

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL

DPTO. DE INGENIERIA ELECTRICA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN
RECEPTOR B.L.U.



BIBLIOTECA

César Yépez F

1.384153
47
32

T
621.384153
Y47
c.2

ESCUELA SUPERIOR
POLITECNICA DEL LITORAL

DEPARTAMENTO DE INGENIERIA ELECTRICA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN RECEPTOR BLU"
(BANDA LATERAL UNICA)

D-3356

PREVIA LA OBTENCION DEL TITULO DE :

"INGENIERO EN ELECTRONICA"

PRESENTADA POR: César Eduardo Yépez Flores



BIBLIOTECA

"DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN RECEPTOR BLU"

AUTOR:

César Yépez Flores

DIRECTOR DE TESIS:

Ing. Pedro Carló Paredes

" EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE ESTA
TESIS DE GRADO PERTENECE A LA
ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL
LITORAL".

Guayaquil, septiembre de 1979



AGRADECIMIENTO

Al Ing. Pedro Carló Paredes

DIRECTOR DE LA TESIS

Al Ing. Rodrigo Berrezueta

POR SUS SABIOS CONSEJOS

DEDICATORIA

" A mis padres,
 por su ejemplo
A mis profesores,
 por su constancia
A mi esposa,
 por su empuje
A mis hermanos,
 por su ayuda".

I N D I C E

	Página
PRESENTACION	1
INTRODUCCION	3
CAPITULO I	
GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES	
Generalidades	5
Traslación de Frecuencia	6
Modulación de Amplitud	9
Modulación en Banda Lateral Unica	11
Detección	14
Especificaciones	15
CAPITULO II	
PREAMPLIFICADOR - AMPLIFICADOR DE RF	
Introducción	16
Amplificadores Sintonizados	17
Circuitos Resonantes:	
Análisis General	17
Análisis Particular	21
Consideraciones Prácticas	24
Preamplificador	27
CAPITULO III	
MEZCLADOR A FRECUENCIA INTERMEDIA	
Introducción	34
Frecuencia Intermedia	34
Mezclador	36
Polarización	38
Consideraciones Prácticas	40
CAPITULO IV	
FILTRO DE BLU - AMPLIFICADOR DE FI	
Filtro BLU	41
Amplificador de Frecuencia Intermedia	42
CAPITULO V	
OSCILADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA	
Generalidades	44

I N D I C E

	Página	
Red de Alimentación	45	
Consideración Práctica	47	
CAPITULO VI		
DETECTOR PRODUCTO		
Detector Producto	50	
CAPITULO VII		
AMPLIFICADOR DE AUDIO		
Amplificador de Audio	52	
CAPITULO VIII		
FUENTE DE PODER		
Fuente de Poder	54	
CAPITULO IX		
ENSAMBLAJES - CONSIDERACIONES PRACTICAS		
Ensamblaje, Consideraciones Prácticas	55	
Procedimiento	55	
Ubicación de Componentes	60	
Diagramas Esquemáticos	64	
CAPITULO X		
ESPECIFICACIONES OBTENIDAS		
Especificaciones obtenidas	68	
Curvas de Selectividad	69	
CAPITULO XI		
MANUAL DE OPERACION		
Generalidades - Descripción del Circuito	77	
Amplificador RF - Mezclador	78	
Amplificador FI - Detector	79	
Amplificador Audio - Osciladores	80	
Ajustes - Sintonía	81	
Supresión de Portadora - F. Osciladores	82	
CAPITULO XII - CONCLUSIONES		70
CAPITULO XIII - BIBLIOGRAFIA		83

P R E S E N T A C I O N



Cuando la Escuela Politécnica del Litoral ha aportado con su personal humano y sus recursos económicos a una sociedad, lo normal sería que aquellos que se beneficiaron, devuelvan con su saber y experiencia la oportunidad que tuvieron para que otros aprendan.

Se establece así un ciclo en el que se incluyen la actualización y la renovación del pensamiento.

Para unos, su trabajo en la sociedad a la cual se deben, constituye una forma de este aporte. Para otros, la docencia y su relación más íntima con la ESPOL, constituye una meta. Para los primeros, puede existir un interés económico personal, para los otros puede crearse una pared de enclaustramiento.

Personalmente creemos que puede llegarse a una solución óptima cuando el profesional de campo es también el docente consciente de su responsabilidad. Anhelamos la actividad de campo como medio de vida y la docencia como razón de vivir.

El que sigue no es sino un trabajo nacido de una experiencia que, como todas, está llena de errores y satisfacciones. No es el "plus-ultra" ni el invento del siglo. Es la demostración de que podemos concebir, discutir, realizar y justificar algo que puede significar beneficio para el país. Es el punto final a lo que iniciáramos un 16 de febrero de 1970. Es el punto de partida en el profesionalismo.

El lector no encontrará más que una serie de análisis y conclusiones prácticas que no son nuevas, pero que para el autor significan el dominio de un campo de la electrónica y la demostración de que algo aprendimos. Verlo de otra manera sería ser más exigente de lo que es el autor.

oo0oo

INTRODUCCION

En la complejidad de la vida moderna, las comunicaciones juegan un papel determinante. Y en cada caso tenemos aplicaciones muy particulares que deben ser cubiertas. Uno de esos casos particulares es el de los barcos pesqueros pequeños de nuestras costas, en los cuales se quiere reducir la inversión de capital sin ver restringidas las condiciones de seguridad y de comunicación.

Se trata pues, de construir un prototipo con el mínimo de opciones posible. Dicho de otra manera, con los circuitos esenciales para la comunicación, evitando todos aquellos que si poseen los equipos comerciales y que precisamente encarecen el equipo.

De manera que el primer paso ha sido realizar un análisis comparativo de los equipos que diferentes casas comerciales han puesto en el mercado. Este análisis se hizo por una razón contundente: si bien las técnicas generales son muy conocidas, era necesario saber los métodos que en la práctica han permitido optimizar los circuitos y reducir los costos.

De este análisis se pudo concluir lo siguiente:

- El uso de técnicas de circuitos integrados.
- La complejidad en el trato de la señal de radiofrecuencia.

- El concepto de no redundancia en circuitos.
- La simplicidad en el trazo de los impresos.

Con estas ideas en mente, nos lanzamos al trabajo, dividiéndolo en dos partes: transmisión y recepción. A nosotros nos tocó la parte de recepción, sin que ello quiera implicar un divorcio de las dos partes. Al contrario, hemos trabajado coordinadamente. De allí que ciertos circuitos no se describen en este trabajo por constituir una redundancia, sin que esto signifique que no hayamos colaborado o que hayamos descuidado aquella parte.

En cada una de las secciones que siguen, se describe el circuito final al cual llegamos. Tocándonos ahora, hacer una corta mención de nuestra investigación y nuestras decisiones.

ooo0ooo



UNIVERSITY

C A P I T U L O I

"GENERALIDADES Y ESPECIFICACIONES"

GENERALIDADES

· El incremento en el tráfico de las comunicaciones, especialmente en los rangos de ALTA FRECUENCIA (HF) y MUY ALTA FRECUENCIA (VHF), ha hecho necesario el uso más efectivo del espectro de frecuencias, de tal manera que más canales puedan ser utilizados en un espectro de frecuencia dado.

· Vamos a presentar un corto análisis de los métodos de enviar una señal inteligente a larga distancia y luego nos concretaremos en nuestro caso particular.

Bien sabido es que la voz sonora -ondas de presión que viajan en un medio elástico- tiene un límite de alcance determinado por la intensidad de la señal y las características del medio.

La onda electromagnética, en cambio, no necesita medio para propagarse y su dependencia con él se relaciona con sus propiedades referentes al campo eléctrico o magnético, es decir, las constantes dieléctrica y de permitividad.

De aquí que nos apoyemos en este tipo de ondas las cuales, además, viajan a la velocidad de la luz.

A esta onda electromagnética la llamaremos portadora y nos servirá, como su nombre lo indica, para llevar la información.

* Nos toca transformar la onda de presión mecánica, que es el sonido, en una eléctrica y luego su perponerla -de alguna forma- a la onda electromagnética. Lo primero lo hacemos a través del micrófono y lo segundo, a través de una traslación de frecuencias.

TRASLACION DE FRECUENCIA

El método más sencillo de trasladar una frecuencia hacia otra posición en el espectro es la de multiplicarla con una sinusoidal. Esto puede verse más fácilmente de la siguiente forma:

Supongamos que la señal original es también una sinusoidal de la forma:

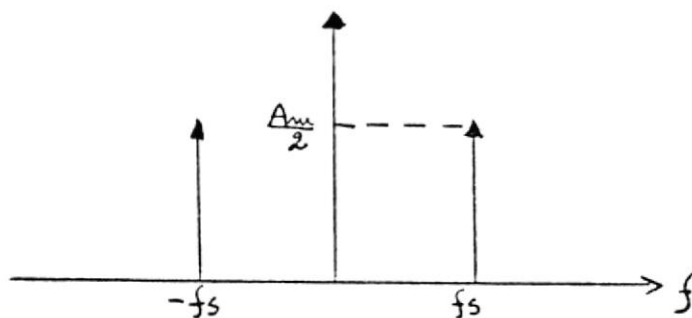
$$V_s = A_s \cos wst = A_s \cos 2\pi f s t$$

donde:

$$A_s = \text{Amplitud de la señal}$$

$$f_s = \frac{w_s}{2\pi} = \text{Frecuencia de la señal.}$$

Si lo graficamos se verá como un solo pulso de amplitud $\frac{A_m}{2}$ en el espectro de frecuencias:



El porqué de este espectro se justifica si consideramos:

$$V_s = \frac{A_m}{2} (e^{i\omega_s t} + e^{-i\omega_s t})$$

Consideremos ahora lo que sucede si esta señal la multiplicamos con otra sinusoidal de la forma:

$$V_p = A_p \cos \omega_p t = A_p \cos 2\pi f_p t$$

Utilizando la identidad trigonométrica:

$$\cos \alpha \cos \beta = 1/2 \cos (\alpha + \beta) + 1/2 \cos (\alpha - \beta)$$

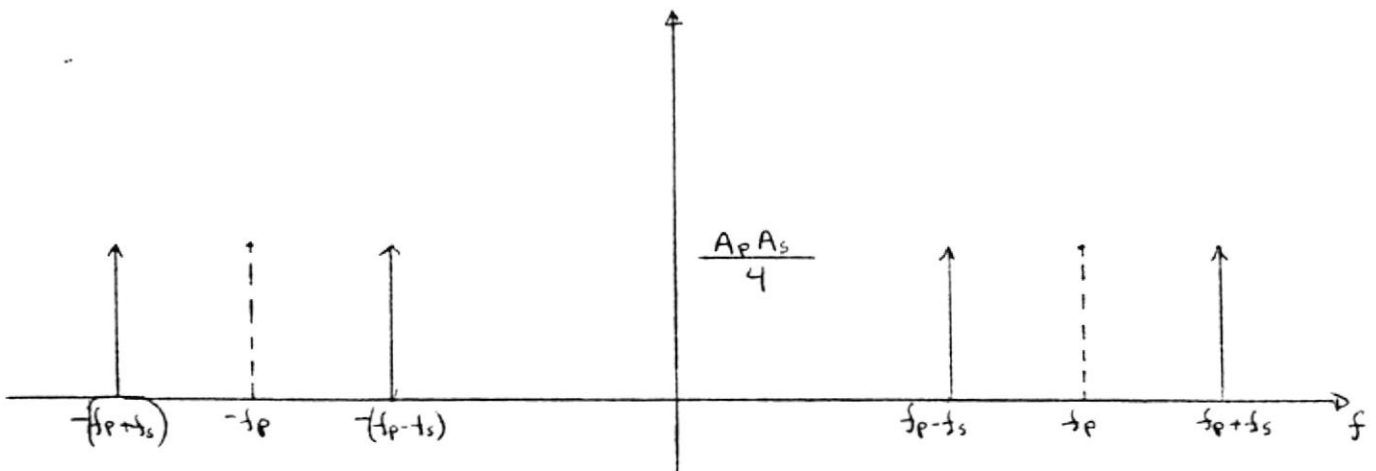
Tenemos:

$$V_s V_p = \frac{A_s A_p}{2} \left[\cos (\omega_p + \omega_s) t + \cos (\omega_p - \omega_s) t \right]$$

O lo que es lo mismo:

$$V_s V_p = \frac{A_p A_s}{4} \left[(e^{i(\omega_p + \omega_s) t} + e^{-i(\omega_p + \omega_s) t}) + (e^{i(\omega_p - \omega_s) t} + e^{-i(\omega_p - \omega_s) t}) \right]$$

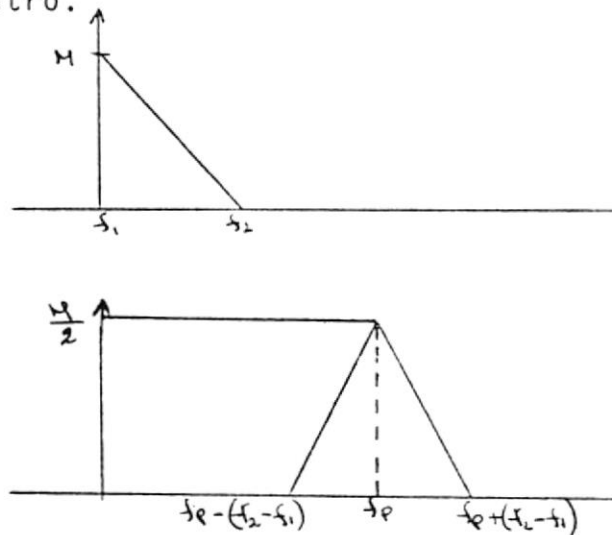
Haciendo un nuevo gráfico se verá así:



Se observa claramente que nuestra frecuencia original f_s ha sido trasladada a $(f_p + f_s)$ y $(f_p - f_s)$ a ambos lados del espectro y que su amplitud se ha reducido a la mitad.

*

De aquí podemos generalizar y decir que todo un ancho de banda que vaya de f_1 a f_2 puede ser trasladado con una simple multiplicación, a otra posición del espectro.



Notamos, en este caso, que el total de la banda después de la traslación es el doble del ancho de banda original.

* La recuperación de esta señal se hace de la misma manera. Es decir, a la señal trasladada se la vuelve a multiplicar por una sinusoidal.

Supongamos una señal $s(t)$ ya trasladada. Lo cual quiere decir que tenemos una señal $s(t) \cdot \cos \omega_p t$. Al multiplicarla por $\cos \omega_p t$ tenemos:

$$\begin{aligned} (m(t) \cos \omega_p t) \cdot \cos \omega_p t &= m(t) \cos^2 \omega_p t \\ &= \frac{1}{2} m(t) + \frac{1}{2} m(t) \cos 2\omega_p t \end{aligned}$$

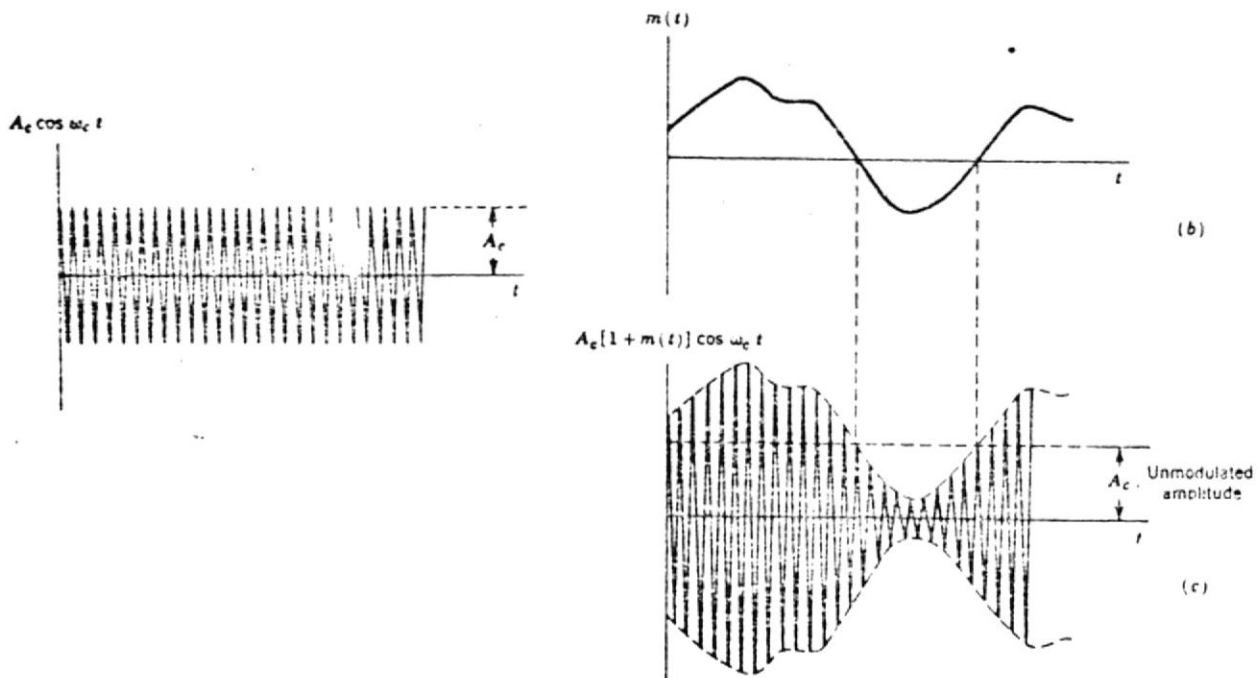
Como era de esperarse, se ha producido una nueva traslación de frecuencia, esta vez regresando a nuestro punto de partida y produciendo una señal al doble de frecuencia de portadora. Recordemos, eso sí, que las amplitudes se han reducido a su mitad.

MODULACION DE AMPLITUD

Una señal que ha sido trasladada en frecuencia puede ser recuperada más fácilmente si al producto de la portadora y la señal, se le suma la señal. Es decir:

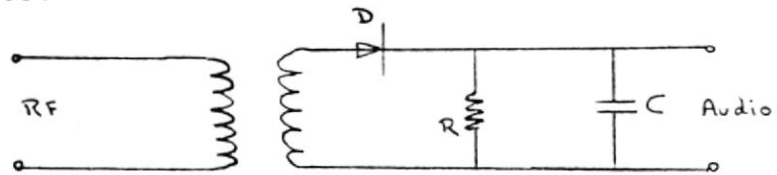
$$V = A_p (1 + m(t)) \cos \omega_c t$$

Los efectos de esta adición lo vemos en la figura.

