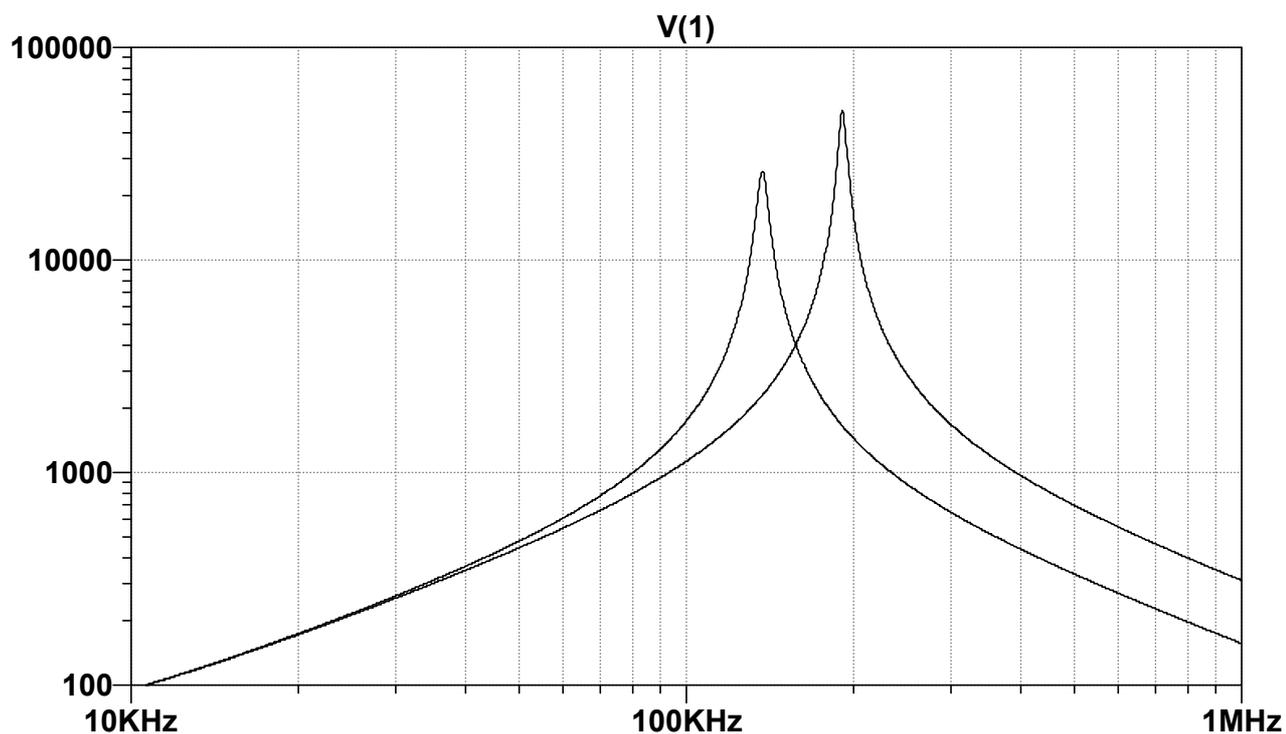
%
a=lado
b=lado
g=sqrt(a^2+b^2)
L=1E-6*(0.4*((a+b)*log(4*a*b/d)-a*log(a+g)-b*log(b+g))+0.4*(2*g+d-2*(a+b)))
Lloop=L*N*N
%
Cmedida=47E-9
Fmedida=20326
PI=3.1415
w=2*PI*Fmedida
L=1/(w*w*Cmedida)
LL=L*1E6
f=137000
w=2*PI*f
C=1/(w*w*L)
fautores=191009
w=2*PI*fautores
Cautores=1/(w*w*L)
Csint=C-Cautores
BW=8246
Q=fautores/BW
f=137000
w=2*PI*f
XL=w*L
Rs=XL/Q
% altura efectiva
lambda=2200
Heff=2*PI*N*area/lambda
HeffdB=20*log10(Heff)

```

Característica		Valor	
	Dimensiones	1.68x1.68	m
A	Área	2.8322	m ²
N	Vueltas	14	
Ae	Área efectiva	39.6	m ²
l	Longitud hilo	94.2	m
L	L estimada	0.126	mH
Rs	Rs estimada	0.9	ohm
L	Inductancia	1304	uH
fo	Freq autoresonancia	191000	Hz
Cpar	C parásita	532	pF
B	Ancho banda	8246	Hz
Q		23.1	
Rs	Resistencia serie	48.4	ohm
Csin	C sintonía	502	pF
Heff	Altura efectiva loop sin sintonizar	0.1132	m
		-18.92	dB
Zout	loop sin sintonizar	2200	ohm
	loop sintonizado	25000	

El siguiente gráfico muestra la impedancia de salida de la antena con y sin capacidad de sintonía. Se observa claramente como se desplaza el pico de resonancia de 190kHz a 137kHz. Por efecto de la resonancia, la impedancia de salida se eleva de unos 2200 ohm a unos 25kohm.

```
i1 1 0 1 ac
l2 1 2 1304u
r3 2 0 48.4
c4 1 0 {CLOOP}
.step param CLOOP list 532p 1034p
.ac dec 1000 10E3 1E6
```



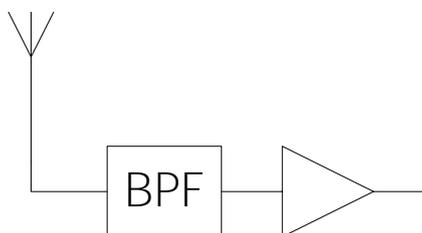
4 RECEPTOR

Se presenta a continuación los bloques que forman el receptor de conversión directa: preselector, preamplificador, mezclador, amplificador de banda base, filtro duplexor, filtro antialiasing y oscilador local.

4.1 Filtro preselector

4.1.1 Objetivo

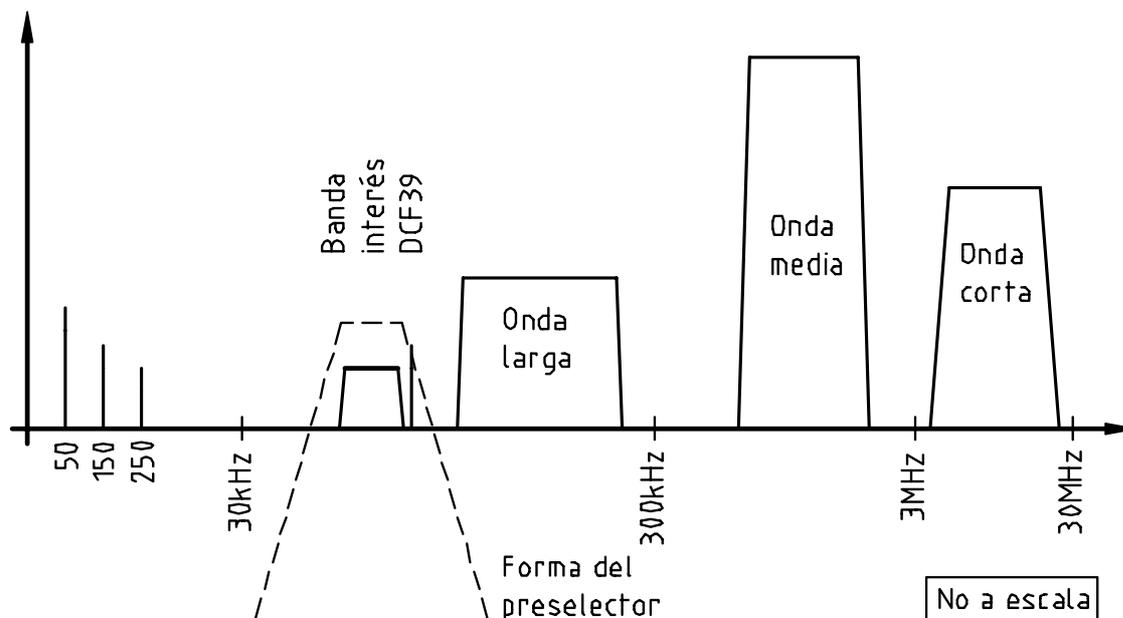
No es recomendable la conexión directa de la antena a una etapa amplificadora sin previamente hacer una preselección de las señales a amplificar.



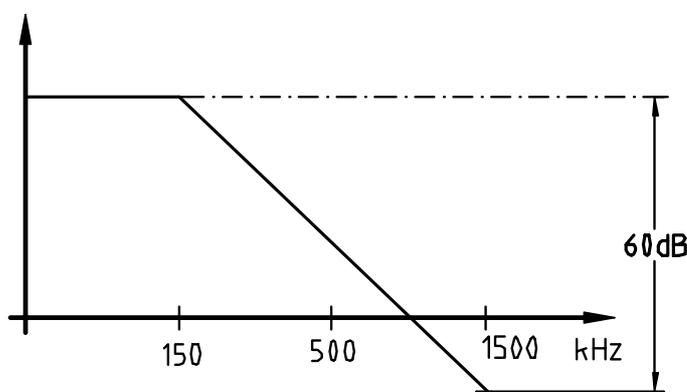
La idea es eliminar las señales fuera banda, que probablemente tengan una intensidad (>6 órdenes de magnitud superior a la señal de interés. De esta forma, se evita saturar al amplificador de recepción y que este genere de forma irremediable, señales de intermodulación que podrían aparecer dentro de la banda de interés (ver capítulo 1).

Estos filtros, al trabajar sobre la señal de RF, no ofrecen selectividad suficiente para discriminar un canal del adyacente. Esta operación se tendrá que realizar en banda base.

El diseño de este filtro debe ajustarse a las condiciones de contorno del receptor. La siguiente figura muestra el espectro de señales recogidas por la antena y entregadas al receptor.



Cerca del origen se observan los 50 Hz y sus armónicos impares (150, 250, .. 1050 Hz). El receptor se ha proyectado para un uso en un ambiente urbano, cuya red de distribución eléctrica puede ser vista como una antena. Próxima a la banda de interés, se encuentra la señal de la DCF39 (50kW, 1500km) y todas las emisoras de radiodifusión en onda larga (típicamente 500kW, 1000..1500km). Pero son las estaciones de radiodifusión en onda media ($f > 550$ kHz) que debido a su proximidad (10km) inducen en la antena un nivel de señal fácilmente observable con un osciloscopio. Las abundantes señales de onda corta y VHF completan el espectro observable por la antena.

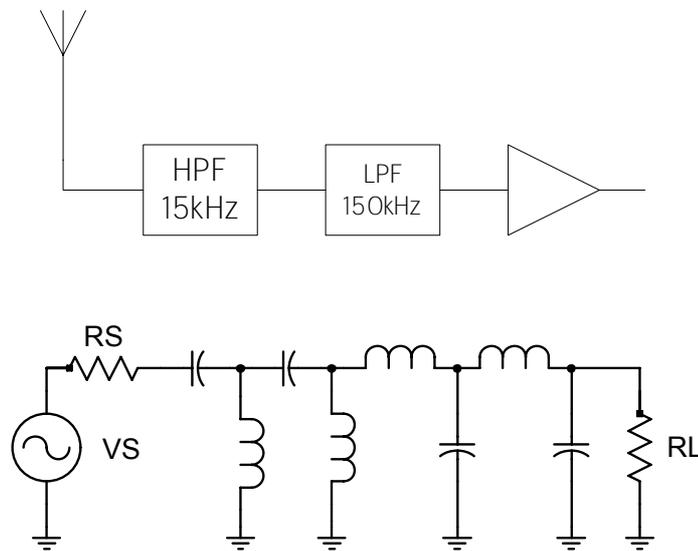


Un filtro de orden 6 reducirá las señales de $E=1V/m$ de un emisor de onda media cercano situado a una década por encima de la banda de interés, a un nivel de $E=1\mu V/m$, una magnitud similar a las estaciones que se pretenden recibir.

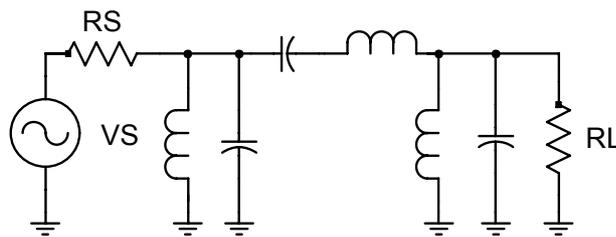
4.1.2 Filtro en escalera

Es posible realizar muy fácilmente filtros en escalera utilizando procedimientos de cálculo normalizados. En las figuras se proponen varias configuraciones. La más simple consiste en un filtro pasabajos calculado para atenuar las estaciones de radiodifusión en onda

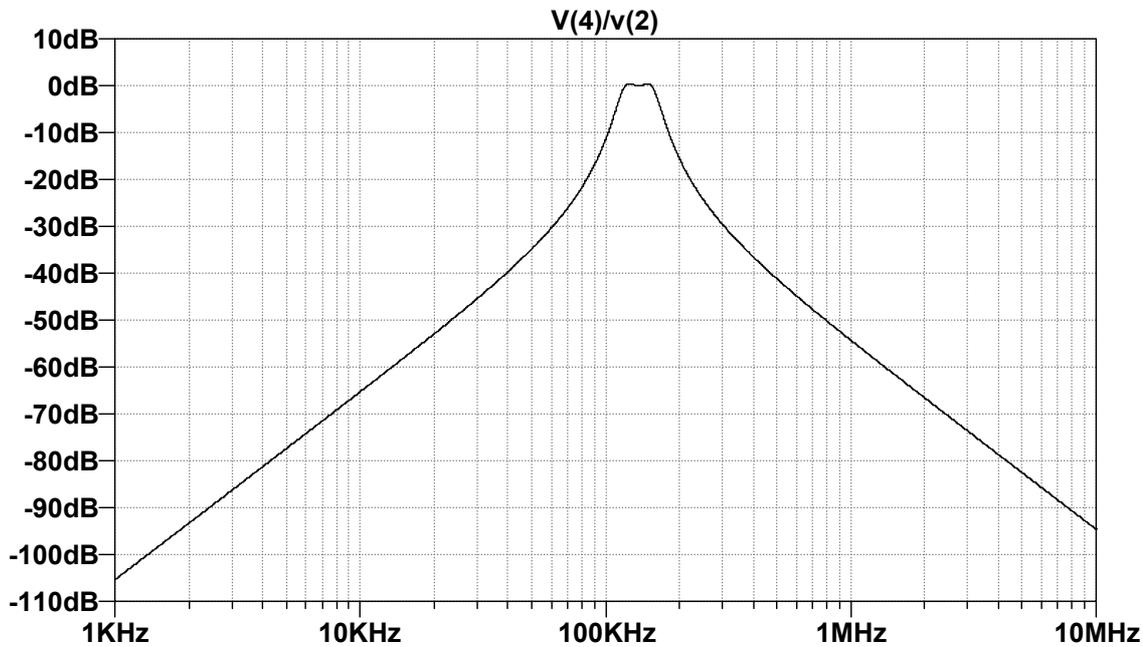
media. Para eliminar los 50Hz es necesario utilizar un filtro pasoaltos de una o dos etapas calculado para una frecuencia de corte de al menos una década por debajo (15kHz) del filtro pasobajos para evitar interacciones entre ambos.



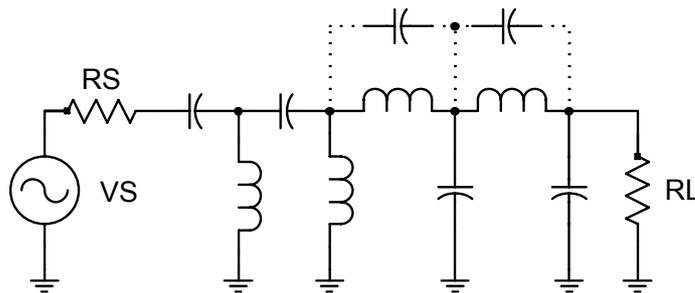
Resulta más práctico y económico en componentes realizar un filtro escalera pasobanda.



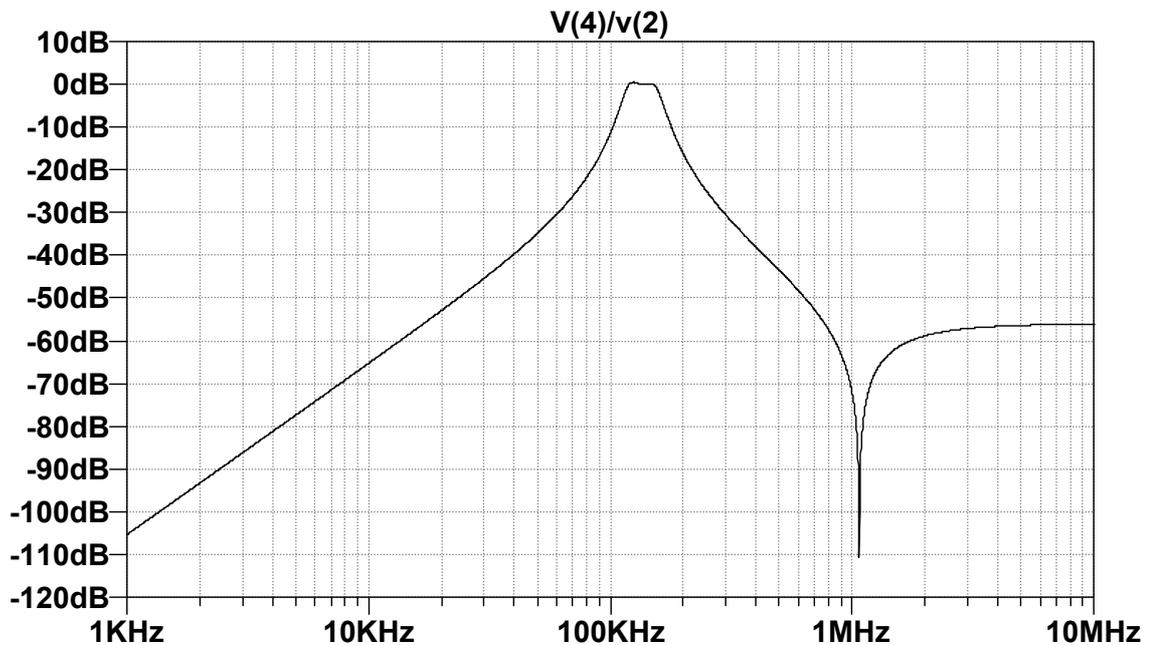
```
*filtro pasobanda
*impedancia de entrada
*is 1 0 ac 1
*rs 1 2 0.01
*funcion de transferencia
vs 1 0 ac 1
rs 1 2 50
*filtro
L1 2 0 22u
c1 2 0 62n
L2 2 3 220u
*c12 2 3 100p
c2 3 4 6n2
L3 4 0 22u
C3 4 0 62n
RL 4 0 50
.ac dec 1000 50 10E6
```



Los filtros en escalera tienen un problema que arruinan su cometido. Las no idealidades de los componentes alternan de forma significativa la función de transferencia. Las inductancias tienen una capacidad parásita entre espiras que permiten el paso de la alta frecuencia sin atenuación.



Obsérvese el mismo filtro al cual se le ha introducido una capacidad parásita de 100pF al inductor conectado en serie. Las capacidades parásitas de los otros dos inductores solo desplazan ligeramente la frecuencia de resonancia.

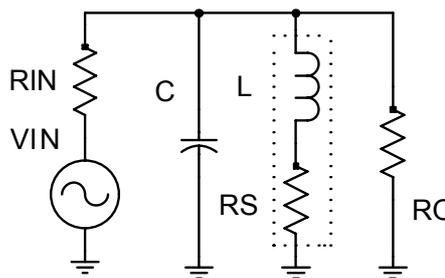


La atenuación de frecuencias superiores a 2 MHz queda comprometida. Sin haberlo previsto, aparece un profundo cero en la frecuencia de autoresonancia del inductor. Esto podría ser aprovechado astutamente para eliminar una estación local interferente. En todo caso, esta forma de proceder se aleja de los procedimientos sistemáticos descritos en los libros de ingeniería.

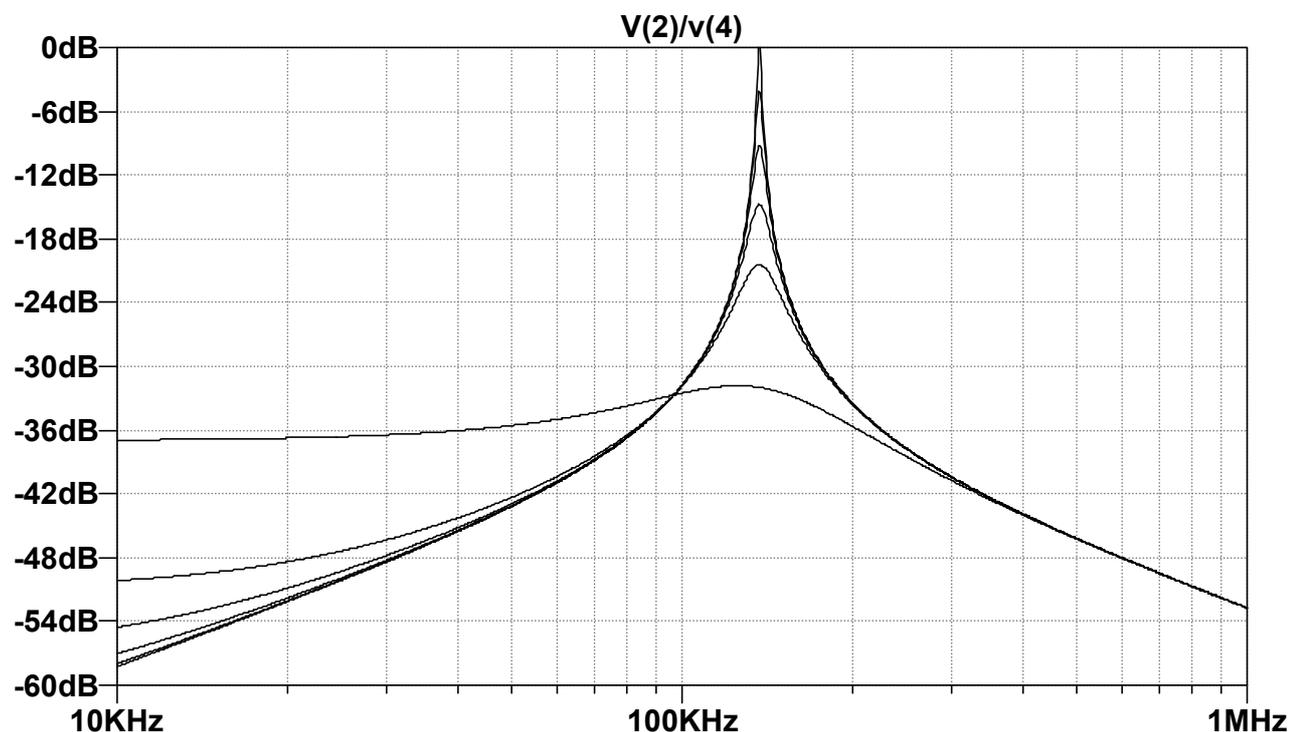
Otro problema que presentan los filtros en escalera es que si función de transferencia es sensible a las impedancias de entrada y salida. *Durante la definición del receptor el tipo de antena iba evolucionando de vertical de baja impedancia a loop de alta impedancia. De antenas loops se ensayaron diversas configuraciones con distintas resistencias de salida. En esas condiciones era poco práctico ir calculando y construyendo filtros en escalera para cada situación. Por ese motivo se seleccionó un filtro con elementos resonantes, cuyo centro de banda es relativamente insensible a los cambios de impedancia en la entrada o la salida.*

4.1.3 Realización con elementos resonantes

Para realizar filtros pasobanda muy angostos es posible utilizar dispositivos resonantes con muy alta calidad Q, como cristales de cuarzo, cavidades resonantes o circuitos LC de muy bajas pérdidas.



La grafica muestra la respuesta frecuencial de un circuito LC resonante en 137KHz, con un Q que varia entre 80, 40, 20, 10, 5, y 1, respecto a su valor máximo. Lejos de la frecuencia de resonancia, el filtro cae a un ritmo de 20dB/década.



