UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Repositorio Digital USM **https://repositorio.usm.cl**

Tesis USM TESIS de Técnico Universitario de acceso ABIERTO

1982

SISTEMA TRANSMISOR RECEPTOR DE MODULACION DE FRECUENCIA A TRAVES DE LA RED DE 220 VOLTS C.A."

GUTIÉRREZ GONZÁLEZ, ROBERTO EDUARDO

http://hdl.handle.net/11673/40787

Repositorio Digital USM, UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

CENTRO EDUCACIONAL "REY BALDUINO DE BELGICA"

OBSERVACIONES AL TRABAJO FINAL DE CARRERA

ESTUDIANTE: ROBERTO EDUARDO GUTIERREZ GONZALEZ

ESPECIALIDAD: ELECTRONICA INDUSTRIAL.

TEMA : "SISTEMA TRANSMISOR RECEPTOR DE MODULACION DE FRECUENCIA A TRAVES DE LA RED DE 220 VOLTS C.A."

Se deja constancia de la excelente calidad del trabajo práctico realizado.

Calificación Final del Examen : 95 (Noventa y cinco).

RAMON SAAVEDRA R. RAUL PINTO M. SERGIO BRICEÑO M.

T621.383
G985
1982
c.1

UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA
CENTRO EDUCACIONAL "REY BALDUINO DE BELGICA"
TALCAHUANO

"SISTEMA TRANSMISOR RECEPTOR DE MODULACION DE FRECUENCIA A TRAVES DE LA RED DE 220 VOLTS C.A."

Trabajo final de Carrera
para optar al título de:

TECNICO UNIVERSITARIO EN ELECTRONICA INDUSTRIAL

CENTRO EDUC. TECNICO
"Rey Balduino de Bélgica"
Biblioteca - Talcahuano
UNIVERSIDAD TECNICA FEDERICO SANTA MARIA

Estudiante : ROBERTO GUTIERREZ GONZALEZ
Prof. Guía : Sr. RAUL PINTO MONJE

- 1 9 8 2 -

128

0699

INDICE

Pág. #

1. Introducción 01

2. Transmisor 02

   2.1. Diagrama en bloques 02

   2.2. Análisis del diagrama en bloques 03

   2.3. Ensayos y modificaciones 10

3. Receptor 19

   3.1. Diagrama en bloques 19

   3.2. Análisis del diagrama en bloques 20

   3.3. Ensayos y modificaciones 31

4. Ensayo del sistema Transmisor-Receptor 38

   4.1. Pruebas efectuadas 38

   4.2. Conclusiones 41

5. Anexos

   5.1. Fotocopias de la nota de aplicación AN 146 N5 42

   5.2. Fotocopias de hojas de datos de LM 565 y LM 566 46

   5.3. Detalles constructivos 54

6. Bibliografía 55

A MIS PADRES Y A LOS SERES
QUE MAS AMO,
CON INFINITO AMOR
POR HABERME BRINDADO
AYUDA Y APOYO MORAL,
QUE HICIERON POSIBLES
LLEVAR A BUEN TERMINO
MIS ESTUDIOS PROFESIONALES.

ROBERTO GUTIERREZ G.

Junio de 1982.-

1. INTRODUCCION

El presente trabajo tiene por objeto ensayar un sistema de comunicación de una señal de audio frecuencia (A.F.), mediante un proceso de modulación de Frecuencia (M.F.), a través de una línea de 220 volts alterna (C.A.).

Como bien es sabido, existen muchos sistemas para trasladar de un lugar a otro un mensaje; por ejemplo un sistema de micro-ondas, un sistema a través de fibra óptica o de un sistema a través de la red de 220 volts A.C.

La realización de este sistema, transmisor receptor en modulación de Frecuencia a través de la red de 220 volts A.C., es de exponer una de las tantas aplicaciones que proporciona un lazo enclavado en fase (P.L.L.) el cual hoy en día se encuentra fabricado como una sola unidad, en un circuito integrado monolítico de pequeño tamaño, de bajo costo, incorporando en él, los elementos necesarios para su operación, en muchos sistemas de comunicaciones.

El sistema consta de un receptor (Rx) y de un transmisor (Tx).

Para la generación de la señal de modulación en el transmisor (Tx), se emplea un oscilador controlado por tensión (V.C.O) y para la detección de la señal en el receptor, se usa un lazo enclavado en fase (P.L.L.).

CENTRO EDUC. TECNICO
"Rey Balduino de Bélgica"
Biblioteca - Talcahuano

S I S T E M A T R A N S M I S O R

2. TRANSMISOR

2.1. DIAGRAMA EN BLOQUES DEL TRANSMISOR

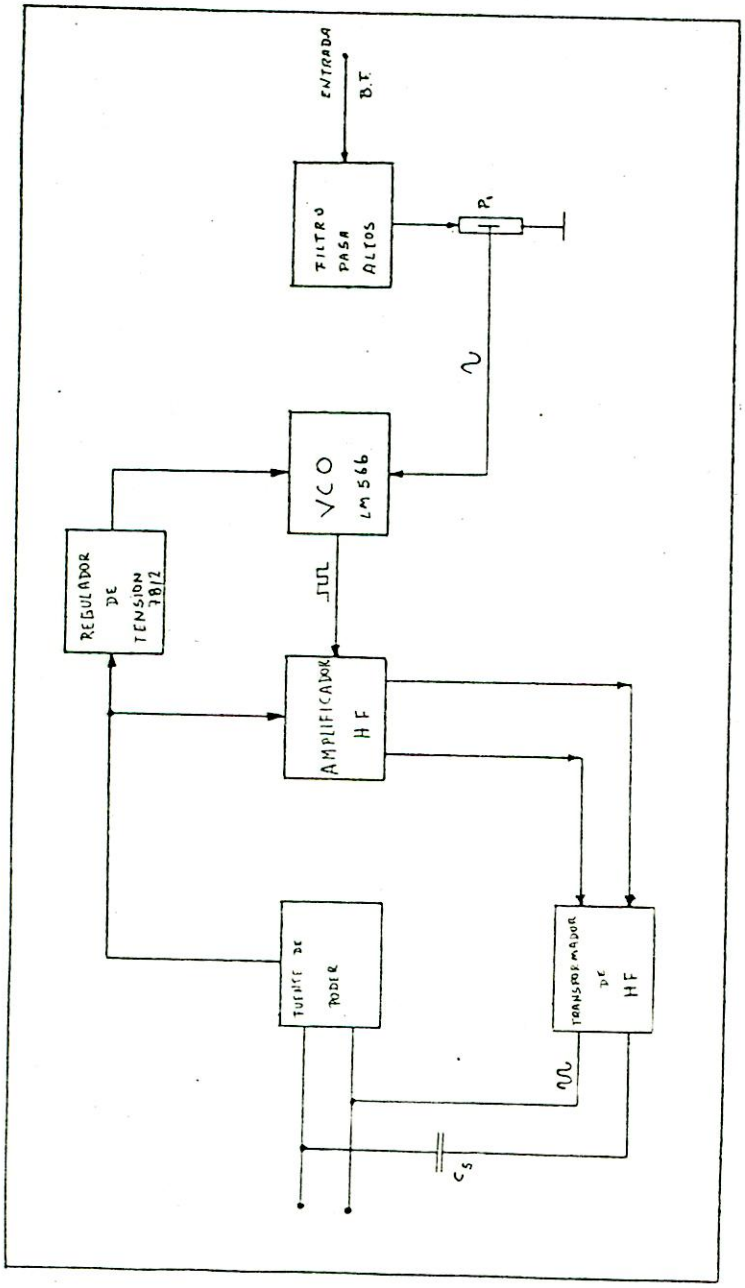


Figura Nº 1.

2.2. ANALISIS DEL DIAGRAMA EN BLOQUE DEL TRANSMISOR

Un transmisor, tiene la cualidad de transportar una señal por medio de diferentes sistemas de modulación; el diagrama en bloque mostrado en la figura #1 , está basado en la modulación de frecuencia (MF) para transportar una señal.

La señal moduladora de baja frecuencia (BF) es introducida a un filtro RC paralelo, el cual tiene la facultad de realzar o atenuar ciertas frecuencias que son beneficiosas para la demodulación de ella. Esta señal de baja frecuencia (BF) después de haber sido procesada, es controlada en su amplitud por medio de un potenciómetro P, antes de ser introducido al VCO.

El oscilador controlado por tensión VCO, genera la señal, la cual transporta la información, teniendo ésta una capacidad C con una fuente de corriente constante, dando como resultado una rampa lineal ascendente, de esta manera, a través de la carga y descarga de la capacidad, se genera una onda triangular la cual es introducida a un Schmitt Trigger, transformando a ésta en una señal cuadrada.

La señal cuadrada es introducida a un amplificador de alta frecuencia HF, el cual tiene un circuito resonante, sintonizado en la frecuencia central del VCO, éste transforma la señal cuadrada en una perfecta sinusoide.

De esta manera, la señal de alta frecuencia puede ser canalizada a la red de 220 volts AC ya que el circuito resonante es parte de un transformador de alta frecuencia, el cual cumple la función de desacoplo.

A continuación se analizará cada una de las partes que componen el diagrama en bloque.

a) FILTRO PASA ALTOS

Este circuito se encuentra en serie con la entrada de baja frecuencia, (figura # 2) en el terminal 5 del VCO y cumple la función de acentuar todas las frecuencias moduladoras por encima de 2 KHz, para tal efecto, se emplea en circuito RC paralelo, con una determinada constante de tiempo y de pendiente creciente.

El circuito pasa altos, es de gran beneficio para el sistema de modulación de frecuencia, ya que, con ello se consigue una considerable mejoría en la relación total señal-ruido, en la recepción.

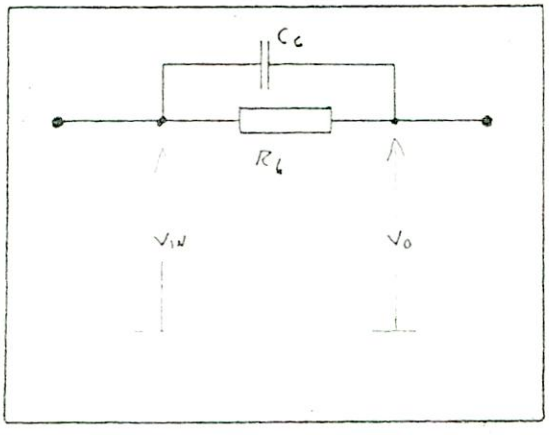


Figura # 2.

En el sistema receptor se analizará otra malla RC, la cual permite atenuar por debajo de las frecuencias moduladoras, lo que significa que las señales de ruido se ven reducidas sin afectar al audio.

b) OSCILADOR CONTROLADO POR TENSION (VCO)

El circuito integrado monolítico LM 566 es un oscilador controlado por tensión (VCO), cuya frecuencia es función de una resistencia R_1 y de una capacidad C_1 de temporización y a su vez de la tensión de entrada de baja frecuencia.

A través de la resistencia R_1 de temporización, se fija el punto Q de trabajo de la fuente de corriente interna del VCO, figura # 3, la cual carga la capacidad C de temporización con una corriente constante, provocando de esta manera, una rampa lineal ascendente y descendente en su carga y descarga respectivamente, entregando en el terminal 4, una onda triangular amplificada. Antes de ser amplificada esta señal, es introducida a un Schmitt Trigger, el cual transforma la señal triangular en una señal cuadrada, disponiéndose de ella en el terminal 3 del VCO, amplificada.

De esta manera es posible fijar la frecuencia de oscilación del VCO, cuya frecuencia está dada por la siguiente relación.

$$f_O = \frac{2\ (Vcc - V_5)}{R_1 \cdot C_1 \cdot Vcc}$$

Donde:

Vcc = Tensión de alimentación al VCO.

V_5 = Tensión de polarización del terminal 5.

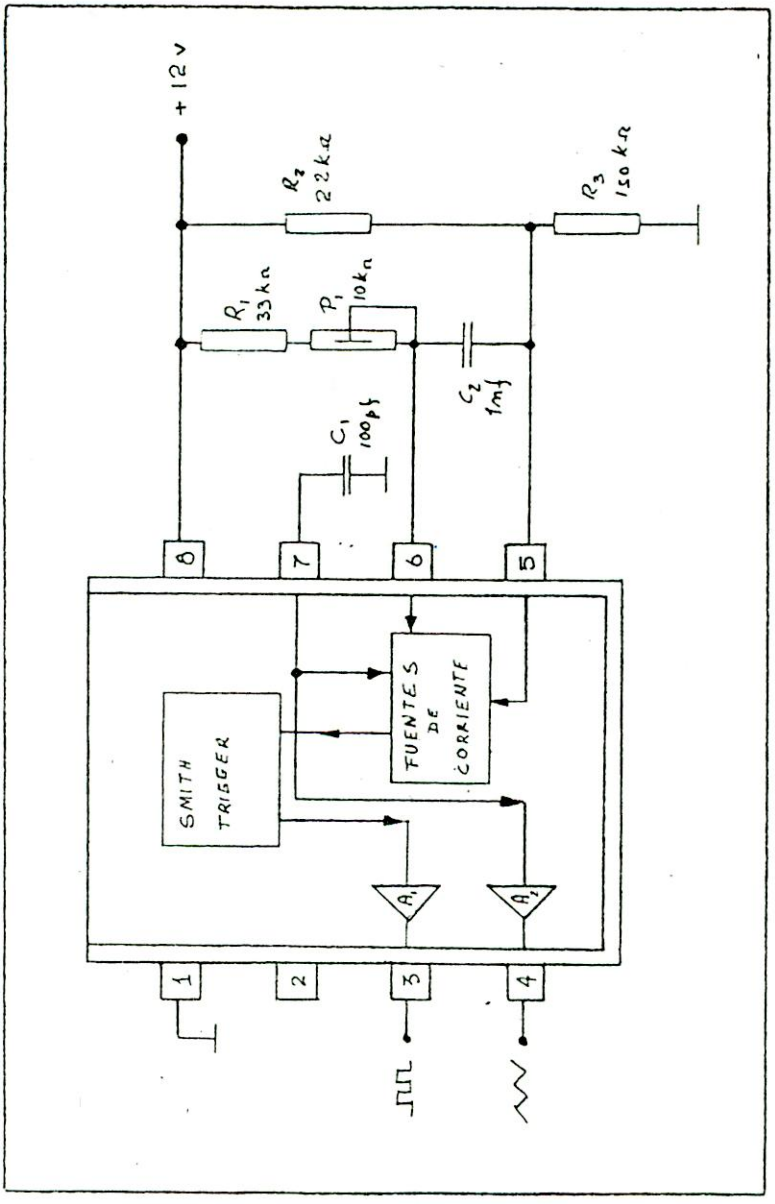


Figura # 3.