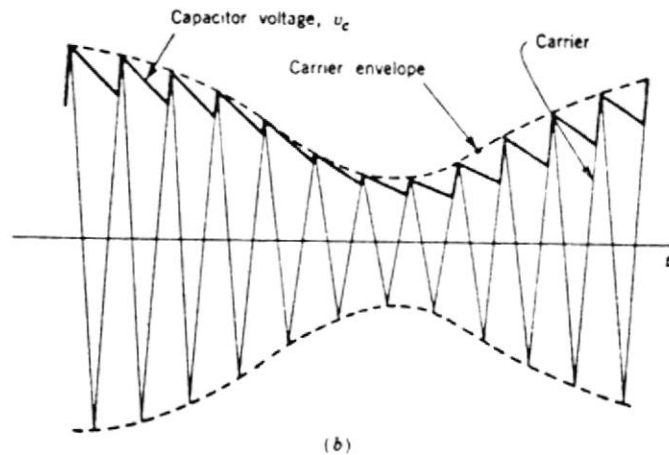
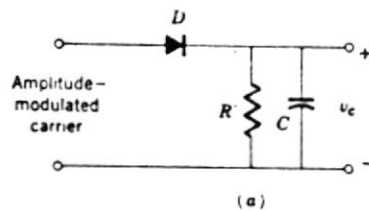


La forma de onda resultante es una en la cual la portadora está modulada en amplitud. De aquí que el proceso se llama modulación de amplitud.

El método de esta señal es que puede ser demodulada o detectada muy fácilmente con el siguiente circuito:



Este circuito elimina medios ciclos alternados de la onda y detecta los picos de la restante media onda para producir una señal como la que se muestra:



Cuando la señal de RF se incrementa positivamente, el capacitor se carga hasta el voltaje pico de RF. Luego este voltaje cae y se hace negativo. El condensador mantiene su voltaje y se va descargando a través de R, reproduciéndose solamente la envolvente de RF, o lo que es lo mismo, la señal de banda base.

MODULACION EN BANDA LATERAL UNICA

Hemos visto que una señal puede ser recuperada multiplicando la señal, otra vez, por la misma portadora.

Hemos visto también que la traslación de frecuencias produce dos bandas laterales alrededor de la portadora.

Se puede demostrar que podemos recobrar nuestra señal original a partir de una de las dos bandas laterales y utilizando el mismo principio de la multiplicación.

En efecto, si elegimos solamente la banda lateral superior, ubicada en $(w_p + w_s)$, una segunda multiplicación por w_p nos originará $2w_p + w_s$ y por tanto habremos recuperado nuestra banda base.

Debido a esto, existe una obvia ventaja, debido a que el espectro de frecuencias puede ser usado más económicamente. Otra ventaja es el reducido consumo

de potencia con relación a la potencia dedicada a la transmisión del mensaje y una relación señal ruido mejorada.

En un transmisor convencional AM, con una modulación del 100%, dos tercios de la potencia total entregada por el amplificador de potencia está dedicada a la portadora y no contribuye para nada a la transmisión del mensaje. La restante tercera parte se distribuye igualmente en las dos bandas laterales.

En AM, por tanto, solamente $1/6$ de la potencia total radiada es totalmente utilizada. En BLU, ninguna potencia se transmite en una banda lateral - y la potencia en la portadora es grandemente reducida o eliminada. Como resultado, los requerimientos de potencia de entrada se ven reducidos enormemente. En otras palabras, para la misma potencia pico útil de salida de un transmisor BLU en el cual la portadora ha sido suprimida, es teóricamente seis veces aquella de un transmisor AM convencional.

En un sistema BLU, la relación señal/ruido es ocho veces más grande que para un sistema de doble banda lateral totalmente modulada en relación a la misma potencia pico.

Sin embargo, la señal de banda base no puede ser recuperada en un sistema de BLU a través del uso de un diodo detector. Esto lo podemos apreciar claramente si consideramos que la señal modulante es una sola sinusoidal de frecuencia f . En este caso,

la señal BLU consiste también de una sola sinusoidal $f_p + f$ y no existen variaciones de amplitud, a la cual el diodo demodulador pueda responder.

La recuperación de banda base debe hacerse heterodinando la señal recibida con un oscilador local que esté en sincronismo con el oscilador de la frecuencia de portadora usada en el transmisor. Teóricamente debe ser sólo de una determinada posición.

Se puede demostrar que una pérdida de sincronismo en el caso de BLU del oscilador local con respecto a la portadora, se traduce en un cambio de fase y no en un cambio de amplitud, que es el caso de banda lateral doble.

Este error en fase es igual para todos los componentes del espectro y afortunadamente no tiene mayor consecuencia ya que el oído parece ser insensitivo a los cambios de fase.

Sin embargo, un conocimiento de frecuencia en el oscilador local de portadora se traduce como un corrimiento de frecuencia en todos los componentes del espectro. De aquí que se requiera extrema precisión en cuanto al oscilador local de portadora y que se usen tantos cuantos canales de comunicación vayan a usarse. En la práctica un error en frecuencia se traduce en pérdida de la intelegibilidad y se ha demostrado que el oído no acepta más de 30 Hz de error.

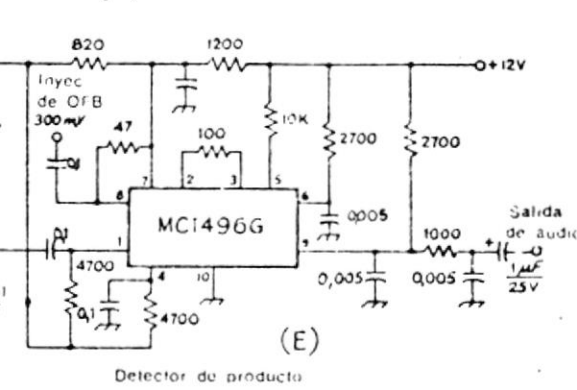
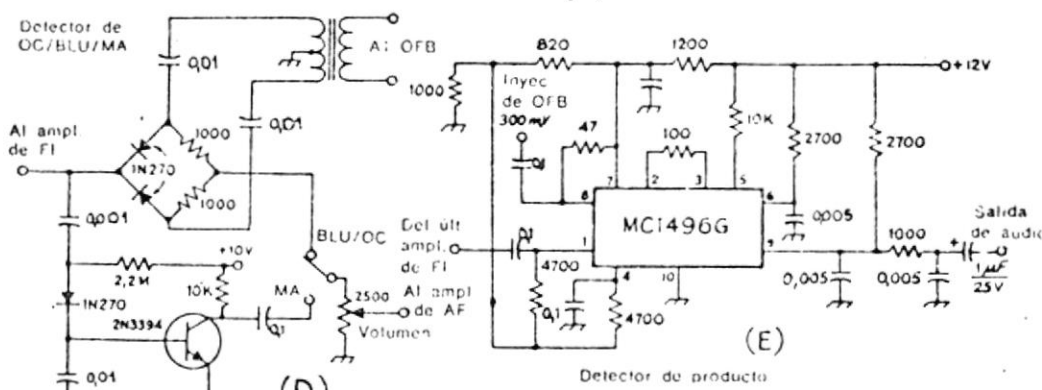
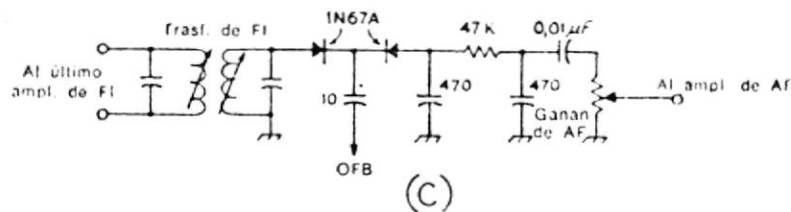
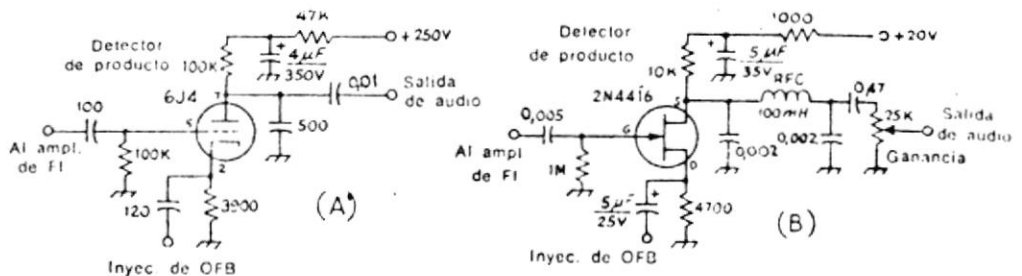
DETECCION

Como queda dicho, detectar una señal BLU significa multiplicar la señal de RF por la portadora. Es necesario encontrar un dispositivo o dispositivos que realicen una multiplicación.

De los detectores, productos más utilizados, presentamos un resumen gráfico en el que se aprecian los distintos métodos y los diferentes dispositivos usados.

En el capítulo correspondiente discutiremos en detalle como realizamos la detección y por tanto la recuperación de la señal banda base.

SISTEMAS DE RECEPCIÓN



ESPECIFICACIONES

Básicamente y debido a las características del transmisor que emite una señal de 150 BLU y asumiendo una cobertura de 100 millas, podemos asegurar que dispondremos en recepción de una señal de al menos $100\mu\text{V/m}$ y de allí deberemos llegar a excitar un parlante de 8Ω con al menos 2 watos de señal de audio.

Debemos tener en cuenta que la antena presenta una impedancia de 50Ω y que nuestro equipo debe ser lo más económico posible.

000000

C A P I T U L O I I

"PREAMPLIFICADOR - AMPLIFICADOR DE RF"

✓ Cuando la voz, música o información de video es transmitida por una estación de radio o televisión, la estación emite una portadora de radio frecuencia modulada.

✓ La función del receptor es simplemente reproducir la señal original a partir de la portadora modulada.

En nuestro caso, la señal de RF recogida por el receptor, es una señal modulada en lo que se denomina BLU, Banda Lateral Unica (SSB- Single Side Band), cuyo análisis hemos realizado en el capítulo anterior.

✓ De cualquier modo, es necesario una amplificación de esta señal de RF antes de someterla a su detección debido a que el nivel al cual es recogida por la antena, es insuficiente para manejar la siguiente etapa.

* Debido a que estamos trabajando a frecuencias específicas, este amplificador debe estar sintonizado a dichas frecuencias. Es decir, debe amplificar un ancho de banda determinado. En nuestro caso, el ancho de banda corresponde a aquel de los canales telefónicos, en vista de que la información que se transmite no incluye música ni señales de video, las cuales requieren un mayor ancho de banda. En otras palabras, nos limitamos a un rango de 3KHz, que corresponde a la voz humana limitada entre 300 Hz y 3300 Hz, lo cual nos garantiza la suficiente intelegibilidad.

2.1 AMPLIFICADORES SINTONIZADOS

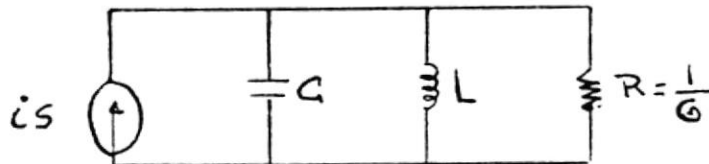
Como queda dicho, en los amplificadores de RF, el ancho de banda correspondiente a las frecuencias que van a ser ampliadas, es usualmente sólo un pequeño porcentaje de la frecuencia central o de portadora. Los amplificadores sintonizados son usados en estas aplicaciones para elegir el ancho de banda deseado, suprimir las frecuencias no deseadas.

La selectividad del amplificador se obtiene a partir de circuitos resonantes.

2.1.1. CIRCUITOS RESONANTES

2.1.1.a ANALISIS GENERAL

Consideremos el siguiente circuito paralelo manejado por una fuente de corriente i_s :

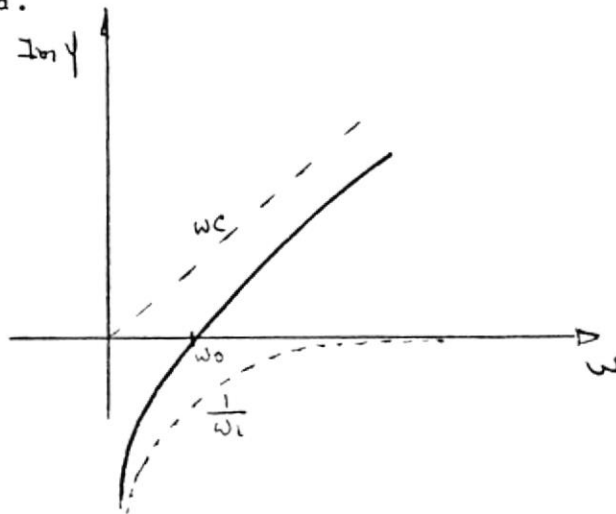


La admitancia del circuito vista desde la fuente y a una frecuencia angular ω sería:

$$y(j\omega) = G + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} \quad - 18 -$$

$$y(j\omega) = G + j \left[\omega C - \frac{1}{\omega L} \right]$$

Se observa que la parte real de $Y(j\omega)$ es una constante y la parte imaginaria es una función de ω y que se grafica en la figura.



Se observa que para:

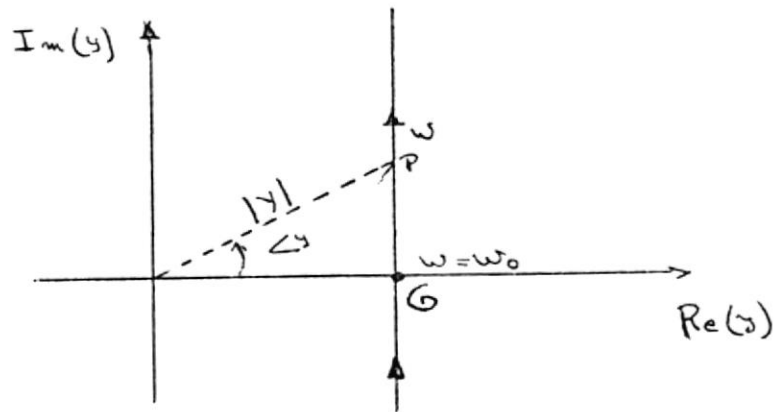
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

El valor de

$$\text{Im} [y(j\omega)] = 0$$

$\omega_0 =$ Frecuencia de Resonancia.

Si graficamos ahora las partes real e imaginaria de $y(j\omega)$ como funciones de ω tendremos:



$$\text{Re} [y(j\omega)] = G$$

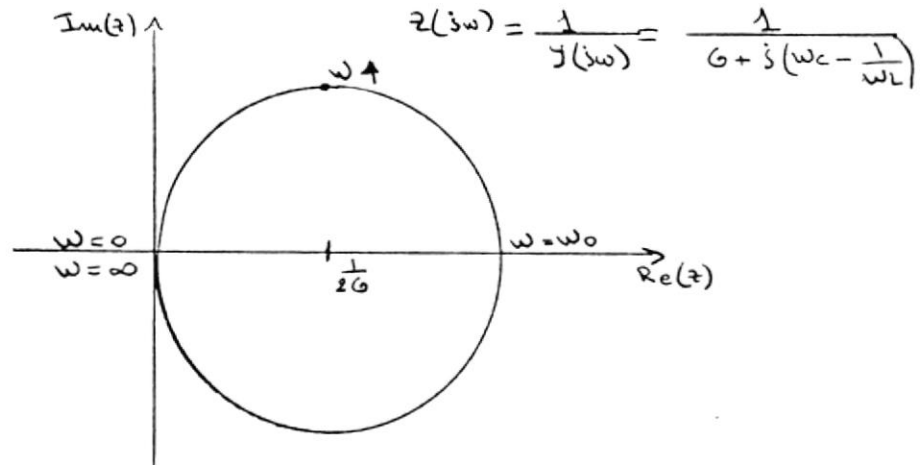
$$\text{Im} [y(j\omega)] = \omega C - \frac{1}{\omega L}$$

Debido a que en nuestro caso el valor de $y(j\omega)$ en su parte real es una constante, el gráfico es una recta paralela al eje imaginario, la cual intersecta al eje real precisamente en G. Para cualquier punto P en esta recta, la distancia del punto al origen determina la admitancia del circuito a esa frecuencia y el ángulo que hace la línea que une el origen con el punto P con el eje real, determina la fase $\phi(j\omega)$ a esa frecuencia.

Es fácil deducir que para resonancia $(\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}})$ la admitancia es mínima y la fase es 0° .

Notemos también que para un circuito resonante en paralelo, en resonancia la admitancia es igual a la resistencia sola. Vale decir, que el capacitor y la inductancia se comportan como un circuito abierto.

El mismo análisis que hemos realizado para la admitancia, podemos repetirlo para la impedancia.



Como función de ω la magnitud $|z|$ empieza en 0 a $\omega = 0$ y se va incrementando hasta su máximo $\frac{1}{G} = R$ a $\omega = \omega_0$, donde z es puramente resistiva y luego decrece a 0 en $\omega = \infty$

Físicamente, a resonancia toda la corriente de la fuente va por la resistencia, las corrientes del inductor y del capacitor se suman para hacerse cero. Para $\omega \ll \omega_0$ la mayor parte de la corriente pasa por el inductor y para $\omega \gg \omega_0$ la corriente en su mayor parte va por el condensador.

Precisamente por esta razón, no es nada raro que en resonancia, la magnitud de la corriente en el inductor -que se cancela

con la del condensador- sea mucho mayor que la magnitud de la corriente de la fuente.

Como consecuencia se define un factor de calidad Q para la relación

$$Q = \frac{|I_c|}{|I_s|} = \frac{|I_L|}{|I_s|}$$

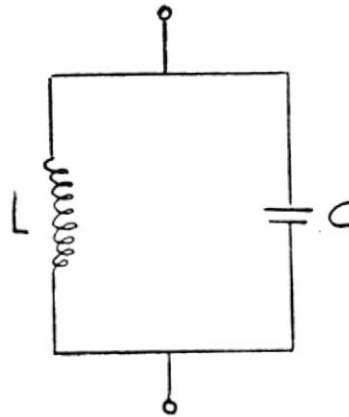
Vale la pena recalcar el hecho de que hablamos de amplitudes de corriente. Si decimos que en resonancia $Q \gg 1$, lo que queremos decir es que la amplitud de la corriente sinuoidal en el inductor, es muy grande comparada con la amplitud de la de la fuente. De hecho, estas dos corrientes están separadas 90° cuando la una es máxima, la otra es cero.

Mediante relaciones matemáticas, puede llegarse a demostrar la siguiente relación:

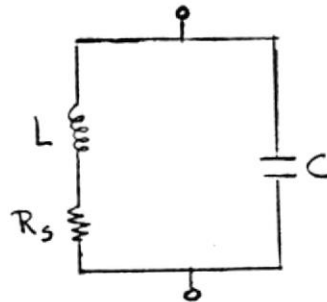
$$Q = \omega_0 CR \quad \Delta f = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q}$$

2.1.1.b ANALISIS PARTICULAR

En nuestro caso, nuestro circuito sintonizado es el paralelo de un conductor y un condensador.



