



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

Titulación :

INGENIERO TÉCNICO DE TELECOMUNICACIÓN,
ESPECIALIDAD EN SONIDO E IMAGEN

Título del proyecto:

MEDIDAS DE SELECTIVIDAD Y SENSIBILIDAD EN UN
RECEPTOR DE AM SIMPLIFICADO

Maciej Przylecki Siwek

Alberto Sánchez Corpas

Pamplona, Septiembre 2011

Agradecimientos

Quisiera agradecer su apoyo e interés a las personas que me han ayudado en este proyecto.

En primer lugar quisiera expresar mi agradecimiento a los profesores con los que he tenido la oportunidad de estudiar durante el desarrollo de mi formación como Ingeniero Técnico de Telecomunicación, que me han aportado la base de conocimientos necesaria para llevar a cabo este proyecto.

Agradezco especialmente el esfuerzo y dedicación de mi tutor en este proyecto, Alberto Sánchez Corpas, cuyo conocimiento y experiencia me han ayudado a resolver los problemas que se plantearon a lo largo del proyecto y llevar éste a buen término.

Por último, mi más sincero agradecimiento a mi compañero y amigo Ion Mikel Percaz Ciriza, por estar en todo momento dispuesto a asesorarme en la realización del proyecto.

Índice

0	Sumario	3
1	Introducción	4
2	Fundamentos teóricos.....	5
2.1	Modulación.....	5
2.2	Modulación de la señal AM.....	6
2.2.1	Composición de la señal AM	6
2.2.2	Señal AM en el dominio del tiempo.....	7
2.2.3	Señal AM en el dominio de la frecuencia	11
2.3	Distribución del espectro radioeléctrico de AM	14
2.4	Recepción AM.....	16
2.4.1	Características del receptor	16
2.5	Los circuitos acoplados	20
2.6	Principales tipos de receptores.....	22
2.6.1	Receptor a cristal.....	22
2.6.2	Receptor superheterodino.....	24
2.6.3	Receptor por detección transistorizada	26
3	Receptor experimental	30
3.1	Objeto del estudio. El receptor AM de radiodifusión simplificado	30
3.1.1	Descripción general.....	30
3.1.2	Esquema eléctrico del receptor	31
4	Diseño del mecanismo de acoplo del generador de forma de onda con el receptor	37
5	Caracterización del transformador de RF mediante medidas y simulación.....	39
5.1.1	Medida de la inductancia de la bobina del circuito primario	39
5.1.2	Cálculo de la inductancia mediante la fórmula de Nagaoka	42
5.1.3	Medida de la inductancia del circuito secundario	45
5.1.4	Medida de la inductancia mutua y del coeficiente de acoplamiento k del transformador 49	
6	Medición experimental de la selectividad.....	52
6.1	Dispositivo experimental para la medida de la selectividad	52
6.2	Resultados de la medida experimental de la selectividad	53
7	Medida de la sensibilidad del receptor	59
7.1	Medición del ruido introducido por el receptor	59
7.2	Medición de la sensibilidad	60
8	Conclusiones	64
9	ANEXO 1 – TABLAS	65
9.1	Estudio rango de sintonía	65
9.2	Estudio selectividad.....	66
10	Bibliografía.....	69

0 Sumario

Se describen las medidas de selectividad y sensibilidad de un receptor de AM simplificado que sólo dispone de una etapa detectora formada por antena de ferrita y un transistor BJT npn polarizado en zona no lineal actuando como un amplificador de clase B. La señal detectada se preamplifica y finalmente se lleva a un amplificador de audio de circuito integrado y al altavoz. Debido a la sencillez la selectividad es variable con la frecuencia de sintonía proporcionando a 392 KHz una selectividad de 3 KHz; a 719 KHz, 8 KHz; y a 946 KHz, 14 KHz. En cuanto a la sensibilidad de 30 dB sobre el ruido en la salida de altavoz se ha medido a 398,566 y 773 KHz y arroja a la entrada del receptor o salida de antena unos valores de 3,121 mV, 3,871 mV y 3,998 mV, respectivamente.

1 Introducción

Este PFC se enmarca dentro de las líneas futuras establecidas en otro anterior [1], donde la realización de las medidas que se presentan en este proyecto no pudo realizarse por desbordar el ámbito de tiempo de un PFC de la titulación de Ing. Técnico de Telecomunicación, Sonido e Imagen.

Las magnitudes o prestaciones a medir son dos de las más básicas e importantes de cualquier receptor, selectividad y sensibilidad.

La medida de selectividad es relativamente sencilla de realizar con los instrumentos comunes en el Laboratorio de Radiocomunicaciones.

La sensibilidad, sin embargo debe realizarse en un ambiente libre de ruidos como lámparas fluorescentes, motores eléctricos, líneas de alimentación eléctrica, etc. Esto sólo es posible dentro de una cámara libre de EMI (“electro-magnetic interference”) no disponible. Así pues la medida será una estimación de la sensibilidad de 30 dB estándar.

2 Fundamentos teóricos

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 de la señal 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:

a) **Moduladora:** Es la señal de información.

b) **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:

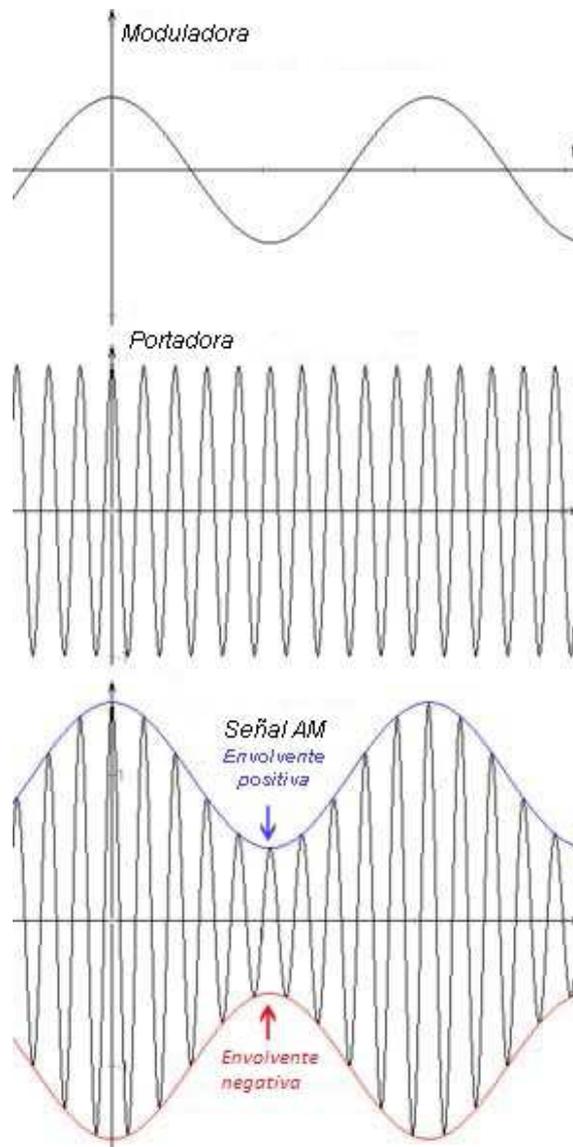


Figura 1. Modulación AM de un tono puro

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

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 la portadora.
- T : Tiempo.

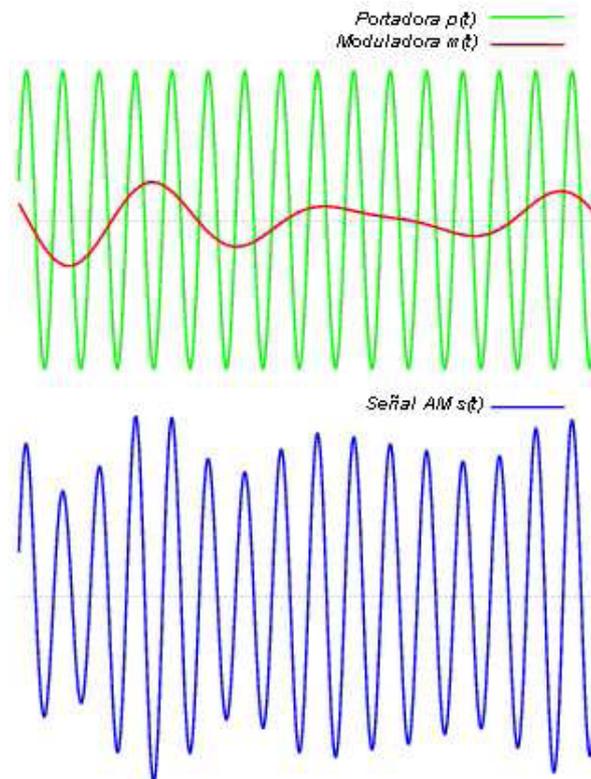


Figura 2. Modulación AM genérica

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 la señal moduladora.
- f_m : frecuencia de la señal de información o 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:

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

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

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

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 de 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.

Índice de modulación

Se trata de un valor que marca la relación entre amplitud de la 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 alternativa de la modulación AM por un tono puro, que no depende directamente de la amplitud de la moduladora:

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

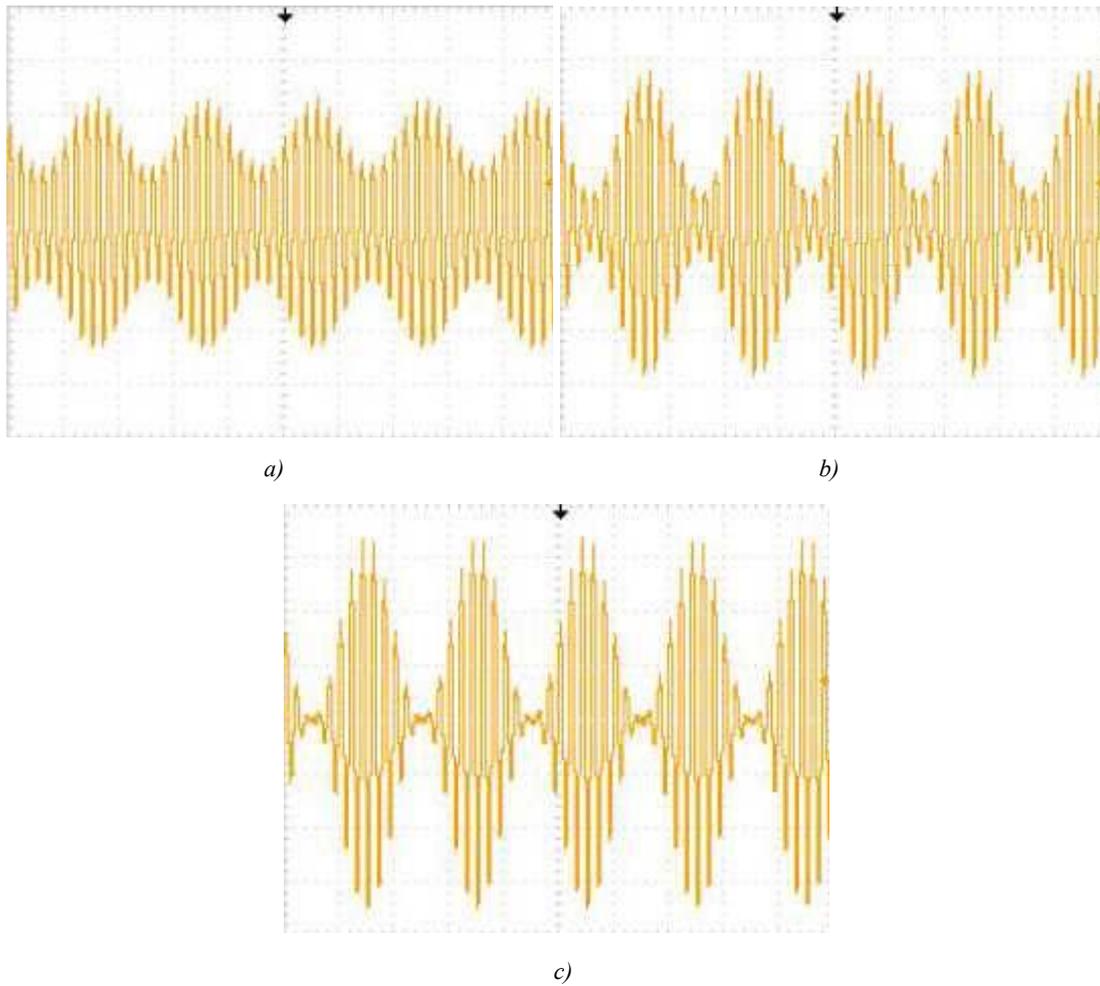


Figura 3. Diferentes porcentajes de modulación. a) $M=50\%$, b) $M=70\%$, c) $M=100\%$

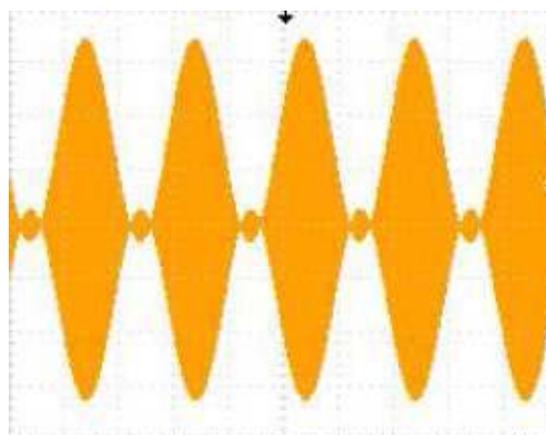


Figura 4. Ejemplo de señal AM sobremodulada ($M=120\%$). La portadora posee una frecuencia mucho mayor que la moduladora, por ello el trazo de la señal aparenta ser un área de color naranja.

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:

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

$$\stackrel{TF}{\Rightarrow} S(f) = A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + M(f) * \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] =$$

$$= A_p \cdot \frac{1}{2 \cdot j} [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + \frac{1}{2 \cdot j} [M(f - f_p) - M(f + f_p)] =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot j} (A_p \cdot [\delta(f - f_p) - \delta(f + f_p)] + M(f - f_p) - M(f + f_p))$$

El resultado no es otro, que la portadora y la composición frecuenciale 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.

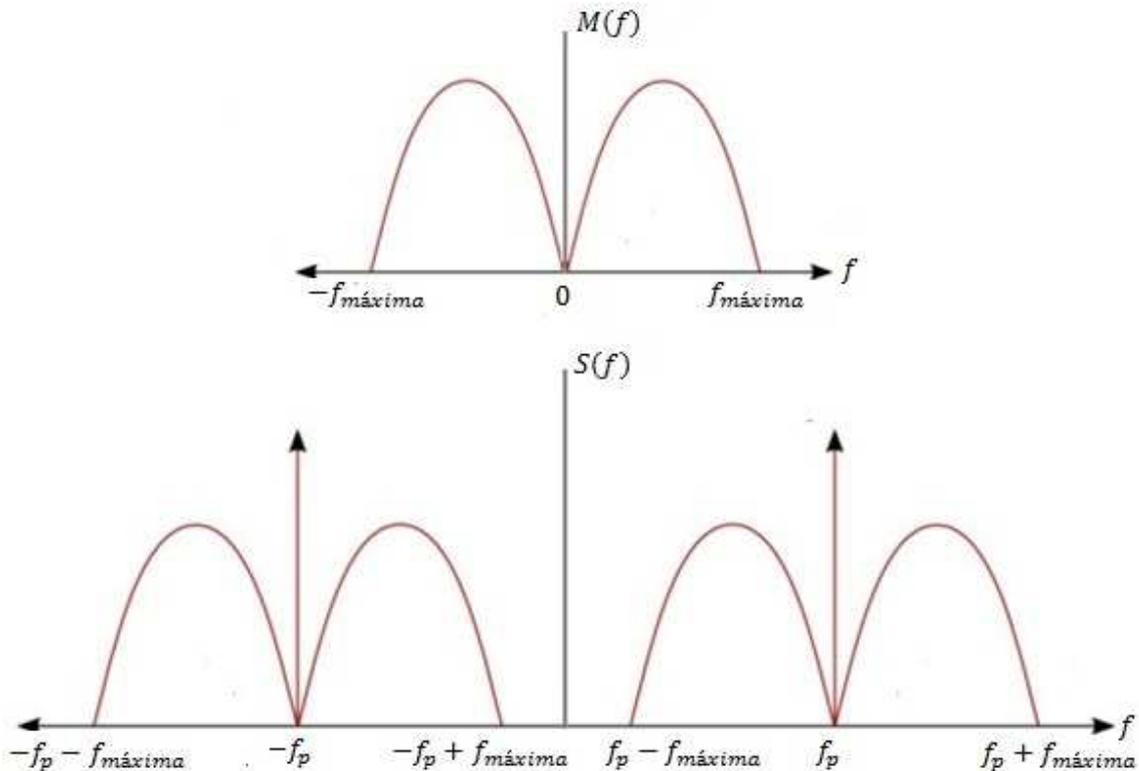


Figura 5. Arriba, espectro de la moduladora genérica en banda base. Abajo, espectro resultante de la modulación.

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

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

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

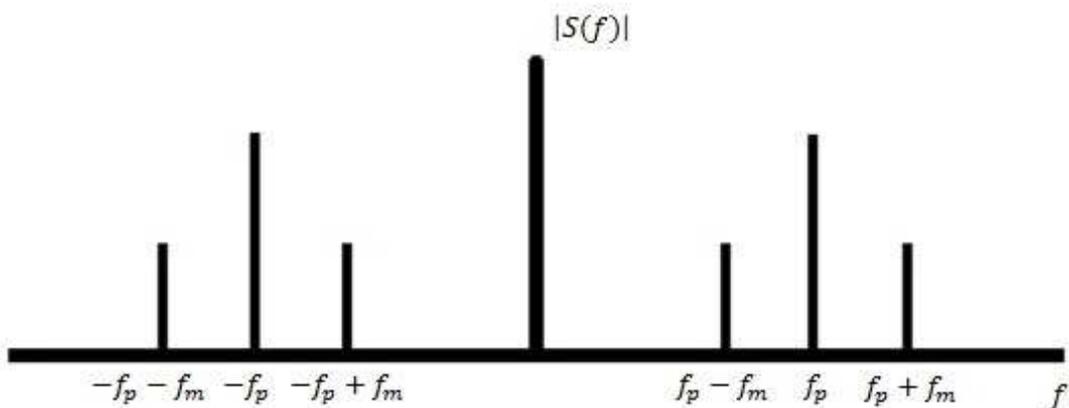


Figura 6. Modulación AM de un tono puro

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.