R_1 = Resistencia de temporización

C_1 = Capacidad de temporización

Tomando en cuenta que:

$$2\ K < R_1 < 20\ K$$

Si introducimos una señal alterna en el terminal 5, el cual se encuentra polarizado en corriente continua, provocamos una modificación del punto de polarización de este terminal, el cual a su vez provoca una variación de la frecuencia de oscilación del VCO, dependiendo esta variación del nivel de tensión y no de la frecuencia de la señal moduladora.

Por lo tanto permite modificar la frecuencia en un cierto margen alrededor de la frecuencia central del VCO, es decir una cierta desviación de ésta, producto de una componente alterna que es introducida en el terminal 5 del circuito integrado monolítico LM 566.

Como resultado de esta variación del punto de trabajo, obtenemos una modulación de frecuencia, la cual nos permite transportar un mensaje o una señal de baja frecuencia.

Entre los terminales 5 y 6 del circuito integrado LM 566 existe una capacidad (figura # 3) de 1 n f, con el fin de prevenir las oscilaciones parásitas, las cuales pueden ocurrir durante la interrupción del VCO.

Es importante que la alimentación del circuito integrado LM 566 sea con una fuente de alimentación regulada en tensión, con el fin de aumentar la estabilidad en frecuencia, disminuir el ruido de la portadora a causa de la tensión ripple que pudiese existir en el terminal 5 del VCO, y por otra parte cualquier modificación en la tensión de alimentación del VCO se traduciría en un desplazamiento de la frecuencia de éste.

c) AMPLIFICADOR DE ALTA FRECUENCIA (HF)

El amplificador de alta frecuencia (figura # 4), es un simple transistor trabajando en clase C, al cual, en su terminal de base, se le aplican pulsor que son generados por el VCO, y éstos a su vez, son aplicados a un circuito resonante, sintonizado a la frecuencia central del VCO.

Como se sabe, una señal cuadrada (según serie de Fourier) está compuesta de una señal senoidal de frecuencia fundamental y la suma de todas las componentes armónicas.

Por otra parte, un circuito resonante, es un circuito pasa banda, en que la selectividad depende fundamentalmente de su factor de mérito o de calidad, el cual determina principalmente la agudeza de resonancia de un circuito sintonizado.

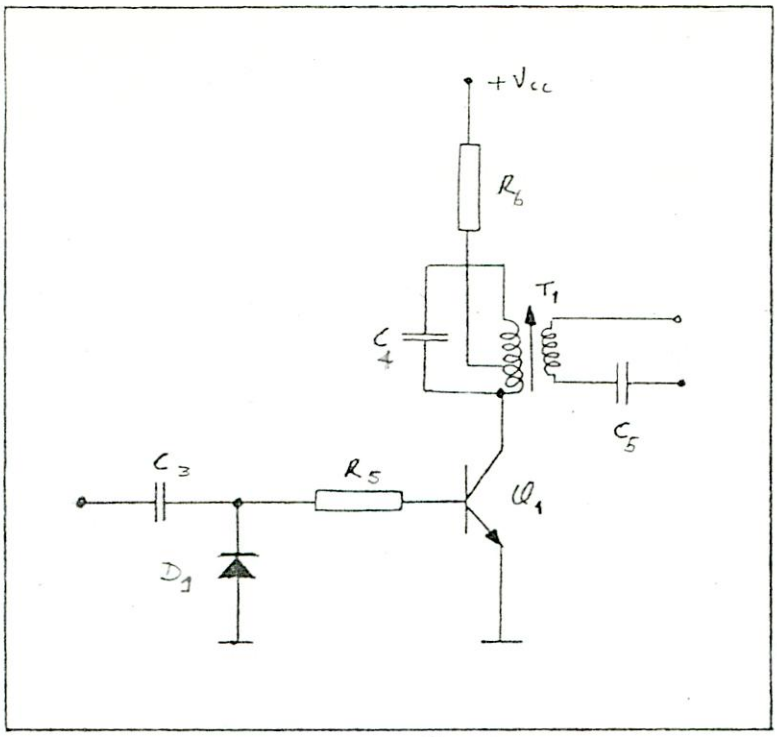


Figura # 4.

Por lo tanto, un circuito resonante provoca una gran atenuación a las componentes armónicas de una señal cuadrada, dejando pasar a aquellas que se encuentran dentro de un cierto ancho de banda (BW).

Este circuito resonante sintonizado a la frecuencia central del VCO, actúa como filtro en la cual selecciona la frecuencia fundamental de la señal cuadrada, transformándola en una señal senoidal del mismo período de la señal cuadrada, y así esta señal senoidal es transferida al secundario del circuito resonante y de esta forma puede ser canalizada a la red de 220 volts AC, es ésto posible ya que el secundario se encuentra eléctricamente aislado del circuito resonante.

2.3. ENSAYO Y MODIFICACIONES DEL SISTEMA TRANSMISOR

La siguiente figura # 5, nos muestra el circuito completo del sistema transmisor, el cual fue publicado en el artículo AN 146 de la National Semi-conductor de junio 1975 e incluyendo a éstos las modificaciones realizada en este ensayo.

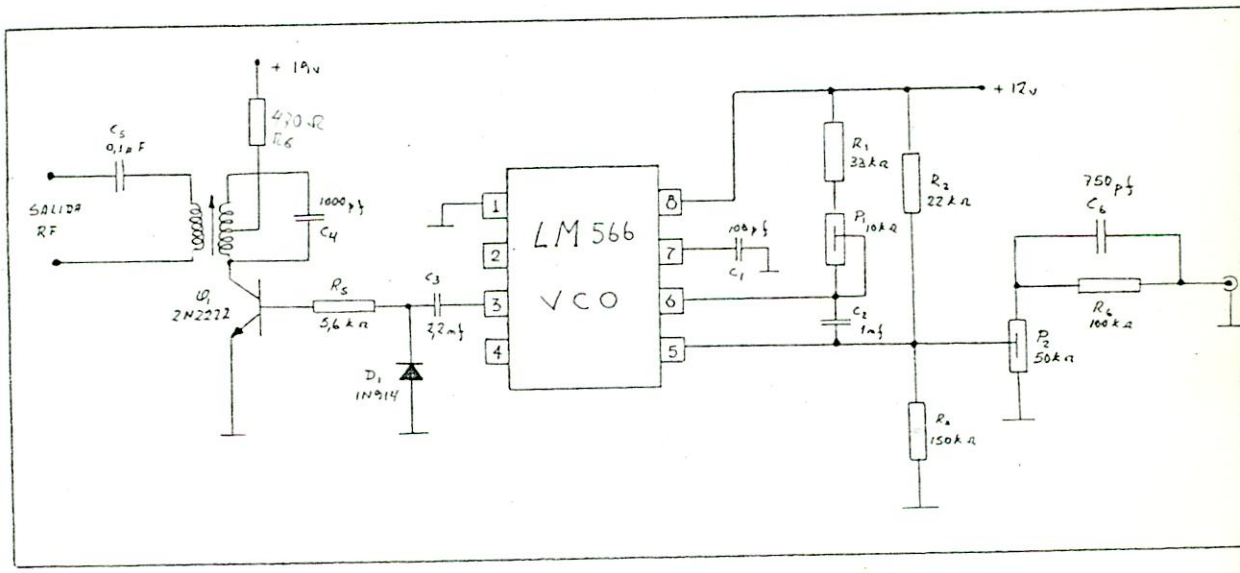


Figura # 5.

A continuación se analizará cada una de las diferentes etapas, sus modificaciones y formas de ondas.

Principalmente se implementó el oscilador controlado por tensión (VCO) con el circuito integrado LM 566, el cual es mostrado en la figura # 6.

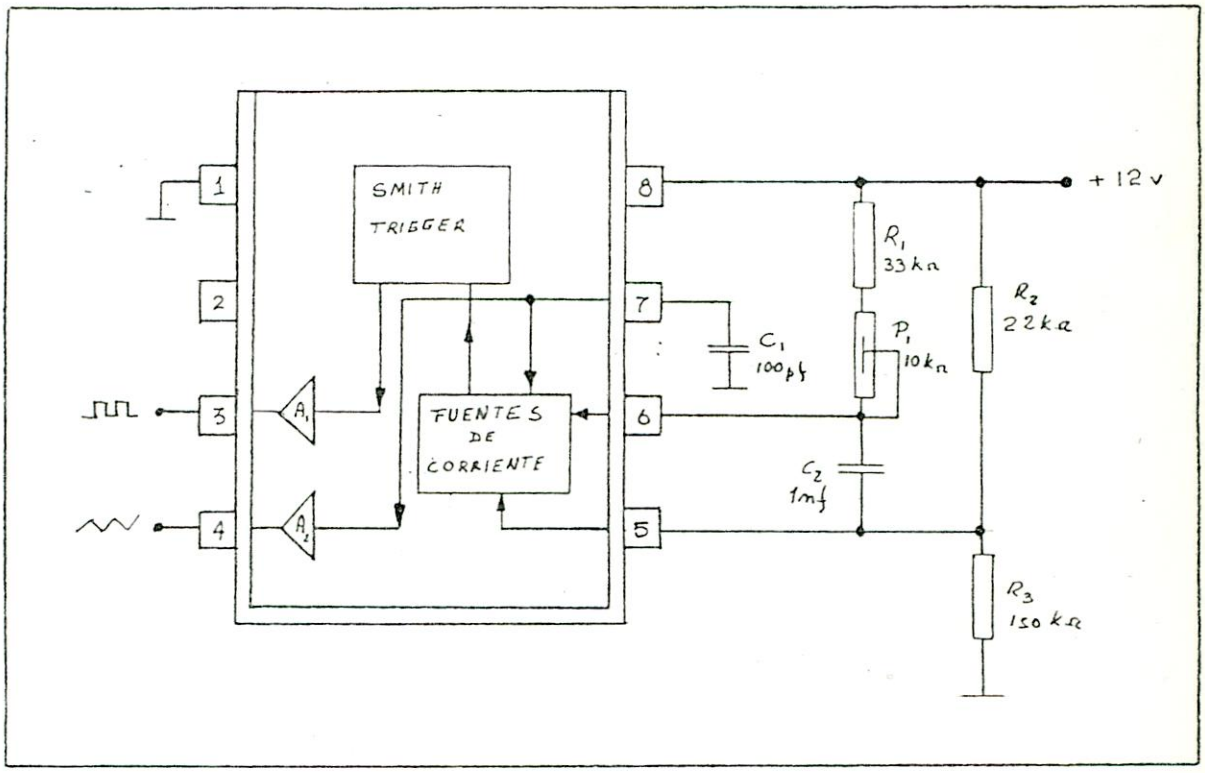


Figura # 6.

Una vez comprobado su correcto funcionamiento, se procedió a medir la frecuencia de oscilación del VCO, la cual resultó ser cercana al valor teórico, debido al aumento de la capacidad de temporización.

Para compensar el aumento de la capacidad de la capacidad de temporización se debió cambiar el punto de polarización del terminal 6, para lo cual se intercaló en

serie con la resistencia R_1 un potenciómetro P_1, el cual nos da la posibilidad de variar la frecuencia de salida del VCO al modificar la posición de su cursor, ya que con ésto se modifica la constante de tiempo de carga y descarga de la capacidad de temporización.

En las figuras que se encuentran a continuación, se muestran las formas de ondas correspondientes a las salidas del VCO (terminal 3 y 4).

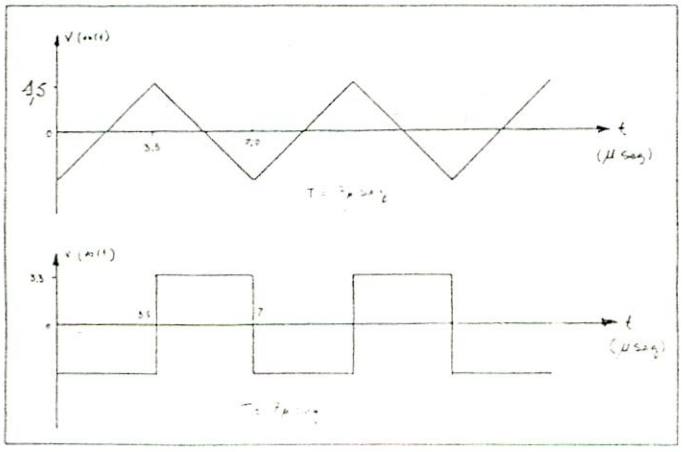


Figura # 7

Se comprobó que al introducir una señal alterna en el terminal 5 (entrada de baja frecuencia), se produjo un desplazamiento de la frecuencia central del VCO, en la cual la desviación de frecuencia es proporcional a la amplitud de la señal de entrada y no de la frecuencia de ésta.

De esta manera, la señal de salida del VCO queda modulada en frecuencia, cuya forma de onda se indica en la figura # 8.

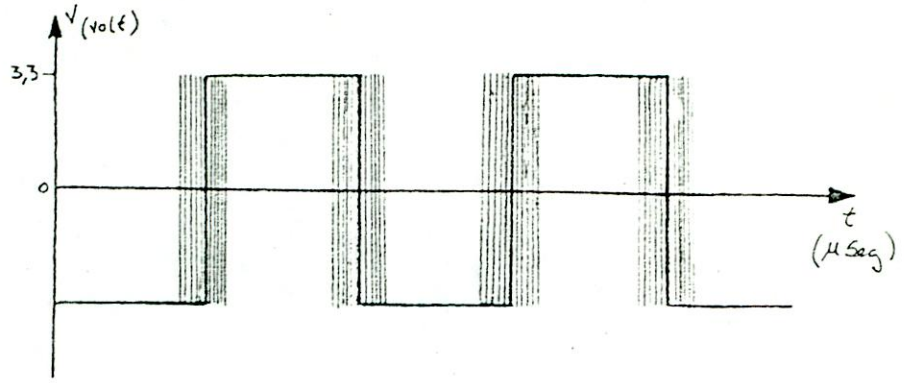


Figura # 8.

A continuación se muestra un gráfico (figura # 9), en el cual se indica la variación de frecuencia en función de la tensión de entrada.