Ahora bien, el inductor presenta, debido a sus características físicas reales, una parte real a más de su parte imaginaria en los términos de impedancia. Dicho en otras palabras, la bobina puede considerarse como un conductor ideal y una resistencia en serie.



Para poder ubicar nuestro análisis dentro del enfoque anterior, nos gustaría tener el circuito en paralelo.

Veamos si podemos hacer una analogía.

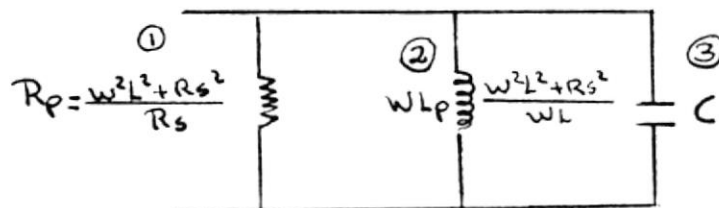
La admitancia del circuito real será:

$$Y_s = j\omega C + \left[\frac{1}{j\omega L + R_s} \right]$$

$$\text{ó } Y_s = j\omega C + \left[\frac{R_s - j\omega L}{\omega^2 L^2 + R_s^2} \right]$$

$$Y_s = \frac{R_s}{\omega^2 L^2 + R_s^2} + j\omega C - j \frac{\omega L}{\omega^2 L^2 + R_s^2}$$

De donde:



Podemos aproximar:

De 1)

$$R_p R_s = \omega^2 L^2 + R_s^2$$

$$L_2 = \frac{R_p R_s - R_s^2}{\omega^2}$$

De 2)

$$\omega L_p = \frac{(R_p R_s - R_s^2) + R_s^2}{\sqrt{R_p R_s - R_s^2}} = \frac{R_p R_s}{\sqrt{R_p R_s - R_s^2}}$$

De aquí:

$$(\omega L_p)^2 (R_p R_s - R_s^2) = R_p R_s$$

$$R_s = \frac{\omega^2 L_p^2 R_p}{R_p^2 + \omega^2 L_p^2} = \frac{R_p}{\left(\frac{R_p}{\omega L_p}\right)^2 + 1}$$

Si

$$R_p \gg \omega L_p$$

$$R_s = \frac{\omega^2 L_p^2}{R_p} \Rightarrow R_p = \frac{\omega^2 L_p^2}{R_s}$$

Por otro lado:

$$\omega^2 L_p L = \omega^2 L + R_s$$

Resolviendo para L

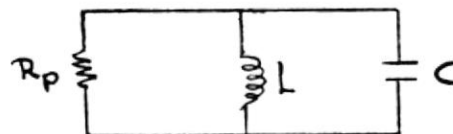
$$L = \frac{L_p \pm \sqrt{L_p^2 - 4 \left(\frac{R_s}{\omega}\right)^2}}{2}$$

Si

$$R_s \ll \omega$$

$$L = L_p$$

Quedando



Ya que

$$Q = \omega_0 C R_p$$

$$\omega^2 = \frac{R_p}{R_s}$$

2.1.2. CONSIDERACIONES PRACTICAS

Toca ahora decidir cómo construir el circuito resonante en base a dos premisas:

- Que satisfaga los requerimientos técnicos en cuanto a frecuencia, impedancia y Q.
- Que sea lo más económico posible.

Es un hecho también que existen ciertos factores reales que los análisis teóricos no consideran, como por ejemplo, la capacitancia intrínseca de los conductores en una bobina o las fugas del capacitor. Concluimos que debemos tener la posibilidad de una variación, sea de la inductancia, del capacitor o de ambos, para compensar estas aparentes discrepancias con los valores teóricos.

Se pueden variar, dentro de cierto rango, la inductancia de la bobina variando la posición de su núcleo de ferrita. También pueden obtenerse capacitores variables, pero debemos sujetarnos a lo que hay en nuestro mercado.

Se hicieron algunos modelos de formas de bobina correspondientes a otras tantas formas de núcleo de ferrita, tratando de obtener el mayor Q posible. Sin embargo, los problemas originados por falta de aislamiento magnético, no hicieron posible la obtención de un Q satisfactorio.

El uso de condensadores variables presentó más o menos la misma dificultad, siempre con la bobina. A más de que fue muy difícil encontrar los valores apropiados e incluso hubo que recurrir a equipos en desuso para aprovechar las partes.

Todo esto, sumado a los posibles costos de las formas para las bobinas, nos llevaron a abandonar esta primera idea.

Cambiamos entonces el punto de vista. Es decir, a partir de lo que hay en el mercado, ver que cambios había que considerar hacer para obtener un resultado satisfactorio.

Qué condensadores son los que presentan menos pérdidas? Veamos los de mica plateada. Dado que las placas de plata son aplicadas en la mica por evaporación en vacío, el condensador es más estable que los comunes de mica. La mica tiene la ventaja de tener un coeficiente de temperatura bajo, al igual que su factor de potencia también bajo. Además una inductancia parásita, una corriente de fuga casi imperceptible (ésta es debida principalmente al envase plástico). Valores típicos son + 20 ppm/°C para el coeficiente de temperatura y un 0.015 % de factor de potencia a 1MHz. Su constante dieléctrica es de 6.

Los capacitores de cerámica presentan dos ventajas interesantes. Si la cerámica ha sido mezclada con titanio se consiguen coeficientes de

temperatura negativos y de valores muy grandes (750ppm/°C) y cerca de diez veces la constante dieléctrica de los de mica.

Y qué decir de las inductancias? En el circuito tanque vamos a usar capacitores de bajas pérdidas. Por esta razón el Q del tanque depende casi exclusivamente de la inductancia. El diseño exacto es muy complicado y deben tenerse en cuenta muchos factores. Debe ser muy estable con la frecuencia y con la temperatura, además de tener una baja capacitancia parásita. En muchas ocasiones se utilizan núcleos de polvo de hierro moldeado para mejorar el Q.

La inductancia propia y la resistencia de la bobina cambian con la proximidad y el efecto piel.

Optamos entonces por aprovechar las formas de bobina comunes que se aplican en osciladores y amp de frecuencias intermedias de FM y AM, rebobinándolas hasta obtener la inductancia requerida.

Obtuvimos condensadores entre 20 y 100 pf de mica plateada y a experimentar.

El trabajo consistió en asumir un valor de capacitancia, calcular qué inductancia resuena a la frecuencia deseada, bobinar sobre el núcleo de polvo de hierro moldeado y medir fo, L, C y Q.

Para las bobinas se usaron las formas que corresponden a inductancias comerciales en los

450KHz y se tuvo que desembobinar hasta obtener el valor deseado. Los resultados fueron:

f_o	C	L	Q	Rs
8281.4 KHz	122 pF	3. uh	95	1.66 Ω
2738	330 pF	10.2uh	65	2.71 Ω
2638	330 pF	11 uh	65	2.8 Ω
2482	330 pF	50 uh	50	4.4 Ω

2.1.3. PREAMPLIFICADOR

Teniendo ya el circuito sintonizado, toca ahora amplificar la señal de radio frecuencia hasta un nivel suficiente para manejar la siguiente etapa.

Si bien discutiremos más adelante el mezclador, éste necesita máximo 300 mV_{RMS} para operar satisfactoriamente. Lo cual quiere decir que, sabiendo que nuestra señal es del orden de 20 mV - 30 mV a la entrada de nuestro amplificador de RF, necesitamos una ganancia en voltaje de por lo menos *o* en veces.

Es claro que el dispositivo a usarse debe ser un transistor, pero debemos decidir qué tipo hay que usar.

Elegimos el transistor de Efecto de Campo FET sobre el bipolar, por las siguientes razones básicas:

- 1) Tiene una extremadamente alta impedancia de entrada;
- 2) Es relativamente inmune a las radiaciones, contrariamente al bipolar;
- 3) Es menos "ruidoso" que el bipolar, aspecto básico en nuestra aplicación específica;
- 4) Puede conseguirse una mejor estabilidad térmica.

Estas razones hicieron que nos decidiéramos por un FET, y de los tipos de FET, por un MOSFET de doble puerta, ya que transistores de esta clase, se consigue un mejor control de ganancia y una menor impedancia capacitiva interelectrónica y que pudiera afectar nuestros propósitos.

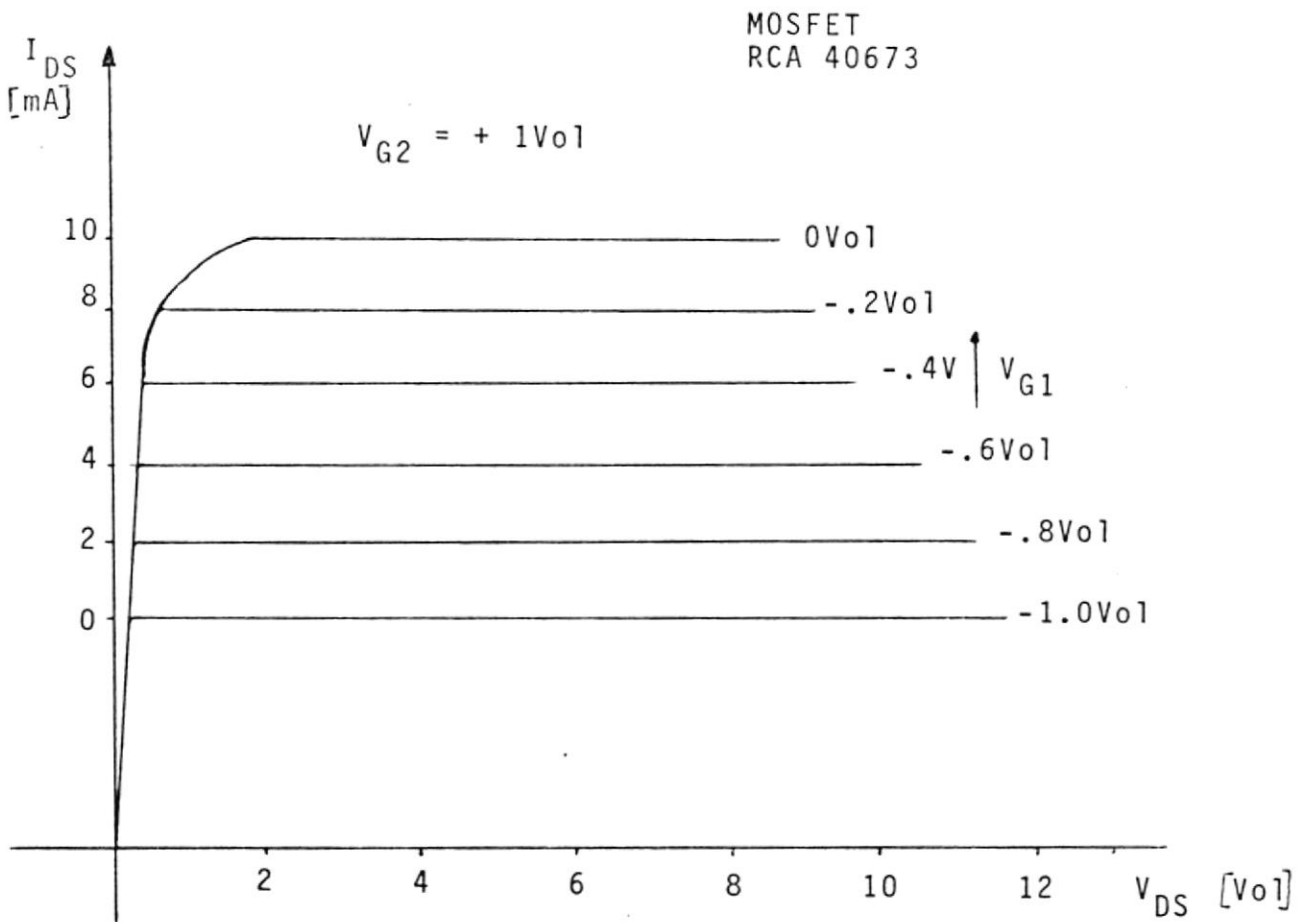
De la gran variedad de MOSFET'S, elegimos el RCA40673, cuyas características copiamos:

Mediante el trabajo realizado con el trazador de curvas TEKTRONIX pasamos a observar y analizar sobre un total de 8 MOSFET'S aquellos que reunieran las mejores especificaciones, sobre todo

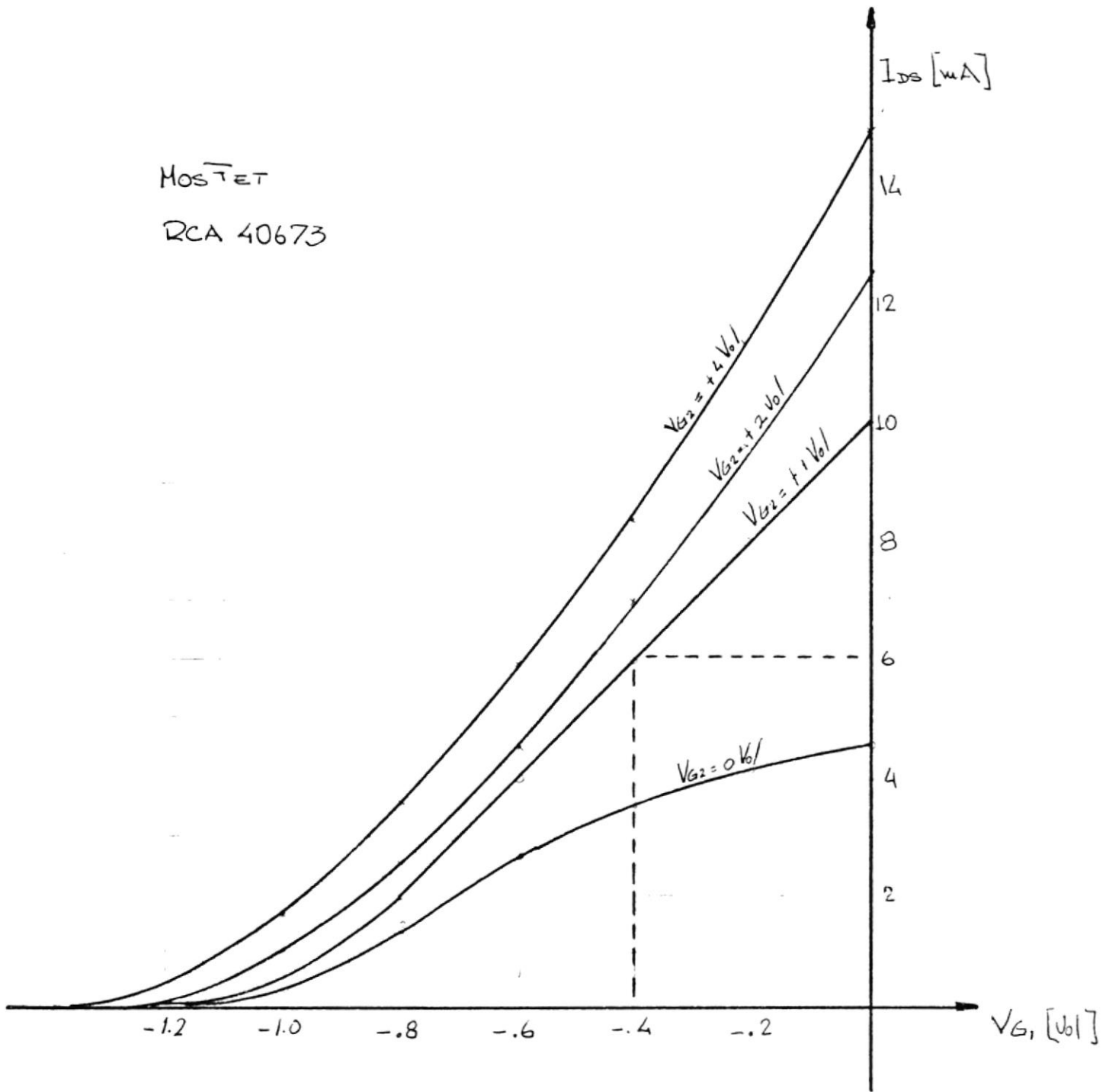
lo relacionado a ganancias.

De las curvas obtenidas y las características, se concluyó que eran necesarias al menos dos etapas si se querían obtener los niveles de señal adecuados para entrar la siguiente etapa.

Con esta idea en mente, elegimos las dos mejores, cuyas curvas se transcriben:



MOSFET
RCA 40673



Sin entrar en mayores detalles sobre la operación del FET, elegimos como punto de operación el siguiente:

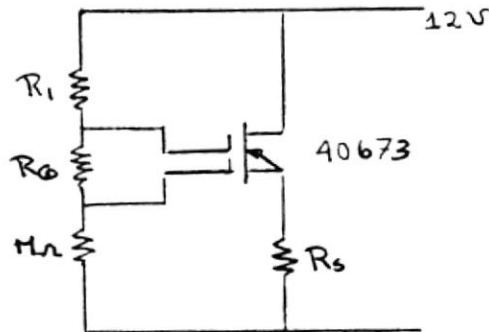
$$V_{DS} = 10 \text{ Vol.}$$

$$V_{GS1} = -0.4 \text{ Vol.}$$

$$I_{DS} = 6.2 \text{ mA}$$

$$V_{GS2} = +1 \text{ Vol.}$$

Para obtener esta polarización a partir de una fuente de 12 voltios se hizo:



Sabiendo la gran impedancia de entrada del MOSFET, colocamos $1M_{Si}$ a la entrada. Los otros valores serán:

$$R_s = \frac{2 \text{ Vol}}{6.2 \text{ mA}} = 330 \Omega$$

$$1 \text{ Vol} = \frac{12}{R_1 + R_G + 1M} \quad (R_G + 1M)$$

$$1.6 = \frac{12}{R_1 + R_G + 1M} \times 1M$$

De aquí se obtuvo:

$$R_G = 820 \text{ M}$$

$$R_1 = 5.6 \text{ M}$$

En la práctica, reemplazamos el valor de R_1 por $5.6 \text{ M}\Omega$. Los valores obtenidos fueron:

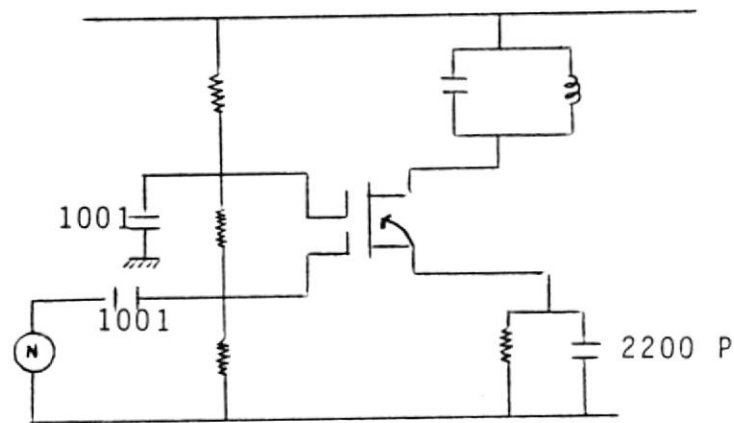
$$V_{GS1} = -0.35 \text{ V}$$

$$I_{DS} = 6.2 \text{ mA}$$

$$V_{DS} = +9.98 \text{ V}$$

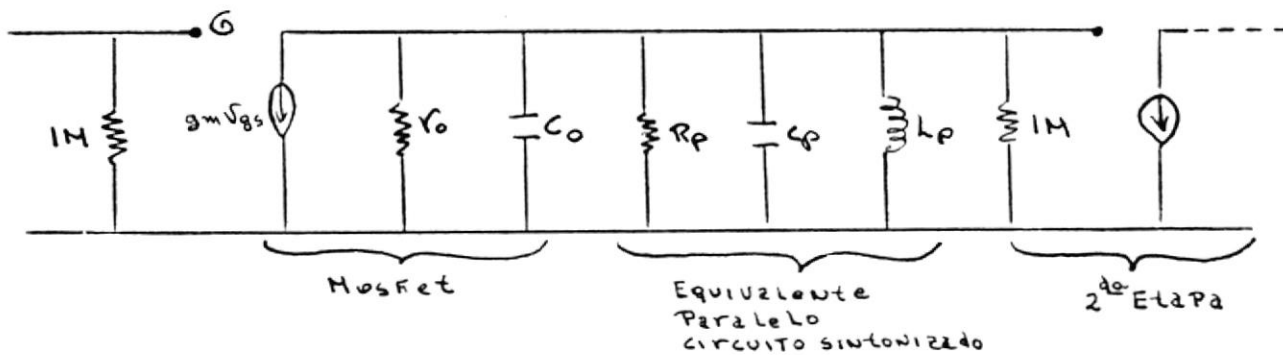
$$V_{GS2} = +0.98 \text{ V}$$

Estamos listos para aplicar la señal de RF.