```

Vi 1 0 ac 1
Ri 1 2 100k
C1 2 0 2500p
L1 2 3 540u
Rs 3 0 {RS}
Ro 3 0 1000K
Ra 1 4 100k
Rb 4 0 39137
.step param RS LIST 5 10 20 40 80 400
.ac dec 500 10E3 1E6

```

Un circuito LC de alto Q se consigue seleccionando cuidadosamente los materiales a utilizar. El condensador ha de ser de baja corriente de fuga, por ejemplo de polipropileno (MKP) o poliéster (MKT). La inductancia ha de bobinarse con un cable de muy bajas pérdidas óhmicas en la frecuencia de trabajo. Es necesario el uso de cable multifilar compuesto de múltiples conductores aislados entre ellos. La elección del material de ferrita también ha de ser objeto de estudio, las ferritas tienen una banda de frecuencias óptima de trabajo.

Para una frecuencia de resonancia dada, existen muchas combinaciones de valores L,C. Elegir un valor de inductancia grande para obtener un ancho de banda pequeño.

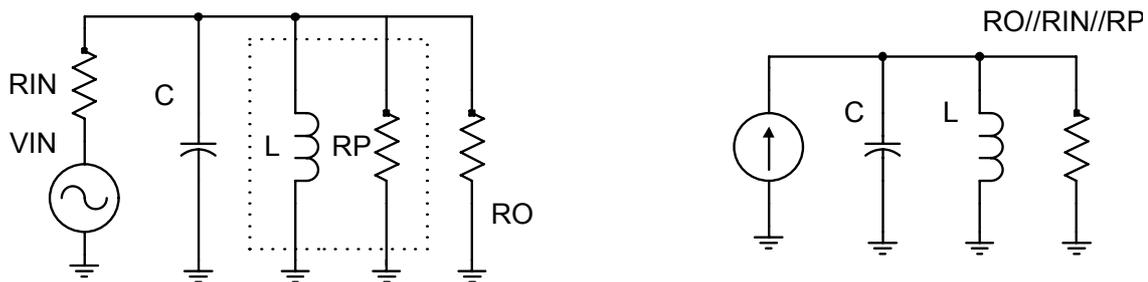
$$BW = \frac{f_o}{Q}$$

$$Q = \frac{X_L}{R_s}$$

$$si \ L \uparrow \Rightarrow \ BW \downarrow$$

4.1.4 Circuito con un elemento resonante

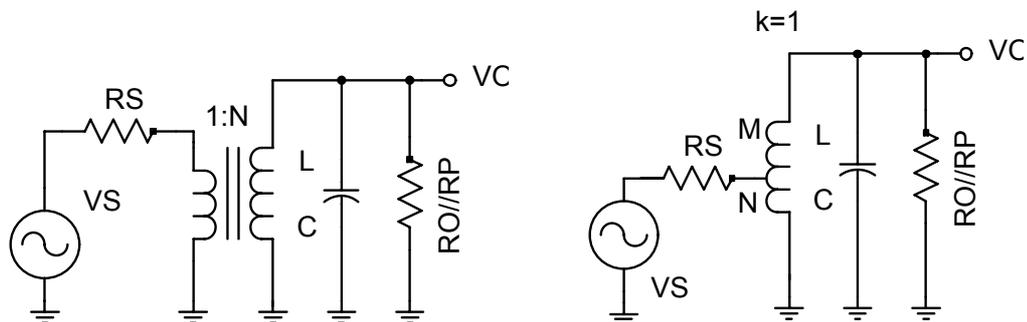
En el circuito de la siguiente figura se ha transformado la resistencia de pérdidas serie R_s en su equivalente paralelo $R_p = X_L^2/R_s$. De esta forma, es fácil observar como R_p queda en paralelo con las impedancias de entrada y salida del circuito filtro.



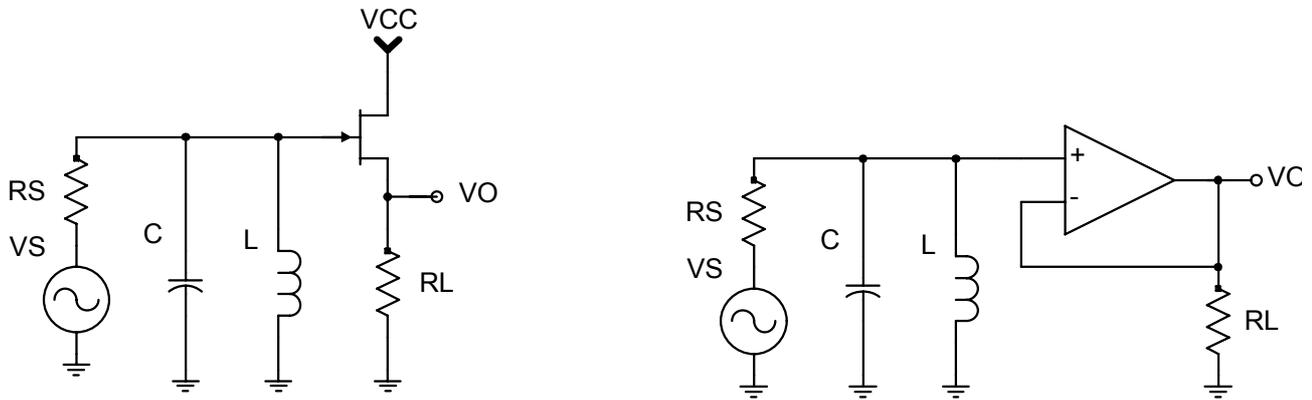
Si $R_i = R_o = R_p$, la calidad del circuito resultante QL es una tercera parte, y el ancho de banda queda triplicado.

Para evitar que la QL descienda, las impedancias de entrada y salida R_i R_o deben ser mucho más grandes que la resistencia equivalente paralelo de pérdidas. Una antena suele tener una resistencia de 50ohm, se evidencia un desajuste de impedancias.

Para solventarlo, puede recurrirse a un circuito transformador o autotransformador de impedancias, utilizando un arrollamiento secundario o toma intermedia sobre el inductor del circuito resonante.

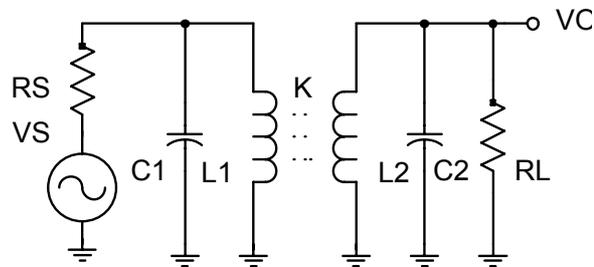


$$Q = \frac{R_o // R_p // R_i n^2}{X_L}$$

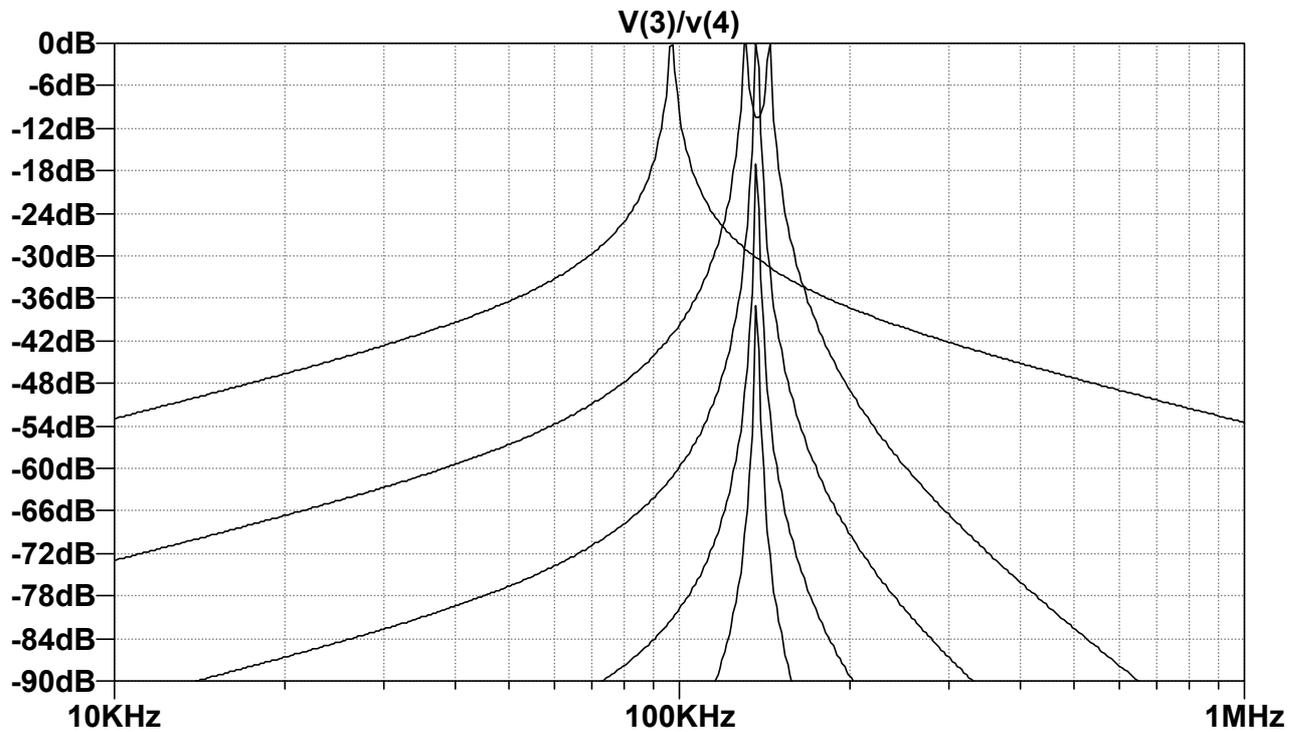


4.1.5 Circuito con dos elementos resonantes

Si acercamos los inductores de dos circuitos resonantes LC aparece cierto acoplo magnético entre ambos.



Modificando el coeficiente de acoplamiento k entre $L1$ y $L2$ es posible controlar la energía transferida desde el generador a la carga y la respuesta frecuencial del circuito, tal y como se observa en la figura



```

Vi 1 0 ac 1
Ri 1 2 100k
C1 2 0 2500p
R1 2 0 39K
L1 2 0 540u
K1 L1 L2 {KKK}
L2 3 0 540u
R2 3 0 39K
C2 3 0 2500p
Ro 3 0 1000K
Ra 1 4 100k
Rb 4 0 18K
.step param KKK LIST 0.0001 0.001 0.01 0.1 1
.ac dec 250 10E3 1E6

```

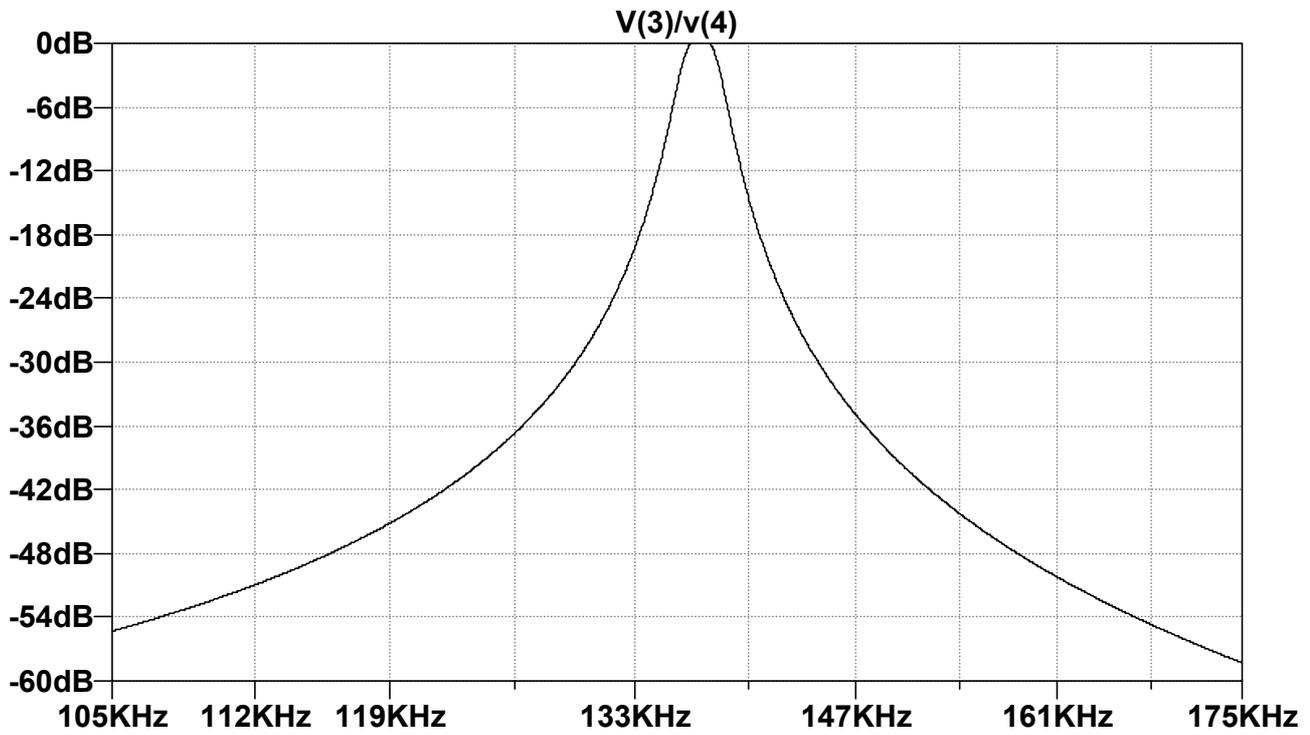
Existe un caso especial de este circuito que simplifica su diseño. Si

$$Q_1 = Q_2$$

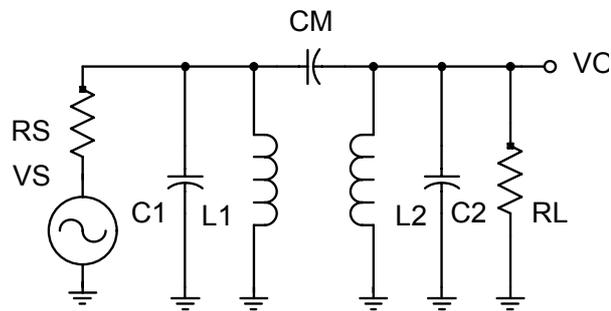
$$\omega_1 = \omega_2$$

$$k = \frac{1}{Q}$$

se obtiene un circuito críticamente acoplado con respuesta frecuencial tipo Butterworth. El ancho de banda se incrementa $\sqrt{2}$ veces, pero la caída fuera de banda es más rápida que un filtro de un solo elemento resonante. Para un filtro de $Q=80$ resulta una $k=0.125$



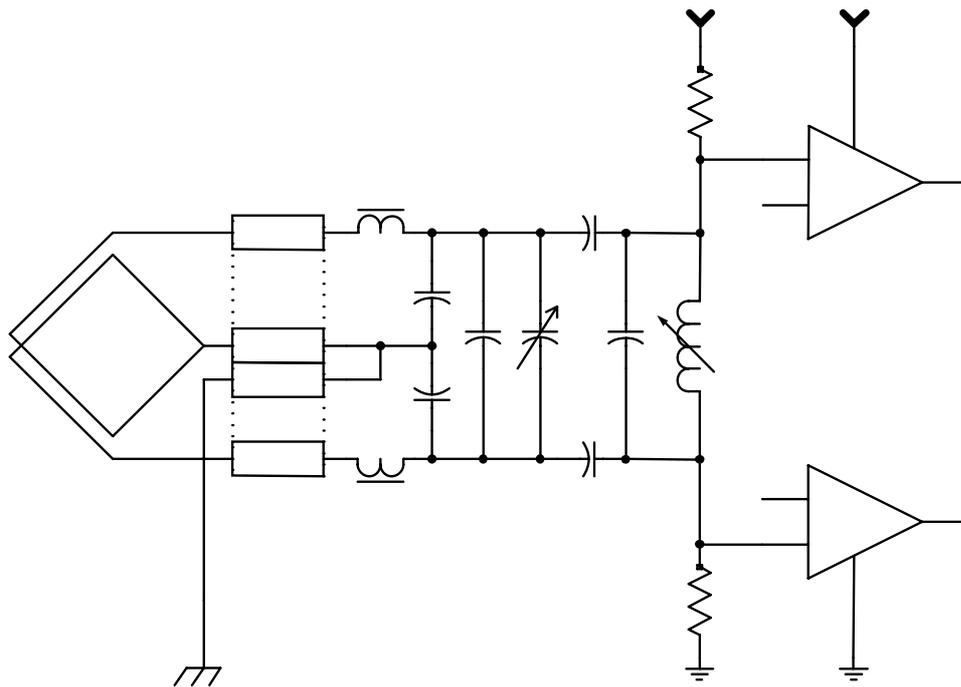
Si no es posible acoplar magnéticamente ambos inductores, por estar físicamente ambos elementos alejados, o por estar bobinados sobre un núcleo toroidal, un condensador de poca capacidad hará de acoplamiento crítico. Para un condensador $C_0=2550\text{pF}$ y una $Q=80$ resulta un condensador de $C_m=44\text{pF}$



$$C_m = \frac{C_0}{\frac{\sqrt{2}}{2} Q}$$

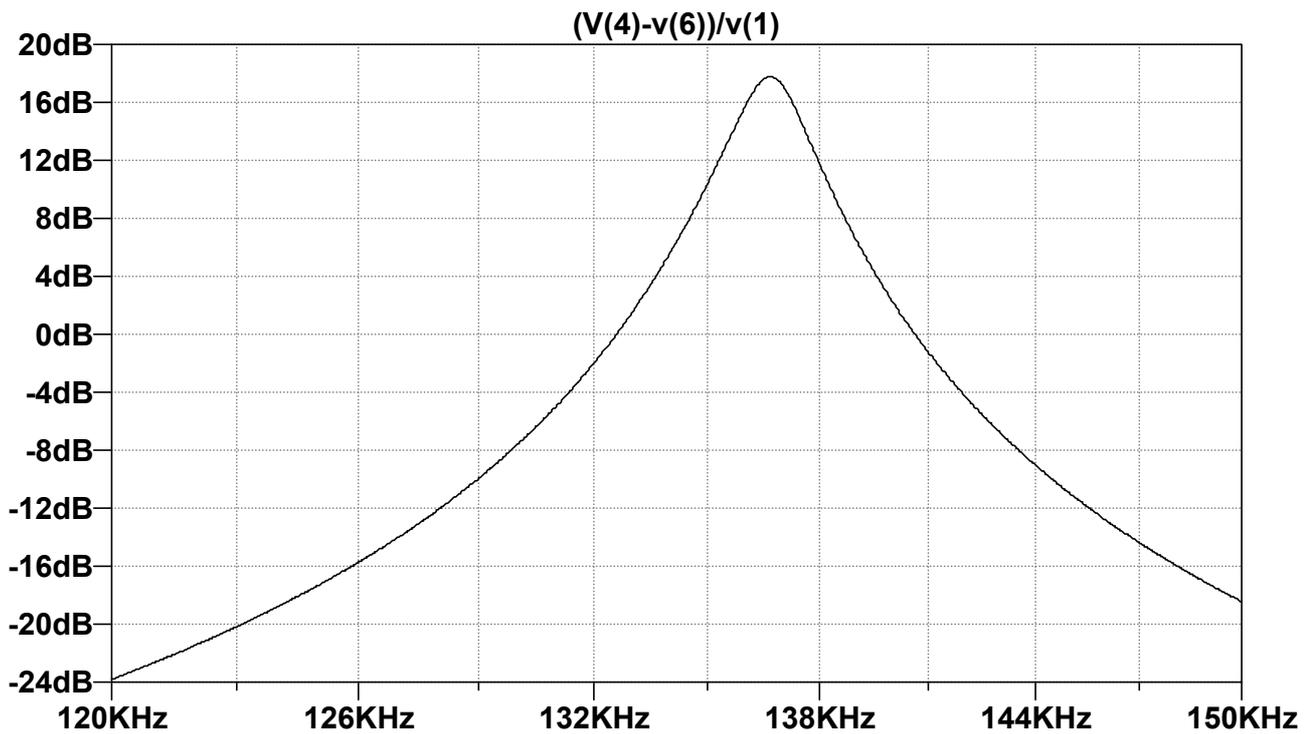
4.1.6 Proyecto: cálculos y resultados

Tal y como se ha expuesto en capítulo 4.4 la antena es un elemento resonante de alta Q. Aquí se ha aprovechado este elemento como primera etapa del circuito preselector. Idealmente la inductancia de la primera etapa debería ser igual al de la segunda etapa resonante. Esto no se ha hecho así por diversas razones prácticas. El valor de inductancia L2 no puede incrementarse por no disponer de un núcleo de ferrita adecuado. La inductancia de la antena L1 no se hizo más pequeña para disminuir la sensibilidad del sistema. El circuito preselector resultante fue ensayado en condiciones reales obteniendo un resultado óptimo.

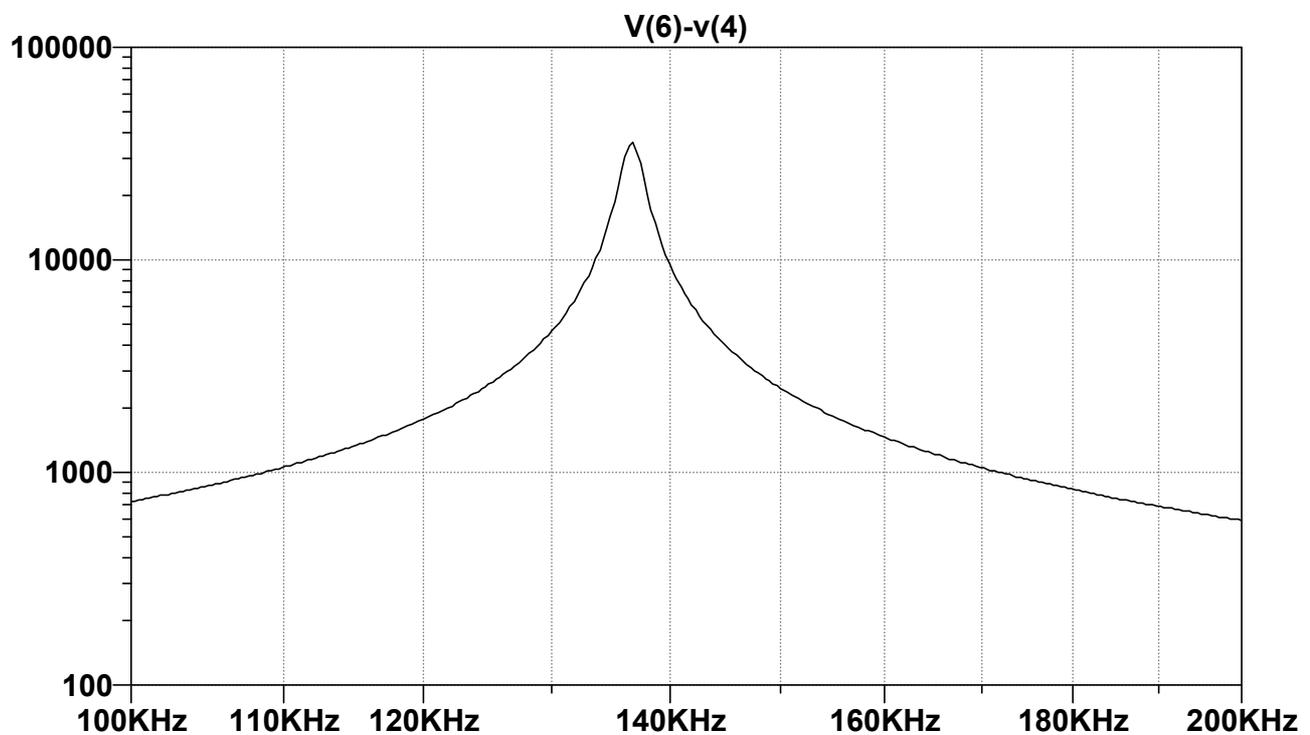