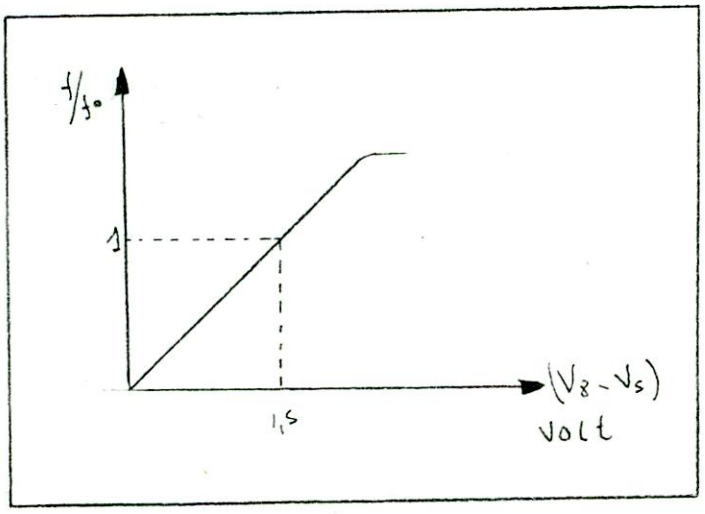


Figura # 9.

Entonces, la señal de salida del VCO se puede variar entre los siguientes valores.

Para P_1 = 10 K 130 KHz

P_1 = 0 K 160 KHz

Para poder implementar el amplificador de alta frecuencia HF se debió construir previamente el transformador de acoplamiento a la red de 220 volts AC, el cual forma parte del circuito sintonizado del amplificador.

La frecuencia de sintonía del circuito resonante se fijó en 100 KHz, lo que significa tener para esta frecuencia, una inductancia de aproximadamente de 250μ H.

En la sección detalles constructivos se indicará el número de vueltas, la forma como fue confeccionado el transformador de alta frecuencia, tanto para el transmisor como para el receptor.

Una vez construido este transformador se procedió a implementar el amplificador de alta frecuencia, para lo cual se utilizó un transistor Q_1, el cual trabaja en clase C.

El circuito de este amplificador de alta frecuencia (HF) se indica en la figura # 10.

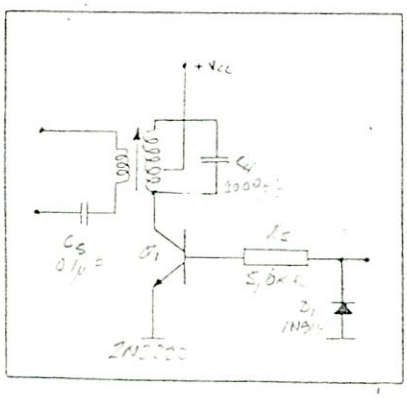


Figura # 10.

Q_1 = 2N 2222

D_1 = 1N 914

R_8 = 5,6 K Ω

R_9 = 620 E

Después de haber verificado el correcto funcionamiento y previamente alimentado el circuito, se procedió a unir la salida del VCO (terminal 3) con la base de Q_1 por medio de una capacidad C, la cual bloquea la componente C.C. entre ambas etapas.

Al visualizar a través de un osciloscopio la señal de salida del circuito resonante resultó ser distorsionada, en un principio, ésto se debió a que el circuito resonante no se encontraba sintonizado a la frecuencia de oscilación del VCO. Por lo que se tuvo que modificar la sintonía del circuito resonante, hecho que se realizó mediante la variación de la inductancia introduciendo más o menos núcleo en ella.

En ningún caso se mejoró totalmente la forma de onda, es decir, obtener una sinusoide perfecta ya que ésta presentaba una distorsión, que se debió a la saturación del núcleo, ya que por éste circulaba una gran cantidad de corriente contínua por su enrollado. A continuación se muestra la forma de onda obtenida en los terminales del secundario del transformador de acoplamiento.

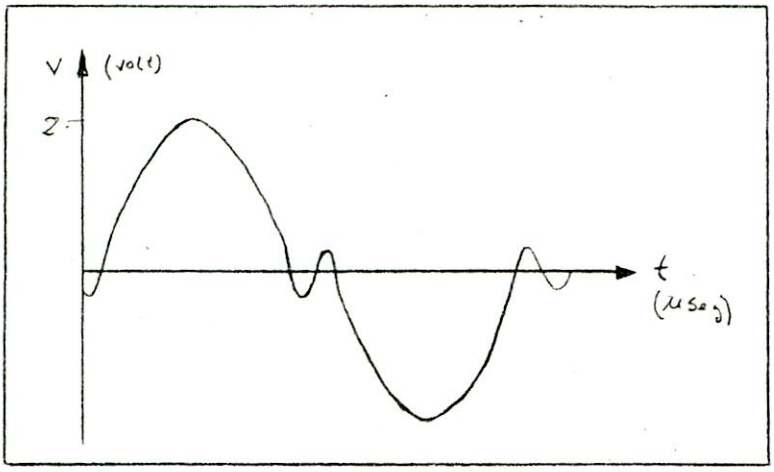


Figura # 11.

Para solucionar este problema se procedió a disminuir la corriente de colector, para lo cual se aumentó la resistencia eléctrica de la inductancia intercalando en serie con ella una resistencia R mostrada en la siguiente figura # 12.

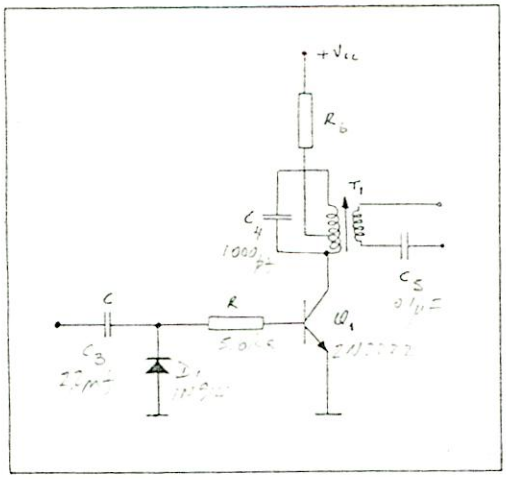


Figura # 12.

Aparte del cambio hecho anteriormente, también se procedió a aumentar la resistencia de la base del

transistor Q_1, ya que con ésto se disminuye aún más la corriente continua que circula, por la inductancia, es decir se disminuyó la corriente de colector de Q_1, ésto permitió disminuir la saturación del núcleo y dando como resultado una perfecta simusoide en el secundario de este transformador.

Otro de los inconvenientes que presentó esta etapa fue la alimentación al VCO ya que en la fuente de alimentación se encontraban presente pulsos por efectos inductivos del circuito sintonizado, lo que provocaba una inestabilidad en la frecuencia de oscilación del VCO, lo que se solucionó conectando la fuente de alimentación como se indica en la figura # 5.

A continuación se procedió a canalizar la señal de alta frecuencia (HF) entregada por el sistema transmisor a la red de 220 volts AC para lo cual se tuvo que calcular la capacidad de acoplamiento, ya que ésta debe presentar una reactancia tal que por un lado limite la corriente que circula por el secundario del transformador producto de la red de 220 volts AC y por otra parte presente una reactancia tal que no afecte a la señal que es entregada por el transmisor, es decir, presente una alta reactancia para la frecuencia de 50 Hz y una baja reactancia para la frecuencia de oscilación del VCO.

Para el cálculo de esta capacidad, se estimó una circulación de 1 mA, considerando que esta capacidad

estuviese conectada directamente a la red, es decir, en paralelo.

$I = 1$ mA $\qquad R = \frac{220\ V}{1\ mA}$

$V = 220$ volts

$Rx = X \qquad R = 220\ K\Omega$

haciendo:

$$R = X_c = 220\ K\Omega$$

y como:

$$X_c = \frac{1}{2\pi f c}$$

se tiene que:

$$C = \frac{1}{2\pi f X_c}$$

Por lo tanto $C \approx 10.000$ p f

Estimando que la tensión de trabajo de esta capacidad debe ser por lo menos de 5 veces la tensión máxima de la red.

$$310 \cdot 5 = 1.550 \text{ Volts}$$

El diodo D_1 que se encuentra polarizado inverso conectado a la salida del VCO, cumple la función de proteger este circuito integrado por los posibles pulsos presentes por efectos inductivos del circuito sintonizado y al mismo tiempo protege la juntura Base-Emisor del transistor Q_1.

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

3.1. DIAGRAMA EN BLOQUE DEL SISTEMA RECEPTOR

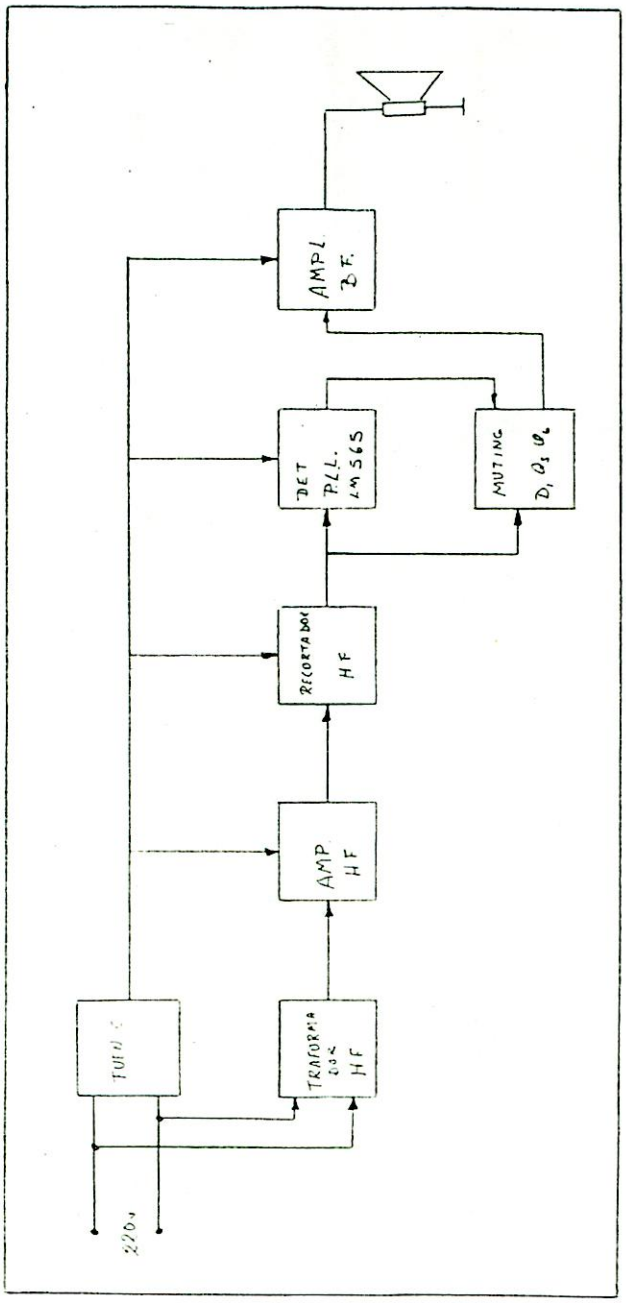


Figura # 13.

3.2. ANALISIS DEL DIAGRAMA EN BLOQUE DEL SISTEMA RECEPTOR

La señal de alta frecuencia que fue canalizada a la red de 220 volts AC por el sistema transmisor es introducida a un transformador, el cual está conectada directamente a la red; el secundario es un circuito resonante sintonizado a la frecuencia central del VCO, rescatando de esta manera, la señal de RF.

A continuación esta señal es amplificada por un sistema diferencial, para después introducirla a un sistema recortador, el cual, limita la amplitud de esta señal de radio frecuencia (RF) la cual es introducida por un lado del lazo enclavado en fase y por otra parte es llevada del circuito silenciador (MUTING).

El detector PLL, demodula la señal de alta frecuencia para obtener la señal de audio que ella transporta.

El circuito silenciador, bloquea la señal de audio frecuencia (señales de ruido) cuando no existe portadora, ya que si no existiese ésta, serían amplificadas las señales de ruido existentes en la red de 220 volts. AC.

La señal de audio demodulada por el lazo enclavado en fase (PLL) es introducida a un amplificador de baja frecuencia, el cual se encarga de llevarla a un ni-

vel suficiente como para excitar una caja acústica.

De esta manera la señal que provocó una modulación de frecuencia, es transportada y recuperada a través de la red de 220 volts AC.

El diagrama en bloque de este sistema es mostrado en la figura # 13.

a) CIRCUITO SINTONIZADO DE ALTA FRECUENCIA

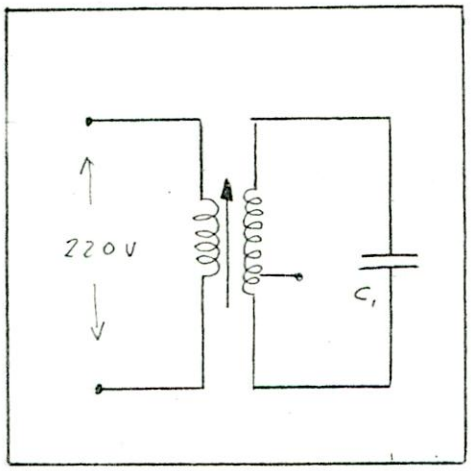
Este circuito es un transformador de desacoplo entre la tensión de la red de 220 volts AC y el circuito receptor, ya que el primario de este transformador se encuentra conectado a la red.

El secundario de este transformador de alta frecuencia, es un circuito resonante LC paralelo, sintonizado a la frecuencia central del sistema transmisor, el cual se encarga de recuperar la señal de alta frecuencia que fue canalizada por el transmisor.

Para llevar este circuito a sintonía, existen dos métodos, variando la inductancia por medio de un núcleo de ferrito, el cual se introduce más o menos, dando con ello el mismo efecto que si se modificase la capacidad o bien modificando la capacidad, manteniendo la inductancia constante.

Este circuito resonante es mostrado en la

figura # 14, en cuyo circuito se modifica la inductancia permaneciendo constante la capacidad.



b) AMPLIFICADORES DE ALTA FRECUENCIA

La siguiente etapa de este sistema receptor, es un amplificador diferencial balanceado, ésto es, por tener los transistores de iguales características, las resistencias de ambos colectores idénticas, y aún más, la polarización de base de ambos transistores son iguales.

En este amplificador diferencial se encuentra desacoplada la base del transistor Q_2 con el fin de poder obtener señales desfasadas en 180° en los colectores de estos transistores.

Cuando la base de Q_2 sube en tensión , este transistor conduce, al conducir éste, provoca un aumen-

to de la corriente de colector y al aumentar ésta, existe mayor corriente de emisor; como la suma de las corrientes de emisor de los transistores de un amplificador diferencial debe ser lo más constante posible, debe disminuir su conducción el transistor Q_1 con lo cual provoca en ambos colectores, señales desfasadas en 180°.

La base de ambos transistores se encuentran polarizadas a través de un divisor de tensión formados por R_1 y R_2 el cual fija un potencial constante.