Lo primero que debemos tener en cuenta es evitar la inyección de cualquier señal que interfiera en la puerta G_2 y, para este caso, no necesitamos realimentación de Source a la puerta G_1 , por lo cual colocamos condensador de $.001 \text{ uF}$ en G_2 y 2200 pF en Source-Tierra. La impedancia que van a presentar a las frecuencias de trabajo no tienen ninguna influencia sobre nuestro propósito.

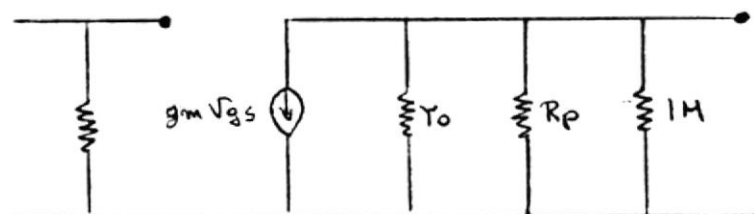
Sin embargo, debemos hacer un análisis que nos garantice la correcta operación. El circuito equivalente de pequeña señal, será:



Para ejemplo tomamos la frecuencia de operación 2182 KHz y los valores que a ella se refieren:

- $r_0 = 2.8 \text{ K}$
- $C_0 = 2 \text{ p}$
- $R_p = 520$
- $C_p = 22 \text{ pf}$
- $L_p = 192 \text{ uh}$
- $Q = 157$

En resonancia, es decir, a la frecuencia de operación, el circuito se simplifica a:



C A P I T U L O I I I

"MEZCLADOR A FRECUENCIA INTERMEDIA"



3.1 INTRODUCCION

Habiendo amplificado nuestra señal de RF, es necesario ahora convertirla a una nueva frecuencia de operación previa la demodulación que tiene lugar después de esta etapa.

* Dado que tenemos cuatro frecuencias de operación, tenemos que pensar en cuatro demoduladores, pero esto es precisamente lo que se quiere evitar. La solución es convertir esas cuatro frecuencias a una sola frecuencia intermedia y luego utilizar un solo demodulador.

El principio usado para trasladar las cuatro frecuencias a una sola intermedia, es el de la heterodinación, y se lo hace en el mezclador.

3.2 FRECUENCIA INTERMEDIA

Sin embargo, la elección del valor de esta FI, es está sujeta a una serie de factores que deben ser analizados.

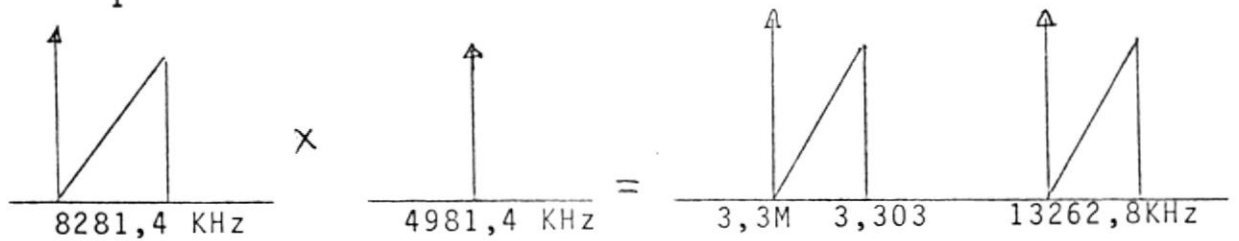
El principal factor, es el hecho de que cuando mezclamos dos frecuencias, el resultado obtenido es una frecuencia a la suma de las anteriores y otra a la diferencia, lo cual puede ser demostrado fácilmente:

$$\begin{aligned} \text{Si: } \quad V_s &= A_s \cos \omega_s t \\ \quad \quad V_p &= A_p \cos \omega_p t \\ V_s \cdot V_p &= A_s A_p \cos \omega_s t \cos \omega_p t \\ V_s V_p &= \frac{A_s A_p}{2} \left[\cos(\omega_p + \omega_s)t + \cos(\omega_p - \omega_s)t \right] \end{aligned}$$

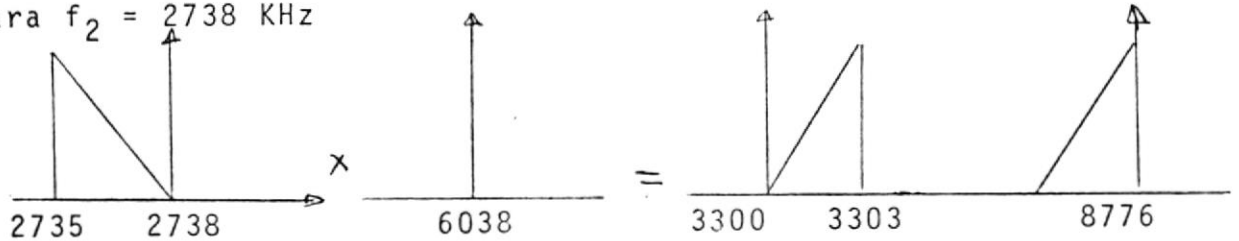
La idea es la de elegir una frecuencia intermedia tal, que las frecuencias no deseadas caigan fuera de los márgenes a los cuales estamos trabajando.

De allí que eligiéramos 3.3 MHz con la cual se obtienen los siguientes diagramas de conversión de frecuencia:

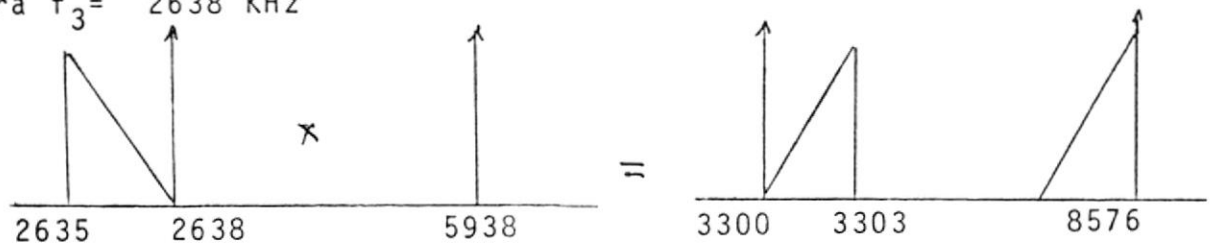
Para $f_1 = 8281,4$ KHz



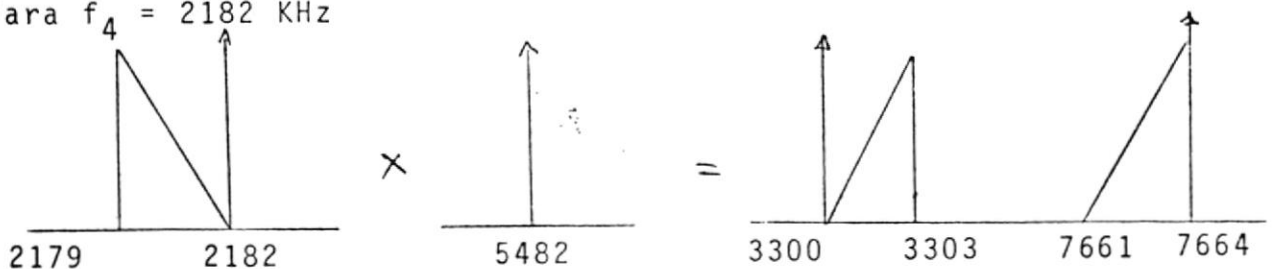
Para $f_2 = 2738$ KHz



Para $f_3 = 2638$ KHz



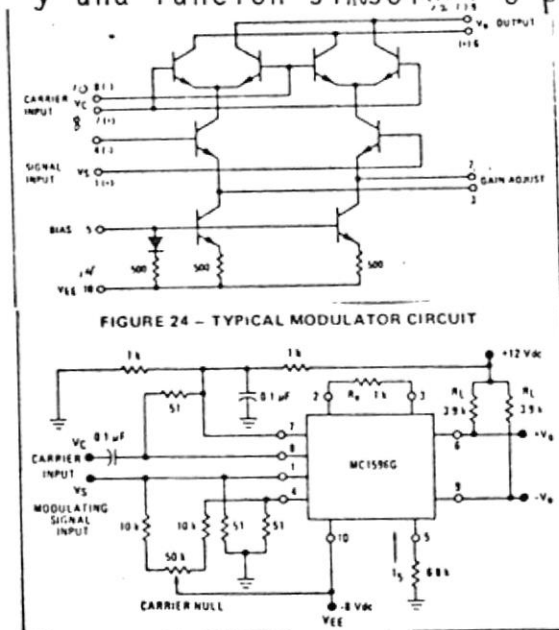
Para $f_4 = 2182$ KHz



3.3 EL MEZCLADOR

De los diferentes métodos para mezclar frecuencias, hemos elegido el más económico: el recurrir a un integrado de operación diferencial que entre otras funciones tiene la de mezclar frecuencias. Este integrado es el Motorola MC 1496, cuyas características transcribimos.

El MC 1496 ha sido diseñado para usarlo cuando el voltaje de salida es el producto de una señal de entrada y una función sinusoidal o portadora. El circuito, como



se ve en la figura, consiste de un amplificador diferencial común y de dobles fuentes de corriente que alimentan las partes simétricas. Se puede apreciar que los colectores de salida tienen acoplamiento cruzado, con lo cual se consigue multiplicación de onda completa de las dos señales de entrada.

El amplificador diferencial inferior tiene los emisores conectados a pines exteriores, es decir, puede determinarse exteriormente la ganancia del sistema.

El amplificador cuadrático diferencial puede trabajar en el modo lineal o en el modo saturado. Sin embargo el otro diferencial debe trabajar solamente en el modo lineal.

En nuestro caso la señal de salida contiene señales cuyas frecuencias son la suma y diferencia de las frecuencias de entrada y cuya amplitud es función del producto de las amplitudes de las señales de entrada.

La capacidad de manejo del nivel de señal está perfectamente definida para el MC 1496. La máxima señal de entrada para operación lineal es de 25 mV pico. Dado que el diferencial superior tiene sus emisores internamente conectados, este voltaje se aplica a la entrada de portadora para todos los casos.

Como el amplificador inferior tiene sus emisores con conexiones externas, puede manejar niveles de señal en un rango más extenso y que puede ser definido aproximadamente por la expresión:

$$V = (I_5) (R_E) \text{ Volt pico}$$

La ganancia puede calcularse de:

$$G = \frac{R_L V_c (\text{RMS})}{2 \sqrt{2} \left(\frac{kT}{q}\right) (R_E + 2 r_e)}$$

POLARIZACION

La polarización del MC 1496 empieza por establecer la capacidad de las fuentes de corriente internas que alimentan los diferenciales. Además, esta corriente determinará el máximo nivel de señal de entrada antes de que se produzca una distorsión, en conjunto con la resistencia a los emisores del diferencial inferior.

De los datos y especificaciones del MC1496, la máxima señal permisible viene dada por:

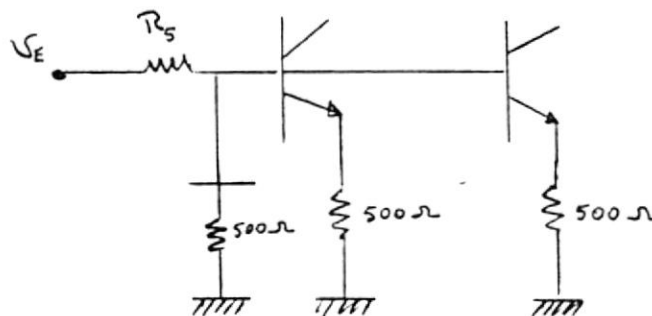
$$V_s \leq I_5 R_E$$

I_5 = Valor de la fuente de corriente

R_E = Resistencia de Emisores

Conociendo el nivel de V_s ideal recomendado por el fabricante de 300 mV RMS y también la corriente podemos determinar el valor de R_E .

Pero, a su vez, necesitamos fijar I_5 a través de la polarización de la fuente de corriente, la cual se puede representar así:



De donde:

$$R5 = \frac{V_E - 0.7}{I5} - 500 \Omega$$

Adicionalmente el MC1496 requiere tres niveles al DC para polarización. Las especificaciones establecen que deben mantenerse al menos 2 voltios en los colectores con relación a la base en todos los transistores y los valores máximos no deben exceder de:

$$30 V_{DC} \geq [(V6, V9) - (V7, V8)] \geq 2V_{DC}$$

$$30 V_{DC} \geq [V7, V8 - V1, V4] \geq 2.7 V_{DC}$$

$$30 V_{DC} \geq [V1, V4 - V5] \geq 2.7 V_{DC}$$

Donde los subíndices se refieren a la numeración de las patas del integrado.

La disipación de potencia puede ser calculada a partir de la suma de los productos voltaje corriente en todas las puertas y considerando que los diferenciales consumen por igual en sus entradas, la potencia disipada puede resumirse como:

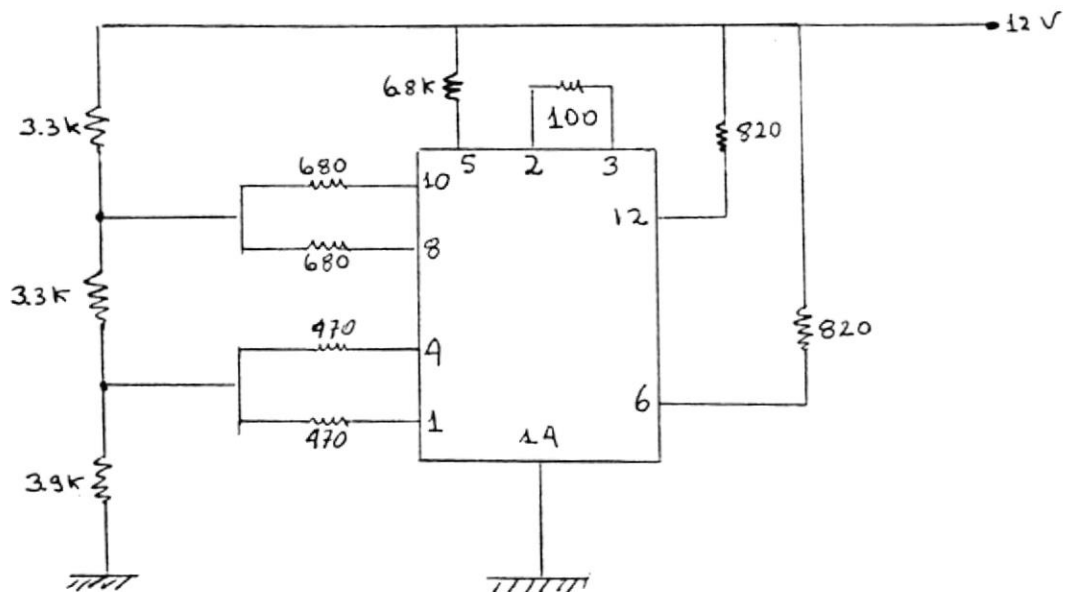
$$P_D = 2 I5 (V6 - V10) + I5 (V5 - V10)$$



CONSIDERACIONES PRACTICAS

De hecho, los datos que suministra el fabricante nos permitieron hallar los valores que permitirán al integrado operar. Para aplicar los voltajes DC necesarios, utilizamos un sólo divisor de tensión y además, entramos a los diferenciales a través de resistencias simétricas que establecerán en primer lugar, iguales condiciones de operación DC; en segundo lugar, servirán como limitadores de corriente y por último, en conjunto con los condensadores aplicados a la entrada de las puertas, formarán una red RC que estabilizará el circuito en relación a oscilaciones extrañas.

De tal forma que llegamos al circuito final de la siguiente forma:



C A P I T U L O I V

"FILTRO DE BLU"

"AMPLIFICADOR DE FI"

FILTRO BLU

Cuando en el primer capítulo hablábamos de la traslación de frecuencias, habíamos demostrado que al momento de la multiplicación se producen dos bandas a cada lado de la portadora.

También había quedado claro la conveniencia de transmitir solamente una de aquellas dos bandas ya que la otra constituye una redundancia.

*Para el caso del transmisor se necesita un filtro que haga dicha selección dentro de especificaciones muy determinadas. Es el filtro de banda lateral Unida.

* En la recepción aprovechamos la calidad del filtro para eliminar todas aquellas frecuencias no deseadas que constituyen las espurias y además eliminamos también algo del ruido que no entre en nuestra banda.

Básicamente un filtro es un circuito resonante del cual ya hemos hablado. Sin embargo se trata ahora de cumplir con dos requerimientos:

- 1.- Estrecho de banda 3MHz a 3.3MHz
- 2.- Gran atenuación de señales no deseadas.

Lo cual quiere decir en otras palabras que solamente un circuito resonante con un Q muy elevado podría cumplir estos requerimientos, que solamente lo hacen los filtros a cristales.

o)° En la práctica se requiere un análisis bastante detallado para entender, diseñar y poner en práctica un filtro de este tipo.