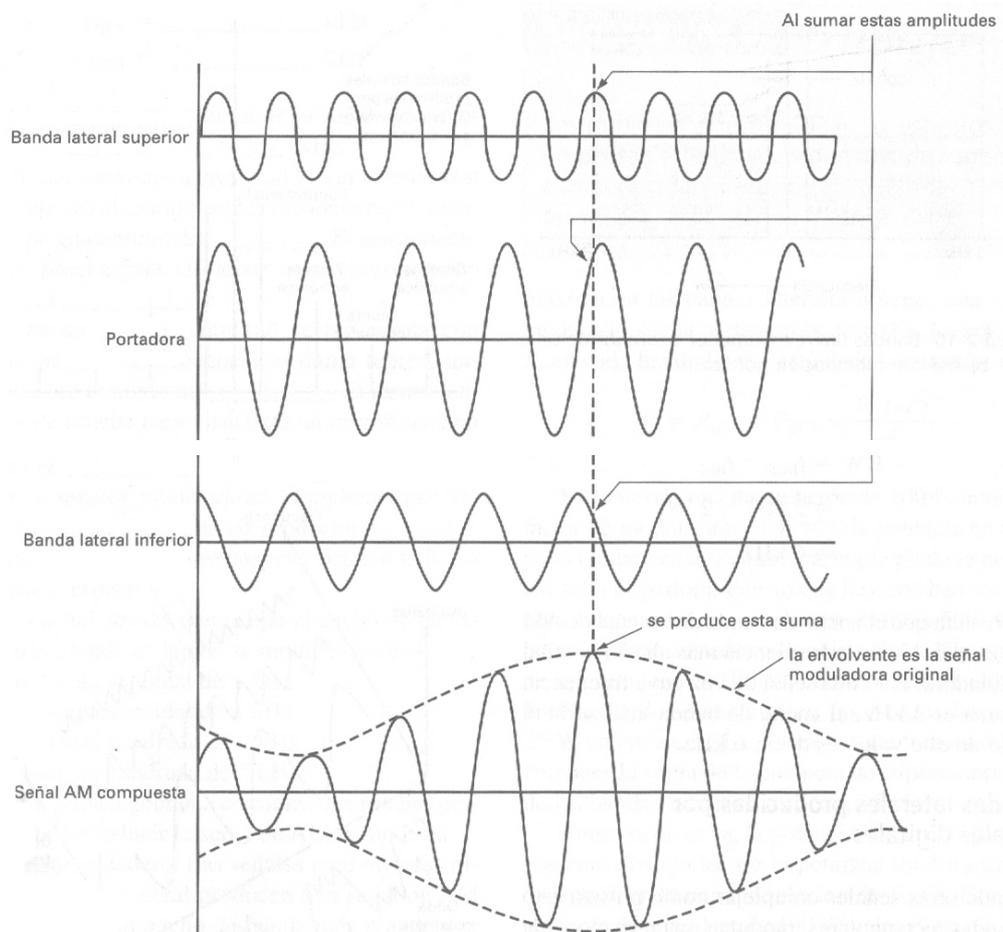


Figura 7. Composición de la señal AM a partir de las tres componentes que intervienen

2.3 Distribución del espectro radioeléctrico de AM

Para poder transmitir varias emisoras, en el rango frecuencial reservado a AM (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.

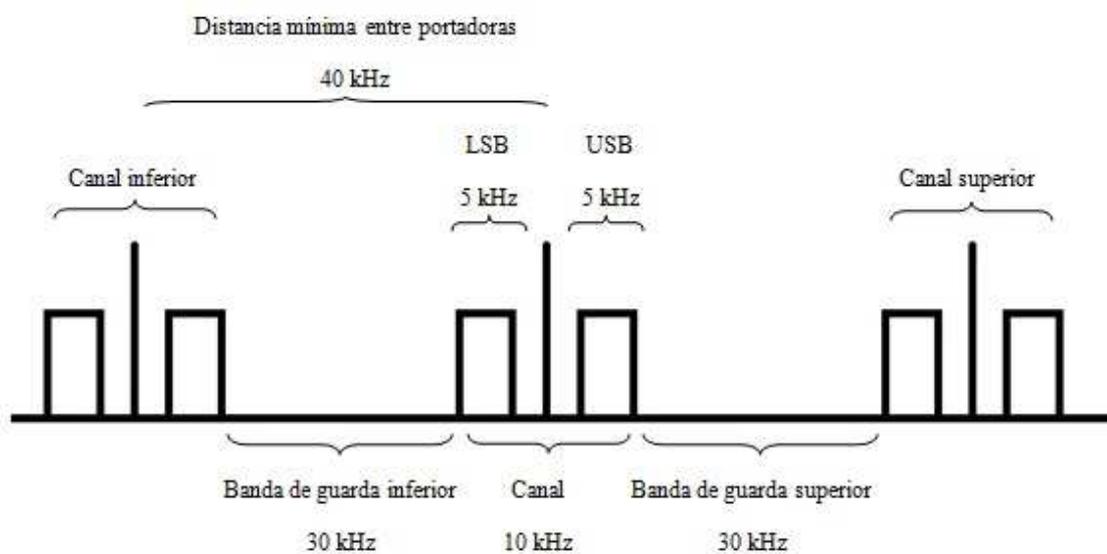


Figura 8. Representación del espectro del rango destinado a AM y distribución de sus canales.

2.4 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.

2.4.1 Características del receptor [2]

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 C 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 un valor 3 dB inferior a la de la frecuencia de resonancia (tal y como se aprecia en la gráfica de la Figura 9). Una vez conocidas, el ancho de banda se dará como:

$$BW = f_2 - f_1$$

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.

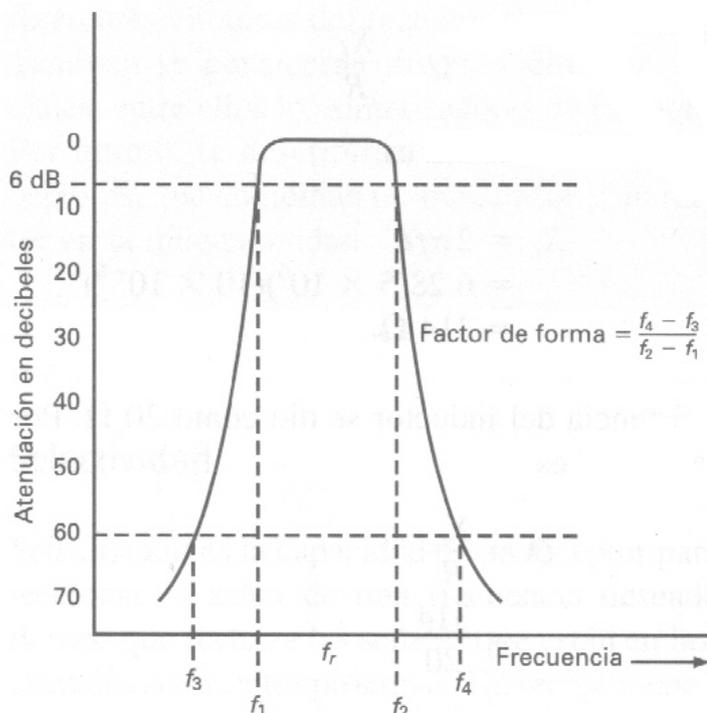


Figura 10. Curva de respuesta de un circuito sintonizado LC y factor de forma

Como se observa en la gráfica de la Figura 10, las faldas serán mucho más pronunciadas, cuanto más próximas se encuentren f_3 de f_4 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.

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 (G_v). Se trata de un valor adimensional, y se calcula con la expresión:

$$G_v = \frac{V_{out}}{V_{in}}$$

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

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

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

$$v_{out} = G_v \cdot v_{in}$$

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 (en dB), sería la suma de las ganancias de cada uno de los módulos por separado:

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

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.

2.5 Los circuitos acoplados [3]

Para realizar las mediciones de selectividad y sensibilidad de un receptor AM debemos inducir una señal electromagnética en la antena del receptor. Para ello en este proyecto se ha utilizado una bobina que conectada a un generador de señal induce una señal de prueba en el receptor, formando un circuito acoplado inductivamente o transformador.

Estos circuitos de acoplamiento se clasifican como circuitos sintonizados simplemente, si el circuito primario o el secundario es sintonizado/ajustado a resonancia, o como circuitos doblemente sintonizados cuando ambos lados primario y secundario están sintonizados.

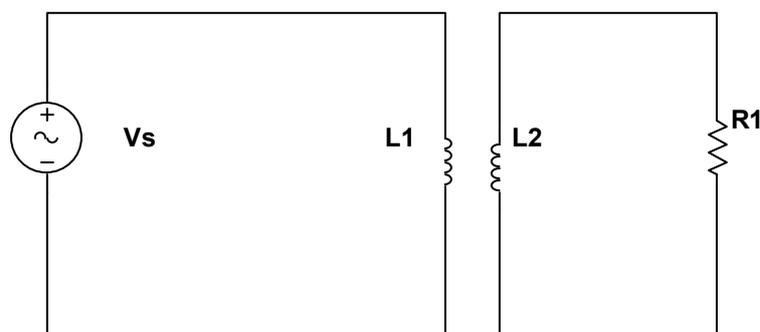


Figura 11. Esquema de un transformador sencillo

Si un voltaje RF se aplica al devanado primario, una corriente I_p fluirá en este. Esto, a su vez, provoca un flujo Φ_1 . La magnitud de este flujo dependerá del valor de la corriente I_p y del número de vueltas N_1 del arrollamiento primario. Como la inductancia de cualquier arrollamiento es proporcional al cuadrado del número de vueltas,

$$N_1 \propto \sqrt{L_1} \text{ y } \phi_1 \propto I_p \sqrt{L_1}$$

Solo parte de este flujo alcanzará al secundario, dependiendo del coeficiente de acoplamiento k .

Este coeficiente cuantifica el flujo magnético producido por el devanado primario, que atraviesa las espiras del devanado secundario, de modo que un valor de 1

corresponde a la situación en la que todo el flujo magnético del primario atraviesa el secundario y un valor de 0 corresponde a la situación contraria. El coeficiente de acoplamiento depende de la distancia a la que se encuentren ambas bobinas y del material que se utilice como núcleo de éstas.

Ahora bien, el flujo que corta/atraviesa las vueltas/arrollamiento del secundario inducirá un voltaje E_s en el devanado del secundario. La magnitud de este voltaje inducido depende no sólo de la cantidad de flujo sino también de la cantidad de vueltas en el devanado del secundario N_2 . Pero N_2 puede sustituirse por su equivalente $\sqrt{L_2}$. Además, el flujo que enlaza al secundario es $k\phi_1$ o $kI_p\sqrt{L_1}$. Combinando estos factores tenemos:

$$E_s \propto kI_p\sqrt{L_1}\sqrt{L_2} \propto k\sqrt{L_1L_2}I_p$$

Esta relación muestra que el voltaje inducido es proporcional al flujo y a los valores de inductancia. Hay otro factor que debe considerarse – la velocidad a la cual el flujo cambia. Esto, en cambio, depende de la frecuencia del voltaje aplicado o, más específicamente, de la velocidad angular o pulsación $2 \cdot \pi \cdot f$ o ω . Además, debe tenerse en cuenta el término $k\sqrt{L_1L_2}$ en la proporcionalidad de arriba. Se trata de la inductancia mutua M . Haciendo esta sustitución y añadiendo el factor de la velocidad de corte se obtiene:

$$E_s = \omega MI_p$$

Esta ecuación proporciona el módulo del voltaje inducido con respecto a la inductancia mutua, frecuencia de operación y corriente del primario. De acuerdo con las relaciones de fase, sabemos que el flujo está en fase con la corriente y que un voltaje inducido se retrasa respecto al flujo que lo causa 90° . Para mostrar esta relación de fase, la ecuación de voltaje inducido se muestra a menudo como:

$$E_s = -j\omega MI_p$$

El término $-j$ está desfasado 90° con respecto a la corriente.

2.6 Principales tipos de receptores [2]

2.6.1 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.

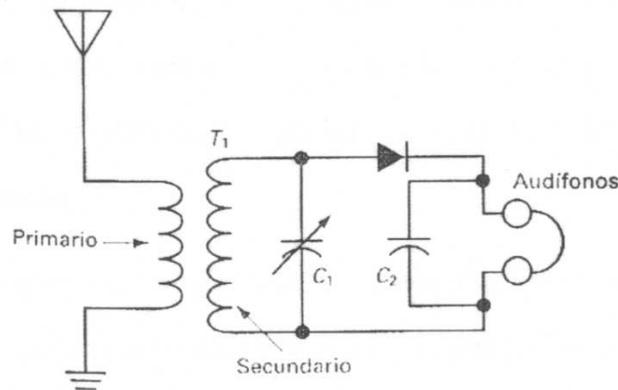


Figura 12. Receptor a cristal

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 T_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.

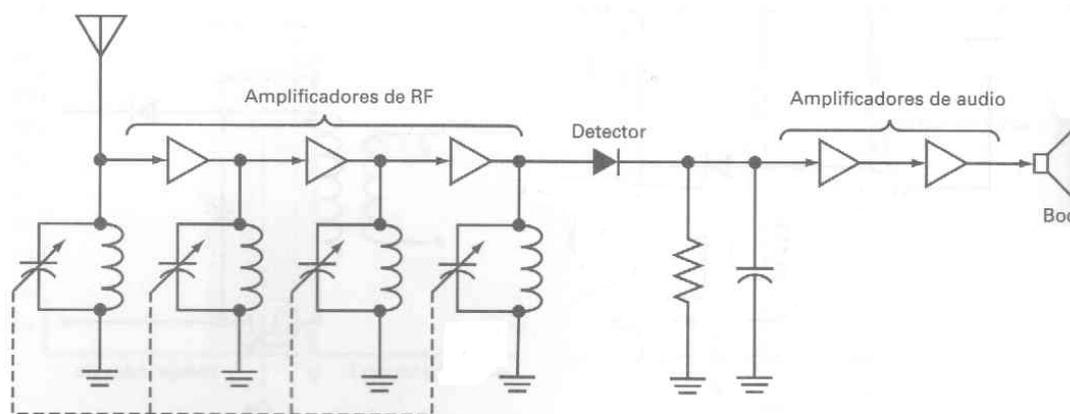


Figura 13. Receptor TRF

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. 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.

2.6.2 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 Amstron (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 14, podemos distinguir los módulos en los que se compone el receptor superheterodino.

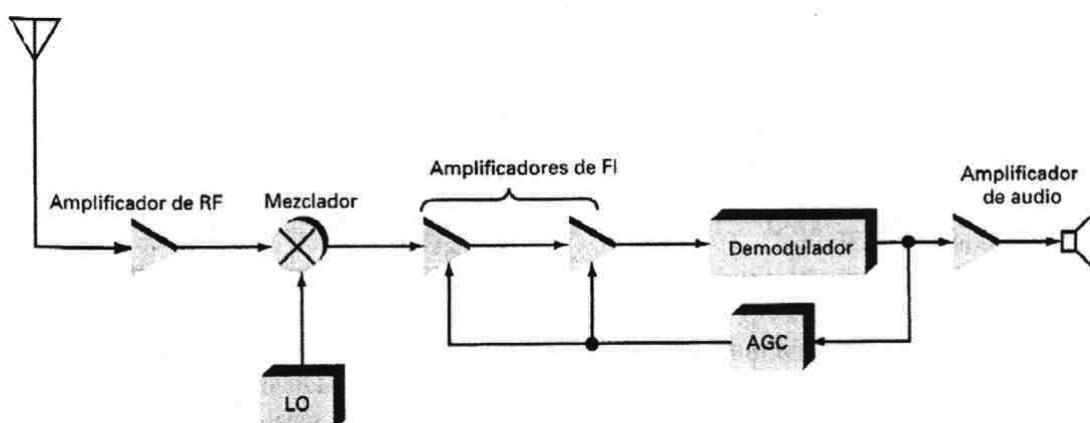


Figura 14. Receptor superheterodino

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 15.

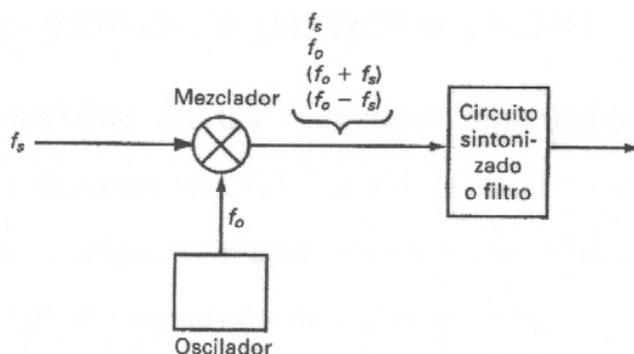


Figura 15. Entradas y salidas de un receptor superheterodino

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.

2.6.3 Receptor por detección transistorizada

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 16.

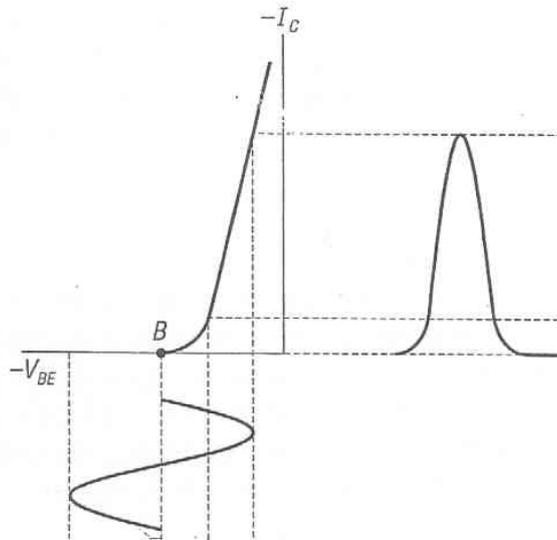


Figura 16. Corriente de colector frente a nivel de tensión de entrada sinusoidal, de un transistor PNP funcionando en clase B.

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.

