

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

**IMPLEMENTACIÓN DE UNA CONSOLA MEZCLADORA CON
MODULACIÓN EN FRECUENCIA, CON SIETE ENTRADAS DE
AUDIO, PARA SER ACOPLADA A UN AMPLIFICADOR DE
POTENCIA.**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN
ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES**

NAVARRO MÉNDEZ DIANA VERÓNICA

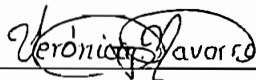
DIRECTOR: ING. ANTONIO CALDERÓN

Quito, agosto del 2003

DECLARACIÓN

Yo, NAVARRO MÉNDEZ DIANA VERÓNICA, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.


A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.

A handwritten signature in black ink, reading "Verónica Navarro". The signature is written in a cursive style and is positioned above a horizontal line.

Navarro Méndez Diana Verónica

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por la Señorita Navarro Méndez Diana Verónica, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'A. Calderón', is written over a horizontal line. The signature is stylized with loops and a long horizontal stroke extending to the left.

Ing. Antonio Calderón
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

El agradecimiento más profundo a mi Padre Celestial por mantenerme con vida, a mis papitos por facilitarme los medios para poder realizar mis sueños y anhelos, al Ing. Calderón por su paciencia y acertada dirección.

Diana Verónica Navarro Méndez

ÍNDICE

INTRODUCCIÓN	1
CAPÍTULO 1: FUNDAMENTOS TEÓRICOS	
FUNDAMENTOS TEÓRICOS	4
1.1 MEZCLADO	5
1.1.1 MEZCLADO LINEAL.....	5
1.1.2 MEZCLADO NO LINEAL.....	7
1.1.3 MEZCLADORES.....	8
1.1.4 SISTEMAS ESTEREOFÓNICOS.....	10
1.2 AMPLIFICADORES DE RADIOFRECUENCIA	11
1.2.1 AMPLIFICADORES DE TENSIÓN DE RADIOFRECUENCIA.....	11
1.2.1.1 Parámetros que influyen en la frecuencia de trabajo “ f_o ”.....	13
1.2.1.2 Determinación del factor de amplificación de corriente β_o del transistor bipolar a la frecuencia de trabajo f_o	14
1.2.1.3 Determinación del Factor de Amplificación de Voltaje μ para el transistor bipolar.....	16
1.2.1.3.1 <i>Factor de amplificación de voltaje μ en función de la ganancia de potencia del transistor</i>	17
1.2.2 AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA.....	19
1.2.2.1 Amplificador de Potencia Clase A.....	22
1.2.2.2 Amplificador de Potencia Clase C.....	26
1.2.3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA CLASE A Y C CUANDO $r_o \approx R_{ac}$	31
1.3 OSCILADORES DE RADIOFRECUENCIA	34
1.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS OSCILADORES.....	34
1.3.2 CLASIFICACIÓN DE LOS OSCILADORES.....	40
1.3.2.1 Osciladores RC.....	40
1.3.2.2 Osciladores LC.....	40
1.3.2.2.1 <i>Clasificación de los osciladores LC</i>	44
1.3.2.3 Osciladores a Cristal.....	49
1.4 REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS	51
1.4.1 REDES TIPO “L”.....	51
1.4.1.1 Red tipo L elevadora.....	52
1.4.1.2 Red tipo L reductora.....	53
1.4.2 REDES TIPO “T”.....	54
1.4.3 REDES TIPO “ π ”.....	56

1.4.4 REDES INDUCTIVAS	58
1.4.4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR.....	58
1.5 MODULACIÓN	61
1.5.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD	61
1.5.2 MODULACIÓN EN FRECUENCIA.....	61
1.5.2.1 Análisis Matemático	63
1.5.3 ÍNDICE DE MODULACIÓN	64
1.5.4 MODULACIÓN POR UNA SINUSOIDE DE FRECUENCIA SENCILLA.....	64
1.5.5 REQUERIMIENTOS DEL ANCHO DE BANDA PARA UNA SEÑAL MODULADA EN FRECUENCIA.....	66
1.5.6 CIRCUITOS MODULADORES FM.....	67
1.5.6.1 Circuito modulador con diodo varactor.....	68
1.5.6.2 Circuito modulador FM basado en la utilización de un oscilador controlado por voltaje (VCO).....	70