Ventajosamente en la ESPOL disponíamos ya de un filtro a cristales en 3,3 MHz lo cual ha constituido una ayuda muy valiosa. Más aún la existencia de este filtro nos decidió a utilizar dicha frecuencia como la intermedia del receptor.

El filtro nos provee de un ancho de banda en -- los puntos de 3 dB de 3,5 KHz y una atenuación de -- más de 10dB fuera de este rango.

AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Una vez concretado nuestro ancho de banda debemos amplificar la señal antes de enviarla al detector y es necesario este paso ya que el mismo filtro introduce además cierta atenuación.

Siguiendo nuestra filosofía debemos hacerlo del modo más económico. Después de investigar y analizar circuitos discretos encontramos un integrado cuyas - especificaciones satisfacen con mucho nuestros requerimientos.

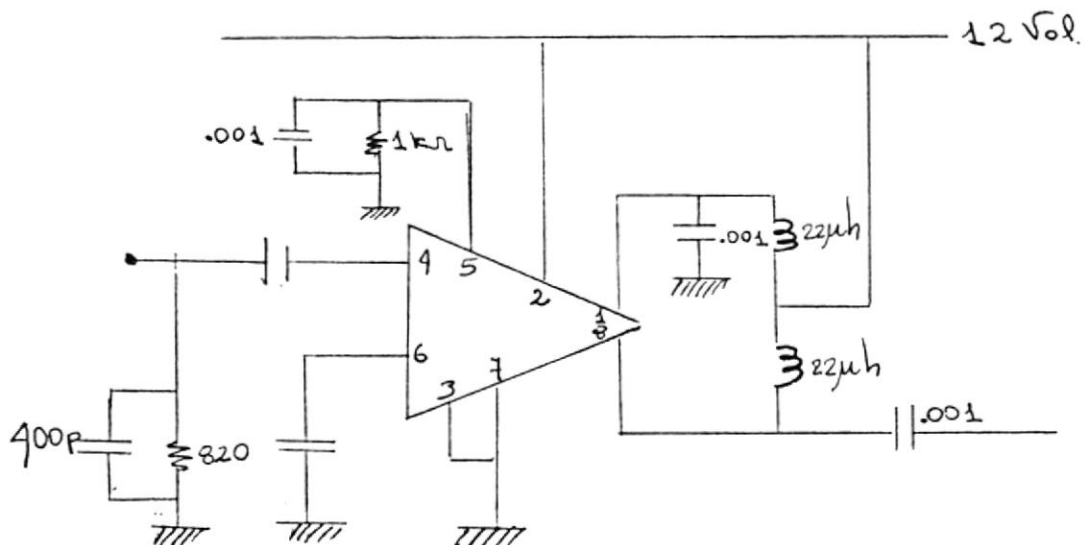
El integrado es un circuito de Motorola MC1350 de entrada diferencial pero que puede ser usado en forma independiente. Igualmente la salida es de tipo - diferencial aunque los colectores de salida están diseñados para acoplamiento por transformador. Esto debido a que el MC1350 está diseñado para frecuencias

intermedias del rango comercial de FM 0 sea 10.7 MHz. Nosotros hemos simulado la salida por transformados - con dos inductancias iguales con lo cual obtenemos el tap central para la alimentación de voltaje.

La polarización del integrado es sumamente sencilla ya que está diseñado para aplicación directa de - 12 voltios. Además, ya que no estamos usando AGC a la entrada de este control automático colocamos una red RC calculada para evitar oscilaciones.

A esta sencillez de operación debemos unir el hecho de la gran ganancia que posee y la muy baja figura de ruido, lo cual nos ayuda grandemente.

El amplificador de IF quedó así :



C A P I T U L O V

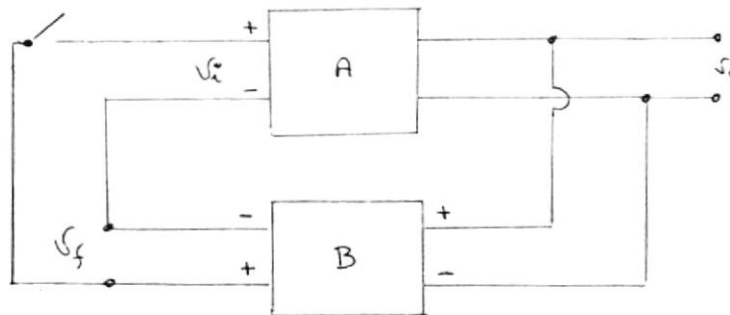
"OSCILADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA"

GENERALIDADES

Un oscilador no es más que un circuito amplificador realimentado que cumple dos condiciones básicas:

- 1) La red de realimentación debe tener una ganancia mayor o igual a 1.
- 2) No debe introducir esta red ningún cambio de fase.

Para entender mejor esto, veamos el siguiente modelo:



Supongamos que disponemos de una señal V_i a la entrada del amplificador. A la salida dispondremos de un voltaje de $V_o = AV_i$ y de un voltaje de realimentación $V_f = B (AV_i)$. La cantidad BA se conoce como "ganancia de lazo". Podemos arreglar nuestro amplificador y la red de alimentación de tal manera que $V_f = V_i$ en magnitud y fase. De tal manera que al cerrar el interruptor el circuito puede seguir operando y mantener una señal de salida V_o . Esto se verifica siempre y cuando:

$$BA = 1$$

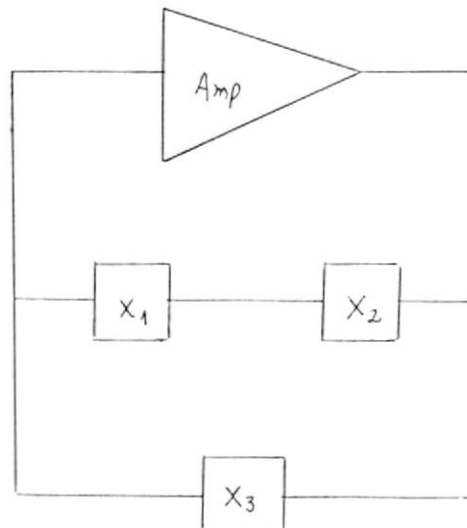
Ecuación que se conoce como el criterio de Barkhansen.



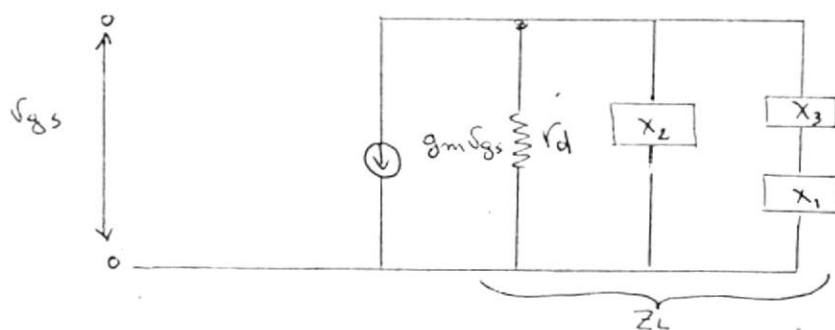
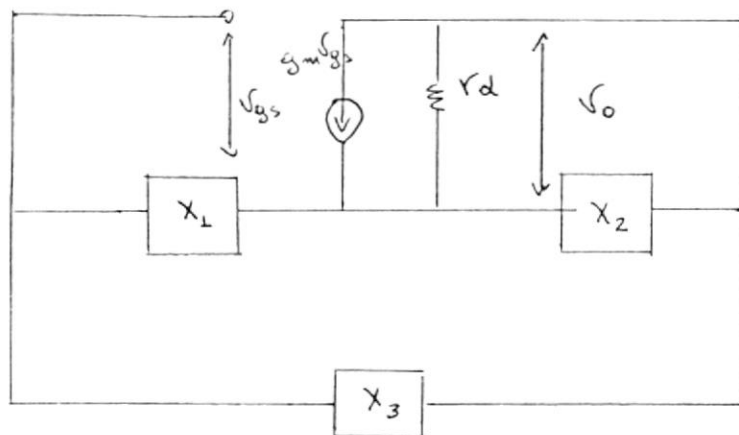
En realidad no se necesita señal alguna para hacer que el oscilador empiece y siga trabajando, ya que en la práctica, BA se hace ligeramente mayor que 1 y se aprovecha el ruido que siempre existe para empezar la oscilación. Esto ocasiona una distorsión en la forma de onda de salida. Se establece pues, un compromiso práctico para mantener una oscilación aceptable.

RED DE ALIMENTACION

Debido a que debe verificarse el criterio de Barkhansen, la red de alimentación deberá ser de tipo reactiva. Dependiendo del tipo particular que se use, el oscilador tiene determinadas denominaciones.



Nuestro amplificador es un MOSFET cuyo circuito equivalente viene a ser:

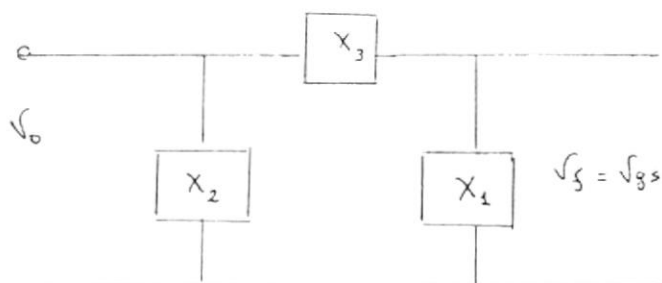


La ganancia del FET es:

$$A = - gmZ_L$$

donde: $Z_L = rd // X_2 // (x_1 + x_3)$

La red de alimentación será:



Se ve que el voltaje de realimentación será:

$$V_f = V_o \frac{X_1}{(X_1 + X_3)}$$

y

$$B = \frac{X_1}{X_1 + X_3}$$

Reemplazando se llega a:

$$A = \frac{-g_m r_d X_2 (X_1 + X_3)}{r_d (X_1 + X_2 + X_3) + X_2 (X_1 + X_3)}$$

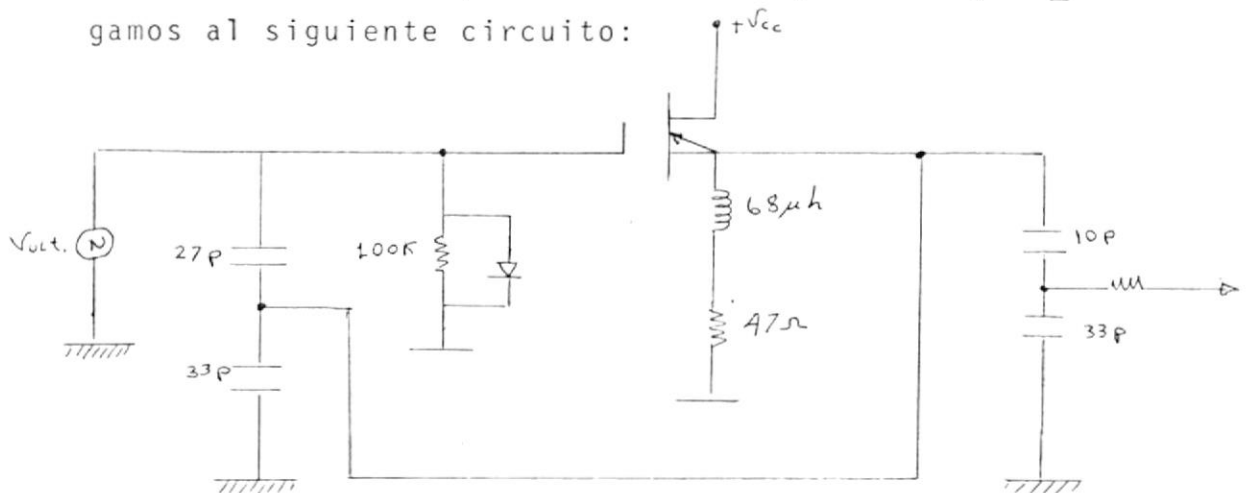
La frecuencia de oscilación viene dada por:

$$(X_1 + X_2 + X_3) = 0$$

Si X_1 y X_2 son capacitores y X_3 un inductor, el circuito se denomina oscilador Colpitts. Cuando X_1 y X_2 son inductores y X_3 es un capacitor, se denomina oscilador Hartley.

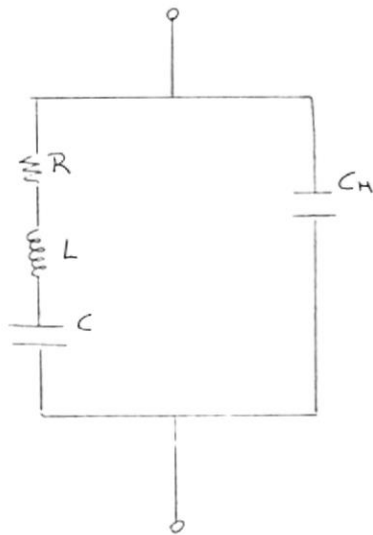
CONSIDERACION PRACTICA

Nos decidimos por el oscilador paralelo y llegamos al siguiente circuito:



Utilizamos como referencia un cristal de cuarzo. Este tipo de cristal exhibe la propiedad de que cuando un esfuerzo mecánico es aplicado a las caras del cristal, se desarrolla una diferencia de potencial entre sus caras opuestas. Igualmente, un potencial aplicado causa distorsión mecánica.

Si se aplica voltaje alterno, se originan vibraciones mecánicas cuya frecuencia de resonancia depende en la forma en la cual ha sido cortado el cristal. Aunque es un componente electromecánico, lo representamos para nuestros fines como un circuito resonante.

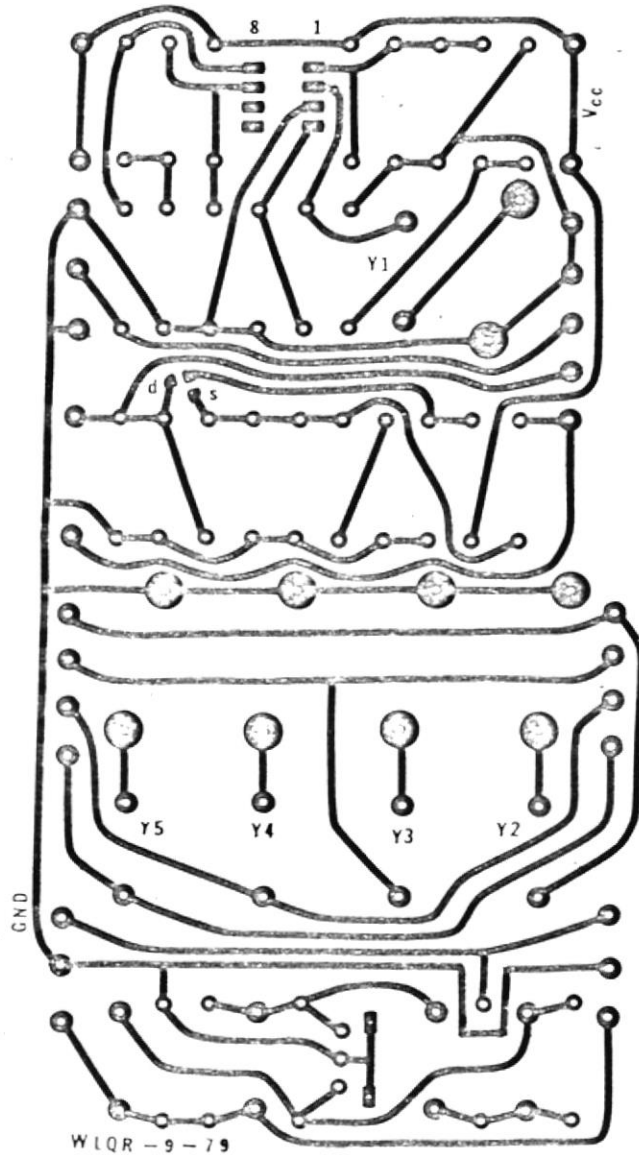


La inductancia L y el capacitor C representan un equivalente eléctrico de sus propiedades mecánicas.

R representa la porción interna.

Por otro lado C_M representa la capacitancia debida al montaje mecánico.

Precisamente, debido a que las pérdidas mecánicas son mínimas, pueden lograrse factores de calidad Q arriba de 20.000.



C A P I T U L O V I

"DETECTOR PRODUCTO"

DETECTOR PRODUCTO

Ya que la operación de detección es igual a la del mezclador, es decir es una traslación de frecuencias, usamos el mismo integrado que en aquella etapa, es decir el MC1496.

Además utilizamos la misma polarización teniendo en cuenta dos factores:

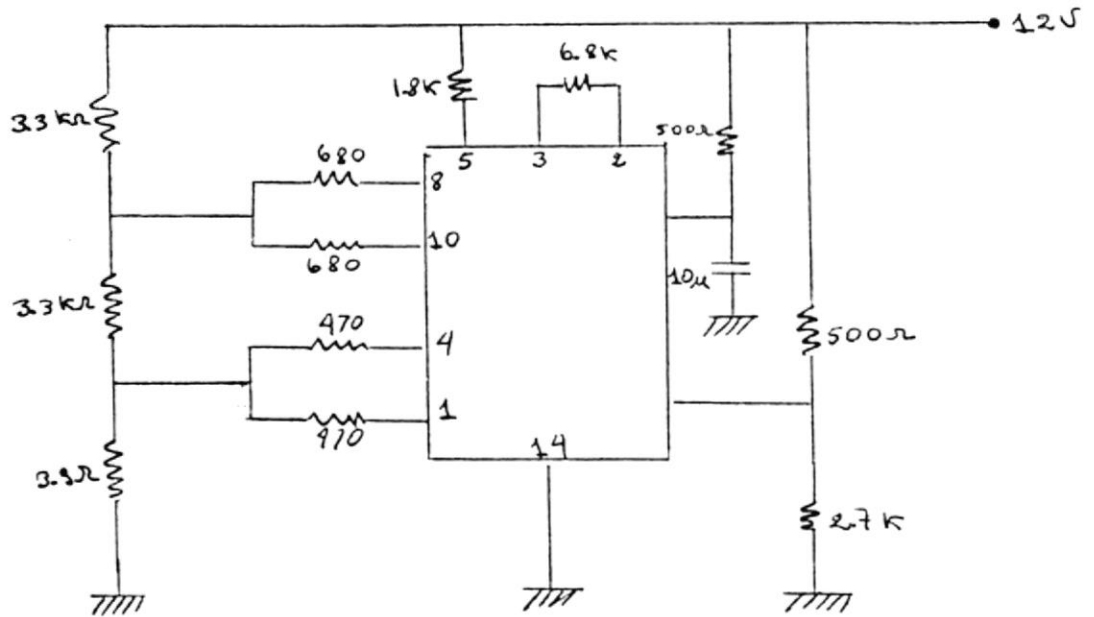
- Nivel de señal a la entrada
- Acoplamiento de entrada y salida

Ya que el nivel de señal que le llega al MC1496 -- comparado con el anterior, es mayor deberemos bajar la ganancia hasta el punto de evitar cualquier saturación y distorsión en la etapa final del audio. Experimentando en conjunto con las otras etapas encontramos que la ganancia adecuada quedaba establecida para una resistencia de emisores de 6,8 K Ω .