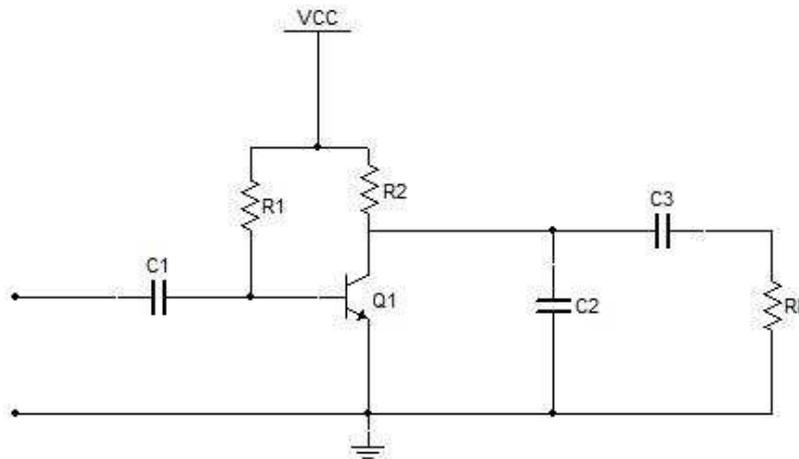


Figura 17. Detector transistorizado (Cambiar el número de figura a 17)

En la Figura 17, 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 señal 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 VCC 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.

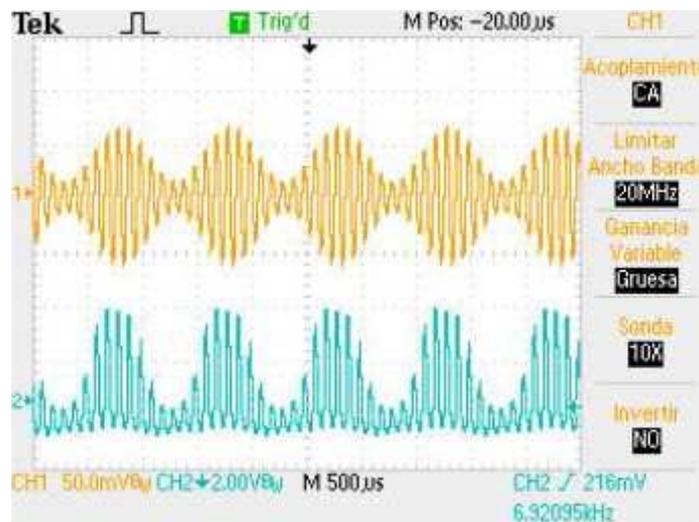


Figura 18. Arriba, señal AM original. Abajo, tensión de colector-emisor.

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 18, 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 19. 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 .

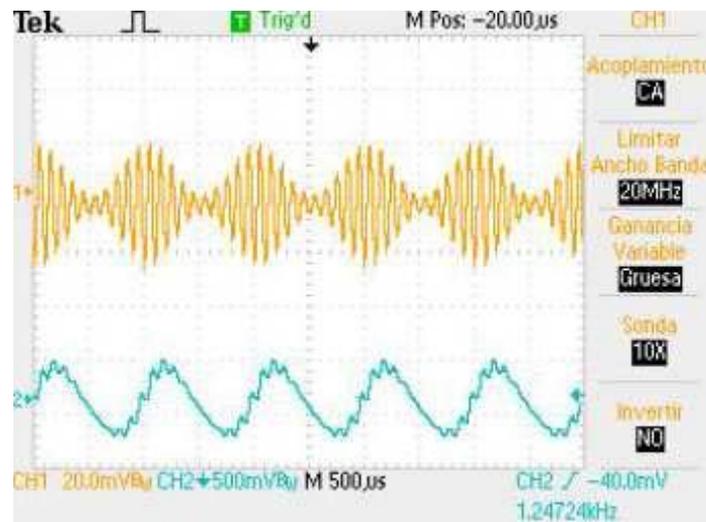


Figura 19. Arriba, señal AM original. Abajo, señal filtrada mediante C_2 (eliminación de la componente RF)

3 Receptor experimental [1]

3.1 Objeto del estudio. El receptor AM de radiodifusión simplificado

El objeto del estudio que se ha llevado a cabo en este proyecto es un receptor de AM de radiodifusión simplificado, basado en el esquema del receptor por detección transistorizada.

En este apartado se realizará una descripción general del mismo así como un breve detalle de cada una de las etapas que lo conforman.

3.1.1 Descripción general

El receptor que se estudiará en este proyecto está compuesto por un circuito impreso sobre una placa de sustrato aislante a base de fibra de vidrio. Sobre esta base se adhieren mediante resina epóxica varias placas de cobre conductor, debidamente tratadas para formar las pistas que actuarán como elementos de conexión de los componentes.

Sobre estas pistas se fijan los distintos componentes (resistencias, condensadores, potenciómetros...) mediante soldadura de estaño.

El receptor está diseñado para operar tanto con una alimentación de cuatro pilas de 1,5V como por la conexión de una fuente de tensión continua de 6 V a los terminales $+V_{cc2}$ y $-V_{cc2}$. La elección de la fuente de alimentación se realiza mediante el conmutador 2 (ver esquema eléctrico de la Figura 26).

El receptor también está preparado para que la señal de entrada sea recibida desde el circuito sintonizado formado por la antena y el condensador variable o desde un generador de funciones conectado a los terminales $+V_{in}$ y $-V_{in}$. Una u otra forma de entrada se establece mediante el conmutador 1.

El receptor se ha diseñado para que abarque todo el espectro radioeléctrico de AM. Así que sus componentes se han elegido para que teóricamente pueda sintonizar desde los 458 kHz hasta los 1,59 MHz. Sin embargo, la audición del receptor demuestra que únicamente, pueden captarse tres emisoras, de las cuatro que presenta el dial 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 no es capaz de resonar a la frecuencia de portadora de esta emisora (1575 kHz).

3.1.2 Esquema eléctrico del receptor

Una vez conocida la estructura física y las principales características del receptor pasaremos a analizar el esquema eléctrico del mismo. En la Figura 20 se muestra un diagrama de módulos de las etapas que conforman el receptor.

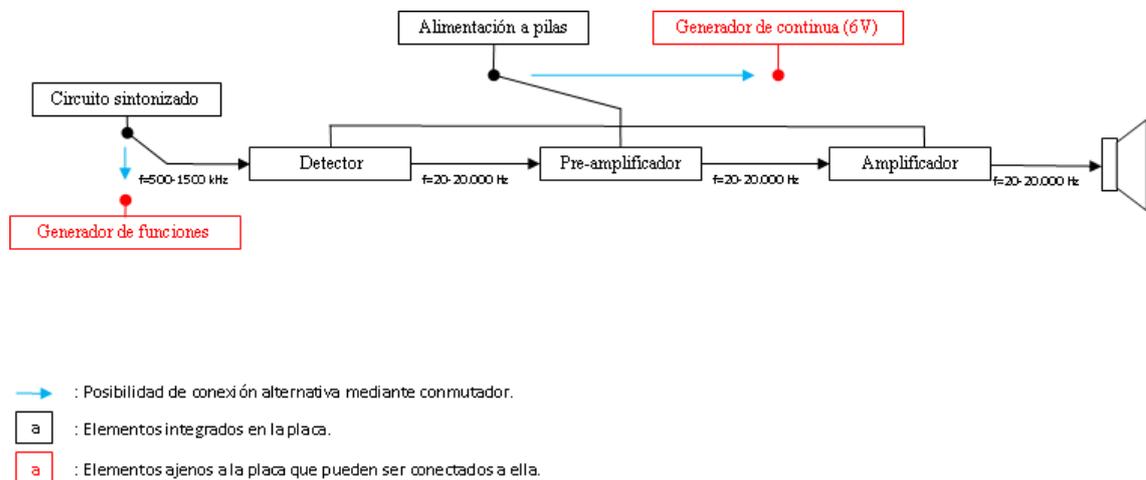


Figura 20. Diagrama de módulos del receptor completo

En primer lugar disponemos de dos posibilidades para obtener la señal RF, seleccionable mediante un conmutador. Podemos sintonizar una determinada portadora mediante el circuito sintonizado formado por la antena y el condensador variable; o introducir directamente una señal AM desde un generador de señal al circuito detector.

El circuito sintonizado en cuestión responde al siguiente esquema (Figura 21):

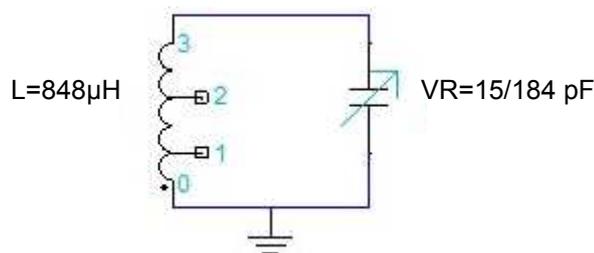


Figura 21. Esquema del circuito sintonizado

Mediante el control del potenciómetro del condensador variable se consigue sintonizar el circuito a la frecuencia de la portadora deseada, atenuando todas aquellas frecuencias indeseables del espectro electromagnético.

A continuación la señal pasa a la etapa detectora. Esta etapa basa su funcionamiento en un transistor NPN en configuración común y polarizada muy cerca de la región de corte operando en clase B. La configuración de este transistor hace que en su salida de

colector se presente una réplica amplificada de los semiciclos positivos de la tensión aplicada a la base (ver sección 2.6.3).

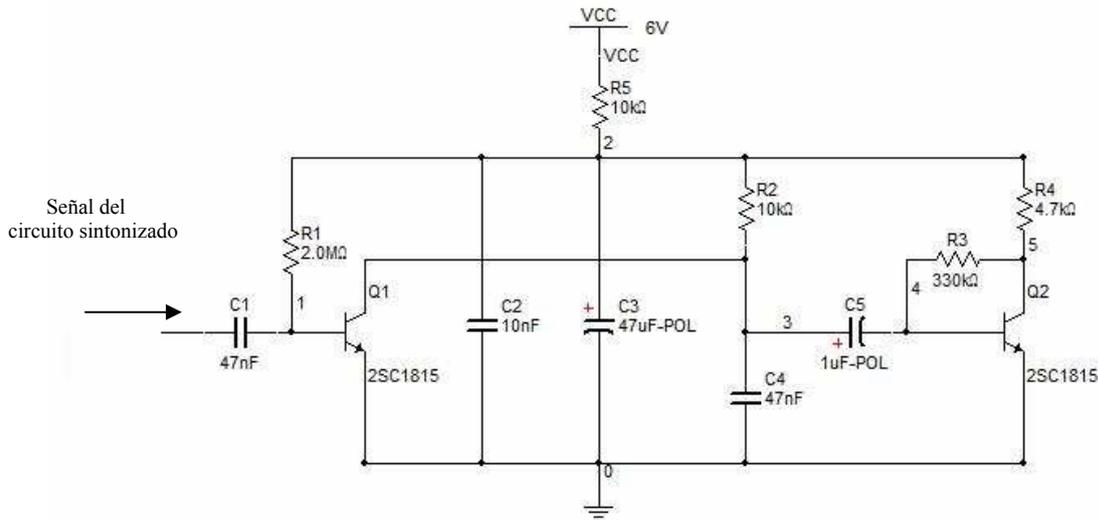


Figura 22. Esquema de la etapa de detección cargada con la etapa de preamplificación

En la Figura 22 se muestran conjuntamente la etapa de detección y preamplificación del receptor. Ya que ambas comparten la red de polarización de los transistores es lógico realizar su análisis de forma conjunta.

En el esquema anterior R_1 , R_2 y R_5 forman la red de polarización del transistor $Q1$, proporcionando los valores de tensión necesarios para que este pueda operar en clase B. Esta etapa comparte sin embargo parte de la red resistiva de polarización (R_5) y no existe aislamiento en DC entre la red resistiva que conforma la etapa de detección (R_1 y R_2) y parte de la que conforma la red de preamplificación (R_3 y R_4).

La función de los condensadores del esquema de la Figura 22 es la siguiente: C_1 acopla la señal AC procedente del circuito sintonizado a la base de $Q1$, haciendo que la polarización del transistor sea independiente de la etapa anterior.

La misión de C_2 y C_3 es evitar la propagación de señales de corriente alterna por las diferentes redes de polarización que podrían afectar al procesamiento de la señal.

La misión de C_4 es eliminar las componentes de RF que se presentan en la salida del colector de $Q1$ para obtener así la señal moduladora. C_5 acopla la señal moduladora obtenida en el detector, a la entrada de base del transistor $Q2$.

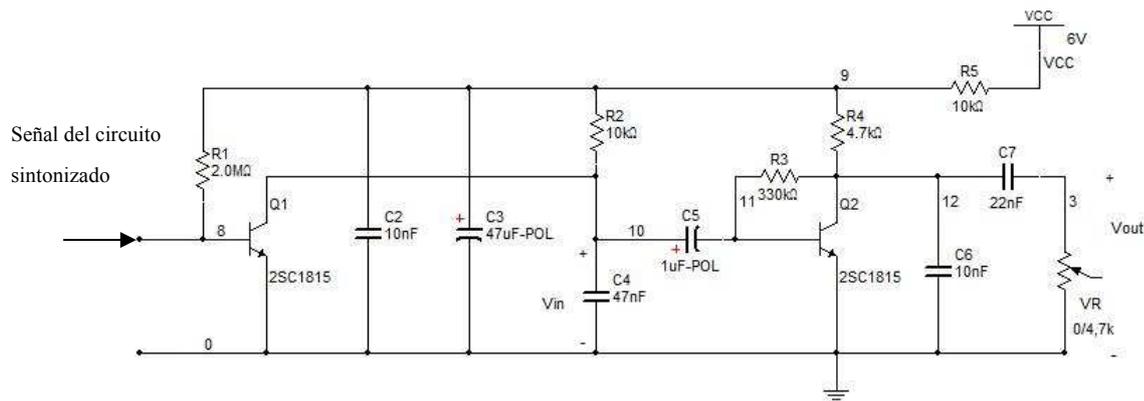


Figura 23. Esquema de la etapa de preamplificación cargada con la etapa detectora

La etapa de preamplificación excitada por el detector que se muestra en la Figura 23 tiene una doble función. Por un lado el transistor Q_2 supone una primera fase de amplificación que aporta a la señal moduladora la potencia necesaria para que una vez aplicada al amplificador operacional de la siguiente etapa de amplificación la salida tenga la potencia necesaria para aplicarse al altavoz; y por otro lado la señal a la salida del colector de Q_2 se ve afectada por la respuesta del filtro que conforman C_6 , C_7 y VR (que controla el nivel de salida de la etapa). Este filtro pretende limitar las componentes frecuenciales de la señal a la salida del colector de Q_2 a los 5 kHz de ancho de banda para la señal de audio permitidos por el estándar de transmisión AM para así evitar el paso a la etapa de amplificación de posibles componentes indeseadas que podrían suponer el aumento del ruido.

Finalmente, el voltaje a la salida de VR se aplica a la etapa de amplificación de audio final que se describe en la figura 24. La tensión procedente de la etapa de preamplificación se aplica a la entrada inversora del amplificador operacional de potencia a través de la resistencia R_6 . El condensador C_8 elimina las componentes de alta frecuencia, cortocircuitándolas a tierra para que a la entrada solamente llegue la señal de audio. El componente clave de esta etapa es el amplificador operacional. Éste se encuentra alimentado por una tensión de 6V que procede de la misma fuente que servía para polarizar las etapas anteriores. El condensador C_{12} de esta etapa sirve para controlar la ganancia del amplificador operacional, que puede tener distintos valores según los componentes que se conecten entre sus terminales 1 y 8. La misión del condensador C_9 es evitar la propagación de posibles componentes de alterna en a red de alimentación del operacional.

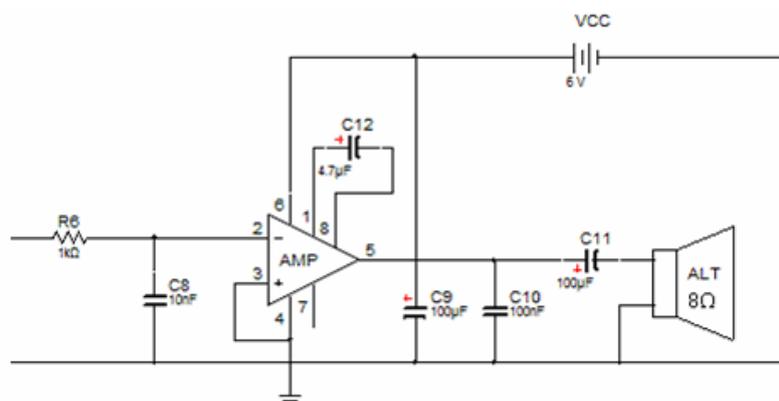


Figura 24. Etapa de amplificación

La salida del amplificador se aplica al altavoz (de 8Ω de impedancia), mediante el condensador C_{11} , cuya alta capacidad ($100\mu\text{F}$), permite el paso de frecuencias de audio y elimina una posible componente de continua no deseable en el altavoz.

La función del condensador C_{10} , consiste como en el caso de condensador C_8 en cortocircuitar a tierra posibles componentes de alta frecuencia que pueden aparecer en forma de armónicos de la señal.

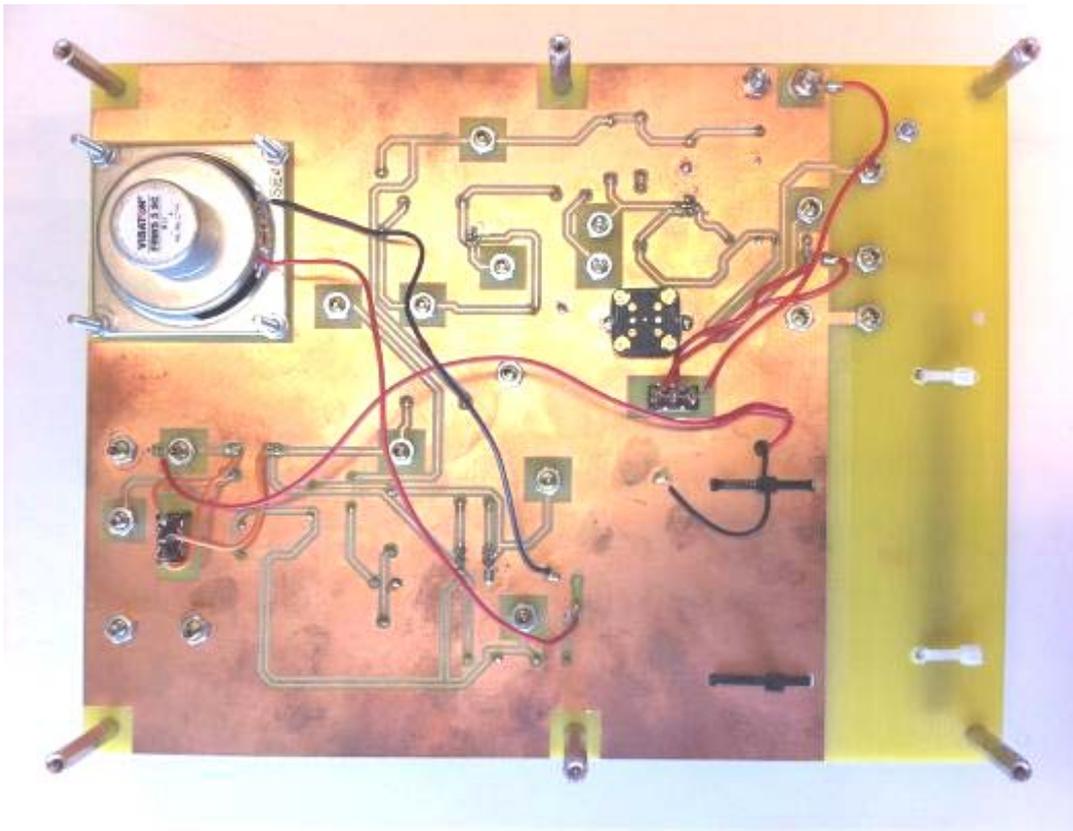


Figura 25. Arriba, vista de la parte superior del receptor AM. Abajo, vista de la parte inferior del receptor AM.