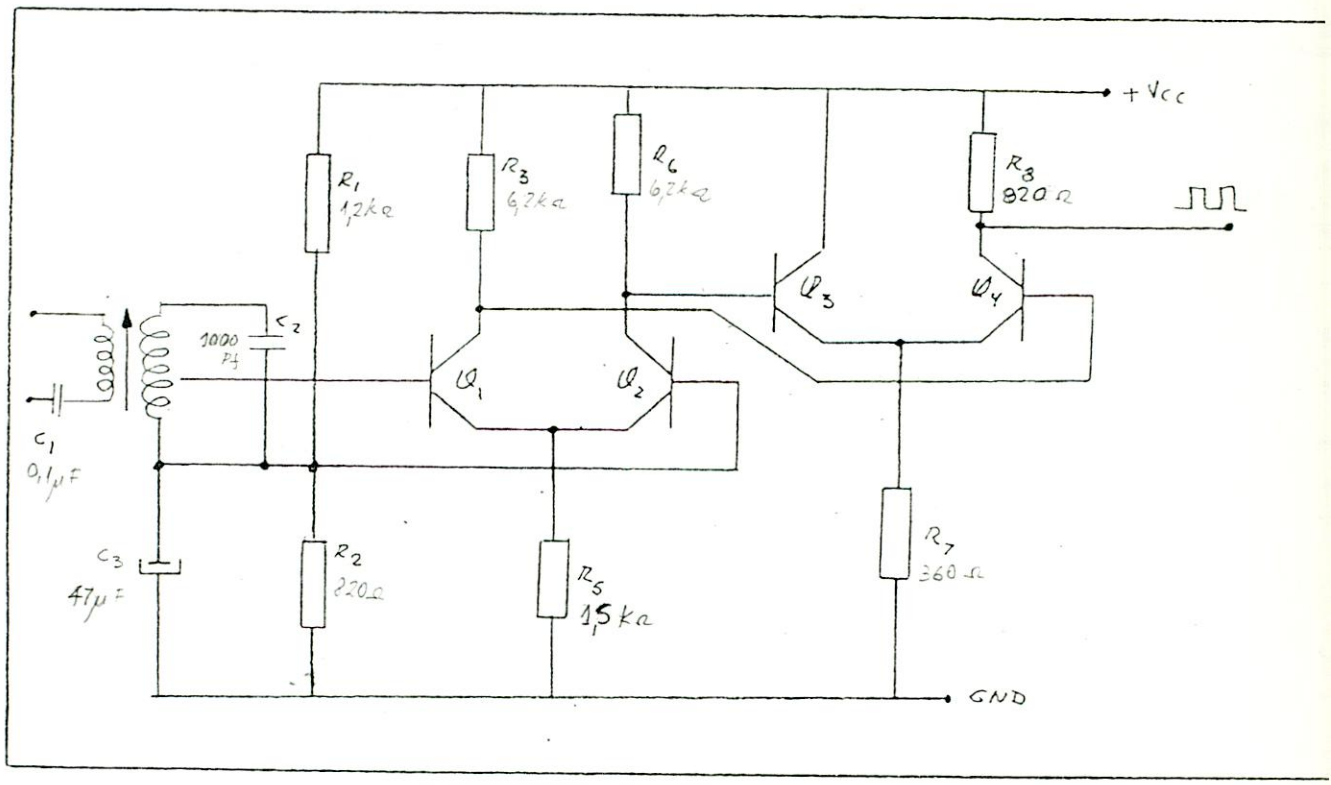
c) CIRCUITO RECORTADOR DE LA SEÑAL DE ALTA FRECUENCIA

A continuación de este último, existe otro amplificador diferencial el cual tiene por misión recortar la señal de alta frecuencia, ya que de este modo elimina toda la modulación de amplitud que no es beneficiosa para la demodulación.

Esta eliminación de la modulación de amplitud es posible debido a la gran amplitud que entrega el primer amplificador diferencial, el cual provoca una saturación al segundo amplificador diferencial desbalanceado, es decir, este último trabaja de corte a saturación.

En el colector del transistor Q_4 aparece una señal cuadrada la cual permite obtener por un lado, la señal de radio frecuencia amplificado a un nivel determinado, tal que puede ser introducida al lazo enclavado en

fase (PLL) y por otra parte permite obtener en cierto nivel continuo el cual es introducido al circuito de silenciamiento. A continuación se muestra el circuito completo de ambos amplificadores diferenciales en la figura # 15.



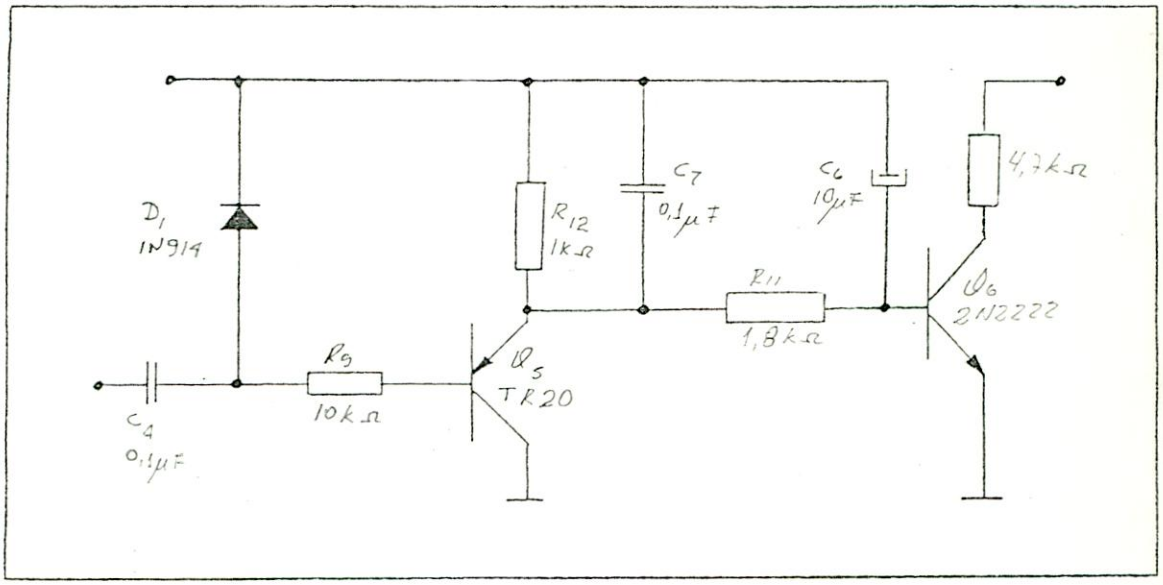
$Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 =$ CI LM3046

Figura # 15

d) CIRCUITO DE SILENCIAMIENTO MUTING

Cuando el transmisor es puesto en marcha, en

el colector del transistor Q_4 del segundo amplificador diferencial, aparece la señal de alta frecuencia con una amplitud constante y determinada, y es introducida al circuito de silenciamiento mostrado en la figura # 16.



Q_5 = TR 20

Q_6 = 2N 2222

D_1 = 1N 914

Figura # 16.

Primeramente este circuito consta de un rectificador de media onda, formado por una capacidad que bloquea la componente continua y por un diodo D_1, los cuales permiten polarizar negativamente la base del transistor Q cuando a la entrada de este circuito rectificador existe la señal de alta frecuencia. Esta rectificación permite polarizar negativamente la base del transistor Q_5 y con ella satura este transistor, es decir, la tensión colector-

emisor es aproximadamente de Q_1 3 volt, como la base del transistor Q_6 se encuentra conectada en forma directa, deja a éste sin polarización de base, el cual cambia su condición de saturación a corte, es decir, que cuando el transistor Q_5 está en saturación el transistor Q_6 se encuentra en corte, lo cual permite el paso de la señal demodulada por el lazo enclavado en fase hacia el amplificador de potencia de baja frecuencia.

Si se interrumpe la portadora no existe señal para rectificar con ello la tensión, es decir, se hace más positiva (menos negativa) lo que provoca que este transistor cambie su condúcción de saturación a corte, es decir la tensión en la base del transistor Q_6 sube en tensión lo que provoca la saturación de este último y con ello la interrupción de la señal de baja frecuencia hacia el amplificador de potencia.

Por lo tanto, el transistor Q_2 actúa como un interruptor, el cual corto circuito a tierra la salida del lazo enclavado en fase (terminal 7) el cual entrega la señal demodulada por éste a un amplificador de potencia.

LAZO ENCLAVADO EN FASE P.L.L.

El lazo enclavado en fase usada, se encuentra construido en un circuito integrado monolítico LM 565, el cual contiene los elementos necesarios para su opera-

ción. En la figura # 17 se muestra el diagrama interno de este circuito integrado.

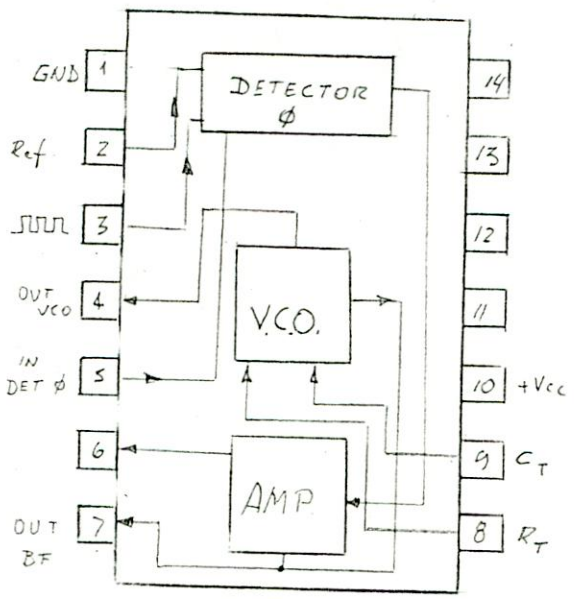


Figura # 17.

Esta etapa del Receptor cumple la función de rescatar la información, la cual produjo una modulación de frecuencia en el transmisor, es decir, la demodulación de éste, por lo tanto éste puede ser considerado en estas condiciones como un filtro operando como un detector coherente.

En el interior de este circuito integrado mostrado en la figura # 17, se encuentra en doble detector de fase balanceado, un oscilador controlado por tensión (VCO) y un amplificador, los cuales se analizarán bajo el punto de vista cualitativo.

Como se mencionó anteriormente, la señal de alta frecuencia, se introduce a un recortador, el cual elimina toda modulación de amplitud. De esta manera la señal de alta frecuencia queda con un valor constante de amplitud, lista para ser introducida al terminal 3 del lazo enclavado en fase P.L.L. y con ello iniciar el proceso de demodulación.

Para el análisis de funcionamiento del lazo, se debe considerar que éste, en un comienzo no se encuentra enclavado y a la vez que el oscilador controlado por tensión (VCO) interno de este circuito integrado, se encuentra oscilando.

Suponiendo que al introducir una señal de frecuencia arbitraria (dentro de un cierto rango) a uno de los terminales del detector de fase interno del P.L.L., esta señal provoca un cierto nivel continuo en la salida de este detector, este nivel continuo es amplificado, ya que al introducir esta señal a un filtro pasa bajos R.C. sería atenuada, es por ello que esta señal debe ser amplificada.

Al introducir la señal al filtro pasa bajos,

éste atenúa toda componente de alta frecuencia, quedando solamente un nivel continuo, el cual es introducido a una de las entradas del V.C.O. Este nivel continuo provoca una modificación en la frecuencia de oscilación de éste, dando como resultado una frecuencia de oscilación del VCO igual o muy próxima a la frecuencia arbitraria introducida al detector de fase.

Cuando ambas señales tienen la misma frecuencia o están muy próximas pero desfasadas en un cierto ángulo, se establece un nivel continuo constante, el cual mantiene esta diferencia de fase y con ello el lazo permanece enclavado.

Ahora bien, si se modifica la frecuencia producto de una modulación, el nivel continuo en la salida del detector también se modifica, con ello provoca una modificación en la oscilación del V.C.O. de tal manera que éste sigue a las modificaciones que sufre la señal modulada en frecuencia, transformandose el nivel continuo mencionado anteriormente en un nivel de señal de baja frecuencia igual a la señal que provocó la modulación de la alta frecuencia, es decir, audio frecuencia.

AMPLIFICADOR DE AUDIO FRECUENCIA

El nivel de señal de baja frecuencia que permite al V.C.O. seguir las variaciones en frecuencia que sufre la señal de radio frecuencia debido a la modulación, está disponible en el terminal 7 del circuito integrado, el cual entrega hacia el exterior el audio demodulado.

El nivel de audio frecuencia que entrega este circuito integrado es de un nivel suficiente como para excitar con toda facilidad un amplificador de potencia de baja frecuencia el cual permite atacar una caja acústica y de esta manera la audición perfecta del mensaje que fue introducido en el transmisor.

El amplificador de potencia es un circuito integrado monolítico LM 380 el cual permite obtener una potencia mínima de 2,5 watt sobre una carga de 8 de impedancia.

A continuación se muestra el circuito completo de este amplificador, en figura # 18.

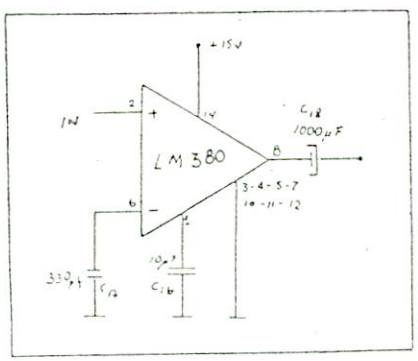


Figura # 18.

3.3. ENSAYO Y MODIFICACIONES DEL SISTEMA RECEPTOR

El circuito receptor es mostrado en la figura # 19 cuyo circuito fue publicado en el artículo AN 146 de la N.S. de junio de 1975, éste incluye todas las modificaciones realizadas en este ensayo.