CAPÍTULO 2: DISEÑO DE LA CONSOLA

2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA CONSOLA.....	74
2.1.1 ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN.....	75
2.1.2 ETAPA DE MEZCLA.....	75
2.1.3 ETAPA DE MODULACIÓN.....	75
2.1.4 ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN DE POTENCIA	75
2.2 DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE POTENCIA	76
2.3 DISEÑO DEL MODULADOR FM.....	93
2.3.1 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LOS ELEMENTOS DEL BLOQUE DE AMPLIFICACIÓN	95
2.3.2 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LOS ELEMENTOS DEL BLOQUE DE REALIMENTACIÓN.....	104
2.4 DISEÑO DEL MEZCLADOR	108
2.4.1 DISEÑO PARA UN AMPLIFICADOR INVERSOR	108
2.5 DISEÑO DE LOS PREAMPLIFICADORES.....	112
2.5.1 PREAMPLIFICADORES PARA LOS MICRÓFONOS	113
2.5.2 PREAMPLIFICADORES LINE (TAPE Y CD PLAYER).....	115
2.5.3 PREAMPLIFICADOR PHONO (TOCADISCOS).....	116

2.6 DISEÑO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE LAS ENTRADAS.....	119
2.7 FUENTES DE ALIMENTACIÓN PARA LA CONSOLA	122

CAPÍTULO 3: PRUEBAS Y RESULTADOS

3.1 CALIBRACIÓN	126
3.1.1 CIRCUITO PREAMPLIFICADOR DE POTENCIA	126
3.1.2 CIRCUITO MODULADOR FM.....	126
3.1.2.1 Cambios realizados.....	127
3.1.3 CIRCUITO PREAMPLIFICADOR Y MEZCLADOR	128
3.2 ELABORACIÓN DEL MÓDULO	129

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	139
--------------------------------------	-----

BIBLIOGRAFÍA	142
--------------------	-----

ANEXOS.....	144
-------------	-----

INTRODUCCIÓN

OBJETIVOS

El presente proyecto tiene como objetivo principal el implementar una consola mezcladora y moduladora en frecuencia que operará en el rango de FM; y que será utilizada por la carrera con fines didácticos.

La implementación de la consola permitirá habilitar el amplificador de potencia que trabaja en banda ancha en el rango de FM, proyecto que se encuentra en el Laboratorio de Electrónica de Alta Frecuencia

La consola permitirá tener como entradas las señales obtenidas de cuatro micrófonos, un tocadiscos (phono), casetera (tape) y cd player; lo que hace que el módulo se constituya básicamente de dos partes principales las mismas que serán: la mezcla de las señales y la modulación para luego ser acoplada al amplificador de potencia de banda ancha.

El desarrollo teórico necesario para el diseño de las partes constitutivas de la consola se presentarán de manera que será fácilmente entendido, en los capítulos posteriores; estos diseños serán desarrollados en base a los conocimientos adquiridos.

CONTENIDO DE LOS CAPÍTULOS

El primer capítulo contiene los fundamentos teóricos en los cuales se basa el desarrollo de la presente tesis; esto es: conocimientos básicos sobre tipos de mezclas, amplificadores de radiofrecuencia, osciladores de radiofrecuencia, y moduladores FM.

En el segundo capítulo se presentan los cálculos y criterios de diseño empleados en la elaboración del proyecto, es decir, el diseño de cada una de las etapas constitutivas de la consola.

En el tercer capítulo se analiza el comportamiento práctico de los circuitos, los cambios que se han realizado basándose en los resultados de las pruebas efectuadas en el laboratorio.

En el cuarto capítulo, se presentan las conclusiones y recomendaciones obtenidas a lo largo de la realización del proyecto; así como también se detalla los registros bibliográficos que se han utilizado.

En los anexos, se presentan los desarrollos matemáticos utilizados para la demostración de algunas de las fórmulas utilizadas, así como también las características eléctricas de los elementos empleados como el transistor 2N918 y circuito integrado TL081.

CAPÍTULO 1

FUNDAMENTOS TEÓRICOS

El presente proyecto tiene por objetivo la implementación de un pequeño sistema de transmisión FM, mediante la construcción de una consola que permitirá la habilitación del amplificador de potencia que trabaja en el rango de FM que se encuentra en el laboratorio de Electrónica de Alta Frecuencia.