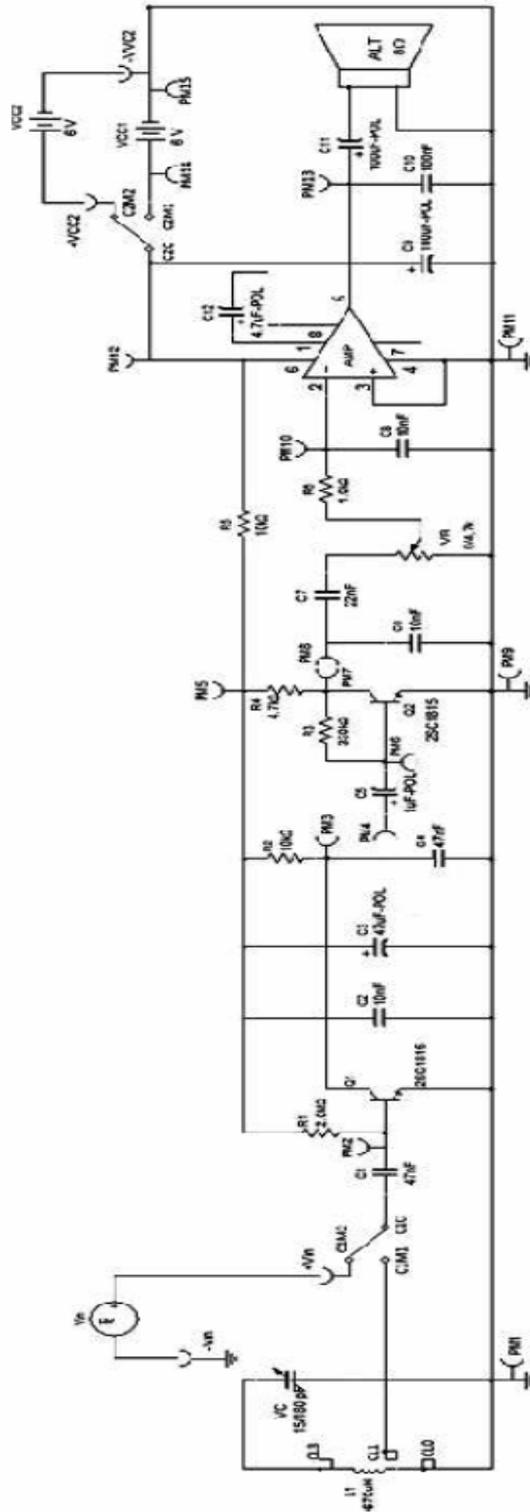


Figura 26. Esquema eléctrico del receptor AM

4 Diseño del mecanismo de acoplo del generador de forma de onda con el receptor

El modelo que se propuso en un principio como mecanismo de acoplo para realizar las medidas de selectividad y sensibilidad se presenta en la Figura 27.

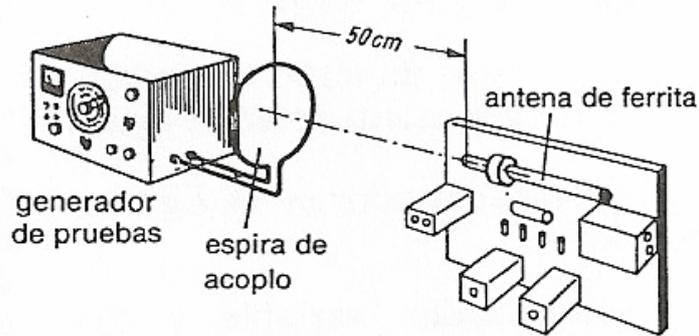


Figura 27. Sistema de acoplamiento de la tensión del generador de medida o ensayo a la antena de ferrita

Este modelo consta de una antena de lazo conectada al generador de pruebas que emite mediante radiación electromagnética una señal de RF que es captada por la antena de ferrita del receptor AM.

Finalmente se eligió para la realización del experimento otro mecanismo de acoplo basado en la inducción electromagnética que ejerce una bobina sobre la antena de ferrita del receptor. En la Figura 28 se representa el montaje elegido como mecanismo de acoplo.

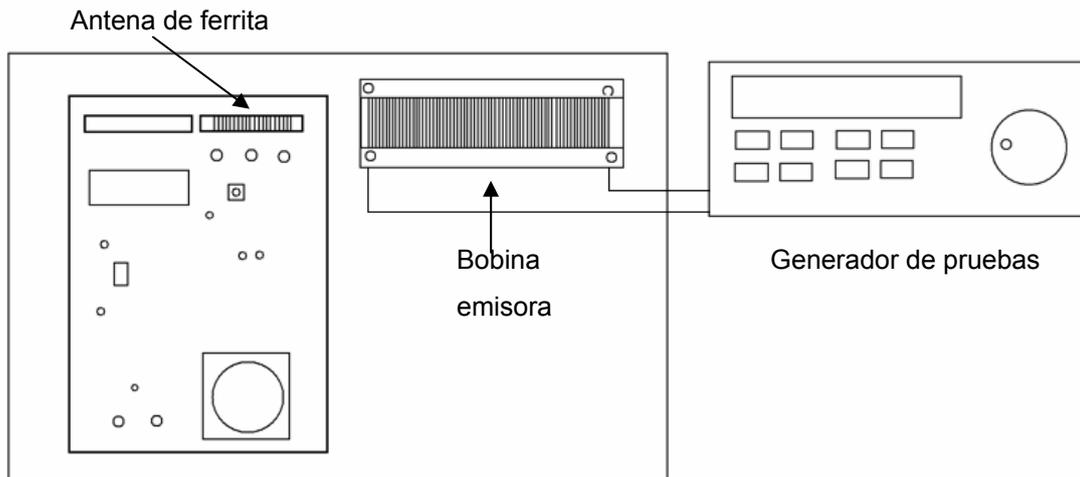


Figura 28. Mecanismo de acoplo del generador de pruebas con el receptor AM

Parar realizar este montaje se utilizó una bobina disponible en el laboratorio que formaba parte de un detector de galena, y se montó un soporte de madera para asegurar que durante las pruebas la bobina emisora y la antena de ferrita se encontraran siempre en la misma posición. Ambas bobinas tienen una separación entre ellas de 2 cm y están situadas en el mismo eje.

Se decidió utilizar este mecanismo ya que permite realizar correctamente las mediciones de selectividad y sensibilidad e implica una menor complejidad técnica que el montaje basado en la antena de lazo, donde se requiere un diseño de la antena y una adaptación de la impedancia de la antena al generador de pruebas. La disposición se muestra en la Figura 29.

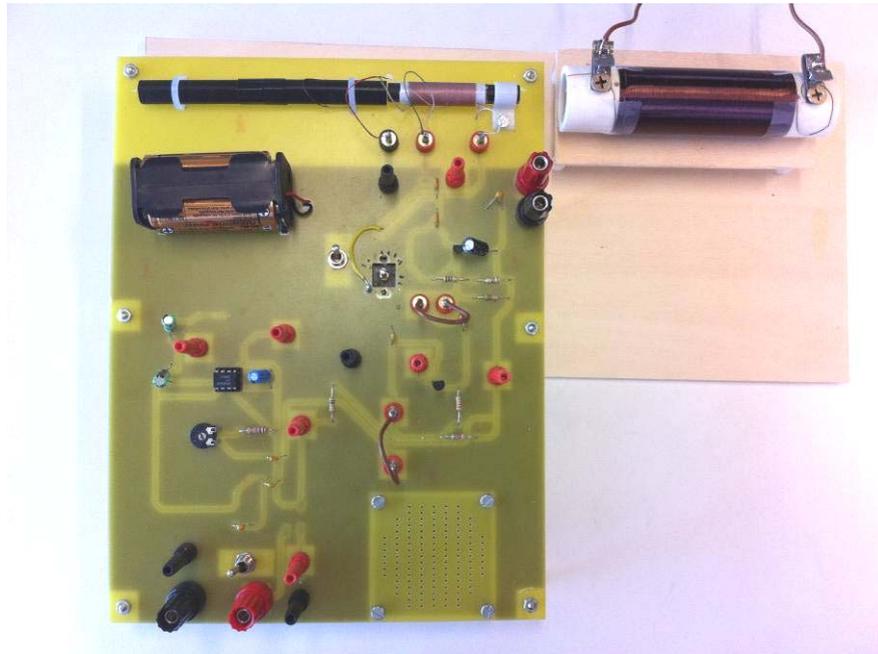


Figura 29. Imagen del montaje del mecanismo de acoplo

5 Caracterización del transformador de RF mediante medidas y simulación

5.1.1 Medida de la inductancia de la bobina del circuito primario

La primera medida a realizar para proceder a la caracterización del transformador de RF utilizado para inducir una señal de RF en el receptor es la medición de la inductancia de la bobina del circuito primario del transformador (bobina de cobre, L_1).

Para realizar esta medición se han utilizado tres métodos:

Medición con LCR [4]

El LCR del que se dispone en el laboratorio (Model SR715, Stanford Research Systems, Sunnyvale, California) es un equipo que permite obtener de forma sencilla los valores de inductancia, resistencia y Q de un circuito. Ahora bien, este dispositivo presenta el inconveniente de que las mediciones se pueden realizar hasta una frecuencia máxima de operación de 100 kHz. Dado que, teóricamente, el rango de operación del receptor se sitúa entre los 458 kHz y los 1,59 MHz, esta limitación del LCR podría dar lugar a que el valor de la inductancia obtenido no se correspondiera con el valor real de la inductancia de la bobina a altas frecuencias.

Teniendo en cuenta esta limitación, el valor de inductancia obtenido (a 100 kHz) es de **388 μ H** con una resistencia de **4,8 Ω** .

Medición experimental

Esta medida se realizó con el osciloscopio TDS 2000 (Tektronix, Beaverton, OR, U.S.A.) [7]

A fin de cuantificar la posible variación de la inductancia con el aumento de la frecuencia se ha realizado una medida experimental para determinar la inductancia de la bobina a frecuencias dentro del rango de operación del receptor de AM.

El circuito que se utilizó para llevar a cabo este experimento es el siguiente:

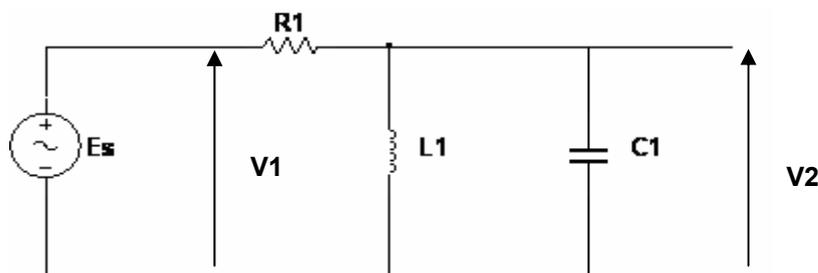


Figura 30. Circuito utilizado para determinar la inductancia de la bobina del primario

Este es un circuito resonante en paralelo, donde E_s corresponde al generador de señales, R_l es una resistencia de 226Ω , L_l es la bobina cuya inductancia queremos calcular y C_l es un condensador que junto con L_l forma el circuito resonante.

En primer lugar, se comprobó que el valor de inductancia proporcionado por el LCR a la frecuencia de 100 kHz es correcto.

Para ello utilizamos la siguiente fórmula, que relaciona la frecuencia de resonancia con los valores de L y C del circuito.

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

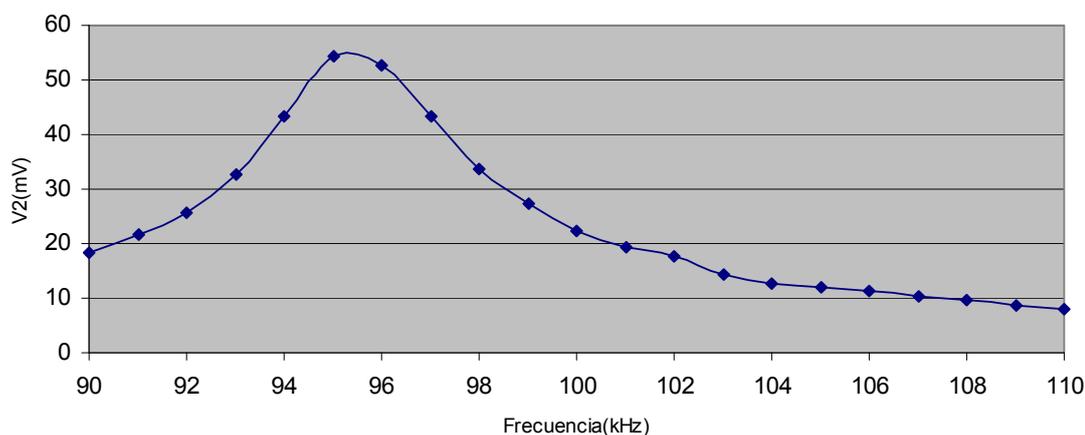
El procedimiento experimental consiste en estimar el valor de L , elegir una capacidad C tal que teóricamente se obtenga una frecuencia de resonancia concreta, y posteriormente comprobar experimentalmente a que frecuencia resuena realmente el circuito para así determinar la L real de la bobina.

Así, tomando el valor de $388 \mu\text{H}$ se debería obtener una frecuencia de resonancia de 100 kHz.

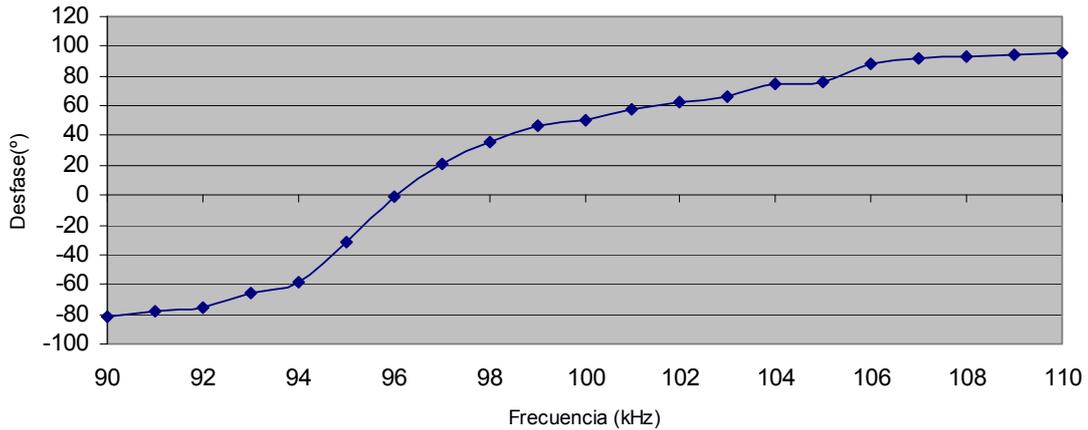
Según la fórmula anterior:

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 388 \mu\text{H} \cdot 100 \text{kHz}^2} = 6,5 \text{nF}$$

Por cuestión de disponibilidad en el laboratorio se tomó para el experimento un condensador de $7,3 \text{nF}$. A continuación se muestran los resultados obtenidos en el experimento (Figura 31):



a)



b)

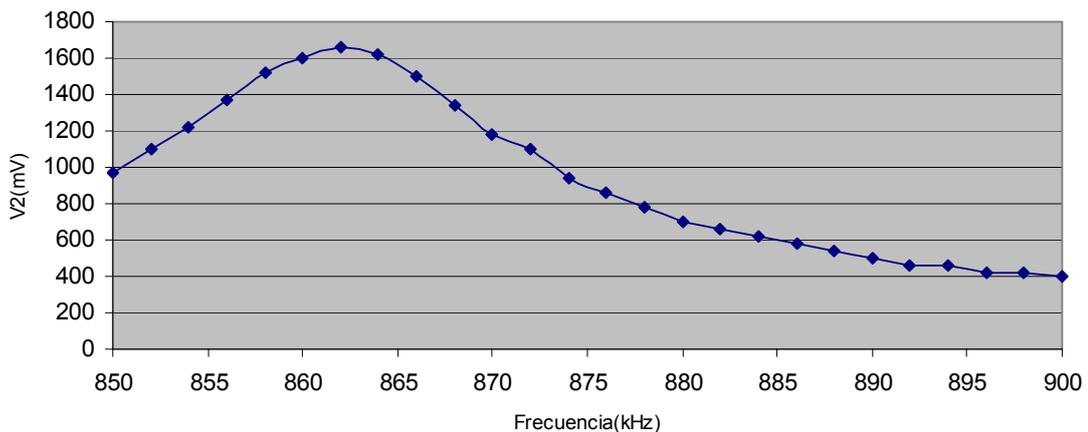
Figura 31. Respuesta en magnitud y fase del circuito tanque de la figura 2, con un valor de C de 7.3 nF . a) Voltaje de salida V_2 frente a la frecuencia. b) Desfase de V_2 con respecto a V_1 frente a la frecuencia.

