



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN,
ESPECIALIDAD EN SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

ANÁLISIS, MONTAJE Y PRUEBAS DE UN RECEPTOR DE
AM DE RADIODIFUSIÓN SIMPLIFICADO

Jon Mikel Percaz Ciriza
Alberto Sánchez Corpas
Pamplona, Septiembre 2010

Agradecimientos

En primer lugar, agradezco enormemente a mi familia su esfuerzo y paciencia, que han sido claves durante todo este camino.

A tod@s mis amig@s, les agradezco el apoyo e interés demostrado.

Especial agradecimiento al Técnico de Laboratorio David Llorente, realizador de la placa del receptor. Su colaboración y gran predisposición no serán olvidadas.

Finalmente, expresar mi más sincero agradecimiento a mi tutor, Alberto Sánchez Corpas, cuya dedicación, implicación y consejo, han sido incansables e imprescindibles durante la realización del proyecto.

INDICE

Sumario.....	3
1 Introducción.....	4
2 Fundamentos teóricos.....	5
2.1 Modulación.....	5
2.2 Modulación AM.....	7
2.2.1 Composición de la señal AM.....	7
2.2.2 Señal AM en el dominio del tiempo.....	9
2.2.2.1 Expresión analítica.....	9
2.2.2.2 Índice de modulación.....	11
2.2.3 Señal AM en el dominio de la frecuencia.....	14
2.2.4 Distribución del espacio radio-eléctrico de AM.....	17
2.3 Recepción AM.....	19
2.3.1 Características del receptor.....	19
2.3.1.1 Selectividad.....	19
2.3.1.2 Sensibilidad.....	23
2.3.2 Principales tipos de receptores.....	25
2.3.2.1 Receptor a cristal.....	25
2.3.2.2 Receptor superheterodino.....	29
2.3.2.3 Receptor por detección transistorizada.....	32
3 Análisis de la etapa detectora.....	37
3.1 Análisis del circuito sintonizado.....	37
3.1.1 Frecuencias de resonancia límite.....	37
3.1.2 Ancho de banda y factor de calidad.....	40
3.2 Análisis del detector.....	44
3.2.1 Características del detector.....	44
3.2.1.1 Punto de polarización de Q1.....	46
3.2.1.2 Respuesta dinámica.....	47
3.3 Modelado matemático de la característica de transferencia en el punto de operación.....	51
4 Análisis de la etapa de pre-amplificación.....	55
4.1 Características de la etapa de pre-amplificación.....	56
4.1.1 Punto de polarización de Q2.....	58
4.2 Respuesta en frecuencia de la etapa de pre-amplificación.....	61
4.3 Impedancia de entrada.....	66

4.4	Impedancia de salida.....	68
5	Análisis de la etapa de amplificación	71
5.1	Descripción física	71
5.2	El amplificador operacional LM386.....	73
5.2.1	Partes del amplificador operacional	74
5.2.2	Ganancia del LM386.....	78
5.3	Respuesta en frecuencia de la etapa amplificadora.....	82
6	Descripción del receptor y sus componentes	88
6.1	Esquema eléctrico completo del receptor	88
6.2	Descripción física del receptor	94
6.3	Lista de componentes.....	100
6.4	Prestaciones	102
6.4.1	Prestaciones como equipo de comunicaciones.....	102
6.4.2	Prestaciones como equipo de aprendizaje	104
7	Conclusiones y líneas futuras	108
8	Bibliografía.....	110
9	Anexo I	111
-	Tabla A1: Respuesta en frecuencia del circuito sintonizado.	111
-	Tabla A2: Respuesta dinámica del detector.....	112
-	Tabla A3: Simulación de ganancia de la etapa de pre-amplificación.	113
-	Tabla A4: Medición de la ganancia de la etapa de pre-amplificación:	114
-	Tabla A5: Impedancia de entrada Z_{in} de la etapa de preamplificación.	115
-	Tabla A6: Impedancia de salida Z_{out} de la etapa de pre-amplificación.	116
-	Tabla A7: Ganancia del amplificador operacional LM386.	117
-	Tabla A8: Resultado teórico del módulo de la ganancia de la etapa amplificadora.....	118
-	Tabla A9: Medida del módulo de la ganancia de la etapa amplificadora.	119
10	Anexo II.....	120
10.1	Características del condensador variable.	120
10.2	Características del transistor SC1815.....	122
10.3	Características del amplificador operacional LM386.....	126
11	Anexo III.....	135

Sumario

El circuito considerado para este receptor simplificado es una variación del más simple ideado para recibir señales de radiodifusión AM, el receptor de cristal (galena). El detector es una etapa transistorizada polarizada en región no lineal, equivaliendo a un simple diodo. La señal detectada de audio se procesa con otra etapa transistorizada de preamplificación, también de audio, y una etapa final de potencia mediante un amplificador operacional cuya carga es un altavoz. Se ha realizado un análisis sencillo de cada etapa. El circuito va montado sobre una placa de circuito impreso donde se han habilitado puntos de muestreo, para realizar pruebas fácilmente una vez construido. Su operación, es la esperada en un circuito de tal simplicidad. Se prevé su uso como práctica en la asignatura CIRCUITOS DE EMISIÓN Y RECEPCIÓN DE AUDIO de la titulación Ing. Técnica de Telecomunicación, Sonido e Imagen.

1 Introducción

El circuito objeto de este proyecto es una versión de un KIT de RADIO dirigido a niños mayores de 9 años [1]. En su versión comercial es capaz de recibir también FM, aunque se ha obviado tal parte por ser esta etapa de recepción de un tipo muy sencillo de construir, pero muy difícil explicar su principio de operación. Tal etapa es un receptor superregenerativo [2]. El propósito del proyecto, es enfrentar al proyectando con un sistema de recepción de audio sencillo para que pueda poner a prueba y afianzar sus conocimientos de Electrónica Analógica [3] y experimente con algunas de las etapas de desarrollo de un circuito práctico de cierta complejidad.

2 Fundamentos teóricos [4]

En los procesos de transmisión de información, es necesaria la existencia de un equipo emisor desde el que se envía un mensaje a un receptor. Entre ambos equipos, distinguiremos un determinado medio o canal de comunicación.

El equipo emisor debe ser capaz de modificar cierta característica del medio de transmisión de acuerdo con el mensaje, mientras que el receptor, debe ser sensible a esta modificación e interpretarla de forma coherente, para que el mensaje emitido y el recibido sean lo más parecidos posible.

2.1 Modulación

A menudo, las características del medio, nos imponen limitaciones, como por ejemplo, la distancia máxima a la que pueden situarse emisor y receptor. Por ello, habitualmente es necesario, realizar cambios en la estructura del mensaje, destinados a lograr una transmisión más eficaz del mismo, a través del medio.

Para el caso concreto que nos ocupa, el medio de transmisión es el aire y el mensaje adopta el formato de una señal eléctrica, que en último término, no lo olvidemos, deberá excitar un altavoz, creando una señal acústica. La manera de que nuestra señal se propague por el aire, es emplear ondas electromagnéticas, llamadas habitualmente, ondas de radio, que como es lógico, modificarán las propiedades eléctricas y magnéticas del aire. Si quisiéramos transmitir esta señal en banda base (BB), es decir a las frecuencias naturales de la misma, necesitaríamos dotar a la señal, de una gran potencia, realizando la emisión y la recepción con una antena de grandes dimensiones. Esto implicaría la utilización de una cantidad ingente de recursos monetarios, técnicos y materiales, con lo que no sería factible este tipo de transmisión. Además, si todas las señales se transmitieran en BB, generaríamos multitud de interferencias. Como alternativa, la extensión del espectro radioeléctrico nos ofrece la posibilidad de transportar diferentes señales, a diferentes rangos frecuenciales, realizando un aprovechamiento optimizado de este espacio. Es por esto, que empleamos las técnicas de modulación.

El proceso general de modulación, es en esencia, la creación de una señal de alta frecuencia, con un parámetro (amplitud, frecuencia o fase) que varía de forma análoga a

la señal de información, haciendo más eficiente la transmisión. A esta señal de alta frecuencia se le conoce como señal de radiofrecuencia (RF).

Naturalmente, el uso de modulación en la emisión, obliga a que el receptor, sea capaz de reconstruir la señal de información, a partir de la señal de RF. Por tanto, nuestro receptor, necesitará de un sistema de demodulación o detección.

Una de las técnicas de modulación que se emplean en radiodifusión, es la llamada modulación de amplitud (AM, del inglés Amplitude Modulation), en la cual está basado el receptor que se presenta en este proyecto.

2.2 Modulación AM

2.2.1 Composición de la señal AM

La señal de amplitud modulada, tiene su origen en la interacción de dos señales claramente diferenciadas, que serían las entradas básicas de un modulador AM:

- Moduladora:** Es la señal de información.
- Portadora:** Se trata de una señal sinusoidal. De forma general, posee una frecuencia significativamente mayor que la de la moduladora.

El resultado del proceso de modulación es la señal compuesta AM, de igual frecuencia a la portadora, pero cuya amplitud cambia de acuerdo a las variaciones de amplitud y frecuencia de la moduladora, como se observa en la figura 1:

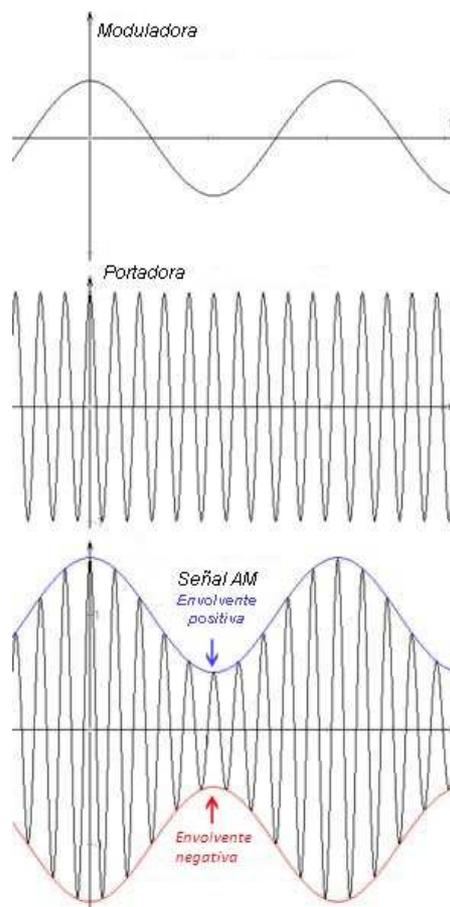


Figura 1: Modulación AM de un tono puro

Si trazamos una línea imaginaria, entre los picos positivos o negativos de la señal, podremos comprobar que el resultado, es una forma de onda análoga, a la de la señal de información, conocida con el nombre de envolvente.

2.2.2 Señal AM en el dominio del tiempo

2.2.2.1 Expresión analítica

La expresión de la señal resultante del proceso de modulación, se puede escribir de forma analítica en el dominio del tiempo de la siguiente manera:

$$s(t) = p(t) + m(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) =$$

$$= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + m(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) = (A_p + m(t)) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t)$$

Siendo:

- $s(t)$: La señal modulada en AM.
- $m(t)$: Señal de información o moduladora.
- $p(t)$: Señal portadora.
- A_p : Amplitud de la onda portadora.
- f_p : Frecuencia de portadora.
- t : Tiempo.

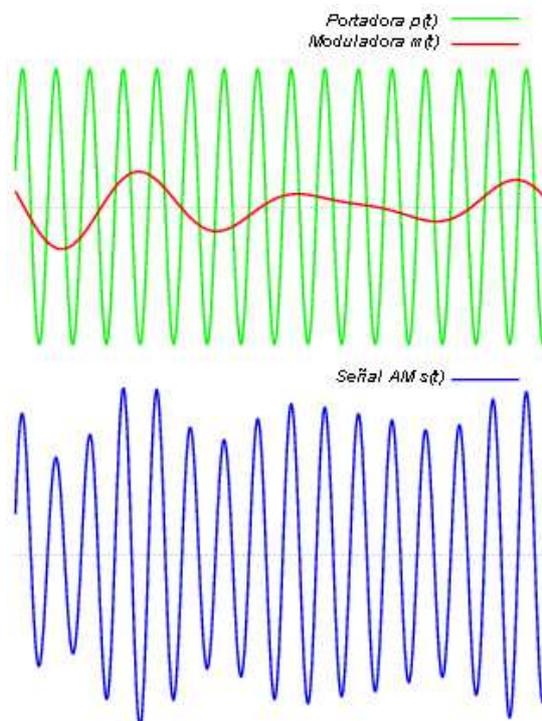


Figura 2: Modulación AM genérica

La expresión presentada, no es muy reveladora de las características de la nueva señal. Esto es debido a que habitualmente, la señal de información, no se puede describir de forma simple mediante una expresión matemática como ocurre por ejemplo, en el caso de la figura 2. No obstante, si a modo de ejemplo imaginamos que queremos modular un tono puro, esto significará que vamos a realizar el proceso de modulación, con una moduladora sinusoidal (caso de la figura 1). Por tanto, ahora tendremos que:

$$m(t) = A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)$$

Con los términos:

- A_m : Amplitud de moduladora.
- f_m : Frecuencia de moduladora.

Si sustituimos en la expresión que hemos obtenido anteriormente para la señal modulada en AM:

$$\begin{aligned} s(t) &= p(t) + m(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) = \\ &= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) \end{aligned}$$

Ahora bien, si empleamos la siguiente relación trigonométrica:

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{\cos(\alpha - \beta)}{2} - \frac{\cos(\alpha + \beta)}{2}$$

El segundo sumando, se transforma en dos términos coseno, como se puede apreciar a continuación:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + \frac{A_m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p - f_m) \cdot t) - \frac{A_m}{2} \\ &\quad \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p + f_m) \cdot t) \end{aligned}$$

En este caso, queda patente que tenemos tres elementos que conforman nuestra señal de AM. En primer lugar, tenemos un término senoidal, correspondiente a la portadora. A continuación tenemos dos términos coseno, que se sitúan cada uno en un lateral de la portadora, a una distancia f_m , de la misma. Al término correspondiente a $(f_p - f_m)$ se le conoce como banda lateral inferior o LSB (Lower Side Band), mientras que al $(f_p + f_m)$, lógicamente, como banda lateral superior o USB (Upper Side Band).

Cada una de estas bandas laterales, es una réplica de la señal moduladora original transportada a otro rango frecuencial, escalada a la mitad de la amplitud de la misma y con una modificación de fase (en este caso hemos empleado una función de señal portadora seno, que nos introduce la modificación de fase. No obstante, si utilizamos una función coseno, no obtenemos dicho cambio de fase).

Para poder extraer una conclusión ciertamente más general de este resultado, podríamos pensar en una señal de audio, que generalmente, no consta únicamente de un tono. Sin embargo, y a modo de breve explicación, una señal cualquiera, puede ser expresada como la suma de varios (incluso infinitos) tonos simples de distinta frecuencia fundamental (f_1, f_2, \dots, f_n), amplitud y fase, mediante la Transformada de Fourier. Este conjunto de tonos, daría lugar a términos coseno con frecuencias $f_p - f_1, f_p - f_2, \dots, f_p - f_n$ para la LSB y $f_p + f_1, f_p + f_2, \dots, f_p + f_n$, para la USB. Es decir, réplicas de la señal moduladora a ambos lados de la portadora.

2.2.2.2 Índice de modulación

Se trata de un valor que marca la relación entre amplitud de portadora y moduladora. Para que una modulación AM se considere correcta, la amplitud de la portadora, nunca debe ser menor que la moduladora. De esta manera, el índice de modulación (m), nos dará una medida de la bondad de la modulación:

$$m = \frac{A_m}{A_p}$$

El índice de modulación, puede tomar cualquier valor perteneciente al rango $[0, \infty)$. Pero, como ya se ha apuntado, cuando la amplitud de moduladora es mayor, que la de portadora, o en otras palabras, cuando m es mayor que 1, nos encontramos en un caso de modulación AM incorrecta, conocido como sobremodulación. En esta situación, las variaciones de amplitud de las envolventes (tanto positiva como negativa), no se corresponden con la forma de onda de la moduladora.

En numerosas ocasiones, el índice de modulación, se expresa de forma porcentual, adoptando el nombre de porcentaje de modulación, cuya expresión, como es natural, vendrá dada por:

$$M(\%) = 100 \cdot m = 100 \cdot \frac{A_m}{A_p}$$

Por tanto, el porcentaje de modulación admisible para una correcta modulación AM, variará entre el 0% y el 100%. En la figura 3, podemos observar representaciones gráficas de tres casos particulares de modulación AM, con moduladora senoidal, con M=50%, 70% y 100%. La representación de una portadora sobremodulada con M=120%, corresponde a la figura 4.

Generalmente, es preferible que el índice de modulación se aproxime lo máximo posible a 1. En esta situación, la contribución de potencia de la señal moduladora a la modulada, es máxima. Esto se traduce en el proceso de demodulación, en la posibilidad de reconstruir una señal de información más intensa. Además, para índices de modulación más bajos, estaríamos dotando a la portadora de una parte de potencia excedente, realizando un uso ineficiente de los recursos.

Por otra parte, el índice de modulación, nos proporciona una descripción matemática de la modulación AM de un tono puro alternativa, que no depende directamente de la amplitud de la moduladora:

$$\begin{aligned} s(t) &= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + \frac{A_m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p - f_m) \cdot t) - \frac{A_m}{2} \\ &\quad \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p + f_m) \cdot t) = \\ &= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + \frac{m \cdot A_p}{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p - f_m) \cdot t) - \frac{m \cdot A_p}{2} \\ &\quad \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p + f_m) \cdot t) = \\ &= A_p \cdot \left(\sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + \frac{m}{2} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p - f_m) \cdot t) - \frac{m}{2} \right. \\ &\quad \left. \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_p + f_m) \cdot t) \right) \end{aligned}$$

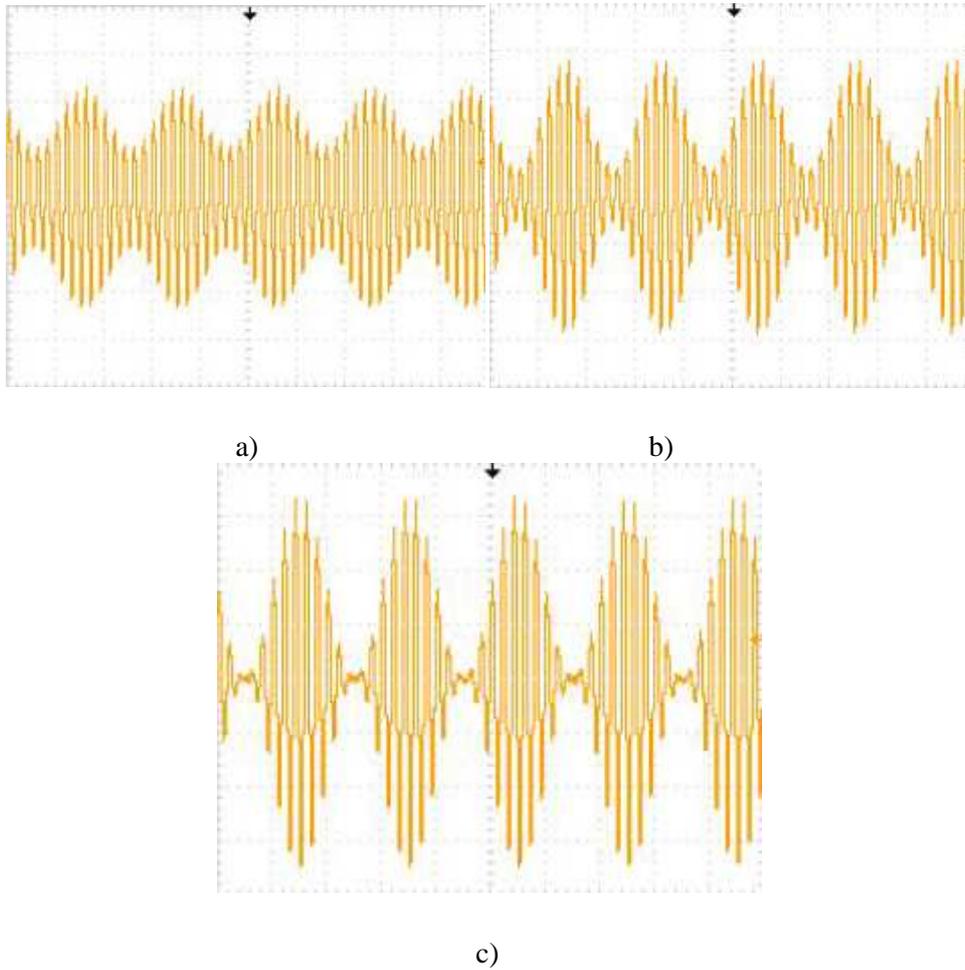


Figura 3: Diferentes ejemplos de porcentaje de modulación. a) $M=50\%$, b) $M=70\%$,
c) $M=100\%$

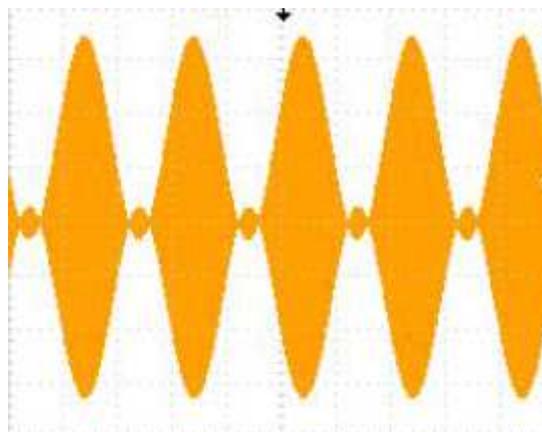


Figura 4: Ejemplo de señal AM sobremodulada ($M=120\%$). La portadora posee una frecuencia mucho mayor que la moduladora, por ello el trazo de la señal aparenta ser un área de color naranja.

2.2.3 Señal AM en el dominio de la frecuencia

Al igual que en el dominio del tiempo, podemos obtener la expresión matemática que nos caracteriza los componentes frecuenciales de la señal de AM. Para ello, el camino más simple consiste en partir de la señal en el dominio del tiempo, para después aplicar la Transformada de Fourier y sus propiedades:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + m(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) \\
 \stackrel{TF}{\Rightarrow} S(f) &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + M(f) * \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] = \\
 &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} \cdot [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + \frac{1}{2 \cdot j} [M(f - f_p) - M(f + f_p)] = \\
 &= \frac{1}{2 \cdot j} \cdot (A_p \cdot [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + M(f - f_p) - M(f + f_p))
 \end{aligned}$$

El resultado no es otro, que la portadora y la composición frecuencial de la moduladora, desplazada al rango de frecuencias de la portadora y centrada en la frecuencia de la misma. Lo que antecede puede plasmarse en forma gráfica según muestra la figura 5.

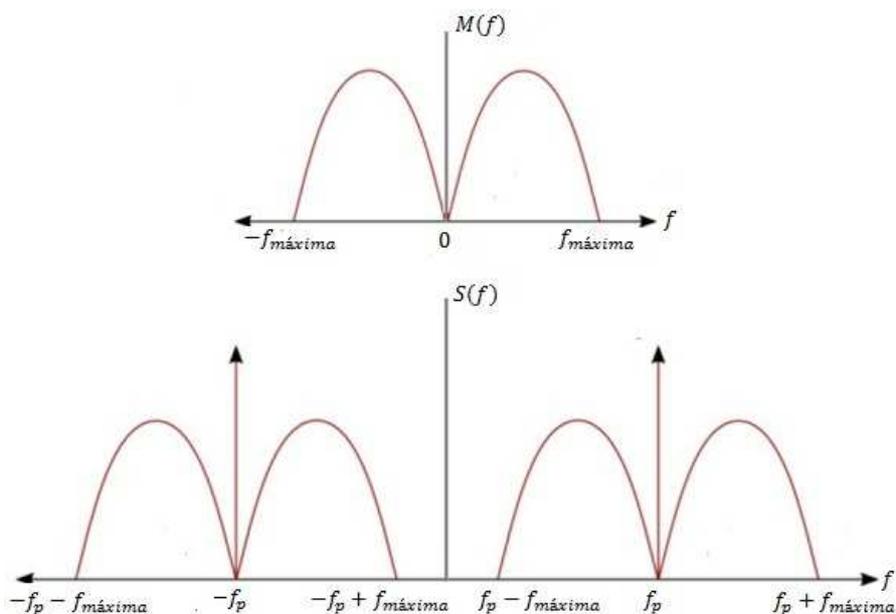


Figura 5: Arriba, espectro de moduladora genérica en banda base. Abajo, espectro resultante de la modulación

Si, como en el caso del dominio del tiempo, empleamos como ejemplo particular, una moduladora sinusoidal, obtenemos:

$$s(t) = A_p \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t) + A_m \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f_p \cdot t)$$

$$\begin{aligned} \stackrel{TF}{\Rightarrow} S(f) &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + A_m \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_m) - \delta(f + f_m)] * \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] \\ &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] - A_m \cdot \frac{1}{4} [\delta(f - f_m - f_p) - \delta(f + f_m - f_p) - [\delta(f - f_m + f_p) + \delta(f + f_m + f_p)]] \\ &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + A_m \cdot \frac{1}{4} [\delta(f - f_p + f_m) - \delta(f - f_p - f_m) + [\delta(f + f_p - f_m) - \delta(f + f_p + f_m)]] \\ &= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + A_p \cdot m \cdot \frac{1}{4} [\delta(f - f_p + f_m) - \delta(f - f_p - f_m) + \delta(f + f_p - f_m) - \delta(f + f_p + f_m)] \\ &= A_p \cdot \left(\frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + m \cdot \frac{1}{4} [\delta(f - f_p + f_m) - \delta(f - f_p - f_m) + [\delta(f + f_p - f_m) - \delta(f + f_p + f_m)]] \right) \end{aligned}$$

En la figura 6, observamos el módulo del espectro de una modulación AM de un tono puro.

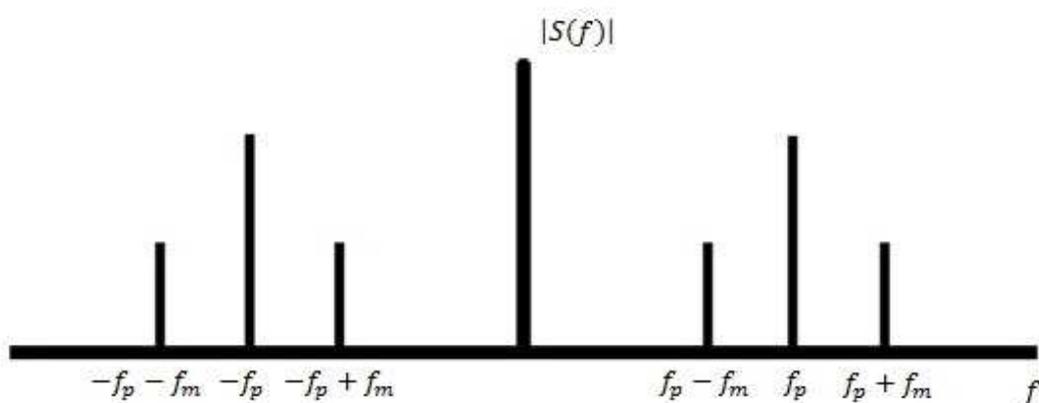


Figura 6: Modulación AM de un tono puro

Al observar este espectro, podremos llegar a la misma conclusión que en el dominio del tiempo: La modulación AM, de un tono puro consta de tres componentes sinusoidales, una portadora, y a ambos lados (por encima y por debajo de la frecuencia de portadora), unas bandas laterales. Así, si intentamos sumar cada una de ellas de forma

separada en el dominio del tiempo, obtenemos el resultado esperado, como vemos en la ilustración de la figura 7.

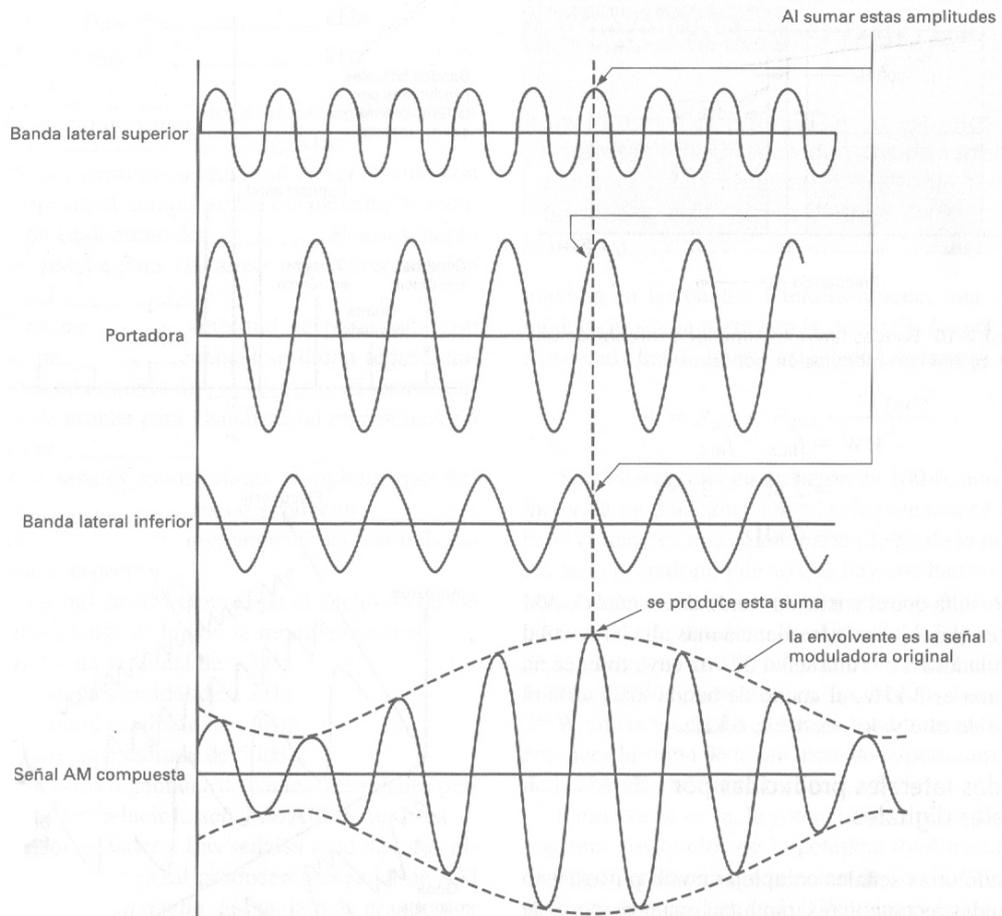


Figura 7: Composición de la señal AM a partir de las tres componentes que intervienen

2.2.4 Distribución del espacio radio-eléctrico de AM

Para poder transmitir varias emisoras, en el rango frecuencial reservado a AM (en España este rango comprende desde los 526,5 kHz hasta los 1606,5 kHz), es necesario seguir ciertas indicaciones, que además influirán en las características de nuestro receptor.

En primer lugar, es necesario realizar un procesamiento de la señal de información a transmitir, que tiene como objetivo limitar tanto los valores de amplitud y de ancho de banda de la señal:

- *Limitación de ancho de banda:* Aunque el rango de frecuencias que el ser humano puede percibir está comprendido entre los 20 y 20.000 Hz, en la transmisión de señal AM, se fija un ancho de banda del canal de 10 kHz. Esto nos exige limitar la frecuencia superior de la señal de audio a 5 kHz.
- *Limitación de amplitud:* Como se ha comentado anteriormente, podríamos tener problemas de sobremodulación si la amplitud de moduladora, superara a la de portadora.

En estas condiciones se produce distorsión en la señal AM, que tiene como consecuencia, la creación de armónicos de las frecuencias primarias, que al modularse, con la portadora, producen bandas laterales, cuya frecuencia excede los límites del canal que nos ha sido asignado, y que podría interferir con otros canales. Con objeto de evitar este fenómeno, se limita deliberadamente la señal de audio, haciendo uso de un circuito limitador, que nos garantiza que los picos de la señal no sobrepasarán un cierto nivel de tensión.

Una vez que hemos encauzado los valores de amplitud y frecuencia de moduladora, es necesario emplear una frecuencia de portadora lo suficientemente alejada de la de otras emisoras, de tal forma que no exista solapamiento entre bandas superiores e inferiores de distintas emisoras. Por ejemplo, si quisiéramos situar nuestra portadora a una frecuencia más elevada que la de otro canal, deberíamos respetar los 5kHz de la banda lateral superior de este, teniendo en cuenta que nuestra señal también posee una banda lateral inferior de 5 kHz. Así pues, desde un punto de vista ideal, deberíamos situar nuestra portadora como mínimo a 10 kHz de la del canal inferior (la distancia sería la

misma si quisiéramos emplear una portadora de frecuencia inferior a la de otro canal dado).

Sin embargo, la respuesta en frecuencia de los circuitos sintonizados reales que se emplean en recepción, no es ideal, debido a que la pendiente en las faldas de la respuesta en frecuencia no es infinita, sino que caen de una forma gradual. Así pues, se antojaría muy complicado, conseguir recibir un canal, sin la presencia de componentes de bandas superiores o inferiores de otro. Por este motivo, en el espacio radioeléctrico, se imponen las llamadas bandas de guarda, es decir, rangos frecuenciales entre canales, en los que no está permitido transmitir. La anchura de estas bandas de guarda es de 30 kHz. Por tanto, si tenemos en cuenta las bandas laterales superiores e inferiores de dos canales adyacentes, que nos imponen una distancia mínima entre portadoras de 10 kHz, y los 30 kHz de la banda de guarda correspondiente, obtendremos que la distancia mínima a la que se pueden situar dos portadoras, es de 40 kHz (ver figura 8). Los valores expuestos, nos determinan las características del circuito sintonizado LC que debemos emplear para la recepción de la señal AM.

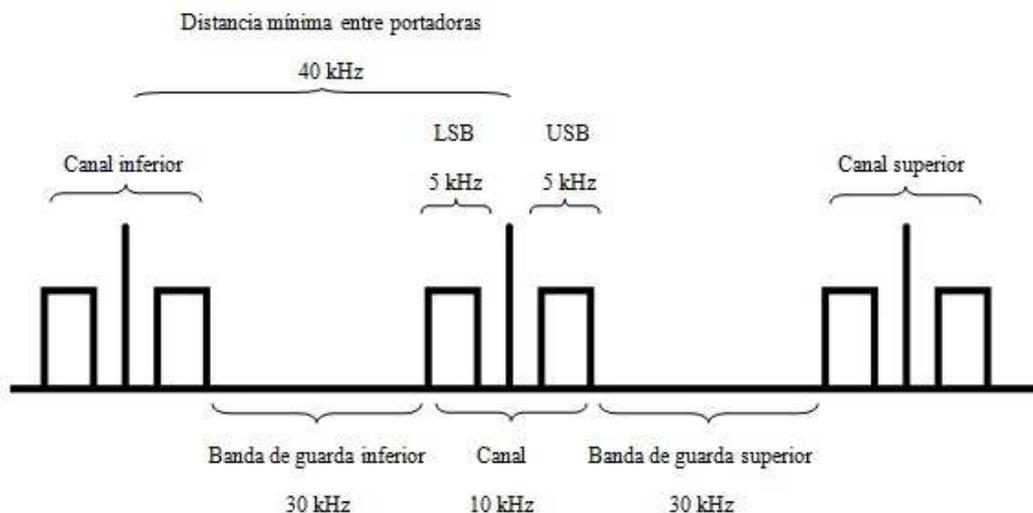


Figura 8: Representación del espectro del rango destinado a AM y distribución de sus canales

2.3 Recepción AM

Un receptor de comunicaciones debe ser capaz de seleccionar una señal entre las miles que podemos encontrar en espectro radioeléctrico y además, debe poder recuperar la señal de información con unos niveles aceptables, mediante el uso de amplificación. Estas dos características determinantes, reciben el nombre de selectividad y sensibilidad.