El equipo a ser diseñado permitirá el manejo de siete entradas de audio provenientes de diversas fuentes como lo son micrófonos, tocadiscos (phono), cd player y casetera (tape); el mismo que cumplirá con las funciones de mezclador y permitirá manejar una o más de las siete entradas a seleccionar; la señal resultante será modulada en frecuencia y amplificada como se lo describe en el diagrama de bloques de la figura 1.1, para lo cual es necesaria la revisión de los principios teóricos en los cuales se ha basado el diseño y construcción de la consola, los mismos que se detallarán en el presente capítulo.

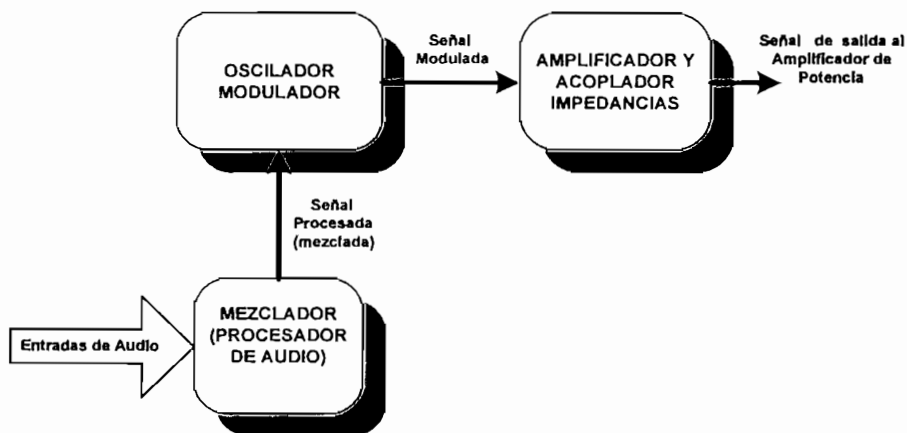


Figura 1.1 Diagrama de bloques básico de las funciones de la consola

La etapa de mezcla (procesador de audio) es la encargada de procesar las señales de entrada (señales de audio) y adaptarlas a los requerimientos de un modulador FM de bajo nivel de potencia para luego amplificar la señal modulada hasta el nivel de salida deseado.

Los principios teóricos estudiados y utilizados para la elaboración del proyecto se describirán a continuación.

1.1 MEZCLADO¹

Mezclado es el proceso de combinar dos o más señales y es esencial en las comunicaciones electrónicas. Principalmente, existen dos maneras en las cuales las señales pueden combinarse esto es: de manera lineal y no lineal.

1.1.1 MEZCLADO LINEAL

Las sumas (mezclado) lineales ocurren cuando dos o más señales se combinan en un dispositivo lineal, tal como una red pasiva o un amplificador de pequeña señal; la suma de estas se fusiona de tal manera que no produce nuevas frecuencias y la forma de onda de salida no es más que la suma lineal de cada una de las señales de entrada.

Así podemos apreciar de manera gráfica en la figura 1.2 la amplificación de una frecuencia de entrada simple, la misma que matemáticamente expresamos como:

$$V_{sal} = A * V_{en} \quad \text{Ec 1.1}$$

de donde:

$$V_{en} = V_a * \text{sen}(2 * \pi * f_a * t) \quad \text{Ec 1.2}$$

por lo tanto reemplazando la ecuación 1.2 en la ecuación 1.1

$$V_{sal} = A * V_a * \text{sen}(2 * \pi * f_a * t) \quad \text{Ec 1.3}$$

¹ Wayne Tomasi SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS Segunda edición México 1996
Prentice Hall Hispanoamericana S.A. Capítulo 1 págs. 28-33