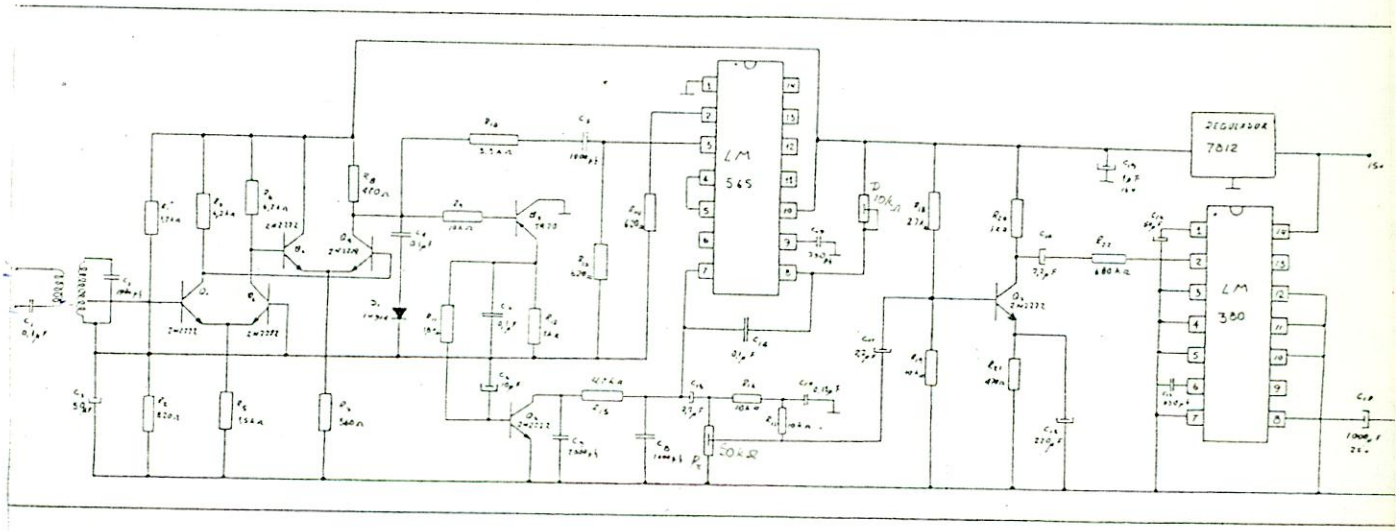


Figura # 19.

Este circuito se analizará solamente bajo el punto de vista cualitativa incluyendo modificaciones y formas de onda.

Para la implementación completa de este circuito se realizó primeramente el circuito de acoplamiento a la red de 220 volts AC el cual es casi idéntico al usado por el sistema transmisor, los detalles de este transformador serán especificados en la sección: Aspectos Constructivos.

Una vez construido este amplificador, se procedió a implementar los amplificadores de radio frecuencia, cuyos circuitos se realizaron con elementos que se pueden adquirir sin mayores dificultades.

El primer amplificador es balanceado debido a que los valores de las resistencias de colector de ambos transistores son idénticos y por otra parte, se puede considerar que las características tanto dinámicas como estáticas son iguales. Para la implementación de este amplificador se usó transistores 2N 2222 de tipo NPN.

El segundo amplificador también se implementó con transistores 2N 2222, el cual es desbalanceado por tener un transistor en una configuración de colector común . Se sabe que al pasar por éste la señal de alta frecuencia es recortada, ya que, por la gran amplitud que entrega el primer amplificador diferencial y a la vez por el acoplamiento directo existente entre ambos, satura fácilmente al segundo amplificador cuya forma de onda es mostra

da en la siguiente figura # 20.

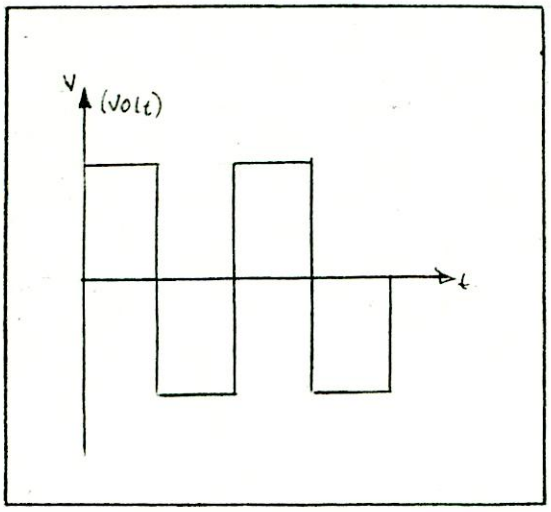
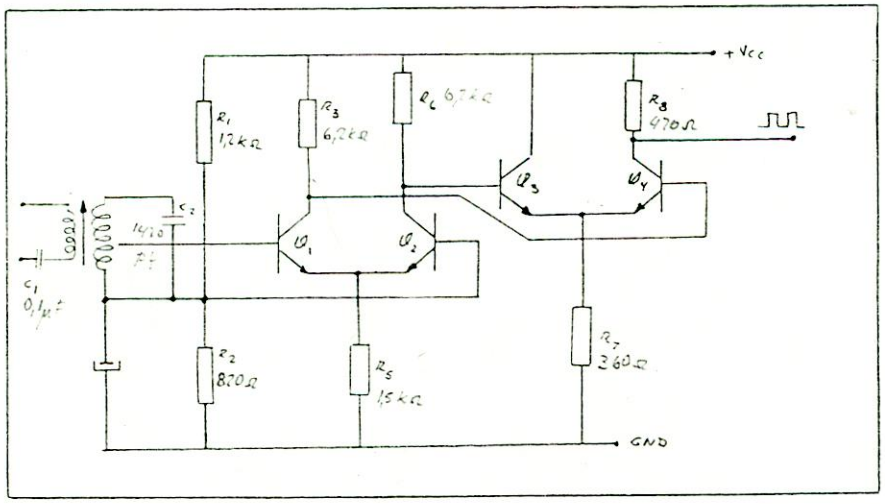


Figura # 20.

A continuación se muestra el circuito de los dos amplificadores diferenciales (Figura # 21.)



$Q_1 = Q_2 = Q_3 \cong Q_4$

2N 2222

Figura # 21.

Una vez implementado estos dos circuitos amplificadores, se procedió a implementar el lazo enclavado en fase P.L.L. el cual es mostrado en la siguiente figura # 22.

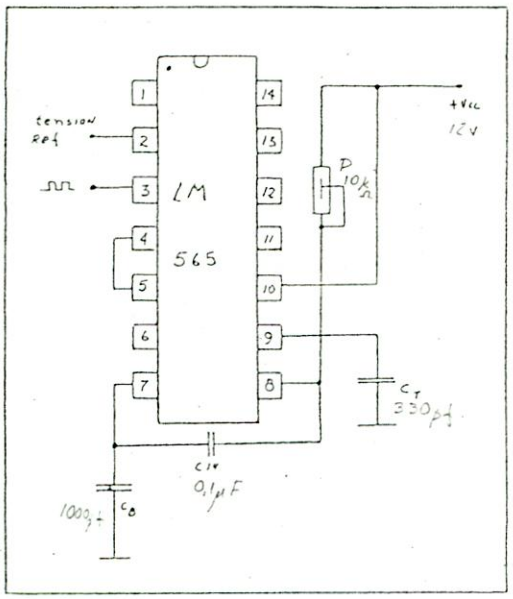


Figura # 22.

Para esta etapa se utilizó un circuito integrado LM 565 el cual contiene los elementos necesarios para operar como un lazo enclavado en fase, con elementos externos.

Una vez realizado ésto, se procedió a alimentar el circuito para poder visualizar la señal de oscilación del VCO. interno de este circuito integrado, cuya frecuencia de oscilación es fijada por una capacidad C_{10} de temporización ubicada en el terminal 9 y por una resistencia (Potenciómetro) en el terminal 8, el cual es-

tá conectado directamente a la fuente de alimentación. La capacidad C_{14} que está ubicada entre los terminales 7 y 8 cumple la función de eliminar las oscilaciones parásitas.

Al terminal 2 del circuito integrado LM 565 que corresponde a una de las entradas del detector de fase se le hace llegar una tensión continua de referencia dada por un divisor de tensión formado por R_1 y R_2 y al terminal 3 de este circuito integrado (la otra entrada del detector de fase) llega la señal de alta frecuencia recortada, la cual es entregada por el segundo amplificador diferencial cuya forma de onda es mostrada en la figura # 20.

A continuación de lo anterior, se implementó el amplificador de potencia, para ellos se utilizó un circuito integrado LM 380, el cual no permitió excitar una caja acústica debido al bajo nivel de señal entregado por el P.L.L.

Para solucionar este inconveniente se implementó un circuito pre-amplificador, utilizándose para ello un transistor 2N 2222 en una configuración de emisor común el cual es mostrado en la figura # 23.

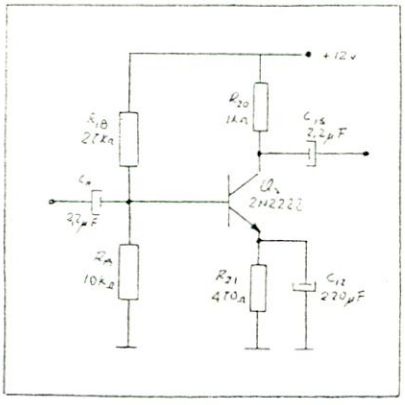


Figura # 23

Este pre-amplificador permitió excitar con toda facilidad al amplificador de potencia llegando éste a su punto de saturación.

Debido a ésto se pudo intercalar entre la salida del P.L.L. (terminal 7) y el pre-amplificador un sistema LOUDNESS, el cual da la posibilidad de filtrar aún más la señal de alta frecuencia (RF) presente en este terminal. Este sistema LOUDNESS es mostrado en la figura # 24 y permite realzar las notas bajas y agudas dando con ello una agradable sensación auditiva.

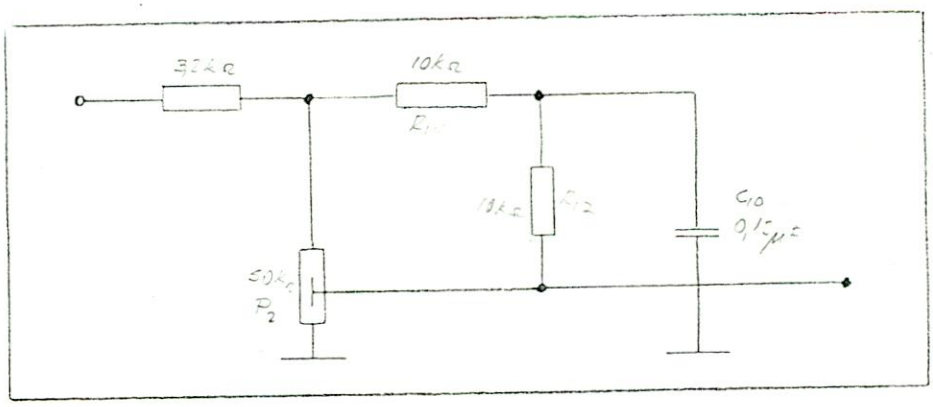


Figura # 24.

Se verificó que al no existir portadora el sistema receptor detecta las señales de ruido existentes en la red de 200 volts alternos, por lo tanto se procedió a implementar el sistema de silenciamiento MUTING, para

lo cual se utilizó un transistor Q_5 TR 20 el cual reemplazó al transistor 2N 4248 y para completar el circuito se utilizó un transistor 2N 2222.

También se comprobó que el transistor Q_6 corto-circuito el terminal 7 del P.L.L. ya que éste trabaja en saturación cuando no está presente la portadora, lo que significa que el circuito amplificador queda en silencio, cuando este transistor Q_6 está en saturación el transistor Q_5 se encuentra en corte.

A continuación es mostrado el circuito de silenciamiento con el elemento de realizado en el laboratorio.

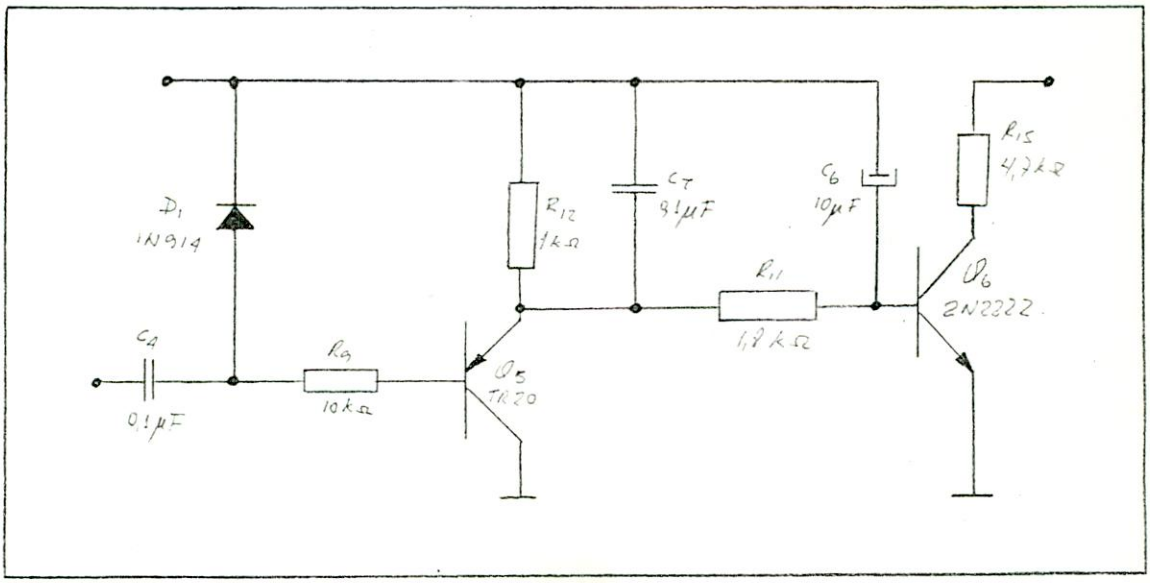


Figura # 25.

4. ENSAYO DEL SISTEMA TRANSMISOR-RECEPTOR

4.1. PRUEBAS EFECTUADAS

El ensayo de este sistema consistió simplemente en la verificación de su funcionamiento, para la cual la señal de alta frecuencia entregada por el transmisor fue canalizada a la red de 220 volts AC, la cual a una cierta distancia (3 mts. aproximadamente) fue detectada por el sistema receptor en excelentes condiciones.

El primer ensayo de este sistema transmisor receptor fue la determinación del enclavamiento del lazo, para lo cual se procedió de la siguiente manera: se alimentó el circuito receptor y se visualizó la señal del VCO interno de éste (terminal 4), la cual resultó tener una frecuencia de 180 KHz. Al momento de encender el transmisor, esta señal cambiaba su frecuencia hasta llegar a una muy próxima a la frecuencia de oscilación del transmisor, este procedimiento se repitió hasta lograr un enclavamiento en la misma frecuencia de oscilación del transmisor, para lo cual se modificó el potenciómetro P, figura del receptor, ya que éste permite variar la frecuencia del oscilador interno del P.L.L.

Una vez verificado ésto, se procedió a modular el transmisor con una señal de tono fijo de 1 KHz, con el fin de comprobar la demodulación del lazo; la señal de 1 KHz fue perfectamente recepcionada, cuya forma de onda

es mostrada en la figura # 26.