El MC1496 no carga al circuito amplificador de IF ya que se está tomando una salida simple a muy alta impedancia, del orden de 200 K Ω y 5pF.

Sin embargo el circuito de salida es diferente ya que la frecuencia de salida ahora está en el rango de audio y las redes RC deben ser calculadas a estas frecuencias.

Con todo lo dicho el circuito nos quedó así :



En la práctica, tuvimos que agregar una red resistiva a la entrada para adicionar un nivel de DC a la señal IF de entrada, permitiendo una mejor operación de los diferenciales de entrada y asegurar una mejor calidad en la supresión de la portadora de IF.

C A P I T U L O V I I

"AMPLIFICADOR DE AUDIO"

AMPLIFICADOR DE AUDIO

Llegamos así, a la parte final de nuestro receptor. Teniendo la señal de audio nos toca llegar a excitar un parlante de audio con al menos 2 watos.

El LM380 es un integrado ideal para salidas de este tipo y necesita solamente muy pocos componentes adicionales.

El integrado está protegido contra excesiva corriente que como ejemplo puede producirse cuando se cortocircuitan los cables del parlante. Tiene también protección contra exceso de temperatura la cual puede producirse -- por mal manejo o insuficiencia de disipación.

Si bien es cierto que la ganancia es del orden de 50 hemos preferido añadir una primera etapa con transistor de baja potencia y bajo ruido.

El LM380 tiene a su entrada un seguidor de emisor PNP el cual se acopla a un amplificador diferencial con fuentes de corriente independientes. La salida es del tipo complementaria y trabaja entre 4-16 Ω .

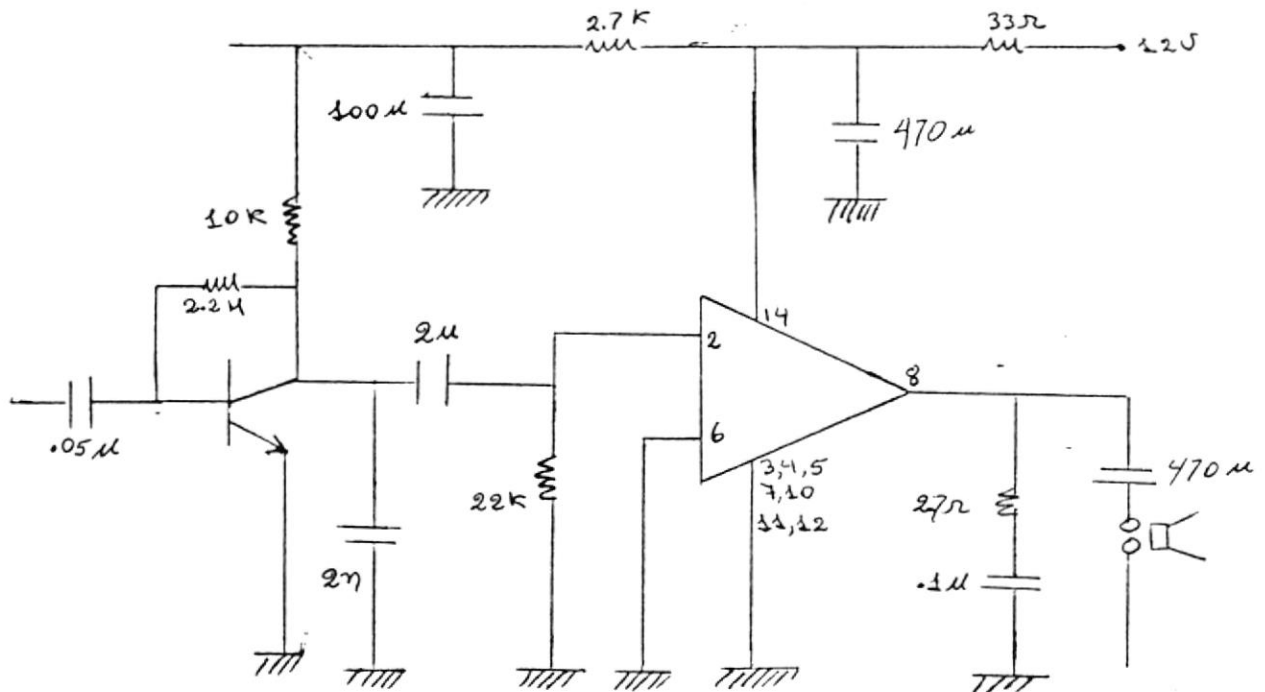
Para evitar oscilaciones del rango de altas frecuencias hemos puesto un filtro Rc a la salida. Igualmente, el filtro de entrada está calculado para que deje pasar a partir de los 20 Hz.

La manera de ubicarlo y de trazar el impreso, permite que la disipación se haga no solamente al ambiente sino al cobre no retirado del circuito impreso.

El transistor un BC149 es un transistor de baja potencia y bajo ruido polarizado en la forma más simple para aumentar ganancia y nivel de entrada al integrado.

Los condensadores están todos calculados para evitar oscilaciones en el rango de trabajo.

El circuito quedó así :



C A P I T U L O V I I I

"FUENTE DE PODER"

FUENTE DE PODER

La fuente elegida de trabajo fue de 12 Vol. En realidad 13.8 Vol. Considerando que es el voltaje que puede ser suministrado muy fácilmente a través de las baterías de embarcación.

Es decir, no existe diseño para fuente de poder y lo que se provee son los puntos de acceso para 12 Vol. nominal, con un consumo de 250mA total en el caso nuestro.

A fin de abaratar costos, tampoco se ha incluido un regulador, ya que los integrados poseen fuentes de corriente propias con limitación de corriente.

C A P I T U L O I X

"ENSAMBLAJES"

"CONSIDERACIONES PRACTICAS"

ENSAMBLAJE, CONSIDERACIONES PRACTICAS

Una vez diseñados y probados los circuitos en las mesas de trabajo pasamos a dibujar el trazado para el circuito impreso.

En primer lugar elegimos la escala 1:1 para efectuar los trazados ya que disponíamos de plantillas y normógrafos a dicha escala.

PROCEDIMIENTO

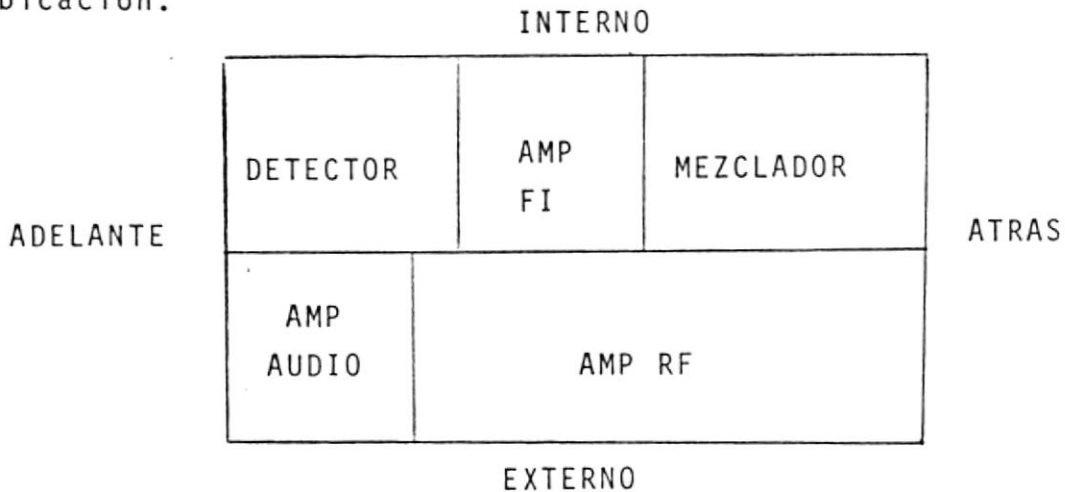
Debíamos cubrir algunos requerimientos que debían quedar especificados antes de comenzar.

- Espesor de las líneas
- Tamaño de los componentes
- Diámetro de los conductores de los componentes
- Disponibilidad de área en las placas de cobre
- Tamaño deseado del prototipo
- Distribución de secciones del receptor
- Posición de los componentes en cada sección

Las tres primeras fueron fáciles de determinar en base a los valores que habíamos obtenido en el trabajo experimental.

La disponibilidad de placas de 5" x 8" decidió -- las restantes.

Conociendo el área pasamos a distribuir donde iría que sección. Después de considerar sobre todo interferencia, distribución de energía y acceso a circuitos comunes con el transmisor se asignó la siguiente ubicación.



Pasamos entonces a ubicar cada componente. Fue talvéz la parte más difícil por cuanto debía tenerse en cuenta.

- Etapas anteriores y posteriores
- Fuente de Poder
- Tierra
- Señales externas
- Economía de espacio
- Flexibilidad
- Comodidad en el acceso a componente
- Trazado del impreso

Después de muchos borriones y nuevos intentos, llegamos al trazado y ubicación finales.

Una vez listo el borrador toca hacerlo sobre una hoja transparente de Mylar. Resumimos algunas recomendaciones que pueden ser de utilidad para quienes intenten seguir el procedimiento:

- El borrador del trazado debe colocarse sobre una mesa de dibujo totalmente plana y debe asegurarse sin arrugas. Luego se coloca el Mylar, previamente lavado y libre de grasa, sobre el borrador pero no sujetándolo a él sino a la mesa de dibujo. Se deberá elegir un tamaño de Mylar compatible con el tamaño de la tarjeta a imprimirse. Los espesores típicos del Mylar van de 0.005 a 0.0075 pulgadas. Es recomendable colocar una cinta negra que delimite el perímetro de la futura tarjeta y sirva como referencia para el trazado.

- Debemos insistir que debe conocerse el tamaño exacto de cada componente ya que un error aquí es desastroso.

- Se colocan los círculos negros correspondientes a los conductores de los componentes. Teniendo muy en cuenta el espesor del alambre y el hueco que se realizará posteriormente.

- Podemos ir colocando las tiras que representan los pasos de cobre. Hay dos tipos de tiras las adhesivas tipo calcomanía y las del tipo de cinta. Personalmente considero que esta última es mejor fácilmente y además puede ser colocada con el grado de curvatura que uno desee.

Para colocar la tira es más fácil ir la fijando con la punta de un cuchillo, hacerlo con los dedos es casi imposible.

El exceso debe cortarse, no sobre el Mylar sino halando de la tira mientras se presiona el cuchillo a un ángulo aproximado de 70° . Sobreponer la tira no es problema mientras no se tape el agujero central de los cír. culos negros.

-Debe mantenerse una separación prudencial entre - los trazados que evite posteriores problemas, especialmente cortocircuitos.

-Por último hay que marcar todos los puntos claves de transistores, integrados, entradas, salidas, condensadores electrolíticos. etc. No confiemos en nuestra memoría, hay tanto por hacer que cuando esté listo habremos olvidado que punto era cual.

-Ya listo el trazado en Mylar, debemos, por método - litográfico obtener un negativo sobre este negativo debe efectuarse la depuración final para aclarar partes oscuras.

-Toca ahora preparar la placa de cobre. Hay que lijarla para que no quede ninguna irregularidad cuidando de no depositar en ella grasa de nuestras manos por Ej.

-Luego en cuarto oscuro se la baña con la sustancia sensibilizadora y se le somete a secado en el horno por 25 minutos.

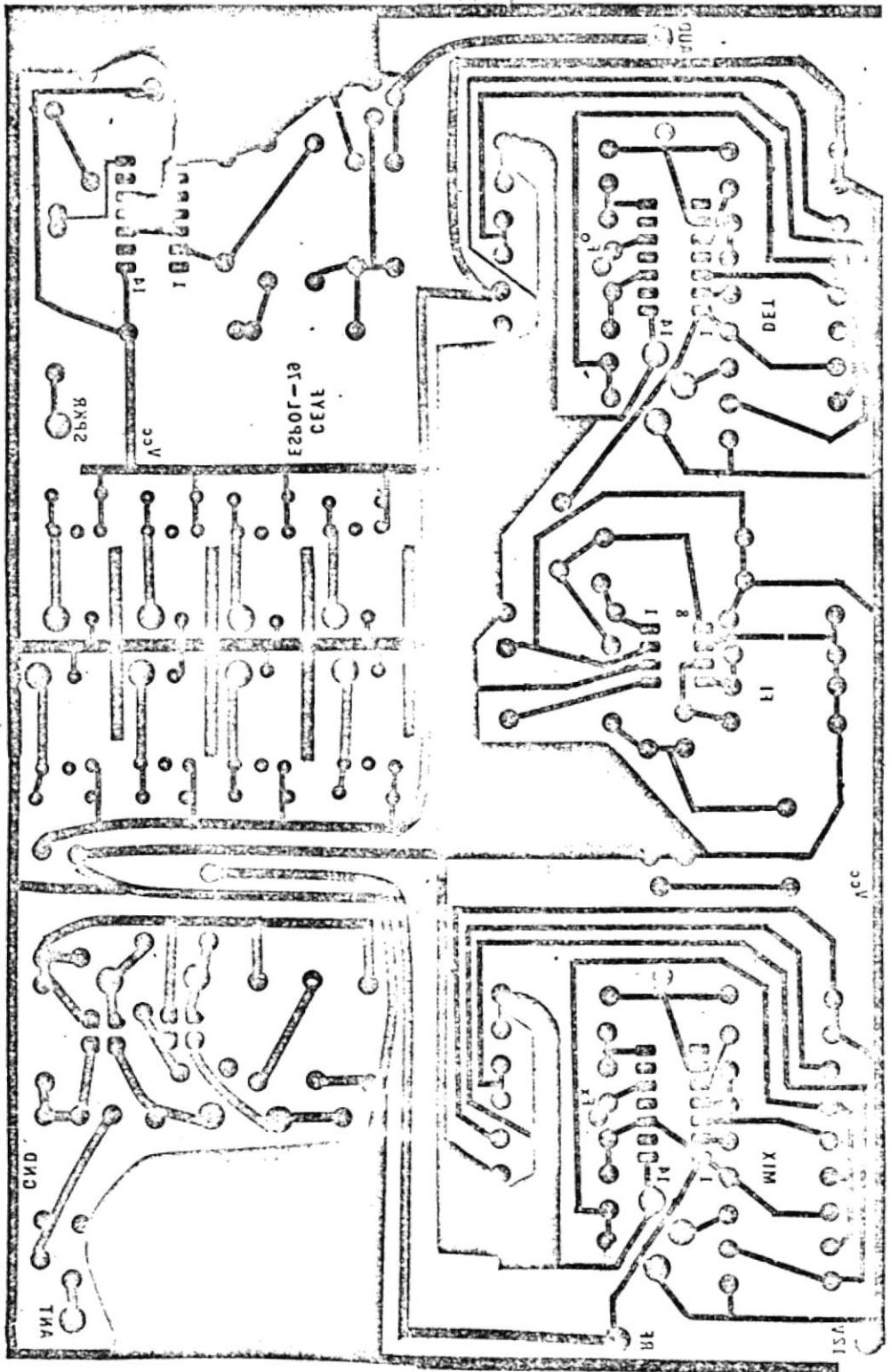
- Dependiendo de las características de esta sustancia se aplicará a través del negativo la luz apropiada - en una exposición apropiada luego de lo cual se someterá la placa al proceso de revelado. Todavía en cuarto -- obscuro.

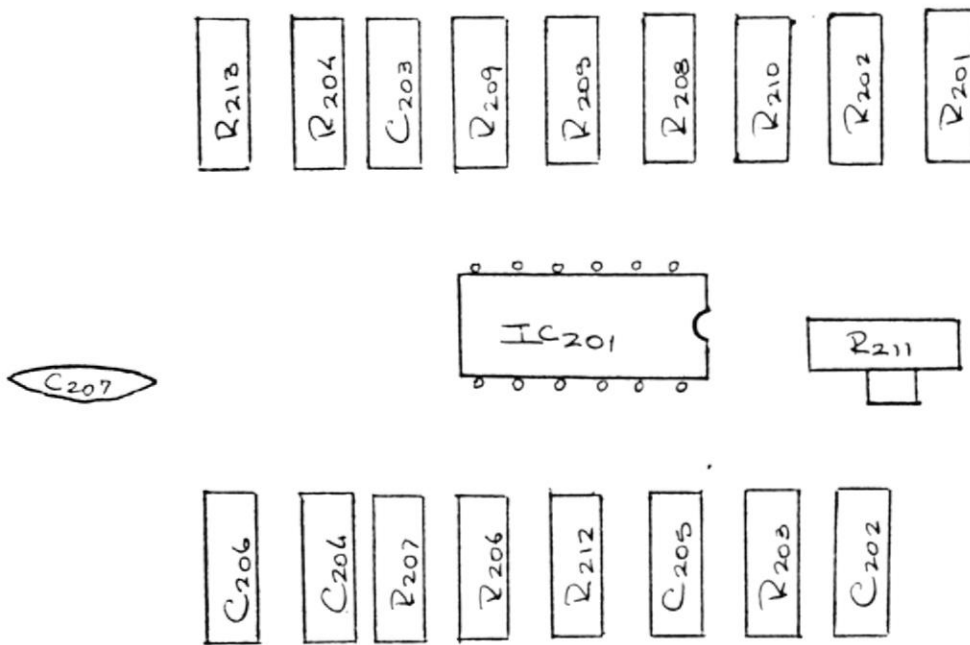
- La placa se sumerge en el líquido revelador y se mantiene en constante agitación por unos 5 minutos luego de los cual se la lava y se someta a secado en el horno por 10 minutos.

- Para terminar y cuando el impreso es difícilmente visto - apenas a contra-luz, se sumerge la placa en cloruroférico y se lo mantiene en agitación y lavándole en agua cada cierto tiempo para acelerar el proceso de corrosión.

- Antes de retirar la placa debe verificarse que todo el cobre en las partes no deseadas ha sido totalmente comida.

Hay que verificar cada trazado, en busca de imperfecciones y cortocircuitos. Luego se montan los componentes y a probar.