2.3.1 Características del receptor

2.3.1.1 Selectividad

Se trata de la capacidad de un receptor para seleccionar una señal de frecuencia deseada, al tiempo que rechaza las señales presentes en frecuencias adyacentes.

Los elementos responsables de esta tarea, son los llamados circuitos sintonizados, es decir, circuitos LC en paralelo preparados para resonar a una frecuencia deseada. El parámetro mediante el cual podemos valorar la selectividad del circuito LC, es el factor de calidad (Q), que viene dado por el cociente de la reactancia inductiva y la resistencia de la bobina:

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

La expresión necesaria para obtener la reactancia inductiva es la siguiente:

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L$$

Siendo f_r la frecuencia de resonancia del filtro LC, y L la inductancia. Dicha frecuencia de resonancia f_r se calcula como:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}$$

Otro dato que nos indica la bondad de la selectividad de un circuito resonante LC es el ancho de banda (BW), que nos mide el rango de frecuencias, en la que la respuesta del filtro decae menos de 3 dB, con respecto a la frecuencia de resonancia. Por tanto, para cuantificar el ancho de banda deberemos identificar las dos frecuencias de corte f_1 y f_2 , situadas por debajo y por encima de la frecuencia de resonancia, cuyas respuestas tienen

búsqueda de un mayor nivel de selectividad (mayor Q), podría llevarnos a recortar excesivamente el ancho de banda del filtro, que en el caso de la recepción de AM, significaría el rechazo de parte de las bandas laterales, que contienen la señal de información.

La solución lógica a este compromiso, consiste en buscar un filtro, cuya respuesta tenga gran selectividad en un rango de frecuencias (el del ancho de banda), pero decaiga rápidamente para el resto de frecuencias. Las regiones situadas en torno a la frecuencia central, en las cuales la respuesta se va a atenuando, se conocen como faldas. Por tanto, necesitaremos un indicador, de cuán abruptas son dichas faldas. A este parámetro, se le llama, factor de forma:

$$\text{Factor de forma} = \frac{f_4 - f_3}{f_2 - f_1}$$

Es importante señalar, que en este caso f_3 y f_4 , son las frecuencias inferior y superior, para las que la respuesta se ve atenuada en 60 dB con respecto a la frecuencia de resonancia, pero f_1 y f_2 no son las frecuencias inferior y superior de corte, sino que son aquellas en la que la respuesta cae en 6 dB. La situación de estas frecuencias con sus correspondientes niveles figura en la gráfica de la figura 10.

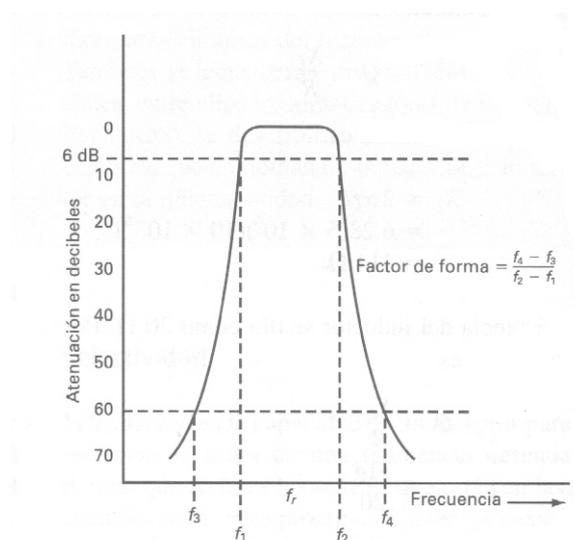


Figura 10: Curva de respuesta de un circuito sintonizado LC y factor de forma.

Como se observa en la gráfica de la figura 10, las faldas serán mucho más pronunciadas, cuanto más próxima se encuentren f_4 de f_3 y f_1 de f_2 ; y por tanto el valor del factor de forma se aproximará más a 1. En un caso ideal, estas distancias entre frecuencias serían nulas y la pendiente de las faldas sería infinita. Por tanto el factor de forma sería igual a la unidad, proporcionándonos una selectividad perfecta para un determinado ancho de banda. Como ya se ha mencionado en el apartado 2.2.4, no es posible en la realidad, diseñar un filtro LC de características ideales. De hecho, en la práctica, resulta muy complejo conseguir circuitos sintonizados con un valor alto de Q y con un factor de forma cercano a 1.

Para solventar este problema, las técnicas más utilizadas consisten en conectar en cascada varios circuitos sintonizados (de tal manera que la respuesta conjunta de todos ellos, si que posee un factor de calidad más alto) o bien utilizar filtros a cristal.

2.3.1.2 Sensibilidad

La sensibilidad de un receptor de comunicaciones es el límite de la capacidad de este de captar señales débiles y en un receptor audible, el mínimo valor de amplitud de entrada distinguible por el oyente. Es decir, es el menor nivel de tensión de entrada, que puede ser recibido por el receptor.

La sensibilidad estará directamente ligada con la ganancia total del receptor.

La ganancia se define como la relación entre las amplitudes de una determinada magnitud a la salida y a la entrada de un sistema. De forma general, se puede referir a potencia, tensión y corriente, aunque aplicada al ámbito de la sensibilidad, lo más frecuente, es referirse a la ganancia de tensión (Δv). Se trata de un valor adimensional, y se calcula con la expresión:

$$\Delta v = \frac{v_{out}}{v_{in}}$$

No obstante, es más habitual, encontrarla medida en la escala logarítmica de los decibelios, para lo cual la ganancia es:

$$G(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{v_{out}}{v_{in}}\right)$$

Si escogemos, por simplicidad, la expresión adimensional de la ganancia de tensión, podemos establecer sencillamente la relación:

$$v_{out} = \Delta v \cdot v_{in}$$

Donde se certifica claramente, que cuanto mayor sea el valor de la ganancia, menor tensión será necesaria a la entrada para obtener una tensión deseada de salida. Podemos dividir un receptor complejo en N módulos más simples, en cuyo caso, la ganancia total del receptor, sería la suma de las ganancias de cada uno de los módulos por separado:

$$G_T = G_1 + G_2 + \dots + G_N$$

Esta circunstancia se aprovecha en los receptores, ya que podemos lograr ganancias de alto valor, empleando múltiples etapas de amplificación.

Sin embargo, la sensibilidad no depende únicamente de la ganancia, debido a que no se permite que la señal de salida pueda estar degradada en exceso por la acción del ruido. Esto es algo que nos impone limitaciones a la hora de emplear muchas etapas de amplificación, ya que estas suelen generar habitualmente ruido. Concretamente, suele ser recomendable, que en las primeras etapas de procesamiento de señal, se genere el mínimo ruido posible, debido a que su influencia en posteriores etapas es mucho más importante, que el ruido que se genera en etapas posteriores.

No existe un acuerdo total, sobre el nivel de ruido límite permisible a la hora de medir la sensibilidad. En ocasiones, el valor de sensibilidad de un receptor, es el mínimo nivel de señal de entrada para el que el nivel de salida supera en 10 dB al nivel de ruido de fondo del receptor. En otras especificaciones, este valor mínimo de diferencia entre señal y ruido es de 20 dB.

Las cifras típicas de sensibilidad rondan el valor de $1\mu\text{V}$, aunque los receptores profesionales de comunicaciones se sitúan entre $0,2\mu\text{V}$ y $1\mu\text{V}$. Sin embargo, para los receptores comerciales de AM destinados a recibir estaciones locales potentes, la sensibilidad puede ser menor ($100\mu\text{V}$ o incluso valores mayores).

La medición de la sensibilidad, precisa de una cámara EMI, en la que no se puedan dar interferencias electromagnéticas, entre emisor y receptor, causadas por equipos externos. De esta forma, se puede lograr una medición precisa y sin injerencias externas, de la tensión de entrada.

2.3.2 Principales tipos de receptores

2.3.2.1 Receptor a cristal

Es el receptor más primitivo de señal AM. Se le conoce también por receptor de diodo o de galena, debido a que el fundamento principal de su funcionamiento se debe a que antiguamente se empleaban cristales de galena (sulfuro de plomo) semiconductores, que funcionaban como un diodo, para realizar la detección de la señal AM.

Existe cierta controversia a la hora de atribuir su invención. La mayoría de documentos, recoge que el mérito fue de Guillermo Marconi (1874-1937), cuya patente data de 1900. Sin embargo, esta patente, es posterior a la de un dispositivo muy similar de Nikola Tesla (1856-1943), que fue presentada en 1887, dos años después de que Marconi llevara a cabo la que se considera la primera transmisión de radio.

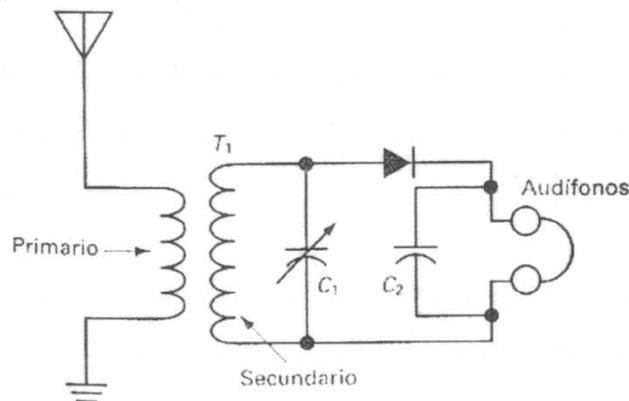


Figura 11: Receptor a cristal

A nivel esquemático su composición es muy simple, constando básicamente de una antena, un circuito sintonizado y unos audífonos, según apreciamos en la figura 11.

Su principio de funcionamiento es el siguiente:

- 1º) Las ondas electromagnéticas, inducen una corriente en el devanado del primario del transformador T_1 . Esta corriente, proporciona una diferencia de potencial en el secundario.

- 2º) El circuito resonante LC formado por el secundario de T_1 y el condensador variable C_1 , ejerce naturalmente de circuito sintonizado, permitiéndonos seleccionar la frecuencia de resonancia, variando el valor de C_1 .
- 3º) El diodo, nos selecciona los semiciclos positivos de la señal de AM.
- 4º) El condensador C_2 , de baja impedancia a bajas frecuencias, se carga hasta los picos positivos de la señal AM. Sin embargo, la constante de tiempo del filtro RC que conforma con el resto del dispositivo, es demasiado alta, para permitir la descarga, de tal manera que la forma de onda resultante a la entrada de los audífonos, sigue la progresión de los picos de la señal AM. En otras palabras, extrae la envolvente positiva de la señal AM, que coincide con la señal moduladora.

Este circuito, no cuenta con las garantías de selectividad y sensibilidad necesarias para las comunicaciones actuales. Como se ha señalado en el apartado dedicado a la selectividad (2.3.1.1), resulta complicado obtener una buena selectividad mediante un solo circuito sintonizado, y además, no se emplea ningún elemento de amplificación, por lo que la señal de RF (y más concretamente sus bandas laterales), debe contener suficiente energía como para poder excitar los audífonos. Esto significa, que la potencia de la señal de AM, debe ser muy grande y por tanto, la recepción se limita a señales de gran amplitud. No obstante, sienta una base para el procedimiento de demodulación, que a grandes rasgos, se utiliza en gran parte de los receptores.

Una evolución directa del receptor a cristal, es el receptor de radiofrecuencia sintonizado (TRF) de la figura 12, en el que se potencia la selectividad del receptor, mediante el uso de varios circuitos sintonizados LC en cascada y la sensibilidad mediante el uso de amplificadores.

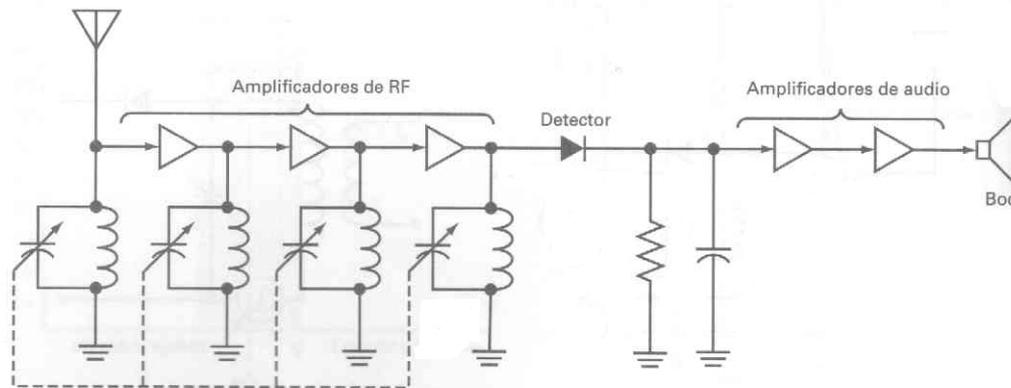


Figura 12: Receptor TRF

Aunque el logro en la búsqueda de mayor selectividad es incontestable, el proceso de selección de frecuencia resulta complejo. Para que los filtros actúen sobre el mismo ancho de banda, es necesario que la capacidad de los condensadores variables de todos los circuitos sintonizados coincida (obviando el hecho de que las inductancias también coincidan), por tanto, tendremos que actuar, sobre cada uno de ellos, hasta dar con la emisora que queremos escuchar. Se trata ciertamente de un proceso tedioso, por lo que se pensó en unir mecánicamente los actuadores de los condensadores variables a otro actuador común, de tal manera, que al girar el común, todos los demás girasen de forma solidaria en el mismo arco. Se trata de una buena solución, pero cuenta con el problema prácticamente insalvable, de que es muy difícil controlar perfectamente el rango de capacidades de un condensador variable en el proceso de fabricación, y aún más, hacer que para un mismo giro de todos los actuadores, la capacidad de todos ellos coincida.

Otro hándicap con el que cuenta esta generación de receptores, es que la respuesta en frecuencia de los filtros LC, no es la misma a bajas frecuencias que a altas. Operando a bajas frecuencias, podemos lograr un buen filtrado de la señal. Si por el contrario, nos movemos cada vez a frecuencias de resonancia más altas, el ancho de banda que dejaremos pasar con el filtro LC, será mayor que el ancho de banda necesario (recordemos que el ancho de banda es función de la frecuencia de resonancia y del factor de calidad) para filtrar una señal AM, por lo que no eliminaremos completamente las componentes de otras emisoras.

Si analizamos la progresión en el campo de la sensibilidad, los amplificadores de RF empleados, reducen la necesidad de una señal de entrada de alta potencia, mejorando ostensiblemente la sensibilidad.

Además, unos amplificadores de audio, posteriores a la etapa de detección, nos introducen una ganancia adicional a la señal de información, de tal forma que puede ser aplicada a un nivel adecuado a la entrada de unos altavoces.

Sin embargo, esta solución también cuenta con un inconveniente (ver sección 2.3.1.2). El uso de amplificadores, introduce habitualmente ruido. Es cierto, que parte de este ruido se puede filtrar con los filtros LC, pero otra parte, afecta al ancho de banda que nos interesa. Además, como también se ha señalado, la contribución de ruido resulta más crítica, si se sitúa en las primeras etapas de un receptor, dado que el resto de amplificadores, amplifican la señal, pero también el ruido introducido por la etapa anterior.

Una solución a este problema, consiste en la utilización de LNA (Low Noise Amplifier) o amplificadores poco ruidosos de RF, para las primeras etapas de sintonización.

2.3.2.2 Receptor superheterodino

Se trata del modelo de receptor más empleado actualmente, dada su fiabilidad y la calidad de la señal demodulada. Fue inventado en 1918 por Edwing Amstronng (1890-1954) a quien también corresponde la invención de la radio FM, así como varios receptores destinados a esta técnica.

El principio de funcionamiento difiere en gran medida del receptor de galena, empleando un diseño más complejo y refinado. A continuación, en el diagrama de bloques de la figura 13, podemos distinguir los módulos en los que se compone el receptor superheterodino.

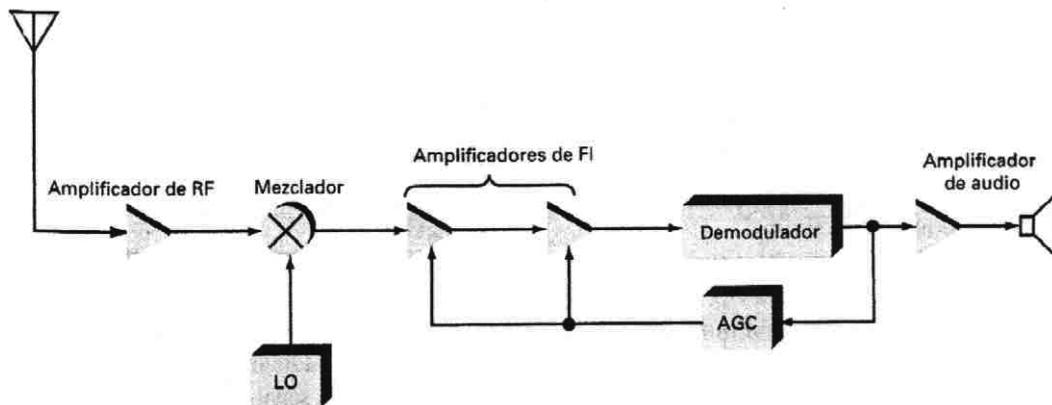


Figura 13: Receptor superheterodino

En este caso, la prioridad es conducir la señal de RF que escojamos, hasta un rango de frecuencias fijo, notablemente inferior, denominado Frecuencia Intermedia (FI). El objeto de esta translación es aplicar a esta señal unos valores de selectividad fijos, sea cual sea la señal de entrada, solventando así los problemas de selectividad del receptor a cristal y el TRF.

La señal procedente de la antena, pasa a un amplificador de radiofrecuencia, donde recibe la ganancia necesaria para, incrementar la sensibilidad y obtener una amplitud adecuada para el procesamiento de la señal. Posteriormente, se hace circular la señal por un circuito sintonizado, que nos realizará una primera selección de señal. El uso de estas dos primeras fases, suele ser lo más habitual, aunque se puede prescindir de ellas. Posteriormente veremos el porqué.

La clave del receptor y su particularidad, se sitúa en la obtención y el procesamiento de la señal en Frecuencia Intermedia. Para llevar la señal hasta este rango, se emplea un mezclador y un oscilador local (si queremos que la sintonización sea variable, este oscilador deberá ser variable). La señal de RF se mezcla con la del oscilador local. Este oscilador local siempre nos proporciona la frecuencia necesaria para que el resultado de la mezcla llegue hasta FI, como se muestra en la figura 14.

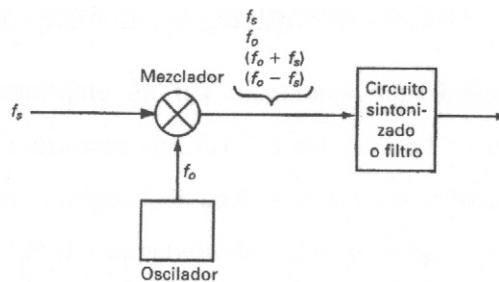


Figura 14: Entradas y salidas del mezclador de un receptor superheterodino

De las componentes resultantes de la mezcla, se filtra aquella que es resta de la señal de RF y del oscilador local. Realizamos por tanto una conversión a frecuencias inferiores, en donde es mucho más sencillo el diseño de filtros y amplificadores apropiados para lograr una mayor selectividad y sensibilidad, que en el caso de los receptores que realizan la demodulación directamente sobre la señal de RF.

La inclusión previa al mezclador del amplificador de RF y el circuito sintonizado, es muy recomendable, debido a que podemos trabajar con valores de tensión comparables entre la señal de RF y la del oscilador local. Además, el circuito sintonizado previo al mezclador, puede evitarnos gran parte de las frecuencias imagen y espurias que se generarían de la mezcla de la señal del oscilador local con señales indeseadas, que correrían el riesgo de distorsionar la señal que queremos escoger.

La señal de FI, se amplifica en mayor o menor medida dependiendo del nivel de señal de entrada. Para ello se emplea un dispositivo conocido como control automático de ganancia (AGC), que extrae el nivel medio de la señal de RF como variable de control de amplificación, de tal manera que si este es muy débil, se aplica una mayor amplificación a la señal de FI y viceversa, obteniendo en cualquier caso, unos valores homogéneos de tensión a la salida.

Una vez aislada y amplificada la señal de FI, podemos llevar a cabo la detección de la señal moduladora, mediante un dispositivo no lineal como un diodo o un transistor. Una vez hecho esto, aplicamos la señal a un amplificador de audio, que dotará a la señal del nivel necesario para poder ser aplicada a unos altavoces.

2.3.2.3 Receptor por detección transistorizada

Es el diseño en el que está basado el receptor que se presenta en este proyecto. Su principio de funcionamiento está inspirado en el receptor de cristal, con la diferencia de que en lugar de emplear un diodo como elemento no lineal de detección, emplea un transistor.

Este detector, puede utilizarse como elemento demodulador en distintos diseños (formando parte de receptores TRF, superheterodinos, etc.), siendo empleado, para el caso que nos ocupa, para un receptor cuya arquitectura, recuerda a la del receptor de cristal, aunque con alguna variación.

Como se ha visto en el apartado de los receptores de diodo, la sensibilidad de estos, es bastante limitada, siendo útiles para señales locales de alto nivel. Sin embargo, la detección por transistor, pertenece a la clasificación de detectores cuadráticos.

Los detectores cuadráticos son aquellos, que proporcionan una amplitud de salida proporcional al cuadrado de la amplitud de la señal de entrada. Se emplean para demodular señales débiles debido a que leves variaciones de amplitud de entrada, se elevan al cuadrado a la salida, obteniéndose una señal de salida de alto nivel. En otras palabras, el uso de un transistor, incorpora a la función de detección, una característica de amplificación no presente en los detectores a diodo.

Por otra parte, el principio de funcionamiento entre los detectores de diodo y los basados en transistor es bastante similar pero presenta ciertas diferencias. El diodo solo conduce aquellos semiciclos positivos de la señal de AM. El transistor solo conduce mientras la tensión de entrada aplicada a la base es positiva, pero la corriente de salida que atraviesa el colector, no presenta exactamente la misma forma de onda que la de los semiciclos positivos de entrada. Esta diferencia tiene su origen, en que la curva de respuesta del transistor no presenta una ganancia fija en todas sus zonas de funcionamiento, como se puede comprobar en la figura 15.

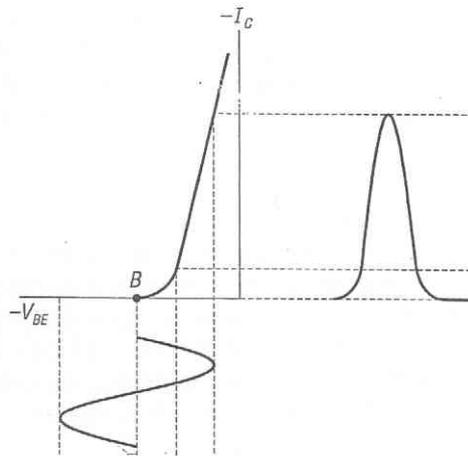


Figura 15: Corriente de colector, frente a nivel de tensión de entrada sinusoidal, de un transistor PNP funcionando en clase B.

Esta deformación, no tiene consecuencias de gran importancia (a lo sumo cierta distorsión, cuya influencia a pequeñas amplitudes es menor), ya que será el valor de pico, el que necesitemos para intentar extraer la envolvente (la señal moduladora). Tanto en el caso del diodo como en el del transistor, la señal que se produce a la salida, tiene la misma frecuencia (los picos de la señal ocupan la misma posición en el tiempo), pero en el caso del transistor, la respuesta presenta mayor amplitud, debido a la ganancia que incorpora el propio transistor. En otras palabras, obtenemos una respuesta amplificada.

Sin embargo, no todas las configuraciones realizables con el transistor son válidas. Para que funcione como un detector, el transistor tiene que operar en clase B, esto es, con una polarización proporcionada por alimentación lo suficientemente alta como para que, una vez sumada la señal de RF, pueda conducir únicamente los semiciclos positivos de dicha señal, proporcionando una salida nula en el caso de que la tensión de RF sea negativa. De esta manera, la tensión de polarización que debemos aplicar a la base, debe ser muy pequeña, de tal manera que la corriente de colector en reposo (en ausencia de señal RF), debe ser de ínfimo valor.

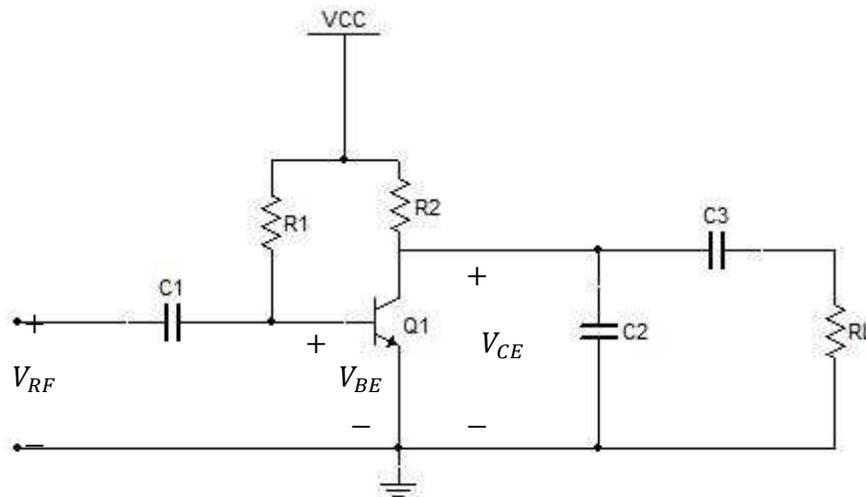


Figura 16: Detector transistorizado

En la figura 16, vemos una de las implementaciones que se puede emplear para obtener un funcionamiento como detector. Su principio de funcionamiento se explica a continuación.

La tensión de entrada se aplica entre base y emisor (V_{BE}), y la de salida se obtiene entre colector y emisor (V_{CE}). Esta configuración conocida como emisor común, permite la amplificación de la señal de entrada a la salida. Ahora bien, la red resistiva formada por R_1 y R_2 , determina las tensiones de alimentación (en continua) procedentes de V_{CC} que se aplican en base y en colector, y por tanto, la zona de funcionamiento del transistor. Para que podamos operar como detector (en clase B), la tensión V_{BE} en reposo se debe situar en torno a los 0,5 V (umbral de conducción) y la V_{CE} en un valor del rango de zona activa. De esta manera, al situarse la tensión de polarización entre la zona de corte y la zona activa, solamente aquellas tensiones procedentes de la señal de RF que aumenten el valor de la tensión V_{BE} , provocarán incrementos de voltaje en el colector, sobre el valor constante de polarización. Obviamente, las tensiones que incrementan V_{BE} son los semiciclos positivos de la señal AM.

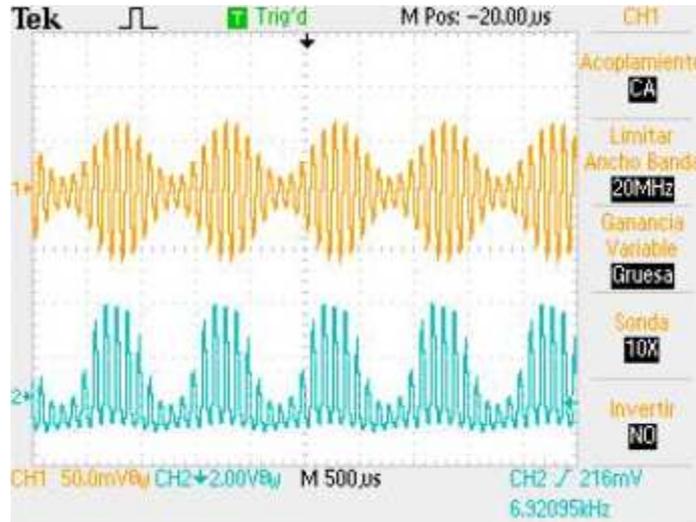


Figura 17: Arriba, señal AM original. Abajo, tensión de colector-emisor.

Para poder acoplar correctamente las tensiones de alimentación (V_{CC}) y de RF (V_{RF}) a la base del transistor, es necesaria la utilización de un condensador como C_1 , de tal manera que al actuar este como un circuito abierto para corriente continua y como un cortocircuito para corriente alterna, evite la propagación de la tensión de alimentación (que es continua) a etapas anteriores al detector, posibilitando a su vez, la llegada de la señal de RF (de corriente alterna) hasta la base.

En la figura 17, podemos apreciar la señal AM en la base del transistor y la componente de alterna que obtenemos a la salida (en el colector), si operamos en circuito abierto con C_2 , C_3 y R_L . Comprobamos, como efectivamente, se eliminan en gran parte los semiciclos negativos de la señal AM de entrada.

Ahora bien, de momento solamente hemos conseguido rectificar la señal de AM. Para poder extraer a partir de esta, señal la envolvente, es necesario que eliminemos de la señal presente en V_{CE} , cualquier componente de RF.

El condensador C_2 , presenta baja reactancia para frecuencias de RF, estas componentes quedarán cortocircuitadas a tierra a través de dicho condensador. La componente resultante (la moduladora), atravesará el condensador C_3 cuya impedancia a frecuencias de audio debe ser baja llegando hasta la resistencia de carga R_L . La componente de continua, procedente de la red de polarización de colector, no puede

propagarse a través de C_3 , aislando la alimentación del detector de etapas posteriores, de tal manera que únicamente la señal de información estará presente en la resistencia de carga R_L .

El resultado obtenido del proceso de detección, queda patente en la representación gráfica de la figura 18. Como vemos, la señal extraída es muy parecida a la de la envolvente positiva. No obstante, apreciamos cierto rizado en la señal detectada en R_L , debido a la simplicidad del filtro proporcionado por C_2 .

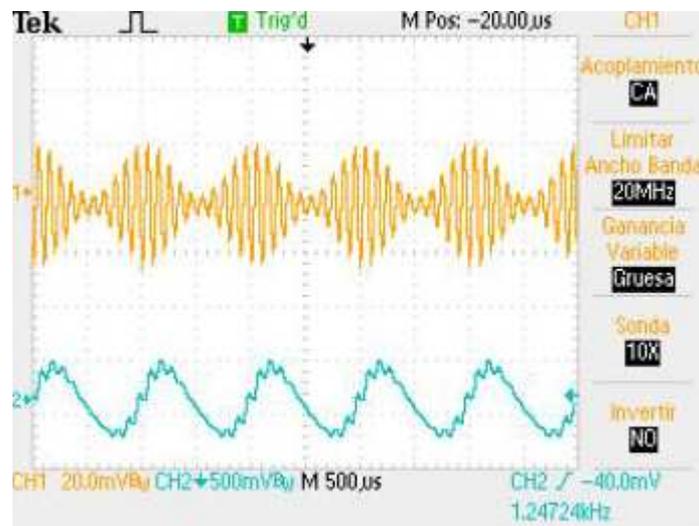


Figura 18: Arriba, señal AM original. Abajo, señal filtrada mediante C_2 (eliminación de la componente RF).

3 Análisis de la etapa detectora

3.1 Análisis del circuito sintonizado

El circuito sintonizado, está formado por una bobina de hilo de Litz (L), arrollada en torno a un núcleo de ferrita, con objeto de disponer de la típica antena AM. Esta bobina, posee cuatro terminales, entre los cuales se dan distintas inductancias. Conectado en paralelo a dos de estos terminales (0 y 3), se encuentra un condensador variable (VC) según se muestra en la figura 19, mediante el que podemos variar la sintonización.

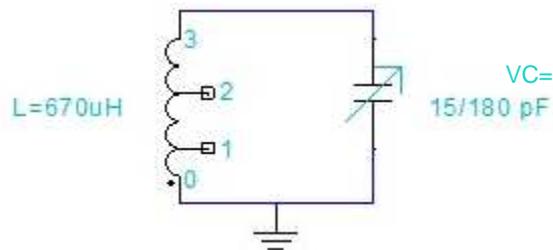


Figura 19: Circuito sintonizado LC paralelo.

El terminal 1 de la bobina, se emplea posteriormente, para hacer llegar la señal sintonizada al detector.

Para poder extraer las características del filtro LC paralelo, necesitamos de las mediciones realizadas en el laboratorio, y de la simulación realizada con el software Multisim.

3.1.1 Frecuencias de resonancia límite

En primer lugar, es necesario calcular el rango de frecuencias que nuestro receptor es capaz de sintonizar. Para ello, hemos de ser conscientes de que el condensador variable (VC), será el que nos limite este rango frecuencial, mediante la variación de la capacidad, mientras que la inductancia (L) medida de la bobina es de un valor fijo de $670 \mu\text{H}$.

Empleando la expresión necesaria para la obtención de la frecuencia de resonancia de un circuito LC paralelo, con los valores extremos de capacidad, conocemos las frecuencias de resonancia inferior y superior que se pueden conseguir con el circuito sintonizado.

- Frecuencia de resonancia inferior:

Dado que la frecuencia de resonancia es función inversa de $\sqrt{L \cdot C}$, es lógico pensar que para determinar la frecuencia de resonancia inferior, necesitaremos el valor de capacidad máximo (C_{max}) que podemos alcanzar con el condensador.

En las características del condensador (consultar sección 10.1 del Anexo II) se nos indica que la máxima capacidad nominal es de 160 pF. Sin embargo, las mediciones realizadas al condensador mediante el medidor LCR de que se dispone en el laboratorio, a una frecuencia de medida de 100 kHz (la máxima que se puede fijar en el medidor), arrojan un resultado de 180 pF. La frecuencia de resonancia inferior ($f_{r\ inf}$) la calcularemos como:

$$f_{r\ inf} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{max}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{670 \cdot 10^{-6} H \cdot 180 \cdot 10^{-12} F}} \cong 458\text{ kHz}$$

- Frecuencia de resonancia superior:

En este caso, la frecuencia de resonancia superior vendrá dada por el mínimo valor de capacidad (C_{min}). El valor nominal de C_{min} es de 4,3 pF, pero también en esta ocasión el resultado de la medición difiere de este valor. Concretamente, el valor medido en las mismas condiciones que para el máximo valor de capacidad es de $C_{min} = 13$ pF.

Así pues la frecuencia de resonancia superior ($f_{r\ sup}$) será:

$$f_{r\ sup} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{min}}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{670 \cdot 10^{-6} H \cdot 15 \cdot 10^{-12} F}} \cong 1,59\text{ MHz}$$

En teoría, el receptor podría recibir señales de frecuencias comprendidas entre 458,3 kHz y 1,59 MHz, abarcando prácticamente todo el rango de AM que va desde los 526,5 kHz hasta los 1606,5 kHz. Si empleamos los valores nominales de capacidad, obtendríamos una frecuencia inferior de 486 kHz y una superior de 3MHz.