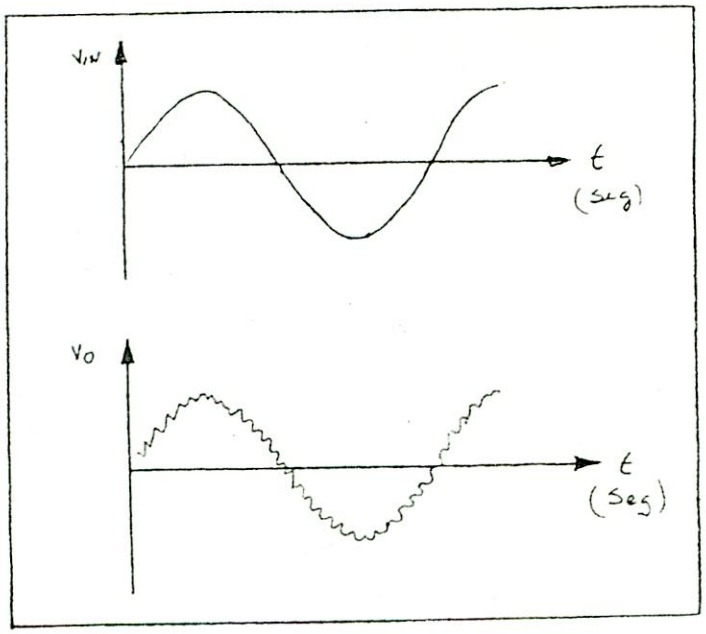


Figura # 26.

A continuación de ésto, se procedió a modular el transmisor con una señal de audio (música) lo cual fue recepcionada en excelentes condiciones, es decir, permitió la perfecta audición de este mensaje.

Finalmente, se aumentó la separación entre ambos equipos dando el mismo resultado como si éstos estuviesen muy próximos, la distancia máxima que fue probado el sistema fue de aproximadamente 150 metros.

Por último se comprobó que este sistema no permite la recepción de la señal si no es en la misma fase donde fue canalizada la señal del transmisor.

4.2. CONCLUSIONES

Ha sido descrito un sistema en modulación de frecuencia, el cual da la posibilidad de trasladar una señal de audio en perfectas condiciones, sin ser evidentemente alta fidelidad.

Permite solucionar los problemas que trae consigo la instalación de un sistema de altavoces, el cual necesita el tendido de cables extras.

Este sistema es monofásico, una realización STEREO, es bastante más complicada, ya que una solución sería un doble sistema transmisor receptor.

A N E X O S

5.1. FOTOCOPIAS DE LA NOTA DE APLICACION AN 146 NS

Jim Sherwin
Nello Sevastopoulos
Tim Regan
JUNE 1975

N... EAKER SYSTEM

FM REMOTE SPEAKER SYSTEM

INTRODUCTION

A high quality, noise free, wireless FM transmitter/receiver may be made using the LM566 VCO and LM565 PLL Detector. The LM566 VCO is used to convert the program material into FM format, which is then transformer coupled to standard power lines. At the receiver end the material is detected from the power lines and demodulated by the LM565.

The important difference between this carrier system and others is its excellent quality and freedom from noise. Whereas the ordinary wireless intercom uses an AM carrier and exhibits a poor signal-to-noise ratio (S/N), the system described here uses an FM carrier for inherent freedom from noise and a PLL detection system for additional noise rejection.

The complete system is suitable for high-quality transmission of speech or music, and will operate from any AC outlet anywhere on a one-acre homesite. Frequency response is 20-20,000 Hz and THD is under ½% for speech and music program material.

Transmission distance along a power line is at least adequate to include all outlets in and around a suburban home and yard. Whereas many carrier systems operate satisfactorily only when transmitter and receiver are plugged into the same side of the 120-240V power service line, this system operates equally well with the receiver on either side of the line.

The transmitter is plugged into the AC line at a radio or stereo system source. The signal for the transmitter is ideally taken from the MONITOR or TAPE OUT connectors provided on component system Hi-fi receivers. If these outputs are not available, the signal could be taken from the main or extra speaker terminals, although the remote volume would then be under control of the local gain control. The carrier system receiver need only be plugged into the AC line at the remote listening location. The design includes a 2.5W power amplifier to drive a speaker directly.

TRANSMITTER

Two input terminals are provided so that both LEFT and RIGHT signals of a stereo set may be combined for mono transmission to a single remote speaker if desired.

The input signal level is adjustable by R_1 to prevent over-modulation of the carrier. Adding C_2 across each input resistor R_7 and R_8 improves the frequency response to 20 kHz as shown in *Figure 5.* Although casual listening does not demand such performance, it could be desired in some circumstances.

The VCO free-running frequency, or carrier frequency f_c, determined by R_4 and C_4 is set at 200 kHz which is high enough to be effectively coupled to the AC line. VCO sensitivity under the selected bias conditions with V_s = 12V is about ±0.66 f_c/V. For minimum distortion, the deviation should be limited to ±10%; thus maximum input at pin #5 of the VCO is ±0.15V peak. A reduction due to the summing network brings the required input to about 0.2V rms for ±10% modulation of f_c, based on nominal output levels from stereo receivers. Input potentiometer R_1 is provided to set the required level. The output at pin #3 of the LM566, being a frequency modulated square wave of approximately 6V pk-pk amplitude, is amplified by a single transistor Q_1 and coupled to the AC line via the tuned transformer T_1. Because T_1 is tuned to f_c, it appears as a high impedance collector load, so Q_1 need not have additional current limiting. The collector signal may be as much as 40-50V pk-pk. Coupling capacitor C_8 isolates the transformer from the line at 60 Hz.

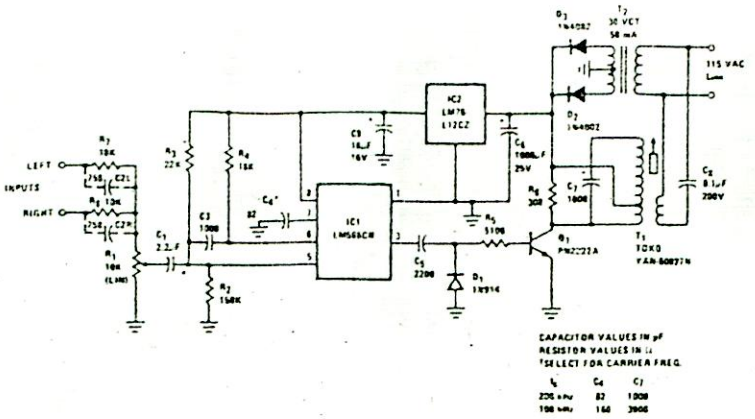


FIGURE 1. Carrier System Transmitter

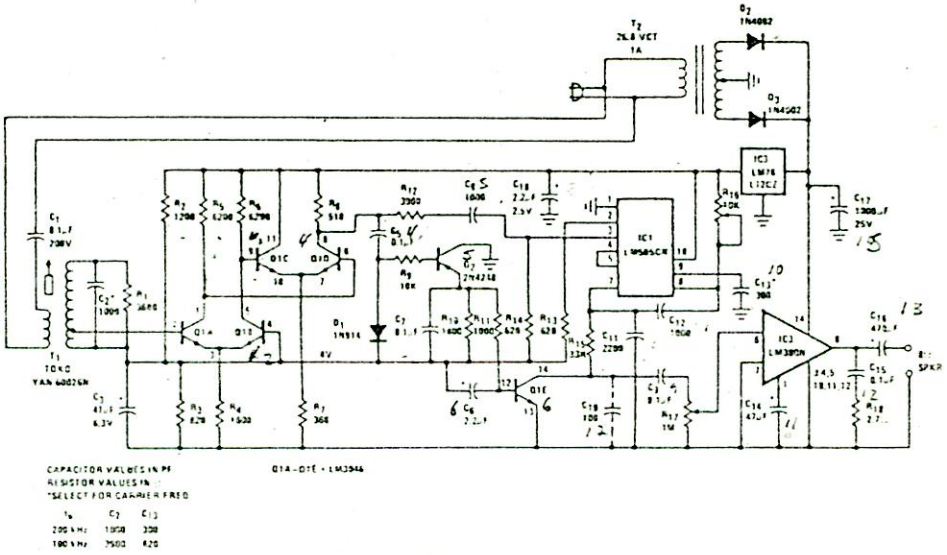


FIGURE 2. Carrier System Receiver

A voltage regulator provides necessary supply rejection for the PLL. The power transformer is sized for peak secondary voltage somewhat below the regulator breakdown voltage spec (35V) with a 125V line.

RECEIVER

The receiver amplifies, limits, and demodulates the received FM signal in the presence of line transient interference sometimes as high as several hundred volts peak. In addition, it provides audio mute in the absence of carrier and 2.5W output to a speaker.

The carrier signal is capacitively coupled from the line to the tuned transformer T_1. Loaded Q of the secondary tank T_1C_2 is decreased by shunt resistor R_1 to enable acceptance of the ±10% modulated carrier, and to prevent excessive tank circuit ringing on noise spikes. The secondary of T_1 is tapped to match the base input impedance of Q_{1A}. Recovered carrier at the secondary of T_1 may be anywhere from 0.2 to 45V p-p; the base of Q_{1A} may see pk-to-pk signal levels of from 12mV to 2.6V.

Q_{1A}-Q_{1D} operates as a two-stage limiter amplifier whose output is a symmetrical square wave of about 7V pk-pk with rise and fall times of 100 ns.

The output of the limiting amplifier is applied directly to the mute peak detector, but is reduced to 1V pk-pk for driving the PLL detector.

The PLL detector operates as a narrow band tracking filter which tracks the input signal and provides a low-distortion demodulated audio output with high S/N. The oscillator within the PLL is set to free-run at or near the carrier frequency of 200 kHz. The free-run frequency is $f_o \approx 1/(3.7\ R_{16}C_{13})$. Since the PLL will lock to a carrier near its free-run frequency, an adjustment of R_{16} is not strictly necessary. R_{16} could be fixed at 4700 or 5100Ω. Actually, the PLL with the indicated value of C_{11} can lock on a carrier within about ±40 kHz of its center frequency. However, rejection of impulse noise in difficult circumstances can be maximized by carefully adjusting f_o to the carrier frequency f_c. Adding C_{10} = 100 pF will reduce the carrier level fed to the power amplifier. Even though the listener cannot hear the carrier, the audio amplifier could overload due to carrier signal power.

A mute circuit is included to quiet the receiver in the absence of a carrier. Otherwise, when the transmitter is turned OFF, an excessive noise level would result as the PLL attempts to lock on noise. The mute detector consists of a voltage doubling peak detector $D_1Q_2C_7$. The peak detector shunts the 1-2 mA bias away from Q_{1E} without loading the limiter amplifier. When no carrier is present, the +4V line biases Q_{1E} ON via R_{10} and R_{11}; and the audio signal is shorted to ground. When a carrier is present, the 7V square wave from the limiter amplifier is peak detected, and the resultant negative output is integrated by R_9C_7, averaged by R_{10} across C_7, and further integrated by $R_{11}C_6$. The resultant output of about −4V subtracts from the +4V bias supply, thus depriving Q_{1E} of base current. Peak detector integration and averaging prevents noise spikes from deactivating the mute in the absence of a carrier when the limiter amplifier output is a series of narrow 7V spikes.

The LM380 supplies 2.5W of audio power to an 8 ohm load. Although this is adequate for casual listening in the kitchen or garage, for hi-fi listening, a larger amplifier may be desired.

CONSTRUCTION

PC board layout and stuffing diagrams are shown in *Figures 3 & 4*. After the receiver board has been loaded and checked, the power transformer is mounted to the foil side of the board with a piece of fish-paper or electrical insulating cloth between board and transformer. Insulating washers of 1/16-1/4 inch thickness can be used to advantage in holding the transformer away from the foil. The board is laid out so that the volume control potentiometer may be mounted on either side of the board depending on the desired mounting to a panel.

The line coupling coils are available in production quantities from TOKO AMERICA INC, 5520 West Touhy, Skokie, IL.

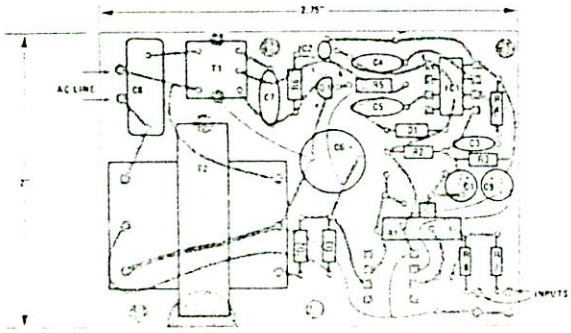


FIGURE 3. Carrier System Transmitter PC Layout and Loading Diagram (Not Full Scale)

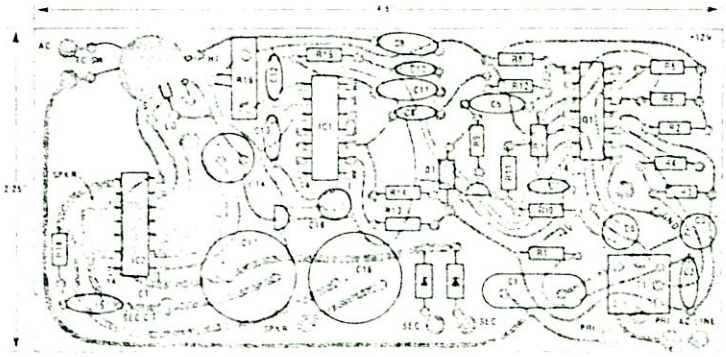


FIGURE 4. Carrier System Receiver PC Layout and Loading Diagram (Not Full Scale)

ADJUSTMENT

Adjustments are few and extremely simple. Transmitter carrier frequency f_c is fixed near 200 kHz by R_4 and C_4; the exact frequency is unimportant. T_1 for both transmitter and receiver are tuned for maximum coupling to and from the AC line. Plug in both receiver and transmitter; no carrier modulation is necessary. Insure that both units are operative. Observe or measure with an AC VTVM the waveform at T_1 secondary in the receiver. Tune T_1 of the transmitter for maximum observed signal amplitude. Then tune T_1 of the receiver for a further maximum. Repeat on the transmitter, then the receiver. Tuning is now complete for the line coupling transformers and should not have to be repeated for either. If the receiver is located some distance from the transmitter in use, or on the opposite side of the 110-220V service line, a re-adjustment of the receiver T_1 may be made to maximize rejection of SCR dimmer noise. The receiver PLL free-running frequency is adjusted by R_{16}. Set R_{16} near the center of its range. Rotate slowly in either direction until the PLL loses lock (evidenced by a sharp increase in noise and a distorted output). Note the position and then repeat, rotating in the other direction. Note the new position and then center R_{16} between the two noted positions. A fine adjustment may be made for minimum noise with an SCR dimmer in operation. The final adjustment is for modulation amplitude at the transmitter. Connect the audio signal to the transmitter input and adjust the input potentiometer R_1 for a signal maximum of about 0.1V rms at the input to the LM566. Adjustment is now complete for both transmitter and receiver and need not be repeated.