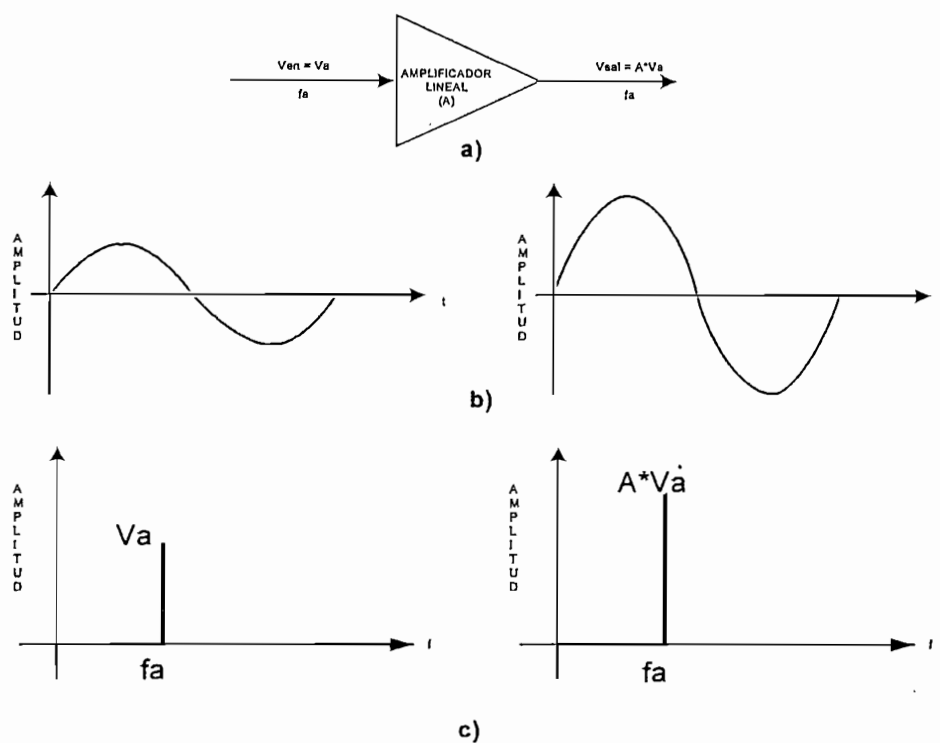


Figura 1.2 Amplificación lineal de una frecuencia de entrada simple a) amplificador lineal, b) dominio del tiempo, c) dominio de la frecuencia