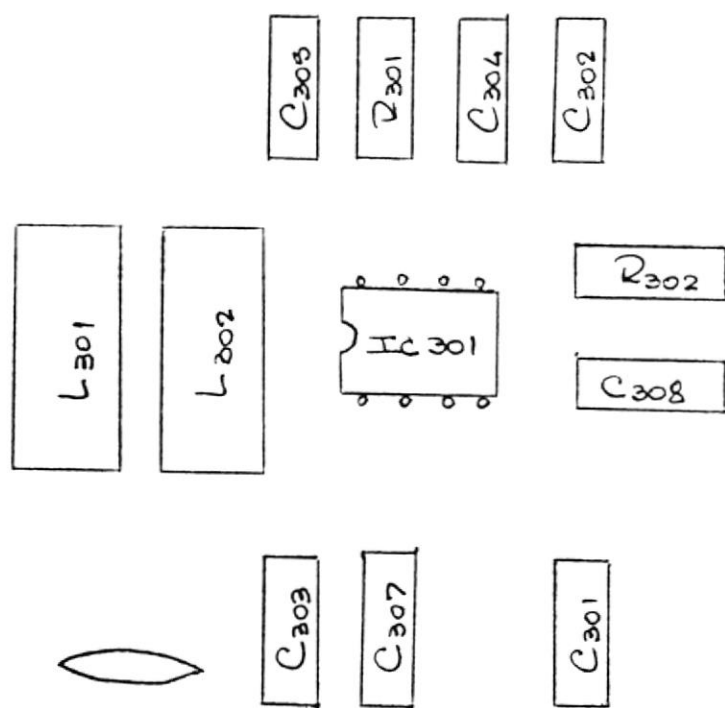




R201 - 3.3k
R202 - 3.3k
R203 - 3.9k
R204 - 6.8k
R205 - 100
R206 - 680
R207 - 680
R208 - 470
R209 - 470
R210 - 470
R211 - 5k
R212 - 820
R 213 - 820

C202 - .001
C203 - .001
C204 - .001
C205 - 70p
C206 - 70p
C207 - .001

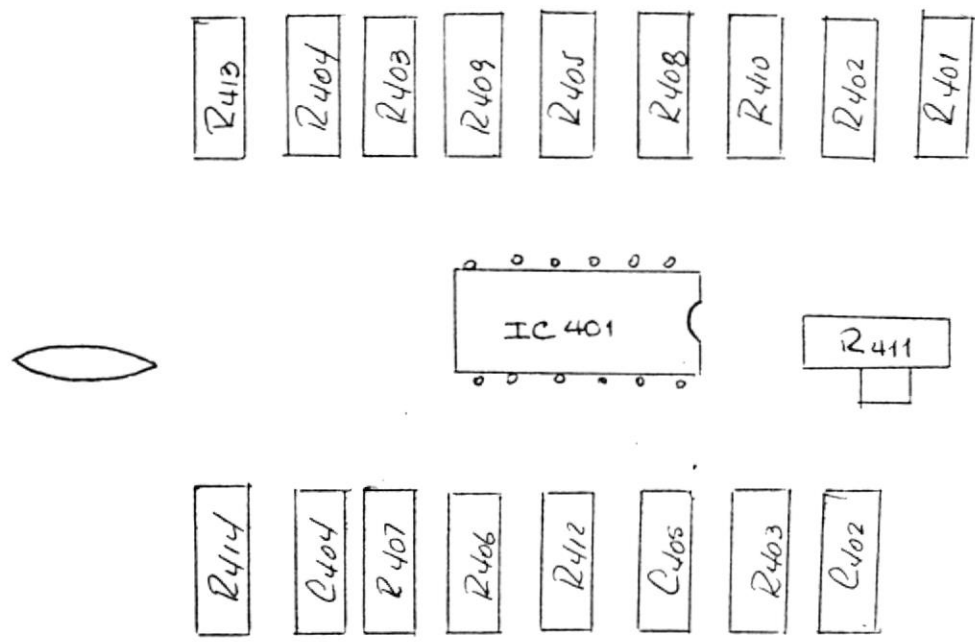
IC201 - MC1496



R301 - 10k
R302 - 820

C301 - .001
C302 - .001
C303 - .001
C304 - .001
C305 - .001
C306 - .001
C307 - 270p
C308 - 400p

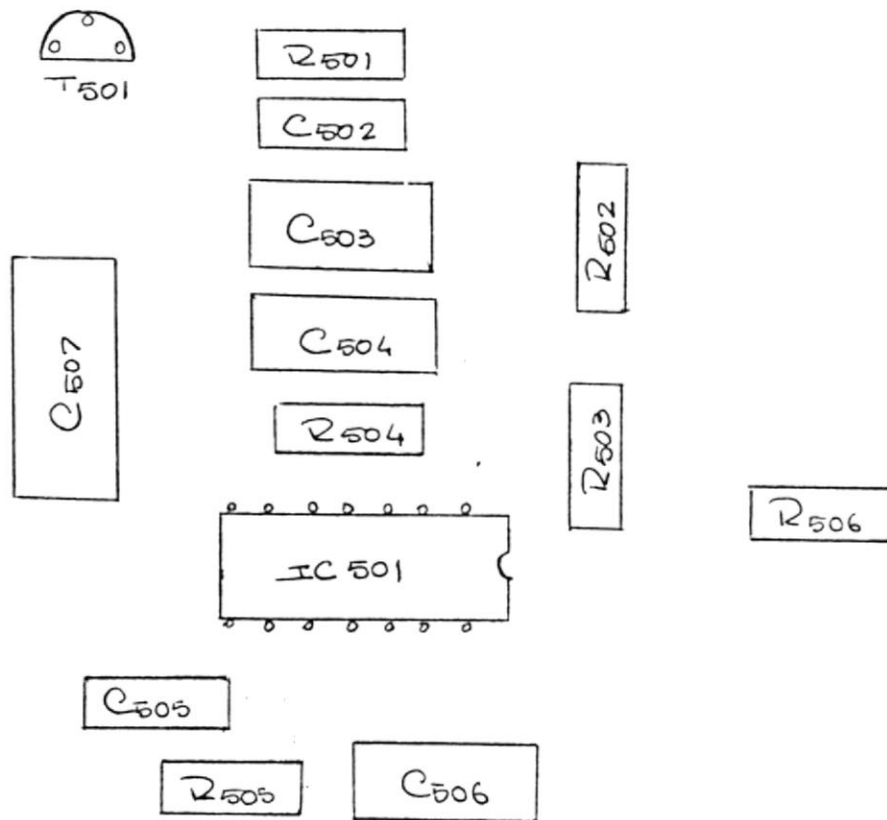
L301 - .82h
L302 - .1h
IC301 - MC1350p



- R401 - 3,3k
- R402 - 3.3k
- R403 - 3.9k
- R404 - 1.8k
- R405 - 6.8k
- R406 - 680
- R407 - 680
- R408 - 470
- R409 - 470
- R410 - 100k
- R411 - 5k
- R412 - 500
- R413 - 500
- R414 - 2.7k

- C401 - .05
- C402 - .001
- C403 - .001
- C404 - .001
- C405 - 10uF
- C407 - .05

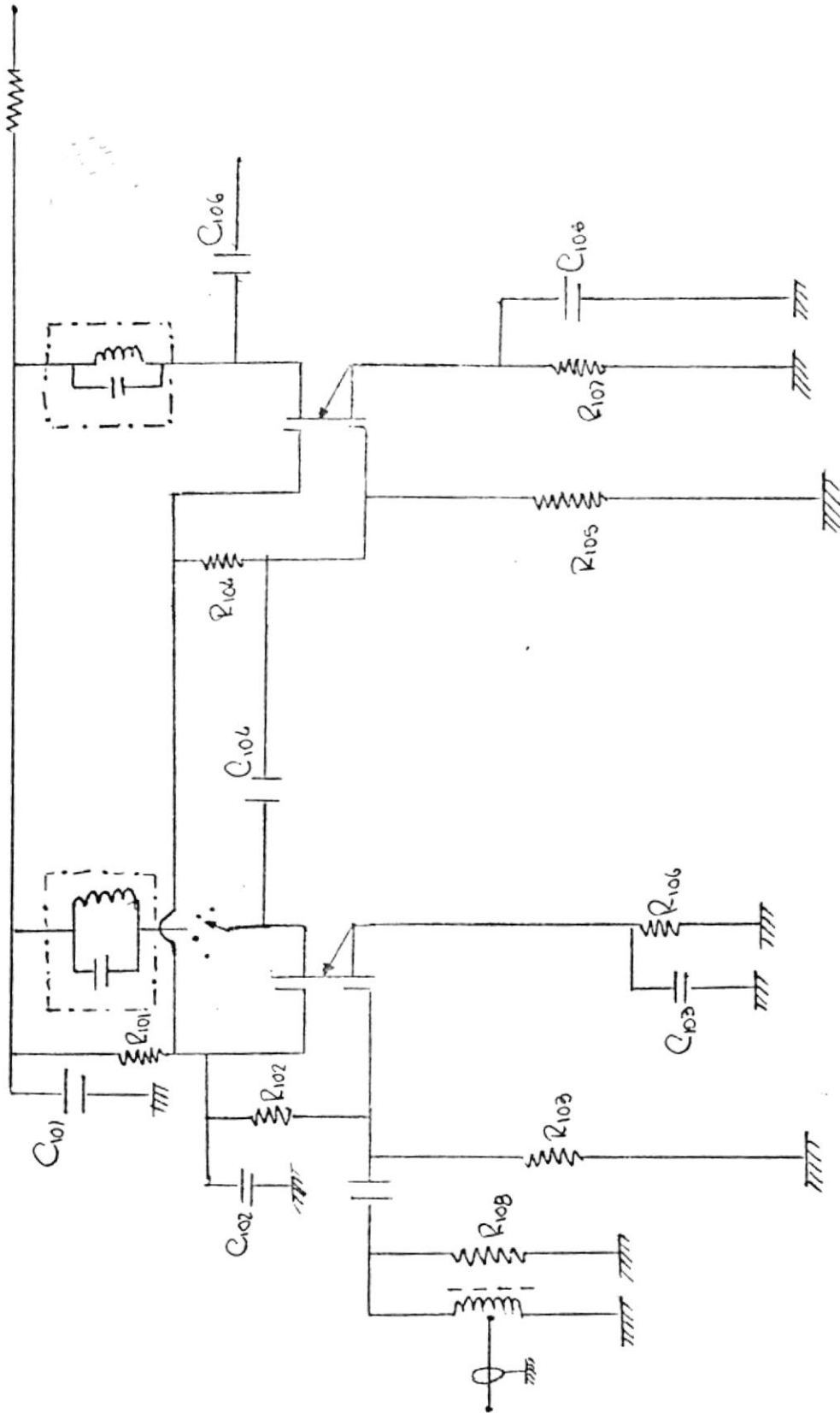
IC401 - MC1496



R501 - 2.2M
R502 - 10k
R503 - 2.7k
R504 - 22k
R505 - 2.7
R506 - 33

C501 - .1u
C502 - 2n
C503 - 2u/2V
C504 - 100u/6.3V
C505 - .1u
C506 - 470u/15V

T501 - BC149B
IC501 - LM380

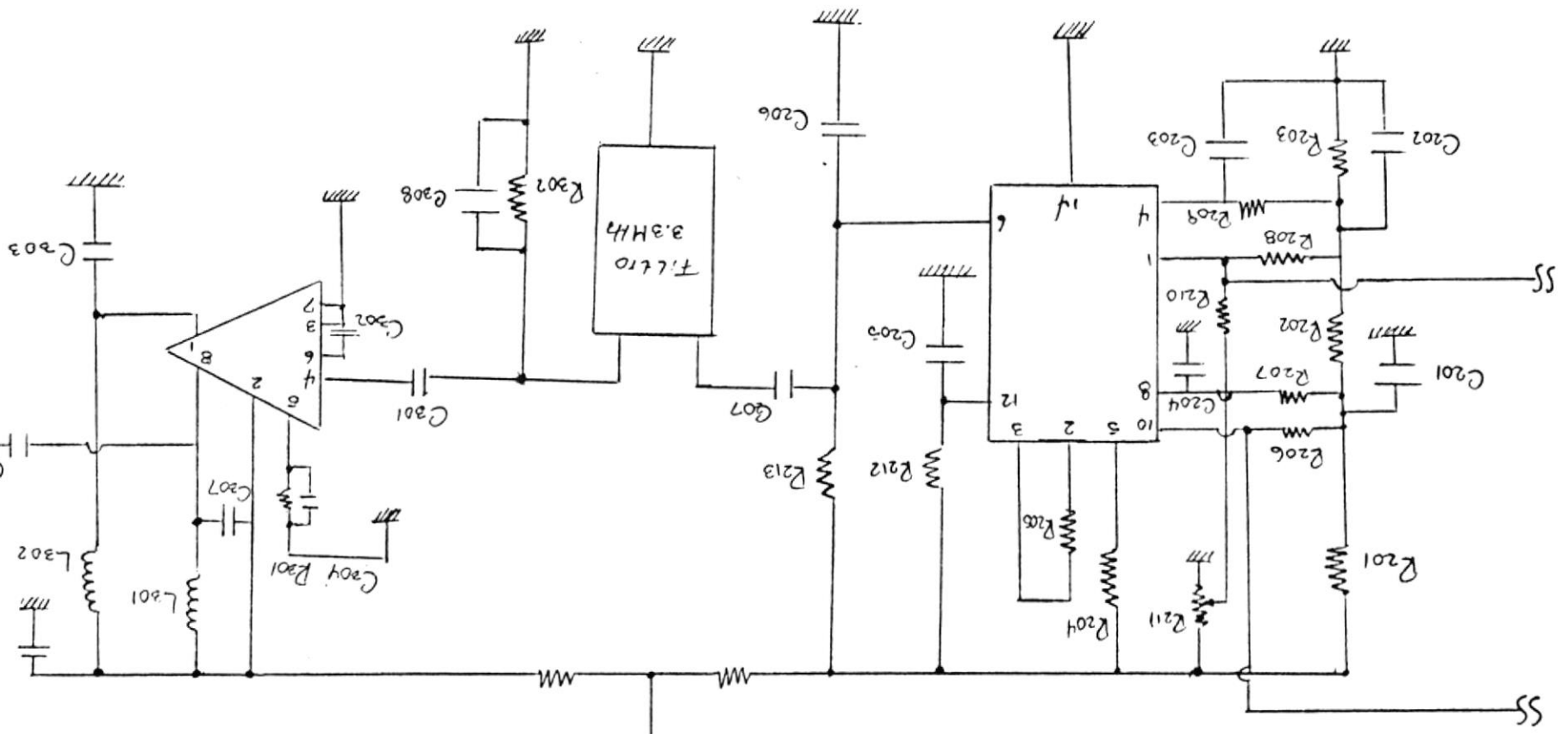


AMPLIFICADOR D.F.

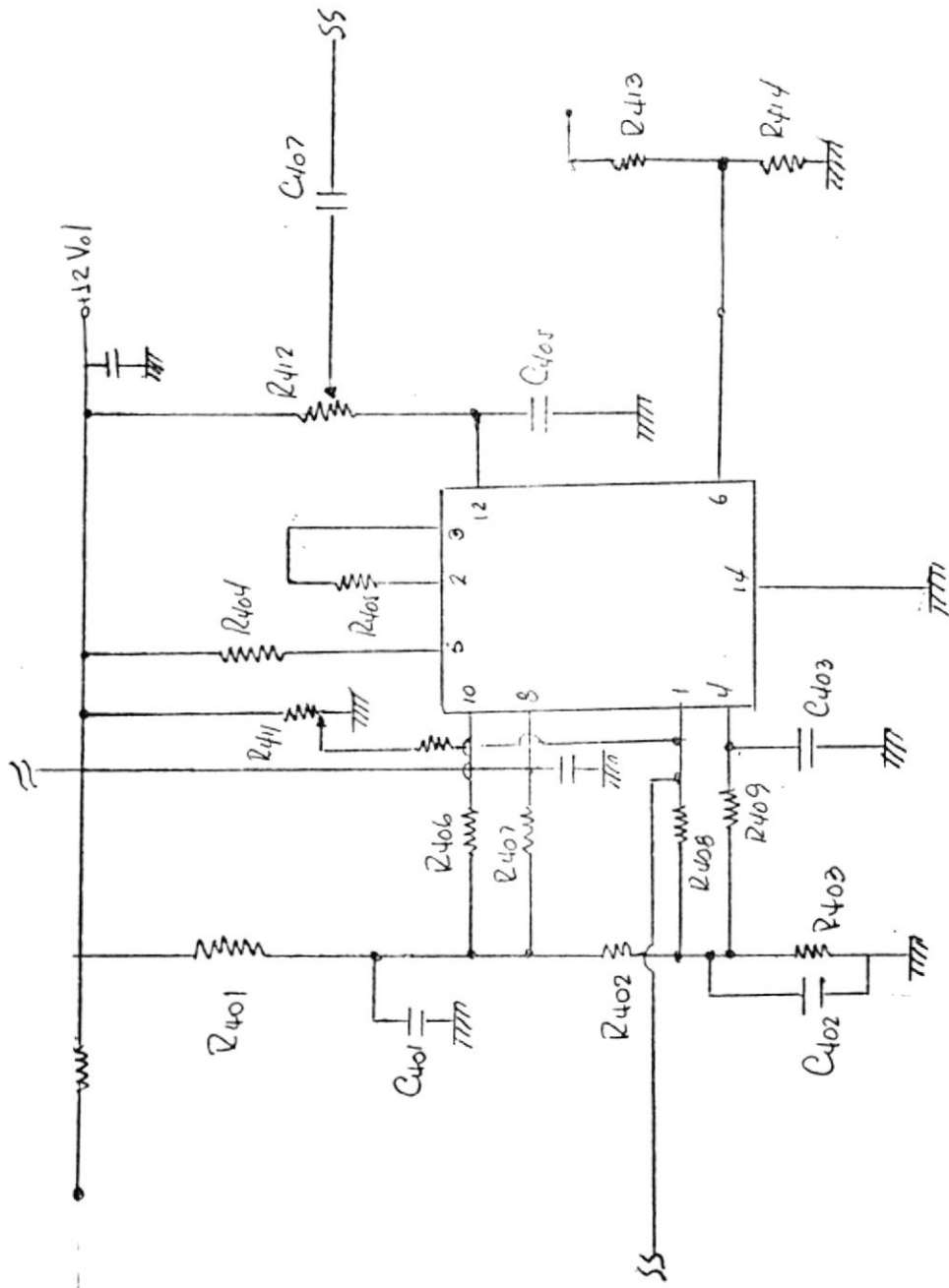
MEZLERDOR

Carrier Balance

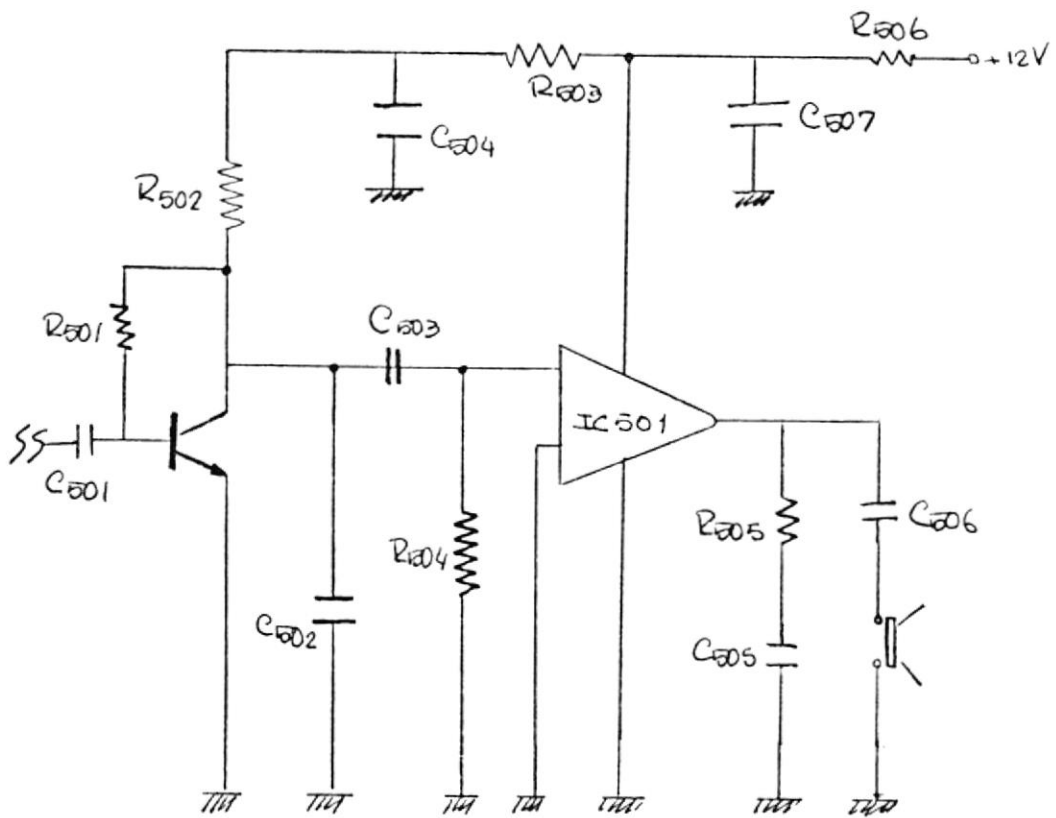
12V01



AMP IF



DETECTOR



Audio AMP.