A STEREO SYSTEM

If full stereo or the two rear channels of a quadraphonic system are to be transmitted, both transmitter and receiver must be duplicated with differing carriers. Omit R_8 and include R_7 & C_2 on the transmitter if desired. Carriers could be set to 100 and 200 kHz for the two channels. Actually, they need only be set a distance of 40 kHz apart.

PERFORMANCE

Overall S/N is about 65 dB. Distortion is below about 1/4% at low frequencies, and in actual program material it should not exceed 1/2% as very little signal power occurs in music above about 1 kHz.

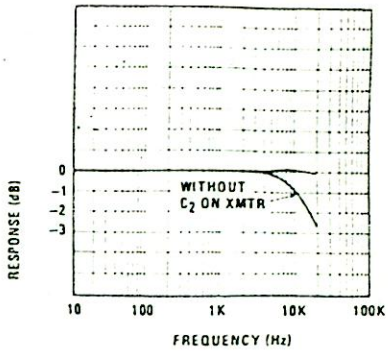


FIGURE 5. Overall System Performance
Transmitter Input to Input of Receiver Power Amplifier

The 2.5W audio amplifier provides an adequate sound level for casual listening. The LM380 has a fixed gain of 50. Therefore for a 2.5W max output, the input must be 89 mV. This is slightly less than the ±10% deviation level so we are within design requirements. Average program level would run a good 10 dB below this level at 28 mV input.

Noise rejection is more than adequate to suppress line noise due to fluorescent lamps and normal line transients. Appliance motors on the same side of the 110-220V line may produce some noise. Even SCR dimmers produce only a background of impulse noise depending upon the relative location of receiver and SCR. Otherwise, performance is noise-free anywhere in the home. Satisfactory operation was observed in a factory building so long as transmitter and receiver were connected to the same phase of the three-phase service line.

APPLICATIONS

Additional applications other than home music systems are possible. Intercoms are one possibility, with a separate transmitter and receiver located at each station. A microphone can serve as the source material and the system can act as a monitor for a nursery room. Background music may be added to existing buildings without the expense of running new wiring.

5.2. FOTOCOPIAS DE HOJAS DE DATOS DEL LM 565 y LM 566.

National Semiconductor

Industrial/Automotive/Functional Blocks/ Telecommunications

LM565/LM565C phase locked loop

general description

The LM565 and LM565C are general purpose phase locked loops containing a stable, highly linear voltage controlled oscillator for low distortion FM demodulation, and a double balanced phase detector with good carrier suppression. The VCO frequency is set with an external resistor and capacitor, and a tuning range of 10:1 can be obtained with the same capacitor. The characteristics of the closed loop system—bandwidth, response speed, capture and pull in range—may be adjusted over a wide range with an external resistor and capacitor. The loop may be broken between the VCO and the phase detector for insertion of a digital frequency divider to obtain frequency multiplication.

The LM565H is specified for operation over the −55°C to +125°C military temperature range. The LM565CH and LM565CN are specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

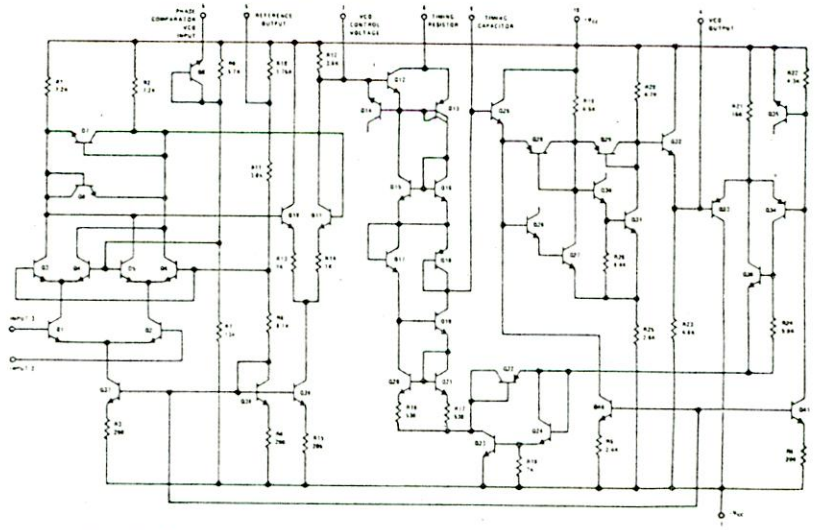
features

- 200 ppm/°C frequency stability of the VCO
- Power supply range of ±5 to ±12 volts with 100 ppm/% typical
- 0.2% linearity of demodulated output
- Linear triangle wave with in phase zero crossings available
- TTL and DTL compatible phase detector input and square wave output
- Adjustable hold in range from ±1% to > ±60%.

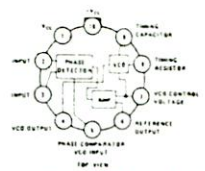
applications

- Data and tape synchronization
- Modems
- FSK demodulation
- FM demodulation
- Frequency synthesizer
- Tone decoding
- Frequency multiplication and division
- SCA demodulators
- Telemetry receivers
- Signal regeneration
- Coherent demodulators.

schematic and connection diagrams

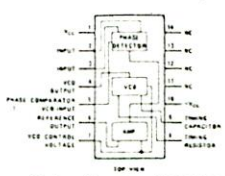


Metal Can Package



Order Number LM565H or LM565CH
See NS Package H10

Dual-In-Line Package



Order Number LM565CN
See NS Package N14A

absolute maximum ratings

Supply Voltage		±12V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Differential Input Voltage		±1V
Operating Temperature Range	LM565H	−55°C to +125°C
	LM565CH, LM565CN	0°C to 70°C
Storage Temperature Range		−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

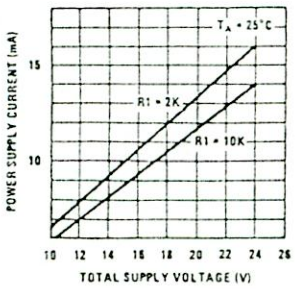
electrical characteristics (AC Test Circuit, $T_A = 25°C$, $V_C = \pm 6V$)

PARAMETER	CONDITIONS	LM565			LM565C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Power Supply Current			8.0	12.5		8.0	12.5	mA
Input Impedance (Pins 2, 3)	$-4V < V_2, V_3 < 0V$	7	10			5		kΩ
VCO Maximum Operating Frequency	$C_o = 2.7$ pF	300	500		250	500		kHz
Operating Frequency Temperature Coefficient			−100	300		−200	500	ppm/°C
Frequency Drift with Supply Voltage			0.01	0.1		0.05	0.2	%/V
Triangle Wave Output Voltage		2	2.4	3	2	2.4	3	V_{p-p}
Triangle Wave Output Linearity			0.2	0.75		0.5	1	%
Square Wave Output Level		4.7	5.4		4.7	5.4		V_{p-p}
Output Impedance (Pin 4)			5			5		kΩ
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20	100		20		ns
Square Wave Fall Time			50	200		50		ns
Output Current Sink (Pin 4)		0.6	1		0.6	1		mA
VCO Sensitivity	$f_o = 10$ kHz	6400	6600	6800	6000	6600	7200	Hz/V
Demodulated Output Voltage (Pin 7)	±10% Frequency Deviation	250	300	350	200	300	400	mV_{pp}
Total Harmonic Distortion	±10% Frequency Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Output Impedance (Pin 7)			3.5			3.5		kΩ
DC Level (Pin 7)		4.25	4.5	4.75	4.0	4.5	5.0	V
Output Offset Voltage $\lvert V_7 - V_6 \rvert$			30	100		50	200	mV
Temperature Drift of $\lvert V_7 - V_6 \rvert$			500			500		μV/°C
AM Rejection		30	40			40		dB
Phase Detector Sensitivity K_D		0.6	.68	0.9	0.55	.68	0.95	V/radian

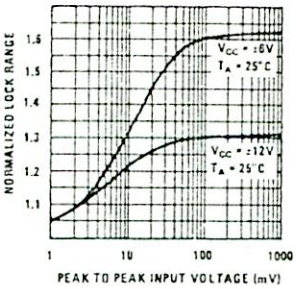
Note 1: The maximum junction temperature of the LM565 is 150°C, while that of the LM565C and LM565CN is 100°C. For operation at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W junction to ambient or 45°C/W junction to case. Thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

typical performance characteristics

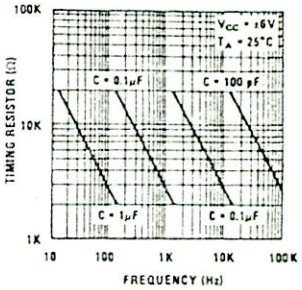
Power Supply Current as a Function of Supply Voltage



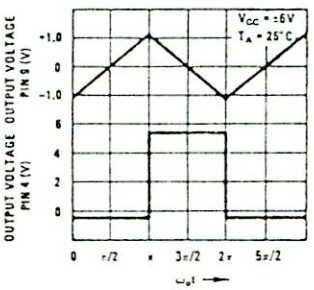
Lock Range as a Function of Input Voltage



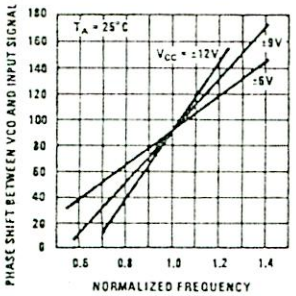
VCO Frequency



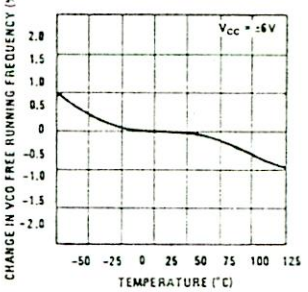
Oscillator Output Waveforms



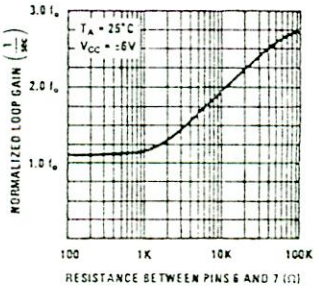
Phase Shift vs Frequency



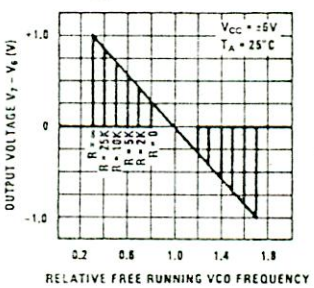
VCO Frequency as a Function of Temperature



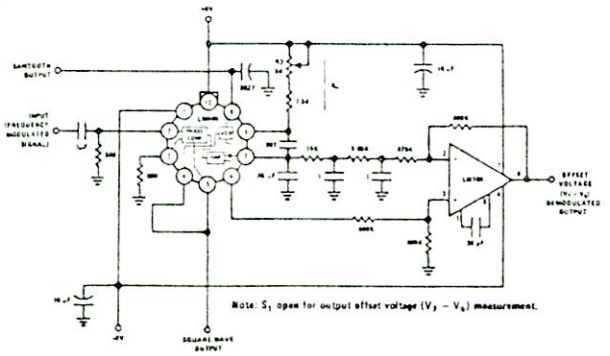
Loop Gain vs Load Resistance



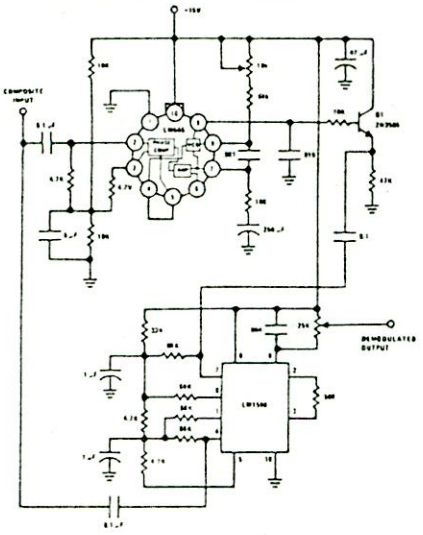
Hold in Range as a Function of R_{6-7}



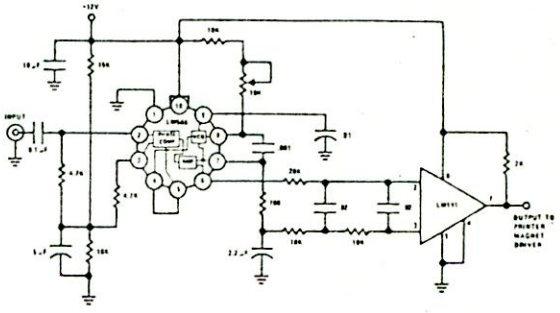
ac test circuit



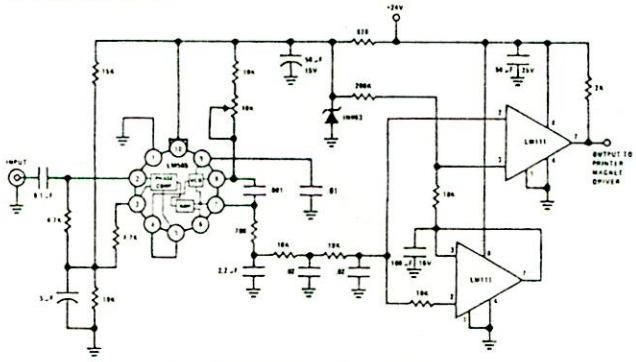
typical applications



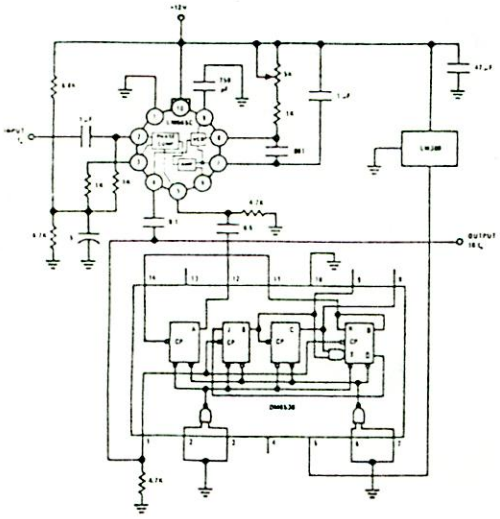
2400 Hz Synchronous AM Demodulator



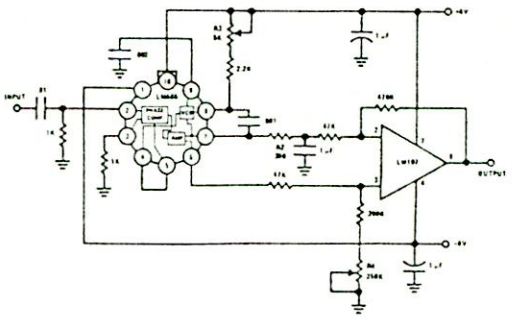
FSK Demodulator (2025-2225 cps)



FSK Demodulator with DC Restoration.