```
Rs1 1 2 48.4
L1 2 3 1304u
C1 3 0 1034p
CM1 3 4 22p
L2 4 5 540u
Rs2 5 6 5.5
C2 4 6 2500p
CM2 6 0 22p
RL 6 4 10000k
*Vant 1 0 ac 0.1132
*.ac dec 10000 120E3 150E3
Vant 1 0 0
i1 4 6 0 ac 1
.ac dec 1000 100E3 200E3
```

Obsérvese en la figura su respuesta frecuencial.



Obsérvese la variación de la impedancia de salida del circuito preselector en función de la frecuencia.



CARACTERÍSTICA		VALOR	
Av	Ganancia en tensión	17.7	dB
		7.6	V/V
f0	Frecuencia central	136650	Hz
fmin	Frecuencia corte a -3db	135793	Hz
fmax	Frecuencia corte a -3db	137495	Hz
BW	Ancho de banda	1702	HZ
Q	Calidad	80.2	-
Zout	Impedancia de salida	39	kohm
	Pérdida de inserción en 50 Hz (red eléctrica)	-171.7	dB
	Pérdida de inserción en 100 kHz (LORAN)	-59.9	dB
	Pérdida de inserción en 138830 Hz (DCF39)	-10.4	dB
	Pérdida de inserción en 540 kHz (inicio onda media)	-87.7	dB
	Pérdida de inserción en 1224 kHz (Radio Popular de Lleida)	-101.7	dB

Durante los primeros ensayos del sistema receptor, se observaron interferencias de una estación de radiodifusión en VHF cercana. Delante del filtro preselector se añadió un simple filtro pasabajos compuesto por un choque VK200 y condensador de unos pocos picofaradios para eliminar la VHF.

Al ser la antena loop un elemento acoplado en alterna, se decidió añadirle una toma de tierra en su punto central y tomar de sus extremos la tensión inducida en modo diferencial. De esta forma todas las señales fuera de la banda de resonancia tienen un cómodo camino hacia tierra. La señal diferencial es presentada a un amplificador de instrumentación de banda ancha y elevado rechazo al modo común CMRR.

4.2 Preamplificador

4.2.1 Objetivos

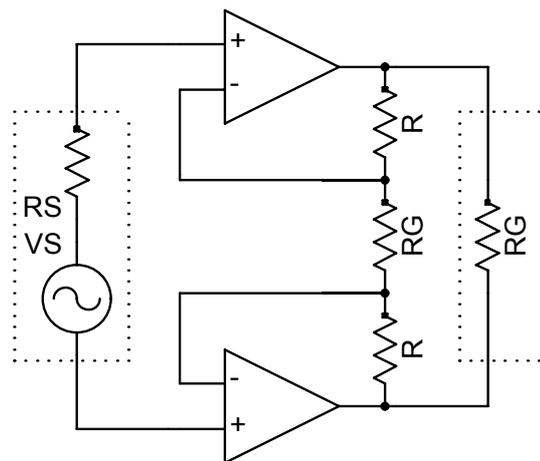
En general, el preamplificador de recepción trata de mantener la relación S/N de la señal de entrada a su paso por el circuito receptor. Las etapas de filtrado y mezclado suelen tener pérdidas que disminuyen la S/N. El preamplificador puede dimensionarse con una ganancia igual a las pérdidas sufridas por la señal hasta alcanzar el siguiente paso amplificador.

Es posible añadir más ganancia, pero desaconsejable. El primer paso al estar colocado próximo a la antena puede sufrir problemas de desensibilización. Conviene realizar una fuerte realimentación y utilizar la mínima ganancia necesaria.

El caso concreto de un receptor para la banda de onda larga correctamente dimensionado, la S/N no sufre degradación ya que el ruido externo es de muy alto nivel. No será necesario compensar las pérdidas en el preselector y mezclador ya que las atenuaciones presentes en distintos puntos del circuito afectan a la señal y al ruido de igual forma, y la S/N no se modifica.

4.2.2 Adaptación de impedancias

Aquí el paso amplificador se ha utilizado para adaptar la alta impedancia de salida de la antena loop (39 kohm) a la impedancia media del circuito mezclador-duplexor (1000 ohm). Se propone el siguiente circuito,



La etapa puede tener como máximo una ganancia en tensión de

$$A_v \leq \frac{GBW}{BW} = \frac{4MHz}{150kHz} = 26$$

$$A_v = \frac{2R}{RG}$$

Si se toma $R=20k$ 1% y $RG=2k2$, entonces resulta una ganancia en tensión

$$A_v = \frac{40000}{2200} = 18.18 = 25dB$$

y en potencia de

$$Gp = \frac{\frac{V_o^2}{R_o}}{\frac{V_i^2}{R_i}} = \left(\frac{V_o}{V_i}\right)^2 \frac{R_i}{R_o} = A_v^2 \frac{R_i}{R_o} = 18.18^2 \frac{39k}{1k} = 12889 = 41dB$$

El control automático de ganancia, en caso de observar una condición de gran señal, actuará en primer lugar reduciendo la ganancia de esta primera etapa, conmutando RG de $2k2$ a $40k$.

4.3 Mezclador

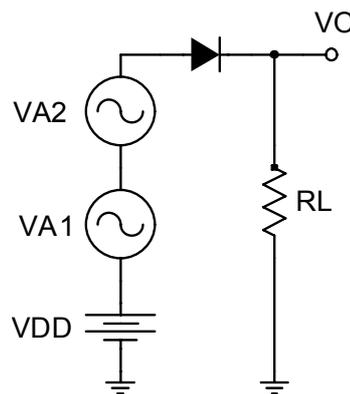
4.3.1 Principio de funcionamiento

Idealmente un mezclador realiza la operación producto de dos señales

$$\begin{aligned} V_o &= A_1 \text{sen}(w_1 t) A_2 \text{sen}(w_2 t) \\ &= \frac{A_1 A_2}{2} [\cos(w_1 - w_2)t - \cos(w_1 + w_2)t] \end{aligned}$$

y en su salida aparecen las frecuencia suma y diferencia. Una de ellas puede eliminarse por filtrado. No hay disponible ningún dispositivo que directamente permita hacer productos. Se aprovecha la respuesta no lineal de los componentes activos: diodos, transistores para obtener la mezcla de interés.

Si aproximamos la respuesta de un diodo a una curva cuadrática, podemos obtener los términos suma y diferencia a su salida, además de frecuencias dobles de las de entrada.

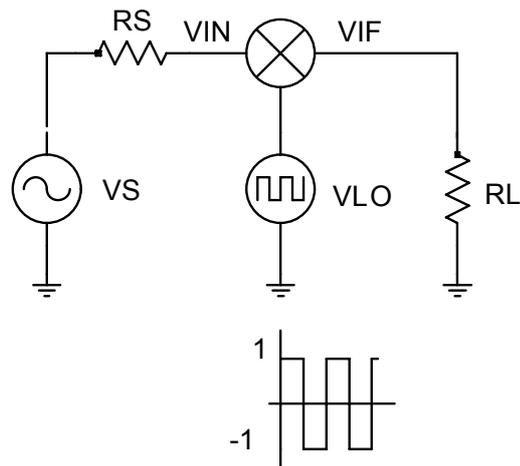


$$\begin{aligned} V_o &= [A_1 \text{sen}(w_1 t) + A_2 \text{sen}(w_2 t)]^2 \\ &= [A_1 \text{sen}(w_1 t)]^2 + [A_2 \text{sen}(w_2 t)]^2 + 2A_1 A_2 \text{sen}(w_1 t) \text{sen}(w_2 t) \end{aligned}$$

La célula de Gilbert es un circuito activo que para pequeña señal se aproxima a un circuito multiplicador. Los valores de IP3 y CP1, sin embargo, son menores que un mezclador basado en interruptores.

4.3.2 Mezcladores con interruptores

Un mezclador con interruptores es un circuito lineal variable en el tiempo cuya función es cambiar la fase de la señal 180 grados, al ritmo del oscilador local flo. Para el tratamiento analítico, esto es equivalente a multiplicar la señal de entrada por una onda cuadrada de amplitud 1 y -1. Esto origina una serie de armónicos, en las siguientes frecuencias $\pm N\omega_L \pm \omega_i$



$$V_o = \frac{2A}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\cos[(2n+1)\omega_L - \omega_i] - \cos[(2n+1)\omega_L + \omega_i]}{2n+1}$$

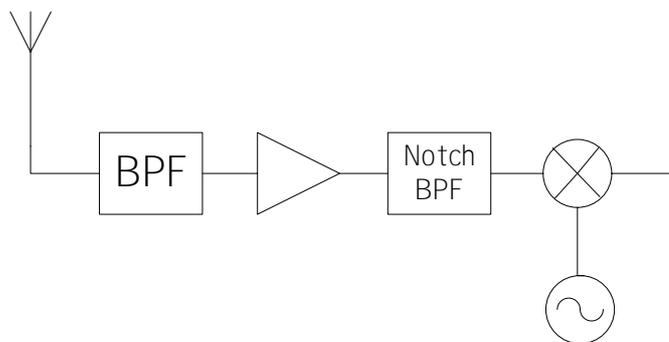
La atenuación para el armónico $n=0$ si $RS \ll RL$ y $V_i=A$ es

$$V_o = \frac{2A}{\pi}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{\pi} \approx -4dB$$

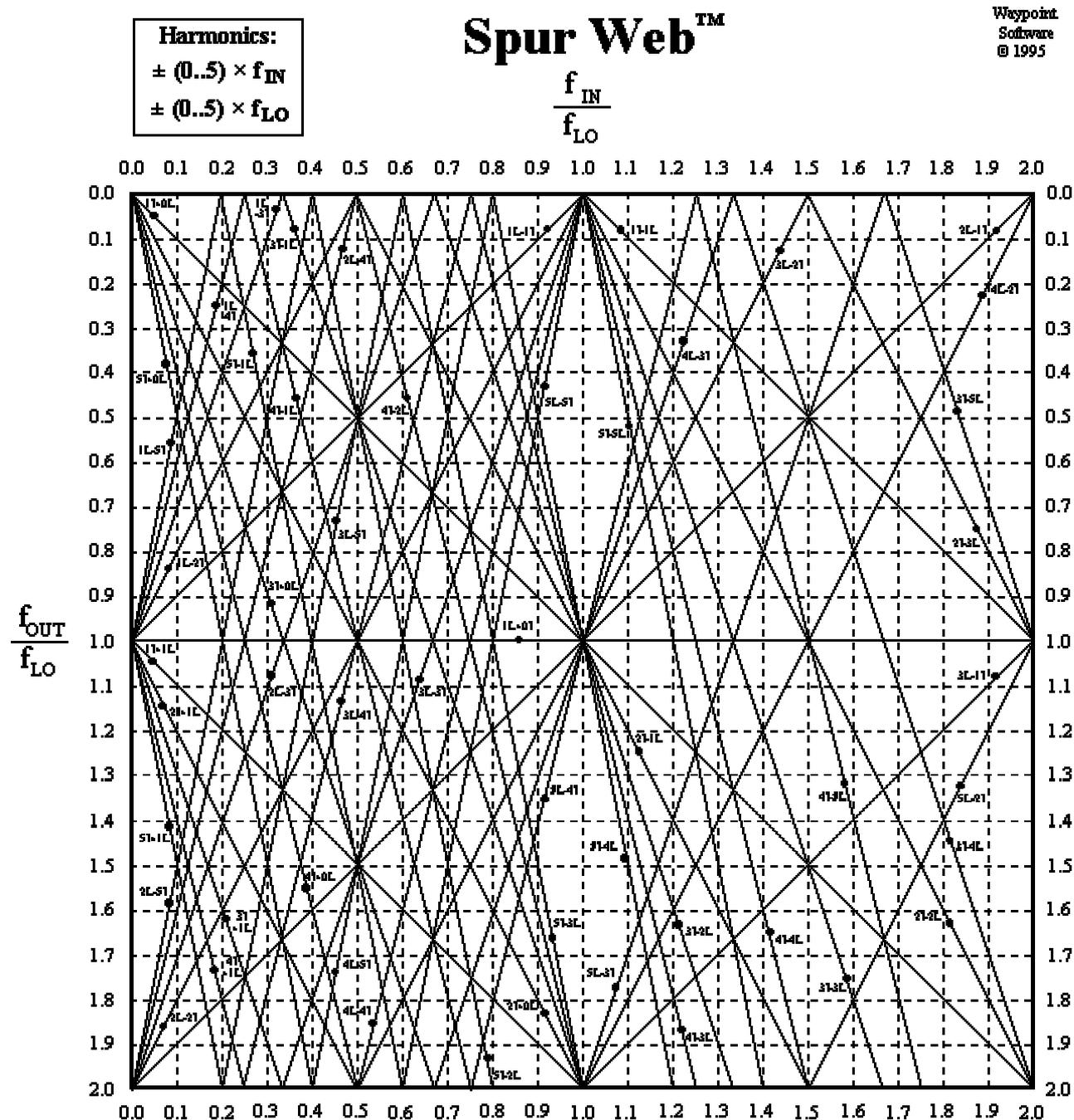
4.3.3 Localización de tonos espurios

Un modelo más completo, que considere las no linealidades del mezclador a interruptores debe contemplar la aparición de nuevos tonos en $\pm N\omega_L \pm M\omega_i$. $N, M = 1, 2, 3, \dots$. Esta relación debe poner los pelos de punta al diseñador. Puede haber varias combinaciones de N, M , fin que produzcan mezclas dentro de banda base. El diseñador tiene relativo poco control sobre M , pero si sobre las señales fin presentes en la entrada del mezclador. Si se prevé la presencia de alguna señal interferente en una frecuencia sensible, ha de añadirse un filtro *notch* para cancelarla, o reforzar el filtro preselector con una segunda etapa pasobanda.



Este es el motivo por el cual aparecen señales sin identificar, a menudo estaciones de radiodifusión, en la cadena de audio del receptor.

La siguiente regla de cálculo nos permite predecir la presencia de los tonos espurios hasta orden 5 en función de los ratios f_{IN}/f_{LO} (eje horizontal) y f_{OUT}/f_{LO} (eje vertical).



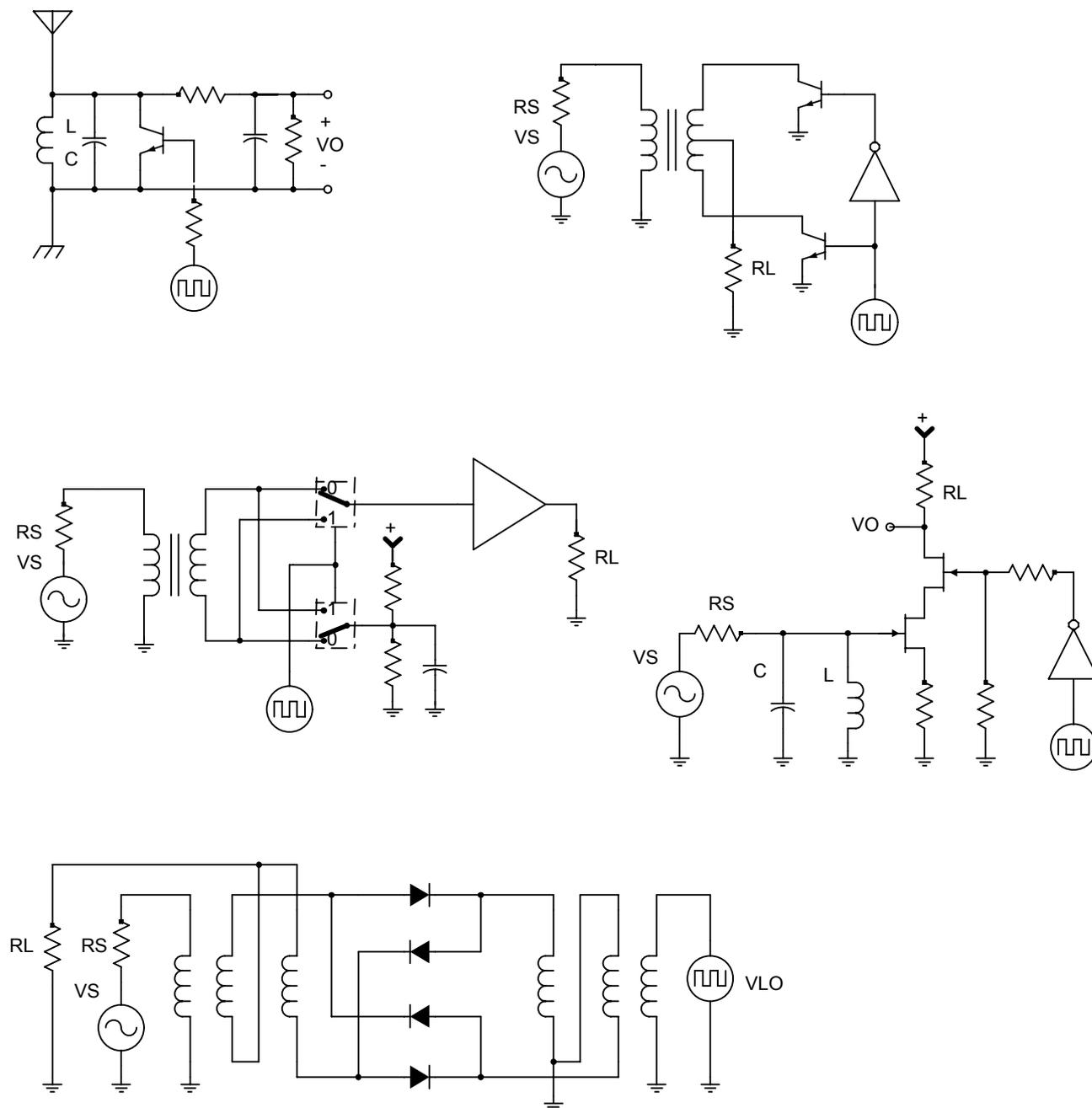
La regla de cálculo indica las frecuencias de entrada que producen un tono espurio en 0 Hz (batido cero). Las frecuencias que estén a $\pm 1\text{kHz}$ producirán un tono claramente audible. En la siguiente tabla se indican las frecuencias sensibles que previsiblemente produzcan interferencia en la salida del mezclador.

FLO	FIN/FLO	FIN
138531	0,2	27706
138531	0,25	34633
138531	0,35	48486
138531	0,4	55413
138531	0,5	69266
138531	0,6	83119
138531	0,675	93509
138531	0,75	103898
138531	0,8	110825
138531	1	138531
138531	1,25	173164
138531	1,325	183554
138531	1,5	207797
138531	1,675	232040
138531	2	277063

Si la no-linealidad del mezclador no se puede corregir, un filtro pasobanda/notch antes del mezclador ayudará a atenuar estas señales no deseadas. Otra forma de evitar las señales espúreas es utilizar un oscilador local de una frecuencia superior a cinco veces a la de interés ($k_6, k_7, \dots = 0$). De esta forma ningún espúreo se generará en la salida del mezclador. *Este criterio puede ser interesante para la realización de analizadores de espectro y justifica la utilización de una arquitectura de superheterodino (doble conversión), donde la primera FLO sea muy superior a la banda de interés (137kHz), por ejemplo, 6MHz.*

4.3.4 Otros mezcladores evaluados

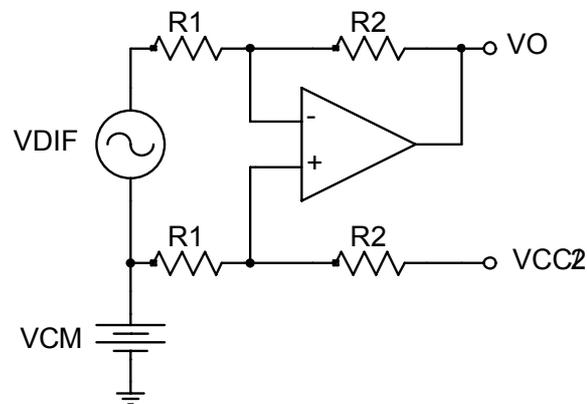
Se evaluaron otros tipos de convertidores, pero que al tener impedancia de entrada/salida muy diferente a la prevista, o tener mayores pérdidas, fueron descartados.



4.4 Amplificador de banda base

Por la estructura de receptor elegida, la frecuencia intermedia de un receptor de conversión directa es 0 Hz. Este amplificador podría denominarse de frecuencia intermedia.

La salida del mezclador es diferencial, un amplificador restador realizará esta función. Se ha observado experimentalmente que el nivel de las señales de la banda son elevadas (las de interés y el ruido de fondo), no es necesaria por tanto, mucha ganancia. Pero tampoco se desea trabajar en la parte baja del rango de entrada del ADC, zona con abundantes ruidos generados por el propio delta-sigma e inducidos por la electrónica digital contigua, CPU, discos duros, etc.



La ganancia es

$$A_v = \frac{R2}{R1}$$

El amplificador operacional seleccionado para esta etapa ha sido el NE5532 por

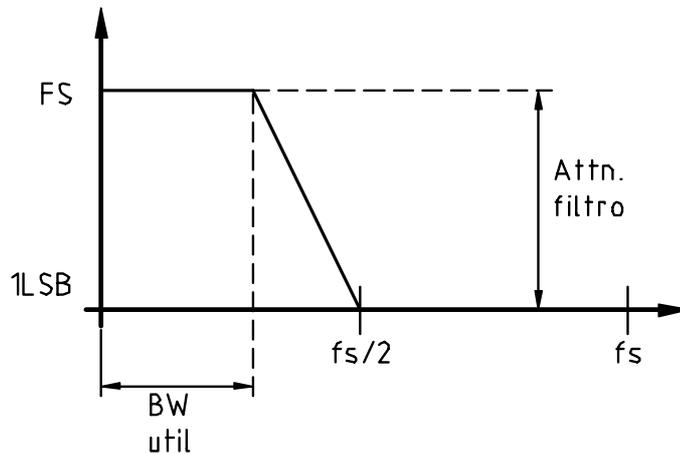
- Bajo nivel de ruido: $5nV / \sqrt{Hz}$.
- GBW=10MHz
- AVol=100dB
- Capacidad de manejar impedancias de salida tan bajas como 600 ohm. Se ha previsto la posibilidad de conectar un transformador separador de audio para transmitir a larga distancia la señal de audio. Esto permite alejar físicamente de la antena el ordenador utilizado para el análisis y presentación gráfica, fuente generadora de gran cantidad de interferencias.

Los valores de THD/IP3/CP1 no están reflejados en el datasheet.

4.5 Filtro antialiasing

4.5.1 Criterio de diseño

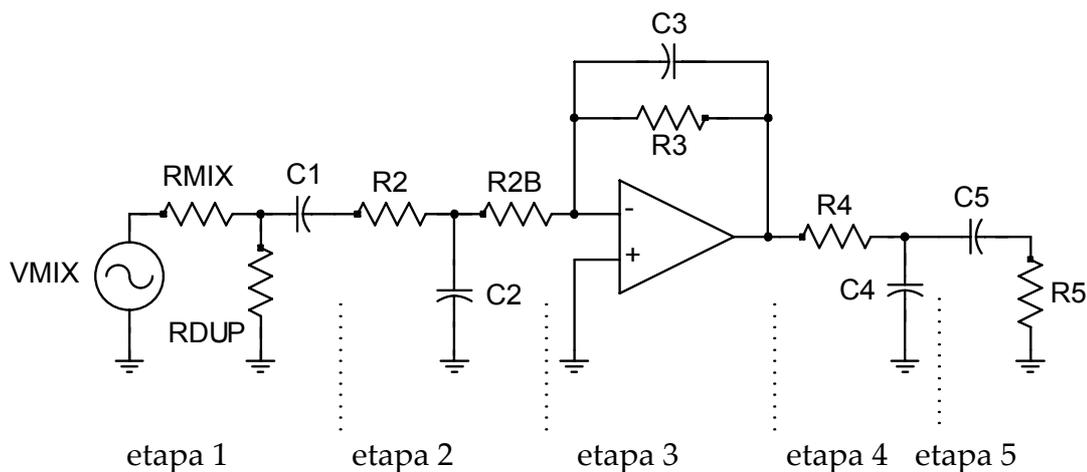
Ninguna señal en la entrada del conversor analógico-digital, de frecuencia igual o superior a la mitad de la frecuencia de muestreo, ha de tener una amplitud mayor a 1 LSB.



Estimando el nivel de las señales fuera de la banda de interés y la resolución exigida al conversor ADC se puede calcular el orden del filtro antialiasing.

4.5.2 Circuito propuesto

Para mantener un diseño de receptor sencillo, con el menor número de piezas, el amplificador de banda base actúa también con filtro pasabajos. De esta forma se ha evitado un filtro con estructura Salen-Key adicional. La idea aquí ha sido combinar distintos filtros RC de primer orden en cascada, tal y como se muestra en la figura:



Aprovechando los componentes existentes en el receptor, es posible construir un filtro pasabajos de orden 3, -30dB/década. Además, el acoplamiento se hace en alterna para

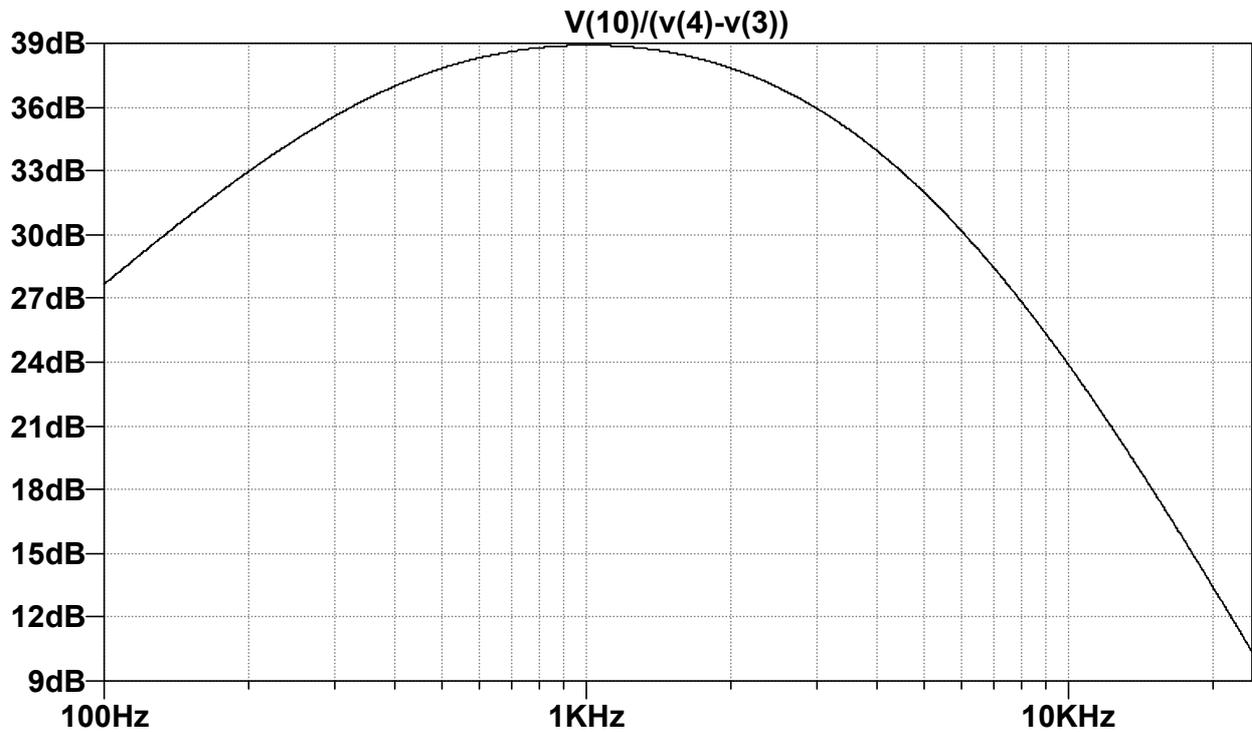
evitar la amplificación de la posible señal de red eléctrica de 50Hz presente a la salida del mezclador. La salida del amplificador también se acopla en alterna para evitar inyectar tensión continua hacia el conversor ADC. Estas dos etapas nos permiten añadir una atenuación pasoaltos de -20dB/dec.

Para el cálculo de la posición de los polos del filtro pasobanda resultante, se toma como extremos de la banda 750Hz y 2700 Hz.

Etapa	f	R	$C = \frac{1}{2\pi f R}$		
4	2700	1000	5.8948e-008	47	nF
3	2700	220000	2.6795e-010	270	pF
2	2700	1000		47	nF
5	750	10000	2.1204e-008	1000	nF
1	750	1000 (?)	2.1204e-007	180	nF

La siguiente muestra la ejecución del filtro, mostrando el valor escogido de cada componente. La impedancia de salida del mezclador se supone próxima a los 500 ohm, debido básicamente a la resistencia de los interruptores.