Sin embargo, la audición de las distintas emisoras que se pueden captar con el receptor, discrepa de estos resultados. Se puede comprobar que el canal de mayor frecuencia que se puede captar es el de una emisora cuya portadora se sitúa en 1134 kHz. No obstante, a tenor de los resultados teóricos, deberíamos ser capaces de poder captar otra emisora cuya portadora está fijada en 1575 kHz.

La causa para esta discrepancia entre rangos frecuenciales más plausible, está relacionada con la bondad de las mediciones efectuadas mediante el medidor LCR, por las razones que se comentan a continuación:

- 1º) No se puede calibrar el medidor LCR con los medios de los que se dispone, por lo tanto, el resultado de la medidas puede no ser todo lo exacto que debiera. Esta imposibilidad de calibración, tiene su origen en varios instrumentos adicionales que se deben emplear en el proceso y con los que no es posible contar, así como en la necesidad de tener contralada la temperatura durante la calibración.
- 2º) La frecuencia a la que se mide el valor de la capacidad del condensador variable y la inductancia de la bobina, influye en el resultado de la medición. En el caso del condensador variable, los valores obtenidos no varían excesivamente, pero en el caso de la bobina esta variación es efectivamente, más acusada. Dado que la máxima frecuencia de medición es de 100 kHz, nos encontramos en un rango frecuencial impropio de la radiodifusión AM y por tanto, los valores obtenidos, solamente se pueden considerar como una estimación de los valores reales de la capacidad y de la inductancia.

En cualquier caso, no es de extrañar que el resultado de la frecuencia máxima de resonancia sea el más afectado. La razón es que la capacidad máxima, es prácticamente 12 veces la capacidad mínima. Al cometer un error en la medición (ya sea en la medición de la capacidad o de la inductancia), este puede parecer despreciable respecto de la máxima capacidad, pero resulta mucho más crítico aplicado a la capacidad mínima, debido a que puede ser comparable a esta. Esto se traduce en que a la hora de calcular la frecuencia superior de resonancia (empleando la capacidad mínima), el resultado diste más del correcto, que a la hora de calcular la frecuencia inferior de resonancia.

3.1.2 Ancho de banda y factor de calidad

Para poder estimar el ancho de banda del filtro paralelo LC, se ha utilizado el software de simulación Multisim, además de las mediciones realizadas. En la figura 20 nos muestra el diagrama del circuito de simulación empleado. Dicho circuito es excitado con una fuente de corriente alterna, con una impedancia de fuente R_S en paralelo muy grande en comparación con la del circuito tanque (nombre que recibe la asociación en paralelo de una bobina y un condensador).

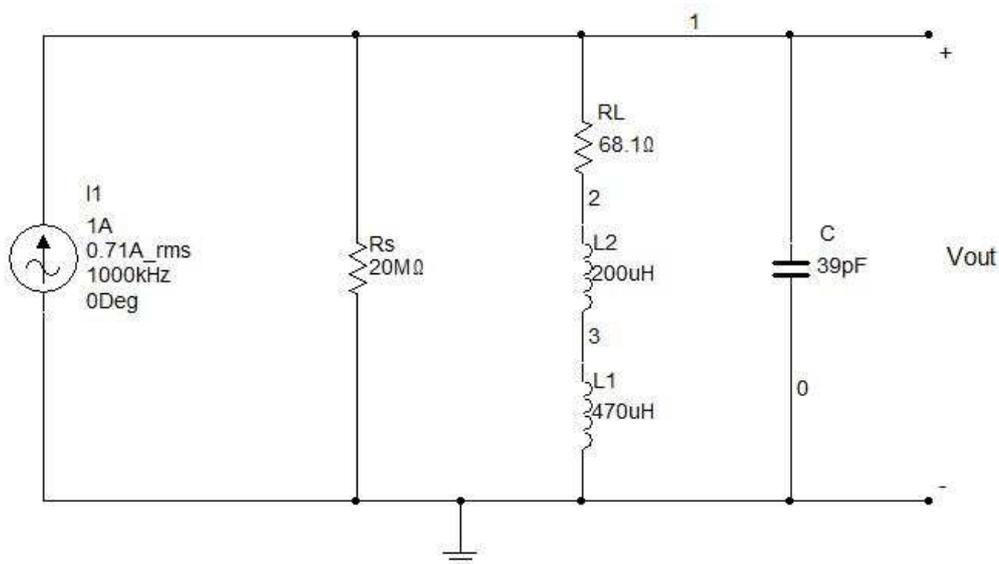


Figura 20: Circuito empleado en la simulación del circuito tanque.

Como se ha comentado en el capítulo anterior (3.2.1), no existe seguridad sobre si el valor de la inductancia del bobinado es del todo correcto, pero lo podemos emplear para realizar una estimación del ancho de banda del circuito sintonizado. Para determinar este ancho de banda, se ha escogido un circuito de simulación formado por un condensador C de 39 pF de capacidad, perteneciente al rango de capacidades del condensador variable (VC) empleado en la placa. En paralelo a C encontramos una rama formada por dos bobinas L_1 (470 μH) y L_2 (200 μH) y una resistencia R_L . El equivalente en serie de ambas bobinas, es una bobina, cuya inductancia es la suma de las inductancias de L_1 y L_2 , y que coincide con la inductancia (L) que se ha medido de la bobina que forma el circuito sintonizado real:

$$L = L_1 + L_2 = 470 \mu H + 200 \mu H = 670 \mu H$$

En estas condiciones:

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{670 \cdot 10^{-6} \cdot 39 \cdot 10^{-12}}} = 985 \text{ kHz}$$

Es decir, se ha buscado un condensador con una capacidad tal que obtengamos una frecuencia de resonancia cercana a 1000 kHz, en el centro del rango de AM.

Por otra parte, la medición de la resistencia interna de la bobina, arroja un valor de 68 Ω , de tal manera que la resistencia R_L , hace las veces de la resistencia interna de la bobina. De esta forma, podemos calcular el valor la impedancia total del circuito tanque a la frecuencia de resonancia [7]:

$$Z_T = \frac{L}{C \cdot R_L} = 252 \text{ k}\Omega$$

Una de las consecuencias que se desprenden de este resultado, es que a la entrada de la siguiente etapa (el detector), necesitaríamos adaptar una impedancia con un valor de Z_T , para que la señal se transmitiera con una amplitud lo más elevada posible. En lugar de esto, la técnica empleada es derivar la señal sintonizada a partir de uno de los terminales libres de la bobina. En el caso de la placa, la salida se deriva por el terminal 1 (ver figura 19).

Para que el software Multisim nos permita realizar la simulación, es necesario emplear una resistencia de fuente R_S . Para que la inclusión de la resistencia R_S , no influya en gran medida en las características del circuito tanque, es necesario que esta, sea de un valor muy elevado comparado con la impedancia total del circuito tanque Z_T , dado que la impedancia del circuito tanque en resonancia debe ser máxima y de magnitud resistiva. Cuanto mayor sea la resistencia de fuente R_S con respecto a la impedancia del circuito tanque, menor efecto tendrá sobre el factor de calidad.

Por la naturaleza de la asociación en paralelo de impedancias, la impedancia equivalente de dos impedancias en paralelo, siempre tiende a un valor inferior de la rama con menor impedancia, de tal manera que para no modificar en gran medida la impedancia del circuito tanque, es necesario emplear una resistencia de fuente muy alta con respecto este. Para el caso de la simulación, empleamos una resistencia de fuente R_S de 20 M Ω . De esta manera, la impedancia equivalente (Z_{eq}) que ve la fuente, sería:

$$Z_{eq} = \frac{Z_T \cdot R_s}{Z_T + R_s} = \frac{252 \text{ k}\Omega \cdot 20000 \text{ k}\Omega}{252 \text{ k}\Omega + 20000 \text{ k}\Omega} = 249 \text{ k}\Omega \cong Z_T$$

El método de simulación nos permite caracterizar de forma teórica el circuito sintonizado. La caracterización experimental requeriría utilizar un generador AM conectado a una antena, que iluminara la antena de ferrita de nuestro receptor, dejando tal disposición para una línea futura de este proyecto. De esta manera, a partir de la respuesta en frecuencia, obtenida mediante simulación, nos arroja unos resultados numéricos presentes en la tabla A1 del Anexo 1, pero que gráficamente, se plasman en la figura 21.

Comprobamos que efectivamente, la mayor tensión de salida ($V_{max} = 249159,435 \text{ V}$), se produce como no podía ser de otra manera, a la frecuencia de resonancia, situada a 984,569 kHz. Para encontrar las frecuencias inferior y superior de corte, deberemos cuantificar el nivel de salida V_{out} que suponga una caída de 3 dB sobre la máxima tensión de salida (V_{max}), de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} -3 \text{ dB} &= 20 \cdot \log\left(\frac{V_{out}}{V_{max}}\right); V_{out} = V_{max} \cdot 10^{\frac{-3}{20}} = 249159,435 \cdot 10^{\frac{-3}{20}} \text{ V} = \\ &= 176391,372 \text{ V} \end{aligned}$$

Si ahora buscamos las frecuencias por debajo y encima de la de resonancia, que presentan el nivel de salida más próximo al calculado, obtendremos una estimación de las frecuencias de corte. Así, la frecuencia inferior de corte (f_{c1}) será 976,553 kHz, mientras que la superior (f_{c2}) será 992,985 kHz.

Una vez obtenidas ambas frecuencias, podemos calcular el ancho de banda (BW):

$$BW = f_{c2} - f_{c1} = 992,985 \text{ kHz} - 976,553 \text{ kHz} = 16,43 \text{ kHz}$$

A través del valor del ancho de banda (BW) y de la frecuencia de resonancia f_r , determinaremos el factor de calidad (Q):

$$Q = \frac{f_r}{BW} = \frac{984,569 \text{ kHz}}{16,43 \text{ kHz}} = 59,92$$

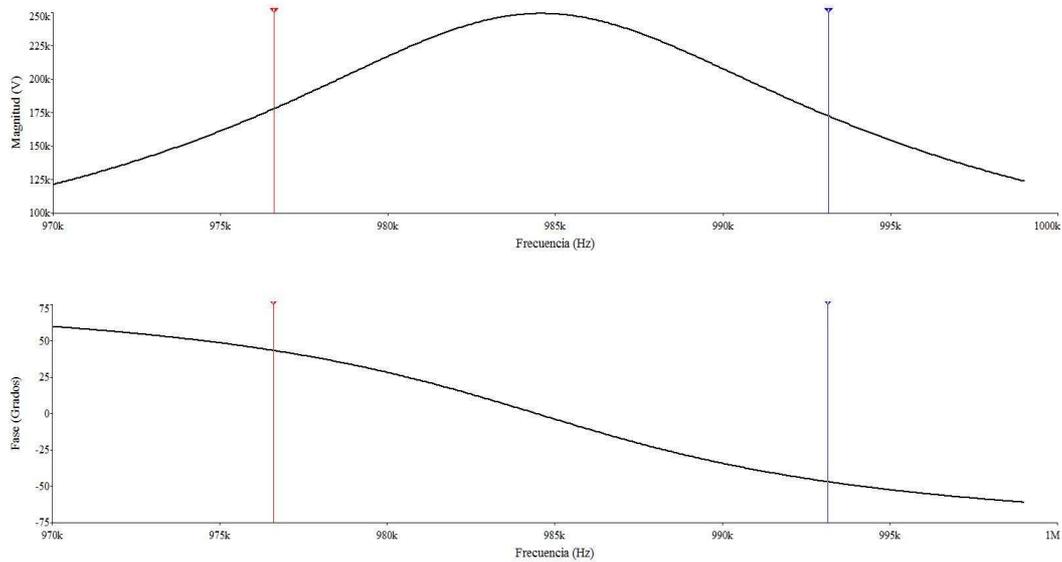


Figura 21: Arriba, módulo de la respuesta en frecuencia del circuito tanque. Abajo, fase de la respuesta en frecuencia. En línea roja, frecuencia inferior de corte y en línea azul, frecuencia superior de corte.

Estos valores de ancho de banda y de factor de calidad, son prácticamente iguales, que los que se pueden extraer teóricamente:

$$Q = \frac{Z_{eq}}{X_L} = \frac{Z_{eq}}{2 \cdot \pi \cdot f_r \cdot L} = \frac{249 \text{ k}\Omega}{2 \cdot \pi \cdot 985,8 \text{ kHz} \cdot 670 \text{ }\mu\text{H}} = 60 \quad [7]$$

$$BW = \frac{f_r}{Q} = \frac{985,8 \text{ kHz}}{60} = 16,43 \text{ kHz}$$

Así pues, vemos como el circuito sintonizado posee un factor de calidad elevado ($Q=60$) y un ancho de banda de 16,43 kHz, ligeramente superior al de un canal de AM, fijado en 10 kHz. El efecto de esta desviación será la inclusión en la señal de ruido, procedente de las frecuencias adyacentes al canal que deseemos recibir. No obstante, el ancho de banda del circuito sintonizado, no es lo suficientemente amplio como para desbordar las bandas de guarda (30 kHz), de tal manera, que no recibiremos componentes indeseadas procedentes de los canales adyacentes, al menos, a frecuencias centrales de AM.

3.2 Análisis del detector

Para entender el funcionamiento de la etapa detectora, recurrimos de nuevo a los datos experimentales y de simulación. El objetivo no es otro que extraer la curva de transferencia del transistor que gobierna la etapa detectora, cuyo diagrama se expone en la figura 22.

Una vez obtenida la característica de transferencia, el siguiente paso consistirá en modelar esta respuesta mediante una expresión matemática, para poder entender, como se extrae la componente moduladora.

3.2.1 Características del detector

Como se puede apreciar en el diagrama de la figura 22, la etapa detectora está formada por el transistor Q1 (modelo 2SC1815, presente en la sección 10.2 del Anexo II) conectado en emisor común y polarizado muy cerca de la región de corte, operando en clase B, obteniendo de esta forma el comportamiento no lineal necesario para llevar a cabo la detección. La entrada empleada para probar la etapa ha sido un generador de funciones simbolizado por XFG1, mientras que la salida (donde obtenemos la señal moduladora), se encuentra en el nodo 3.

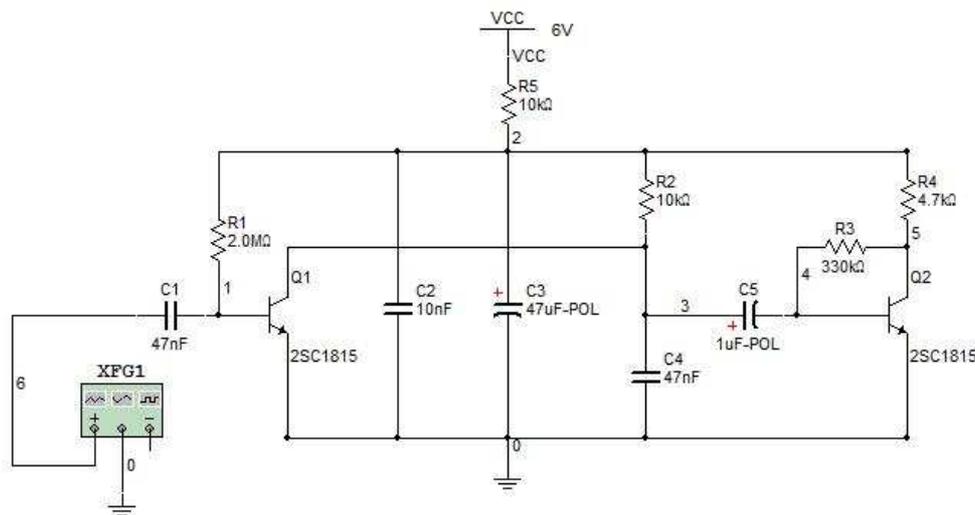


Figura 22: Etapa detectora cargada con el preamplificador.

La red de polarización del transistor Q1, formada en principio, por R_1 , R_2 y R_5 nos proporciona los valores de tensión necesarios, para poder operar en clase B. El punto de operación, queda estabilizado mediante realimentación de voltaje a través de la resistencia R_1 .

Sin embargo, no es posible, realizar un análisis eficiente de la etapa detectora, sin contar con la siguiente etapa, la de pre-amplificación. Esto es debido a que ambas comparten parte de la red resistiva de polarización (R_5) y no existe aislamiento en D.C. entre la red resistiva que conforma la etapa de detección (R_1 y R_2) y parte de la que conforma la red de pre-amplificación (R_4) como se observa en la figura 22, en la que todas las resistencias citadas, comparten el nudo 2. En rigor, se podría decir que las redes de polarización de las dos etapas, forman una red de polarización única y compartida.

En cuanto a los condensadores empleados: C_1 , acopla la señal A.C. a la entrada de base de Q1. Aunque en el diagrama 22 está conectado al generador $XFG1$, con el que ha sido probado el circuito (tanto en la realidad como en la simulación), en la placa, se encuentra conectado a la salida del circuito tanque, haciendo que la componente D.C., no se expanda por este circuito.

La misión del condensador C_2 y C_3 es evitar la propagación de señales de corriente alterna, por las diferentes redes de polarización (que únicamente precisan alimentación D.C.) y que pudieran afectar al procesamiento de la señal de audio.

Respecto al condensador colocado a la salida de Q1 (entre colector y emisor), C_4 , señalar que su finalidad, es eliminar las componentes de R.F. propias a la salida del colector de Q1. Finalmente C_5 , acopla la señal moduladora obtenida en el detector, a la entrada de base del transistor Q2, de pre-amplificación.

3.2.1.1 Punto de polarización de Q1

Los valores del punto de polarización de Q1, obtenidos mediante simulación y medición directa sobre el receptor, así como otras magnitudes calculadas a partir de estos datos, son los reseñados en la tabla 1.

	Simulación	Medición
V_1	2,37 V	2,24 V
V_b	402,39 mV	592 mV
V_c	1,29 V	900 mV
V_e	0 V	0 V
V_{be}	402,31 mV	592 mV
V_{bc}	-891,62 mV	-308 mV
I_c	108,04 μ A	134,04 μ A
I_b	986,22 nA	824 nA

Tabla 1: Valores del punto de polarización del transistor Q1.

Como es de esperar, existen algunas diferencias en los valores obtenidos con ambos métodos. No obstante, estas diferencias no parecen ser de gran valor y pueden explicarse debido a la variabilidad de los valores reales de los componentes empleados, y a la imposibilidad de asignar un valor resistivo fijo a las conexiones por puentado no simuladas.

A pesar de estas ligeras discrepancias en los valores, en ambos casos subyace la misma idea: El transistor Q1 trabaja en cualquier caso, muy cerca de la región de corte, dado que la unión base-emisor (V_{BE}) está polarizada en directa pero tiene un valor muy cercano al del umbral de conducción, mientras que la unión base-colector (V_{BC}) trabaja en polarización inversa. Se trata por tanto, de un modo de funcionamiento correcto para ser utilizado como detector.

3.2.1.2 Respuesta dinámica

Una vez estimado el valor del punto de polarización, así como el modo de funcionamiento del transistor Q1, es necesario comprender cuál es el funcionamiento del transistor, para variaciones de tensión, alrededor de este punto de polarización fijo, dado que la entrada de RF, modificará los valores de tensión y corriente, presentes a la entrada (base) y a la salida (colector) del transistor.

La respuesta dinámica (o característica de transferencia) viene dada por la corriente de colector (I_C) en función de la tensión de alimentación de base (V_{BB}). La red de polarización de la figura 22 dificulta la consecución de un valor de V_{BB} debido al lazo de realimentación formado por R_1 y R_2 , entre base y colector. Así pues, necesitamos transformar ligeramente el circuito del detector, a fin de independizar las redes de polarización de base y colector. Para ello emplearemos el teorema de Miller [6] aplicado a circuitos lineales.

El objetivo de la aplicación de este teorema, es la consecución del valor de una resistencia R_B , entre la base y la fuente de base que sea equivalente al esquema de realimentación por voltaje a través de R_1 . Según el teorema de Miller, esta resistencia se obtiene mediante [6]:

$$R_B = \frac{R_1}{1 - A_v}$$

Donde A_v es la ganancia de tensión entre los nudos 2 y 1 del diagrama de la figura 22 para pequeña señal en D.C. Para obtener esta ganancia, empleamos la simulación del circuito de la figura 23 excitándolo con una señal de baja amplitud ($100 \mu V$), con una frecuencia de 100 Hz, acercándonos a un caso de pequeña señal de D.C. Para el acoplamiento de la señal AC, se ha empleado en la simulación un condensador C_{ac} , de alta capacidad y baja impedancia a la frecuencia de la señal, con objeto de no modificar ostensiblemente las cualidades del diseño.

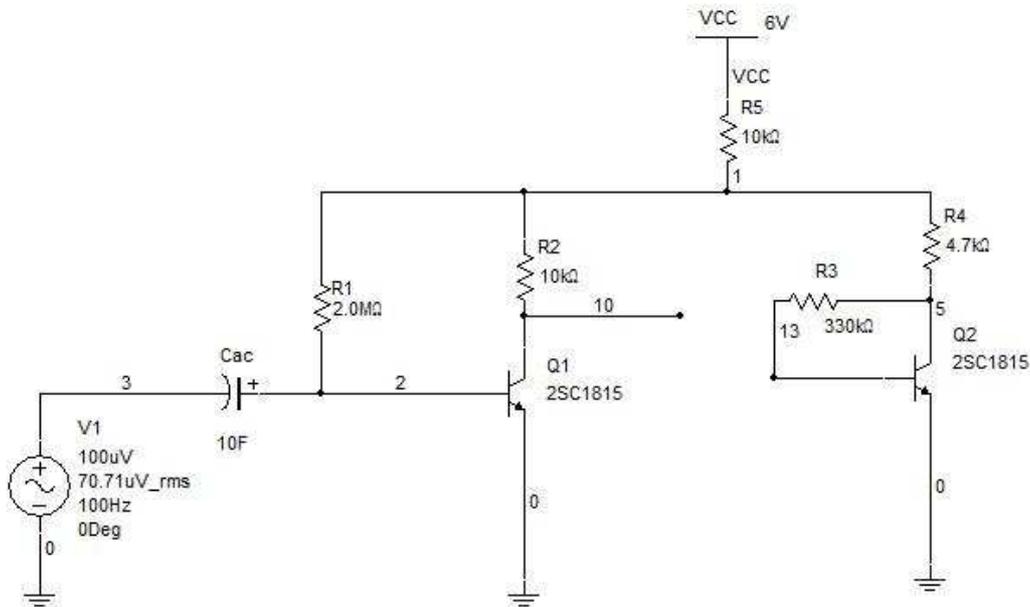


Figura 23: Circuito de simulación para la obtención de ganancia entre nodos 1 y 2.

Los resultados de la simulación son los siguientes:

$$V_1 = -1,717 \text{ mV}$$

$$V_2 = 0,1 \text{ mV}$$

En estas condiciones:

$$R_B = \frac{R_3}{1 - A_v} = \frac{R_3}{1 - \frac{V_1}{V_2}} = \frac{2 \cdot 10^6 \Omega}{1 - \frac{-1,717 \text{ mV}}{0,1 \text{ mV}}} = 110 \text{ k}\Omega$$

Ahora bien, necesitaremos encontrar el valor de V_{BB} que a través de R_B produzca la misma polarización que mediante el esquema de realimentación en D.C. (ver figura 24). Para ello, únicamente, es necesario asociar a la fuente V_{BB} , la propia tensión de polarización V_{BE} , así como la caída de tensión que se produciría en R_B al paso de la corriente de base (I_B):

$$V_{BB} = R_B \cdot I_B + V_{BE} = 110 \cdot 10^3 \Omega \cdot 986,22 \cdot 10^{-9} \text{ A} + 0,40232 \text{ V} = 0,510 \text{ V}$$

Siendo I_B y V_{BE} , los valores que se han obtenido anteriormente como resultado de la simulación.

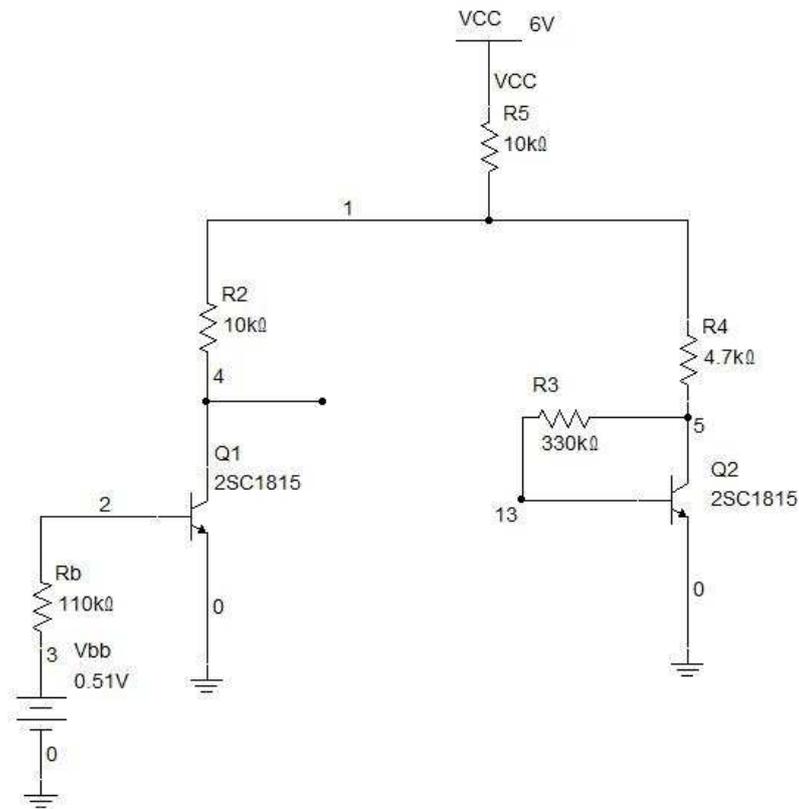


Figura 24: Circuito de polarización equivalente al del módulo de detección, que se emplea para obtener la respuesta dinámica del mismo.

La simulación mediante estos valores nos proporciona una curva de respuesta dinámica según figura 25, en la que se aprecia que alrededor del punto de operación $V_{BB} = 0,51 V$, tenemos un punto de inflexión, o paso de curvatura de cóncava a convexa, en donde obtenemos una característica no lineal, que nos proporcionará la detección.

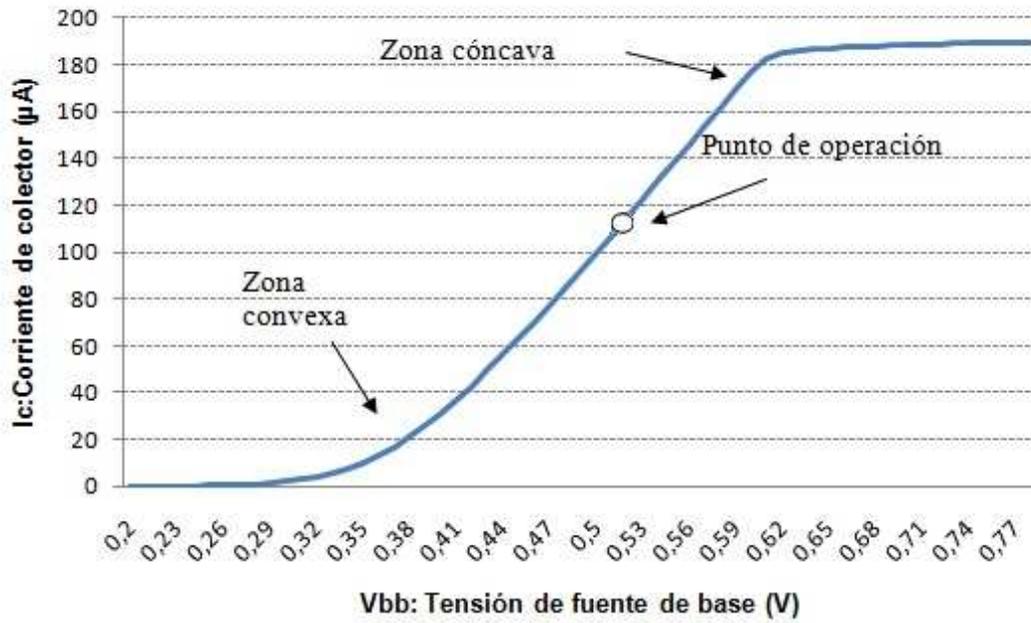


Figura 25: Respuesta dinámica del detector.

3.3 Modelado matemático de la característica de transferencia en el punto de operación

Como se ha comentado en el apartado anterior (sección 3.2.1.2), la respuesta obtenida de la corriente de colector (I_C) con respecto a la tensión proporcionada por la fuente de base (V_{BB}) (o bien respecto a la tensión base-emisor (V_{BE})) contiene un cambio de curvatura en el punto de operación, que nos proporciona una característica no lineal de transferencia, que propicia el fenómeno de la detección.

El cometido ahora, será explicar desde un punto de vista matemático, el porqué de esta detección.

En el punto de operación, la característica de transferencia (ver figura 25) se asemeja a una función proporcional a la tangente hiperbólica de v_{BE} (ver figura 26), de la forma:

$$i_C \propto \tanh v_{BE} = \frac{\sinh v_{BE}}{\cosh v_{BE}} = \frac{e^{-v_{BE}} - e^{v_{BE}}}{e^{-v_{BE}} + e^{v_{BE}}}$$

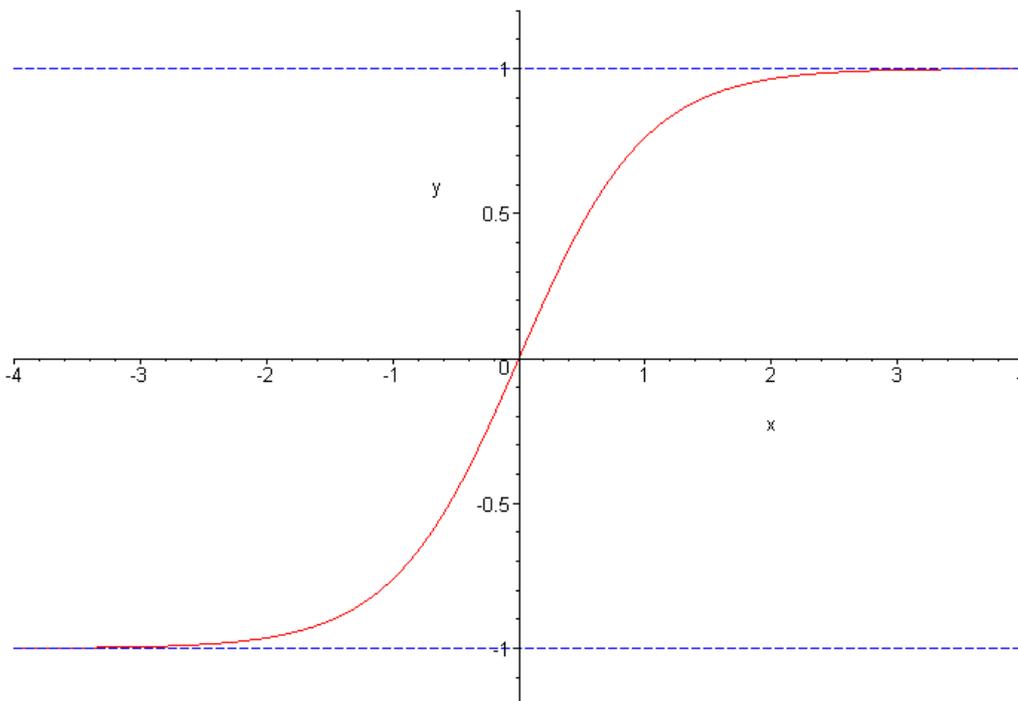


Figura 26: Ejemplo de tangente hiperbólica. Para el caso que nos ocupa, el eje x se asociaría con v_{BE} , mientras que el eje y correspondería a i_C .

Hay que considerar que el origen de la función de tangente hiperbólica, coincidiría aproximadamente con el punto de funcionamiento del detector.

Si ahora, desarrollamos la función de tangente hiperbólica, mediante su serie de Taylor correspondiente, obtendríamos un desarrollo basado en sumas y restas de polinomios. Concretamente, si suponemos pequeños niveles de v_{BE} (próximos al punto de funcionamiento), podemos valorar los dos primeros términos de la serie, omitiendo el resto, sin cometer un gran error. Entonces, la expresión quedaría de la siguiente manera:

$$\Delta i_C \propto \tanh \Delta v_{BE} = \Delta v_{BE} - \frac{1}{3} \Delta v_{BE}^3$$

Teniendo en cuenta que una señal AM, a la entrada de nuestro receptor, se podría identificar como el incremento de la tensión existente entre base y emisor (Δv_{BE}) y que, la expresión más simple de una modulación AM, es aquella en la que la moduladora es un tono puro, entonces:

$$\Delta v_{BE} = V_c \cdot \sin(\omega_c t) - \frac{mV_c}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t) + \frac{mV_c}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t)$$

Suponiendo un índice de modulación igual a la unidad:

$$\Delta i_C \propto V_c \sin(\omega_c t) - \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t) + \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t) - \frac{1}{3} \left[V_c \sin(\omega_c t) - \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t) + \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t) \right]^3$$

Con objeto de facilitar la visualización del proceso se realizan las siguientes identificaciones:

$$\alpha = \omega_c t$$

$$\beta = \omega_m t$$

$$a = V_c \sin(\omega_c t)$$

$$b = \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t + \omega_m t)$$

$$c = \frac{V_c}{2} \cos(\omega_c t - \omega_m t)$$

Desarrollando el polinomio de grado 3, de Δi_c de un modo genérico tenemos que:

$$(a - b + c)^3 = (a - b)^3 - 3(a - b)^2c + 3(a - b)c^2 - c^3 = a^3 - 3a^2b + 3ab^2 - b^3 - 3(a^2 - 2ab + b^2)c + 3ac^2 - 3bc^2 - c^3 = a^3 - 3a^2b + 3ab^2 - b^3 - 3a^2c + 6abc - 3b^2c + 3ac^2 - 3bc^2 - c^3$$

Asignando las correspondencias, queda:

$$\begin{aligned} \Delta i_c \propto V_c \left[\sin\alpha - \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) \right] - \frac{1}{3}V_c^3 \left[\sin\alpha - \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \right. \\ \left. \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) \right]^3 = V_c \left[\sin\alpha - \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) \right] - \frac{1}{3}V_c^3 \left[\sin^3\alpha - \right. \\ \left. \frac{3}{2}\sin^2\alpha \cos(\alpha + \beta) + \frac{3}{4}\sin\alpha \cos^2(\alpha + \beta) - \cos^3(\alpha + \beta) + \frac{3}{2}\sin^2\alpha \cos(\alpha - \beta) - \right. \\ \left. \frac{3}{2}\sin\alpha \cos(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) + \frac{3}{8}\cos^2(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) + \frac{3}{4}\sin\alpha \cos^2(\alpha - \beta) - \right. \\ \left. \frac{3}{8}\cos(\alpha + \beta) \cos^2(\alpha - \beta) + \frac{1}{8}\cos^3(\alpha - \beta) \right] \end{aligned}$$

Los desarrollos de los diferentes productos de funciones trigonométricas, que se dan para la expresión de i_c son:

- $\sin^3\alpha = \frac{3}{4}\sin\alpha - \frac{1}{4}\sin 3\alpha$
- $\sin^2\alpha \cos(\alpha + \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) - \frac{1}{4}\cos(3\alpha + \beta) - \frac{1}{4}\cos(\alpha - \beta)$
- $\sin\alpha \cos^2(\alpha + \beta) = \frac{1}{2}\sin\alpha + \frac{1}{4}\sin(3\alpha + \beta) - \frac{1}{4}\sin(\alpha - \beta)$
- $\cos^3(\alpha + \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{4}\cos(3\alpha + 3\beta) + \frac{1}{4}\cos(\alpha + \beta)$
- $\sin^2\alpha \cos(\alpha - \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) - \frac{1}{4}\cos(3\alpha - \beta) - \frac{1}{4}\cos(\alpha + \beta)$
- $\sin\alpha \cos(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) = \frac{1}{4}\sin 3\alpha - \frac{1}{4}\sin\alpha + \frac{1}{4}\sin(\alpha + \beta) + \frac{1}{4}\sin(\alpha - \beta)$
- $\cos^2(\alpha + \beta) \cos(\alpha - \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{4}\cos 3\alpha + \frac{1}{4}\cos(\alpha + \beta)$
- $\cos(\alpha + \beta) \cos^2(\alpha - \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{4}\cos(3\alpha - \beta) + \frac{1}{4}\cos(\alpha - 3\beta)$
- $\cos^3(\alpha - \beta) = \frac{1}{2}\cos(\alpha - \beta) + \frac{1}{4}\cos(3\alpha - 3\beta) + \frac{1}{4}\cos(\alpha - \beta)$
- $\sin\alpha \cos^2(\alpha - \beta) = \frac{1}{2}\sin\alpha - \frac{1}{4}\sin(2\alpha - \beta) - \frac{1}{4}\sin\beta$

Como podemos apreciar en el último desarrollo, obtenemos una componente $\sin\beta$, que aplicando la equivalencia $\beta = \omega_m t$, nos queda como $\sin(\omega_m t)$, es decir, la señal de información o moduladora, desplazada en fase -180° . Las componentes indeseadas de RF son eliminadas mediante el condensador C_4 de la figura 22. El resto de componentes

indeseadas, más próximas a frecuencias de audio, se filtran mediante un filtro pasa-banda emplazado a la salida de la etapa de pre-amplificación, quedando únicamente la componente de la moduladora.