Frequency Multiplier (x10)



IRIG Channel 13 Demodulator

applications information

In designing with phase locked loops such as the LM565, the important parameters of interest are:

FREE RUNNING FREQUENCY

$$f_o \cong \frac{1}{3.7\, R_0 C_0}$$

LOOP GAIN: relates the amount of phase change between the input signal and the VCO signal for a shift in input signal frequency (assuming the loop remains in lock). In servo theory, this is called the "velocity error coefficient".

$$\text{Loop gain} = K_o K_D \left(\frac{1}{\text{sec}}\right)$$

K_o = oscillator sensitivity $\left(\frac{\text{radians/sec}}{\text{volt}}\right)$

K_D = phase detector sensitivity $\left(\frac{\text{volts}}{\text{radian}}\right)$

The loop gain of the LM565 is dependent on supply voltage, and may be found from:

$$K_o K_D = \frac{33.6\, f_o}{V_c}$$

f_o = VCO frequency in Hz

V_c = total supply voltage to circuit.

Loop gain may be reduced by connecting a resistor between pins 6 and 7; this reduces the load impedance on the output amplifier and hence the loop gain.

HOLD IN RANGE: the range of frequencies that the loop will remain in lock after initially being locked.

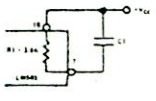
$$f_H = \pm \frac{8\, f_o}{V_c}$$

f_o = free running frequency of VCO

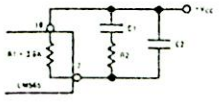
V_c = total supply voltage to the circuit.

THE LOOP FILTER

In almost all applications, it will be desirable to filter the signal at the output of the phase detector (pin 7) this filter may take one of two forms:



Simple Lag Filter



Lag-Lead Filter

A simple lag filter may be used for wide closed loop bandwidth applications such as modulation following where the frequency deviation of the carrier is fairly high (greater than 10%), or where wideband modulating signals must be followed.

The natural bandwidth of the closed loop response may be found from:

$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_o K_D}{R_1 C_1}}$$

Associated with this is a damping factor:

$$\delta = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{1}{R_1 C_1 K_o K_D}}$$

For narrow band applications where a narrow noise bandwidth is desired, such as applications involving tracking a slowly varying carrier, a lead lag filter should be used. In general, if $1/R_1C_1 < K_oK_d$, the damping factor for the loop becomes quite small resulting in large overshoot and possible instability in the transient response of the loop. In this case, the natural frequency of the loop may be found from

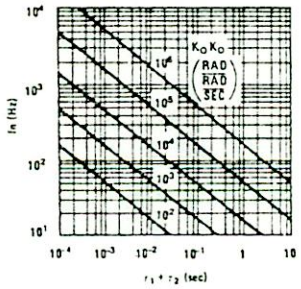
$$f_n = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{K_o K_D}{\tau_1 + \tau_2}}$$

$$\tau_1 + \tau_2 = (R_1 + R_2)\, C_1$$

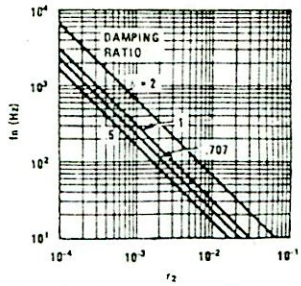
R_2 is selected to produce a desired damping factor δ, usually between 0.5 and 1.0. The damping factor is found from the approximation:

$$\delta \simeq \pi\, \tau_2 f_n$$

These two equations are plotted for convenience.



Filter Time Constant vs Natural Frequency



Damping Time Constant vs Natural Frequency

Capacitor C_2 should be much smaller than C_1 since its function is to provide filtering of carrier. In general $C_2 \leq 0.1\ C_1$.

National Semiconductor

LM566/LM566C voltage controlled oscillator

general description

The LM566/LM566C are general purpose voltage controlled oscillators which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566 is specified for operation over the −55°C to +125°C military temperature range. The LM566C is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

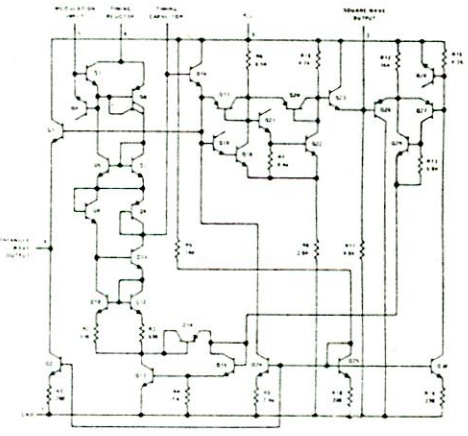
features

- Wide supply voltage range: 10 to 24 volts
- Very linear modulation characteristics
- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor.

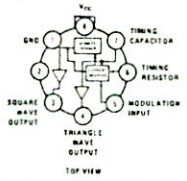
applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

schematic and connection diagrams

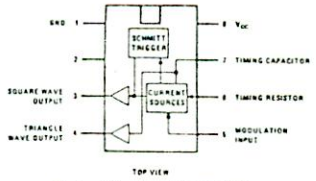


Metal Can Package



Order Number LM566H or LM566CH
See NS Package H08C

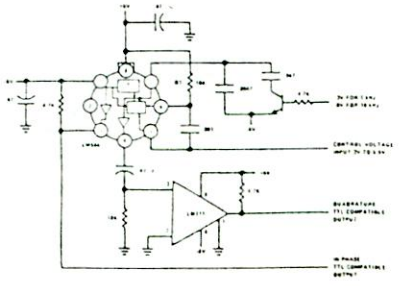
Dual-In-Line Package



Order Number LM566CN
See NS Package N08B

typical application

1 kHz and 10 kHz TTL Compatible
Voltage Controlled Oscillator



applications information

The LM566 may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 4) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A .001 μF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

$$f_O = \frac{2(V^+ - V_5)}{R_1 C_1 V^+}$$

where

$2K < R_1 < 20K$

and V_5 is voltage between pin 5 and pin 1

absolute maximum ratings

Power Supply Voltage		26V
Power Dissipation (Note 1)		300 mW
Operating Temperature Range	LM566	−55°C to +125°C
	LM566C	0°C to 70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)		300°C

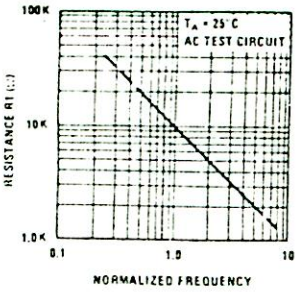
electrical characteristics V_{CC} = 12V, T_A = 25°C, AC Test Circuit

PARAMETER	CONDITIONS	LM566			LM566C			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Maximum Operating Frequency	R0 = 2k C0 = 2.7 pF		1			1		MHz
Input Voltage Range Pin 5		3/4 V_{CC}		V_{CC}	3/4 V_{CC}		V_{CC}	
Average Temperature Coefficient of Operating Frequency			100			200		ppm/°C
Supply Voltage Rejection	10–20V		0.1	1		0.1	2	%/V
Input Impedance Pin 5		0.5	1		0.5	1		MΩ
VCO Sensitivity	For Pin 5, From 8–10V, f_O = 10 kHz	6.4	6.6	6.8	6.0	6.6	7.2	kHz/V
FM Distortion	±10% Deviation		0.2	0.75		0.2	1.5	%
Maximum Sweep Rate		800	1		500	1		MHz
Sweep Range			10:1			10:1		
Output Impedance								
Pin 3			50			50		Ω
Pin 4			50			50		Ω
Square Wave Output Level	R_{L1} = 10k	5.0	5.4		5.0	5.4		Vp-p
Triangle Wave Output Level	R_{L2} = 10k	2.0	2.4		2.0	2.4		Vp-p
Square Wave Duty Cycle		45	50	55	40	50	60	%
Square Wave Rise Time			20			20		ns
Square Wave Fall Time			50			50		ns
Triangle Wave Linearity	+1V Segment at 1/2 V_{CC}		0.2	0.75		0.5	1	%

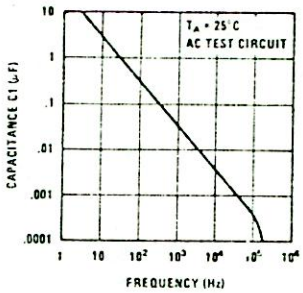
Note 1: The maximum junction temperature of the LM566 is 150°C, while that of the LM566C is 100°C. For operating at elevated junction temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W.

typical performance characteristics

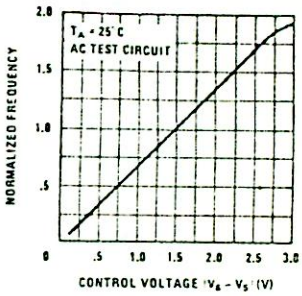
Operating Frequency as a Function of Timing Resistor



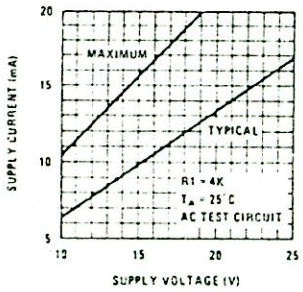
Operating Frequency as a Function of Timing Capacitor



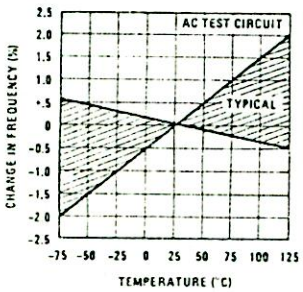
Normalized Frequency as a Function of Control Voltage



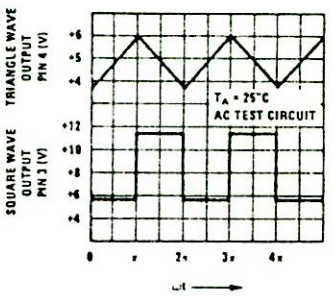
Power Supply Current



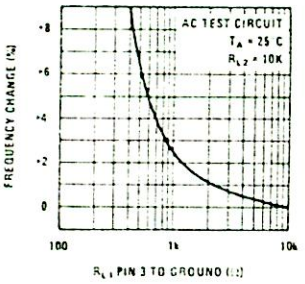
Temperature Stability



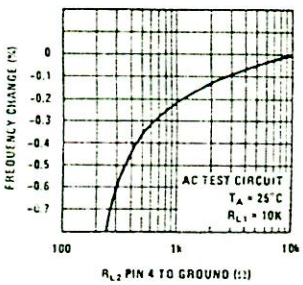
VCO Waveforms



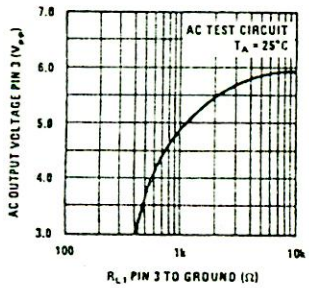
Frequency Stability vs Load Resistance (Square Wave Output)



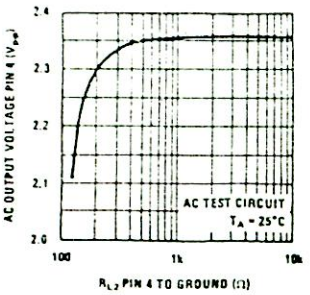
Frequency Stability vs Load Impedance (Triangle Output)



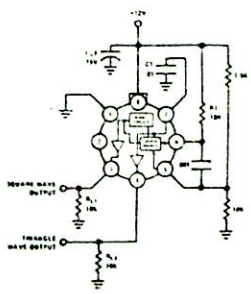
Square Wave Output Characteristics



Triangle Wave Output Characteristics



ac test circuit



5.3. DETALLES CONSTRUCTIVOS

Se confeccionó los distintos circuitos impresos tanto para el transistor como para el receptor. A continuación se muestran todas las fotocopias de los diferentes circuitos impresos en posición normal y en tamaño real.

El circuito impreso del transmisor y del receptor fueron montados sobre una estructura de aluminio, permitiendo de esta manera, la protección de dichos circuitos.

La construcción de los transformadores de acoplamiento a la red, fueron realizados usando los mismos soportes de las frecuencias intermedias en los receptores comerciales.

En la figura # 27 se indica el número de vueltas en cada uno de estos transformadores de alta frecuencia.

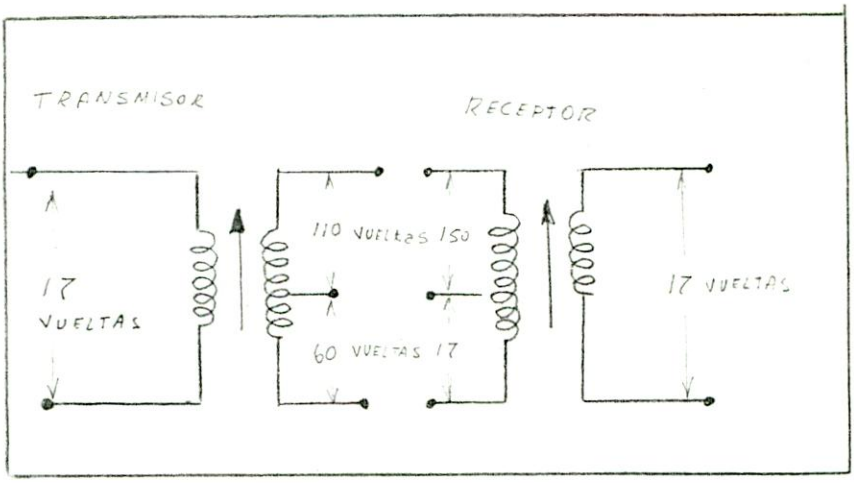


Figura # 27.

BIBLIOGRAFIA

- RADIO HANDBOOK

  Edición Española

- LINEAR DATA BOOK

  National Semi-conductor

- MEMORIA

  Manuel Valenzuela C.

- LE HAUT PARLEUR

  Nº 1661, Pág. 162

CENTRO EDUC. TECNICO
"Rey Balduino de Bélgica"
Biblioteca - Talcahuano