```
vcm 1 0 2.5
vd 2 1 0 ac 1
Rmixa 2 4 500
Rmixb 1 3 500
r7 3 4 22k
c3 4 6 180n
r2 6 8a 1000
c9 8a 0 47n
r3 8a 8 1000
c18 3 5 180n
r10 5 7a 1000
c15 7a 0 47n
r11 7a 7 1000
r4 8 10 220k
c8 8 10 270p
c19 7 0 270p
r12 7 0 220k
r5 10 11 1k
c7 11 0 47n
c4 11 12 1u
Radc 12 0 10k
E_NE5532 10 0 7 8 1E12
.ac dec 1000 100 24000
```



La anterior gráfica muestra la respuesta del filtro antialiasing solo, del cual se extraen las siguientes características:

CARACTERÍSTICA		VALOR	
Av	Ganancia	38.9	dB
		88.1	V/V
fmin	Frecuencia corte a -3db	325	Hz
fmax	Frecuencia corte a -3db	2950	Hz
BW	Ancho de banda	2625	HZ
f0	Frecuencia central	1016	Hz
Q	Calidad	0.38	-
	Pérdida de inserción a 750 Hz	0.2	dB
	Pérdida de inserción a 2700 Hz	2.4	dB
	Rizado dentro de banda	2.2	dB
	Pérdida de inserción a 11025 Hz	7.9	dB
	Pérdida de inserción a 24000 Hz	28.9	dB
	Pérdida de inserción a 50 Hz	17.1	dB

Observamos que a la mitad de la frecuencia de muestreo, $f_s/2=24\text{KHz}$ la pérdida de inserción es de -30dB.

A esta atenuación hay que añadir el filtro antialiasing de la propia placa ADC. No se dispone de la atenuación introducida, pero se ha observado insuficiente, pues en ensayos realizados sobre ésta ha aparecido un plegamiento del espectro centrado en $f_s/2$.

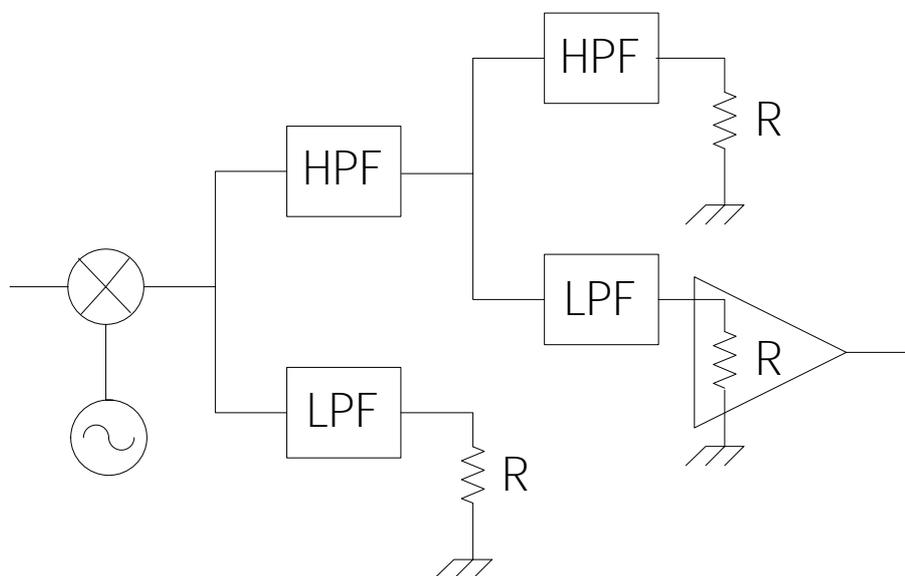
Adicionalmente, el alto Q del preselector añade una gran atenuación para las señales lejos del centro de banda. Una señal alejada 24kHz del centro de banda queda atenuada más de 40dB. La combinación de estas tres atenuaciones suma más de 70dB...

4.6 Filtro duplexor

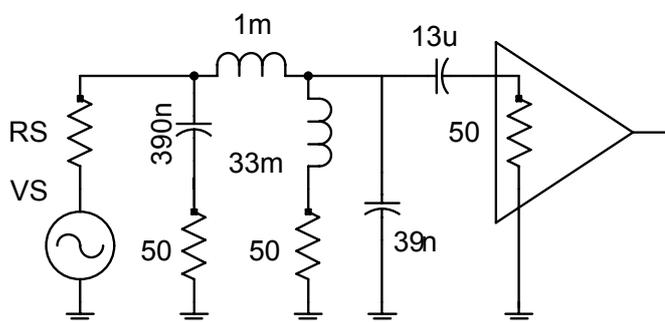
4.6.1 Circuito propuesto

Es una buena práctica el terminar con una resistencia constante la salida del mezclador. Esto facilita la conmutación de los elementos internos y evita la aparición de señales parásitas, es decir el empeoramiento de los factores de mérito CP1 IP3 (k_1 , k_3).

Típicamente el filtro duplexor se construye con una cadena de filtro pasoaltos/pasobajos

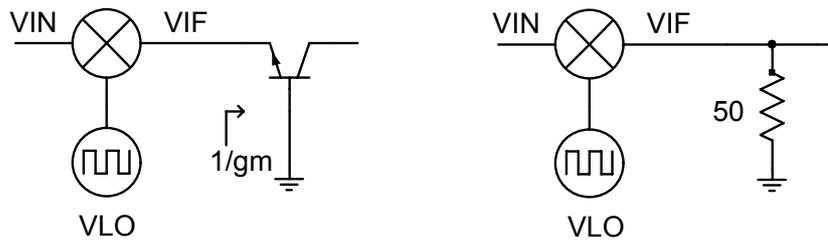


Cuya implementación con componentes pasivos podría quedar así:



Existen soluciones más económicas, como acabar el mezclador con una etapa amplificadora en base común. La corriente de colector fijaría la impedancia de entrada, $Z_{in}=1/r_e$. Otra solución, donde las pérdidas no son importantes es terminar la salida del

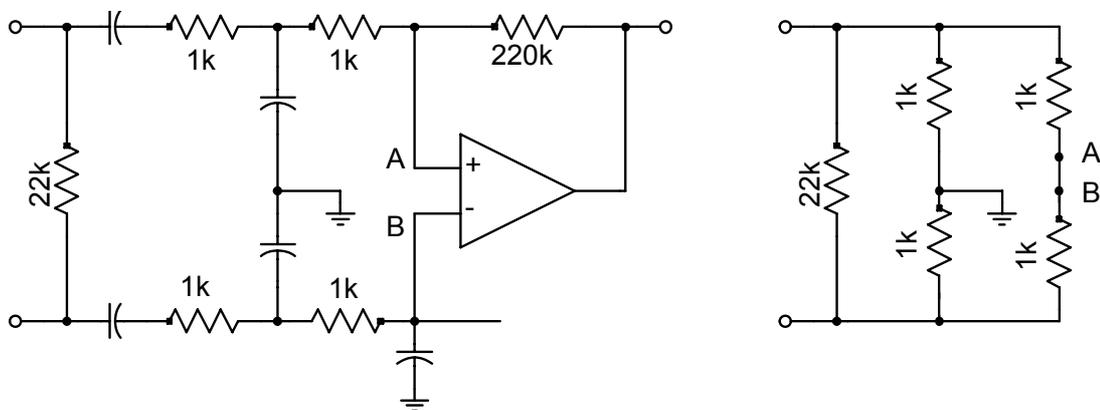
mezclador con una simple resistencia, lo que garantiza estar correctamente terminado en un espectro de frecuencias muy grande.

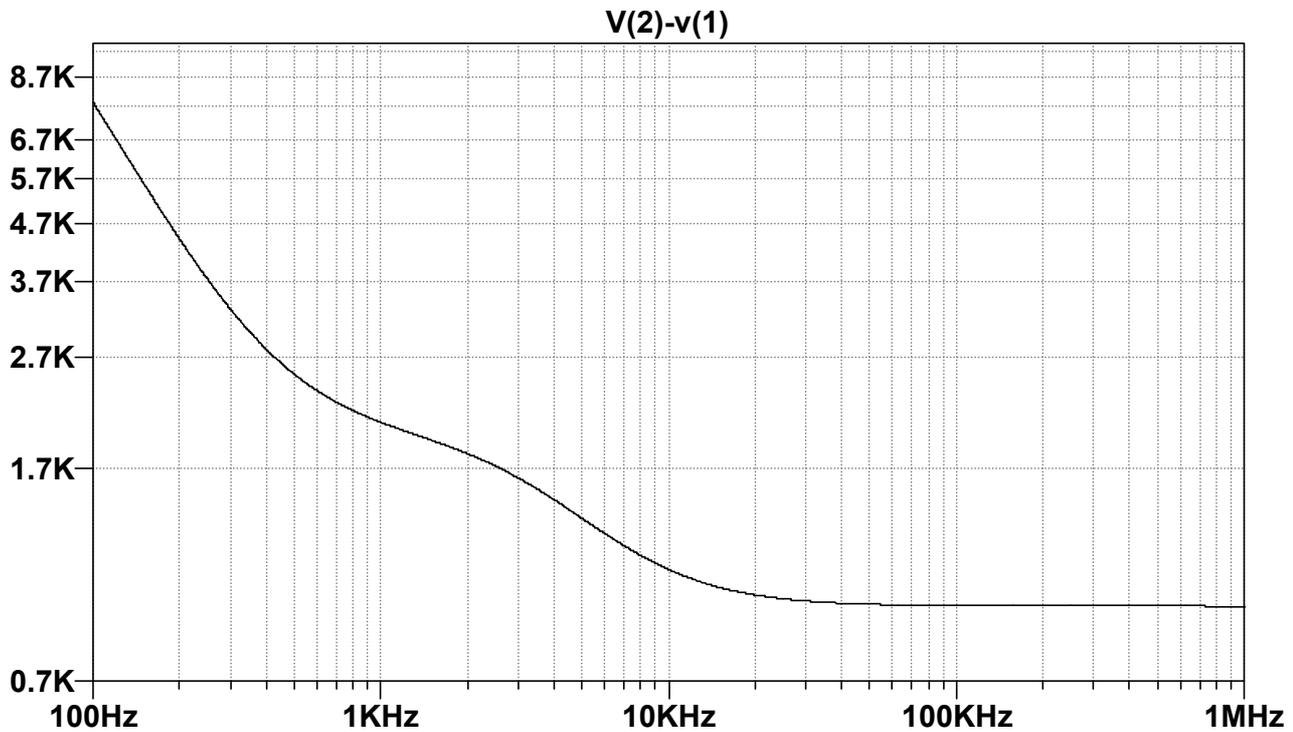


4.6.2 Circuito propuesto

El circuito que se propone es una resistencia terminadora de 22kohm que permite dejar correctamente polarizada los transistores MOS que hacen de conmutador. En alterna, para todo el rango de rango de frecuencias donde se producen mezclas, la impedancia es constante, aproximadamente 1000 ohm.

Este valor surge al quedar las redes R2 y R10 en serie, la red R3 y R11 en serie, y ambas redes, en paralelo. $R_{eq} = (R2+R10) // (R3+R11)$. Es interesante el detalle de como amplificador operacional una *virtualmente* las resistencias R3 y R11. Esto dejará de ser cierto en frecuencias que excedan el BW del operacional.

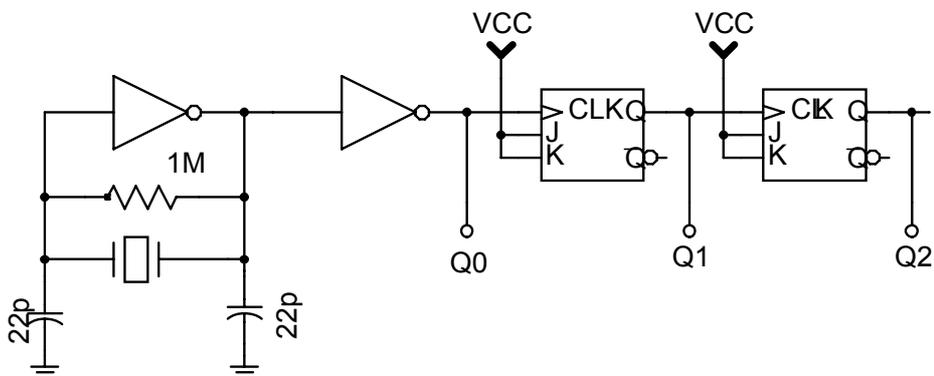




4.7 Oscilador

4.7.1 Circuito propuesto

El oscilador está basado en un cristal de cuarzo y un inversor linealizado con una resistencia de alto valor. La salida del oscilador se hace cuadrada con un segundo inversor. Esta señal se introduce en un contador. En la salida de cada etapa del contador aparece la señal del oscilador dividida por dos, por cuatro,... La señal de onda cuadrada bascula los dos interruptores MOS del 4053 que forma el mezclador.



Para mantener la sencillez del circuito se ha utilizado un 4060 que integra todas las funciones descritas en un solo chip. La elección de un cristal de 4433619 Hz es debido a

que dicha frecuencia dividida por 32 resulta una frecuencia próxima a la banda. Esta frecuencia es estándar y muy utilizada en los circuitos de color en receptores de televisión.

4.7.2 Calibrado

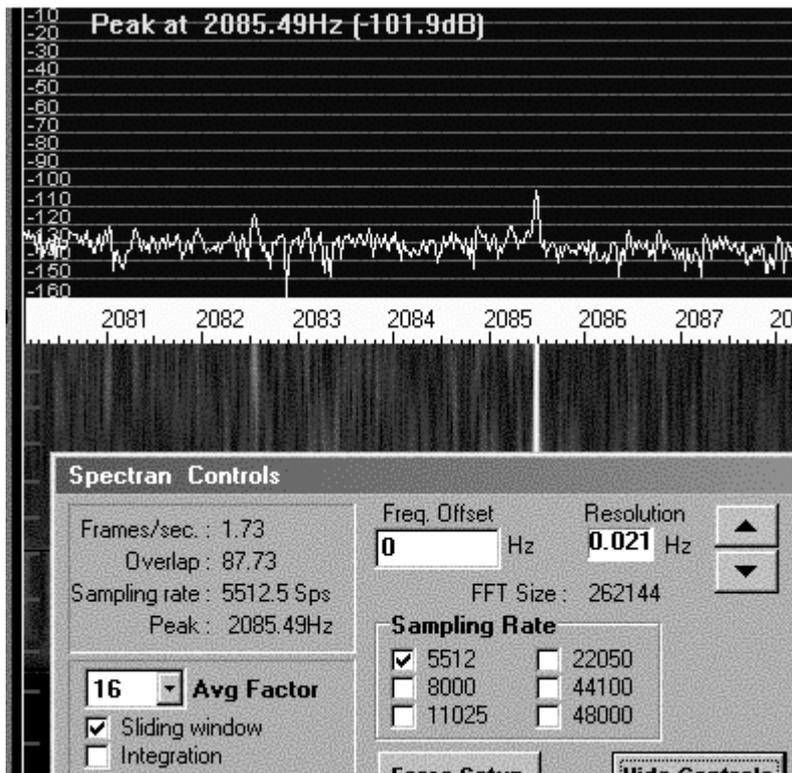
Un aspecto crítico del oscilador es su calibración y las derivas en frecuencia debidas al cambio de la temperatura ambiente. Típicamente un cristal comercial tiene una precisión en la frecuencia de corte de ± 100 PPM (partes por millón). Como la señal pasa por un divisor por 32, la precisión aumenta:

Característica		Valor	
fxtal	frecuencia cristal	4433619	Hz
	tolerancia	100	PPM
	error	± 443	Hz
	divisor	32	
flo	frecuencia oscilador local	138550.59	Hz
fmin	frecuencia mínima	138536.73	Hz
fmax	frecuencia máxima	138564.44	Hz
	max-min	27	Hz

En el caso de las comunicaciones a velocidad mas lenta, se usan transformadas de $2^{17}=131072$ puntos, si la frecuencia de muestreo es de 11025Hz, nos da una anchura por bin de 84 mHz (milihertz). Una pantalla con resolución horizontal de 640 píxel, a 1 bin por píxel, permite presentar simultáneamente 53.8 Hz.

Ante la presencia de varias señales simultáneamente en la pantalla, no es posible indicar cuales son interferencia, y cual es la señal de interés. Es necesario buscar una frecuencia de referencia para determinar la frecuencia exacta del oscilador local. No es posible utilizar un frecuencímetro, pues la precisión de su oscilador de referencia es desconocida.

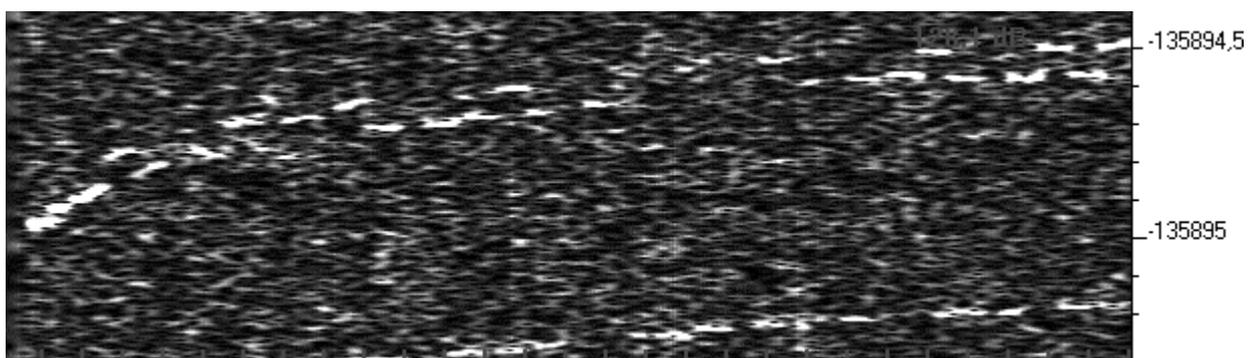
Un oscilador calibrado es la frecuencia de retorno de líneas de la señal de televisión, 15625 Hz. Casualmente su noveno armónico, 140625 Hz, cae en margen de sintonía del receptor. Colocando el receptor a calibrar en las cercanías de un receptor de TV será posible encontrar una raya espectral en una frecuencia X. La diferencia entre X y $(140625-138550.59)= 2074,41$ es el error de la frecuencia del oscilador local.



4.7.3 Derivas en temperatura

Típicamente un cristal comercial de bajo coste tiene un coeficiente de temperatura de hasta $TC \leq \pm 200$ PPM/oC. Si el receptor está montado en la intemperie, una variación de 10oC originado por el paso del día a la noche, nos puede originar en el peor caso un desplazamiento de la frecuencia del oscilador local de hasta ± 27 Hz. Si la pantalla solo es capaz de visualizar 56 Hz, con facilidad la señal de interés puede deslizarse y salir de la pantalla.

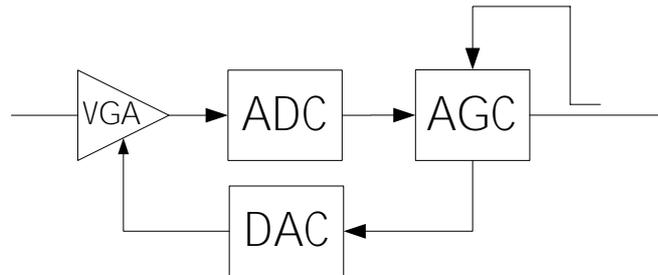
Es necesaria cierta precaución al escoger el cristal de bajo coste. Puede ser necesario probar distintas unidades. Un envejecimiento acelerado (aplicación de ciclos de frío-calor) puede hacer disminuir el coeficiente de temperatura.



En la figura se observa un deslizamiento de -0.5 Hz.

4.8 Control automático de ganancia

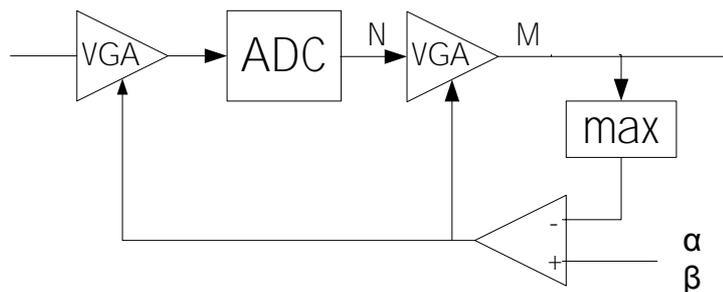
Las señales recibidas a menudo están sujetas a variaciones lentas de la amplitud de la portadora, o *fading*. Además, el convertor ADC tiene un rango de entrada IR limitado. El circuito AGC trata de ajustar dinámicamente la ganancia del receptor, para absorber estas variaciones y evitar la saturación del convertor ADC. En presencia de señales grandes, la ganancia se reduce, y en caso contrario, la ganancia se incrementa lentamente.



Si la ganancia se controla en la entrada del receptor, se mejoran los niveles de CP1 e IP3 del sistema. Este efecto no se consigue si se atenúa la señal en banda base.

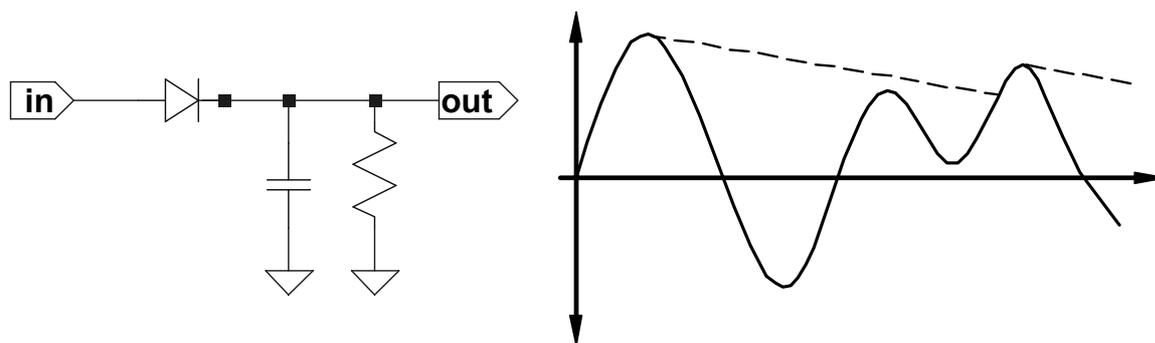
Mediciones de campo han permitido observar variaciones de unos 40 dB de la señal más potente de la banda sintonizada por el receptor (DCF39). Se propone un amplificador de entrada, con ganancia conmutable entre +18dB +0dB -18dB. Estos valores permiten extender en 6 bits la resolución del sistema digitalizador, alcanzado con facilidad los 16 bits. Tamaño de palabra fácil de manipular y que permite un rango dinámico de 96 dB.

El diagrama de bloques del circuito AGC propuesto es el siguiente,



La señal procedente de un amplificador de ganancia programable se digitaliza. La señal en la salida pasa a un estimador de amplitud cuya salida se entrega a un comparador que sobrepasados unos niveles umbral, incrementa o decrementa la ganancia. Además, la señal digital se multiplica por la inversa de ganancia seleccionada. De esta forma se obtienen bits adicionales a los entregados por el convertor ADC.

Para estimar la amplitud de la señal se utiliza un circuito como el de la figura, pero en su versión numérica.



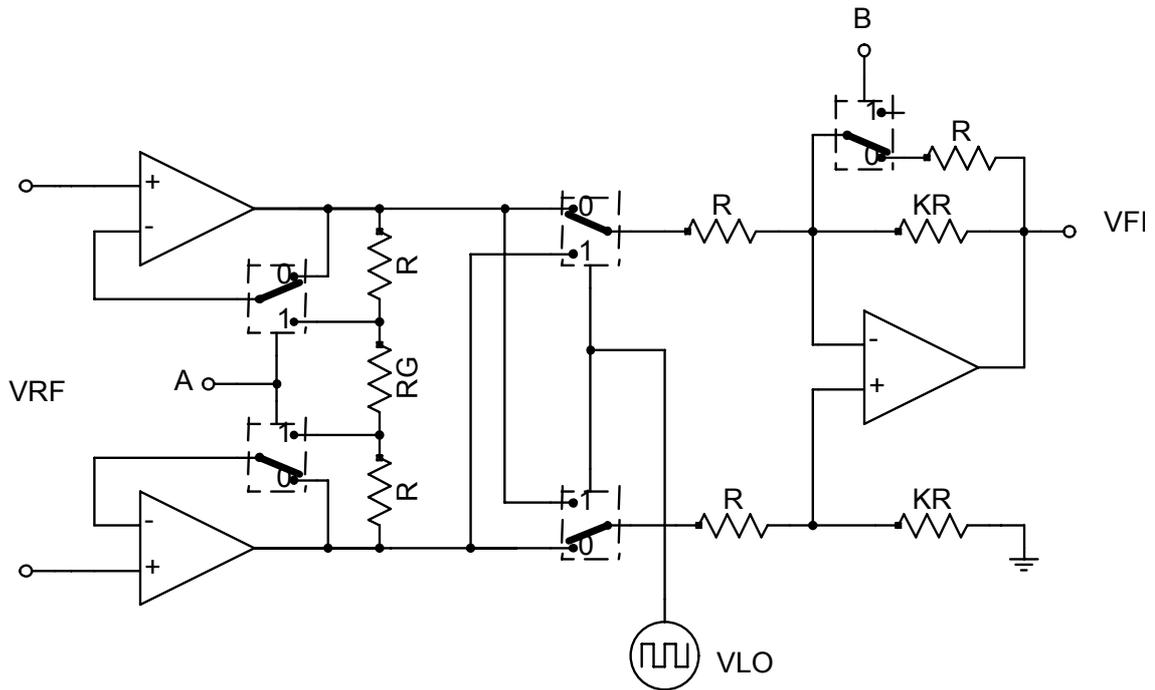
El conjunto diodo-condensador forma un detector de picos. El condensador se descarga lentamente a través de la resistencia. El valor máximo registrado es comparado con dos valores umbrales. Si la señal desciende del umbral mínimo, la ganancia se incrementa. Si la señal supera un umbral máximo, se reduce la ganancia. El siguiente algoritmo implementa los procedimientos descritos:

```
#define ALFA 7372 // umbral incremento ganancia
#define BETA 921 // umbral decremento ganancia
short g;
void agc(short x)
{
short out;
static short a=0,i=0xffff;
unsigned short d;
a=max(a,x);
i=min(i,x);
d=a-i;
a--;
i++;
if (d<BETA) { g=1; outb(PORT,BIT0);} // x8
else if(d>ALFA) { g=64; outb(PORT,BIT1);} // x1/8
else { g=8; outb(PORT,0); } // x1
}