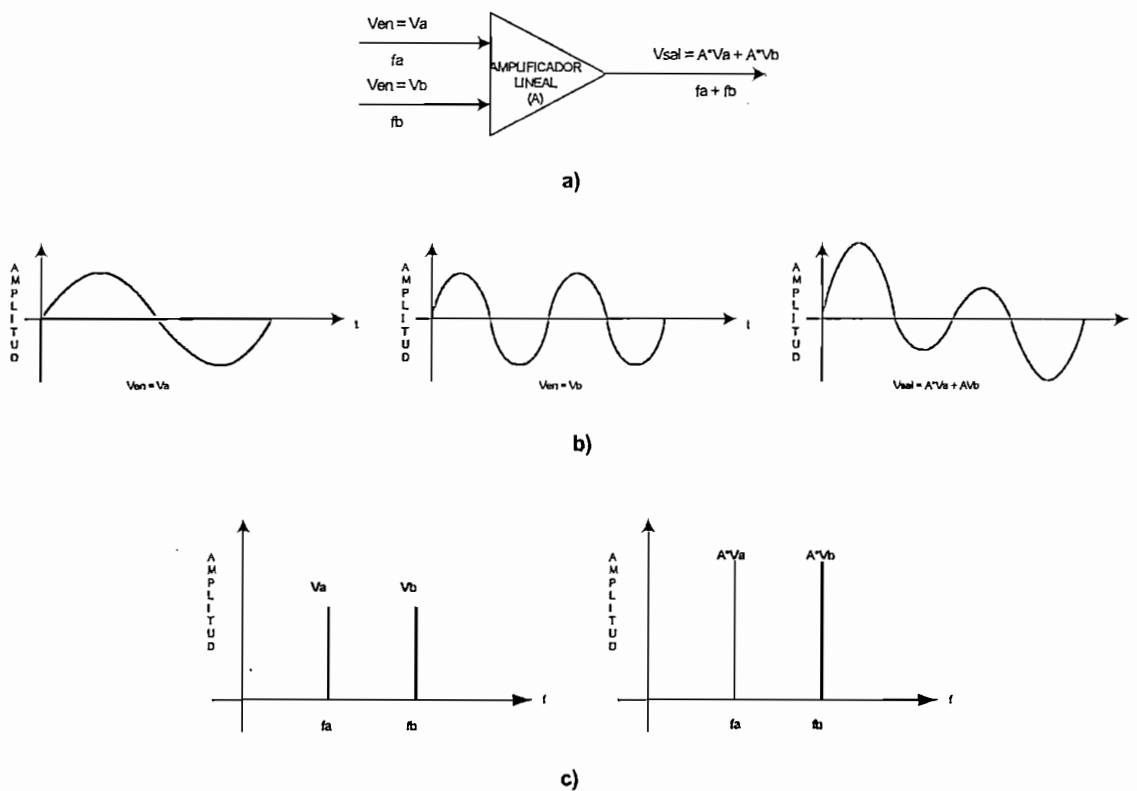


Figura 1.3 Mezclado lineal a) amplificador lineal, b) dominio del tiempo, c) dominio de la frecuencia

Mientras que la figura 1.3 indica dos frecuencias de entrada combinadas en un amplificador de señal pequeña, cada señal de entrada es amplificada con una ganancia A obteniéndose matemáticamente lo siguiente, (a partir de lo planteado en la ecuación 1.1):

$$V_{sal} = A * V_{en}$$

si:

$$V_{en} = V_a * \text{sen}(2 * \pi * f_a * t) + V_b * \text{sen}(2 * \pi * f_b * t) \quad \text{Ec 1.4}$$

se obtiene:

$$V_{sal} = A * V_a * \text{sen}(2 * \pi * f_a * t) + A * V_b * \text{sen}(2 * \pi * f_b * t) \quad \text{Ec 1.5}$$

donde el voltaje de salida V_{sal} es una forma de onda compleja que contiene ambas frecuencias de entrada.

En los sistemas de audio de alta fidelidad es importante que el espectro de salida contenga sólo la frecuencia de entrada original; de lo que se concluye que la operación de un mezclador lineal es el más deseado.

1.1.2 MEZCLADO NO LINEAL

Ocurre cuando dos o más señales se combinan en un dispositivo no lineal tal como un diodo o amplificador de señal grande; en este tipo de mezclado las señales de entrada se combinan produciendo componentes de frecuencia adicionales.

En la figura 1.4 podemos observar la amplificación no lineal de una frecuencia de entrada simple; la señal de salida de un amplificador no lineal no es una señal seno o coseno, matemáticamente lo expresamos como una serie de potencias infinita, así tenemos:

$$V_{sal} = A * V_{en} + B * V_{en}^2 + C * V_{en}^3 \quad \text{Ec 1.6}$$

en donde:

$$V_{en} = V_a * \text{sen}(2 * \pi * f_a * t) \quad \text{Ec 1.7}$$

por lo tanto reemplazando la ecuación 1.7 tenemos:

$$V_{sal} = A * V_a * \text{sen}(2\pi f_a t) + B * [V_a * \text{sen}(2\pi f_a t)]^2 + C * [V_a * \text{sen}(2\pi f_a t)]^3 \quad \text{Ec 1.8}$$