De los resultados anteriores se extrae que el circuito resuena a una frecuencia de 96 kHz , de donde podemos deducir:

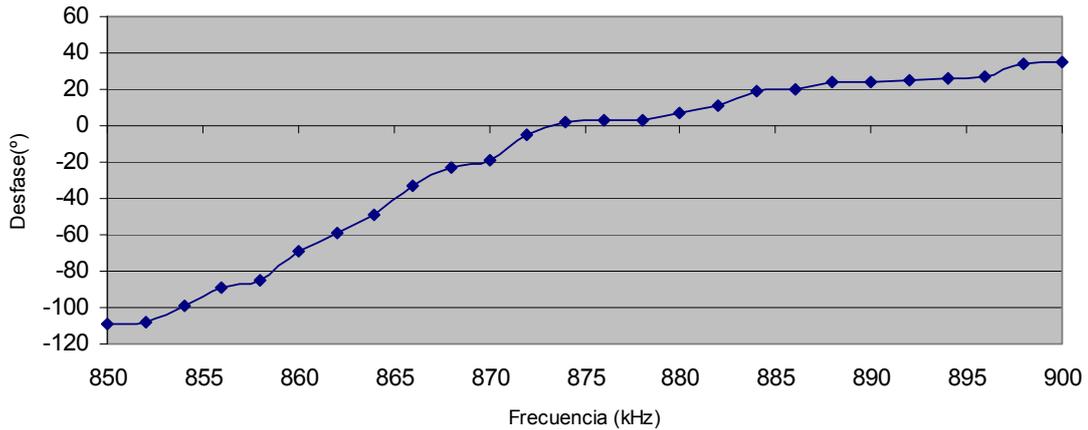
$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 7.3 \text{ nF} \cdot 96 \text{ kHz}^2} = 376 \mu\text{H}$$

Este resultado es muy aproximado a la medición del LCR por lo que podemos considerar que a 100 kHz el resultado del LCR es válido.

Sin embargo, y como se ha comentado anteriormente, sería interesante conocer el comportamiento de la bobina a altas frecuencias, por lo que se ha repetido el experimento anterior, utilizando un valor de C de 72 pF . Los resultados obtenidos se muestran en la Figura 32:



a)



b)

Figura 32. Respuesta en magnitud y fase del circuito tanque de la figura 2, con un valor de C de 72 pF. a) Voltaje de salida V_2 frente a la frecuencia. b) Desfase de V_2 con respecto a V_1 frente a la frecuencia.

En este caso el circuito resuena a una frecuencia de 878kHz, por lo que:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 72 \text{ pF} \cdot 878 \text{ kHz}^2} = 458 \mu\text{H}$$

Podemos comprobar que se ha producido un incremento en la inductancia de la bobina al aumentar la frecuencia.

5.1.2 Cálculo de la inductancia mediante la fórmula de Nagaoka [5]

Se ha realizado una tercera comprobación de la inductancia de la bobina, mediante una herramienta utilizada en el diseño de inductores conocida como la fórmula de Nagaoka.

Esta fórmula permite estimar la inductancia de una bobina circular de una sola capa y núcleo de aire en función de su geometría.

Partiendo del modelo ideal de bobina presentado en la Figura 33, compuesta por una cinta delgada de N espiras separadas por una distancia infinitesimal, la inductancia es la misma que la de una película de corriente y está dada por:

$$L = \frac{0.0395 \cdot a^2 \cdot N^2}{l} \mu\text{H}$$

Para bobinas cortas, de longitud tal que la relación a/l es mayor que 1 es necesario aplicar una corrección a causa de los efectos en los extremos, de forma que:

$$L = K \frac{0.0395 \cdot a^2 \cdot N^2}{l} \mu\text{H}$$

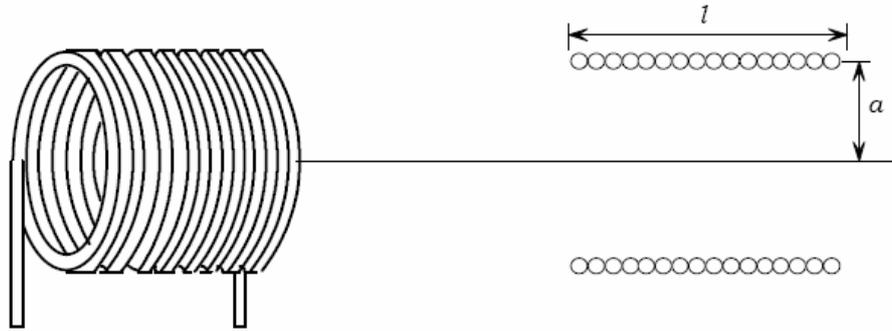


Figura 33. Bobina de una capa con núcleo de aire

El factor K se conoce como constante de Nagaoka y puede obtenerse a partir de la gráfica de la figura 34.

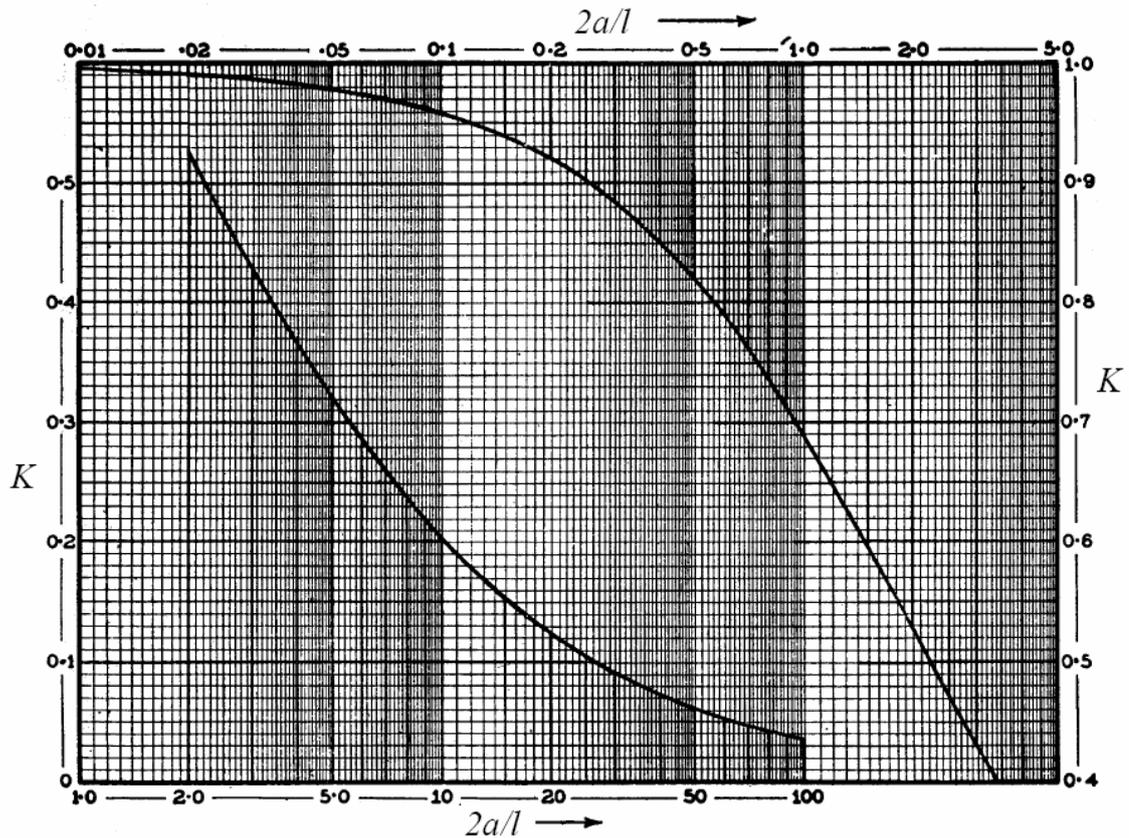


Figura 34. Constante de Nagaoka para distintos valores de $2a/l$ []

En la gráfica anterior las escalas de la izquierda e inferior corresponden a la curva inferior, en tanto a que las escalas derecha y superior corresponden a la curva superior.

La bobina del circuito primario de la que queremos calcular la inductancia está formada por 222 espiras y sus dimensiones son $a=1,35$ cm y $l=7,4$ cm. Como $a/l < 1$ el cálculo de la inductancia se realiza de la siguiente forma:

$$L = \frac{0.0395 \cdot a^2 \cdot N^2}{l} = \frac{0.0395 \cdot 1.35^2 \cdot 222^2}{7.4} = 479 \mu H$$

Hay que hacer notar que las inductancias calculadas por estos métodos son inductancias en régimen de baja frecuencia, es decir, en el rango de frecuencias en que no son apreciables efectos capacitivos en la bobina ni tampoco inductancias parásitas debidas a la longitud de los cables de conexión.

5.1.3 Medida de la inductancia del circuito secundario

Durante la fase de montaje del receptor se midió la inductancia de la bobina que actúa como antena del receptor AM, obteniéndose un valor de 670 μH [1]. Este valor sin embargo no se corresponde con la inductancia real de la bobina, ya que a la hora de realizar el montaje se añadió un núcleo de ferrita con el fin de aumentar su inductancia. Además, se desea comprobar si la inductancia de la bobina no sufre un cambio significativo para las frecuencias de operación del receptor.

Para realizar la medida se utilizaron, como en el caso anterior, dos procedimientos distintos: medición mediante medidor de inductancia LCR y medición experimental mediante la frecuencia de resonancia; no pudiéndose aplicar en este caso la fórmula de Nagaoka por no ser el núcleo de la bobina de aire.

Medición mediante medidor de inductancia LCR [4]

Al realizar la medida mediante el medidor de inductancia LCR a una frecuencia de 100 KHz se obtuvo una inductancia de **815 μH** y una resistencia de **7 Ω** .

Medición experimental

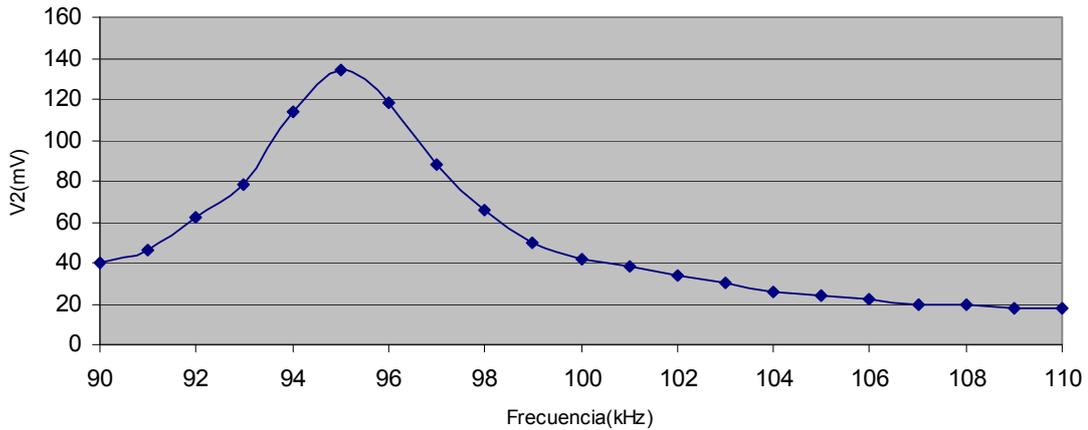
Esta medición se realizó con el osciloscopio TDS 2000 de Tektronix, Beaverton, OR, U.S.A. [7]

Al igual que en el caso anterior, primero comprobaremos si la medición realizada mediante el LCR es correcta.

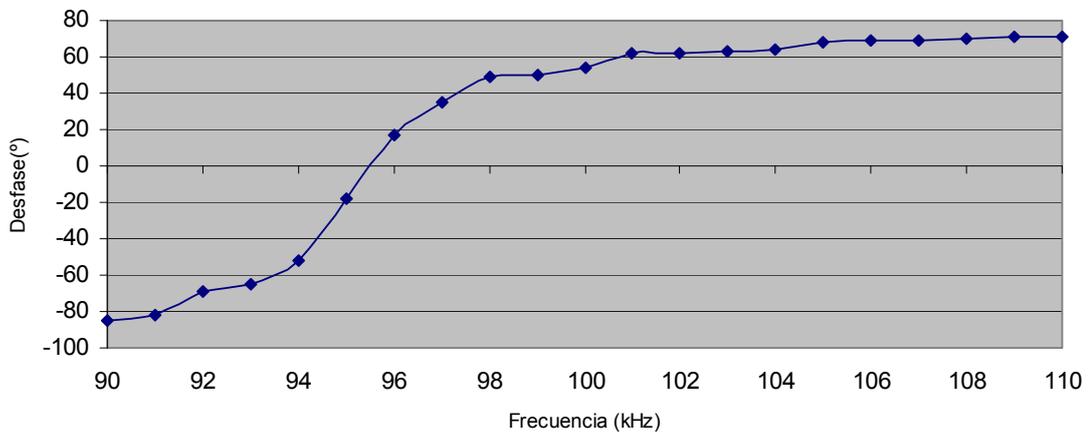
Para ello se supone que la inductancia es de 815 μH y se calcula el valor de C necesario para una frecuencia de resonancia de 100 kHz.

$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 815 \mu\text{H} \cdot 100 \text{kHz}^2} = 3,1 \text{nF}$$

Tratando de aproximar al máximo este valor con el material disponible en el laboratorio se eligió un condensador de 3.4 nF obteniéndose los siguientes resultados (Figura 35):



a)



b)

Figura 35. Respuesta en magnitud y fase del circuito tanque de la figura 2, (donde $L1$ corresponde al devanado secundario) y C tiene un valor de 3.1 nF . a) Voltaje de salida V_2 frente a la frecuencia. b) Desfase de V_2 con respecto a V_1 frente a la frecuencia.

De estos resultados deducimos que la frecuencia de resonancia se sitúa en los 95 kHz por lo que el valor de la inductancia es de:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 3.4 \text{ nF} \cdot 95 \text{ kHz}^2} = 825 \mu\text{H}$$

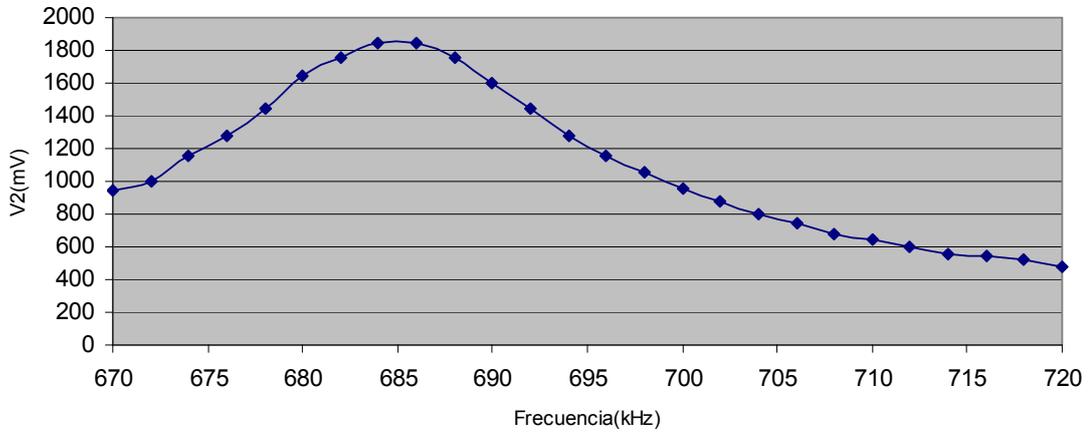
Lo cuál es un valor muy aproximado al medido con el LCR.

Se comprobó también si este valor de inductancia se mantenía para altas frecuencias. Para ello, se estima que el valor de inductancia es el aportado por el LCR, y se calcula la capacitancia necesaria para que el circuito resuene a 1MHz.

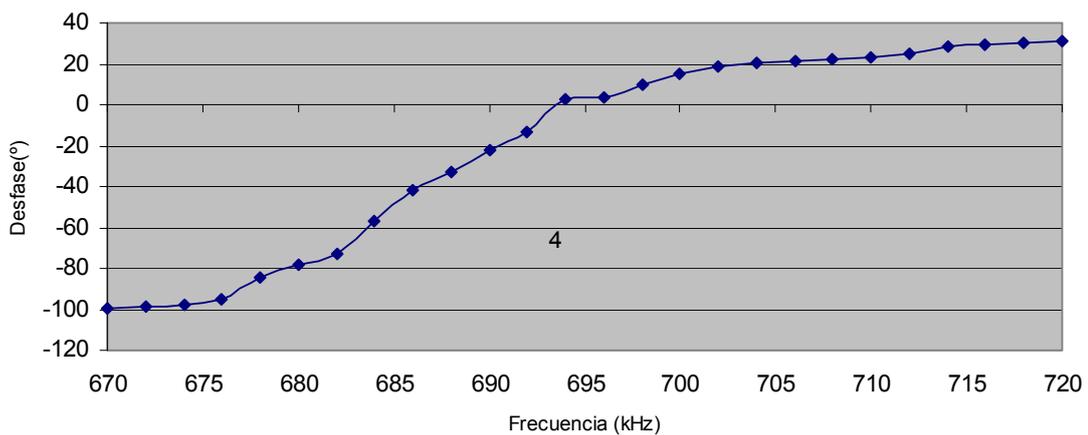
$$C = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot L \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 815 \mu\text{H} \cdot 1 \text{ MHz}^2} = 31 \text{ pF}$$

El condensador elegido para realizar el experimento tiene una capacitancia real de 43 pF.

Los resultados obtenidos de este experimento son los siguientes (Figura 36):



a)



b)

Figura 36. Respuesta en magnitud y fase del circuito tanque de la figura 2, (donde $L1$ corresponde al devanado secundario) y C tiene un valor de 43 pF. a) Voltaje de salida V_2 frente a la frecuencia. b) Desfase de V_2 con respecto a V_1 frente a la frecuencia.

Se comprueba que el circuito resuena a una frecuencia de 695 kHz, por lo que la inductancia real de la bobina a esta frecuencia es de:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot C \cdot f_r^2} = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 43 \text{ pF} \cdot 695 \text{ kHz}^2} = 848 \mu\text{H}$$

Se comprueba que en este caso también se produce un ligero aumento de la inductancia a altas frecuencias. En la Figura 37 se da una tabla comparativa.

	LCR F=100KHz	Medición experimental	
		Frecuencia ~100 KHz	Alta frecuencia ~1000 KHz
Devanado primario	388 μ H	376 μ H	458 μ H
Devanado secundario	815 μ H	825 μ H	848 μ H

Figura 37. Cuadro resumen de las mediciones de inductancia del devanado primario y secundario

5.1.4 Medida de la inductancia mutua M y del coeficiente de acoplamiento k del transformador

A fin de caracterizar el comportamiento del transformador utilizado para inducir una señal RF en el receptor AM a estudiar, se ha realizado una medida del coeficiente de acoplamiento k y de la inductancia mutua M , existente entre ambas bobinas.