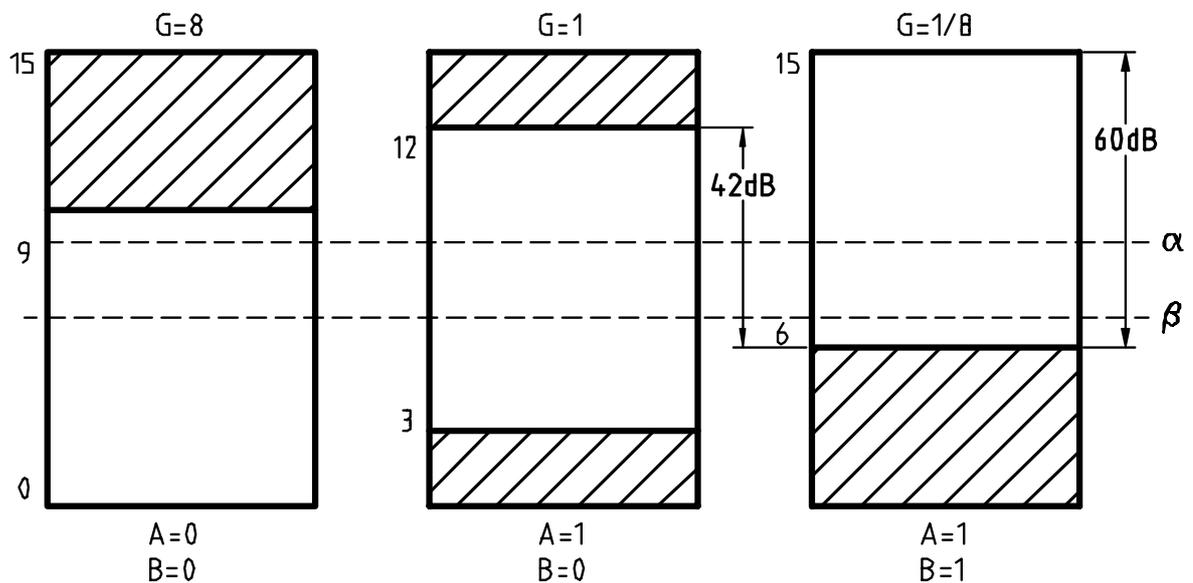
// bucle principal
main()
{
while(1)
{
w=LeeADC();
w&=0x03ff; //10 bits rango dinamico
w*=g;
agc(w);
fft(w);
visualiza(w);
}
}
```

El circuito AGC propuesto dispone de 3 valores de ganancia. Los conmutadores analógicos están controlados por dos comparadores. El valor de las ganancias se ha elegido cuidadosamente para simplificar el procesamiento digital de la señal. Cada 6dB, la ganancia se dobla, y la señal digital se desplaza un bit. Esta operación se implementa eficientemente con una CPU, sin necesidad de usar costosos multiplicadores hardware.

Obsérvese también como la resistencia serie del conmutador de la etapa de entrada, de valor impreciso, esta colocada en serie con la entrada de alta impedancia del amplificador operacional y no juega ningún papel al definir la ganancia del circuito.



La siguiente gráfica muestra como están situados los puntos de umbral y cuales son los bits significativos para cada rango de ganancias.



La solución propuesta es deficiente en un punto. Cuando el umbral de señal es sobrepasado ligeramente, se decrementa la ganancia, quedando en ese instante reducido el rango dinámico en la misma magnitud.

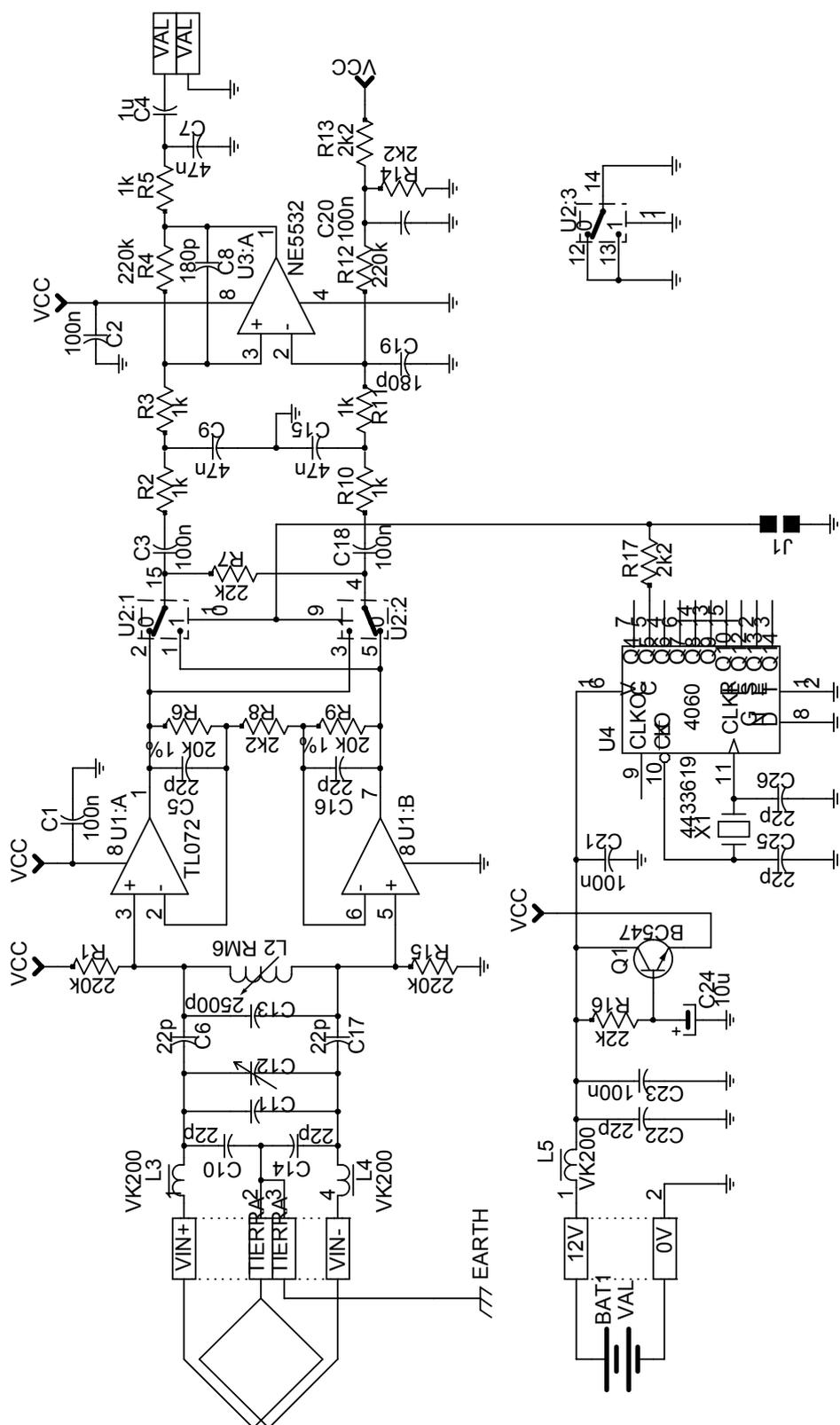
En el caso de usarse un ADC de 10 bits, el rango dinámico quedaría reducido de 60 a 42dB. Es recomendable, dada la naturaleza de las señales a manipular, utilizar un conversor de al menos 12 bits.

5 DETALLES CONSTRUCTIVOS

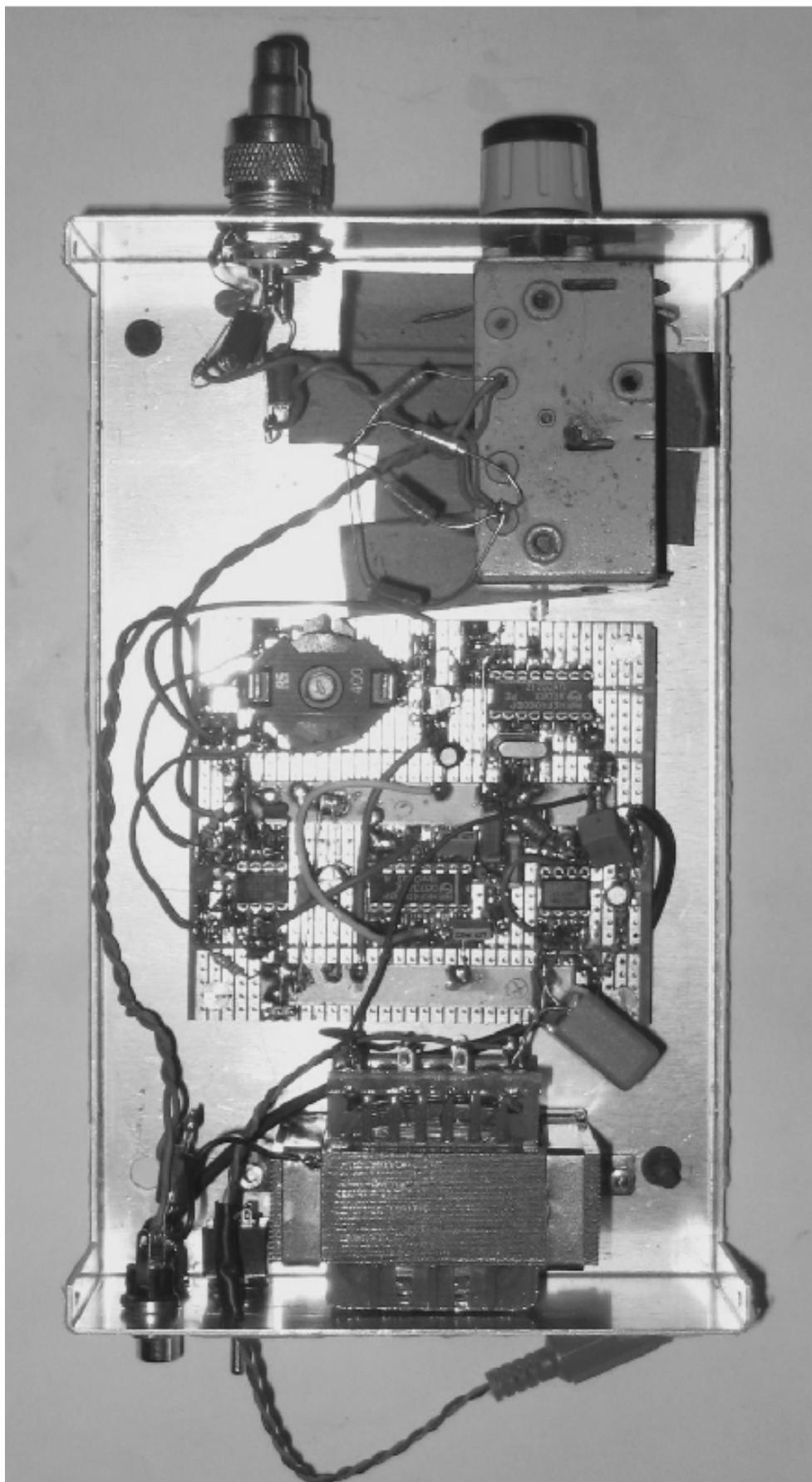
5.1 Lista de material

Num	Designador	Descripción
		<i>COMPONENTES PASIVOS</i>
7	C23 C1 C21 C2 C3 C18 C20	Condensador cerámico 100nF
9	C26 C25 C22 C14 C10 C17 C6 C16 C5	Condensador cerámico 22pF
3	C15 C9 C7	Condensador cerámico 47nF
2	C19 C8	Condensador cerámico 180pF
1	C24	Condensador electrolítico 10uF/16V
1	C13	Condensador 2500pF bajas pérdidas (MTK, MKP,..)
1	C11	Condensador 470pF bajas pérdidas (MTK, MKP,..)
1	C12	Condensador variable 470 pF
1	C4	Condensador cerámico 1uF
4	R1 R15 R12 R4	Resistencia 220k
4	R13 R14 R8 R17	Resistencia 2k2
2	R16 R7	Resistencia 22k
2	R6 R9	Resistencia 20k 1%
5	R2 R3 R10 R11 R5	Resistencia 1k
1	R18	Resistencia1M
1	L2	Núcleo de ferrita RM6
3	L3 L4 L5	Choque radiofrecuencia VK200
1	X1	Cristal de cuarzo 4433619Hz
		<i>COMPONENTES ACTIVOS</i>
1	U1	Amplificador operacional TL072
1	U3	Amplificador operacional NE5532
1	U2	Interruptores analógicos CMOS 4053
1	U4	Oscilador/Divisor CMOS 4060
1	Q1	Transistor BC547
		<i>COMPONENTES ELECTROMECAÑICOS</i>
2	J1	Tira de pins
1	J2	Conector audio RCA
2	J3 J4	Conector base antena PL
1	J5	Conector alimentación
1	-	Caja metálica

5.2 Esquema



5.3 Prototipo receptor



5.4 Planos mecánicos antena

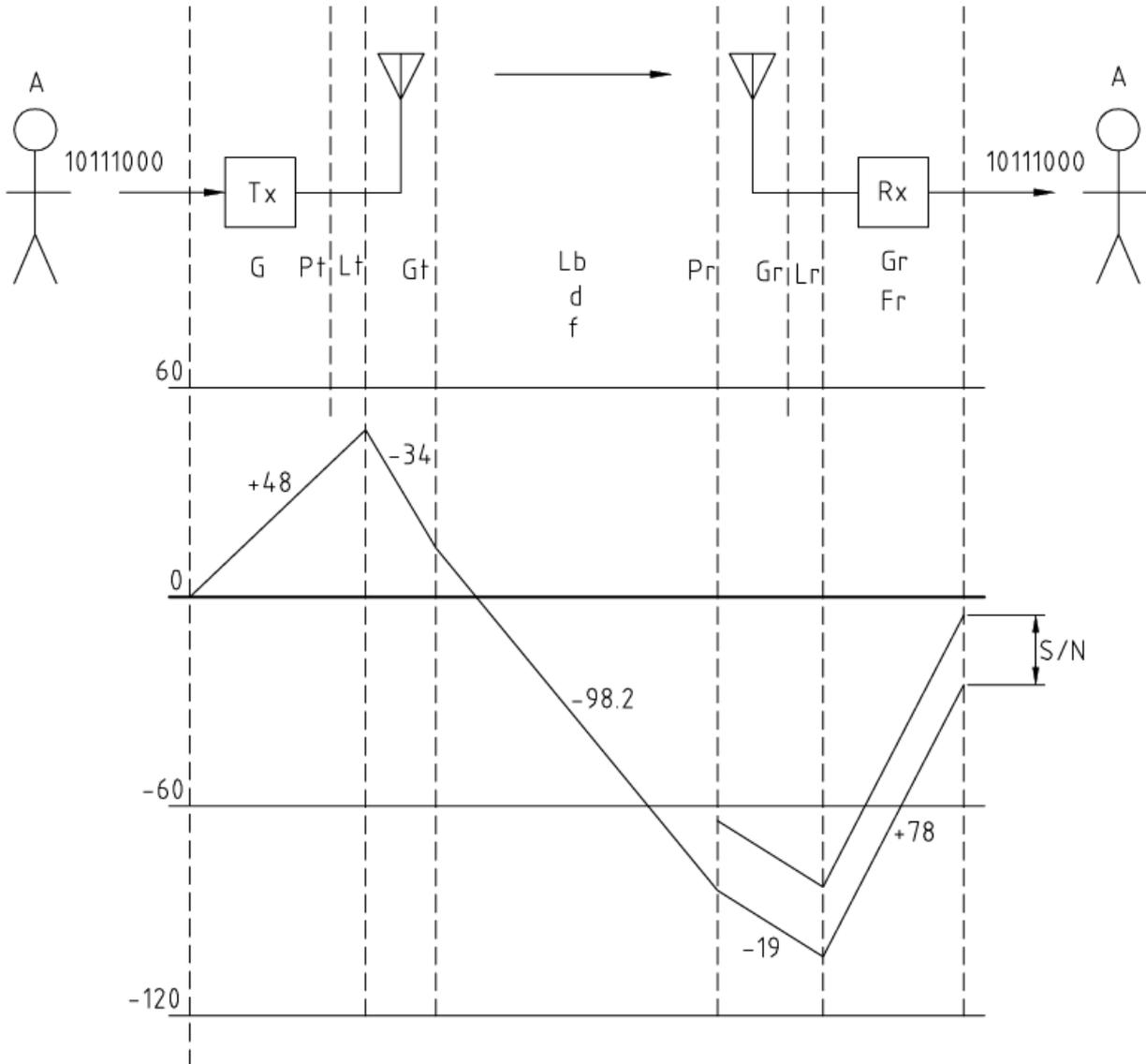
5.5 Prototipo antena



6 SISTEMA DE COMUNICACIÓN

6.1 Modelo general

El siguiente diagrama muestra los elementos que participan en un radioenlace y sus factores de mérito:



Definiciones:

EMISOR		CANAL		RECEPTOR	
Pt	Potencia transmitida	f	Frecuencia	Pr	Potencia recibida
Lt	Perdidas en líneas de transmisión y circuito de antena	d	Distancia	Pn	Potencia del ruido
Gt	Ganancia de la antena	Lb	Perdidas por propagación	Gr	Ganancia de la antena
PIRE	Potencia radiada			Lr	Perdidas en líneas de transmisión y circuito de antena
		Grx	Ganancia del receptor		
		NFRx	Factor de ruido del receptor		

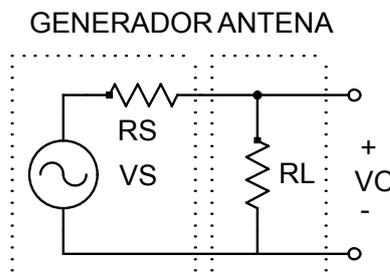
A partir de estos datos, y utilizando las expresiones que se presentan a continuación, podemos calcular las energías presentes en cada punto del sistema. Entre corchetes se indica la unidad de medida utilizada.

Para facilitar las operaciones, es práctica común en ingeniería de radiocomunicaciones expresar las ganancias en decibelios, pasando los productos a ser sumas. De igual forma, las pérdidas dividen la señal o restan si se expresa en decibelios.

6.2 Emisor

6.2.1 Potencia del emisor

El circuito transmisor transfiere energía al circuito eléctrico "antena", representado como una carga resistiva R_L , produciéndose una diferencia de potencial de A voltios de pico.



La potencia instantánea y cuadrático media de una onda sinusoidal no interrumpida (sin modular) puede calcularse como

$$p = \frac{A^2}{R}$$

$$p_{RMS} = \frac{p^2}{2} = \frac{A^4}{2R^2}$$

6.2.2 Potencia radiada

La potencia radiada, PIRE es la potencia del emisor multiplicado por la ganancia de la antena g_t , y dividido por las pérdidas en la línea de transmisión l_t y otros circuitos eléctricos. Recuérdese que la ganancia de la antena no tiene que ser igual hacia todas las direcciones. Para el resto de cálculos, se supone una antena con un patrón de radiación omnidireccional.

$$pire = p_t \frac{g_t}{l_t}$$

$$PIRE = P_t + G_t - L_t$$

6.3 Perdidas por propagación de la señal

6.3.1 En el espacio libre

El campo eléctrico generado por un transmisor con una potencia $pire$ a una distancia d , en condiciones de espacio libre viene dado por la relación

$$e \left[\frac{v}{m} \right] = \sqrt{30} \frac{\sqrt{pire[w]}}{d[m]}$$

o en decibelios.

$$\vec{E} [dBuV / m] = 44.7 + PIRE [dBmW] - 20 \log d [km]$$

O de forma similar

$$Pr = Pt - Lb$$

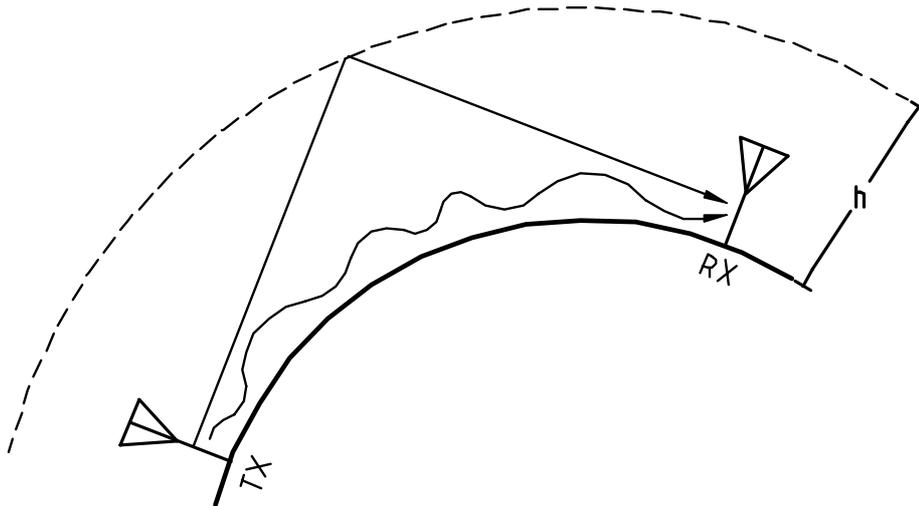
$$Lb = 34.45 - 20 \log f [MHz] + 20 \log d [km] - 4.48$$

Obsérvese las abreviaturas, dBuV/m y dBm para expresar en escala de decibelios microvoltios/metro y miliwatios respectivamente. Para convertir potencia en campo eléctrico, puede utilizarse la expresión

$$Pr[dBm] = E \left[dB \frac{uV}{m} \right] - 20 \log f [MHz] - 107.2$$

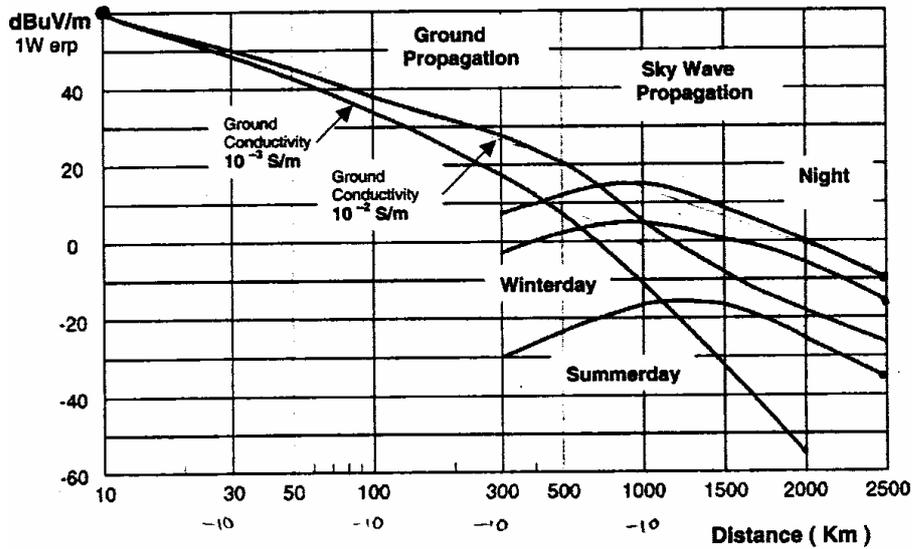
6.3.2 Modelado del canal en onda larga

La expresión anterior se deduce a partir de la aplicación directa de las ecuaciones de Maxwell sobre el espacio libre. Para una situación mas compleja como es la propagación con varias reflexiones en la ionosfera-suelo, su utilización es muy dificultosa, y es común recurrir a modelos simplificados o a curvas de propagación normalizadas a partir de mediciones.



Dos formas de propagación se producen en la banda de onda larga. Por el día la señal se propaga principalmente por “onda de superficie”. La conductividad del terreno afecta a la atenuación de la señal. Un terreno húmedo (nieve, lluvias, mar,..) facilita la comunicación. El rango de comunicación fiable y valido para una explotación comercial es de 300 a 500 km (rango regional). Por la noche, se produce simultáneamente propagación por “reflexión ionosférica” y por onda de superficie, disminuyendo la atenuación y posibilitando contactos de larga distancia. La atenuación se aproxima a la predicha por la ecuación de espacio libre. Este modo de comunicación no es de utilidad comercial pero esta siendo explotado por estaciones de aficionado para conseguir comunicaciones transoceánicas. La señal del emisor puede reflejarse simultáneamente a distintas alturas y producirse, al llegar al receptor, suma constructiva o destructiva (*fading*).

Las siguiente curva muestra de forma condensada los efectos descritos.



6.4 Ruido

Si eliminamos las fuentes de ruido artificial cercanas: motores, fuentes de alimentación conmutadas, etc.. el ruido que rodea la antena en la banda de onda larga es principalmente de procedencia natural. El planeta es golpeado por 100 rayos cada segundo. Un rayo es una breve corriente de milisegundos de duración y miles de amperios, con una gran densidad espectral de energía en longitudes de ondas largas (300Khz), medias (3Mhz) y cortas (30Mhz). Estas señales se propagan con facilidad a cientos y miles de kilómetros. El conjunto de descargas eléctricas puede verse como un proceso aleatorio y describirse estadísticamente a efectos de dimensionamiento del sistema de comunicación.

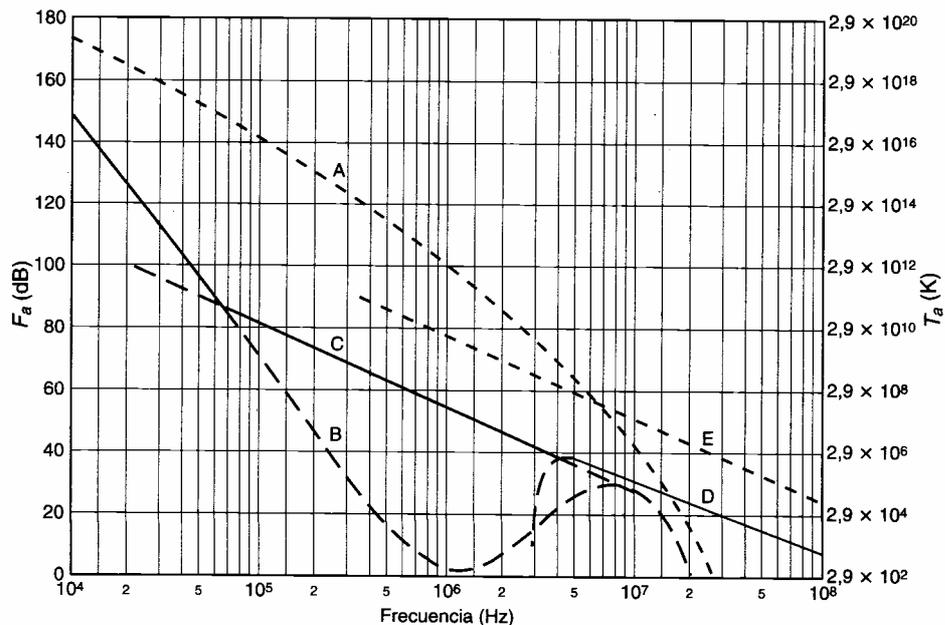


Fig: A) ruido atmosférico excedido el 0'5% del tiempo B) ruido atmosférico excedido el 99'5% C)Ruido artificial en un lugar tranquilo D)Ruido galáctico E)Ruido artificial en una zona comercial. F) Raya continua: nivel de ruido mínimo previsto.

Puede observarse en las cercanías de la banda de 100KHz que el factor de ruido es

- 80dB o mas el 99'5% del tiempo
- 100dB típicamente en una zona rural no industrial
- 140dB o mas el 0'5% del tiempo

El factor de ruido es un coeficiente multiplicativo adimensional en la ecuación de potencia de ruido

$$p_n = kT B f_a$$

o de forma logarítmica

$$P_n = -174\text{dBm} + 10\log(B) + F_a$$

Para un ancho de banda de un Hertz, y expresando la potencia del ruido en microvoltios/metro para facilitar las comparaciones se obtiene

	Fa [dB]	Pn [dBm]	Pn [dB uV/m]	Pn [uV/m]
max	80	-34 dBm	+56	≈1000
tip	100	-74 dBm	+15	≈10
min	140	-94 dBm	+4	≈1

6.5 Balance energético del enlace

Enlace Madrid - Lleida

Se evalúa aquí un enlace típico de aficionado utilizando

- modelo de propagación de espacio libre
- curvas normalizadas de ruido

Habitualmente la comunicación se programa para cuando las pérdidas por propagación sean menores (comunicaciones nocturnas y/o invernales), y el nivel ruido pequeño (fuera de la época de tormentas estivales).

Un emisor de baja potencia conectada a una antena de baja altura y ganancia menor a 1, radiando una potencia de 28mW (14dBm). Un receptor situado a 450km de distancia

recibirá la señal unos 98dB mas débil, a unos -83dBm. Paralelamente el ruido natural en la banda fija el umbral de recepción. Un valor típico es -74dBm, en un ancho de banda de 1Hz. La relación S/N resulta -10dB. La señal ha recibir es 10 veces menos potente que el ruido. Será necesario utilizar una velocidad de modulación de 0.1 bit/s para que la señal sea visible/decodificable.

Característica		Valor		
Pt	Potencia emisor	+48 dBm (72W)		
Lt	Perdidas línea+antena	+0 dB		
Gt	Ganancia antena <i>monopolo vertical 10m</i> <i>f=0.137MHz</i>	-34 dB		
PIRE	Potencia radiada	+14.5 dBm (28mW)		
Lb	Perdidas propagación espacio libre <i>distancia d=450Km</i> <i>frecuencia f=0.137MHz</i>	-98.2 dB		
Pr	Potencia recibida	-83.7 dBm	+6.2 dBuV/m	+2 uV/m
Pn	Potencia ruido típica Potencia ruido mínima <i>ancho banda 1Hz</i> <i>según gráficas CCIR</i>	-74 dBm -94 dBm	+16 dBuV/m -4 dBuV/m	+6.262 uV/m +0.626 uV/m
S/N	Relación señal/ruido típica máxima	-10 dB +10 dB		
Gr	Ganancia antena		-19 dB	
E	tensión inducida señal ruido típico			0.22 uV 0.68 uV
Grx	Ganancia receptor		+78dB	
	Nivel de salida señal ruido típico		-55dBV -45dBV	1.8mV 5.4mV

Enlace Magdenbug - Lleida

De forma similar, se puede calcular la energía presente en cada punto del enlace entre Lleida y un potente emisor situado en Magdenbug, la DCF39. Este emisor situado junto a la banda de aficionado permite evaluar el estado de la ionosfera para un momento dado.

Característica		Valor		
Pt	Potencia emisor	+76.9 dBm (50kW)		
Lt	Perdidas línea+antena	+0 dB		
Gt	Ganancia antena <i>monopolo vertical 324m</i> <i>f=0.137MHz</i>	-0.96 dB		
PIRE	Potencia radiada	+76 dBm (40kW)		
Lb	Perdidas propagación espacio libre <i>distancia d=1500Km</i> <i>frecuencia f=0.137MHz</i>	-108 dB		
Pr	Potencia recibida	-32 dBm	+57 dBuV/m	+724 uV/m
Pn	Potencia ruido típica Potencia ruido mínima <i>ancho banda 1Hz</i> <i>según gráficas CCIR</i>	-74 dBm -94 dBm	+16 dBuV/m -4 dBuV/m	+6.262 uV/m +0.626 uV/m
S/N	Relación señal/ruido típica máxima	+42 dB +62 dB		
Gr	Ganancia antena		-19 dB	
ε	tensión inducida señal ruido típico		+38dBuV -82dBV -3dBuV -123dBV	79.6 uV 0.68 uV
Grx	Ganancia receptor		+78dB	
	Nivel de salida señal ruido típico		-4 dBV -45 dBV	624 mV 5.4mV

```

% balance energetico enlace
pt=72 %W
Pt=10*log10(pt/0.001) % dBm
Gt=-34 % dB
PIRE=Pt+Gt % dBm
pire=10^(PIRE/10)/1000
f=0.137 % MHz
d=450 % Km
Lb=32.45-20*log10(f)+20*log10(d)-4.4812 % dB
Pr=PIRE-Lb % dBm
Er=44.7+PIRE-20*log10(d) % dBuV/m
%Er2=Pr+20*log10(f)+107.2
%err=Er-Er2=4.4812
er=10^(Er/20) % uV/m
BW=1 % Hz
Fa=100 % dB el 99.5 del tiempo
Pn=-174+10*log10(BW)+Fa
En=Pn+20*log10(f)+107.2
en=10^(En/20) % uV/m
SN=Pr-Pn
%
gr=0.11
Gr=20*log10(gr)
vr=er*gr
Vr=20*log10(vr*1E-6)
vn=en*gr
grx=7.65*18.18*0.64*88.1
Grx=20*log10(grx)
vro=vr*grx*1E-6 % V
vno=vn*grx*1E-6 % V
Vro=20*log10(vro) % dBV
Vno=20*log10(vno) % dBV