4 Análisis de la etapa de pre-amplificación

La señal procedente de la etapa detectora, es la señal de información que debe ser reproducida en último término por un altavoz. No obstante, aunque en este punto (la salida del detector) las componentes frecuenciales, a grandes rasgos, serán las definitivas, los niveles de tensión y corriente adolecen de las amplitudes necesarias para ser utilizadas a la entrada de un altavoz. Es por esto, que es necesario un procesamiento de potencia de la señal.

La dotación de potencia a la señal de información, se realiza mediante dos etapas diferenciadas: una primera etapa pre-amplificadora que dota a la señal de unos niveles adecuados para ser aplicada a la entrada de otra etapa posterior de amplificación, que infundirá una ganancia en potencia definitiva a la señal de audio. Obviamente, sería posible emplear una única etapa de potencia, pero como ya se ha comentado en la sección 2.3.1.2, en la que se aborda el concepto de sensibilidad, una aportación de gran ganancia a señales ruidosas (o que incluyen componentes indeseadas), comportaría la amplificación de parte de ese ruido, cuya eliminación se hace más difícil cuanto mayor es la amplitud. La señal procedente del detector, aún puede contener componentes indeseadas, por lo que se hace necesario intentar eliminarlas, a la par que se dota de cierta ganancia a la señal que nos interesa, tarea de la que se encargará el preamplificador. En este capítulo, se analizarán las características de esta etapa.

4.1 Características de la etapa de pre-amplificación

El diagrama de la figura 27, muestra la configuración del preamplificador (excitado por el detector) empleada en el desarrollo del receptor de AM que nos ocupa.

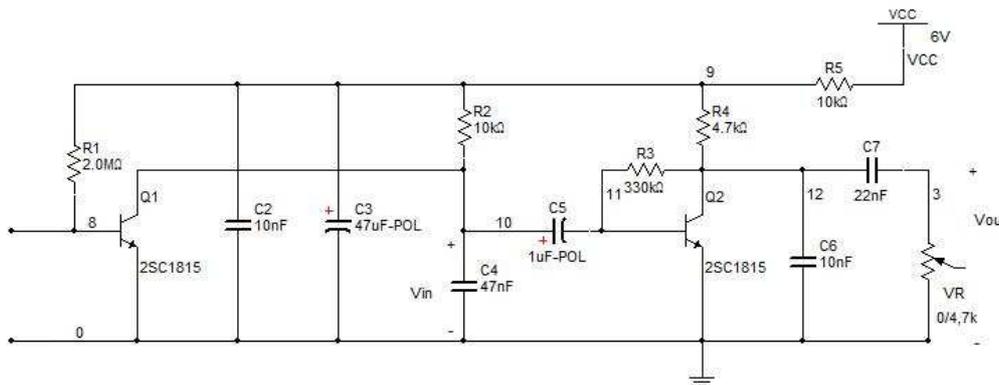


Figura 27: Etapa amplificadora cargada con la etapa detectora.

Se trata de una etapa transistorizada (Q2) en modo de emisor común, compartiendo parte de la red resistiva de polarización con la etapa detectora (de ahí la inclusión de esta última en la figura 27). Concretamente, para este caso, las resistencias R_3 , R_4 y R_5 formarán claramente parte de la red de polarización de Q2 al estar conectadas a VCC, pero al no existir aislamiento en D.C. en el nudo 9, estas resistencias quedan conectadas inexorablemente a las que controlan el transistor Q1 de detección, R_1 y R_2 . Por tanto, como en el caso del análisis del detector (ver capítulo 3) en el que debíamos valorar el efecto del preamplificador, no podemos analizar correctamente el funcionamiento de este último, sin valorar el efecto del detector

La entrada de señal al pre-amplificador v_{in} , se realiza obviamente, desde la salida del detector, es decir, entre el nudo 10 y 0 (tierra), a través del condensador C_5 . Este condensador realiza una doble tarea: por un lado, elimina la componente de continua de la salida del detector, y por otro lado, acopla la señal de A.C. a la base del transistor Q2, impidiendo que la componente de continua que llega hasta la base a través de la red de polarización, se propague a través de la entrada de señal, hacia el detector.

La señal amplificada resultante, estará presente en el nodo 12, en el colector de Q2. Sin embargo, la señal amplificada del colector, se verá alterada por la respuesta del filtro que conforman C_6 , C_7 y el potenciómetro VR (que controla el nivel de salida de la etapa),

y en este sentido, no todas las frecuencias, gozarán de la misma amplificación, dando lugar a la señal de salida del preamplificador v_{out} , presente en el nudo 3.

Como para toda etapa amplificadora, deberemos conocer los valores de las magnitudes características del punto de polarización de Q2, con objeto de conocer en qué modo está trabajando el transistor.

Por otra parte, también sería de gran utilidad, cuantificar los valores de la ganancia de tensión (A_v), impedancia de entrada (Z_{in}) y de salida (Z_{out}), teniendo en cuenta la inclusión de la carga (Z_L) y la carga característica de la fuente (Z_S), propias de toda la etapa pre-amplificadora en su conjunto.

4.1.1 Punto de polarización de Q2

Para obtener los valores del punto de polarización, empleamos de nuevo conjuntamente las técnicas de simulación y de medición directa sobre el receptor, con objeto de valorar la bondad de los resultados de la primera sobre los datos obtenidos empíricamente con la medición.

El circuito empleado durante la simulación, se muestra en la figura 28.

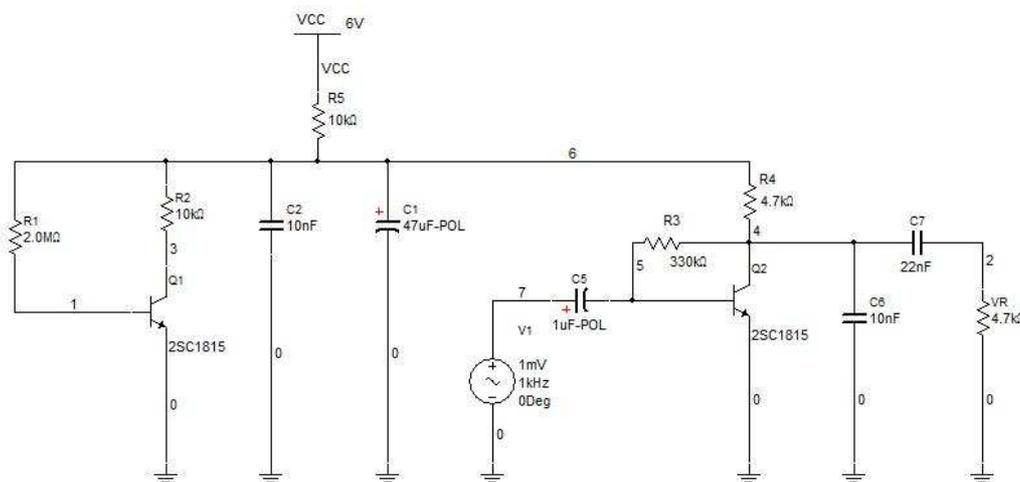


Figura 28: Circuito de simulación empleado para la obtención del punto de polarización, ganancia e impedancia de entrada del transistor Q2.

Señalar que el circuito de la figura 28 es análogo al de la figura 27, para el análisis de las características de la etapa de pre-amplificación. No obstante, se ha utilizado una resistencia de 4,7 kΩ, para desempeñar el papel del potenciómetro VR, valor para el que la tensión en el nudo 2 es máxima. Conforme el valor de la resistencia del potenciómetro descende, el nudo 2, va quedando más cerca del cortocircuito con tierra. Por tanto, el nivel de señal a la salida del pre-amplificador, se regula mediante el potenciómetro VR.

En este apartado, el valor de la resistencia no es significativo, dado que se encuentra aislada en D.C. por efecto del condensador C₇, pero en los apartados de respuesta en frecuencia (4.2) e impedancia de entrada (4.3), deberá ser tenida en cuenta.

Si realizamos ahora la medición sobre los nodos 4, 5 y 6 de la placa podremos obtener todos valores de las magnitudes características de Q2 que se nos entregan en la

simulación. Los datos obtenidos mediante los métodos de simulación y medición, se pueden comparar en la tabla 2.

	Simulación	Medición
V_6	2,37 V	2,24 V
V_B	424,31 mV	608 mV
V_C	1,31 V	1,08 V
V_E	0 V	0 V
V_{BE}	424,306 mV	608 mV
V_{BC}	-891,64 mV	-472 mV
I_C	251,19 μ A	245 μ A
I_B	2,29 μ A	1,43 μ A

Tabla 2: Valores del punto de polarización del transistor Q2.

En primer lugar, es necesario señalar que al igual que en el caso de la simulación para el transistor Q1, existe cierta diferencia entre los resultados obtenidos empleando ambas técnicas. Incluso es posible apreciar, como estas discrepancias tienen un valor muy similar al del caso de la simulación del detector. Las razones expuestas en el capítulo dedicado a la etapa detectora (véase sección 3.2.1.1), pueden servir para explicar también las diferencias entre los valores.

Obviando las diferencias entre ambas técnicas, lo que queda claro es que la unión base-emisor está polarizada en directa (aunque muy cerca de la frontera con la región de corte), mientras que la unión base-colector está polarizada claramente en inversa. En otras palabras, el punto de polarización de Q2 es muy cercano al que se emplea en la etapa detectora (Q1), si bien es cierto que el punto de polarización de Q2 tiende ligeramente más que el de Q1 hacia región activa. En cualquier caso, es sorprendente que la unión base-emisor, no se sitúe en una tensión más lejana al umbral de conducción.

Ciertamente, es lógico que el transistor Q1 de detección funcione en clase B, dado que necesitamos que elimine los semiciclos negativos de la señal AM, pero el transistor Q2 está orientado a tareas de amplificación y por tanto sería más normal que operase en clase A. Ahora bien, las pruebas realizadas sobre la placa del receptor indican que el transistor Q2 funciona como un amplificador. Existen dos razones fundamentales para explicar el diferente funcionamiento de las etapas de Q1 y Q2, a pesar de contar con puntos de polarización a priori muy similares.

- Las mediciones indican que la componente de moduladora extraída del detector, posee un valor de amplitud del orden 20 mV para una entrada de señal AM de 25 mV (mínima amplitud que es posible generar con el generador de funciones, siendo aún así, una amplitud muy grande con respecto a las que se obtienen a la entrada como resultado de la recepción de emisoras AM comerciales). Se trata por tanto de una amplitud muy pequeña. Con un punto de polarización de Q2 cuya unión base-emisor se sitúa 18 mV por encima del de Q1 (suponiendo que este se sitúe exactamente sobre la región de corte, algo que es muy complicado), lo más probable es que los semiciclos negativos puedan ser conducidos, no sin cierta distorsión.
- Una explicación muy razonable a este diseño reside en que aunque en el modelo que se ha construido en este proyecto, se pueden utilizar pilas como alimentación de continua del receptor (cuatro pilas en serie de 1,5 V cada una) o un generador de continua. En el caso del diseño original, solamente podían ser utilizadas las pilas. Esto obliga a optimizar el gasto de potencia del receptor. Si se empleara otro punto de polarización con valores más elevados de V_{CE} y de I_C , la potencia que disiparía el transistor Q2 en reposo (sin incluir la fuente de tensión alterna V_1 de la figura 28) aumentaría en relación a la propia expresión de la potencia disipada en un transistor, $P_Q = V_{CE} \cdot I_C$. Por otra parte, las resistencias de la etapa sujetas a tensión continua (R_3 y R_4), también disiparán una parte de la potencia y si aumentamos el valor de la tensión de las uniones, o el de las corrientes, esto también implicará mayor exigencia de potencia de DC. Veamos concretamente cual es la potencia disipada total P_T en esta etapa, en ausencia de excitación AC, mediante los valores obtenidos mediante medición.

$$\begin{aligned}
 P_T &= P_Q + P_{R3} + P_{R4} = V_{CE} \cdot I_C + \frac{(V_C - V_B)^2}{R_3} + \frac{(V_6 - V_C)^2}{R_4} = \\
 &= 1,08 \text{ V} \cdot 245 \cdot 10^{-6} \text{ A} + \frac{(0,472 \text{ V})^2}{330 \cdot 10^3 \Omega} + \frac{(1,16 \text{ V})^2}{10 \cdot 10^3 \Omega} = 0,4 \text{ mW}
 \end{aligned}$$

Dado que en la configuración actual, obtenemos el funcionamiento como amplificador de la etapa, con unos valores extremadamente bajos (con un

funcionamiento cercano al corte), la potencia que emplea la etapa será mínima. Naturalmente, si empleamos menor potencia, la duración de las pilas aumentará.

4.2 Respuesta en frecuencia de la etapa de pre-amplificación

Para poder estimar la respuesta en frecuencia, deberemos excitar la entrada a la etapa, mediante una fuente de tensión alterna, tal y como se advierte en la figura 28 (fuente V1). Para realizar esta estimación de la respuesta en frecuencia, valoraremos los resultados de nuevo empleando el software Multisim y mediciones directas sobre la placa. La medida de la ganancia adimensional (Av), vendrá dada por el cociente de las amplitudes de tensión en los nudos 2 (salida) y 7(entrada).

Para el caso de la simulación, la señal a emplear, recorrerá un rango comprendido entre 1 Hz y 40 kHz (frecuencias de audio y ligeramente superiores), con una amplitud constante de 1 mV (es decir, un nivel del orden de la amplitud que entrega la etapa detectora). Los resultados numéricos, se pueden encontrar en la Tabla A3 del Anexo I, pero gráficamente quedan plasmados en la figura 29.

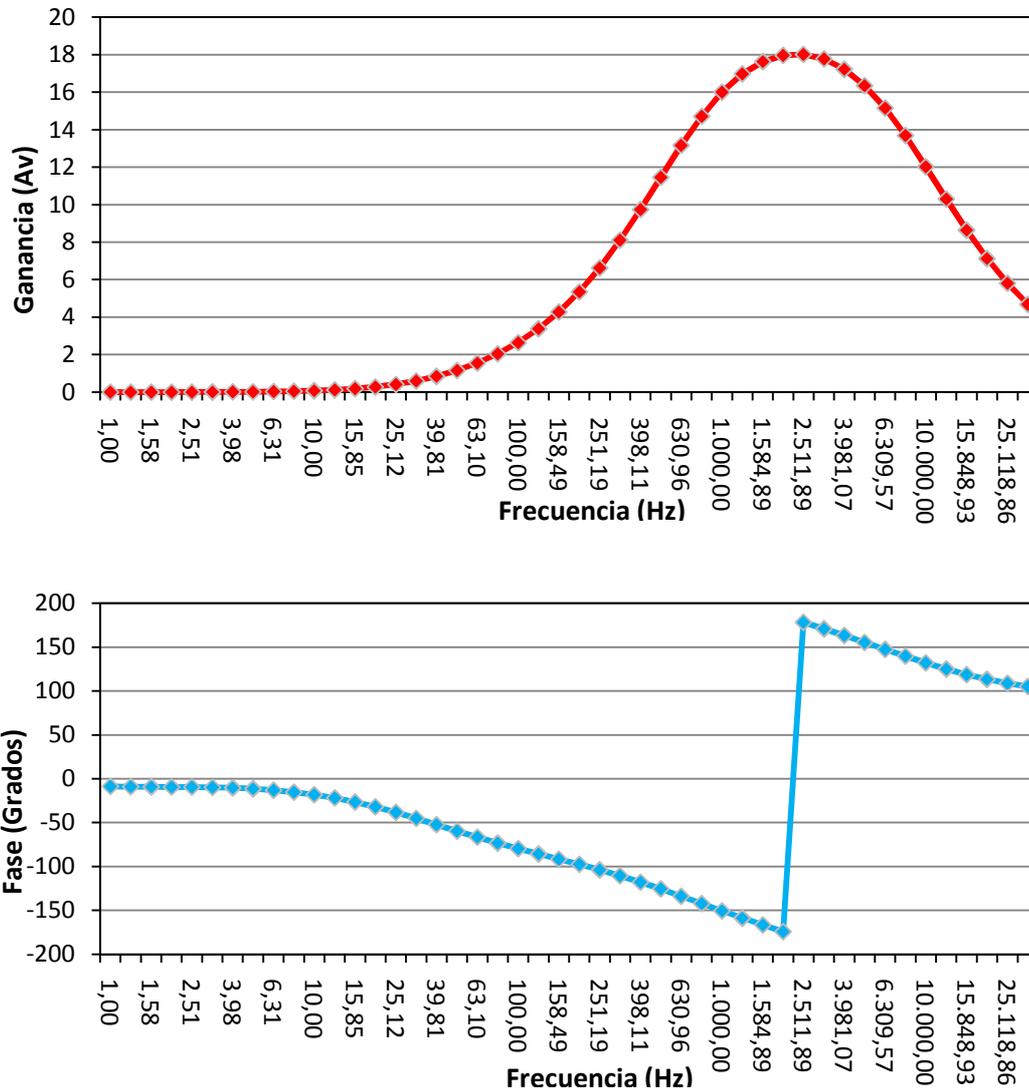


Figura 29: Simulación de la respuesta en frecuencia de la etapa pre-amplificadora. Arriba: Módulo. Abajo: Fase.

Con respecto a las mediciones realizadas in-situ en la placa, operaremos con un esquema similar al de la figura 28, pero en este caso, la fuente de tensión alterna únicamente nos puede conceder una amplitud de salida mínima en torno a los 12,5 mV, mientras que el barrido de frecuencias, comenzará a los 100 Hz, omitiendo frecuencias inferiores. Así mismo, los componentes, tendrán valores de tolerancia, por lo cual sus valores nominales, difícilmente coincidirán con los reales.

De nuevo los resultados numéricos están presentes en la Tabla A4 del Anexo 1, pero en su representación, atenderemos a la figura 30.

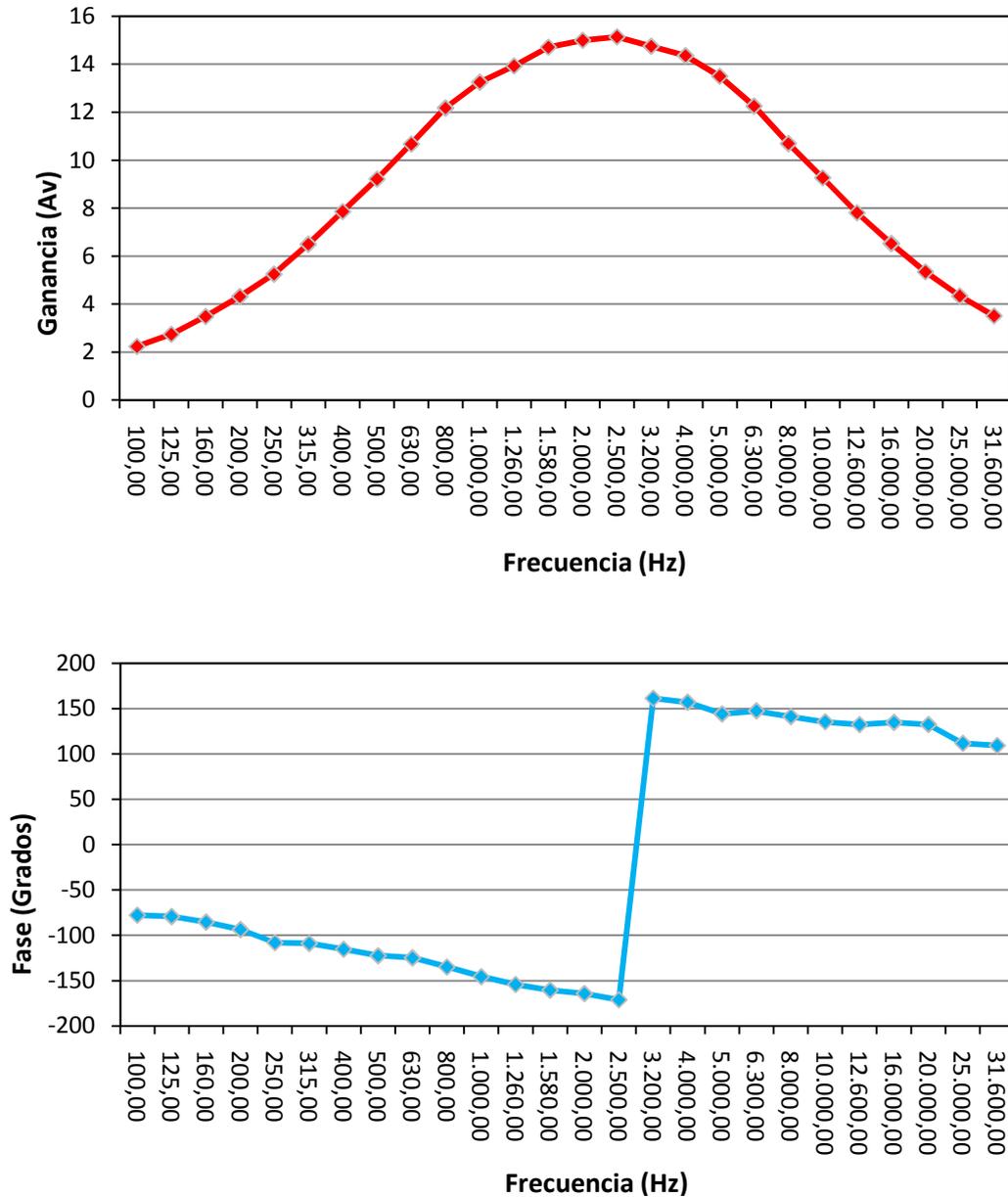


Figura 30: Medición de la respuesta en frecuencia de la etapa pre-amplificadora. Arriba: Módulo. Abajo: Fase.

Al contrario que en otras ocasiones, los resultados obtenidos con la simulación y con la medición directa, parecen encajar uno con otro.

En ambos casos, podemos comprobar cómo el módulo de la respuesta en frecuencia es máximo para una frecuencia cercana a los 2,5 kHz, decayendo alrededor de

esta. Adopta por tanto, la forma de un filtro paso-banda. Si ahora buscamos los niveles que sean 0,7 veces el valor de la máxima respuesta en módulo (es decir, buscamos unas frecuencias de corte), encontraríamos que estas se encuentran en torno a los 500 Hz y los 10 kHz (consultar tablas A3 y A4 del Anexo 1).

La fase de la respuesta en frecuencia, va describiendo unos valores muy similares en ambos casos: fases de salida cuyo desfase se va aproximando a los -180° a medida que nos aproximamos a la frecuencia de respuesta máxima. En cambio, al llegar a esta frecuencia, la fase cambia bruscamente hasta los 180° , para ir suavizándose progresivamente.

No es sorprendente el aspecto del módulo de la respuesta en frecuencia, debido a que la disposición de C_7 y VR, sugiere una configuración paso alto con frecuencia de corte de:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_7 \cdot VR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 22 \cdot 10^{-9} F \cdot 4,7 \cdot 10^3} = 1539 \text{ Hz}$$

Conforme el valor de VR desciende, la frecuencia de corte del filtro aumenta, por lo que a las frecuencias de audio se les aplica menor ganancia.

El condensador C_6 , altera la respuesta en frecuencia, debido a que su reactancia es baja para altas frecuencias, cortocircuitando prácticamente estas a tierra, dando una respuesta en frecuencia final de un filtro paso banda.

La valoración de la respuesta en frecuencia, consta de dos aspectos:

1º) El máximo del módulo se sitúa en 2,5 kHz, que es la mitad del ancho de banda que se puede transmitir por AM (cada banda lateral posee 5 kHz) y la ganancia se aplica alrededor de este centro, algo deseable en esta situación. Además las frecuencias muy bajas, poseen una ganancia muy pobre, siendo esto positivo, dado que estas frecuencias suelen ser bastante ruidosas.

2º) Encontramos sin embargo, un aspecto más negativo en el hecho, de que el módulo de la respuesta en frecuencia no decaiga rápidamente a frecuencias superiores a 5 kHz. Esto significa, que componentes con este contenido espectral, estarán sujetas a cierta ganancia, aunque esta no sea de un valor importante. La inclusión de estas frecuencias en

la señal final, es algo indeseable, debido a que su origen sería externo al de la banda lateral de una señal AM.

4.3 Impedancia de entrada

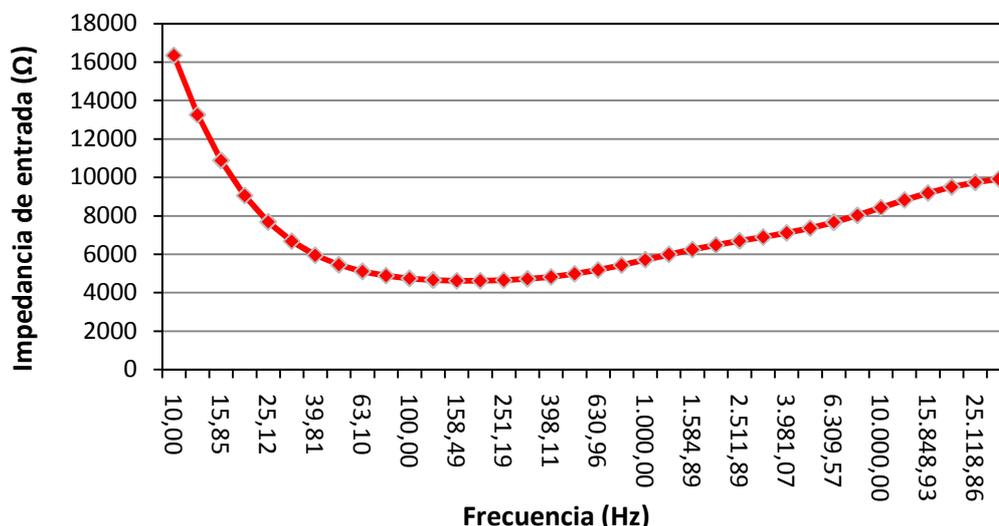
En el cálculo de la impedancia de entrada únicamente podremos emplear como instrumento el software Multisim. El cálculo de la impedancia de entrada vendrá dado por:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}}$$

Siendo V_{in} la tensión que aplicamos a la entrada de la etapa (fuente V1 de la figura 28) e I_{in} la corriente que recorre la rama de entrada (rama de la fuente V1).

Los resultados de la simulación indican que se obtienen valores de corrientes del orden de los nanoamperios, algo que dificultaría enormemente la medición directa de estas corrientes.

La amplitud y frecuencia de la señal empleada en la simulación será la misma que la que se ha utilizado en la sección 4.2. Los resultados quedan patentes en la figura 31 (los datos a partir de los que se han construido estas gráficas figuran en la Tabla A5 del Anexo I.



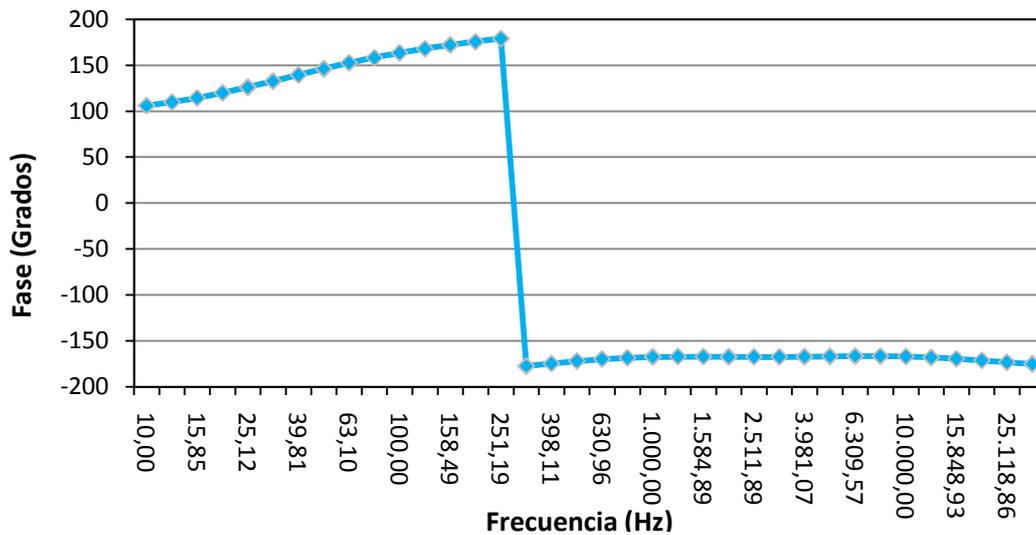


Figura 31: Impedancia de entrada (Z_{in}) de la etapa pre-amplificadora. Arriba: Módulo. Abajo: Fase.

La gráfica del módulo de la impedancia de entrada de la figura 31, nos indica, que a muy bajas frecuencias, la impedancia de entrada es muy alta (en torno a los 16 k Ω), mostrando en todo el nivel de audio unos valores inferiores (por debajo de 10 k Ω). A frecuencias muy altas, mayores de 20 kHz, la impedancia de entrada vuelve a aumentar ligeramente. En resumen, la impedancia de entrada se mantiene en valores mínimos para frecuencias de audio, pero para frecuencias muy bajas o muy altas, la impedancia de entrada aumenta.

En cuanto a la fase, varía entre 90 y 180 grados hasta llegar a los 400 Hz, momento en el cae rápidamente hasta los -180°.

La forma del módulo de la impedancia de entrada, está motivada en gran medida por el condensador de acoplamiento C_5 , cuya reactancia a frecuencias muy bajas, es muy alta, de ahí que la impedancia de entrada a la etapa pre-amplificadora, también sea de alto valor.

4.4 Impedancia de salida

En este caso, para estimar la impedancia de salida, será necesario modificar el circuito de simulación, colocando la fuente de tensión alterna, a la salida del preamplificador, como se puede apreciar en la figura 32.

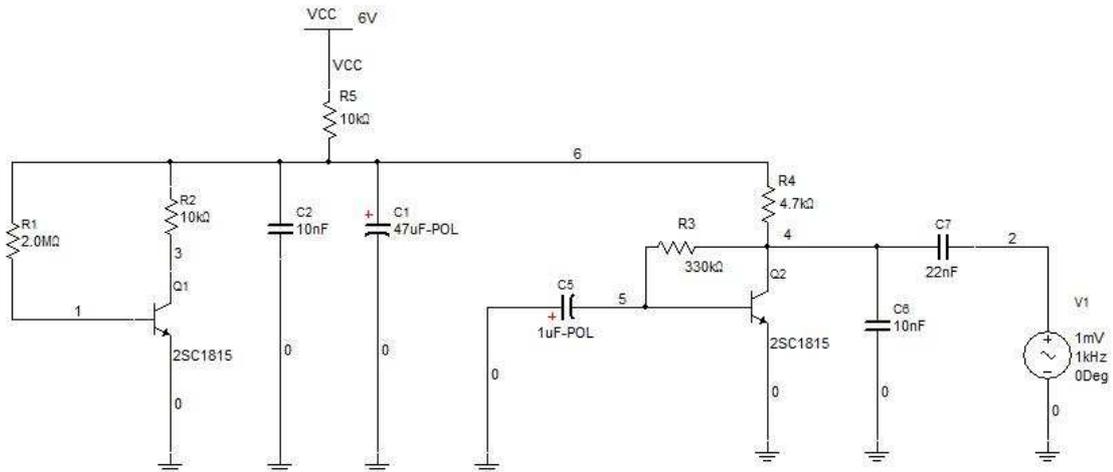


Figura 32: Circuito de simulación, empleado para la estimación de la impedancia de salida.

De esta manera, podremos calcular la impedancia de salida (Z_{out}) de una forma muy parecida a como se ha llevado a cabo el cálculo de la de entrada:

$$Z_{out} = \frac{V_{out}}{I_{out}}$$

Siendo en esta ocasión (V_{out}), la tensión aplicada por la fuente V1, entre el nudo 2 y tierra, e I_{out} la corriente que circula desde dicha fuente con sentido hacia el nudo 2.

La amplitud y el rango frecuencial de simulación que se fijan para V1, es el mismo que el empleado para la respuesta en frecuencia y la impedancia de entrada. Para observar en detalle los resultados, se puede consultar la tabla A6 del Anexo I. La figura 33, representa una síntesis de dichos resultados.