C A P I T U L O X

"ESPECIFICACIONES OBTENIDAS"

ESPECIFICACIONES OBTENIDAS

Como última parte y ya en la tarjeta y no en los módulos de experimentación debemos verificar lo obtenido anteriormente.

Del receptor se obtuvieron los siguientes datos para una de las frecuencias de operación.

- Frecuencia de Operación 8281.4 KHz
- Nivel de RF de entrada
(después del transformador de antena) 2mVRMS
- Nivel de Audio en el parlante .65VRMS

Sin señal RF

- Nivel de ruido en el parlante .42 VRMS

Relación $\frac{\text{Señal} + \text{Ruido}}{\text{Ruido}}$ para un incremento = 4mVRMS
en Audio de +12dB

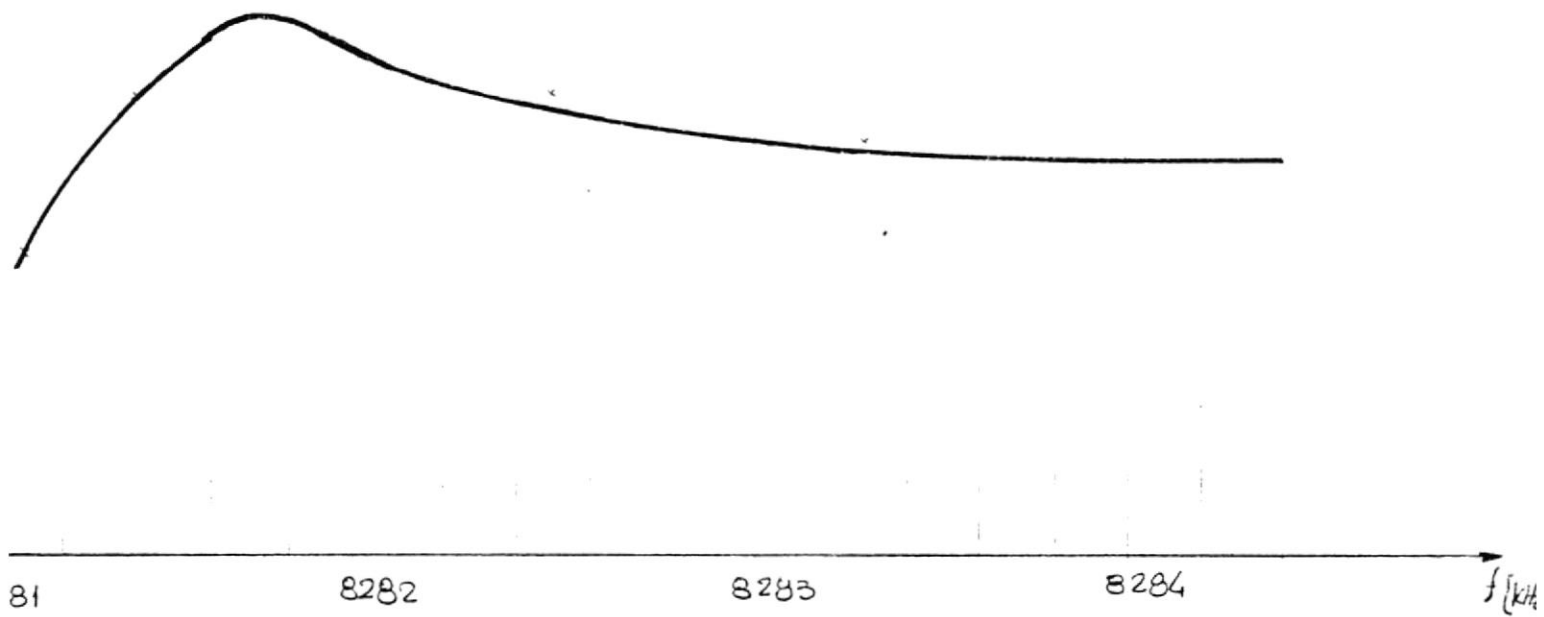
Espurias:

120mVRMS a $f = 7431.93$ KHz para producir la misma relación Señal/Ruido

350mVRMS a $f = 6636.3$ KHz para producir la misma relación S/N

Selectividad.- Gráfico adjunto.

radio
[ol RMS]



Selectividad.

C O N C L U S I O N E S



Como dijéramos en nuestra presentación no queremos más que demostrar que somos capaces de convertir en realidad una idea. Que va llegando el momento en que tengamos que perder el miedo a nuestra producción y más aún - que lo podamos hacer bien.

Indudablemente que este prototipo puede ser mejorado sustancialmente con la introducción del control automático de ganancia. Y es muy fácil hacerlo.

Estamos seguros de hemos contribuído con nuestro grano de arena para con el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la ESPOL y para con nosotros mismos. Digamos -- que esto es sólo el comienzo.

Por lo demás el prototipo ha trabajado, se han introducido en él las técnicas de circuitos integrados, filtros de cristal, y amplificadores de RF con MOSFETS, que a mi manera de ver son los puntos más importantes.

Se ha trabajado en los circuitos impresos y, desde luego, se han cometido errores que han sido superados y quehan permitido conocer y reconocer muchas características y propiedades de estas técnicas.

Los circuitos sintonizados se vieron afectados en menor grado con los trazos del impreso, de tal manera que la sintonía dentro del impreso era apenas diferente y -- caía dentro del rango de corrección con la variación en la posición del núcleo.

Las etapas de Detección y mezcla, después de su calibración y ajuste trabajaron de acuerdo a lo esperado. Y las de FI y Audio ni siquiera se tocaron. Salvo una -realimentación en la última a través de un trazo de la distribución de Energía.

Es cierto que puede mejorarse el prototipo, es más creo que debe mejorarse el prototipo, pero también creo que hemos cumplido nuestra tarea.

Hemos dedicado para provecho propio y de la ESPOL - algunas horas y no puedo menos que expresar mi reconocimiento a todos quienes han hecho posible este trabajo.

Pasamos a detallar etapa por etapa a lo que se llegó y cuánto costó realizarlo.

1.- AMPLIFICADOR DE RADIO-FRECUENCIA

La entrada por autotransformador nos permitió dos cosas:

- a) Acoplar impedancias
- b) Elevar el nivel de la señal RF

El circuito con MOSFET es muy estable y su ministra la ganancia necesaria -aproximadamente 33 dB- suficientes para manejar el mezclador.

Los circuitos sintonizados presentaron la impedancia calculada que permitió un mejor acoplamiento entre ellos, gracias al uso en la parte experimental, del medidor de inductancia y del Q de los circuitos, lo cual permitió un diseño más ajustado a la realidad.

El acoplamiento final con el mezclador, no es el óptimo que debía esperarse. Hablaremos de él a continuación.

2.- MEZCLADOR A FRECUENCIA INTERMEDIA

Este fue el que presentó mayores dificultades. Al ser acoplado a su anterior etapa de RF, presentaba una carga adicional no esperada, la cual era más evidente al variar la inserción

de nivel de DC de la señal de entrada al integrado mezclador.

A su vez, como esta inserción de DC es útil para determinar el comportamiento del integrado en lo que se refiere a supresión de portadora, tuvimos que llegar a un compromiso, buscando mejor acoplamiento consecuente con nivel de supresión de portadora. Por supuesto, ésto alteró la ganancia esperada y elevó el nivel de la relación Señal/Ruido.

3.- AMPLIFICADOR DE FRECUENCIA INTERMEDIA

Sin ningún problema. Las condiciones de nivel de señal, ganancia y acoplamiento fueron invariables con respecto a la que se probó experimentalmente. No afectó, si fue afectado por los circuitos anteriores, y su ganancia de 25 dB era la esperada.

4.- DETECTOR

Después del ajuste para supresión de frecuencia intermedia, la detección presentaba solamente una pequeña saturación, corregida al variar el nivel de entrada del oscilador de

5.- AMPLIFICADOR DE RADIO

Presentó una oscilación de baja frecuencia originada en una realimentación, debido al trazo en el circuito impreso. De tal manera que se introdujo una resistencia en serie con los 12 Vol que junto con el condensador de desacoplo de la fuente, hicieron una red RC suficiente para iluminar la oscilación.

Por lo demás, de una ganancia de 14dB suficiente y una distorsión de menos del 2%.

6.- OSCILADORES

Estos circuitos fueron probados y verificados posteriormente, ya que mientras tanto, fueron reemplazados por osciladores patrones.

En general, el uso de cristales y MOSFETS nos ha garantizado una frecuencia estable que puede ajustarse finamente.

7.- COSTO

Si bien es cierto que los componentes fueron conseguidos en la mayor variedad de mercados, vamos a tratar de concretar en relación a lo que costarían en nuestro medio todos aquellos.

CIRCUITOS INTEGRADOS

		VALOR UNITARIO	VALOR TOTAL
2	MC1496	US \$ 2,80	US \$ 5,60
1	MC1350P	4,00	4,00
1	LM380	0,50	0,50

SEMICONDUCTORES

2	RCA40673	2,10	4,20
1	BC149B	0,40	0,40

COMPONENTES

75	Resistencias Carbón		
	Condensadores Disco	0,20	15,00
2	Potenciómetros	1,60	3,20
1	Placa Cobre	3,00	3,00
1	Mylar	2,00	2,00
	Materiales proceso		
	Impresión		5,00
			US \$ 42,90
			=====

Equivalentes a S/. 1.124,00.

Como se verá, el receptor es sumamente barato y la producción en serie abarataría mucho más el producto. Ciertamente que no se incluyen los valores correspondientes al trabajo horas-hombre, que en la etapa de diseño y construcción del prototipo, son aún de más alto precio.

En conclusión, podemos fabricar un receptor de buenas características, a un costo que justifica la introducción de un equipo propio en

mercado.

Debemos anotar, que los valores correspondientes al oscilador los hemos considerado por separado para evitar una redundancia con el transmisor.

En resumen, los costos de los osciladores son:

5 cristales	US \$ 7,00	35,00
2 transistores 40468	1,20	2,40
CA 3053 Integrado	2,10	2,10
Componentes	10,00	<u>10,00</u>
	US \$	49,50
		=====

Equivalentes a S/. 1.297,00 que deberán ser sumados al costo anterior.

Por lo demás, consideramos que pueden mejorarse las especificaciones logradas en este prototipo, pero también estamos seguros que hemos cumplido nuestra tarea.



C A P I T U L O X I

"MANUAL DE OPERACION"

GENERALIDADES

El receptor está diseñado para responder a señales BLU de RF en el rango de $1mV_{RMS}$ y responde a cuatro frecuencias específicas que son:

f1 = 828.4 KHz

f2 = 2738 KHz

f3 = 2638 KHz

f4 = 2182 KHz

Dispone de un filtro a cristales que permite una mejor selectividad y la selección de la banda superior o inferior de trabajo. Está diseñado para dejar pasar señales entre 3MH y 3003 MHz. En otras palabras, el filtrado se produce en frecuencia intermedia.

El receptor ha sido diseñado con el uso total de técnicas de circuitos integrados, lo cual garantiza una mayor compactibilidad, eficiencia y reducción del número de componentes.

La sección de audio es capaz de entregar hasta 2 wátios en un parlante de 8 .

DESCRIPCION DEL CIRCUITO

El receptor se compone de las siguientes etapas:

- 1.- Amplificador de RF
- 2.- Mezclador

- 3.- Amplificador de FI
- 4.- Detector
- 5.- Amplificador de audio
- 6.- Osciladores y filtro.

1.- AMPLIFICADOR DE RF

Comprende dos etapas sintonizadas iguales. La señal de antena se acopla al MOSFET 40673 mediante un auto transformador, el cual acopla impedancias y adecúa el nivel de señal.

El punto de operación ha sido elegido de tal manera, que su operación es totalmente lineal y suministra una ganancia de al menos 33 dB, suficientes para excitar al mezclador.

Mediante el selector Si -accesible desde el exterior, se aplican al drenaje del MOSFET el respectivo circuito sintonizado, el cual se compone de una bobina y un condensador, elegidos de tal manera, que mantengan al menos un $Q = 80$ para todas las frecuencias.

2.- MEZCLADOR

El integrado MC1496 ha sido usado como mezclador. Recibe del oscilador una señal de 100 mV_{RMS} que combinada con la de RF produce una señal de FI en 3.3 MHz.



El potenciómetro R211 permite un ajuste de los niveles de polarización, que permiten al MC1416, trabajar en forma lineal y además determina la correcta supresión de portadora.

El selector Si aplica del oscilador la frecuencia correspondiente para producir la $\neq I$.

El mezclador introduce una ganancia de 6 dB sobre la señal de RF.

3.- AMPLIFICADOR DE FI

La señal de FI del mezclador pasa por el filtro BLU de cristal y se aplica al MC 1350 un amplificador integrado que suministra una ganancia de 25dB. Su operación está diseñada de tal manera que no necesita ajustes adicionales.

4.- DETECTOR

El MC1416 es usado ahora como detector. Una oscilación de FI a $60 \text{ mV}_{\text{RM1}}$ es aplicada, la cual sirve para producir la detección. Su principio de funcionamiento es idéntico al del mezclador, con la diferencia de que suministra menor ganancia y el acoplamiento de salida es diferente, debido a las características del amplificador de audio.

Igualmente el potenciómetro R_{411} determina la supresión de la frecuencia intermedia.

5.- AMPLIFICADOR DE AUDIO

Dispone de dos etapas. El transistor T501 (BC149), y el Integrado IC501 (LM380), los cuales suministran suficiente señal para manejar hasta con 2 watos un parlante de 8 ohmios.

6.- OSCILADORES

Existen dos grupos de osciladores. El primero que puede suministrar 4 frecuencias, se aplica al mezclador para producir la frecuencia intermedia; y, el segundo, el oscilador de FI que se aplica al detector para producir audio.

Ambos trabajan en base a un cristal cuya señal es amplificada por un MOSFET. Condensadores variables permiten el ajuste fino a la frecuencia deseada.

En esta sección se ubica también el filtro de cristal que centrado en la frecuencia intermedia tiene un ancho de 3.3 KHz.

AJUSTES

El receptor dispone solamente de tres tipos de ajustes:

- 1.- Sintonía
- 2.- Supresión de portadora
- 3.- Frecuencia de osciladores.

1.- SINTONIA

Aplicando a la etapa de RF las 4 frecuencias a las cuales responde el receptor, se pueden ajustar las bobinas para producir máxima ganancia.

- a) Seleccione la frecuencia de operación mediante la posición adecuada de Si;
- b) Ubique en el impreso la bobina deseada;
- c) Observe la señal del drenaje del MOSFET 101 en un osciloscopio;
- d) Ajuste la posición del núcleo para máxima señal;
- e) Repita el ajuste para el MOSFET 102.

2.- SUPRESION DE PORTADORA

Esto se verifica tanto en el mezclador como en el detector y se refiere a observar la salida del MC1496 aplicando solamente portadora.

- a) Desconecte la entrada de antena;
- b) Mientras observa la salida del MC 1496 mueva R211 (R411) hasta obtener mínima señal.

3.- FRECUENCIA DE OSCILADORES

Consiste en determinar la frecuencia de operación de cada uno de los osciladores de acuerdo al diagrama de frecuencias.

- a) Coloque un contador a la salida del oscilador y ajuste el condensador variable hasta que coincida su lectura con el cuadro de frecuencias.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- NATIONAL SEMICONDUCTOR
Linear Applications, Feb. 1973
- 2.- IC AUDIO PREAMPLIFIER AND POWER CONSTRUCTION
F.G. Rayer, Babani Press - England/76
- 3.- COIL DESIGN AND CONSTRUCTION MANUAL
B.B. Babani - Bernad Ltd., England/74
- 4.- RCA
Linear Integrted Circuit, 1977
- 5.- Texas Instrument,
TRANSISTOR CIRCUIT DESIGN
INTERNATIONAL STUDENT EDITION
Mc Graw Hill/63
- 6.- ELECTRONIC DESIGN 25
Donald Dattilo - Dic./75
- 7.- RCA
Solid States Devices Manual - RCA/75
- 8.- THE RADIO AMATEUR'S HANDBOOK
Arbó/75
- 9.- PRINCIPLES OF COMUNICATION SYSTEMS
Taub and Schilling
International Student Edition - Mc Graw Hill/71

- 10.- ELECTRONIC DEVICES AND CIRCUIT THEORY
Boylestad and Nashelsky - Prentice-Hall/78
- 11.- MOTOROLA
Linear Applications - 1977
- 12.- BASIC CIRCUIT THEORY
Desoer - Kuh , Mc Graw-Hill/69
- 13.- THE THOMSON FOUNDATION COLLEGE
Apuntes de clase - 1977
- 14.- ELECTRONIC DATA BOOK
R.E. Graf - Van Nostrand/74
- 15.- "DOIT YOURSELF"
Vector/79



A.F. 142745