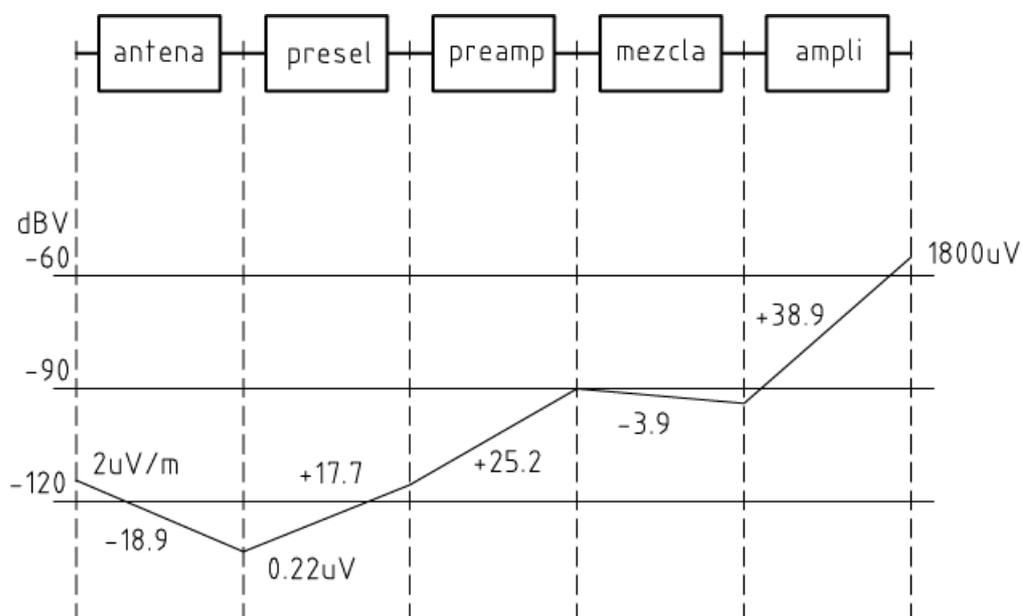
```

6.6 Receptor

La relación S/N se degrada nuevamente al entrar en la antena y pasar por el receptor. El factor de ruido N_{Frx} cuantifica cuanto grande es el decremento de la S/N. El ruido y la señal quedan amplificadas por Gr_x, la ganancia del receptor. Además, el receptor añade otras limitaciones: establece el nivel mínimo de señal (punto MDS) y un nivel máximo de señal CP1. La diferencia entre CP1 y MDS se denomina rango dinámico DR y expresa la capacidad de trabajar con señales muy grandes y muy pequeñas.

La siguiente tabla detalla someramente las ganancias/pérdidas en cada bloque del circuito, la ganancia acumulada e impedancia en cada punto. También se indica el nivel de tensión máximo admisible en cada punto del receptor.

ETAPA	Av[V/V]	Av[dB]	Σ Av[dB]	Zin[ohm]	Zout[ohm]	Vmax[mV]
interfaz aire-cobre (antena ideal)	0,11	-18,9		377	--	1,60
preselector	7,65	17,7	17,7	--	39000	0,18
amplificador	18,18	25,2	42,9	39000	1	1,39
mezclador	0,64	-3,9	38,9	1	1000	25,21
duplexor ampFI antialiasing	88,10	38,9	77,8	1000	1000	16,05
conversor ADC	1,00	0,0		10000		1414



Un análisis mas detallado debería incluir el factor de ruido generado en cada etapa, punto de compresión CP1, IP3, nivel mínimo de recepción. El análisis y medición de estos datos no ha sido incluido por falta de tiempo.

7 RESULTADOS

7.1 Localización de estaciones

El receptor se ensayó durante el mes de marzo de 2005 registrándose señales de estaciones situadas entre 1000 y 3000 kilómetros. El siguiente mapa indica la localización de las estaciones emisoras.



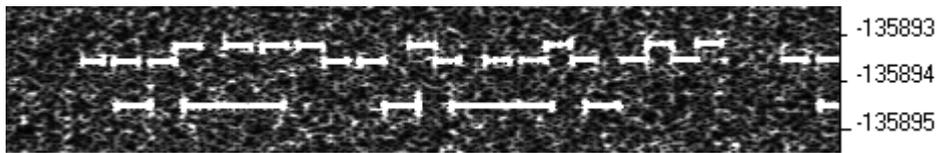
7.2 Espectrogramas

Las siguientes figuras muestran las señales recibidas por el receptor y que han de ser decodificadas visualmente por el operador de radio. En la columna MSG se indica el texto (letras) transmitido. También se indica la distancia entre Lleida y la estación transmisora y la relación señal-ruido S/N existente en el instante de recepción.

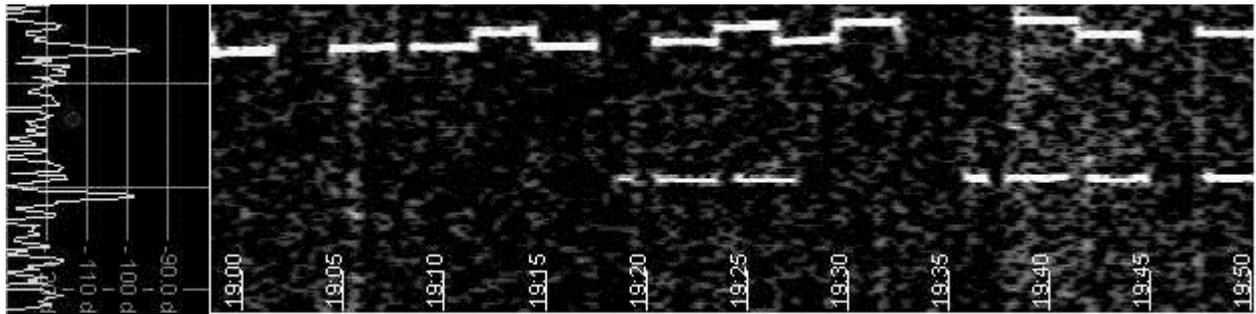
DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N	DCF	SXV	MSG
20050319	2300	135.9	DOT60	YU7AR		1633	25			AR



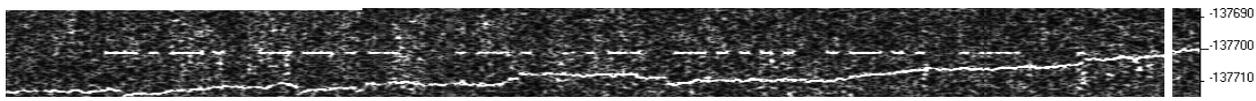
DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N	DCF	SXV	MSG
20050314	0000	135.9	DFCW60	G3AQC		1030				G3AQC
20050314	0000	135.9	DOT60	YU7AR		1633				AR



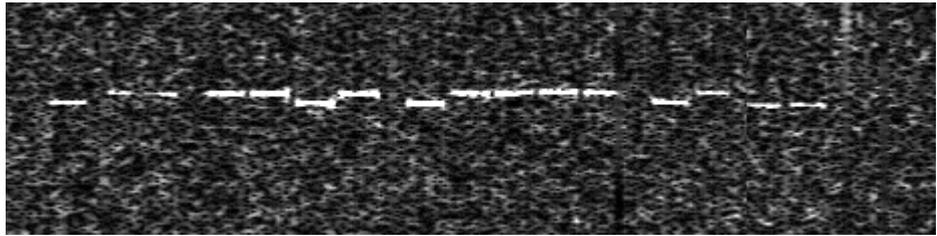
DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N	DCF	SXV	MSG
20050319	1900	135.9	DFCW	G3AQC	IO90NT	1030	20			AQC
20050319	1920	135.9	DOT60	DJ8WX		1517	20			WX

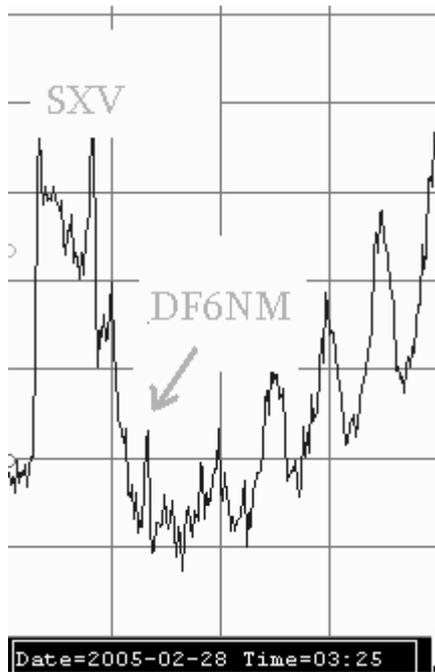


DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N	DCF	SXV	MSG
20050305	2345	137700	DOT3	RU6LA		3076		50	20	CQ RU6LA

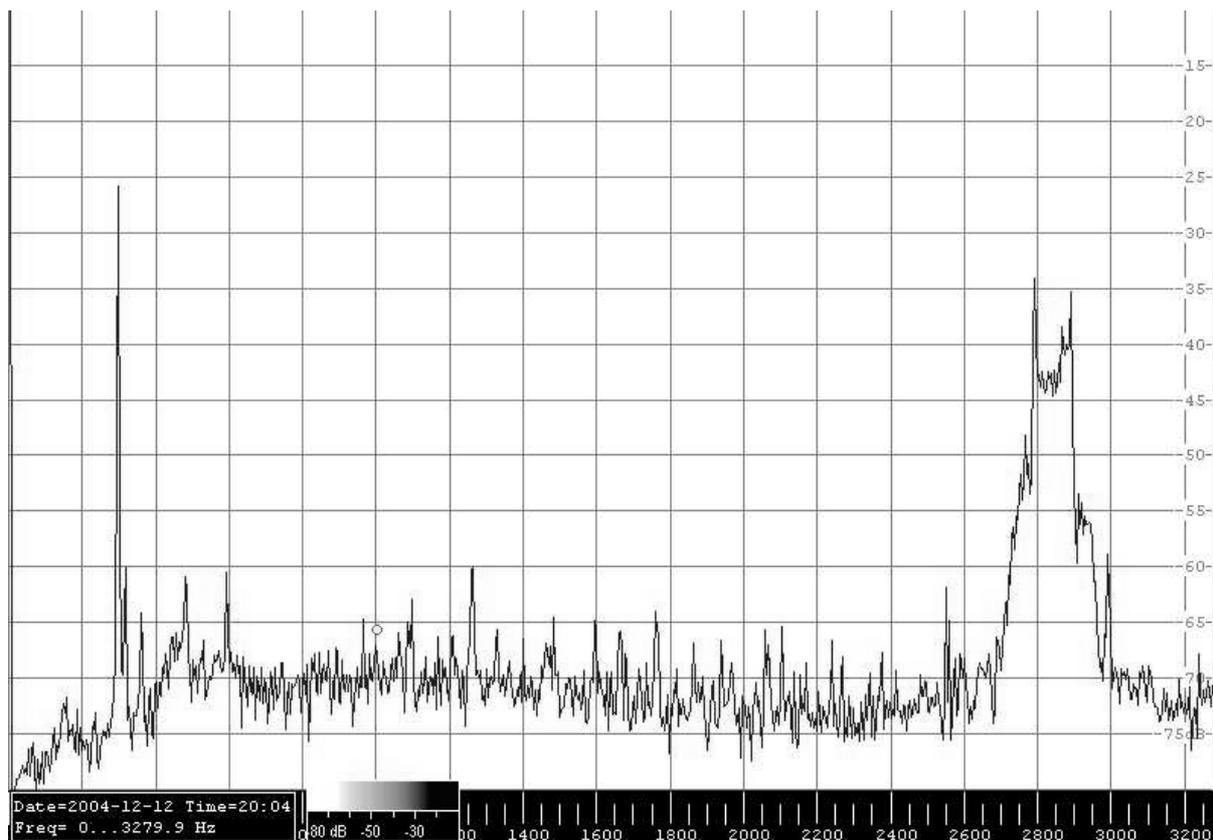


DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N	DCF	SXV	MSG
20050228	0306	135900	DFCW60	df6nm	JN59NK	1192	5	37	25	DF6NM





DATE	HOUR	FREQ	MODE	STATION	LOCATOR	KM	S/N
20041212	2004	138830		DCF		1458	45
20041212	2004	135800		SXV		2028	30



Este gráfico presenta una visión panorámica de la banda. Se observa a la izquierda la portadora (138830 Hz) del emisor de telecontrol DCF39. La relación S/N de 45 dB coincide con las estimaciones teóricas expuestas en el punto 6.5. En el extremo derecho de la banda está limitado por la estación militar SXV (135800Hz) situada en la ciudad griega de Marathon.

8 DISCUSION Y CONCLUSIONES

8.1 Mantenimiento de la S/N

La conclusión fundamental observada durante los ensayos ha sido determinar que es un sistema receptor cuya sensibilidad está limitada por el ruido de la banda, de origen natural (tormentas). Esto significa que mas ganancia en el preamplificador, una antena mas grande, con mas área, solo mejora el nivel absoluto de la señal y del ruido, pero no incrementa la relación entre señal y ruido. Esta permanece invariable.

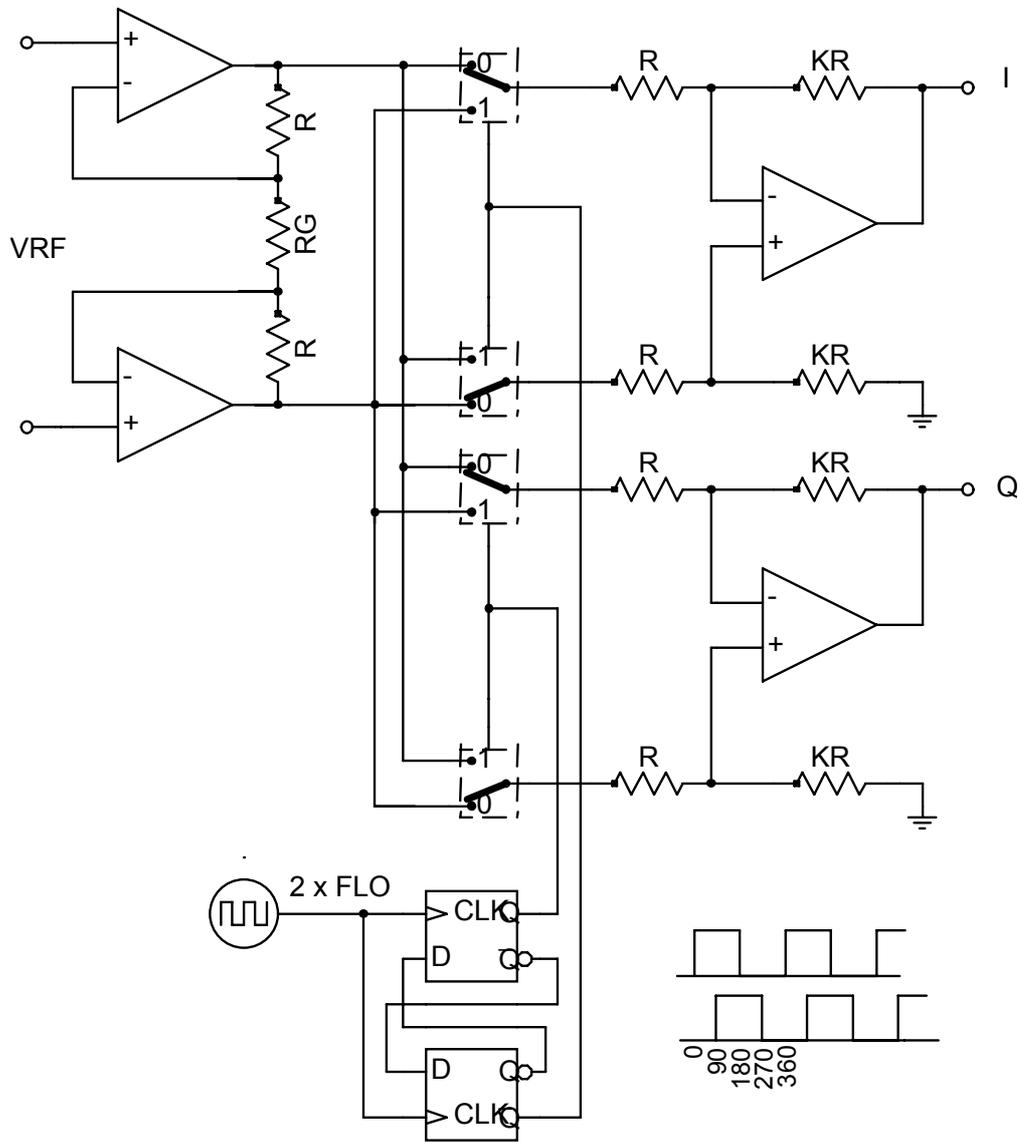
Se da la curiosa situación que es posible empeorar el receptor, suprimiendo etapas de ganancia o utilizando un mezclador mas simple, con mas pérdidas. Este empeoramiento simplifica y abarata el receptor. Además de tener efectos laterales como el aumento de los factores de mérito IP3 y CP1.

Recuérdese que el receptor proyectado al ser de doble banda lateral, el espectro sufre un plegamiento centrado en la frecuencia del oscilador local que

- Superpone señales equidistantes respecto al oscilador local. Debido al escaso uso del espectro, esto no supone ningún problema, pero crea cierta incertidumbre el no saber si la señal observada está en la banda o está en la banda lateral opuesta.
- Dobra en nivel de ruido en la banda.

8.1.1 Receptor de banda lateral única en cuadratura

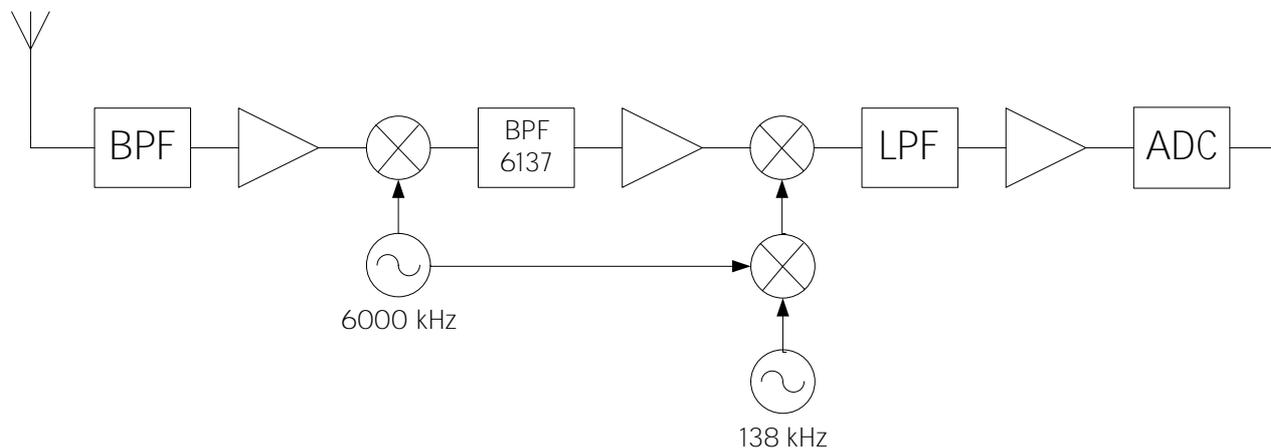
Se propone utilizar una estructura de conversión directa en cuadratura. La principal ventaja es su simplicidad de diseño, ya que se trata de doblar las etapas de mezclado y amplificador en banda base y añadir una etapa de preprocesado digital de la señal que combine las señales I y Q extrayendo la información de la banda lateral deseada.



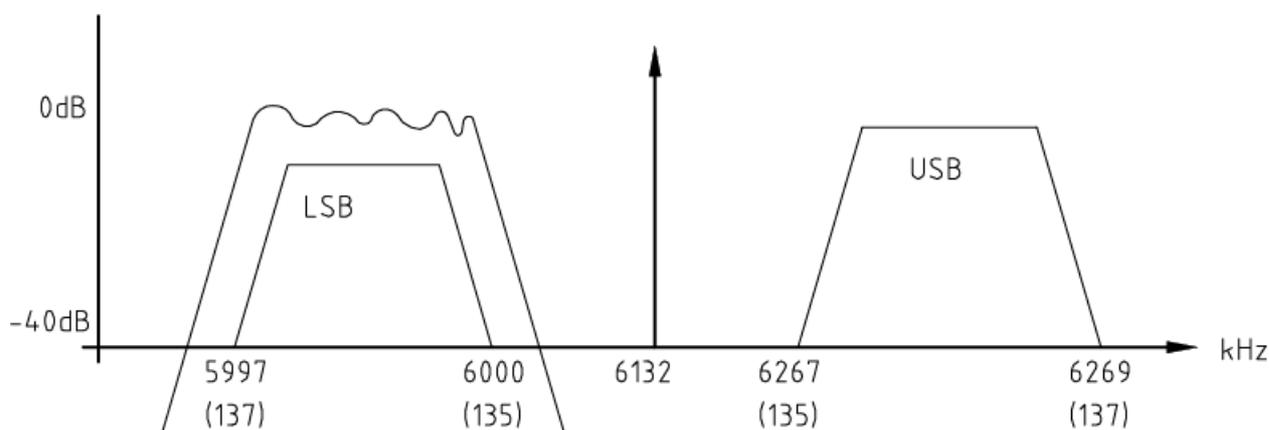
Obsérvese como se implementa un oscilador en cuadratura utilizando dos basculas tipo D. El oscilador local a utilizar es el mismo que el propuesto, basado en el 4060, pero tomando la salida en la división por 16 en lugar de la 32.

8.1.2 Receptor superheterodino

El siguiente diagrama en bloques se detalla la estructura del clásico receptor superheterodino:



La idea es disponer de un angosto filtro pasobanda centrado en la frecuencia intermedia (6000). Este filtro ha de tener una gran pendiente de tal forma que rechace la banda lateral no deseada.



En el circuito propuesto, la señal de antena se mezcla con un oscilador local de 6MHz. La banda de onda larga se desplaza al segmento 5997..6000 kHz donde es filtrada con un filtro a cristal que atenúa de forma notable frecuencias mayores de 6000 kHz. La señal filtrada se multiplica de nuevo por 6132 y por 4433/32MHz obteniéndose la señal en banda base.

Se ha de prestar especial atención a la estabilidad en frecuencia de los osciladores. Las derivas en un cristal de alta frecuencia fácilmente pueden ser superiores al total del espectro visualizado en la pantalla (<50Hz).

Para evitar tener que usar costosos cristales estabilizados térmicamente se propone utilizar el mismo oscilador para realizar los dos desplazamientos en frecuencia, con lo que las derivas térmicas quedan canceladas.

La elección de las frecuencias del oscilador y el filtro pasobanda están supeditadas a la disponibilidad de cristales y a la previsión de aparición de señales espúreas. 6000 y 6144 kHz son cristales disponibles de forma económica.

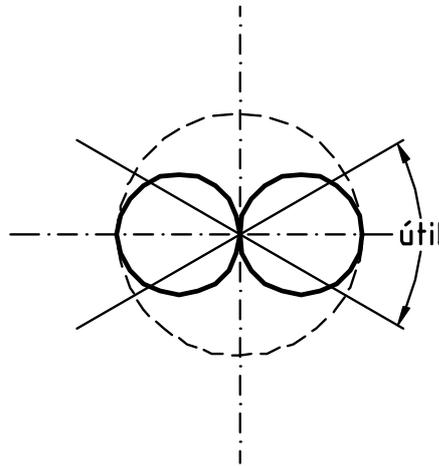
8.1.2 Estrechamiento lóbulos radiación de la antena.

De la expresión obtenida en el capítulo 4.3,

$$\varepsilon = -\frac{d}{dt} BAN \cos \theta$$

se deduce que la sensibilidad del un loop varia en función del ángulo de llegada de la señal. Se define ángulo de apertura al rango de incidencia que produce unas pérdidas inferiores a -3dB.

$$\begin{aligned} -3dB &= 10 \log_{10}(x) \\ x &= \sqrt{2} \\ \alpha_i &= 4 \arccos(\sqrt{2}) = 180^\circ \end{aligned}$$



De la figura se deduce que la apertura a -3dB es de 90+90 grados. De toda la apertura, solo una pequeña porción es necesaria para recibir la estación transmisora. El resto solo contribuye negativamente captando ruido que decrementa la relación S/N.

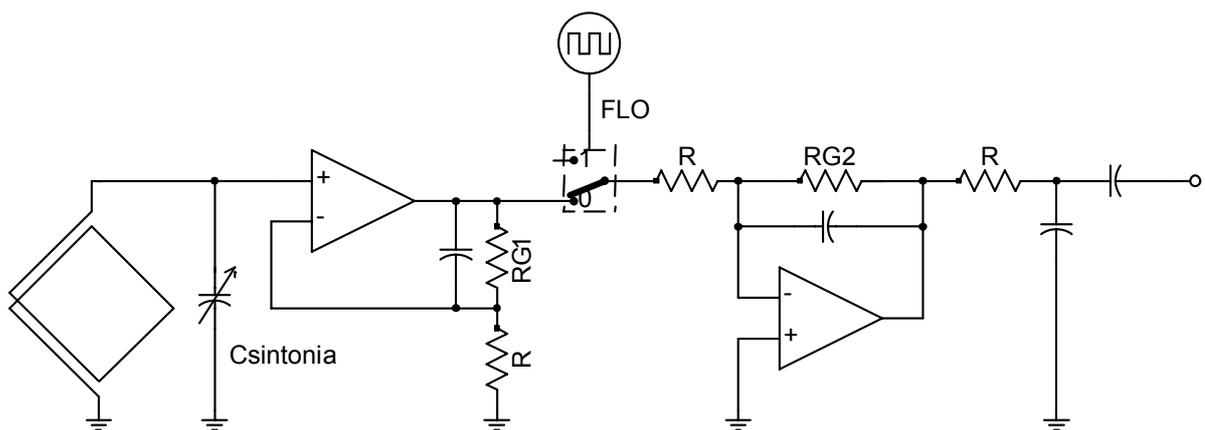
Queda fuera del alcance del proyecto proponer y analizar formas de decrementar el ángulo de apertura, pero se apunta la posibilidad de

- enfasar con redes pasivas un array de antenas receptoras
- utilizar distintos receptores independientes y enfasar/equalizar las señales en banda base formando una antena con apertura virtual (sintética).

8.2 Circuito

Finalizado el diseño y ensayo del receptor, se observa que

- Es un error integrar la antena loop en el circuito preselector. El objetivo de construir un sistema receptor se cumple, pero impide el ensayo posterior con antenas de distinta geometría y naturaleza. Parece mas interesante trabajar con un loop no resonante, con baja impedancia de salida, y usar un transformador elevador a 50 ohm, valor normalizado de trabajo.
Esto hubiese permitido utilizar transistores bipolares en la entrada, como se había previsto en un principio, en lugar de dispositivos de alta impedancia de entrada (transistor FET, amplificador operacional). Además, trabajar en baja impedancia normalizada facilita la conexión de filtros en escalera.
- La impedancia de entrada del amplificador de banda base ha quedado demasiado baja: 1kohm. Como consecuencia, las pérdidas de energía en los conmutadores analógicos pueden ser significativas. Simultáneamente, al aumentar la carga del amplificador de entrada, se incrementa la distorsión. Una impedancia razonable hubiese sido 4k7 ohm o superior.
- El producto ganancia-ancho de banda GBW del TL072 es justa. Debería haberse usado un amplificador operacional con un GBW mas elevado de tal forma que la ganancia en bucle abierto sea lo suficientemente grande para que el mecanismo de reducción de la distorsión via realimentación en la frecuencia de trabajo (137kHz) sea efectiva. Circuitos amplificadores operacionales con anchos de banda de mas de 100 MHz están disponibles comercialmente (AD80xx).
- ¿Justifica los beneficios obtenidos con una estructura diferencial el coste y complejidad que ello representa?. Se propone a continuación un circuito simplificado equivalente *unipolar*.



Obsérvese la nueva estructura del nuevo mezclador. Un efecto interesante obtenido con una cadena de señal diferencial, es que la impedancia vista por el amplificador de entrada es constante para todo instante de tiempo. Igualmente, la impedancia vista por el amplificador de banda base es constante para todo instante

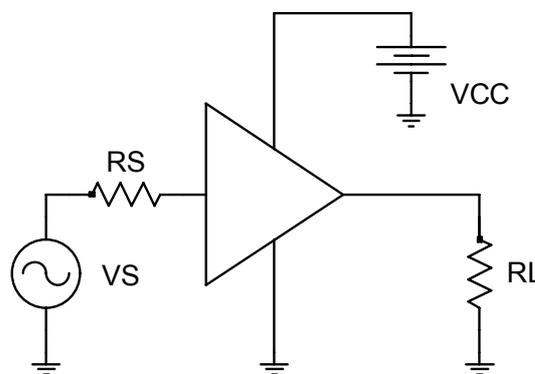
de tiempo. Por ello se introduce en el contacto abierto una impedancia terminadora equivalente.

De nuevo sería necesario cuantificar el empeoramiento del circuito si se decide ignorar este detalle. Entonces un simple interruptor como el mostrado en la figura será suficiente.

A AMPLIFICADORES NO LINEALES

A.1 Modelo

Un sistema amplificador ideal multiplica su entrada k veces, pero su implementación real contiene elementos no lineales que hacen aparecer una señal distorsionada en la salida, compuesta de frecuencias diferentes a las de la entrada.



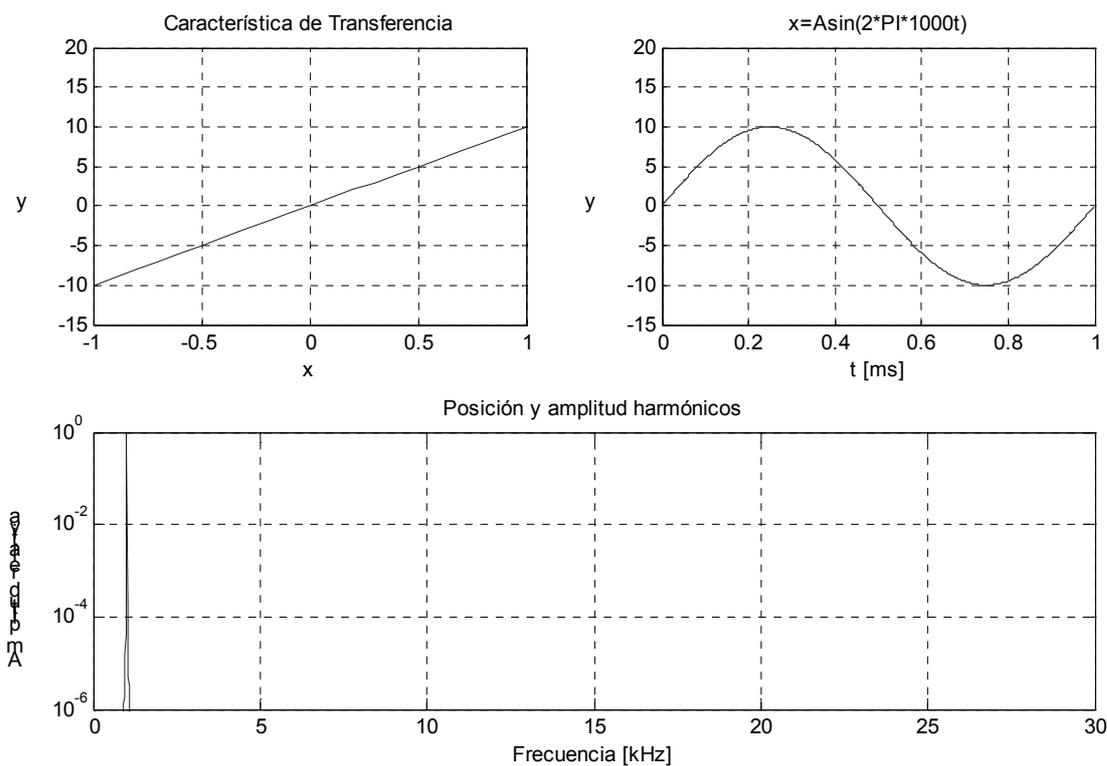
Para señales de pequeña amplitud es posible realizar una serie de Taylor sobre el punto de polarización y expresar la salida en función de un polinomio. El análisis realizado solo considerará hasta el término cúbico, al tener el resto poca influencia sobre el resultado final.

$$y = k_0 + k_1x + k_2x^2 + k_3x^3 + \dots$$
$$= \sum_{i=0}^{\infty} k_i x^i$$

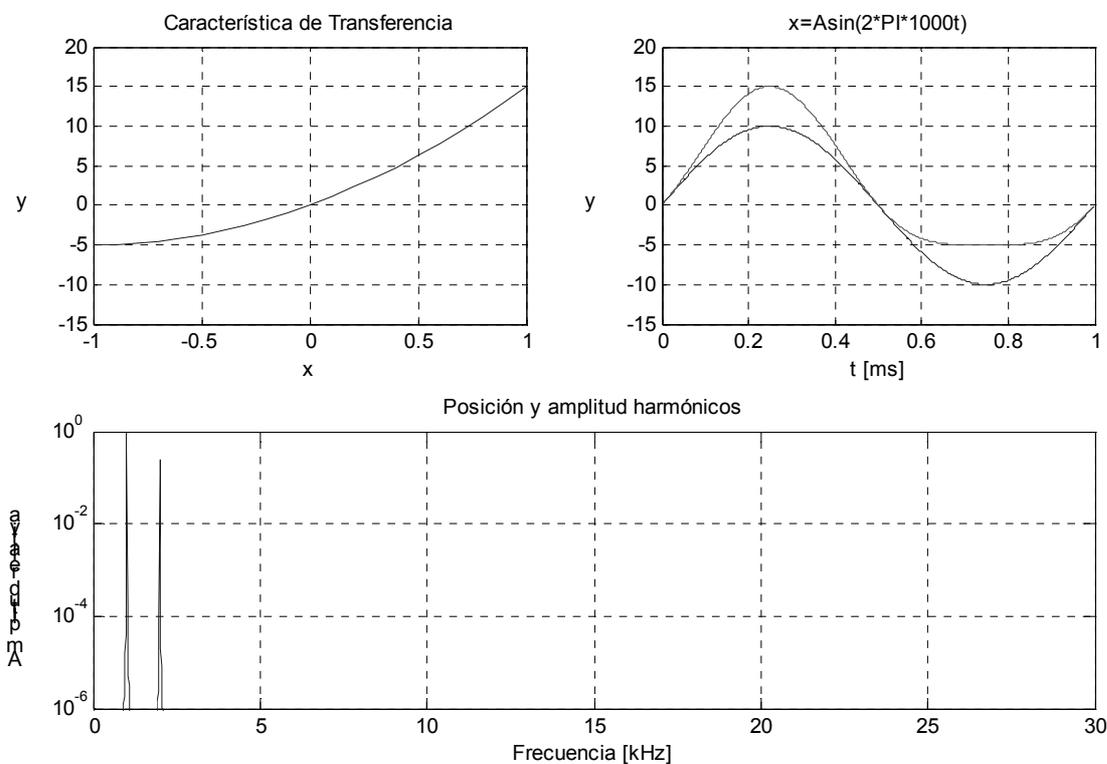
A.2 Señal de prueba de un tono, distorsión armónica

Para analizar los efectos de la no linealidad se han preparado unas gráficas donde se podrá observar la respuesta frecuencial del amplificador introduciendo un tono de frecuencia $f_1=1000\text{Hz}$ y amplitud A .

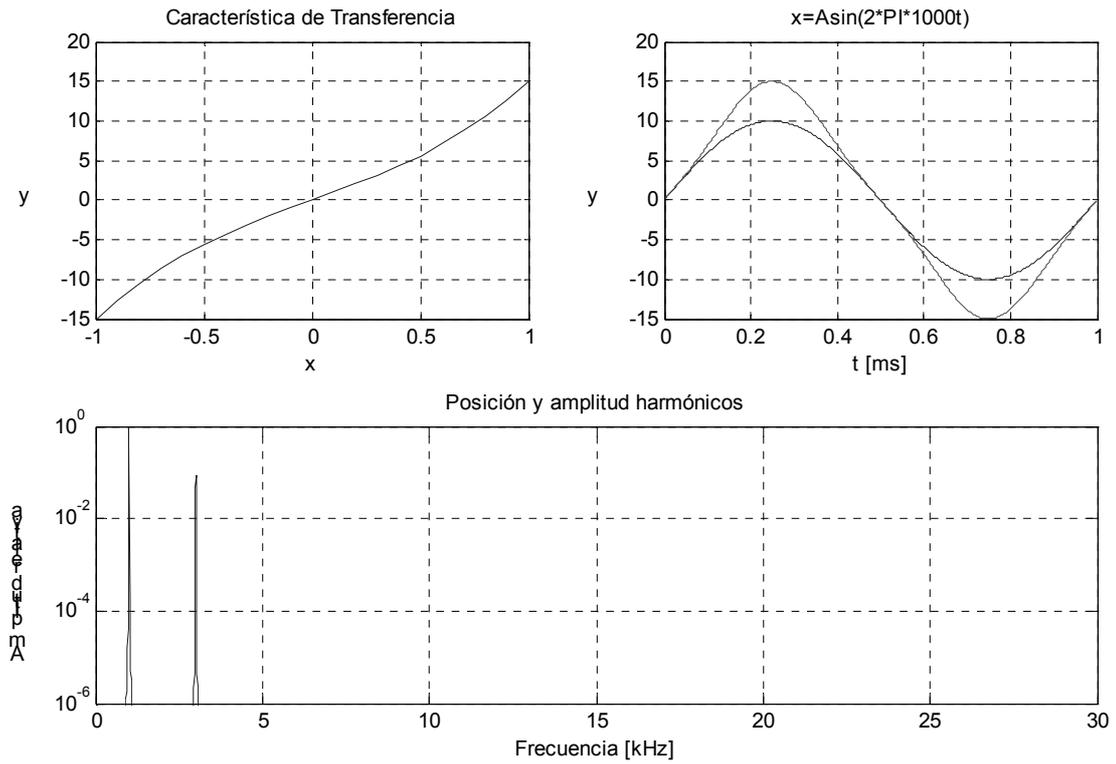
A.2.1 Caso $k_1=10$ $k_2=0$ $k_3=0$



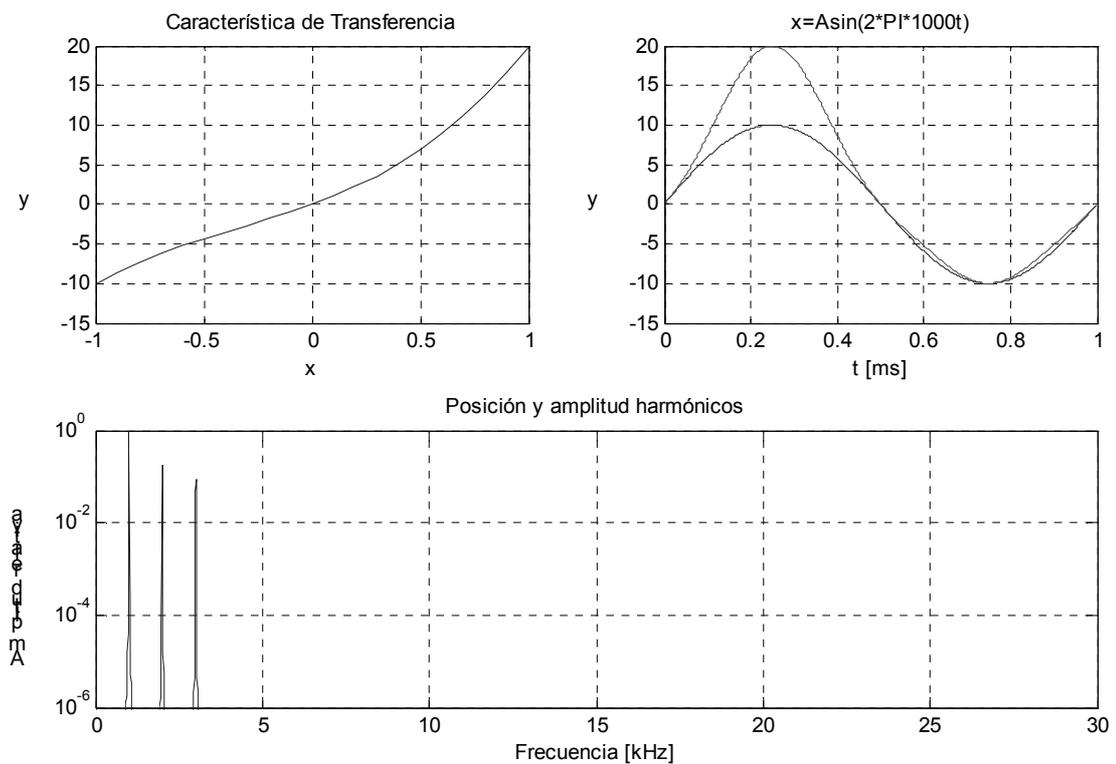
A.2.2 Caso $k_1=10$ $k_2=5$ $k_3=0$



A.2.3 Caso $k_1=10$ $k_2=0$ $k_3=5$



A.2.4 Caso $k_1=10$ $k_2=5$ $k_3=5$



Este tono se aplica a 4 circuitos con diferentes coeficientes de no linealidad k_i tal y como muestra la tabla:

Caso	k_1	k_2	k_3	circuito
1	10	0	0	Lineal
2	10	5	0	No lineal de 2º orden
3	10	0	5	No lineal de 3er orden
4	10	5	5	No lineal de 2º y 3er orden

La curva superior izquierda indica la respuesta Y del sistema a una entrada con un valor X que varía entre -1 y 1. En curva superior derecha se muestra la respuesta a una entrada de una señal $\sin(\omega t)$ de amplitud unidad y superpuesta, la respuesta de un sistema sin distorsión para poder comparar como, por ejemplo, la señal de salida queda comprimida. La gráfica inferior muestra la respuesta en frecuencia del sistema no lineal.

A partir de estos resultados se muestra como un coeficiente de no linealidad de orden 2 genera un armónico de frecuencia doble, y un coeficiente de orden 3 genera un armónico de frecuencia triple a la fundamental. Este resultado puede extenderse a coeficientes de orden n . La amplitud y posición de cada armónico puede deducirse aplicando identidades trigonométricas. La siguiente tabla resume los resultados obtenidos.

$$x = A \sin(2\pi 1000t)$$

Tono	Frecuencia [Hz]		Amplitud
nivel de continua	0 ω_0	0	$\frac{1}{2}k_2 A^2$
fundamental	1 ω_0	1000	$k_1 A + \frac{3}{4}k_3 A^2$
HD2	2 ω_0	2000	$\frac{1}{2}k_2 A^2$
HD3	3 ω_0	3000	$\frac{1}{4}k_3 A^3$

El resultado más importante que se deriva aquí es que únicamente el coeficiente de tercer orden modifica la amplitud de la fundamental. El coeficiente de segundo orden resulta inocuo. Por tanto, es posible deducir de forma experimental el valor de K_3 aplicando un tono y calculando la diferencia entre la amplitud observada y la amplitud teórica de salida. Esta diferencia será igual a

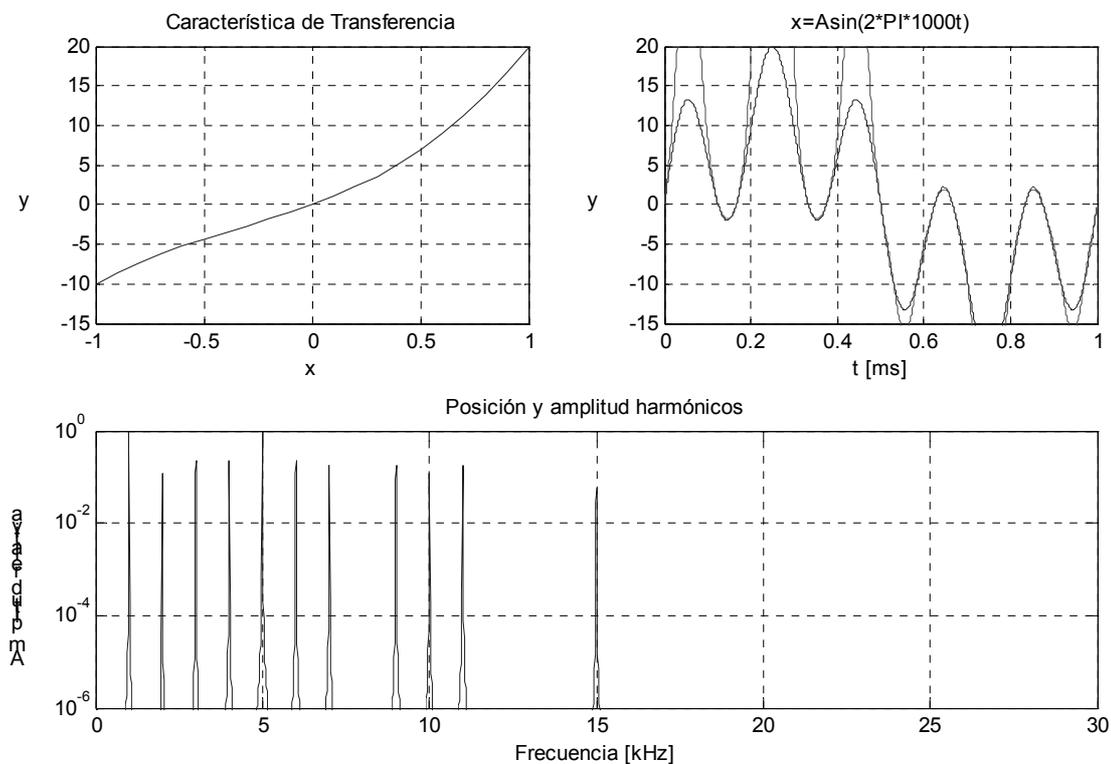
$$\Delta = \frac{3}{4}k_3 A^2$$

Resaltar también que al aplicar un tono de entrada, aparece una componente continua y consecuentemente un ligero desplazamiento del punto de polarización. El punto de

trabajo real difiere del punto donde se ha aplicado la serie de Taylor, y así como los coeficientes K_1 , K_2 , K_3 varían. Esto genera un nuevo tipo de distorsión no analizada aquí.

A.3 Señal de prueba de dos tonos, distorsión de intermodulación

Se extiende aquí el análisis inyectando en la entrada dos tonos de igual amplitud pero de frecuencias diferentes. Se han escogido estratégicamente las frecuencias 2 y 5 de tal forma que las posiciones de los armónicos y sus mezclas sean claramente identificables. Para el ejemplo de la figura se ha tomado los valores $K_1=10$ $K_2=5$ $K_3=5$.



A parte del segundo y tercer armónico de cada tono de entrada, aparecen los tonos de intermodulación IMD3 originados por el término cúbico k_3 . La siguiente tabla resume la amplitud y frecuencia de cada tono de salida:

$$x = A_1 \sin(w_1 t) + A_2 \sin(w_2 t)$$

Tono	Frecuencia [Hz]		Amplitud
Nivel de continua	DC	0	
Fundamental	w1 w2	2000 5000	$k_1 A_1 + \frac{3}{4} k_3 A_1^3 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2$ <i>si</i> $A_2 \gg A_1 \Rightarrow k_1 A_1 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2$
HD2 HD3	2w1 3w1 2w2 3w2	4000 6000 10000 15000	
IMD3	2w1±w2 2w2±w1	9000 -1000=1000 12000 8000	$\frac{3}{4} k_3 A_1^2 A_2$ $\frac{3}{4} k_3 A_1 A_2^2$

Si el coeficiente quinto del polinomio, K5, es diferente de cero, aparecen cuatro nuevos tonos de intermodulación denominados de quinto orden IMD5, situados en $3w_1 \pm 2w_2$ y $3w_2 \pm 2w_1$.

A.4 Rutina de cálculo

La siguiente rutina muestra como se ha generado numéricamente un sistema no lineal y el método de obtención de su respuesta frecuencial.