Para ello se utilizó el siguiente dispositivo experimental:

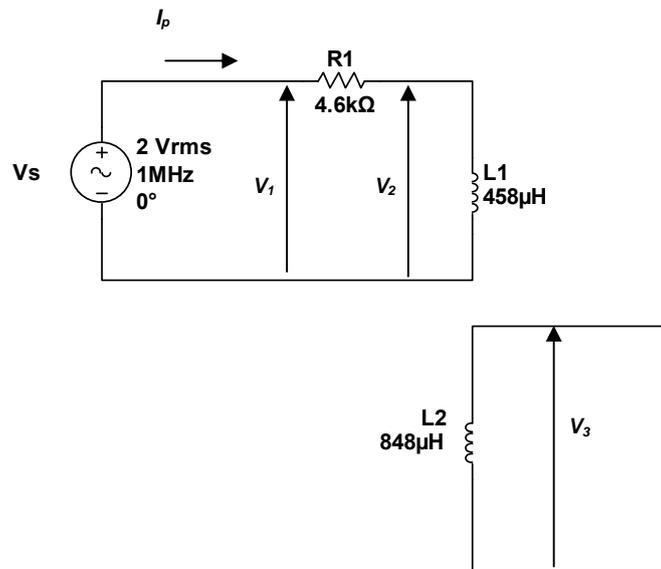


Figura 38. Esquema del circuito utilizado para medida de la inductancia mutua y coeficiente de acoplamiento

En el circuito anterior L_1 corresponde al devanado primario y L_2 corresponde al devanado secundario (la antena del receptor).

En la siguiente figura se presentan los voltajes obtenidos.

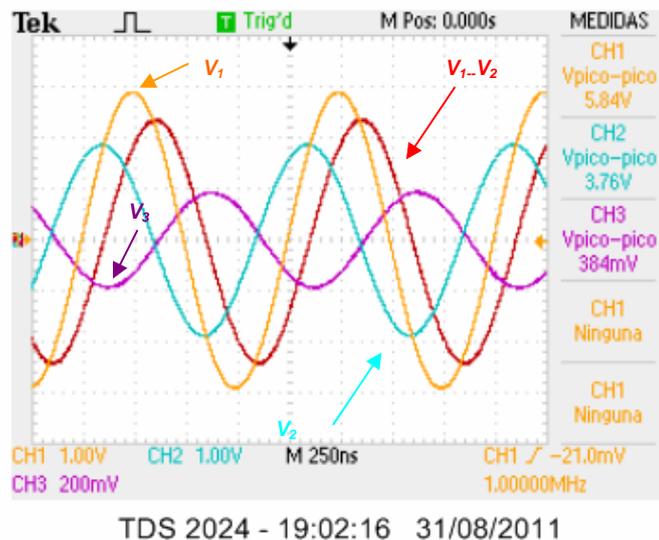


Figura 39. Voltajes obtenidos al implementar el circuito de la figura 38

Para realizar la medida de la inductancia mutua M se utilizó la siguiente fórmula:

$$E_s = -j\omega MI_p$$

En este caso E_s corresponde al voltaje inducido por el primario en el secundario, es decir, a V_3 .

Para calcular el fasor corriente I_p utilizamos la fórmula:

$$I_p = \frac{(V_1 - V_2)_{\max} \sqrt{\phi_{12}}}{R_1}$$

Para la medida realizada tenemos que:

$$V_1 = \frac{5,84}{2} = 2,92 \text{ V}$$

$$(V_2 - V_1)_{\max} = 2,28 \text{ V}$$

$$V_2 = \frac{3,76}{2} = 1,88 \text{ V}$$

$$\Phi_{21} = \frac{104 \text{ ns} \cdot 360^\circ}{1 \mu\text{s}} = -37,44^\circ$$

Sustituyendo los valores obtenidos en la medida tenemos:

$$I_p = \frac{2,28 \text{ V} \sqrt{37,44^\circ}}{4,6 \text{ k}\Omega} = 496 \sqrt{-37,44^\circ} \mu\text{A}$$

A continuación se calcula el fasor voltaje V_3 :

$$V_3 = \frac{384 \text{ mV}}{2} = 192 \text{ mV}$$

$$\Phi_{31} = \frac{376 \text{ ns} \cdot 360^\circ}{1 \mu\text{s}} = -135,36^\circ$$

Tomando estos valores:

$$-j\omega M = \frac{V_3}{I_p} = \frac{192 \sqrt{-135,36^\circ} \text{ mV}}{496 \sqrt{-37,44^\circ} \mu\text{A}} = 387 \sqrt{-97,92^\circ}$$

$$\Rightarrow M = \frac{387 \sqrt{97,92^\circ}}{-j\omega} = \frac{387 \sqrt{-97,92^\circ}}{2 \cdot \pi \cdot 10^6 \sqrt{-90^\circ}} = 6,16 \cdot 10^{-5} \sqrt{-7,92^\circ}$$

A partir del valor de la inductancia mutua podemos obtener también el coeficiente de acoplamiento k de la siguiente forma:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{6,16 \cdot 10^{-5} \sqrt{-7,92^\circ}}{\sqrt{458 \mu\text{H} \cdot 848 \mu\text{H}}} = 0,0988 \sqrt{-7,92^\circ}$$

Se comprueba que el coeficiente de acoplamiento entre ambas inductancias es pequeño ya que las bobinas están relativamente separadas y sobre un núcleo de aire, el cuál tiene una permeabilidad magnética pequeña. Tanto M como k deben ser reales pero

el resultado de la medición tiene algún pequeño error que origina el valor del ángulo de fase -7.92° .

6 Medición experimental de la selectividad

Una parte importante de este proyecto consiste en la medición experimental de la selectividad y rango de sintonía del receptor.

En el diseño del receptor el estudio de estos parámetros se realizó únicamente de forma teórica y mediante simulaciones (ver [1]).

Para estudiar la selectividad debemos centrarnos en el circuito sintonizado formado por la antena y el condensador variable del receptor. En el diseño del circuito los valores de estos elementos se tomaron como $670\ \mu\text{H}$ para la bobina que constituye la antena y un rango de 15 a $180\ \text{pF}$ para el condensador variable. Con estos valores se calculó que las frecuencias a las que podía resonar el circuito iban desde los $458\ \text{kHz}$ hasta los $1,59\ \text{MHz}$. Sin embargo, una vez construido el circuito se comprobó que las emisoras que se podía escuchar llegaban a una frecuencia de portadora máxima de $1134\ \text{kHz}$.

6.1 Dispositivo experimental para la medida de la selectividad

El dispositivo experimental que se ha utilizado para realizar el estudio de la selectividad del circuito sintonizado es el siguiente:

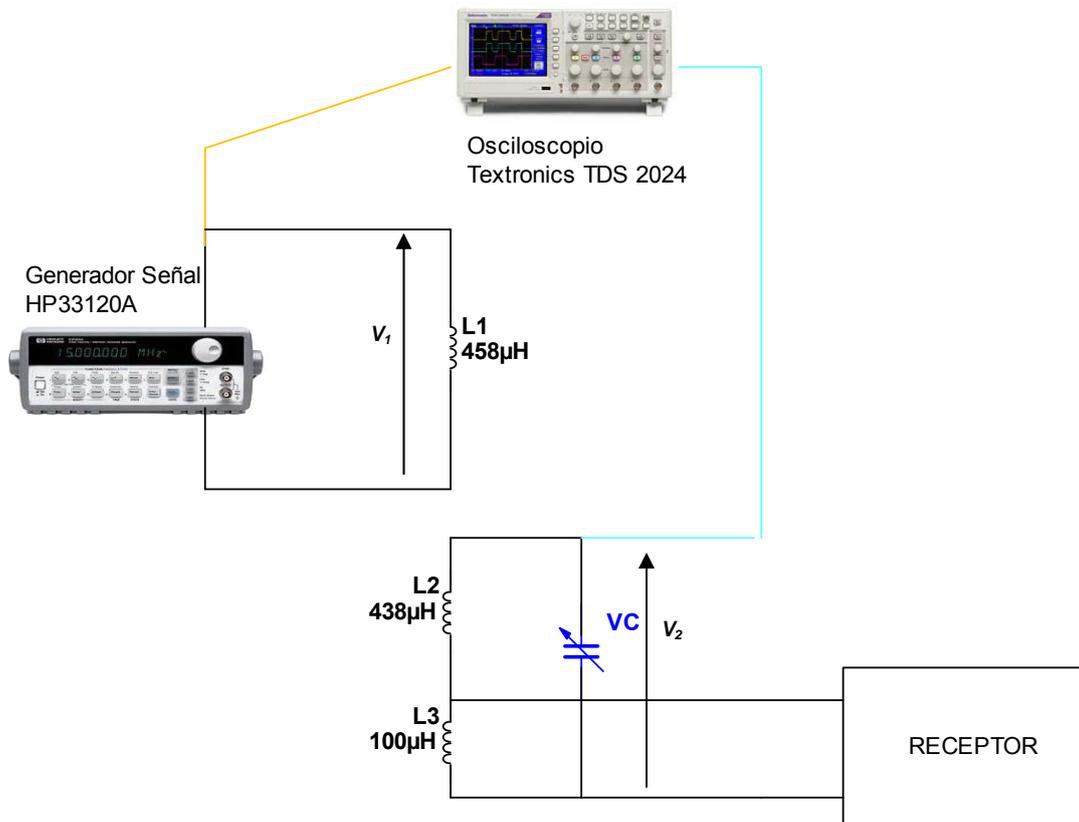


Figura 40. Dispositivo experimental para la medida de la selectividad

Disponemos de un generador de señal modelo HP 33120A conectado a una bobina de 458 μH que utilizaremos para inducir la señal del generador en la antena del circuito (para ver disposición consultar el apartado 4). Esta antena está formada por una bobina que presenta, como ya se ha medido en el apartado 5.1.3, una inductancia de 848 μH . El hecho de que no coincida este valor con la suma de L_2 y L_3 es debido a que estas bobinas por estar sobre el mismo núcleo de ferrita están fuertemente acopladas y $848 \mu\text{H} = L_1 + L_2 + 2M$, siendo M la inductancia mutua entre L_1 y L_2 . El condensador variable que junto con la antena forma el circuito LC sintonizador tiene un rango de capacidad que va desde los 15 pF hasta los 184 pF, según la medición realizada mediante el LCR.

Tomando como referencia estos valores de los componentes tendríamos que la frecuencia mínima de resonancia del circuito sintonizado, que corresponde a la máxima capacidad del condensador variable, sería:

$$f_{\min} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{848 \mu\text{H} \cdot 184 \text{pF}}} = 402.91 \text{ kHz}$$

La frecuencia máxima correspondería a la mínima capacidad del condensador, es decir 15 pF, es decir:

$$f_{\max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{848 \mu\text{H} \cdot 15 \text{pF}}} = 1.411 \text{ MHz}$$

6.2 Resultados de la medida experimental de la selectividad

Una vez implementado el circuito de la Figura 40 se llevó a cabo un estudio de la ganancia del circuito para el rango de frecuencias desde los 100 kHz hasta los 1500 kHz tomando mediciones cada 50 kHz. Los resultados se presentan en la siguiente gráfica (Figura 41):

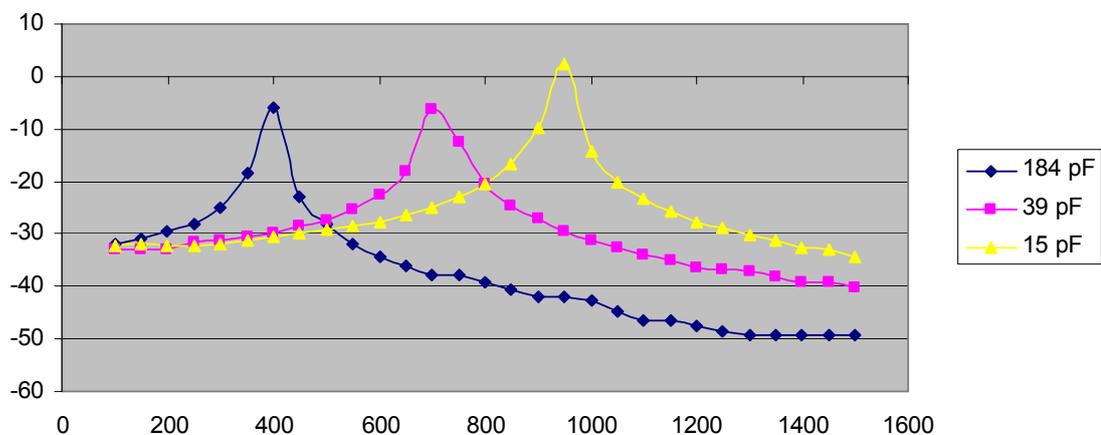


Figura 41. Resultados de ganancia para en el rango de 100 a 1500 kHz para tres valores diferentes del condensador variable

Se comprueba que la frecuencia de resonancia inferior se sitúa en los 392 kHz y la frecuencia de resonancia superior se sitúa en los 946 kHz.

Se aprecia que los resultados obtenidos presentan una diferencia considerable con los resultados teóricos, sobre todo en la frecuencia de resonancia superior. Asimismo, la audición de las emisoras que es capaz de sintonizar el receptor revela que la máxima frecuencia de resonancia se sitúa en torno a los 1134 kHz, frecuencia de la portadora a la que emite la cadena COPE.

Esta disparidad de resultados se debe al efecto de la capacitancia añadida por la sonda del osciloscopio sobre el circuito sintonizado. Según las especificaciones incluidas en el manual del osciloscopio Textronics TDS 2024, la sonda P2200 presenta una capacitancia de entre 80 y 110 pF, si se utiliza en posición 1X y de entre 14.5 y 17.5 pF si se utiliza en posición 10X.

Para obtener los resultados anteriores se utilizó la sonda en posición 10X por lo que el circuito real sobre el que se está realizando la medición es el siguiente (Figura 42):

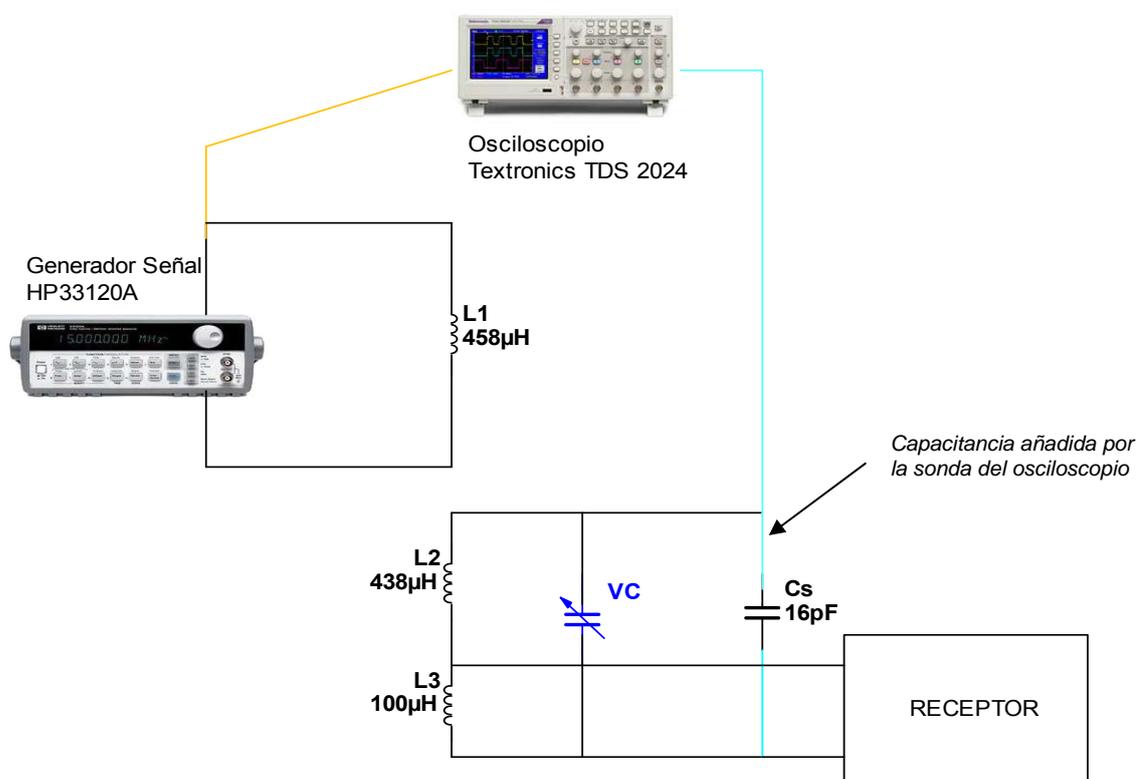


Figura 42. Dispositivo experimental para la medida de la selectividad teniendo en cuenta la capacitancia añadida por la sonda del osciloscopio

Esta capacitancia en paralelo con el condensador variable varía el efecto de este, haciendo que cambie la frecuencia de resonancia del circuito.

Así, para un valor del condensador variable de 184 pF tenemos que:

$$C_{eq} = 184 \text{ pF} // 16 \text{ pF} = 200 \text{ pF}$$

Por lo que la frecuencia de resonancia será de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 386\text{kHz}$$

Lo que es un valor bastante aproximado al resultado de las mediciones.

Por otro lado, para un valor del condensador variable de 15 pF tenemos que:

$$C_{eq} = 15 \text{ pF} // 16 \text{ pF} = 31 \text{ pF}$$

Por lo que la frecuencia de resonancia teórica es de:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 981\text{kHz}$$

En este caso el resultado teórico es más alejado del resultado medido, ya que al ser la capacitancia más pequeña el error relativo cometido es mayor.

En todo caso se comprueba que la diferencia entre el rango de sintonía teórico y medido del circuito se debe a la capacitancia añadida de la sonda del osciloscopio, cuyo efecto es más apreciable en la frecuencia de resonancia superior.

Como en el laboratorio no se dispone de sondas con una capacitancia menor que alteren en menor medida el circuito sintonizado, las mediciones que se presentan a continuación suponen únicamente una estimación del funcionamiento real del circuito.

En primer lugar se ha realizado un estudio más detallado de la resonancia cuando el condensador variable se ajusta a 184 pF.