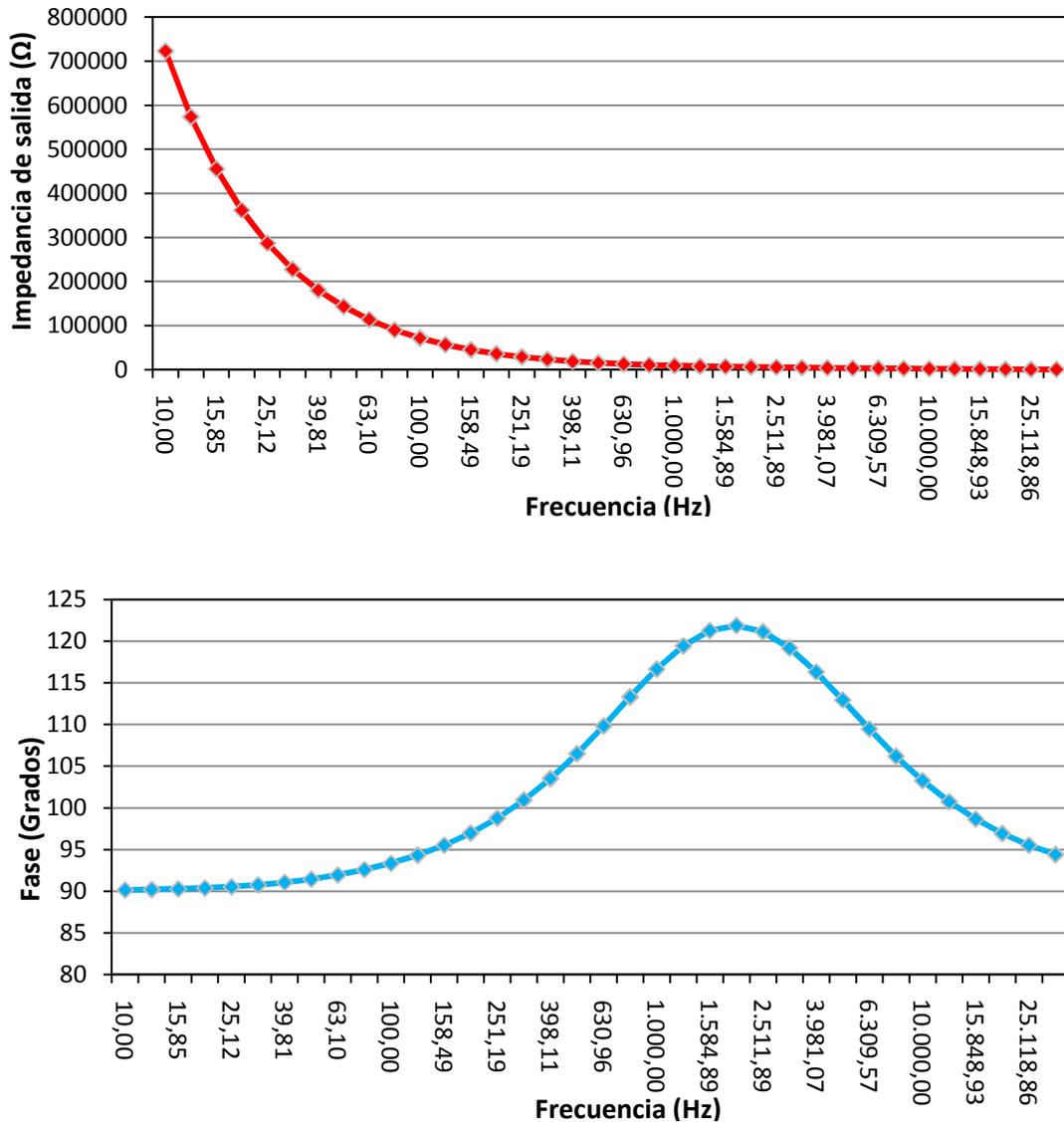


Figura 33: Representación de la impedancia de salida de la etapa de pre-amplificación. Arriba: Módulo. Abajo: Fase.

El resultado obtenido en módulo es muy parecido al de la impedancia de entrada, aunque con valores mucho mayores de impedancia, para muy bajas frecuencias (del orden de mega-ohmios), decayendo rápidamente, a medida que aumenta la frecuencia.

Para el caso de la frecuencia, para la cual la respuesta en frecuencia presenta un máximo (2,5 kHz), esta impedancia de salida, ha disminuido hasta los 5 kΩ, acercándose a los 4,7 kΩ, del máximo del potenciómetro VR, existiendo por tanto, un cierto acoplamiento.

Fijándonos ahora en el diagrama de fase, vemos como presenta un desfase regular de 90° (por acción del condensador C_7), que se desvía de esta cifra, aumentando hasta la frecuencia del máximo de la respuesta del preamplificador. A continuación, la fase de la impedancia de salida vuelve a adquirir un ritmo decreciente, para que a frecuencias superiores de audio, vuelva a acercarse de nuevo a un desfase de 90° .

5 Análisis de la etapa de amplificación

La etapa de amplificación, recibe la señal procedente de la salida de la de pre-amplificación. Su misión consiste en aplicar a la señal de audio una ganancia de un nivel suficientemente elevada, para que en último término, pueda excitar convenientemente el altavoz.

5.1 Descripción física

El diagrama de la figura 33 nos muestra la configuración empleada para llevar a cabo la amplificación.

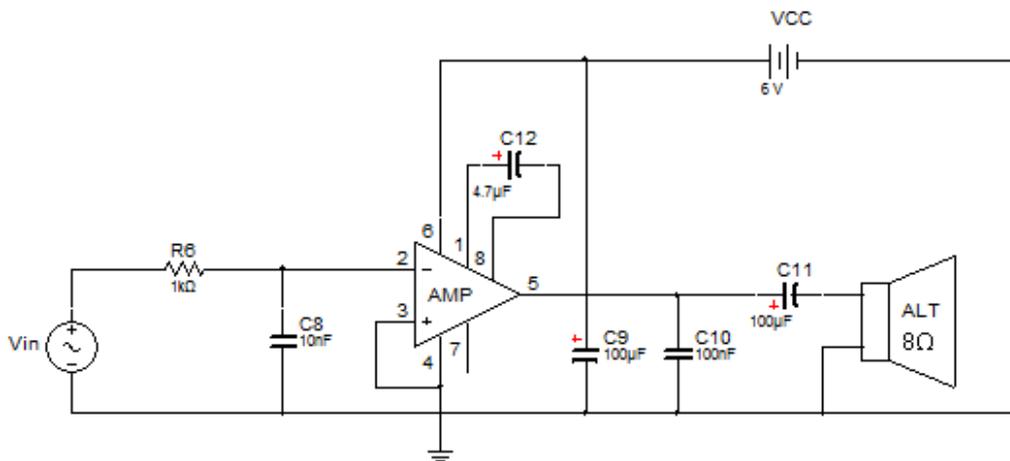


Figura 33: Diagrama eléctrico de la etapa de amplificación.

La fuente de tensión alterna v_{in} , hace las veces de la tensión que entrega la etapa de pre-amplificación. Esta tensión se aplica a la entrada inversora (terminal 2) del amplificador operacional (AMP) a través de la resistencia R_6 . Compartiendo nudo con la entrada inversora y dicha resistencia, se encuentra el condensador C_8 , que como en casos anteriores, elimina las componentes de alta frecuencia, para que a la entrada solamente pueda llegar la señal de audio. El valor de este condensador es de 10 nF y por tanto, presentará baja reactancia para frecuencias elevadas.

Como es natural, el componente clave de esta etapa es el amplificador operacional. El modelo exacto es LM386. Su uso está bastante extendido para aplicaciones de amplificación de audio y para dispositivos de control automático de ganancia (A.G.C.), empleados en los receptores superheterodinos.

El amplificador se encuentra alimentado por la fuente de tensión VCC, con un valor de 6V, a través de la entrada 6. Se trata, de la misma fuente que alimentaba a su vez a etapas previas. En este punto del circuito, y para estabilizar la alimentación, empleamos el condensador C_9 , cuya misión es evitar la propagación de posibles componentes de alterna, en la red de alimentación, cortocircuitando estas a masa.

Con respecto al condensador C_{12} , señalar, que el LM386, puede tener valores variables de ganancia, según los componentes que se conecten entre los terminales 1 y 8 (terminales Gain). Este condensador, fija la ganancia del amplificador en 46 dB, para altas frecuencias. En el apartado dedicado al LM386, se razonará el valor de esta ganancia.

La salida del amplificador operacional, como se aprecia en la figura, se realiza por el pin número 5. A partir de aquí, encontramos el condensador C_{10} , que al igual que C_8 en la entrada, nos elimina las componentes de alta frecuencia con objeto de que no lleguen al altavoz. Sin embargo, la capacidad de C_{10} es de 100 nF y por tanto, está destinado a cortocircuitar a masa frecuencias inferiores que en el caso de C_{10} (debido a que su reactancia a estas frecuencias será menor). Se trata de un método efectivo para eliminar armónicos indeseados.

La señal amplificada se aplica al altavoz (de 8Ω de impedancia), mediante el condensador C_{11} , cuya alta capacidad (100 μ F), permite el paso de frecuencias de audio y a la vez, elimina una posible componente de continua, no deseable en el altavoz.

5.2 El amplificador operacional LM386

Como es evidente, el elemento que dota de potencia a la señal de audio es el amplificador operacional LM386 y por tanto, es el elemento más importante de la etapa de potencia. Es por ello que merece la pena explicar su funcionamiento.

Se trata de un circuito integrado con 8 pines. En la figura 34 apreciamos la correspondencia entre los pines del integrado y su modelo gráfico:

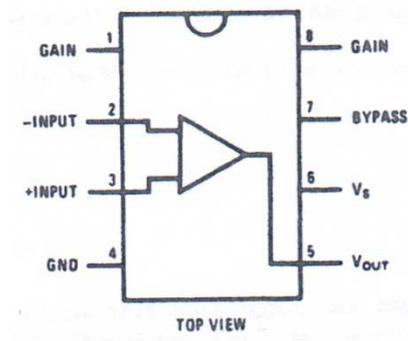


Figura 34: Asignación de pines al circuito integrado del LM386.

Si consultamos las características del modelo (sección 10.3 del Anexo II), comprobaremos como el circuito equivalente del amplificador es el que se muestra en la figura 35.

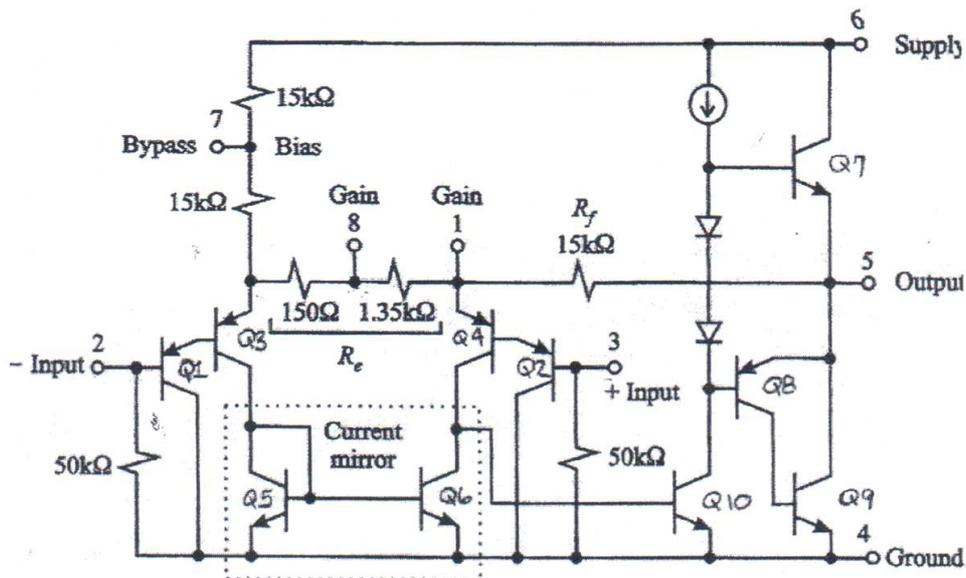


Figura 35: Diagrama eléctrico equivalente del LM386

5.2.1 Partes del amplificador operacional

En el amplificador, se distinguen cuatro tipos de etapas diferenciadas:

1º) Eta formada por Q1 y Q2:

Se trata de transistores pnp. A sus bases están conectadas las entradas inversora y no inversora (terminales 2 y 3). Cada una de ellas, ve una resistencia respecto a tierra de 50 k Ω , de tal manera que la impedancia de entrada estará dominada por este valor de resistencia (tal y como se puede comprobar en la hoja de características del Anexo II). Se trata, de una resistencia de gran valor, algo habitual en este tipo de dispositivos.

El papel de los transistores Q1 y Q2, no es otro que el de actuar a modo de seguidores de tensión, a través de sus emisores correspondientes, dado que está posicionados en una estructura de tipo colector común. Funcionan por tanto, como adaptadores de impedancia, entre las impedancias de entrada, y las impedancias propias del dispositivo. Es importante señalar, que no se debe aplicar a la entrada de señal, corriente continua, debido a que se podría alterar el punto de funcionamiento de estos transistores, y por tanto su comportamiento. En la figura 36, distinguimos ambos transistores.

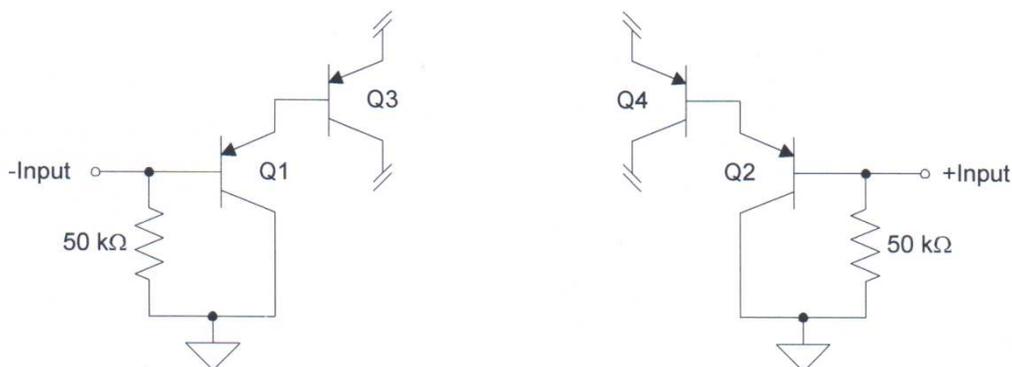


Figura 36: Diagrama eléctrico de los transistores Q1 y Q2 del LM386, dispuestos en colector común, como seguidores de tensión.

2º) Etapa formada por Q3 y Q4:

Se trata de un amplificador diferencial de tipo pnp. Las resistencias de $150\ \Omega$ y $1,35\ \text{k}\Omega$, separan los emisores de estos transistores, y forman conjuntamente lo que llamaremos R_e . Notar que los terminales Gain 1 y 8 del LM386, se encuentran a cada lado de la resistencia de $1,35\ \text{k}\Omega$, según figura 37.

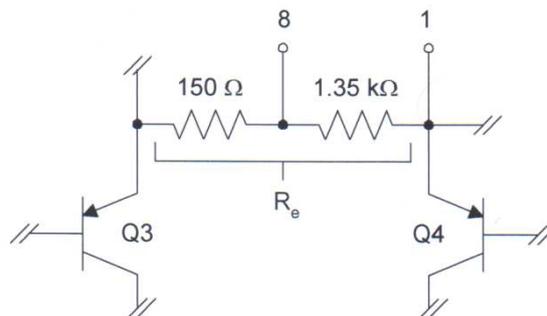


Figura 37: Diagrama de los transistores Q3 y Q4 del LM386, en modo de amplificación diferencial.

3º) Etapa formada por Q5 y Q6:

Este par de transistores son los responsables de la polarización del amplificador diferencial. Veamos cómo están dispuestos en la figura 38.

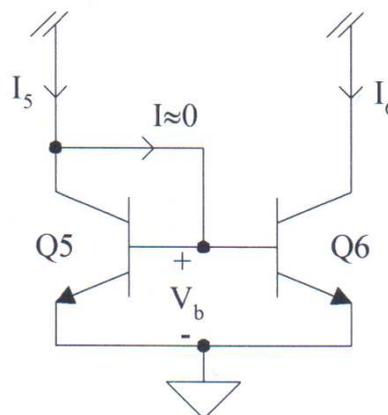


Figura 38: Esquema de la obtención mediante Q5 y Q6 de las corrientes espejo I_5 e I_6 .

Las bases de ambos transistores, comparten nudo, de tal manera que estarán sujetas a la misma tensión V_b , y por tanto, la tensión de la unión V_{be} , será la misma. En estas

condiciones, las corrientes de colector I_{c5} e I_{c6} serán de igual valor, como consecuencia de que la corriente del colector de un transistor se calcula como:

$$I_c = I_{cs} e^{\frac{V_b}{V_T}}$$

Siendo I_{cs} la corriente de saturación y V_T la tensión térmica. Debido a que la corriente que llega hasta el nudo de las bases de Q5 y Q6 (I), será de muy baja amplitud, podremos concluir que:

$$I_5 \approx I_6$$

Debido a su igualdad, a estas corrientes se les conoce como corrientes espejo. Este razonamiento, suele ser más válido para valores elevados de β .

4º) Etapa formada por Q7, Q8, Q9 y Q10:

Se trata de una etapa de potencia de clase AB. La figura 39 agrupa estos elementos. Observar que la alimentación, se aportaría desde el terminal 6, la tensión v del terminal 5, sería la de salida y el terminal 4 se conecta a masa.

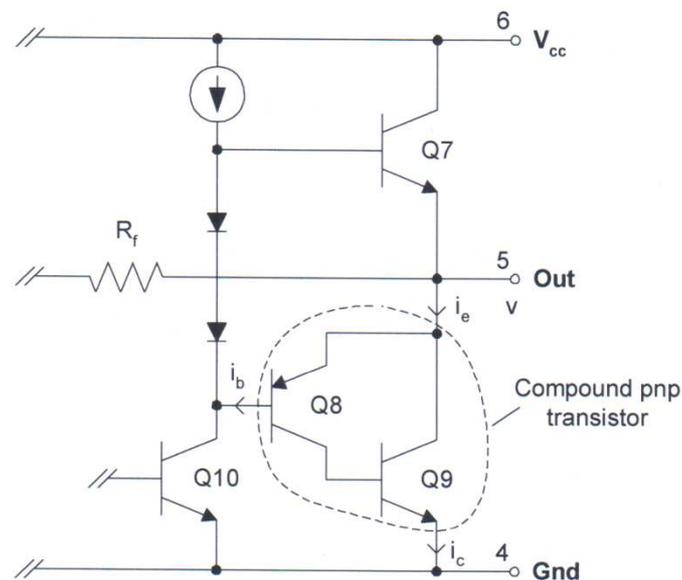


Figura 39: Amplificador de clase AB del LM386.

La combinación de Q8 y Q9, se conoce como transistor pnp compuesto. En estas condiciones, es necesario señalar que la corriente de colector de Q8 (I_{c8}), es la misma que la que se aplica a la base de Q9 (I_{b9}). Si tenemos en cuenta que:

$$i_{c8} = \beta_{Q8} i_{b8}$$

Y que:

$$i_{c9} = \beta_{Q9} i_{b9}$$

Podemos concluir que:

$$i_{c9} = \beta_{Q9} i_{b9} = \beta_{Q9} \beta_{Q8} i_{b8}$$

Y por tanto, podríamos realizar un modelo equivalente con un transistor pnp (Ver figura 40), cuya ganancia total, se calcularía como:

$$\beta \approx \beta_{Q8} \beta_{Q9}$$

Este valor de β , como producto de β_{Q8} y β_{Q9} , indica que la ganancia de corriente de esta etapa, es elevada. En otras palabras, se trata realmente de la etapa que dota de potencia a la señal de entrada.

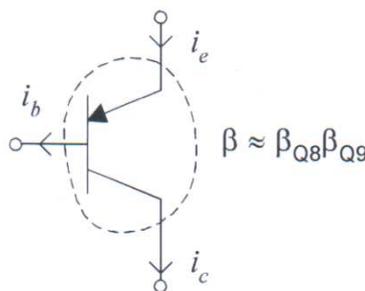


Figura 40: Transistor pnp compuesto. Modelo equivalente de la asociación de transistores Q8 y Q9.

Los detalles de la polarización y el funcionamiento de esta etapa de potencia, pueden consultarse en la ref. [3].

5.2.2 Ganancia del LM386

Ahora que conocemos cual es la misión de cada etapa, podemos estimar la ganancia que puede proporcionarnos el amplificador operacional.

Para empezar, las corrientes espejo vistas en la 3ª etapa de Q5 y Q6, hacen las corrientes de colector, de los transistores Q3 y Q4 del amplificador diferencial, posean la misma corriente de colector. Si obviamos las corrientes de base de estos transistores (que de nuevo son de pequeño nivel), concluiremos que las corrientes de emisor (tanto en continua como en alterna) de Q3 y Q4, serán prácticamente iguales. De esta manera, el modelo para pequeña señal de alterna del amplificador diferencial será el que aparece en la figura 41, en el que se aprecia como las corrientes de emisor (i) de Q3 y Q4 son iguales:

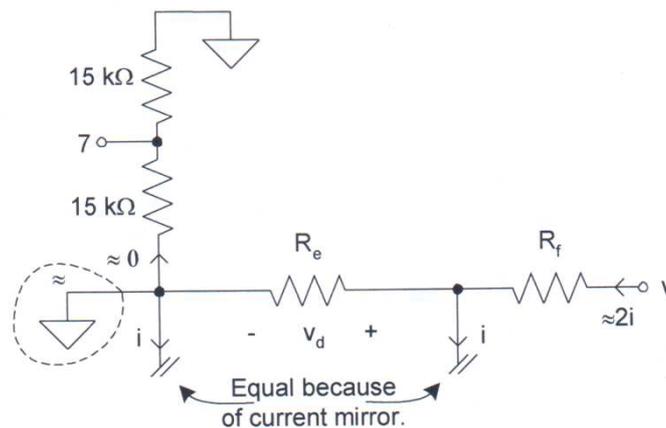


Figura 41: Modelo a baja señal de alterna del amplificador diferencial, para entrada por etapa no inversora.

En este caso, la tensión v_d , será la tensión diferencial entre los extremos de R_e . Si suponemos que la entrada de señal se realiza desde la entrada no inversora, la tensión en el extremo correspondiente a la entrada inversora será nula, y por tanto, la corriente que recorre las resistencias de 15 kΩ, también lo será. En este caso, si los emisores de Q3 y Q4, poseen una corriente (i), la corriente que recorrerá R_f , será igual a la suma de las corrientes que se bifurcan a la entrada de R_e , es decir, $2i$. Con lo cual, llegamos a la siguiente expresión:

$$\frac{v - v_d}{R_f} \approx 2i$$

Dado que la tensión v , obtenida a la salida de la etapa AB, es de un valor muy superior a la de la tensión diferencial, podemos aproximar que:

$$\frac{v}{R_f} = 2i$$

Sabiendo, mediante el modelo de pequeña señal que:

$$i = \frac{v_d}{R_e}$$

Realizamos la igualdad:

$$\frac{v}{R_f} = 2 \frac{v_d}{R_e}$$

Reordenando los términos de la forma que nos interesa, podemos tener la expresión de la ganancia (A_v), de la siguiente manera:

$$A_v = \frac{v}{v_d} = 2 \frac{R_f}{R_e}$$

Es interesante, comprobar, como el resultado, no varía con parámetros de dispositivos internos, como el valor β , de los diferentes transistores.

Naturalmente, para que este resultado sea cierto, presuponemos que estamos empleando como entrada de señal, la entrada no inversora. Sin embargo, en nuestra etapa de amplificación, la entrada empleada es la inversora. El resultado para la ganancia empleando la entrada inversora, es el mismo, pero acompañado naturalmente de un signo negativo:

$$A_v = \frac{v}{v_d} = -2 \frac{R_f}{R_e}$$

Si calculamos la ganancia que obtenemos para el TM386, con los pines 1 y 8 abiertos y empleando la entrada inversora el resultado será:

$$A_v = -2 \frac{R_f}{R_e} = 2 \frac{15000\Omega}{1500\Omega} = -20$$

Sin embargo, en la configuración que nuestra etapa amplificadora tiene, observamos como entre los pines 1 y 8, existe un condensador, C_{12} , de 4,7 μF . En este caso, la ganancia A_v , dependerá de la frecuencia, dado que R_e , ahora será la resistencia serie entre 150 Ω y la reactancia X_C del condensador C_{12} .

$$X_C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}$$

$$R_e = 150\Omega + X_C$$

Naturalmente, la reactancia aumenta para muy bajas frecuencias, de tal manera que conforme la frecuencia sea menor, el módulo de la ganancia descenderá. Ocurrirá lo contrario, a frecuencias más elevadas, en las que la reactancia será menor y por tanto R_e , irá convergiendo al valor de 150 Ω . En estas condiciones, la ganancia A_v , irá convergiendo a un valor de -200 (valor de 46 dB, si nos referimos al módulo de la ganancia expresado en decibelios).

Es decir, se produce un aumento de la ganancia mediante la inclusión del condensador C_{12} , dado que se puenta la resistencia de 1350 Ω .

Aplicando la siguiente expresión para la obtención del módulo de la ganancia de tensión en circuito abierto, en decibelios:

$$G_v(\text{dB}) = 20 \cdot \log|A_v| = 20 \cdot \log\left(2 \frac{R_f}{R_e}\right)$$

Obtenemos los valores del módulo de la ganancia del amplificador operacional, a frecuencias de audio. La gráfica de la figura 42, resume los resultados (los valores numéricos del módulo de la ganancia y de los parámetros necesarios para su cálculo, constan en la tabla A7 del Anexo I).

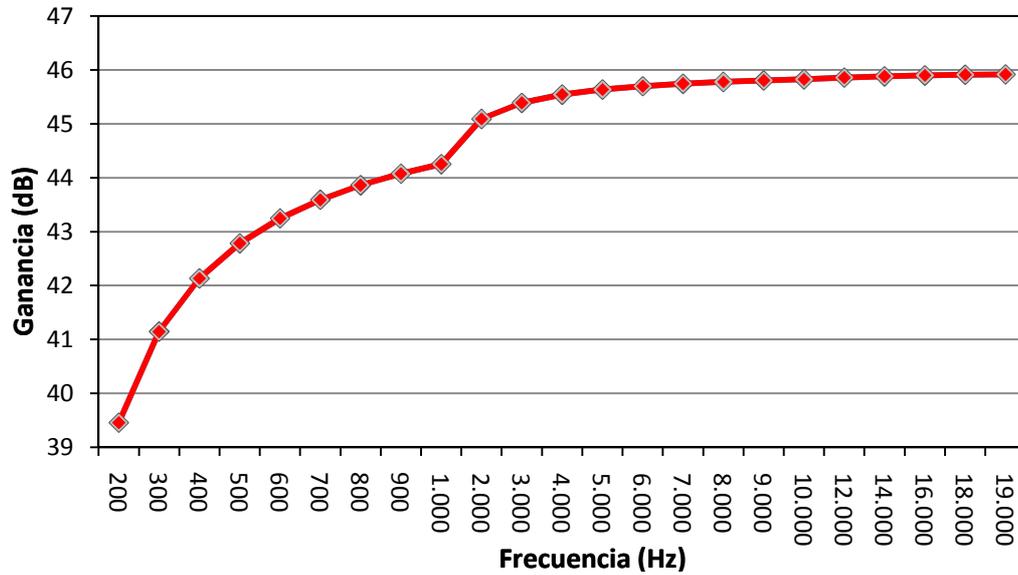


Figura 42: Cálculo de la ganancia del LM386, expresada en dB, con un condensador de $4,7 \mu F$ entre los terminales 1 y 8.

El resultado es coincidente con la relación existente entre reactancia X_C y ganancia $G_v(dB)$. Notamos como efectivamente a bajas frecuencias, la ganancia que proporciona el LM386, es inferior que a zonas de funcionamiento normales (a partir de 4 kHz). Esto se debe a que la reactancia del condensador es menor al aumentar la frecuencia, y por tanto, la resistencia R_e , cada vez tiende a más al valor de la resistencia de 150Ω .

5.3 Respuesta en frecuencia de la etapa amplificadora

Para obtener la respuesta en frecuencia de la etapa completa, deberemos medir la tensión existente a la entrada y a la salida de dicha etapa. La entrada a la etapa, vendrá dada por la fuente v_{in} , mientras que la salida corresponderá a la tensión existente entre la carga (ALT) y masa (según figura 33).

Desgraciadamente, el software Multisim, no posee en su librería un modelo del LM386, y por tanto, no podemos simular esta etapa para obtener unos resultados precisos. Además, tampoco podemos utilizar un modelo de amplificador operacional ideal del programa, debido a que como se ha comentado en el apartado anterior (5.2.2), la configuración a utilizar exige el emplazamiento del condensador C_{12} entre los terminales 1 y 8 del LM386, para lograr unos valores de ganancia más elevados. Esto significa, que la ganancia obtenida entre la entrada y la salida del amplificador operacional, va a depender de la reactancia (X_C) del condensador C_{12} , en la medida que esta depende intrínsecamente de la frecuencia. Multisim, no contempla la posibilidad de dotar a un amplificador operacional ideal, con valores de ganancia variables en función de la frecuencia.

A pesar de no poder contar con la ayuda de la simulación informática, si que podemos conseguir obtener una respuesta en frecuencia teórica de toda la etapa, dada la sencillez de la misma. Para ello, emplearemos el modelo equivalente típico de un amplificador operacional, tal y como se observa en el diagrama de la figura 43.

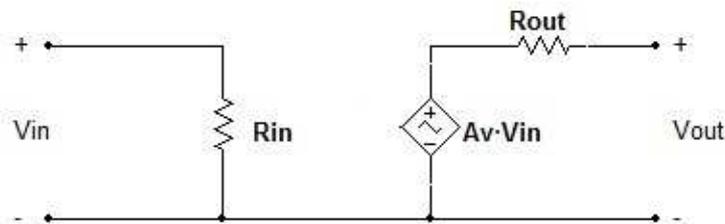


Figura 43: Modelo equivalente de un amplificador operacional.

A la hora de emplear este modelo equivalente, será necesario otorgar un valor de ganancia en circuito abierto A_v , para cada frecuencia a considerar. Estos valores de ganancia, se obtienen a partir de los cálculos realizados en el apartado 5.2.2, con los que se realiza el gráfico de la figura 42 (valores presentes en la tabla A7 del Anexo I). Dado

que se valorará el módulo de la ganancia, expresada en decibelios, emplearemos el valor absoluto de la ganancia A_v , para realizar los cálculos. Respecto a la resistencia de entrada del operacional R_{in} a emplear, las hojas de características (sección 10.3 del Anexo II), nos arrojan un valor de 50 k Ω . Sin embargo, el valor resistencia de salida R_{out} , no figura en estas hojas, de tal manera que será necesario otorgarle un valor arbitrario. Concretamente para este caso, se le aplicará un valor $R_{out} = 1\Omega$. En los amplificadores de tensión, el valor de la resistencia de salida suele ser típicamente muy pequeño, de tal manera que la hipotética carga que se conecte a la salida del amplificador, reciba máxima tensión.

Naturalmente, la etapa amplificadora completa, está formada por más elementos. Veamos cual será el aspecto de la etapa, utilizando el modelo equivalente en el esquema de la figura 44.

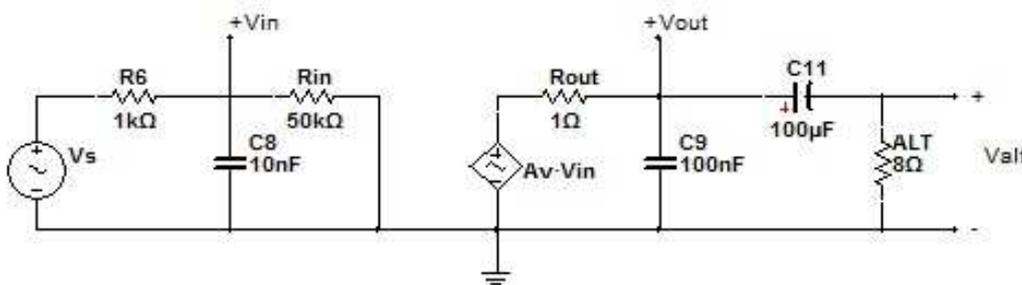


Figura 44: Esquema de la etapa de amplificación, con el amplificador operacional LM386, sustituido por su circuito equivalente.

La respuesta en frecuencia de toda la etapa, vendrá dada por la expresión de la ganancia para cada una de las frecuencias en que esta se mida. Esta ganancia se calculará como:

$$G_{vT}(dB) = 20 \cdot \log\left(\frac{v_{alt}}{v_s}\right) = 20 \cdot \log(A_{vT})$$

El desarrollo empleado para poder extraer una expresión utilizable de la ganancia total (A_{vT}), se basa en la asociación de componentes, como se verá a continuación. Para empezar, es necesario ser conscientes de que se busca llegar a un modelo típico de amplificador operacional, cargado con una cierta impedancia de fuente Z_s , una impedancia de entrada Z_{in} , una impedancia de salida Z_{out} y una cierta carga a la salida Z_L , tal y como se puede ver en el diagrama de la figura 45.

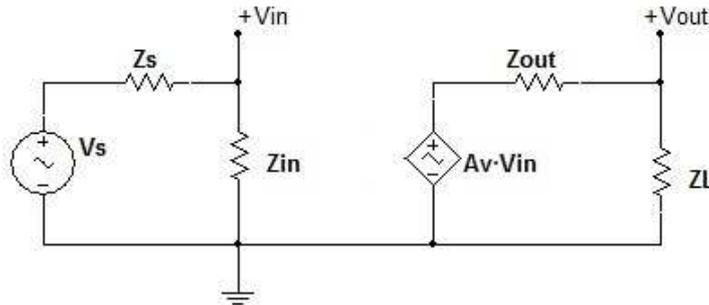


Figura 45: Esquema típico de un amplificador operacional, cargado con una impedancia de fuente y una carga a la salida.

En esta configuración, los valores de v_s y los de v_{in} , se relacionan mediante la expresión de un simple divisor de tensión:

$$v_{in} = v_s \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_S}$$

Otro tanto ocurre, con los valores de la fuente de tensión controlada $A_v \cdot v_{in}$ y v_{out} .

$$v_{out} = A_v \cdot v_{in} \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}}$$

Aprovechando estas relaciones, se pueden calcular v_s y v_{alt} (esta última a partir de v_{out}). Sin embargo, también será necesario calcular Z_S , Z_{in} , Z_{out} y Z_L , algo que se conseguirá mediante asociaciones serie y paralelo de los distintos elementos. Veamos concretamente cuales serían estas asociaciones.

La impedancia de fuente Z_S , claramente es la resistencia R_6 (ver figura 44). Sin embargo, la impedancia de entrada Z_{in} , será la resultante de la asociación en paralelo de C_8 (en términos de cálculo para condensadores, se emplearán las expresiones de la reactancia de los mismos, así para el condensador C_8 , su reactancia se identificará mediante X_{C8}) y R_{in} .

$$Z_{in} = \frac{X_{C8} \cdot R_{in}}{X_{C8} + R_{in}}$$

Para el caso de la impedancia de salida Z_{out} , esta se identifica claramente con R_{out} . La impedancia de carga Z_L , será la impedancia equivalente de C_9, C_{11} y ALT. Esta impedancia equivalente será la resultante de una doble asociación. En primer lugar la formada en serie entre C_{11} y ALT que en el desarrollo se identificará como Z_L' . La impedancia de carga final Z_L , será producto de la asociación en paralelo de Z_L' y C_9 .

$$Z_L' = X_{C11} + ALT$$

$$Z_L = \frac{Z_L' \cdot X_{C9}}{Z_L' + X_{C9}}$$

Ahora bien, la tensión de salida que buscamos no es v_{out} , sino v_{alt} . La correspondencia entre ambas tensiones obedecerá a la expresión:

$$v_{alt} = v_{out} \cdot \frac{ALT}{ALT + X_{C11}} = A_v \cdot v_{in} \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} \cdot \frac{ALT}{ALT + X_{C11}}$$

Por otra parte, la tensión de entrada a emplear en la expresión de la ganancia es v_s , que se obtiene invirtiendo la relación de divisor de tensión con respecto a v_{in} , expuesta con anterioridad.

$$v_s = v_{in} \cdot \frac{Z_{in} + Z_S}{Z_{in}}$$

Así, finalmente, obtenemos la expresión de la ganancia lineal total de la etapa (A_{vT}).

$$\begin{aligned} A_{vT} = \frac{v_{alt}}{v_s} &= \frac{A_v \cdot v_{in} \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} \cdot \frac{ALT}{ALT + X_{C11}}}{v_{in} \cdot \frac{Z_{in} + Z_S}{Z_{in}}} \\ &= A_v \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} \cdot \frac{ALT}{ALT + X_{C11}} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_S} \end{aligned}$$

El módulo de la ganancia total de la etapa $|G_{vT}|$, expresada en decibelios, se calculará directamente como:

$$|G_{vT}| (dB) = 20 \cdot \log \left| A_v \cdot \frac{Z_L}{Z_L + Z_{out}} \cdot \frac{ALT}{ALT + X_{C11}} \cdot \frac{Z_{in}}{Z_{in} + Z_S} \right|$$

Es importante reseñar, que en todo el desarrollo realizado, únicamente se ha tenido en cuenta el módulo de la ganancia. Existirán cambios de fase motivados por la acción de los diferentes condensadores, y la configuración inversora del operacional.