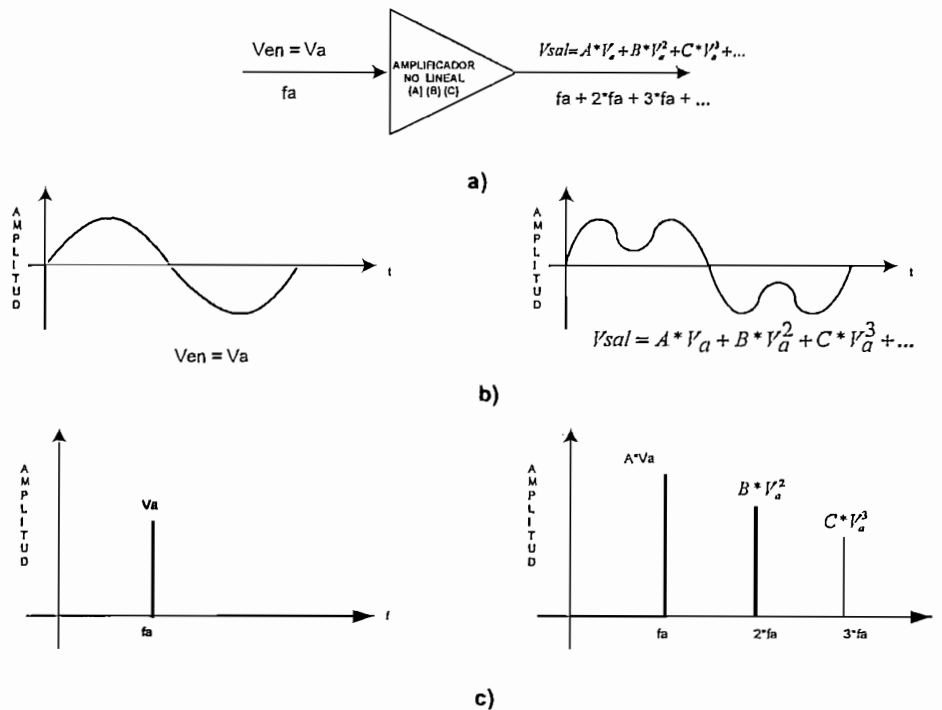


Figura 1.4 Amplificación no lineal de una frecuencia de entrada simple a) amplificador no lineal, b) dominio del tiempo, c) dominio de la frecuencia

1.1.3 MEZCLADORES

Una mesa de mezclas² es un sistema capaz de proporcionar, a partir de varias señales de entrada (figura 1.5), señales de salida que son mezclas de las de entrada. Cada señal de salida será una suma, en diferentes proporciones, de las señales de entrada. La mesa tiene n entradas y m salidas, siendo n y m números que varían según el modelo.

² <http://www.metka.net/fotos775/audiosonido/audiosonido.html>



Figura 1.5 Diagrama de una mesa de mezclas con entradas y salidas

Por lo tanto un mezclador no es más que un dispositivo (circuito electrónico) cuya función consiste en combinar una o varias señales de entrada cuyo número dependerá de las aplicaciones a las cuales esté sujeto y proporcionándonos a la salida una señal unificada para nuestro caso.

La mezcla de las señales se realiza con base en los conceptos de un mezclado lineal con lo cual se permitirá controlar los niveles de salida de cada una de las señales según se lo desee.

Un circuito mezclador lineal, es básicamente un sumador en el cual se realiza el control de las señales de entrada previamente amplificadas. Debido a que el origen de las señales varía, para la etapa de la mezcla es necesario contar con preamplificadores; cuyas funciones en general son:

- Amplificar cualquier entrada a nivel de línea.
- Ajustar el volumen.
- Ajustar los graves y los agudos si es necesario.
- Presentar la carga de impedancia correcta para las entradas.
- Presentar una baja impedancia para las salidas.

Una de las funciones que brindan los preamplificadores es la de amplificar las señales de tal manera que todas las entradas al circuito sumador posean las mismas características eléctricas.

Si tenemos un tocadiscos se necesitará un preamplificador con entrada phono debido a que este tiene una salida que es muy pequeña (3mV), en comparación con las señales obtenidas de una casetera (tape) que rodea los (150mV).

Los micrófonos también requieren preamplificadores especiales; algunos micrófonos también requieren telealimentación. La telealimentación es el suministro de energía para que funcione el micrófono, y que proviene del preamplificador.

Los preamplificadores de micrófonos están incluidos en caseteras y mezcladores de micrófonos. Si únicamente se tienen entradas de alto nivel, tales como la salida de un reproductor de CD y la salida de una casetera, el fin principal del preamplificador es seleccionar entre entradas y proporcionar un control de volumen principal. Si solo se escucha CD's, es posible eliminar el preamplificador consiguiendo un reproductor de CD con salida de nivel variable y conectarla directamente a un amplificador de potencia.

Un buen preamplificador permite el uso de esos dispositivos sin sacrificar la calidad del sonido.

1.1.4 SISTEMAS ESTEREOFÓNICOS³

Es un sistema conocido también como multicanal, utilizado para conseguir un efecto espacial acústico, ya que permite identificar la posición de la fuente sonora, a diferencia de los sistemas monofónicos que no facilitan la localización acústica de la fuente sonora.

Los equipos que se considerarán para el desarrollo de la consola presentan salidas estereofónicas de dos canales (izquierdo y derecho).