Como se puede apreciar en la Figura 43 la resonancia se sitúa a una frecuencia de 392 kHz, donde la ganancia del circuito es de 8,81 dB. Las frecuencias de corte inferior y superior se sitúan en 390 y 393,5 kHz respectivamente lo que confiere al circuito un ancho de banda de 3,5 kHz. Tomando en cuenta estos datos la Q del circuito se calcula como:

$$Q = \frac{f_r}{BW} = 112$$

En cuanto a la fase se comprueba que se produce una evolución que va desde -138° a -2° tomando a la frecuencia de resonancia un valor de -90°.

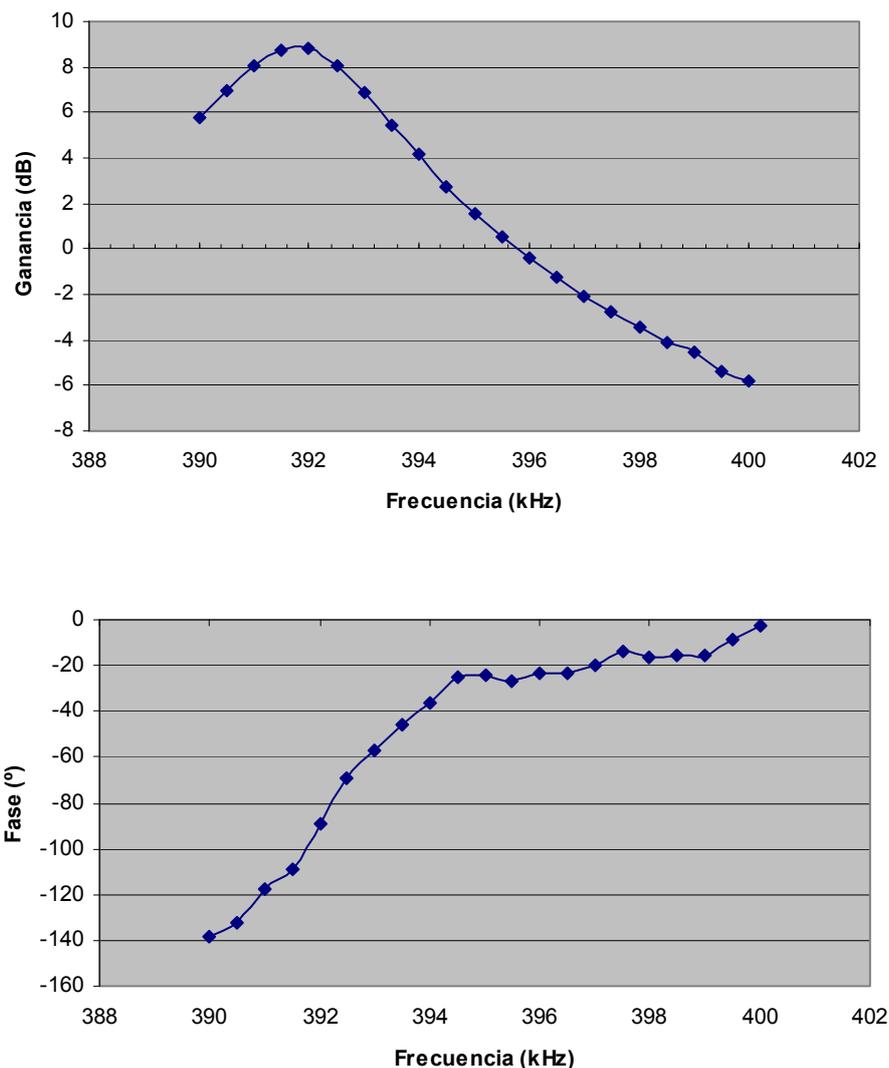


Figura 43. Ganancia y fase del circuito sintonizador para un valor del condensador variable de 184 pF

En la Figura 44 se presentan los resultados de un estudio en frecuencia centrado en la zona de resonancia para la frecuencia de resonancia superior, que corresponde a un valor del condensador variable de 15 pF.

Se comprueba que la frecuencia de resonancia se alcanza a 946 kHz con una ganancia de 4.38 dB. Las frecuencias de corte superior e inferior se sitúan a 938 y 952 kHz respectivamente por lo que el ancho de banda del circuito es de 14 kHz. La Q del circuito es por tanto de 67.

La fase evoluciona de -149 a -55° siendo en el punto de resonancia de -94°.

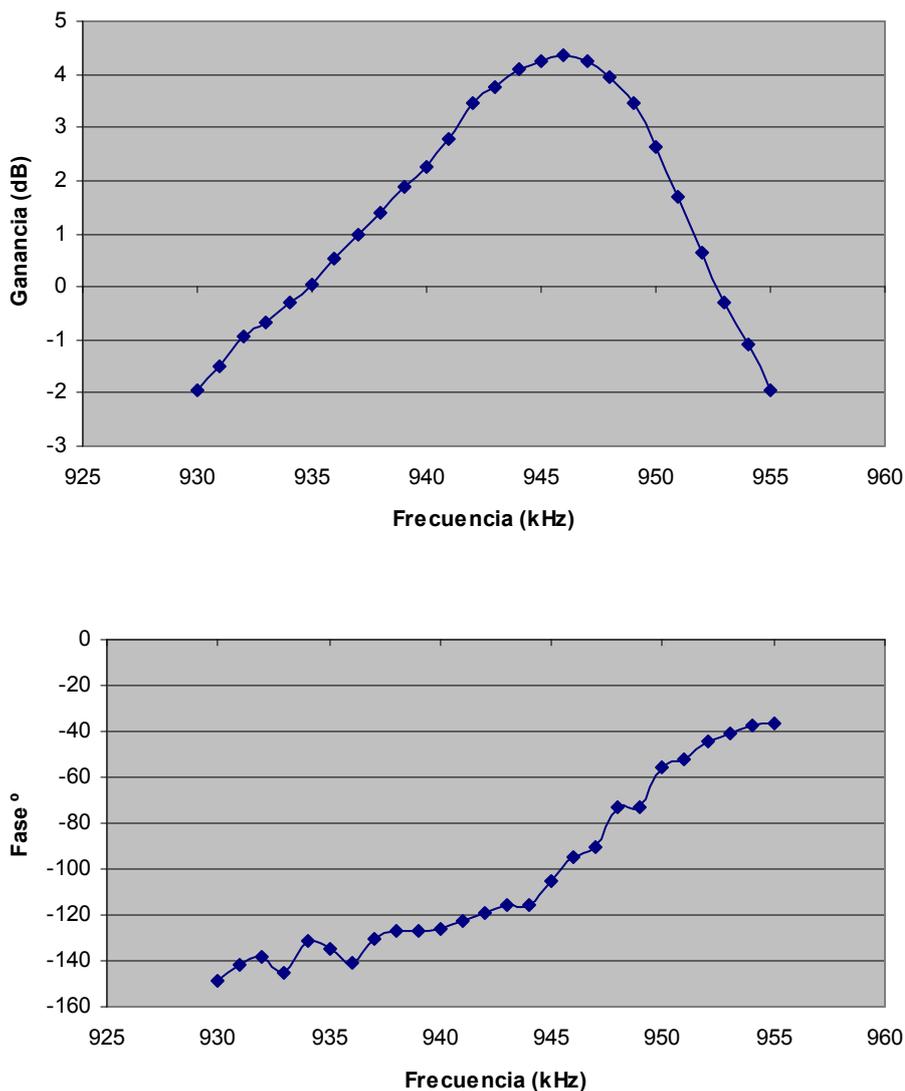


Figura 44. Ganancia y fase del circuito sintonizador para un valor del condensador variable de 15 pF

Por último se ha realizado un estudio en frecuencia con el circuito sintonizado a una frecuencia intermedia. Para ello se ha ajustado el condensador variable a 39 pF obteniéndose los resultados que se presentan en la Figura 45.

Para este valor del condensador variable la frecuencia de resonancia se sitúa en los 719 kHz, donde la ganancia del circuito es de 6,31 dB. Las frecuencias de corte inferior y superior se sitúan en 715 y 723 kHz respectivamente lo que confiere al circuito un ancho de banda de 8 kHz. La Q del circuito en este caso es de 89.

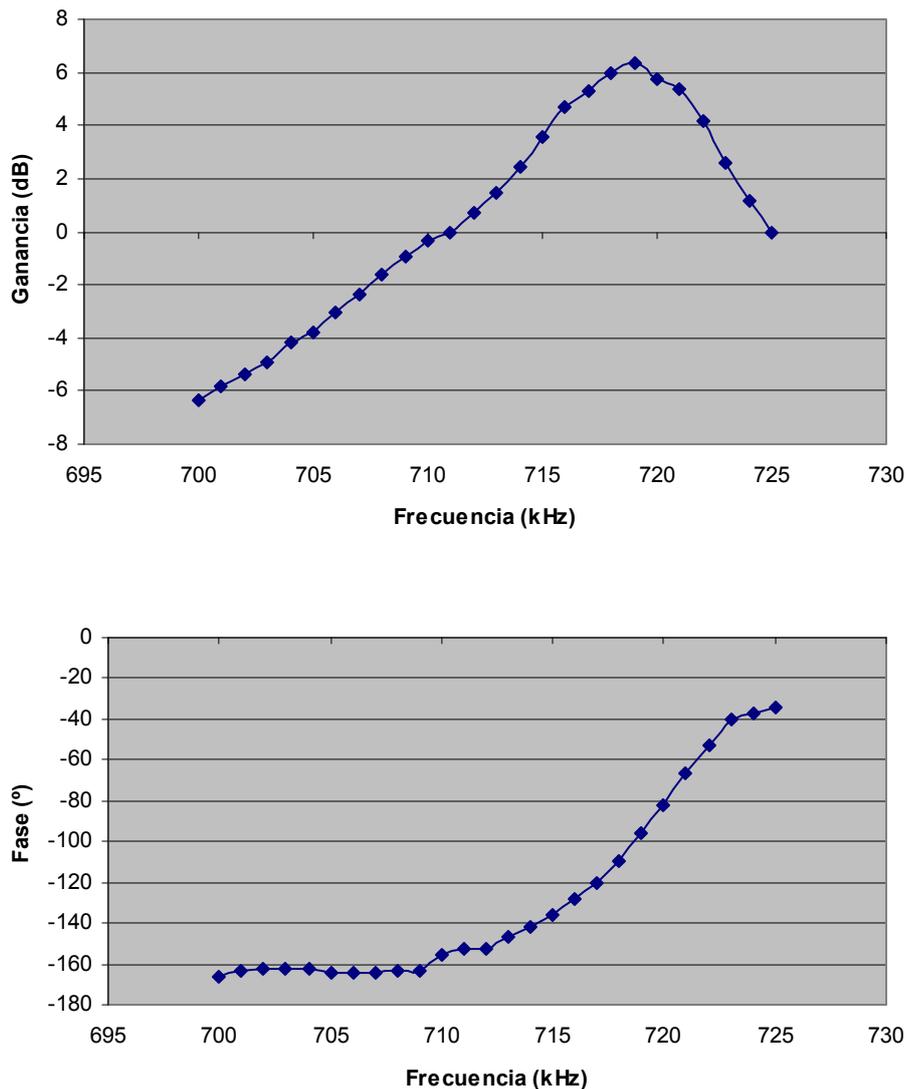


Figura 45. Ganancia y fase del circuito sintonizador para un valor del condensador variable de 39 pF

En el siguiente cuadro (Figura 46) se resumen los resultados anteriores:

Valor del condensador (pF)	Frecuencia de resonancia (kHz)	Ganancia en resonancia (dB)	Frecuencias de corte (kHz)		Ancho de banda (kHz)	Q
			Inferior	Superior		
184	392	8,81	390	393,5	3,5	112
39	719	6,31	715	723	8	89
15	946	4,38	938	952	14	67

Figura 46. Cuadro resumen de la medición de la selectividad del receptor con tres valores diferentes del condensador variable

7 Medida de la sensibilidad del receptor

Otra característica importante del receptor es la sensibilidad. La sensibilidad del receptor es el menor nivel de tensión de entrada, que puede ser recibido, obteniendo una señal de salida aceptable. Estará directamente ligada con la ganancia total del receptor y con el ruido que introduzcan los distintos componentes del circuito.

7.1 Medición del ruido introducido por el receptor [6]

El primer paso para la medición de la sensibilidad es la medición del ruido del receptor. El ruido consta de variaciones de señal aleatoria captada por el receptor o causada por agitación térmica y otros estados dentro de la circuitería del receptor.

El ruido externo no se logra controlar, sin embargo el ruido con el que contribuye el receptor sí es posible controlarlo y de hecho durante el diseño del mismo se hace todo el esfuerzo posible para disminuir el ruido generado de manera interna.

Para obtener un valor del ruido de fondo que presenta el receptor (incluyendo el ruido electromagnético) se ha sintonizado el receptor a una frecuencia de 566 kHz, en la que no se recibe ninguna emisora; ajustando el condensador variable a una capacitancia de 76 pF. Se ha comprobado que la alimentación del receptor está conectada y el control de volumen al máximo.

Posteriormente se ha utilizado el osciloscopio analógico OD-4625, conectando las sondas de los canales A y B de la siguiente forma (Figura 47):

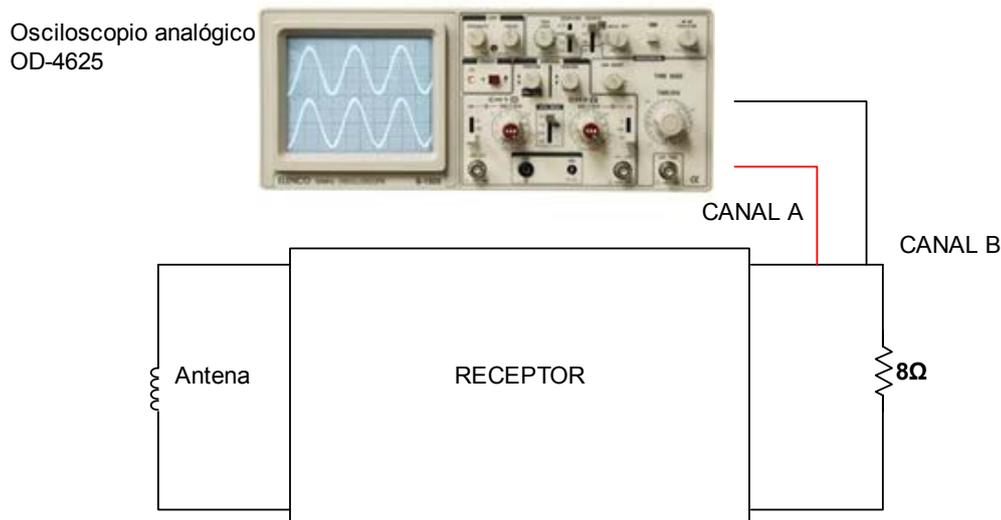


Figura 47. Dispositivo experimental utilizado para la medición del ruido de fondo

Para cuantificar el nivel de ruido se ha seguido el procedimiento incluido en el libro “Electrónica Aplicada a los Sistemas de Comunicaciones” [6]. Este procedimiento propone colocar la entrada de los canales A y B en modo de acoplamiento AC.

Posteriormente, asegurándose de que ambos canales presentan la misma sensibilidad, ajustar ambos canales para discernir correctamente la señal de ruido. Una vez ajustado, pegar las forma de onda de modo que los picos superiores e inferiores de cada señal se toquen sin mostrar espacios en blanco. Por último, se cambia el modo de acoplamiento a GND y se mide la separación entre ambas líneas horizontales. Se multiplica la separación por la sensibilidad utilizada y el valor resultante dividido entre 2 corresponde al V_{rms} de ruido.

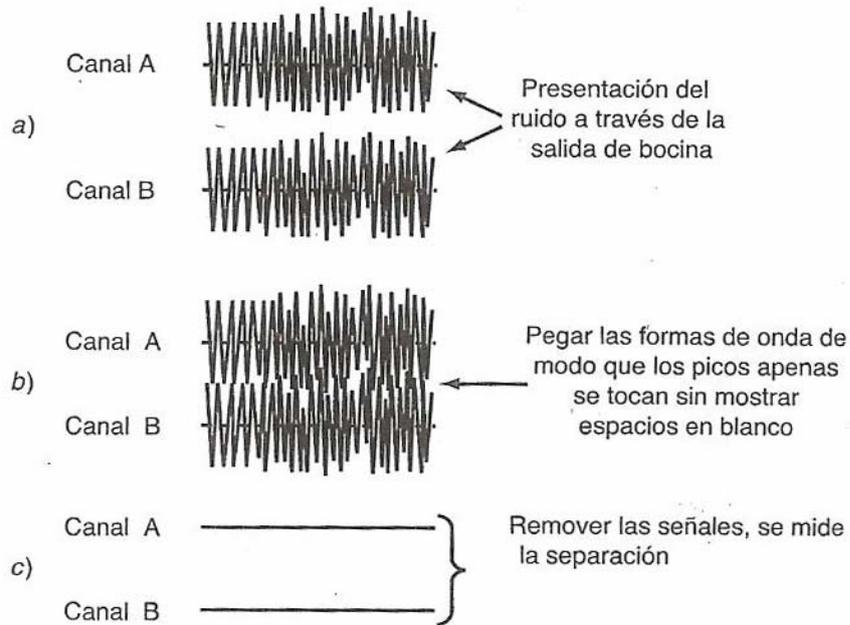


Figura 48. Procedimiento de medida del ruido de fondo

En la medición realizada el resultado obtenido es el siguiente:

$$V_{rms,ruido} = \frac{4,2 \text{ divisiones} \cdot 5 \text{ mV} / \text{division}}{2} = 10,5 \text{ mV}$$

7.2 Medición de la sensibilidad

Para medir la sensibilidad del receptor necesitaremos conocer el nivel mínimo de la señal de entrada necesario para obtener en el altavoz (o la resistencia de 8Ω utilizada para simularlo) un voltaje de salida que se sitúe 30 dB por encima del ruido de fondo del receptor.