Empleando la expresión obtenida, se obtienen los resultados de módulo de la ganancia, en función de la frecuencia que figuran en la figura 46 (trazo rojo). Como es costumbre los valores, figuran en la tabla A8 del Anexo I.

De forma paralela a estos resultados teóricos, en la figura 46, se incluyen los resultados de la medición empírica del módulo de la ganancia en la etapa amplificadora del receptor, según esquema de la figura 33. Los resultados de la medición se corresponden con el trazo azul del gráfico de la figura 46 (valores numéricos presentes en la tabla A9 del Anexo I).

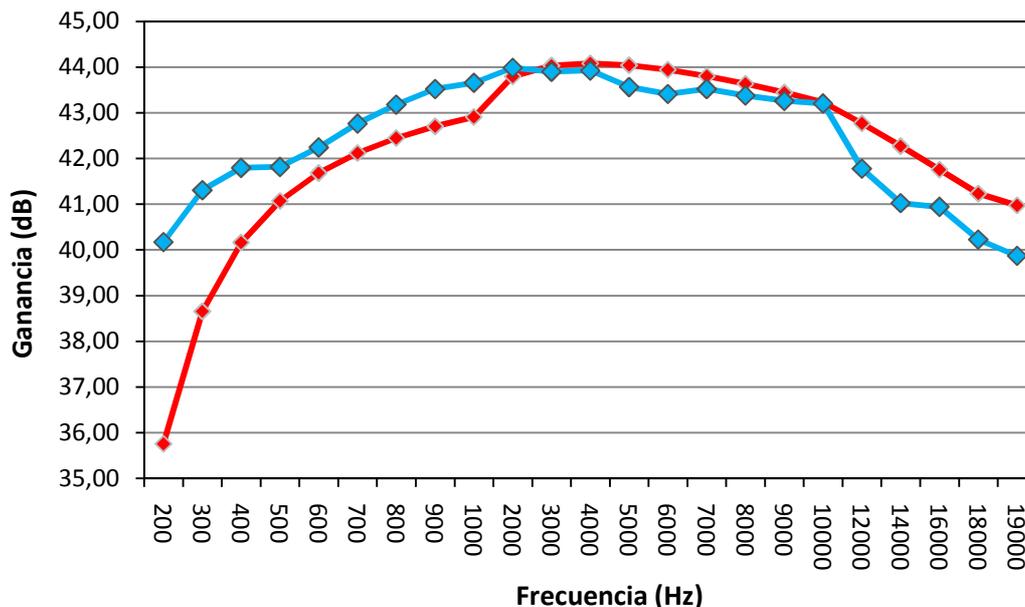


Figura 46: Ganancia expresada en dB, con entrada en v_s y salida en la carga (ALT). En trazo rojo, resultado teórico. En trazo azul, resultado obtenido mediante medición.

Como podemos observar, la ganancia describe a grandes rasgos una curva cóncava en ambos casos, de tal manera que se presenta un máximo en ambos casos (medición y cálculo) en torno a 4 kHz, con valores de módulo de ganancia que rondan los 44 dB. Esta ganancia, se mantiene tanto en el caso de la medición como en el del cálculo en un rango de frecuencias comprendido entre los 2000 y los 4000 Hz. Sin embargo, se observa

claramente, como a frecuencias superiores a 500 Hz, las tendencias de los resultados teóricos y empíricos parecen ir a la par (salvando pequeñas diferencias de valor), algo que no ocurre a frecuencias inferiores, donde los resultados teóricos reflejan valores muy inferiores de ganancia, respecto a los de la medición. Así, las frecuencias superiores para las que se produce una caída de 3 dB respecto a la ganancia máxima, se sitúan en ambos casos en torno a los 16 kHz. Si atendemos a la frecuencia inferior a la que se produce dicha caída, encontraremos que en el caso de la medición se sitúa aproximadamente en los 200 Hz, mientras que en el del cálculo teórico, la frecuencia es de 500 Hz. Es decir, existe una cierta discrepancia entre los valores obtenidos mediante medición y cálculo, para la ganancia a bajas frecuencias.

Para explicar las diferencias entre las tendencias de la ganancia a bajas frecuencias en ambos casos, se pueden barajar básicamente dos hipótesis. Por un lado, y como ya se ha comentado en otras ocasiones, los valores reales de los componentes, difícilmente coinciden con los valores reales, afectando a la curva de respuesta en frecuencia que se puede obtener empleando los métodos de medición y cálculo teórico. Además, el componente que dota de potencia a la señal, el amplificador operacional LM386, está influenciado en gran medida por el condensador C_{12} . La ganancia que aporta el operacional a bajas frecuencias, depende del valor real de este condensador, afectando a la respuesta en frecuencia de la etapa completa.

En una perspectiva más amplia, y aunque las tendencias de las respuestas en frecuencia obtenidas con ambos métodos son bastantes parecidas, es obvio, que existen diferencias en cuanto a los valores obtenidos en todas las frecuencias. Una de las posibles explicaciones a esta discrepancia (además de las anteriormente comentadas), reside en que la elección de la resistencia de salida del amplificador operacional, R_{out} , se ha elegido de forma arbitraria, dado que en la ficha de características del LM386 (sección 10.3), no figura tal parámetro. Dado que se trata de un componente resistivo, la variación de la resistencia de salida R_{out} , afecta prácticamente por igual a todas las frecuencias, de ahí que exista a frecuencias superiores a 500 Hz, unas diferencias bastante constantes (en torno a un decibelio) entre los valores de ganancia medidos y calculados.

6 Descripción del receptor y sus componentes

En los capítulos anteriores, se ha desarrollado un análisis de las características del funcionamiento de las distintas etapas. Ahora bien, es necesario realizar una descripción general del receptor real, de sus componentes y de las facilidades que aporta a la hora de ser empleado para la audición, así como para su estudio. Algunos de los elementos que integran físicamente el receptor, no han sido reflejados en los capítulos anteriores, dado que se entiende que no afectan en modo alguno, al funcionamiento del receptor, sino que simplemente, hacen más flexible su uso.

6.1 Esquema eléctrico completo del receptor

Aunque ya se ha dejado entrever en capítulos anteriores, es necesario esclarecer completamente, de qué manera están conectadas realmente las tres etapas (detección, pre-amplificación y amplificación) entre sí. A modo esquemático, la figura 34 en la que se detalla el esquema modular real del receptor.

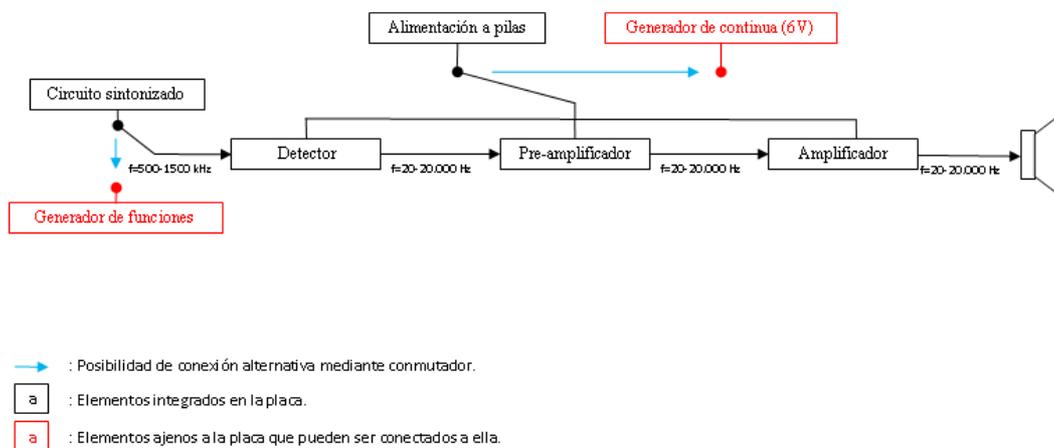


Figura 44: Diagrama de módulos del receptor completo.

Se trata en resumidas cuentas de la concatenación de las diferentes etapas presentadas, incluyendo la posibilidad de interactuar con elementos ajenos al receptor (generadores de funciones y de continua). De esta manera, el diagrama eléctrico completo, será de forma básica, el resultante de la conexión de los distintos diagramas presentados para las diferentes etapas (ver figuras 19 y 22 del Capítulo 2, figura 27 del capítulo 3 y figura 33 del capítulo 4) teniendo en cuenta que los diagramas de las etapas de detección y de pre-amplificación aparecen cargados por las etapas de pre-

amplificación y de detección respectivamente. El diagrama de la figura 45, nos ofrecerá el esquema eléctrico completo del receptor.

Sin embargo, y como se ha adelantado anteriormente, si atendemos a la figura 45, encontramos algunos elementos que resultan novedosos con respecto a los esquemas presentados para las diferentes etapas. A continuación, se explica la función de estos componentes.

- Terminales $+Vin$, $-Vin$, $+VCC2$, $-VCC2$:

Se trata de zócalos de conexión destinados a dotar al circuito, de la posibilidad de ser excitado mediante señales eléctricas generadas de forma externa al receptor, mediante equipos de laboratorio.

El papel de los terminales $+Vin$ y $-Vin$, es el de entradas positiva y negativa, de una señal modulada en AM, procedente de un generador de funciones (señalado en la figura 45 mediante Vin), independiente de la entrada de antena.

Por el contrario $+VCC2$ y $-VCC2$, serán las entradas necesarias para alimentar el circuito mediante una tensión de 6V, aplicada por medio de un generador de continua. Se trata de una alternativa a hacer uso de las pilas que acompañan al receptor ($VCC1$), cuyo desgaste, puede ser engorroso económicamente.

Tanto $-Vin$, como $-VCC2$, están cortocircuitadas a la masa del receptor.

- Conmutadores 1 y 2:

Relacionado con lo expuesto en los componentes $+Vin$, $-Vin$, $+VCC2$ y $-VCC2$, la misión de estos conmutadores es la de seleccionar las entradas de señal y de alimentación, con las que deseamos operar.

En el caso del conmutador 1, el terminal común ($C1C$), se encuentra situado a la entrada del detector. El terminal $C1M1$, se encuentra conectado a la salida del circuito sintonizado, proporcionándonos señal de RF, procedente del espacio radioeléctrico, a la entrada del detector, colocando el conmutador 1 en la posición adecuada. Operando con el conmutador de forma alternativa, el terminal $C1M2$, estará conectado a la entrada positiva de generador de funciones ($+Vin$), introduciéndonos en este caso, señal de AM a la entrada del detector.

Para el conmutador 2, el funcionamiento es análogo. El terminal común $C2C$, está conectado a la entrada de continua del circuito. El terminal $C2M1$, está conectado a la

salida de las pilas, mientras que el *C2M2*, está conectado a la entrada *+VCC2*. Accionando el actuador del conmutador 2, podremos seleccionar alimentación a pilas o mediante generador de continua. Naturalmente, si el conmutador está funcionando para proporcionar entrada de generador, y este no está conectado a las entradas *+VCC2* y *-VCC2*, el receptor no recibe alimentación. De esta forma podemos considerar esta posición, como la de apagado del receptor.

- Terminales *CL0*, *CL1*, *CL3*:

Son los conectores mediante los cuales, se conecta la bobina *L1* (Ver sección 3.1) al resto del circuito. La bobina es un elemento voluminoso con un núcleo de ferrita, y por tanto no puede ser soldado a una placa, de ahí el uso de estos conectores.

- Puntos de monitorización (*PM*):

Se trata de puntos de medida. Encontramos un total de 15 en el circuito. Algunos de ellos están conectados directamente a masa (*PM1*, *PM9*, *PM11*, *PM15*). Estos puntos permiten colocar la referencia a masa de la sonda de un osciloscopio. El resto de puntos permiten la conexión de la propia sonda a puntos estratégicos del receptor. Más adelante, en el apartado dedicado a las prestaciones (6.4.2), se ofrecerá una relación de medidas que se pueden realizar en los puntos de medida.

Aparte de los puntos de medida referidos a tierra, existen otros cuatro, que poseen una misión adicional. Los puntos *PM3* y *PM4*, están puenteados mediante un cable, de tal manera que conectan la salida del detector, con la entrada del pre-amplificador. Lo mismo ocurre con los puntos *PM7* y *PM8*, para el caso de salida de pre-amplificador y entrada de amplificador. Sin embargo, cabe la posibilidad de eliminar este puenteo manualmente (quitando el cable), de tal manera que se puede conectar y aislar cada etapa. Esto resulta muy útil, para estudiar cada etapa por separado.

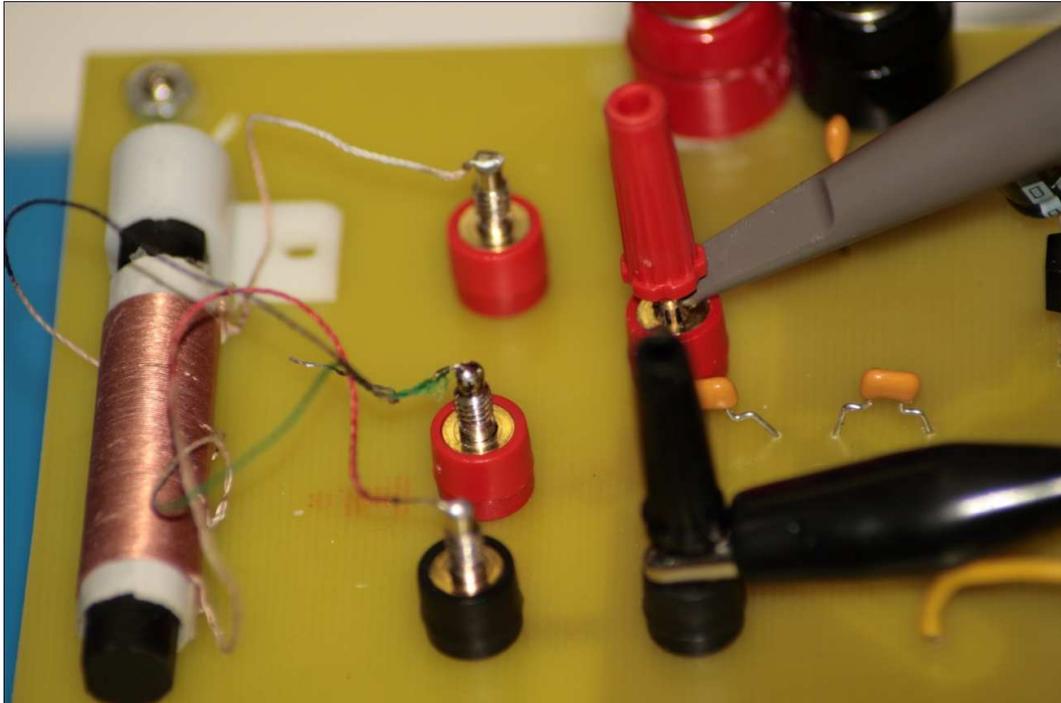


Figura 46: En la parte izquierda: Conectores CL0, CL1, CL3. A la derecha, sonda de osciloscopio conectada a PM2, con referencia a masa en PM1. En la parte superior derecha, zócalos +Vin, -Vin.

6.2 Descripción física del receptor

El receptor presentado en este proyecto, está realizado sobre una placa de sustrato aislante a base de fibra de vidrio, en cuyas caras, se adhieren mediante resina epóxica (denominada FR4) de forma general, sendas placas de cobre conductor. La integración de los componentes se realiza a través de orificios perforados en la placa mediante taladro. Un procesamiento mediante fresado de dichas capas de cobre, elimina el cobre sobrante de las mismas hasta completar las pistas, que actuarán como elementos de conexión de componentes. Por último, la conexión y fijación de la mayoría de elementos (resistencias, condensadores, potenciómetros, etc.) a las pistas, se realiza mediante soldadura de estaño. Otros elementos más voluminosos necesitan de otros sistemas de sujeción, como puede ser el uso de pernos y tuercas.

La realización de la placa, así como la integración de los diferentes elementos que componen el receptor, fue encargada a un técnico de laboratorio, a quién se agradece nuevamente su colaboración.

Con objeto de optimizar el uso de recursos, el diseño del layout o distribución de pistas, generalmente no coincide (como es el caso) con la orientación que se aprecia en los esquemas eléctricos, lo cual puede dificultar la identificación de los elementos que componen el receptor. Para evitar estas molestias, se ofrece en la figura 47, un plano de la parte superior de la placa, acompañado por los componentes que aglutina, y las pistas que los interconectan (aunque estas últimas están presentes en la cara inferior de la placa). Los componentes han sido nombrados según la nomenclatura seguida en la figura 45 del esquema eléctrico.

Por otra parte, la figura 48 nos presenta la distribución del plano de pistas empleada, que también está situada en la parte inferior de la placa.

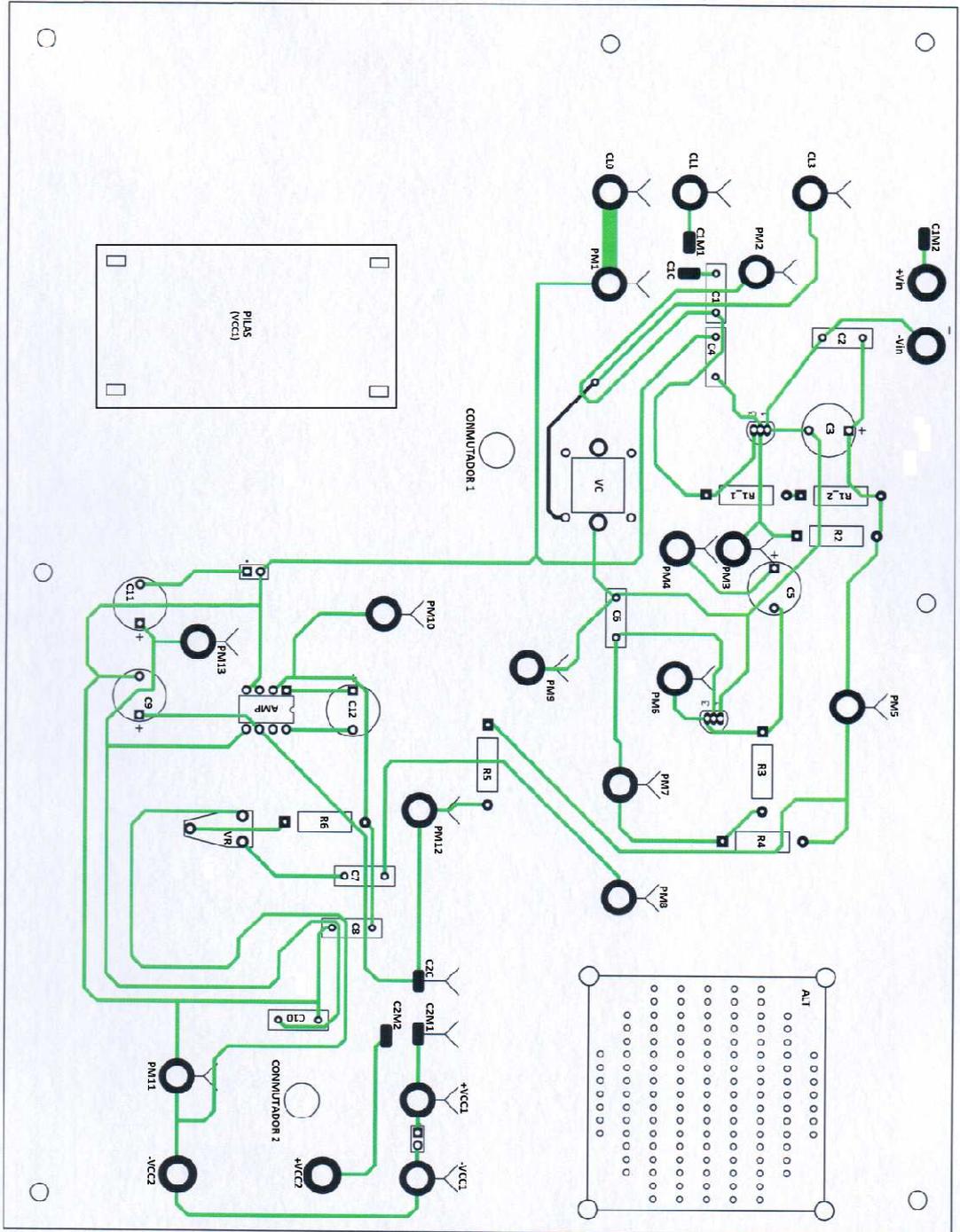


Figura 47: Plano de la placa impresa, acompañando de la situación de los componentes. En color verde, distribución de las pista. Vista superior.

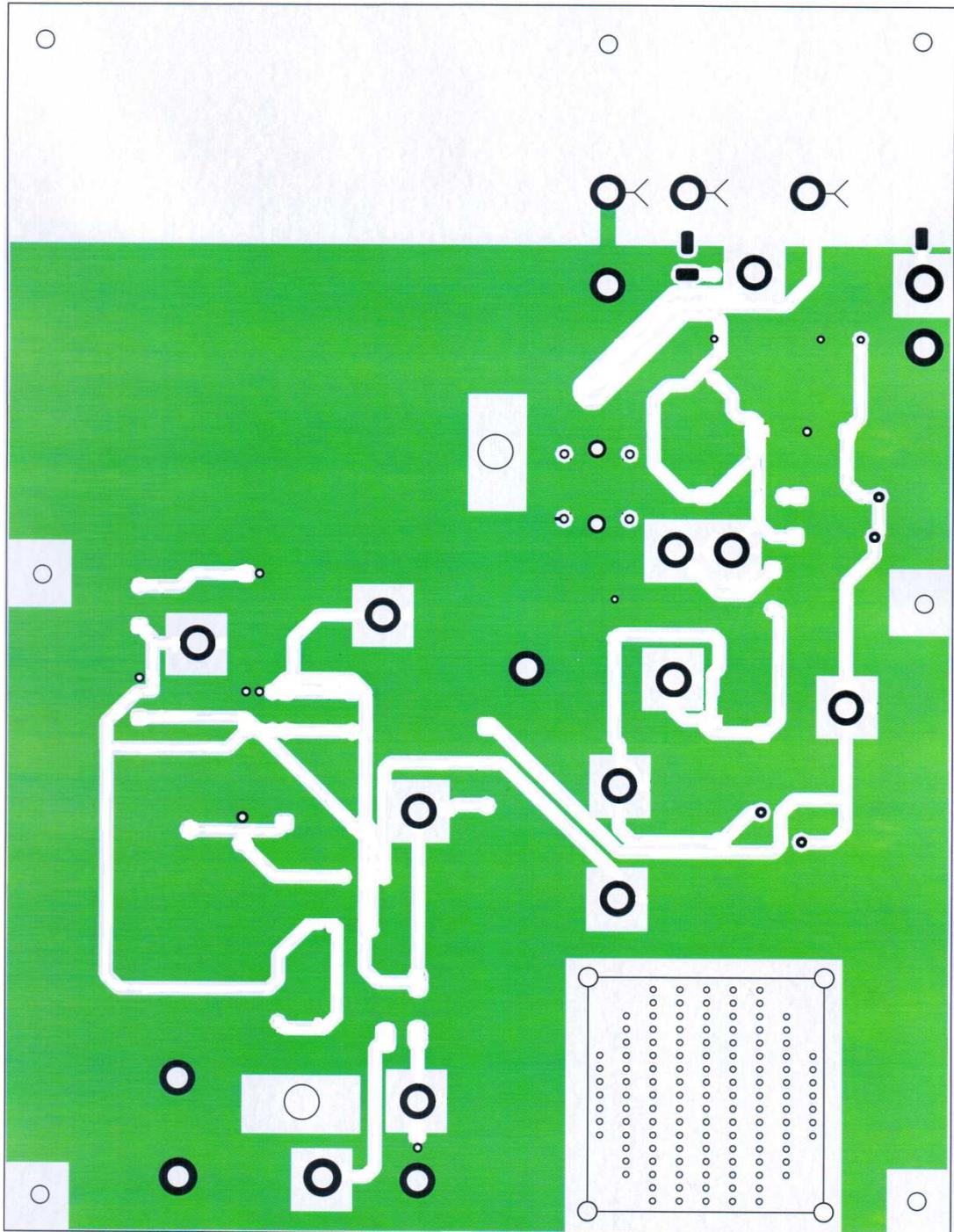


Figura 48: Distribución del plano de masa en la parte inferior de la placa impresa.

A continuación se ofrecen una serie de indicaciones a modo de descripción y aclaración de algunos aspectos del receptor:

- Como se puede apreciar en la figura 46, no existe ninguna resistencia llamada RI , tal y como se apreciaba en el diagrama eléctrico de la figura 45. Sin embargo sí que podemos encontrar dos resistencias nombradas como RI_1 y RI_2 , siendo el valor de ambas de $1\text{ M}\Omega$. La asociación en serie que presentan ambas resistencias hace que el valor equivalente de RI_1 y RI_2 , sea de $2\text{ M}\Omega$, valor atribuido a la resistencia RI del diagrama eléctrico. La causa del uso en la práctica de dos resistencias, es que no se disponía en el laboratorio de resistencias de $2\text{ M}\Omega$. Para evitar tener que realizar la compra de un lote de resistencias de $2\text{ M}\Omega$, se empleó el uso de una asociación en serie de RI_1 y RI_2 , y por tanto la asociación de estas, es equivalente a la resistencia RI del esquema eléctrico.
- Tanto las pistas, como el plano de masa, se encuentran en la parte inferior de la placa. Se tomó la determinación de situarlas de esta manera a raíz de que en los modelos de prueba realizados, la situación del plano de masa en la parte superior, pareciera interferir con la señal recibida en la bobina (al alejar la bobina del plano de masa, la señal que se podía escuchar, era más inteligible, que al acercarla). Algo parecido parecía ocurrir con el altavoz (al acercar el altavoz a la bobina, la señal recibida parecía recibir interferencias), por lo cual se decidió alejarlas lo máximo posible en el diseño final del receptor.
- En cuanto a la sujeción de los distintos elementos señalar, que tanto el altavoz, como la bobina, se emplean pernos acompañados de tuerca. Para el caso del asociador de pilas, se emplean bridas, pasadas a través de cuatro orificios practicados en la placa. En el caso de los puntos de medida (PM), los conectores de la bobina ($CL0, CL1, CL3$), los conmutadores 1 y 2, y los conectores para generadores externos ($+Vin, -Vin, +VCC2, -VCC2$), la sujeción se realiza mediante elementos en forma de tuerca, situados en el propio cuerpo de los elementos.
- En la figura 46 solamente se aprecia la distribución de pistas. Sin embargo, en algunos casos concretos se han empleado cables para conectar un elemento, hasta su

posición en la placa. Es el caso de las pilas que se conectan desde su posición física hasta el terminal correspondiente (entre *PM14* y *PM15*). Los terminales de los conmutadores también se sitúan físicamente alejados de donde están señalados los propios conmutadores, la interconexión de estos puntos también está basada en cables. El método también se emplea desde el terminal negativo de *C11*, hasta el terminal positivo del altavoz. Por último, uno de los terminales del condensador variable *VR*, también se conecta a la placa mediante un cable soldado a esta (marcado en la figura 47 como un segmento de pista de color negro).

- Al igual que en el caso del uso de cables, la bobina *L1*, no se ha incluido en el diagrama, por tratarse de un elemento que no está situado propiamente en la placa. Se conecta a ella mediante los terminales *CL0*, *CL1* y *CL3*.
- Para que la placa del receptor este elevada y estable sobre la superficie de apoyo, con una orientación paralela a esta, se emplean seis “patas” atornilladas a la placa. Cuatro de ellas se sitúan en las cuatro esquinas de la placa, mientras que las otras dos las encontramos en el punto medio del borde de cada uno de los dos lados más largos de la placa.

Si aglutinamos todas estas características, el resultado, no es otro que el del propio receptor creado para este proyecto (figuras 49 y 50).

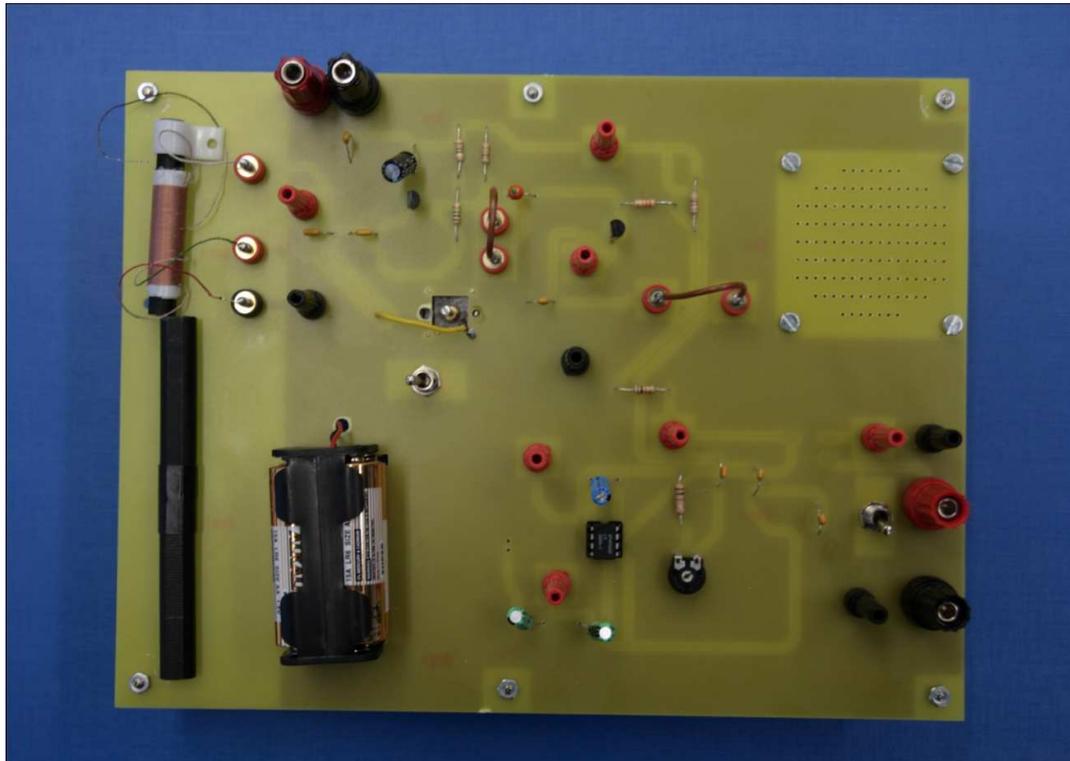


Figura 49: Vista de la cara de componentes del receptor.

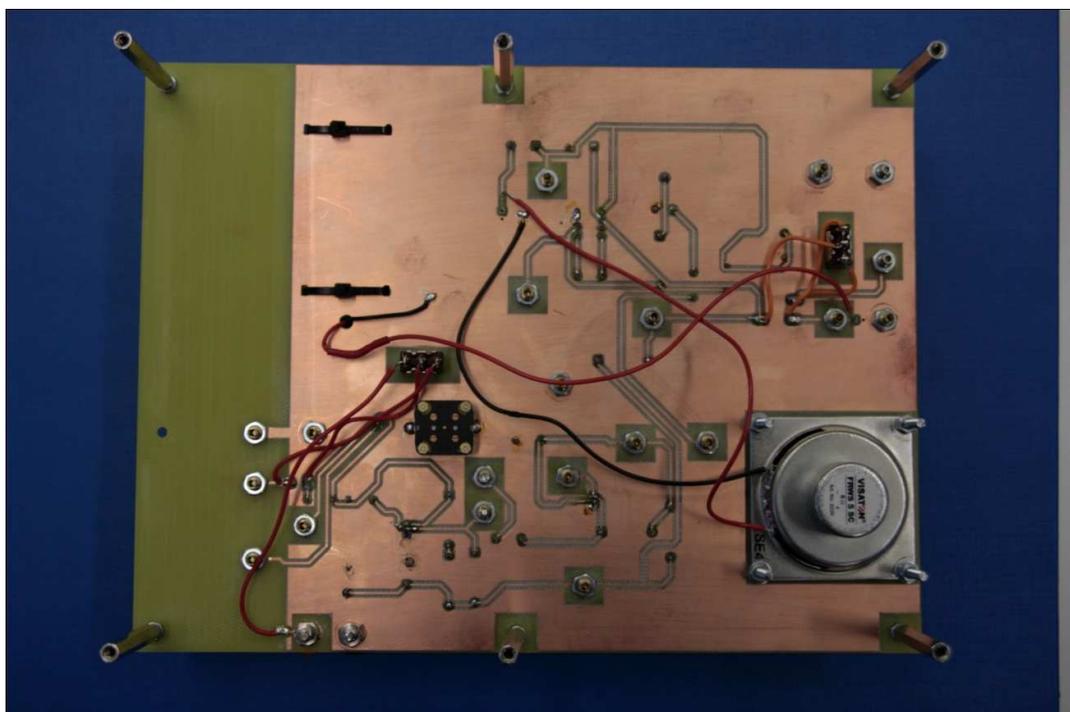


Figura 50: Vista de la cara de pistas del receptor.

6.3 Lista de componentes

- Componentes pasivos:

Resistencias			
Nomenclatura	Valor nominal	Tolerancia	
R1_1, R1_2	1 M Ω	5%	
R2, R5	10 k Ω	5%	
R3	330 k Ω	5%	
R4	4,7 k Ω	5%	
R6	1 k Ω	5%	
Potenciómetro			
Nomenclatura		Rango de valores	
VR		0-4,7 k Ω	
Condensadores no electrolíticos			
Nomenclatura		Valor nominal	
C1, C4		56 nF	
C2, C6, C8		10 nF	
C7		22 nF	
C8		10 nF	
C10		100 nF	
Condensadores electrolíticos			
Nomenclatura		Valor nominal	
C3		47 μ F	
C5		1 μ f	
C9, C11		100 μ F	
C12		4,7 μ F	
Condensador variable			
Nomenclatura		Rango de valores	
VC		2,68-160 nF	
Bobina			
Nomenclatura		Valor	
L1		670 μ H	
Altavoz			
Nomenclatura	Impedancia	Potencia nominal	Potencia de pico
ALT	8 Ω	2 W	5W

Tabla 3: Componentes pasivos del receptor.