```
% coeficientes de no linealidad
k1=10
k2=5
k3=5
% análisis de un tono
A1=1;
A2=1;
f1=1000;
f2=5000;
% analisis en el tiempo
x=[-1:0.1:1];
y=(x.*k1)+(x.*x.*k2)+(x.*x.*x.*k3);
subplot(2,2,1),plot(x,y),grid,axis([-1 1 -15 20])
title('Característica de Transferencia'),xlabel('x'),ylabel('y')
PI=3.141592;
t=[0:1E-6:10E-2];
x=A1*sin(2*PI*f1*t)+A2*sin(2*PI*f2*t);
y=(x.*k1)+(x.*x.*k2)+(x.*x.*x.*k3);
subplot(2,2,2),plot(t(1:1E3)*1000,x(1:1E3)*10,t(1:1E3)*1000,y(1:1E3)),grid,axis([0 1 -15 20])
title('x=Asin(2*PI*1000t)'),xlabel('t [ms]'),ylabel('y')
```

```

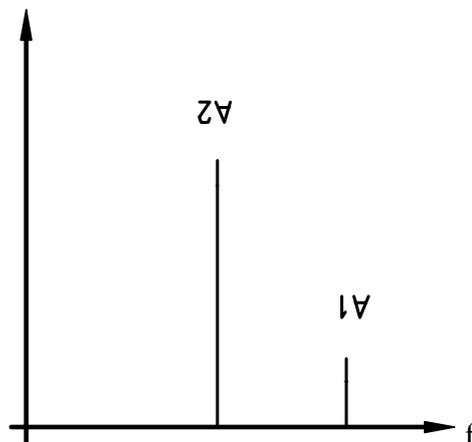
% analisis en la frecuencia
f=[0:10:1E6];
win=hann(1E5+1);
y=y.*win';
m=abs(fft(y));
n=m/max(m);
subplot(2,2,3:4),semilogy(f/1E3,n),axis([0 30 1E-6 1]),grid
title('Posición y amplitud armónicos'),xlabel('Frecuencia
[kHz]'),ylabel('Amplitud relativa')
% estimación amplitud espectral armónicos
dc_0w0=k2*A1*A1/2
fundamental_w0=(k1*A1)+(3/4*k3*A1*A1)
db_1w0=10*log10(fundamental_w0/(A1*k1))
segundo_2w0=1/2*k2*A1*A1
db_2w0=10*log10(segundo_2w0/(A1*k1))
tercero_3w0=1/4*k3*A1*A1*A1
db_3w0=10*log10(tercero_3w0/(A1*k1))

```

A.5 Efectos de la no linealidad

A.5.1 Desensibilización

Cuando se amplifica la señal de interés con amplitud A_1 en presencia de una señal interferente de amplitud A_2 ,



en la salida se obtiene

$$A_{10} = k_1 A_1 + \frac{3}{4} k_3 A_1^3 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2$$

Si $A_1 \ll A_2$ podemos simplificar la anterior ecuación

$$A_{10} = k_1 A_1 + \frac{3}{2} k_3 A_1 A_2^2$$

donde con facilidad se observa como la amplitud de la señal A_2 en la salida del amplificador decrece (normalmente $k_3 < 0$) en presencia de señales fuertes. Es la

denominada *desensibilización*. Esta conclusión es fundamental para construcción de amplificadores que han de manipular señales con un gran rango dinámico, como es el caso de las primeras etapas de un receptor. Interesa por tanto amplificadores con k_3 pequeña, o utilizar un filtro preselector que atenúe las posibles señales interferentes A2

A.5.2 Modulación cruzada

La señal interferente no solo atenúa la señal de interés, sino que si la interferencia está modulada (A2 varia en el tiempo), la señal de interés queda modulada también.

A.5.3 Intermodulación

Como se ha reflejado en la última tabla, al introducir dos tonos aparecen nuevos tonos denominados *productos de intermodulación*. Su localización es fácilmente predecible con la relación

$$\pm N\omega_1 \pm M\omega_2$$

A.6 Factores de mérito

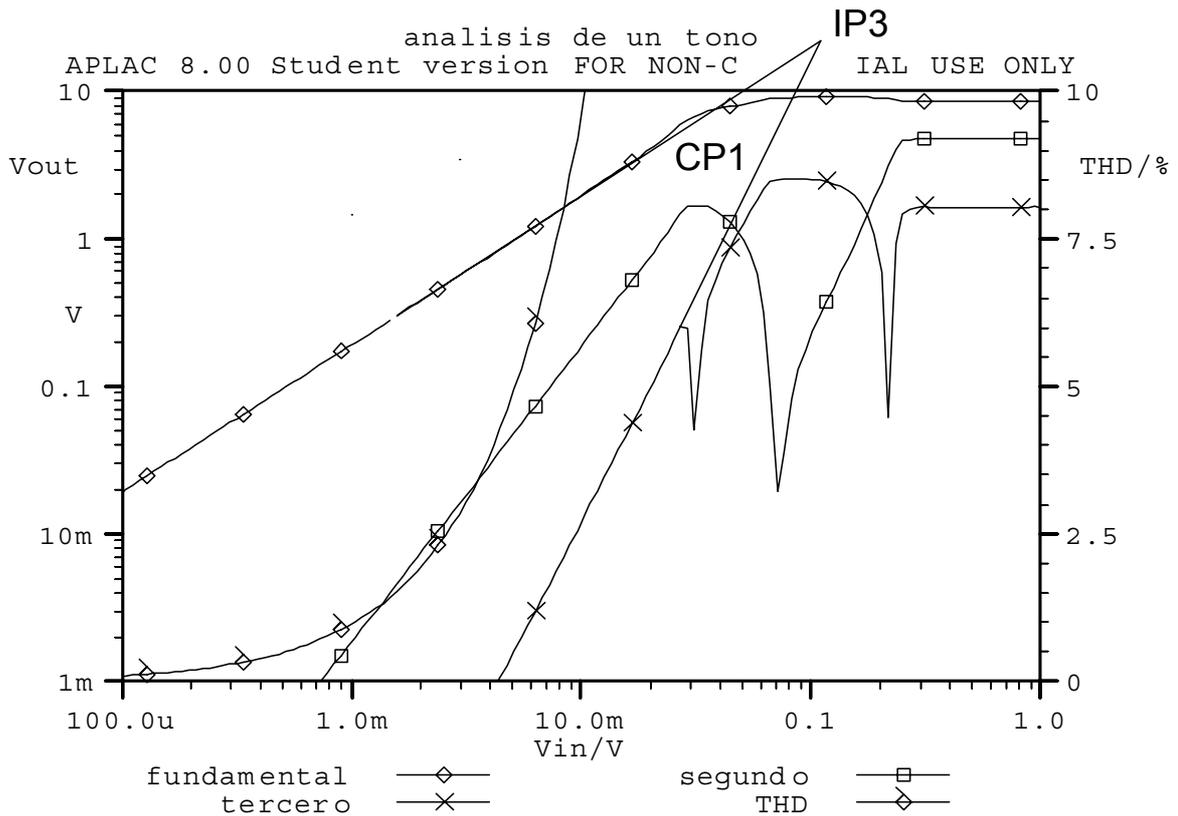
En base a los efectos observados se establecen unos factores de mérito que permiten comparar la capacidad de manejo en su entrada de señales grandes entre amplificadores distintos.

A.6.1 Punto de compresión a -1 dB

En el ensayo de un tono se ha observado como la amplitud de salida se desviaba respecto al ideal debido al coeficiente K_3 . Se denomina punto de compresión a -1dB CP1 cuando la diferencia es de 1dB. El nivel de entrada que produce esta compresión puede aproximarse por

$$ACP1i = 0.3808 \sqrt{\text{abs}\left(\frac{k1}{k3}\right)}$$

Este nivel suele referenciarse a la entrada CP1i, pero por razones comerciales, no es extraño encontrarlo referenciado respecto a la salida (CP1o).



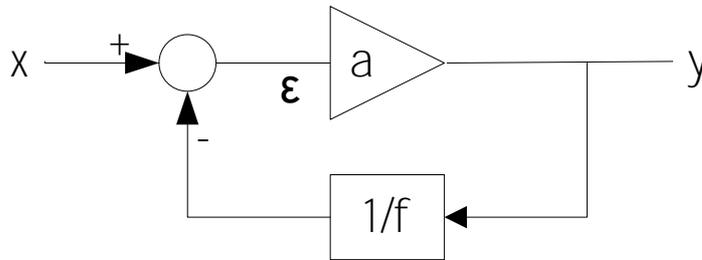
A.6.2 Punto de intercepción de 3er orden

La amplitud en la salida del tono de intermodulación IMD3 crece a un ritmo cuadrático respecto al tono fundamental. Inicialmente pequeño, pero, en algún momento llega a tener igual amplitud que el tono fundamental. A ese punto se denomina de intercepción y es una referencia y no un punto alcanzable, ya que antes se alcanza el nivel de compresión de 1 dB.

$$AIP3i = \sqrt{\frac{4}{3} abs \left(\frac{k_1}{k_3} \right)}$$

A.7 Realimentación para reducir la distorsión

Para reducir la distorsión puede amplificarse no la señal de interés sino la diferencia (error e) entre la señal presente en la salida del amplificador y la señal esperada.



Si la ganancia en bucle abierto af es mucho mas grande que uno, la ganancia en bucle cerrado se aproxima a $1/f$.

$$A = \frac{y}{x} = \frac{a}{1+af} \cong \frac{1}{f} \left[1 - \frac{1}{af} + \dots \right] \cong \frac{1}{f}$$

Los nuevos coeficientes de no linealidad K_n del sistema realimentado puede ponerse en función de los coeficientes de no linealidad A_n

$$\begin{aligned} y &= a_1(x - fy) + a_2(x - fy)^2 + a_3(x - fy)^3 + \dots \\ &= \left(\frac{a_1}{1+a_1f} \right) x + \left(\frac{a_2}{(1+a_1f)^3} \right) x^2 + \left(\frac{a_3}{1+a_1f} \right) x^3 + \dots \\ &= k_1x + k_2x^2 + k_3x^3 + \dots \end{aligned}$$

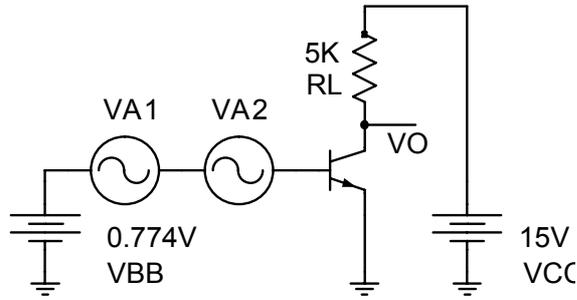
De aquí se extrae una condición con importantes consecuencias. Existe un nivel de realimentación que permite hacer k_3 cero, es decir, permite eliminar (o atenuar en gran medida) los efectos de intermodulación y desensibilización.

$$2a_2^2 f = a_3(1 + a_1 f)$$

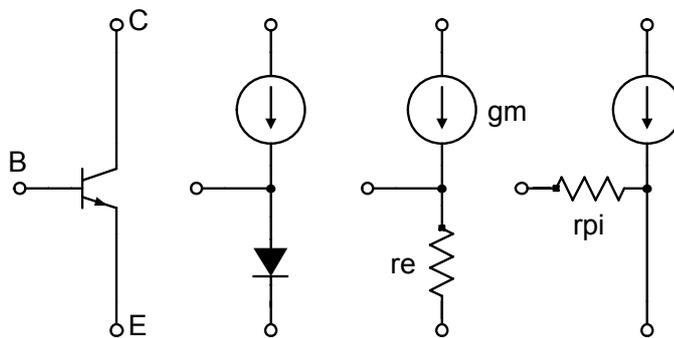
A.8 Distorsión en un transistor bipolar

A.8.1 Estimación teórica

Como ejemplo de aplicación práctica de la teoría expuesta a lo largo del capítulo se propone comprobar el nivel de no linealidad de un sencillo amplificador basado en un transistor bipolar polarizado en emisor común.



Se utiliza el modelo de transistor desarrollado por Ebers-Moll que definen el siguiente conjunto de relaciones



$$r_e = \frac{v_t}{I_c}$$

$$g_m = \frac{1}{r_e} \quad I_c \cong I_s e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

$$r_\pi = \beta r_e \quad i_c = v_{be} g_m R_L$$

La relación no lineal (exponencial) entre la tensión de la unión base-emisor y la corriente de colector puede desarrollarse en forma de polinomio usando la siguiente serie

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \dots$$

de lo que resulta

$$v_o = i_c R_L$$

$$= k_o + k_1 v_{be} + k_2 v_{be}^2 + k_3 v_{be}^3 + \dots$$

donde

$$k_0 = I_S e^{\frac{V_{BB}}{v_T}} = I_{CA} R_L$$

$$k_1 = \frac{I_{CA} R_L}{v_T}$$

$$k_2 = \frac{I_{CA} R_L}{2v_T^2}$$

$$k_3 = \frac{I_{CA} R_L}{6v_T^3}$$

Con estas relaciones y sustituyendo valores se obtienen los siguientes resultados.