El dispositivo experimental utilizado para dicho fin es el siguiente:

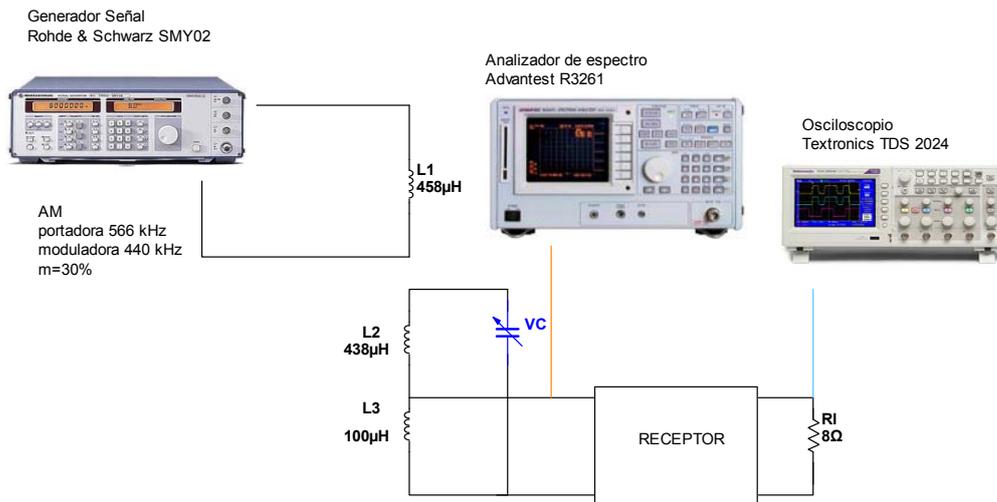


Figura 49. Dispositivo experimental utilizado para la medición de la sensibilidad

Con el condensador variable ajustado a 76 pF se ha aplicado a la bobina emisora una señal modulada AM con una frecuencia moduladora de 440 Hz sobre una frecuencia portadora de 566 kHz con un índice de modulación del 30% desde el generador de señal Rohde & Schwarz SMY02.

A la entrada del detector se ha conectado una sonda del analizador de espectro ADVANTEST R3261C.

Por otro lado, se ha conectado una sonda del osciloscopio Tektronics TDS2024 a la salida del receptor, es decir, en la resistencia de 8 Ω que simula el altavoz.

Cuando la señal de salida se sitúa 30 dB por encima del nivel de ruido tenemos que:

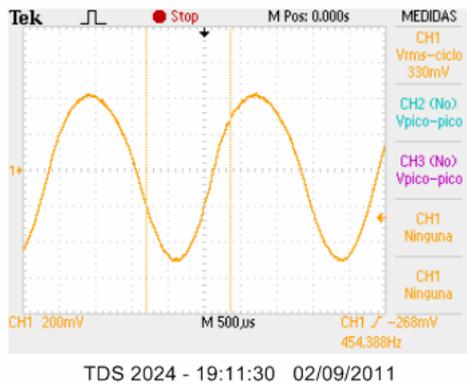
$$30 \text{ dB} = 20 \log \frac{V_{\text{salida}}}{V_{\text{ruido}}} = 20 \log \frac{V_{\text{salida}}}{10,5 \text{ mV}}$$

Por lo que,

$$V_{\text{salida}} = 10^{1,5} \cdot 10,5 \text{ mV} = 332 \text{ mV}$$

Por lo tanto el procedimiento que se ha seguido para determinar la sensibilidad del receptor ha sido reducir el voltaje aplicado desde el generador de señal hasta el punto en el que el V_{rms} medido en la resistencia de 8 Ω fuera de 332 mV.

Una vez alcanzado este punto obtenemos los resultados presentados en la siguiente figura (Figura 50):



TDS 2024 - 19:11:30 02/09/2011

a)



b)

Figura 50. Medidas de sensibilidad con el receptor sintonizado a 566 kHz a) Voltaje medido sobre la resistencia de 8Ω b) Espectro de la señal a la entrada del detector para una salida en el altavoz de 30 dB sobre el nivel de ruido de fondo

De éstos resultados se desprende que la sensibilidad del receptor para una relación de señal/ruido de 30 dB es de **3,871 mV**.

Con tal de contrastar este resultado se ha repetido la misma medida ajustando el condensador variable a 184 pF. En esta situación la frecuencia sintonizada es de 398 kHz. Se ha comprobado que a esta frecuencia no se sintoniza ninguna emisora y se ha realizado la medición de ruido de fondo siguiendo el procedimiento del apartado 7.1 obteniendo el mismo resultado, es decir, un valor de ruido de fondo de $10,5 V_{rms}$.

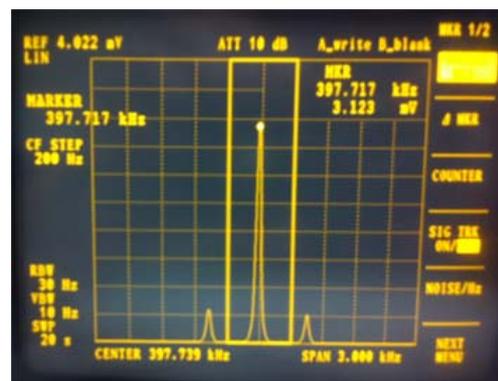
A continuación se ha variado la frecuencia de portadora del generador de señal a 398 kHz manteniendo la frecuencia moduladora a 440 Hz y el índice de modulación al 30%. Se ha aplicado esta señal a la bobina emisora y se ha reducido el nivel de la portadora en el generador hasta el punto en el que la salida sobre la resistencia de 8Ω es de 332 mV_{rms} .

Una vez alcanzado este punto los resultados son los siguientes (Figura 51):



TDS 2024 - 19:55:12 02/09/2011

a)



b)

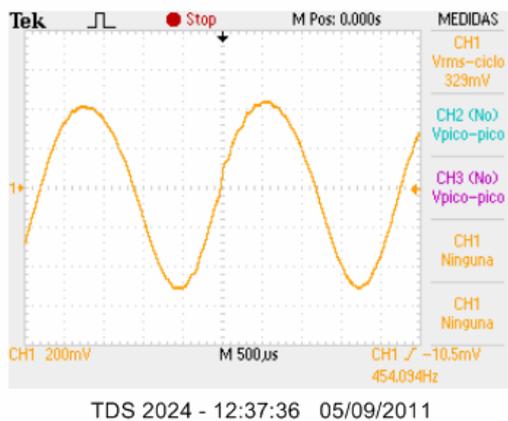
Figura 51. Medidas de sensibilidad con el receptor sintonizado a 398 kHz a) Voltaje medido sobre la resistencia de 8Ω b) Espectro de la señal a la entrada del detector para una salida en el altavoz de 30 dB sobre el nivel de ruido de fondo

En este caso, la sensibilidad del receptor para una relación de señal/ruido de 30 dB es de **3,123 mV**.

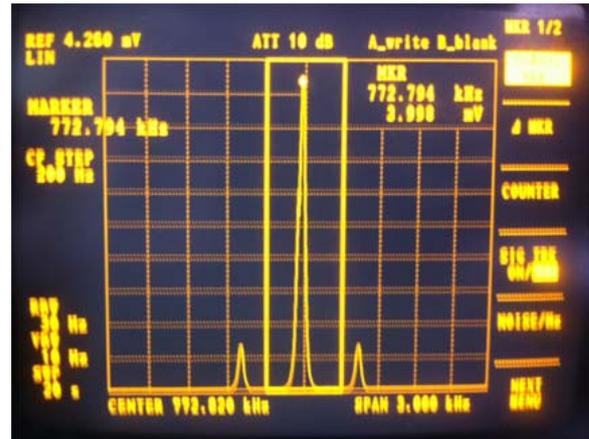
Por último se ha repetido el experimento para una frecuencia de portadora de 773 kHz, que es la frecuencia de resonancia del circuito sintonizado cuando el condensador variable se ajusta a 45 pF. Se ha comprobado que en dicha configuración el receptor no capta ninguna emisora y el ruido de fondo es similar al de los casos anteriores.

La señal generada consiste en una portadora de 773 kHz modulada por una señal de 440 Hz con un índice de modulación al 30 %.

Los resultados se presentan en la Figura 52.



a)



b)

Figura 52. Medidas de sensibilidad con el receptor sintonizado a 773 kHz a) Voltaje medido sobre la resistencia de 8 Ω b) Espectro de la señal a la entrada del detector para una salida en el altavoz de 30 dB sobre el nivel de ruido de fondo

En este caso, la sensibilidad del receptor para una relación de señal/ruido de 30 dB es de **3,998 mV**.

8 Conclusiones

Se han conseguido los objetivos de este PFC que son la medición de la selectividad del receptor de AM simplificado a 3 frecuencias dentro del rango de la AM de radiodifusión y la sensibilidad a una sola frecuencia. Los resultados obtenidos son:

Selectividad

a 398KHz	3.5 KHz
a 719KHz	8.0 KHz
a 946KHz	14 KHz

Sensibilidad de 30B:

a 398KHz	3,121 mV
a 566KHz	3,871 mV
a 773 KHz	3,998 mV

Los resultados de selectividad están de acuerdo con la tendencia de incrementarse con el aumento de la frecuencia de sintonía o resonancia y este es un inconveniente de los circuitos de detección que no son superheterodinos. La razón de tal variación es la variación de la inductancia de la bobina al cambiar la frecuencia dentro del rango de radiofrecuencia de la AM por el efecto pelicular. Así mismo la resistencia de la bobina de sintonía cambia con la frecuencia de la radiofrecuencia por el mismo efecto y ambos cambios producen el efecto señalado. El efecto sobre la audición de las emisoras es de un empeoramiento al incrementarse la anchura de banda por captarse más ruido y poder sintonizar emisoras lejanas (fuera del control de las regulaciones nacionales del espectro radioeléctrico) que caigan en la banda de guarda entre canales.

La medida de la sensibilidad para un nivel de 30 dB sobre el nivel de ruido de fondo del receptor se sitúa entre 3 y 4 mV. Dado que la sensibilidad para este nivel en un receptor considerado como “aceptable” ronda los 400 μ V no se puede afirmar que la sensibilidad del receptor sea buena. Hay que tener en cuenta, sin embargo, que la medición realizada es únicamente una estimación ya que no se dispone de una cámara libre de interferencias electromagnéticas que permita evaluar correctamente el ruido de fondo del receptor y realizar una medición más precisa.

A lo largo del PFC se han hecho abundantes medidas sobre el transformador de acoplo de señal del generador de AM y no ha habido tiempo para realizar simulaciones de la selectividad por la complejidad de un transformador que en el secundario tiene toma intermedia para adaptar la impedancia de antena a la de entrada del transistor detector cargado con las etapas subsiguientes. Realizar tal simulación sería muy conveniente para redondear el estudio y comprender bien el funcionamiento de la medida de selectividad. Se propone como línea futura tal simulación.

9 Anexo 1 – Tablas

9.1 Estudio rango de sintonía

Frecuencia (kHz)	Ganancia (dB)		
	184 pF	39 pF	15 pF
100	-31.92	-32.82	-32.29
150	-30.90	-32.88	-32.10
200	-29.57	-32.94	-32.16
250	-28.24	-31.45	-32.16
300	-24.93	-31.39	-31.98
350	-18.56	-30.64	-31.07
400	-5.96	-29.85	-30.44
450	-22.80	-28.46	-29.85
500	-28.26	-27.26	-29.30
550	-31.86	-25.33	-28.58
600	-34.28	-22.50	-27.66
650	-35.99	-17.93	-26.33
700	-37.88	-6.33	-24.95
750	-37.88	-12.47	-22.97
800	-39.14	-20.62	-20.49
850	-40.62	-24.64	-16.54
900	-42.01	-26.97	-9.79
950	-42.01	-29.42	2.53
1000	-42.80	-31.41	-14.28
1050	-44.90	-32.60	-20.30
1100	-46.64	-33.98	-23.40
1150	-46.64	-34.93	-25.84
1200	-47.66	-36.38	-27.66
1250	-48.42	-36.78	-28.91
1300	-49.25	-37.21	-30.36

Frecuencia (kHz)	Ganancia (dB)		
	184 pF	39 pF	15 pF
1400	-49.25	-39.14	-32.60
1450	-49.25	-39.14	-33.12
1500	-49.25	-40.30	-34.28

Tabla 1. Valores de ganancia del circuito mostrado en la fig. 42 para el rango de frecuencias de 100 kHz a 1500 kHz, con tres valores distintos del condensador variable

9.2 Estudio selectividad

Valor del Condensador Variable	184 pF
Alimentacion	On
Posicion Conmutador C1	Entrada antena
Frecuencia de resonancia	392 kHz
Valor de resonancia	16 V
Frecuencia corte inferior	390 kHz
Frecuencia corte superior	393 kHz
Valor corte	11.20 V
Ancho de Banda	3 kHz

Frecuencia (kHz)	Vin (V)	Vout (mV)	G	G (dB)	Desfase (°)
390	5.8	11300	1.95	5.79	-138
390.5	5.8	12900	2.22	6.94	-132
391	5.8	14600	2.52	8.02	-118
391.5	5.8	15800	2.72	8.70	-109
392	5.8	16000	2.76	8.81	-89
392.5	5.8	14700	2.53	8.08	-69
393	5.8	12800	2.21	6.88	-57
393.5	5.8	10800	1.86	5.40	-46
394	5.8	9360	1.61	4.16	-37
394.5	5.8	7920	1.37	2.71	-25
395	5.8	6960	1.20	1.58	-24
395.5	5.8	6160	1.06	0.52	-27
396	5.8	5520	0.95	-0.43	-24
396.5	5.8	5040	0.87	-1.22	-23
397	5.8	4560	0.79	-2.09	-20
397.5	5.8	4240	0.73	-2.72	-14
398	5.8	3920	0.68	-3.40	-16
398.5	5.8	3600	0.62	-4.14	-16
399	5.8	3440	0.59	-4.54	-15
399.5	5.8	3120	0.54	-5.39	-9
400	5.8	2960	0.51	-5.84	-3

Tabla 2. Valores de ganancia y desfase, correspondientes a la fig. 43, para la zona de resonancia del circuito sintonizado, mostrado en la fig.42, con el condensador variable ajustado a 184 pF.

Valor del Condensador Variable	39 pF
Alimentacion	On
Posicion Conmutador C1	Entrada antena
Frecuencia de resonancia	719 kHz
Valor de resonancia	12 V
Frecuencia corte inferior	715 kHz
Frecuencia corte superior	723 kHz
Valor corte	8.40 V
Ancho de Banda	8 kHz

Frecuencia (kHz)	Vin (V)	Vout (mV)	G	G (dB)	Desfase (°)
700	5.8	2800	0.48	-6.33	-166
701	5.8	2960	0.51	-5.84	-163
702	5.8	3120	0.54	-5.39	-163
703	5.8	3280	0.57	-4.95	-163
704	5.8	3600	0.62	-4.14	-162
705	5.8	3760	0.65	-3.76	-165
706	5.8	4080	0.70	-3.06	-164
707	5.8	4400	0.76	-2.40	-164
708	5.8	4800	0.83	-1.64	-164
709	5.8	5200	0.90	-0.95	-163
710	5.8	5600	0.97	-0.30	-156
711	5.8	5760	0.99	-0.06	-153
712	5.8	6320	1.09	0.75	-152
713	5.8	6880	1.19	1.48	-147
714	5.8	7680	1.32	2.44	-142
715	5.8	8720	1.50	3.54	-136
716	5.8	9920	1.71	4.66	-128
717	5.8	10700	1.84	5.32	-120
718	5.8	11500	1.98	5.95	-109
719	5.8	12000	2.07	6.32	-96
720	5.8	11200	1.93	5.72	-83
721	5.8	10800	1.86	5.40	-67
722	5.8	9360	1.61	4.16	-53
723	5.8	7840	1.35	2.62	-40
724	5.8	6640	1.14	1.17	-37
725	5.8	5760	0.99	-0.06	-34

Tabla 3. Valores de ganancia y desfase , correspondientes a la fig. 44 para la zona de resonancia del circuito sintonizado, mostrado en la fig.42, con el condensador variable ajustado a 39 pF.

Valor del Condensador Variable	15 pF
Alimentacion	On
Posicion Conmutador C1	Entrada antena
Frecuencia de resonancia	946 kHz
Valor de resonancia	9.6 V
Frecuencia corte inferior	938 kHz
Frecuencia corte superior	952 kHz
Valor corte	6.72 V
Ancho de Banda	14 kHz

Frecuencia (kHz)	Vin (V)	Vout (mV)	G	G (dB)	Desfase (°)
930	5.8	4640	0.80	-1.94	-149
931	5.8	4880	0.84	-1.50	-142
932	5.8	5200	0.90	-0.95	-139
933	5.8	5360	0.92	-0.69	-145
934	5.8	5600	0.97	-0.30	-131
935	5.8	5840	1.01	0.06	-134
936	5.8	6160	1.06	0.52	-141
937	5.8	6480	1.12	0.96	-131
938	5.8	6800	1.17	1.38	-127
939	5.8	7200	1.24	1.88	-127
940	5.8	7520	1.30	2.26	-127
941	5.8	8000	1.38	2.79	-123
942	5.8	8640	1.49	3.46	-119
943	5.8	8960	1.54	3.78	-116
944	5.8	9280	1.60	4.08	-115
945	5.8	9440	1.63	4.23	-105
946	5.8	9600	1.66	4.38	-94
947	5.8	9440	1.63	4.23	-91
948	5.8	9120	1.57	3.93	-73
949	5.8	8640	1.49	3.46	-73
950	5.8	7840	1.35	2.62	-56
951	5.8	7040	1.21	1.68	-52
952	5.8	6240	1.08	0.64	-45
953	5.8	5600	0.97	-0.30	-41
954	5.8	5120	0.88	-1.08	-37
955	5.8	4640	0.80	-1.94	-37

Tabla 4. Valores de ganancia y desfase, correspondientes a la fig. 45, para la zona de resonancia del circuito sintonizado mostrado en la fig.42, con el condensador variable ajustado a 15 pF.

10 Bibliografía

[1] Jon Mikel Percz, “Análisis Montaje y Pruebas de un Receptor de AM de Radiodifusión Simplificado” PFC de Ingeniería de Telecomunicación, Sonido e Imagen, Dpto. IEE, UPNA, Pamplona, Septiembre. 2010.

[2] Louis E.Frenzel, “Electrónica Aplicada a los Sistemas de Comunicaciones”, 3^a ed.,Alfaomega, México, 2003, pp. 144 – 150.

[3]J.J. De France,”Communications Electronics Circuits, 2nd ed. Rinehart Press, San Francisco,1972, pp. 37-39.

[4] User’s Manual, LCR Meter, Model SR715/720, Stanford Research Systems, Sunnyvale, California.

[5] Constantino Pérez Vega y José M^a Zamanillo Sáinz de la Maza, Diseño de Bobinas, <http://personales.unican.es/perezvr/pdf/Bobinas1.PDF>

[6]Louis E. Frenzel, “Sistemas Electrónicos de Comunicaciones,” Alfaomega, Mexico, 2003, pp. 974 a 976.

[7] User’s Manual, Oscilloscope TDS2000 Tektronix, Beaverton, OR, U.S.A.