- Elementos activos:

Transistores		
Nomenclatura	Modelo	Fabricante
Q1,Q2	2SC 1815	Toshiba
Amplificador operacional		
Nomenclatura	Modelo	Fabricante
AMP	LM 386	National Semiconductor

Tabla 4: Componentes activos del receptor.

- Elementos auxiliares:

Zócalos para conectores banana			
Nomenclatura		Tipo	Género
PM1, PM2, PM3, PM4, PM5, PM6, PM7, PM8, PM9, PM10, PM11, PM12, PM13, PM14, PM15, CL0, CL1, CL3		Pequeña	Macho y Hembra
+VCC2, -VCC2, +Vin, -Vin		Grande	Hembra
Conmutadores			
Nomenclatura		Número de terminales	
Conmutador 1, Conmutador 2		2 + Común	
Asociador de pilas			
Nomenclatura	Número de pilas	Modo	Tipo de pilas
VCC1	4	Serie	LR6

Tabla 5: Componentes auxiliares del receptor.

6.4 Prestaciones

Para el caso de este receptor, podemos dividir las prestaciones que nos ofrece en dos clases. Por una parte las prestaciones que nos ofrece desde el punto de receptor de comunicaciones y por otro, como instrumento de aprendizaje en prácticas.

6.4.1 Prestaciones como equipo de comunicaciones

Como ya se ha comentado en el capítulo referente a los fundamentos teóricos (2.3.1), existen dos características básicas para un equipo de comunicaciones de esta clase: La selectividad y la sensibilidad. Naturalmente, también será necesario valorar el rango de sintonía.

- Rango de sintonía:

La valoración de la capacidad de sintonización del circuito comprende dos aspectos, el teórico y el práctico. Teóricamente, las frecuencias de resonancia mínima (458 kHz) y máxima (1,59 MHz) obtenidas con los componentes empleados, deberían ser suficientes para abarcar todo el rango de AM. Sin embargo, la audición del receptor demuestra que únicamente, pueden captarse tres emisoras, de las cuatro que presenta el dial de AM en Navarra. Las emisoras que se escuchan son RNE5, RNE1 y COPE, quedando fuera de este grupo la emisora SER, demostrando claramente que el circuito sintonizado no es capaz de resonar a la frecuencia de portadora de esta emisora (1575 kHz).

- Selectividad:

Con respecto a la curva de respuesta en frecuencia obtenida mediante simulación del filtro LC paralelo (para un caso de capacidad fija, que llevaría a una frecuencia de resonancia cercana a 1 MHz), los valores obtenidos son buenos. El ancho de banda del filtro es de 16,43 kHz, excediendo en 6 kHz, el ancho de banda típico de radiodifusión AM, pero que en ningún caso, llegaría a solaparse con canales cercanos. Con esta configuración, el factor de calidad Q, tendría un valor aproximado de 60, lo cual indica un alto nivel de selectividad.

- Sensibilidad:

Este parámetro no ha podido ser estudiado objetivamente, debido a la carencia de equipos especializados para llevar a cabo tal tarea. Como ya se ha comentado anteriormente (Capítulo 2.3.1.2), para realizar una medición correcta de la sensibilidad es necesario contar con una cámara EMI, que aísle nuestro receptor de posibles interferencias externas, y de una antena que emita una señal de AM en el interior de la cámara.

No obstante, se puede realizar una valoración subjetiva de las prestaciones en este sentido, escuchando la radio con el receptor. Las emisoras que consigue captar, se escuchan con una calidad y una inteligibilidad razonablemente buenas, teniendo en cuenta la sencillez del diseño.

6.4.2 Prestaciones como equipo de aprendizaje

El receptor incorpora facilidades a la hora de ser alimentado o excitado con fuentes ajenas al receptor y además permite la visualización de valores de tensión y formas de onda en los puntos más importantes del equipo, mediante los puntos de medida.

- Facilidades de alimentación y excitación:

En primer lugar, la posibilidad de alimentación mediante fuente de tensión continua, permite ahorrar en el gasto de pilas, y por otra parte, también permite ajustar la tensión con que se alimenta el circuito. Esto es muy útil, debido a que si se utilizaran permanentemente pilas, los valores de tensión con que el receptor sería alimentado podrían decaer debido al desgaste de estas.

Por otra parte, la posibilidad de excitar el circuito, mediante señales de AM, procedentes de un generador de funciones, facilita enormemente la visualización del proceso de transformación que sufre la señal de entrada al receptor, hasta que finalmente se aplica al altavoz. De forma contraria, la visualización de este proceso mediante señales procedentes del espacio radio-eléctrico, es muy compleja. Esto es debido a que se trata de señales muy variables en el tiempo y por tanto, no se pueden apreciar fácilmente las transformaciones que sufren estas señales. Además habitualmente, estas señales suelen estar alteradas por ruido.

- Facilidades de visualización: Puntos de medida.

La inclusión de puntos de medida permite la medición de valores de tensión y la visualización de formas de onda, mediante el uso de un osciloscopio. Esto permite observar el proceso de detección, pre-amplificación y amplificación, comparando las señales de entrada y salida a las diferentes etapas. A continuación se ofrece en la tabla 14 una relación de algunos parámetros básicos que pueden ser medidos y/u observados.

Punto de medida	Punto de conexión	Utilidad
PM1	Masa	Referencia a masa para la sonda del osciloscopio.
PM2	Base de Q1	Medición de tensión de polarización de base de Q1. Visualización de señal de entrada AM al detector.
PM3	Colector de Q1	Medición de tensión de polarización de colector de Q1. Observación de la moduladora extraída
PM4	Colector de Q1	Funciona como puente con PM3. Si no se conecta aísla la etapa detectora del resto.
PM5	Terminal de R5	Medición de la tensión en el terminal de R5, conectado directamente a R1, R2, R4, C2 y C3.
PM6	Base de Q2	Medición de la tensión de polarización de base de Q2. Observación de la señal de entrada a transistor de pre-amplificación.
PM7	Colector de Q2	Medición de la tensión de polarización de colector de Q2. Observación de la señal a la salida del colector de pre-amplificación (amplificación de la señal de base)
PM8	Colector de Q2	Funciona como puente de PM7. Si no se conecta aísla la etapa detectora y de pre-amplificación del resto.
PM9	Masa	Referencia a masa para la sonda del osciloscopio.
PM10	Entrada inversora del amplificador operacional	Observación de la señal a la entrada inversora del amplificador operacional.
PM11	Masa	Referencia a masa para la sonda del osciloscopio.
PM12	Entrada de alimentación de continua del circuito	Medición de la tensión de alimentación del circuito.
PM13	Salida del amplificador operacional	Medición de la señal amplificada e invertida, a la salida del amplificador operacional.
PM14	Pilas	Medición de la tensión que pueden proporcionar las pilas.
PM15	Masa	Referencia a masa para la sonda del osciloscopio.

Tabla 14: Posición de los puntos de medida y mediciones básicas que se pueden realizar en cada uno de ellos.

Como se señala en la tabla, los puentes que se crean entre PM3 - PM4 y PM7-PM8, permiten aislar una, dos o todas las etapas (o parte de ellas), de tal manera que se puede estudiar por separado. Por ejemplo si quisiéramos estimar la respuesta en frecuencia de las etapas pre-amplificadora y amplificadora conjuntamente, podríamos extraer el puente

de PM3-PM4, conectando un generador de funciones por una parte a PM4 (tensión positiva) y por otra a un punto de medida en masa (tensión negativa), con un canal del osciloscopio conectado a PM4 y otro a PM13. De esta manera, solamente necesitaríamos realizar un barrido en frecuencia y observar la evolución de la señal de salida en PM13.

A continuación se ofrecen como ejemplo, en las figuras 51, 52 y 53 algunas imágenes de las fases del procesamiento de la señal. Se aplica una señal de entrada de señal modulada en AM, con portadora de frecuencia 1 MHz y moduladora sinusoidal de 1 kHz, empleando la excitación mediante generador de funciones. Se recomienda consultar los pies de imagen, para identificar los puntos en los que han sido obtenidas.

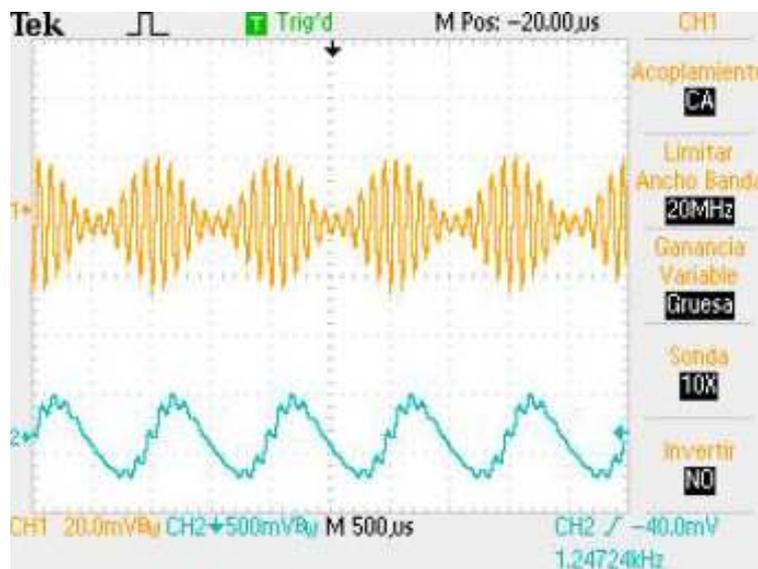


Figura 51: En trazo naranja, señal de entrada de AM en PM2. En trazo azul, obtención de señal moduladora, obtenida en PM3.

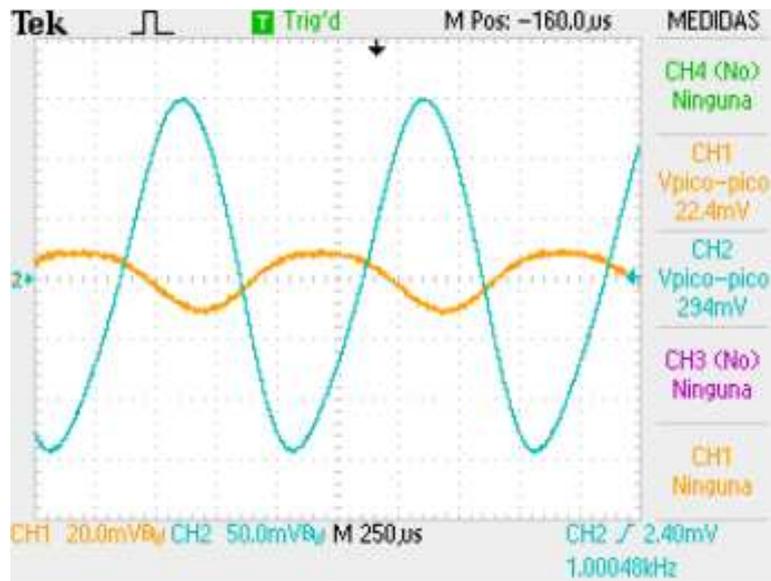


Figura 52.: En trazo naranja la señal de entrada en base de Q2 (transistor de pre-amplificación), obtenida en PM6. En trazo azul, señal en colector de Q2, obtenida mediante medición en PM7. Notar que en la medición de tensiones de los canales de la parte derecha se obtiene amplificación.

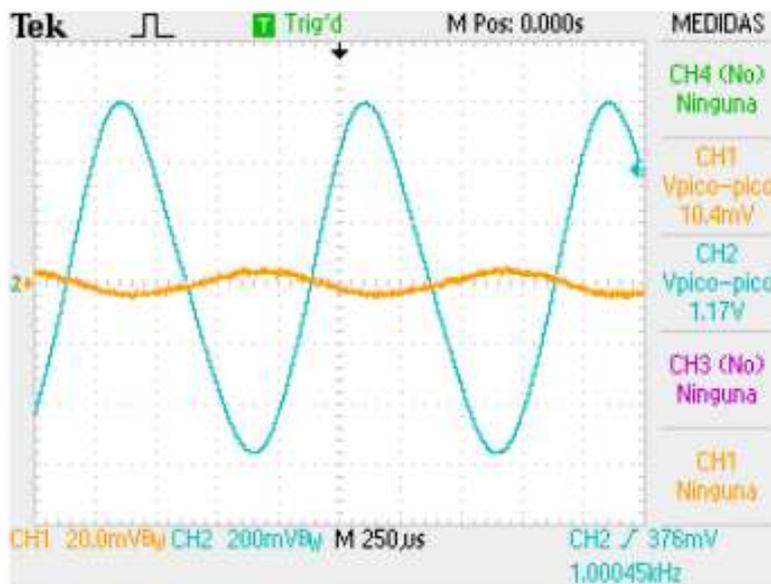


Figura 53: En trazo naranja, señal de entrada al LM386 (entrada inversora), obtenida en PM10. En trazo azul, señal de salida del LM386, obtenida en PM13. Notar que existe amplificación, y que además la salida está en oposición de fase con respecto a la entrada.

7 Conclusiones y líneas futuras

Se ha analizado, construido y medido un receptor de AM muy simple y que es una versión mejorada del antiguo receptor de galena, empleado en los comienzos de la Radio. La antena es una bobina con núcleo de ferrita, típica de los receptores de AM. El cristal (diodo a cristal) del detector, se ha sustituido por un transistor que opera cerca de la región de corte, para así disponer de la característica de detección no lineal, necesaria para la detección. Extraída la señal de información, se procesa de tal manera que sea capaz de excitar apropiadamente un altavoz, como los usados en los receptores de radio a transistor.

Se ha realizado el análisis de las etapas mediante el paquete de diseño Multisim 2001 encontrando una correspondencia buena entre predicciones y medidas realizadas sobre la placa base de integración del sistema.

El sistema receptor tiene dos características o prestaciones importantes que son la selectividad y sensibilidad. Dichas magnitudes no han podido ser medidas por falta de equipamiento adecuado (una antena de lazo con la que excitar la unidad construida y una cámara anecoica para el aislamiento de ruido e interferencias). No obstante, se ha realizado una simulación para obtener la selectividad determinada por el circuito resonante asociado a la antena encontrándose muy próxima a los receptores comerciales de AM.

La construcción del sistema ha incorporado puntos de muestreo para usar la unidad en prácticas de laboratorio y además puede alimentarse con ayuda de baterías o bien, con fuente de alimentación de DC. También puede excitarse el detector mediante señal de AM, producida mediante un generador de funciones arbitrarias (AM), aunque esta capacidad no permita el acceso a la entrada del circuito resonante de antena.

Las pequeñas discrepancias entre la simulación y las medidas, tienen su origen en que la simulación incorpora características de los componentes típicos, mientras que las medidas se refieren a ejemplos concretos de transistor o circuito integrado.

Como línea futura del presente proyecto, el procedimiento más sencillo e interesante corresponde a la medición de la selectividad. Para ello, habría que disponer de una antena transmisor de lazo y una red de adaptación de una fuente de señal AM a dicha

antena. Así se podría excitar la unidad construida a través del circuito resonante, formado por la antena receptora y el condensador variable de sintonía de la unidad construida. Midiendo la respuesta a la salida de esta red resonante se puede tener una buena estimación de la selectividad del receptor.

8 Bibliografía

- [1] Clementoni, “Radio KIT. Ciencia y Juego”, Clementoni Ibérica S.L. Avda. de Brasil, 19, 16º D, 28020 Madrid, España.
- [2] J.R. Whitehead, “Super-regenerative receivers”, Cambridge at the University Press, 1950.
- [3] Adel S. Sedra, Kenneth C. Smith, “Microelectronic Circuits”, 5th Edition, Oxford University Press, 2004.
- [4] Louis E. Frenzel, “Electrónica Aplicada a los Sistemas de las Comunicaciones”, Alfaomega, México D.F. 2004.
- [5] Multisim 2001, “User’s Guide”, Electronic Workbench, N.Y., U.S.A..
- [6] Cutler P. , “Análisis de Circuitos con Semiconductores”, Ediciones del Castillo. Madrid 1976, Capítulo 6.
- [7] J.J. de France, “Communications Electronic Circuits”. 2nd Edition, Rinehart Press, California (U.S.A.), 1966, Chapter 1.

9 Anexo I

- **Tabla A1: Respuesta en frecuencia del circuito sintonizado.**

Frecuencia (Hz)	V _{out} (V)	Fase (Grados)
976152,30	173260,85	44,99
976553,11	177588,58	43,59
976953,91	182018,81	42,12
977354,71	186541,19	40,58
977755,51	191142,32	38,95
978156,31	195805,25	37,25
978557,11	200509,09	35,47
978957,92	205228,59	33,60
979358,72	209933,81	31,64
979759,52	214589,88	29,60
980160,32	219156,93	27,46
980561,12	223590,24	25,24
980961,92	227840,67	22,93
981362,73	231855,44	20,54
981763,53	235579,26	18,06
982164,33	238955,83	15,51
982565,13	241929,74	12,89
982965,93	244448,62	10,22
983366,73	246465,44	7,49
983767,54	247940,77	4,73
984168,34	248844,90	1,94
984569,14	249159,44	-0,86
984969,94	248878,37	-3,66
985370,74	248008,42	-6,45
985771,54	246568,66	-9,21
986172,34	244589,36	-11,93
986573,15	242110,33	-14,60
986973,95	239178,86	-17,21
987374,75	235847,37	-19,75
987775,55	232171,17	-22,22
988176,35	228206,32	-24,60
988577,15	224007,78	-26,90
988977,96	219627,92	-29,12
989378,76	215115,41	-31,24
989779,56	210514,52	-33,28
990180,36	205864,67	-35,22
990581,16	201200,32	-37,08
990981,96	196551,03	-38,86
991382,77	191941,73	-40,55
991783,57	187393,05	-42,16
992184,37	182921,70	-43,70
992585,17	178540,93	-45,16
992985,97	174260,96	-46,55
993386,77	170089,37	-47,88

- **Tabla A2: Respuesta dinámica del detector.**

V_{bb} (V)	I_c (μA)
0,20	0,05
0,21	0,07
0,22	0,10
0,23	0,15
0,24	0,21
0,25	0,31
0,26	0,46
0,27	0,67
0,28	0,98
0,29	1,41
0,30	2,03
0,31	2,89
0,32	4,07
0,33	5,64
0,34	7,69
0,35	10,26
0,36	13,40
0,37	17,12
0,38	21,40
0,39	26,20
0,40	31,48
0,41	37,18
0,42	43,24
0,43	49,62
0,44	56,27
0,45	63,14
0,46	70,20
0,47	77,42
0,48	84,77
0,49	92,23
0,50	99,77
0,51	107,39
0,52	115,06
0,53	122,78
0,54	130,52
0,55	138,29
0,56	146,08
0,57	153,87
0,58	161,66
0,59	169,44
0,60	177,11
0,61	182,55
0,62	184,67
0,63	185,75
0,64	186,44
0,65	186,95
0,66	187,35
0,67	187,68
0,68	187,96
0,69	188,20
0,70	188,41
0,71	188,60
0,72	188,77
0,73	188,93
0,74	189,08
0,75	189,21
0,76	189,33
0,77	189,45
0,78	189,56

- **Tabla A3: Simulación de ganancia de la etapa de pre-amplificación.**

Frecuencia (Hz)	V _{in} (V)	V _{out} (V)	Fase V _{in} (Grados)	Fase V _{out} (Grados)	Ganancia	Fase (Grados)
1,00	1,00E-03	9,16E-07	0	-8,64	9,16E-04	-8,64
1,26	1,00E-03	1,41E-06	0	-9,06	1,41E-03	-9,06
1,58	1,00E-03	2,18E-06	0	-9,25	2,18E-03	-9,25
2,00	1,00E-03	3,37E-06	0	-9,32	3,37E-03	-9,32
2,51	1,00E-03	5,25E-06	0	-9,44	5,25E-03	-9,44
3,16	1,00E-03	8,20E-06	0	-9,75	8,20E-03	-9,75
3,98	1,00E-03	1,28E-05	0	-10,38	1,28E-02	-10,38
5,01	1,00E-03	2,02E-05	0	-11,46	2,02E-02	-11,46
6,31	1,00E-03	3,16E-05	0	-13,06	3,16E-02	-13,06
7,94	1,00E-03	4,96E-05	0	-15,28	4,96E-02	-15,28
10,00	1,00E-03	7,74E-05	0	-18,21	7,74E-02	-18,21
12,59	1,00E-03	1,20E-04	0	-21,94	1,20E-01	-21,94
15,85	1,00E-03	1,84E-04	0	-26,53	1,84E-01	-26,53
19,95	1,00E-03	2,78E-04	0	-31,99	2,78E-01	-31,99
25,12	1,00E-03	4,12E-04	0	-38,25	4,12E-01	-38,25
31,62	1,00E-03	5,97E-04	0	-45,12	5,97E-01	-45,12
39,81	1,00E-03	8,43E-04	0	-52,34	8,43E-01	-52,34
50,12	1,00E-03	1,16E-03	0	-59,60	1,16E+00	-59,60
63,10	1,00E-03	1,55E-03	0	-66,63	1,55E+00	-66,63
79,43	1,00E-03	2,04E-03	0	-73,31	2,04E+00	-73,31
100,00	1,00E-03	2,65E-03	0	-79,62	2,65E+00	-79,62
125,89	1,00E-03	3,38E-03	0	-85,66	3,38E+00	-85,66
158,49	1,00E-03	4,28E-03	0	-91,57	4,28E+00	-91,57
199,53	1,00E-03	5,35E-03	0	-97,56	5,35E+00	-97,56
251,19	1,00E-03	6,63E-03	0	-103,83	6,63E+00	-103,83
316,23	1,00E-03	8,10E-03	0	-110,54	8,10E+00	-110,54
398,11	1,00E-03	9,74E-03	0	-117,79	9,74E+00	-117,79
501,19	1,00E-03	1,15E-02	0	-125,58	1,15E+01	-125,58
630,96	1,00E-03	1,32E-02	0	-133,79	1,32E+01	-133,79
794,33	1,00E-03	1,47E-02	0	-142,22	1,47E+01	-142,22
1000,00	1,00E-03	1,60E-02	0	-150,62	1,60E+01	-150,62
1258,93	1,00E-03	1,70E-02	0	-158,79	1,70E+01	-158,79
1584,89	1,00E-03	1,76E-02	0	-166,65	1,76E+01	-166,65
1995,26	1,00E-03	1,80E-02	0	-174,25	1,80E+01	-174,25
2511,89	1,00E-03	1,80E-02	0	178,31	1,80E+01	178,31
3162,28	1,00E-03	1,78E-02	0	170,85	1,78E+01	170,85
3981,07	1,00E-03	1,72E-02	0	163,25	1,72E+01	163,25
5011,87	1,00E-03	1,64E-02	0	155,46	1,64E+01	155,46
6309,57	1,00E-03	1,52E-02	0	147,51	1,52E+01	147,51
7943,28	1,00E-03	1,37E-02	0	139,61	1,37E+01	139,61
10000,00	1,00E-03	1,20E-02	0	132,02	1,20E+01	132,02
12589,25	1,00E-03	1,03E-02	0	125,00	1,03E+01	125,00
15848,93	1,00E-03	8,64E-03	0	118,75	8,64E+00	118,75
19952,62	1,00E-03	7,13E-03	0	113,37	7,13E+00	113,37
25118,86	1,00E-03	5,80E-03	0	108,84	5,80E+00	108,84
31622,78	1,00E-03	4,69E-03	0	105,11	4,69E+00	105,11

- **Tabla A4: Medición de la ganancia de la etapa de pre-amplificación:**

Frecuencia (Hz)	V _{in} p-p (mV)	V _{out} p-p (mV)	Fase V _{in} (Grados)	Fase V _{out} (s)	Fase Ganancia (Grados)	Ganancia
100	27,2	60,8	0	-2,16E-03	-77,76	2,24
125	28	76,8	0	-1,76E-03	-79,20	2,74
160	28	97,6	0	-1,48E-03	-85,25	3,49
200	28	121	0	-1,30E-03	-93,60	4,32
250	28	147	0	-1,20E-03	-108,00	5,25
315	28	182	0	-9,60E-04	-108,86	6,50
400	28	220	0	-8,00E-04	-115,20	7,86
500	28	258	0	-6,80E-04	-122,40	9,21
630	28	299	0	-5,50E-04	-124,74	10,68
800	28	341	0	-4,68E-04	-134,78	12,18
1000	28	371	0	-4,04E-04	-145,44	13,25
1260	28	390	0	-3,40E-04	-154,22	13,93
1580	28	412	0	-2,82E-04	-160,40	14,71
2000	28	420	0	-2,28E-04	-164,16	15,00
2500	28	424	0	-1,90E-04	-171,00	15,14
3200	28	413	0	1,40E-04	161,28	14,75
4000	28	402	0	1,09E-04	156,96	14,36
5000	28	378	0	8,00E-05	144,00	13,50
6300	28,8	353	0	6,50E-05	147,42	12,26
8000	28,8	308	0	4,90E-05	141,12	10,69
10000	28,8	267	0	3,76E-05	135,36	9,27
12600	28,8	225	0	2,92E-05	132,45	7,81
16000	28,8	188	0	2,34E-05	134,78	6,53
20000	28,8	154	0	1,84E-05	132,48	5,35
25000	28,8	125	0	1,24E-05	111,60	4,34
31600	28,8	101	0	9,60E-06	109,21	3,51

- **Tabla A5: Impedancia de entrada Z_{in} de la etapa de preamplificación.**

Frecuencia (Hz)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	Fase V_{in} (Grados)	Fase I_{in} (Grados)	Módulo Z_{in} (k Ω)	Fase Z_{in} (Grados)
1,00	1,00E-03	6,32E-09	0	-91,31	158,25	91,31
1,26	1,00E-03	7,96E-09	0	-91,75	125,57	91,75
1,58	1,00E-03	1,00E-08	0	-92,31	99,66	92,31
2,00	1,00E-03	1,26E-08	0	-93,02	79,13	93,02
2,51	1,00E-03	1,59E-08	0	-93,91	62,87	93,91
3,16	1,00E-03	2,00E-08	0	-95,01	49,99	95,01
3,98	1,00E-03	2,51E-08	0	-96,39	39,78	96,39
5,01	1,00E-03	3,15E-08	0	-98,09	31,71	98,09
6,31	1,00E-03	3,95E-08	0	-100,20	25,33	100,20
7,94	1,00E-03	4,93E-08	0	-102,82	20,30	102,82
10,00	1,00E-03	6,12E-08	0	-106,03	16,35	106,03
12,59	1,00E-03	7,54E-08	0	-109,93	13,26	109,93
15,85	1,00E-03	9,19E-08	0	-114,58	10,88	114,58
19,95	1,00E-03	1,10E-07	0	-120,01	9,05	120,01
25,12	1,00E-03	1,30E-07	0	-126,13	7,68	126,13
31,62	1,00E-03	1,50E-07	0	-132,75	6,67	132,75
39,81	1,00E-03	1,68E-07	0	-139,59	5,95	139,59
50,12	1,00E-03	1,84E-07	0	-146,32	5,45	146,32
63,10	1,00E-03	1,96E-07	0	-152,66	5,11	152,66
79,43	1,00E-03	2,05E-07	0	-158,44	4,88	158,44
100,00	1,00E-03	2,11E-07	0	-163,58	4,74	163,58
125,89	1,00E-03	2,15E-07	0	-168,14	4,66	168,14
158,49	1,00E-03	2,16E-07	0	-172,19	4,62	172,19
199,53	1,00E-03	2,17E-07	0	-175,85	4,62	175,85
251,19	1,00E-03	2,15E-07	0	-179,21	4,65	179,21
316,23	1,00E-03	2,12E-07	0	177,67	4,71	-177,67
398,11	1,00E-03	2,07E-07	0	174,79	4,82	-174,79
501,19	1,00E-03	2,01E-07	0	172,21	4,98	-172,21
630,96	1,00E-03	1,93E-07	0	170,09	5,19	-170,09
794,33	1,00E-03	1,84E-07	0	168,54	5,44	-168,54
1000,00	1,00E-03	1,75E-07	0	167,64	5,71	-167,64
1258,93	1,00E-03	1,67E-07	0	167,31	5,99	-167,31
1584,89	1,00E-03	1,60E-07	0	167,36	6,25	-167,36
1995,26	1,00E-03	1,54E-07	0	167,56	6,48	-167,56
2511,89	1,00E-03	1,49E-07	0	167,69	6,69	-167,69
3162,28	1,00E-03	1,45E-07	0	167,64	6,89	-167,64
3981,07	1,00E-03	1,41E-07	0	167,39	7,11	-167,39
5011,87	1,00E-03	1,36E-07	0	167,04	7,36	-167,04
6309,57	1,00E-03	1,30E-07	0	166,75	7,67	-166,75
7943,28	1,00E-03	1,25E-07	0	166,75	8,03	-166,75
10000,00	1,00E-03	1,19E-07	0	167,21	8,42	-167,21
12589,25	1,00E-03	1,13E-07	0	168,22	8,82	-168,22
15848,93	1,00E-03	1,09E-07	0	169,69	9,19	-169,69
19952,62	1,00E-03	1,05E-07	0	171,48	9,50	-171,48
25118,86	1,00E-03	1,03E-07	0	173,42	9,74	-173,42
31622,78	1,00E-03	1,01E-07	0	175,40	9,92	-175,40

- **Tabla A6: Impedancia de salida Z_{out} de la etapa de pre-amplificación.**

Frecuencia (Hz)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	Fase V_{out} (Grados)	Fase I_{out} (Grados)	Módulo Z_{out} (Ω)	Fase Z_{out} (Grados)
1,00	1,00E-03	1,38E-10	0	-90,02	7234488,01	90,02
1,26	1,00E-03	1,74E-10	0	-90,02	5746566,96	90,02
1,58	1,00E-03	2,19E-10	0	-90,03	4564647,97	90,03
2,00	1,00E-03	2,76E-10	0	-90,03	3625794,53	90,03
2,51	1,00E-03	3,47E-10	0	-90,04	2880015,02	90,04
3,16	1,00E-03	4,37E-10	0	-90,05	2287599,00	90,05
3,98	1,00E-03	5,50E-10	0	-90,06	1817001,98	90,06
5,01	1,00E-03	6,93E-10	0	-90,08	1443165,92	90,08
6,31	1,00E-03	8,72E-10	0	-90,10	1146185,54	90,10
7,94	1,00E-03	1,10E-09	0	-90,13	910249,22	90,13
10,00	1,00E-03	1,38E-09	0	-90,17	722798,42	90,17
12,59	1,00E-03	1,74E-09	0	-90,22	573860,60	90,22
15,85	1,00E-03	2,20E-09	0	-90,29	455520,36	90,29
19,95	1,00E-03	2,77E-09	0	-90,40	361499,29	90,40
25,12	1,00E-03	3,49E-09	0	-90,56	286820,27	90,56
31,62	1,00E-03	4,39E-09	0	-90,77	227535,86	90,77
39,81	1,00E-03	5,54E-09	0	-91,07	180507,39	91,07
50,12	1,00E-03	6,98E-09	0	-91,46	143229,22	91,46
63,10	1,00E-03	8,80E-09	0	-91,96	113695,94	91,96
79,43	1,00E-03	1,11E-08	0	-92,59	90304,73	92,59
100,00	1,00E-03	1,39E-08	0	-93,37	71780,50	93,37
125,89	1,00E-03	1,75E-08	0	-94,34	57113,89	94,34
158,49	1,00E-03	2,20E-08	0	-95,52	45508,35	95,52
199,53	1,00E-03	2,75E-08	0	-96,99	36336,07	96,99
251,19	1,00E-03	3,44E-08	0	-98,78	29102,23	98,78
316,23	1,00E-03	4,27E-08	0	-100,94	23416,51	100,94
398,11	1,00E-03	5,27E-08	0	-103,52	18970,37	103,52
501,19	1,00E-03	6,44E-08	0	-106,51	15518,52	106,51
630,96	1,00E-03	7,77E-08	0	-109,84	12863,23	109,84
794,33	1,00E-03	9,22E-08	0	-113,32	10841,00	113,32
1000,00	1,00E-03	1,07E-07	0	-116,65	9311,33	116,65
1258,93	1,00E-03	1,23E-07	0	-119,43	8148,94	119,43
1584,89	1,00E-03	1,38E-07	0	-121,28	7240,59	121,28
1995,26	1,00E-03	1,54E-07	0	-121,87	6487,00	121,87
2511,89	1,00E-03	1,72E-07	0	-121,13	5808,82	121,13
3162,28	1,00E-03	1,94E-07	0	-119,17	5153,90	119,17
3981,07	1,00E-03	2,22E-07	0	-116,31	4501,36	116,31
5011,87	1,00E-03	2,59E-07	0	-112,95	3857,67	112,95
6309,57	1,00E-03	3,08E-07	0	-109,48	3244,58	109,48
7943,28	1,00E-03	3,72E-07	0	-106,20	2684,93	106,20
10000,00	1,00E-03	4,56E-07	0	-103,27	2193,65	103,27
12589,25	1,00E-03	5,63E-07	0	-100,76	1775,62	100,76
15848,93	1,00E-03	7,00E-07	0	-98,66	1427,96	98,66
19952,62	1,00E-03	8,75E-07	0	-96,93	1143,37	96,93
25118,86	1,00E-03	1,10E-06	0	-95,54	912,87	95,54
31622,78	1,00E-03	1,37E-06	0	-94,41	727,49	94,41

- **Tabla A7: Ganancia del amplificador operacional LM386.**

Frecuencia (Hz)	Reactancia X_c (Ω)	R_e (Ω)	A_v	$ G_v $ (dB)
200	169,31	319,31	-93,95	39,46
300	112,88	262,88	-114,12	41,15
400	84,66	234,66	-127,85	42,13
500	67,73	217,73	-137,79	42,78
600	56,44	206,44	-145,32	43,25
700	48,38	198,38	-151,23	43,59
800	42,33	192,33	-155,98	43,86
900	37,63	187,63	-159,89	44,08
1000	33,86	183,86	-163,17	44,25
2000	16,93	166,93	-179,71	45,09
3000	11,29	161,29	-186,00	45,39
4000	8,47	158,47	-189,32	45,54
5000	6,77	156,77	-191,36	45,64
6000	5,64	155,64	-192,75	45,70
7000	4,84	154,84	-193,75	45,74
8000	4,23	154,23	-194,51	45,78
9000	3,76	153,76	-195,11	45,81
10000	3,39	153,39	-195,58	45,83
12000	2,82	152,82	-196,31	45,86
14000	2,42	152,42	-196,83	45,88
16000	2,12	152,12	-197,22	45,90
18000	1,88	151,88	-197,52	45,91
19000	1,78	151,78	-197,65	45,92

- **Tabla A8: Resultado teórico del módulo de la ganancia de la etapa amplificadora.**

Frecuencia (Hz)	AvT	GvT (dB)
200	61,33	35,75
300	85,66	38,66
400	101,87	40,16
500	113,15	41,07
600	121,39	41,68
700	127,66	42,12
800	132,56	42,45
900	136,51	42,70
1000	139,76	42,91
2000	154,83	43,80
3000	159,11	44,03
4000	160,03	44,08
5000	159,27	44,04
6000	157,49	43,94
7000	154,99	43,81
8000	152,01	43,64
9000	148,67	43,44
10000	145,09	43,23
12000	137,55	42,77
14000	129,88	42,27
16000	122,39	41,76
18000	115,27	41,23
19000	111,88	40,97

- **Tabla A9: Medida del módulo de la ganancia de la etapa amplificadora.**

Frecuencia (Hz)	V _{in} pico-pico(mV)	V _{out} pico - pico (V)	G _{VT} (dB)
200	3,00	0,31	40,17
300	4,56	0,53	41,31
400	5,92	0,73	41,80
500	6,88	0,85	41,82
600	7,60	0,98	42,24
700	8,00	1,10	42,77
800	8,32	1,20	43,18
900	8,40	1,26	43,52
1000	8,40	1,28	43,66
2000	6,32	1,00	43,99
3000	4,48	0,70	43,90
4000	3,36	0,53	43,93
5000	2,64	0,40	43,57
6000	2,16	0,32	43,41
7000	4,48	0,67	43,52
8000	3,28	0,48	43,38
9000	2,72	0,40	43,26
10000	2,24	0,32	43,21
12000	1,76	0,22	41,78
14000	1,44	0,16	41,02
16000	1,92	0,21	40,94
18000	1,52	0,16	40,23
19000	1,36	0,13	39,87

10 Anexo II

10.1 Características del condensador variable.

MITSUMI

Compact, Trackingless Type For AM/FM 2-Band, AM Wide-Band 16[□]mm, PVC-2LHT16L7, -2LHT16B7

Polyvaricon

FEATURES

It is a trackingless POLYVARICON for exclusive MW use. It enjoys wide-band use as the standard 16[□]mm product.