```
% nl_bjt.m
% distorsion en un bjt
IS=1E-16
BETA=100
vt=0.026
VBE=0.774
RL=5000
IC=IS*exp(VBE/vt)
re=vt/IC
rpi=BETA*re
gm=1/re
Av=gm*RL
vin=1000/Av
% coeficientes de no linealidad
% E S T I M A C I O N   T E O R I C A
k1=RL*IC/vt
k2=RL*IC/(2*vt^2)
k3=RL*IC/(6*vt^3)
% analisis de un tono teorico
A=0.006129
fundamental=(k1*A+(3/4*k3*A^2))
segundoarmonico=(1/2*k2*A^2)
tercerarmonico=(1/4*k2*A^2)
% en dB 0dB=1V de salida
fundamental_db=20*log10(fundamental)
segundoarmonico_db=20*log10(segundoarmonico)
tercerarmonico_db=20*log10(tercerarmonico)
% amplitud entrada punto compresion a 1dB
ACP1i=0.3808*sqrt(abs(k1/k3))
% amplitud entrada punto IP3
AIP3i=sqrt(4/3*abs(k1/k3))
% en potencias dBm
CP1i=10*log10((ACP1i^2)/(2*rpi))/1E-3)
AIP3i=10*log10((AIP3i^2)/(2*rpi))/1E-3)
```

Variable	Valor	Unidad
IS	1.0000e-016	A
BETA	100	
Vt	0.0260	V
VBE	0.7740	V
IC	8.4842e-004	A
re	30.6451	ohm

rpi	3.0645e+003	ohm
gm	0.0326	mho
RL	5000	ohm
Av	163.1584	
vin	6.1290	V
k1	163.1584	
k2	3.1377e+003	
k3	4.0226e+004	
A	0.0061	V
fundamental	2.1333	V
segundo armónico	0.0589	V
tercerarmonico	0.0295	V
fundamental_db	6.5811	dB 0V
segundoarmonico_db	-24.5929	dB 0V
tercerarmonico_db	-30.6135	dB 0V
ACP1i	0.0243	V
AIP3i	0.0735	V
CP1i	-40.1790	dBmW
AIP3i	-30.5435	dBmW

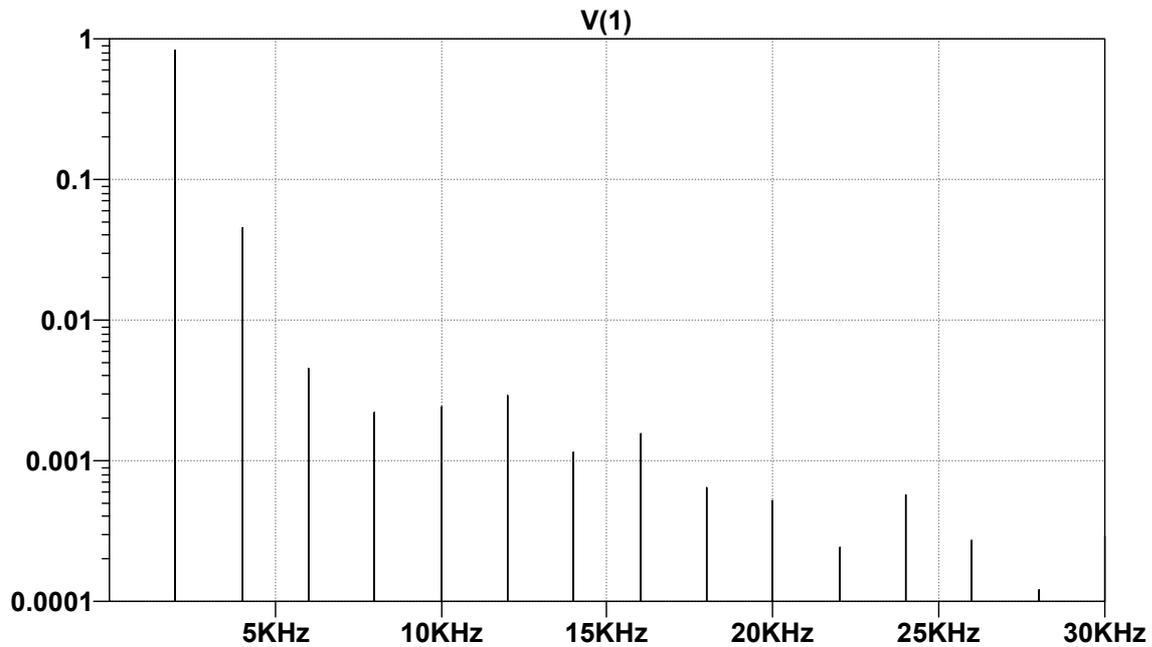
Se han sombreado los resultados más interesantes: la amplitud del segundo y tercer armónico tienen una amplitud de -24 y -30dB por debajo de 0V.

Los factores de mérito CP1 y IP3 referidos a la entrada valen -40 y -30 dBmW respectivamente. Esta diferencia de 10 dB es típica y puede utilizarse para deducir uno de los valores a partir del otro en caso de no disponerse.

A.8.2 Análisis de un tono con simulador temporal SPICE

A continuación se contrastan los resultados analíticos contra los obtenidos con una simulación realizada con SPICE. Se ha de tomar la precaución de hacer una simulación temporal larga para obtener precisión al realizar la transformada de Fourier. Se simulan 10 ciclos de señal y sobre ellos se aplica una ventana de Hanning y una FFT de 131072 puntos.

```
VCC 4 0 15
VBB 2 6 0.774
VA1 6 0 sin(0 0.006129 2000)
Q1 1 2 0 transistor
RL 4 1 5K
.model transistor npn(IS=1E-16 BF=100)
.trans 1E-9 1
```



Vin = 6.129mV, 2000 Hz

Frecuencia [Hz]	Magnitud [mV]	Magnitud [dB 0V]	Origen
DC	-	-	
2000	831,7	-1,6	W1
4000	45,8	-26,8	2*W1
6000	4,5	-47,0	3*W1
...	-	-	

A partir de estos resultados se deducen los coeficientes de no linealidad y factores de mérito CP1i y IP3i aplicando las relaciones vistas en el punto anterior.

```

fundamental=0.831651
segundoarmonico=0.04575
tercerarmonico=0.00449215
% analisis inverso a partir de experimento
k2=2*segundoarmonico/(A*A)
k3=4*tercerarmonico/(A*A*A)
k1=(fundamental-(k3*A*A*3/4))/A
% en dB
fundamental_db=20*log10(fundamental)
segundoarmonico_db=20*log10(segundoarmonico)
tercerarmonico_db=20*log10(tercerarmonico)
% amplitud entrada punto compresion a 1dB
ACP1i=0.3808*sqrt(abs(k1/k3))
% amplitud entrada punto IP3
AIP3i=sqrt(4/3*abs(k1/k3))
% en potencias dBm
CP1i=10*log10((ACP1i^2/(2*rpi))/1E-3)
AIP3i=10*log10((AIP3i^2/(2*rpi))/1E-3)

```

Variable	Valor	Unidad
k1	-223.0625	
k2	2.4358e+003	
k3	7.8045e+004	
ACP1i	0.0204	V
AIP3i	0.0617	V
CP1i	-41.6992	dBmW
AIP3i	-32.0637	dBmW

Los niveles de compresión e intercepción coinciden con un error menor a 3 dB. Obsérvese sin embargo como la amplitud del tercer armónico difiere en 13dB respecto al valor estimado. ¿Donde esta el error?. SPICE tiene enormes dificultades en manipular de forma ágil y precisa simulaciones de este tipo. Cambiar la amplitud de la señal de entrada desencadena gran cantidad de trabajo manual: reiniciar las simulaciones, tomar nota de las amplitudes, reintroducirlas en la rutina de cálculo, etc y con incertidumbre de no haber seleccionado correctamente los tiempos de simulación.

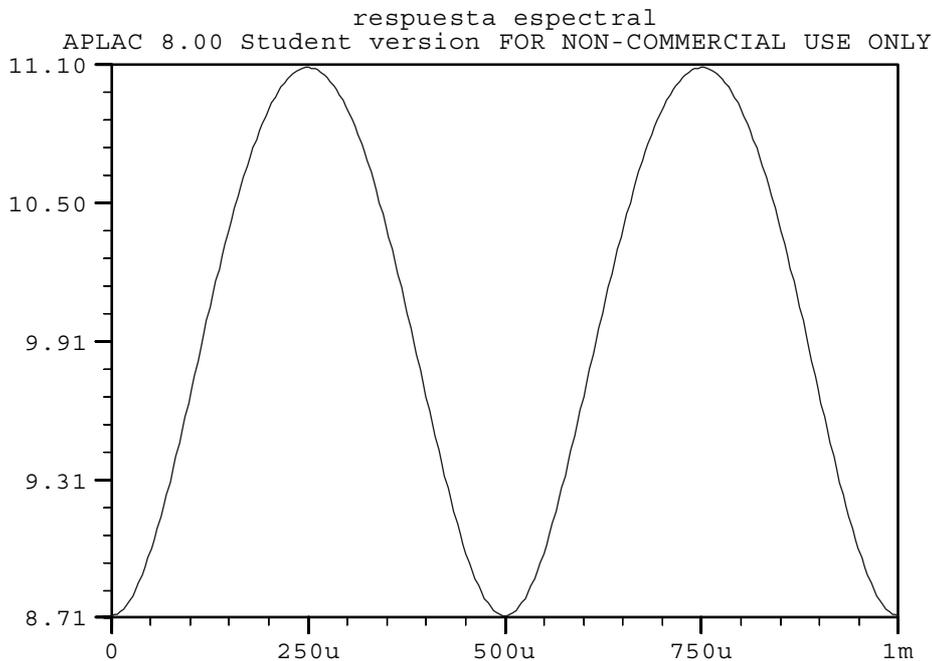
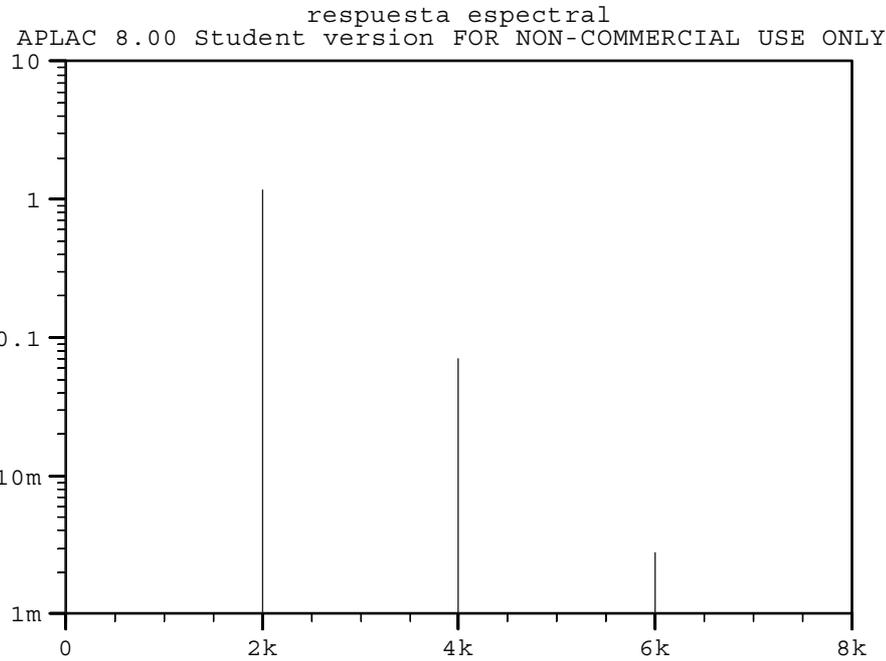
A.8.3 Análisis de un tono con simulador armónico APLAC

Los simuladores armónicos implementan algoritmos que trabajan directamente en el dominio de la frecuencia y no en el dominio del tiempo. En siguiente fichero muestra como se ha codificado el circuito en un formato que entiende APLAC. Se resalta la parte donde se especifica el circuito a simular.

```
* analisis de un tono
*
Prepare TONE 1 4
Var xxxx 6.129m
*
Model "transitor" FLAG=NPN IS=1E-16 BF=100
Volt VCC 4 0 DC=15
Volt VBB 2 6 DC=0.774
Volt VA1 6 0 DC=0 TONE=1 xxxx
BJT Q1 1 2 0 MODEL="transitor"
Res RL 4 1 5K
*
* SWEEP "respuesta espectral"
* +HB FC=2000
* Show
* +WINDOW=0 SPECTRUM=MagdB(Spectrum(1))
* +WINDOW=1 WAVEFORM=Vwf(1)
* +WINDOW=2 SPECTRUM=Mag(Spectrum(1))
* ENDSWEEP
*
Sweep "analisis de un tono"
+ HB FC=1000
+ LOOP 200 VAR xxxx LOG 1u 1000m
+ X "Vin" "V" 100u 1 LOGX
+ Y "Vout" "V" 1m 10 LOGY
+ Y2 "THD" "%" 0 10
```

Show

```
+ Y Mag(SpectralLine(1,1)) NAME="fundamental" MARKER=1 PEN=0
+ Y Mag(SpectralLine(1,2)) NAME="segundo" MARKER=2 PEN=0
+ Y Mag(SpectralLine(1,3)) NAME="tercero" MARKER=3 PEN=0
+ Y2 Distortion(1,0) NAME="THD" MARKER=4 PEN=0
EndSweep
```



El resultado de la simulación muestra las amplitudes de la fundamental y sus dos primeros armónicos. Con este resultado es posible reconstruir la señal temporal de salida del amplificador, tal y como lo hace SPICE.

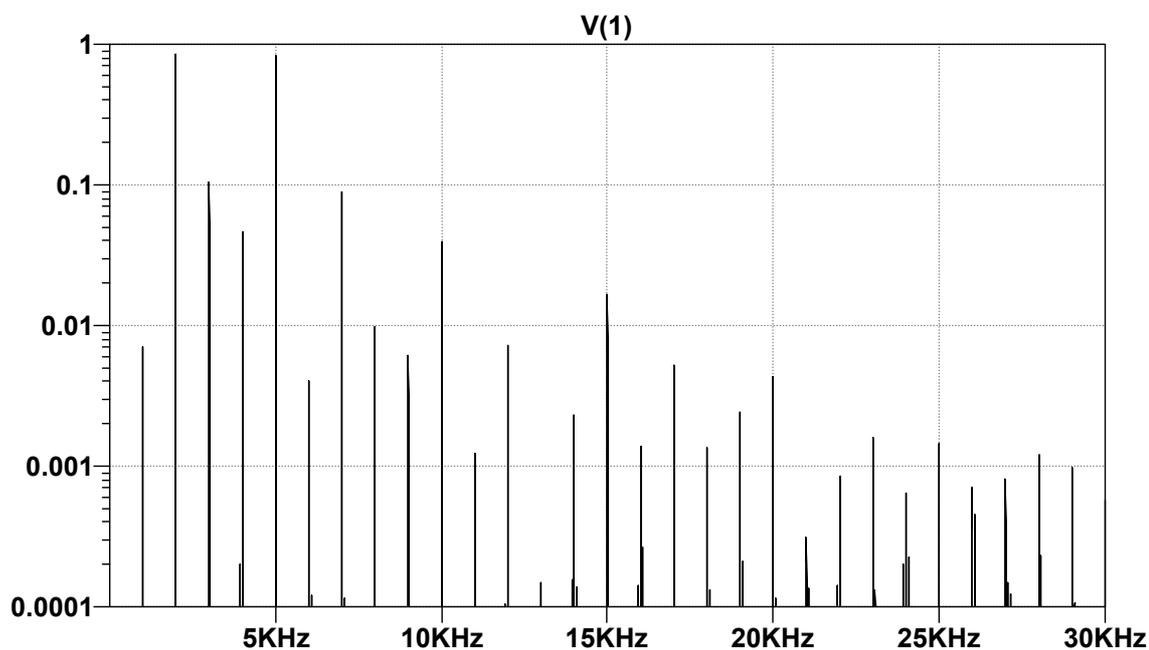
Frecuencia [Hz]	Magnitud [mV]	Magnitud [dB 0V]	Origen
DC	-	-	
2000	831,7	-1,6	W1
4000	69.9	-23.1	2W1
6000	2.76	-51.2	4W1

En lugar de calcular los niveles de CP1 y IP3 estimando los coeficientes K1,K2,K3, es posible obtenerlos de forma gráfica y más precisa utilizando el análisis de dos tonos con APLAC

A.8.4 Análisis de dos tonos

Se procede de forma similar al análisis de un tono. La tabla resume las amplitudes de los distintos tonos que aparecen en la salida del amplificador simulado con SPICE.

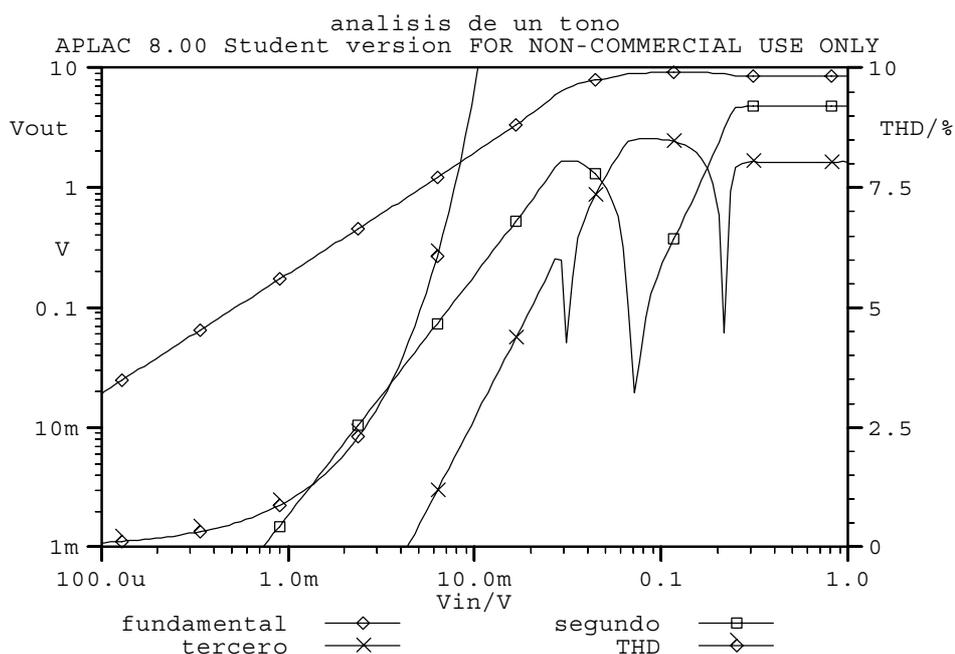
```
VCC 4 0 15
VBB 2 6 0.774
VA1 5 0 sin(0 0.006129 2000)
VA2 6 5 sin(0 0.006129 5000)
Q1 1 2 0 transistor
RL 4 1 5K
.model transistor npn(IS=1E-16 BF=100)
.trans 1E-9 1
```



Se indican también la posición de los productos de intermodulación de quinto orden y superior.

Frecuencia [Hz]	Magnitud [mV]	Magnitud [dB 0V]	Origen
DC	-	-	
1000	7,1	-43,0	IMD3
2000	842,5	-1,5	W1
3000	104,1	-19,7	
4000	46,7	-26,6	2*W1
5000	830,8	-1,6	W2
6000	4,0	-47,9	3*W1
7000	89,0	-21,0	
8000	9,8	-40,2	IMD3
9000	6,2	-44,2	IMD3
10000	39,6	-28,0	2*W2
11000			
12000	7,2	-42,9	IMD3
13000			
14000			
15000	16,5	-35,7	3*W2

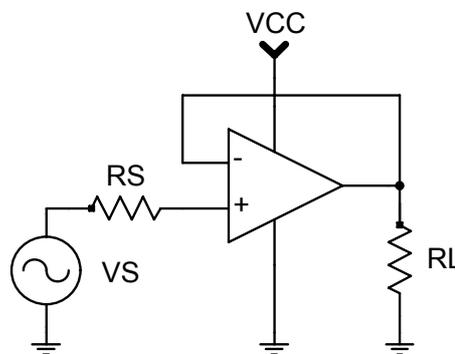
Con el simulador APLAC, es posible realizar a siguiente gráfica, donde se muestra como varían las amplitudes de los tonos fundamental, 2 y 3er armónico cuando la señal de entrada varia entre 0.1 mV y 1000 mV. También se muestra el valor en porcentaje, de la distorsión armónica total, muy usada en amplificadores de audiofrecuencia pero de poca utilidad en el contexto de la radiofrecuencia. El punto de compresión se alcanza para una amplitud de entrada de 20 mV y el punto de intercepción se alcanza (fuera de la gráfica) para una amplitud de entrada de 50 mV.



A.9 Proyecto de amplificador

Toda la teoría en éste capítulo está desarrollada con la intención de realizar la primera etapa del receptor con amplificador basado en un transistor bipolar. Sin embargo se encontraron las siguientes dificultades:

- Conciliar la alta impedancia de la antena utilizada con la baja impedancia del transistor bipolar.
- La alternativa lógica es usar un transistor FET (tipo BF245) o MOS (tipo BF981), pero los modelos mas simples no predicen no linealidad de tercer orden ($k_3 \neq 0$), con lo que la teoría aplicada aquí es de escasa utilidad.
- Una etapa con un único transistor tiene relativa poca ganancia, y por tanto, queda poco margen para aplicar una fuerte realimentación para linealizar el dispositivo amplificador. Es necesario ir a estructuras de 2 o mas transistores, con lo que se complica el análisis analítico.
- La realimentación cambia la impedancia de entrada y salida. Por lo que una realimentación que minimice k_3 , puede dar unas impedancias de entrada y/o salida poco interesantes.
- Una solución obvia es usar un amplificador operacional con elevada GBW en configuración *seguidor de emisor*, con ganancia en bucle abierto de +100dB pero ganancia (en tensión) unitaria en bucle cerrado. La impedancia de entrada es muy elevada, lo que encaja perfectamente con una antena de alta impedancia.



- La frecuencia de trabajo es de 137kHz, y con facilidad se encuentran amplificadores operacionales con GBW 30 veces superior (4MHz).
- Desafortunadamente, no se disponen modelos que permitan simular el operacional y predecir los puntos CP1 e IP3. Estos han de ser deducidos en banco de trabajo.
- Los puntos CP1 e IP3 son dependientes de la frecuencia. A medida que crece la frecuencia, empeoran, ya que la ganancia en bucle abierto es también menor y la linealidad obtenida por realimentación es menos efectiva. Hay que evitar someter al operacional a la presencia de señales de alta frecuencia ($f > GBW/G_p$).

BIBLIOGRAFÍA

Sistemas de comunicación

Lathi, Ed Limusa

Analog Integrated Circuits for Communication

Donald O Pederson, Ed Kluwer Academic Publishers

A New Linearization Method for Cancellation of Third Order Distortion

Konrad Miehle, Tesis

www2.uncc.edu/tpw/papers/konradThesis4aug03final.pdf

Transmisión por radio

José Maria Hernando Rábanos, Ed Centro de estudios Ramón Areces

The low frequency experimenters handbook

Peter Dodd y otros. Ed RSGB

Calibrating LF antennae using DCF39

Electronics World, Agosto 2002

Radio Waves below 22kHz:

Nature radio signals and strange emissions at very low frequency.

Renato Romero

<http://www.vlf.it>

A Graphical Approach to Mixer Spurious Analysis

Wireless Design & Development Magazine, 1995

http://www.rfcafe.com/references/electrical/mixer_spur_web.htm

Small-Signal Distortion in Feedback Amplifiers for Audio

James Boyk y Gerald Jay Sussman

www.its.caltech.edu/~musiclab/feedback-paper-acrobat.pdf

Sensitivity of Multi Turn Receiving Loops

William E. Payne, N4YWK

<http://www.vlf.it/octoloop/rlt-n4ywk.htm>

Bandpass Receiving Loop Antennas

Jim Moritz, M0BMU

<http://www.alan.melia.btinternet.co.uk/download/bploop.pdf>