SPECIFICATIONS

Models	Uses	Mounting Form	Dimensions (mm)	Shaft Dimensions (mm)	No. of Stage	max. Capacitance Swing(pF)	min. Capacitance (pF)	Variable Coefficient Curve
2LHT16L7	AM/FM (2 band)	Front mounting	16×16×8	4-2	AM-2	(O) 82 (A) 150	(O) 4.3±1 (A) 4.1±1	C
					FM-2	20(40)		
2LHT16B7	AM/FM (2-band)	Rear mounting	16×16×8	4-2	AM-2	(O) 82 (A) 160	(O) 4.0±1 (A) 3.8±1	A
					FM-2	20(40)		

CHARACTERISTICS

Item		Models	PVC-2LHT16L7/2LHT16B7
Mechanical Characteristics	Shaft Rotational Direction		Capacitance decreases as shaft turned clockwise.
	Full Rotational Angle		97 ⁺² ₋₁ % (With semi-sphere 180° as 100%.)
	Rotational Torque		30~200g·cm
	Torque Difference		100g·cm or less
	Stopper Strength		4kg·cm (Breakdown strength)
	Trimmer Rotational Torque		10~100g·cm
Electrical Characteristics	Tolerance of Variable Capacitance	AM	± (1pF+2%)
	Q	FM	(0.3pF+2%)
	Trimmer Capacitance	AM	500 or more
	MW Tuning Frequency Range		5pF or more 520~1650kHz

MITSUMI

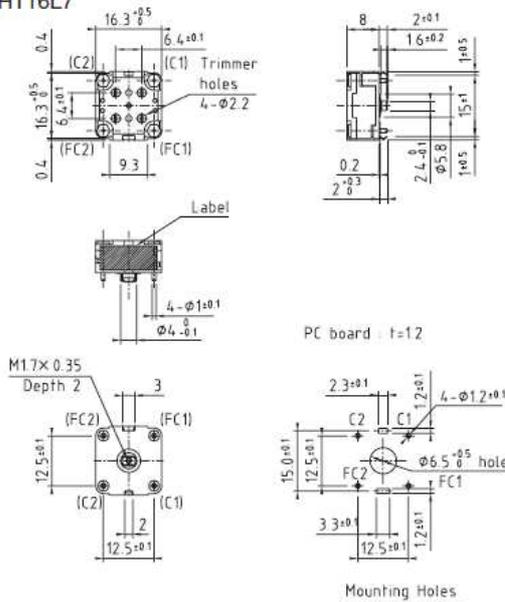
Compact, Trackingless Type For AM/FM 2-Band, AM Wide-Band

Nominal Variable Coefficient Capacitance

Rotational Index	%	100	90	82.9	75	70	62.6	50	43.6	30	25	20.3	10	(3)	Variable Coefficient Curve
Variable Capacitance (pF)	AM	82.0	74.0	67.2	59.1	53.7	45.5	32.1	25.9	14.6	11.2	8.23	2.77	0	C
	FM	160.0	135.0	116.3	96.0	83.7	66.4	41.9	32.0	16.3	12.1	8.70	2.78	0	A
		20.00	17.24	—	13.46	12.30	—	8.02	—	4.30	3.45	—	1.05	0	B

DIMENSIONS

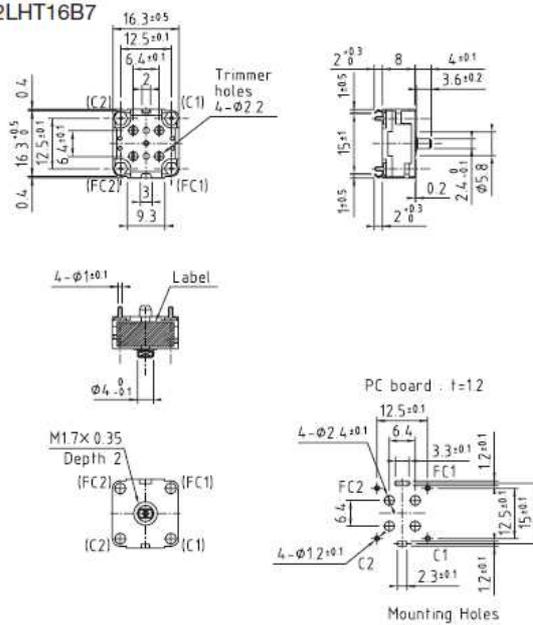
PVC-2LHT16L7



- ☆Flats of shaft located as shown max. capacitance.
- ☆Tolerance of shaft flat angle : Within ±2°.
- ☆Oscillator stage : AM (C1).

Unit : mm, Tolerance : ±0.2

PVC-2LHT16B7



- ☆Flats of shaft located as shown max. capacitance.
- ☆Tolerance of shaft flat angle : Within ±2°.
- ☆Oscillator stage : AM (C2).

Unit : mm, Tolerance : ±0.2

10.2 Características del transistor SC1815

TOSHIBA

2SC1815

TOSHIBA Transistor Silicon NPN Epitaxial Type (PCT process)

2SC1815

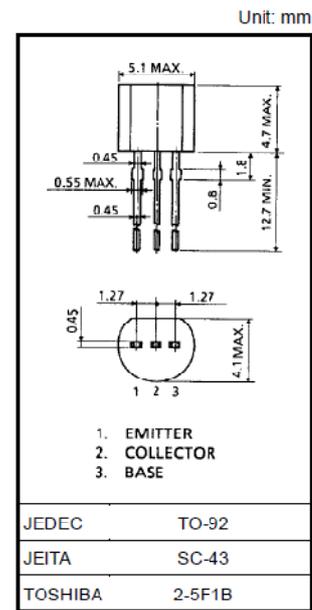
Audio Frequency General Purpose Amplifier Applications

Driver Stage Amplifier Applications

- High voltage and high current: $V_{CE0} = 50\text{ V (min)}$,
 $I_C = 150\text{ mA (max)}$
- Excellent h_{FE} linearity: $h_{FE(2)} = 100\text{ (typ)}$
at $V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 150\text{ mA}$
: $h_{FE(I_C = 0.1\text{ mA})}/h_{FE(I_C = 2\text{ mA})}$
 $= 0.95\text{ (typ)}$
- Low noise: $NF = 1\text{ dB (typ)}$ at $f = 1\text{ kHz}$
- Complementary to 2SA1015 (O, Y, GR class)

Maximum Ratings ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Characteristics	Symbol	Rating	Unit
Collector-base voltage	V_{CB0}	60	V
Collector-emitter voltage	V_{CE0}	50	V
Emitter-base voltage	V_{EB0}	5	V
Collector current	I_C	150	mA
Base current	I_B	50	mA
Collector power dissipation	P_C	400	mW
Junction temperature	T_j	125	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	T_{stg}	-55~125	$^\circ\text{C}$



Weight: 0.21 g (typ.)

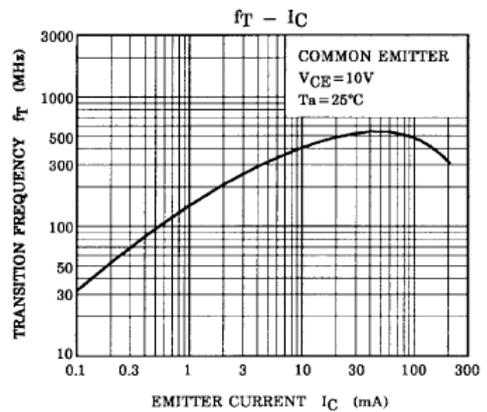
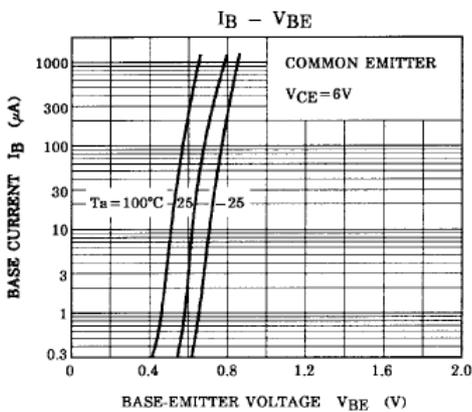
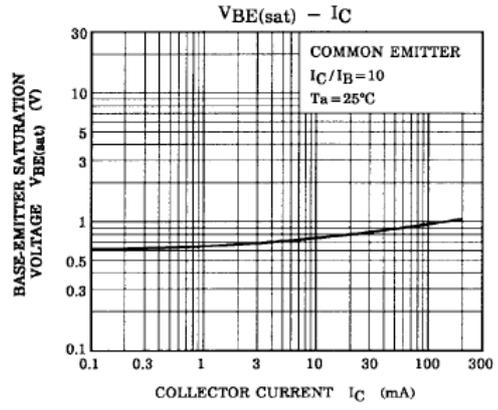
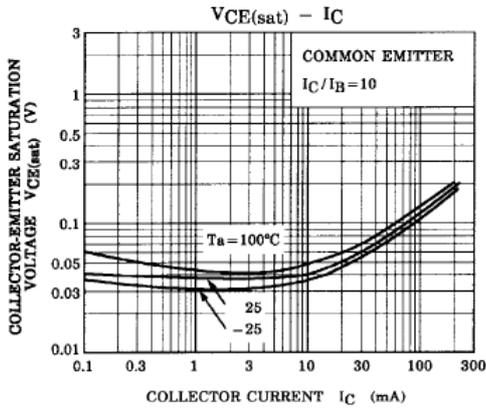
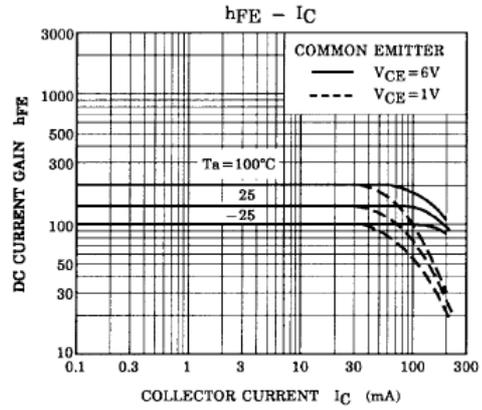
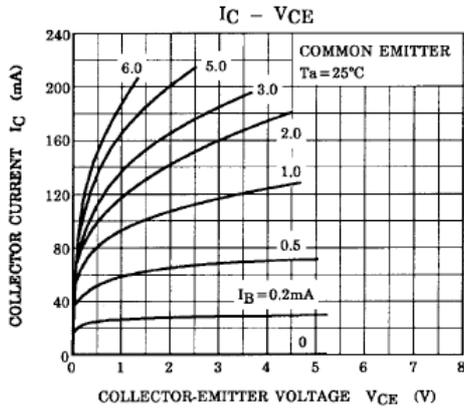
Electrical Characteristics ($T_a = 25^\circ\text{C}$)

Characteristics	Symbol	Test Condition	Min	Typ.	Max	Unit
Collector cut-off current	I_{CB0}	$V_{CB} = 60\text{ V}$, $I_E = 0$	—	—	0.1	μA
Emitter cut-off current	I_{EB0}	$V_{EB} = 5\text{ V}$, $I_C = 0$	—	—	0.1	μA
DC current gain	$h_{FE(1)}$ (Note)	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 2\text{ mA}$	70	—	700	
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 150\text{ mA}$	25	100	—	
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 10\text{ mA}$	—	0.1	0.25	V
Base-emitter saturation voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 100\text{ mA}$, $I_B = 10\text{ mA}$	—	—	1.0	V
Transition frequency	f_T	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_C = 1\text{ mA}$	80	—	—	MHz
Collector output capacitance	C_{ob}	$V_{CB} = 10\text{ V}$, $I_E = 0$, $f = 1\text{ MHz}$	—	2.0	3.5	pF
Base intrinsic resistance	r_{bt}	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_E = -1\text{ mA}$ $f = 30\text{ MHz}$	—	50	—	Ω
Noise figure	NF	$V_{CE} = 6\text{ V}$, $I_C = 0.1\text{ mA}$ $f = 1\text{ kHz}$, $R_G = 10\text{ k}\Omega$	—	1.0	10	dB

Note: h_{FE} classification O: 70~140, Y: 120~240, GR: 200~400, BL: 350~700

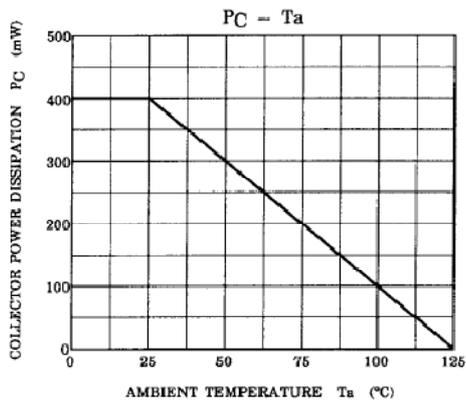
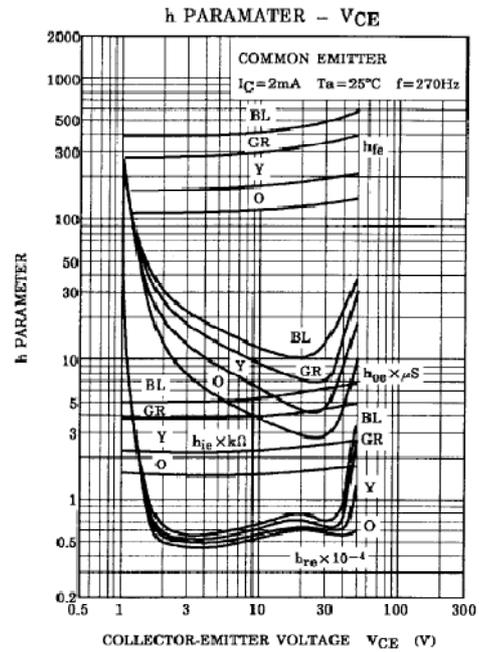
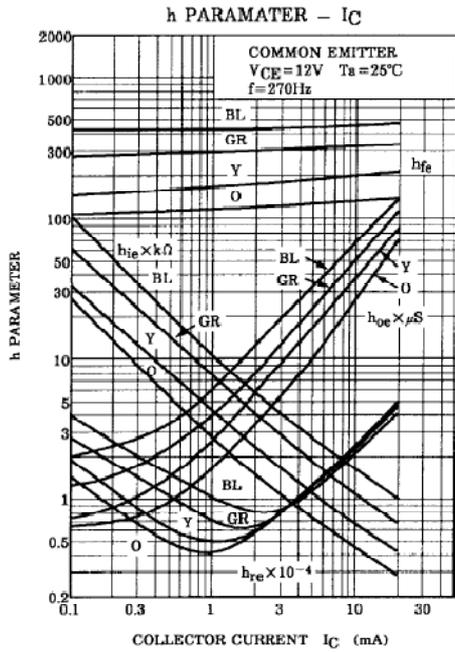
TOSHIBA

2SC1815



TOSHIBA

2SC1815



TOSHIBA

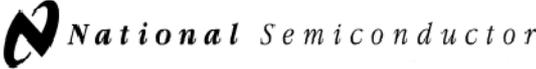
2SC1815

RESTRICTIONS ON PRODUCT USE

JUJ/U/EAA

- TOSHIBA is continually working to improve the quality and reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer when utilizing TOSHIBA products, to comply with the standards of safety in making a safe design for the entire system, and to avoid situations in which a malfunction or failure of such TOSHIBA products could cause loss of human life, bodily injury or damage to property.
In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent TOSHIBA products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the "Handling Guide for Semiconductor Devices," or "TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook" etc..
- The TOSHIBA products listed in this document are intended for usage in general electronics applications (computer, personal equipment, office equipment, measuring equipment, industrial robotics, domestic appliances, etc.). These TOSHIBA products are neither intended nor warranted for usage in equipment that requires extraordinarily high quality and/or reliability or a malfunction or failure of which may cause loss of human life or bodily injury ("Unintended Usage"). Unintended Usage include atomic energy control instruments, airplane or spaceship instruments, transportation instruments, traffic signal instruments, combustion control instruments, medical instruments, all types of safety devices, etc.. Unintended Usage of TOSHIBA products listed in this document shall be made at the customer's own risk.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

10.3 Características del amplificador operacional LM386


August 2000

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value from 20 to 200.

The inputs are ground referenced while the output automatically biases to one-half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

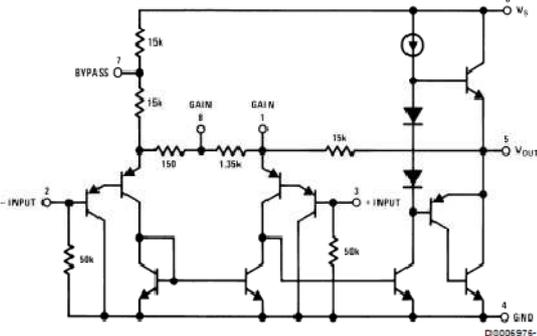
Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain: 4mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion: 0.2% ($A_v = 20$, $V_s = 6V$, $R_L = 8\Omega$, $P_o = 125mW$, $f = 1kHz$)
- Available in 8 pin MSOP package

Applications

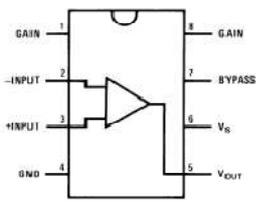
- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

Equivalent Schematic and Connection Diagrams



D3006976-1

**Small Outline,
Molded Mini Small Outline,
and Dual-In-Line Packages**



D3006976-2

Top View
 Order Number LM386M-1,
 LM386MM-1, LM386N-1,
 LM386N-3 or LM386N-4
 See NS Package Number
 M08A, MUA08A or N08E

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

LM386

Absolute Maximum Ratings (Note 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/ Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 3) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
(LM386MM-1)	0.595W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	+260°C
Small Outline Package (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 sec)	+215°C
Infrared (15 sec)	+220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
Thermal Resistance	
θ_{JC} (DIP)	37°C/W
θ_{JA} (DIP)	107°C/W
θ_{JC} (SO Package)	35°C/W
θ_{JA} (SO Package)	172°C/W
θ_{JA} (MSOP)	210°C/W
θ_{JC} (MSOP)	56°C/W

Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

$T_A = 25^\circ\text{C}$

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage (V_S) LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-4		4 5		12 18	V
Quiescent Current (I_Q)	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power (P_{OUT}) LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1 LM386N-3 LM386N-4	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$ $V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	250 500 700	325 700 1000		mW
Voltage Gain (A_V)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ 10 μF from Pin 1 to 8		26 46		dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V$, Pins 1 and 8 Open		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz}$, Pins 1 and 8 Open		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}, C_{BYPASS} = 10\ \mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance (R_{IN})			50		k Ω
Input Bias Current (I_{BIAS})	$V_S = 6V$, Pins 2 and 3 Open		250		nA

Note 1: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

Application Hints

GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k Ω resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k Ω resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k Ω resistor). For 6 dB effective bass boost: $R \approx 15$ k Ω , the lowest value for good stable operation is $R = 10$ k Ω if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as 2 k Ω can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

INPUT BIASING

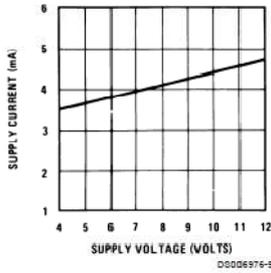
The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k Ω resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k Ω it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k Ω , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k Ω resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 μ F capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.

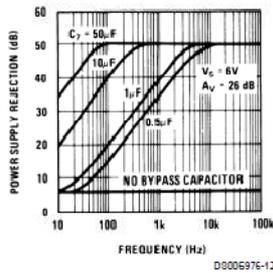
LM386

Typical Performance Characteristics

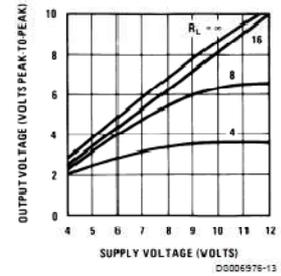
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



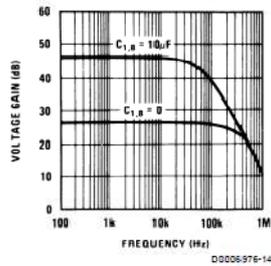
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



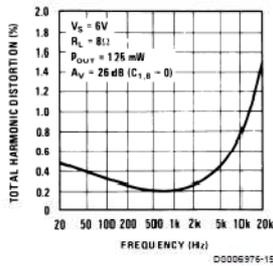
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



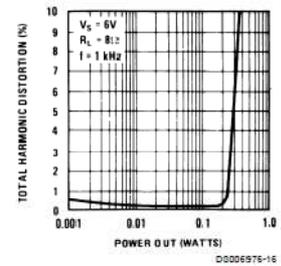
Voltage Gain vs Frequency



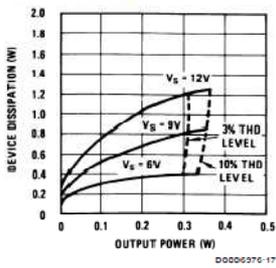
Distortion vs Frequency



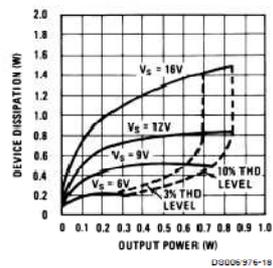
Distortion vs Output Power



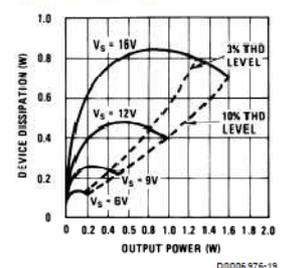
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load

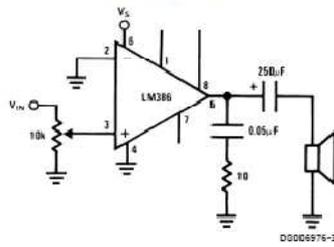


Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load

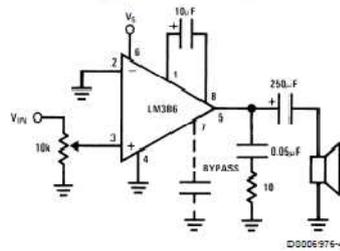


Typical Applications

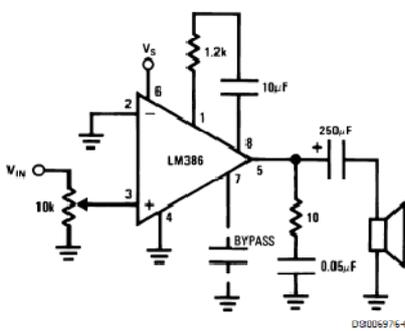
**Amplifier with Gain = 20
 Minimum Parts**



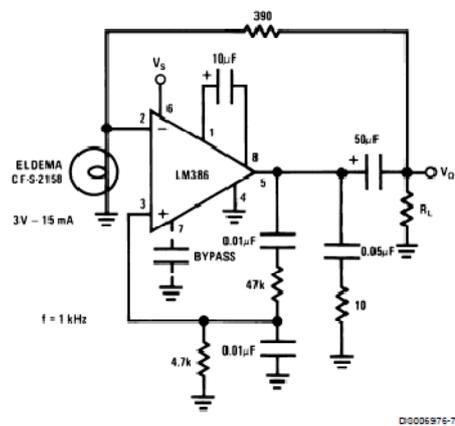
Amplifier with Gain = 200



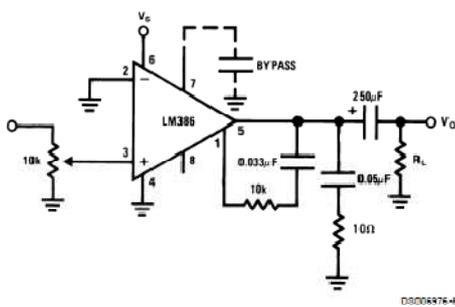
Amplifier with Gain = 50



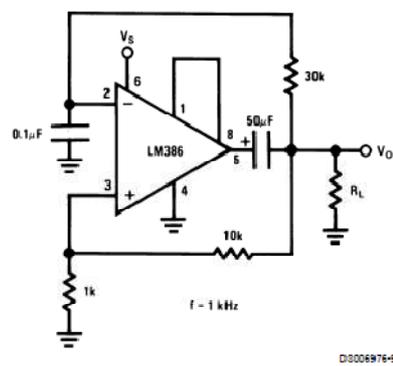
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



Amplifier with Bass Boost



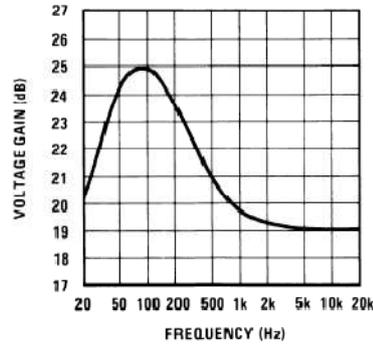
Square Wave Oscillator



LM386

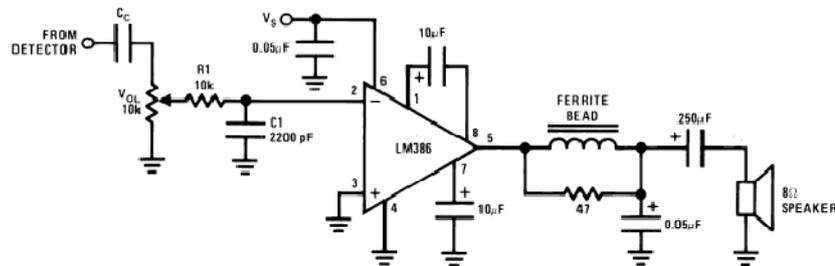
Typical Applications (Continued)

Frequency Response with Bass Boost



00006976-10

AM Radio Power Amplifier

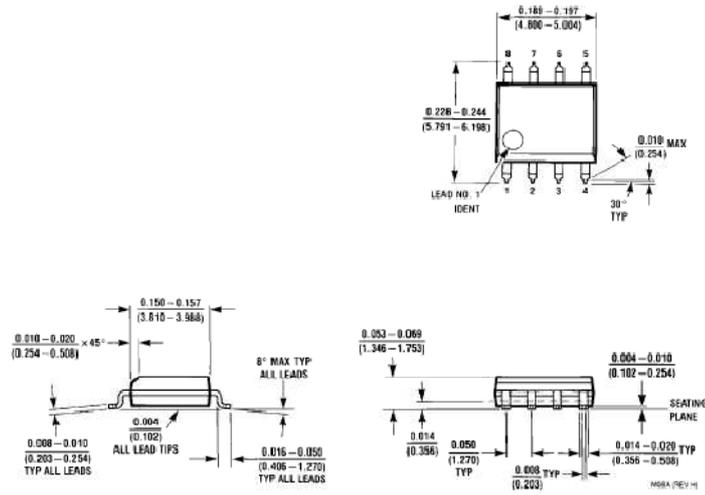


00006976-11

- Note 4:** Twist supply lead and supply ground very tightly.
- Note 5:** Twist speaker lead and ground very tightly.
- Note 6:** Ferrite bead in Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.
- Note 7:** R1C1 band limits input signals.
- Note 8:** All components must be spaced very closely to IC.

LM386

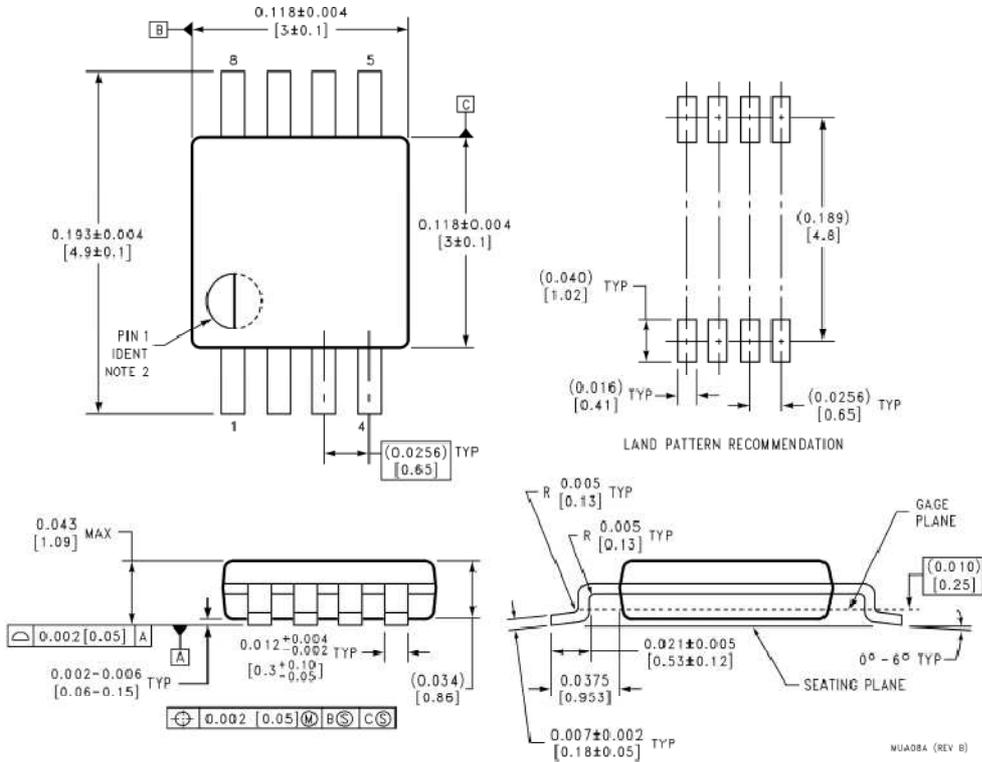
Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



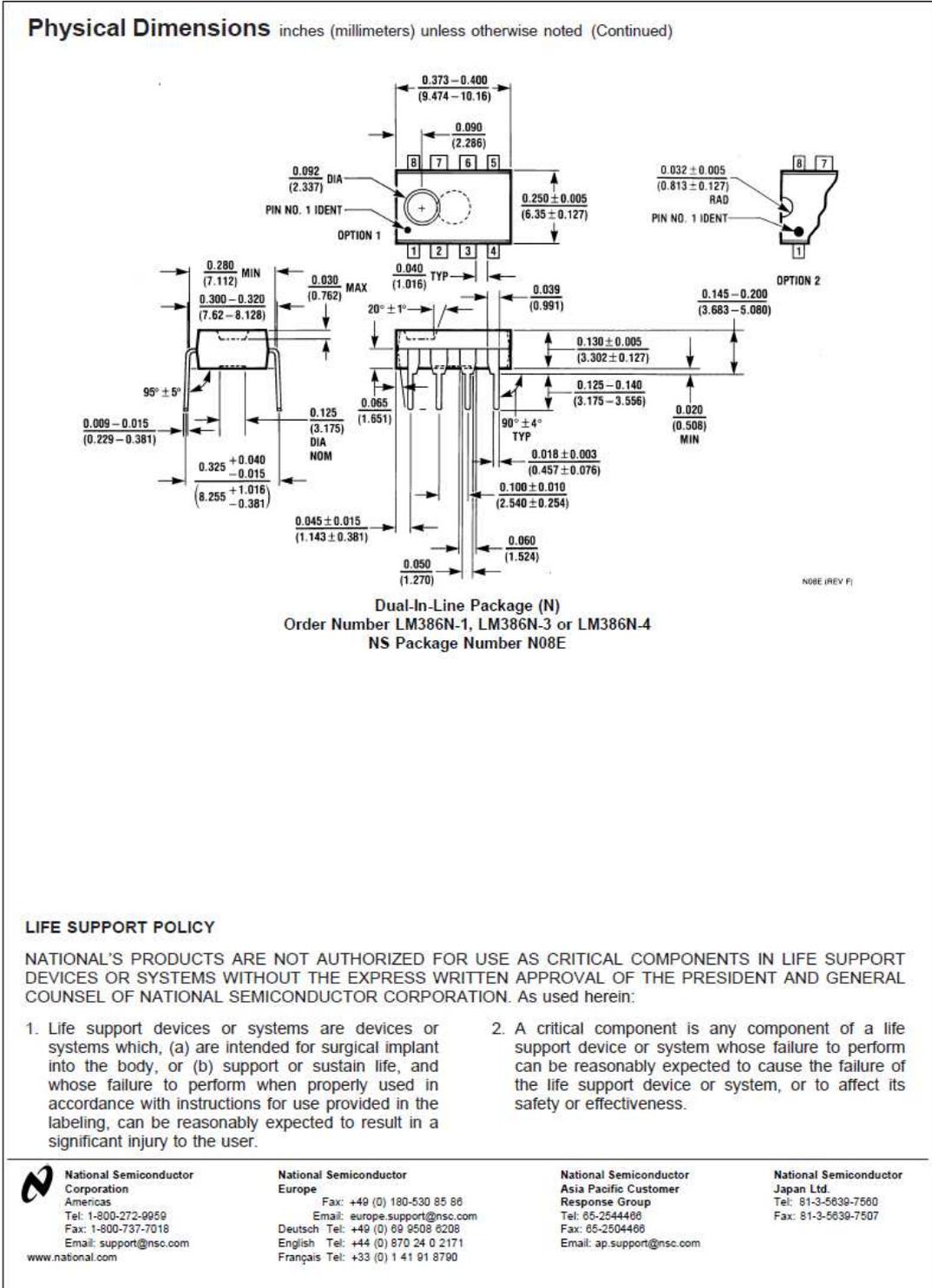
SO Package (M)
 Order Number LM386M-1
 NS Package Number M08A

LM386

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
 Order Number LM386MM-1
 NS Package Number MUA08A



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

<p>National Semiconductor Corporation Americas Tel: 1-800-272-9959 Fax: 1-800-737-7018 Email: support@nsc.com www.national.com</p>	<p>National Semiconductor Europe Fax: +49 (0) 180-530 85 88 Email: europe.support@nsc.com Deutsch Tel: +49 (0) 89 9508 8208 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790</p>	<p>National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group Tel: 65-2544486 Fax: 65-2504486 Email: ap.support@nsc.com</p>	<p>National Semiconductor Japan Ltd. Tel: 81-3-5639-7560 Fax: 81-3-5639-7507</p>
---	--	---	---

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

11 Anexo III