³ ESCUDERO MONTOYA, Francisco J. *ELECTROACÚSTICA APLICADA*, Editorial Dossat, S.A., Madrid 1954, Lección 52, págs. 805-811

COBO, Guillermo *Estudio, planificación y diseño de sonorización para locales cerrados* Quito - 1999., Capítulo 1, pág. 82-83

ZAMBRANO, Jorge *Programa computacional para el diseño de sonorización de locales cerrados* Quito - 2000, Capítulo 1, pág. 20-22

1.2 AMPLIFICADORES DE RADIOFRECUENCIA

Los amplificadores de radiofrecuencia son aquellos que amplifican únicamente la señal con la frecuencia de trabajo establecida, es decir el circuito trabajará a una única frecuencia y para éste propósito se utilizan circuitos sintonizados (resonantes).

Si se realiza una comparación entre los circuitos amplificadores de audiofrecuencia y los de radiofrecuencia (RF), se establece que: los rangos de las frecuencias de trabajo son distintos, es decir, los amplificadores de audiofrecuencia amplifican cualquiera de las señales cuyas frecuencias se encuentren dentro del rango de bajas frecuencias (2KHz-20KHz), mientras que los de amplificadores (RF) realizan las mismas funciones que uno de audio, pero a una sola frecuencia de trabajo, sin embargo, ambos sistemas aplican amplificación de tensión y de potencia.

1.2.1 AMPLIFICADORES DE TENSIÓN DE RADIOFRECUENCIA

Esta clase de circuitos se emplean para la transmisión y recepción de señales de radiofrecuencia, o como multiplicadores de frecuencias.

Los circuitos más frecuentemente empleados son similares a los que se utilizan para diseñar los amplificadores de audiofrecuencia en configuración de emisor-común, sin embargo esta clase de circuitos requieren de un circuito sintonizado (circuito LC) en colector como se observa en la figura 1.6. El objetivo de estos circuitos sintonizados es resonar a una determinada frecuencia de trabajo (f_o) y acoplar las impedancias.

En amplificadores de audiofrecuencia las capacitancias de entrada (C_{in}) y salida (C_o) del circuito tienen poca relevancia debido a las altas reactancias que se presentan en estos circuitos, mientras que en los amplificadores RF estas capacitancias parásitas (C_{in} y C_o) son importantes (figura 1.6) y se las debe considerar para independizar el circuito de éstas y de parámetros del transistor.

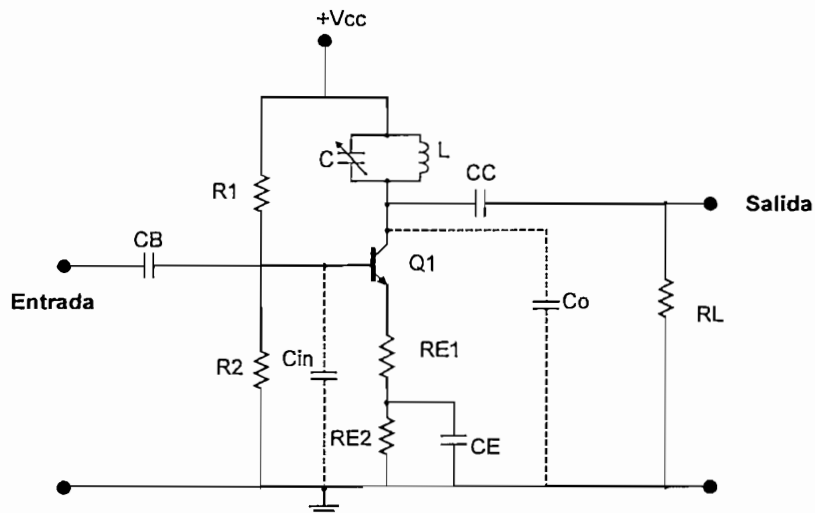


Figura 1.6 Circuito amplificador de RF

En la figura 1.7 se presenta el circuito equivalente de salida del amplificador de la figura 1.6; este circuito es similar al que se lo obtiene para bajas frecuencias, con la variante, que en estos casos se debe considerar la resistencia de pérdidas (R_p) que presenta la bobina, la impedancia de salida del transistor (r_o), las capacitancias tanto de salida (C_o), como la del circuito sintonizado (C) y la bobina (L).

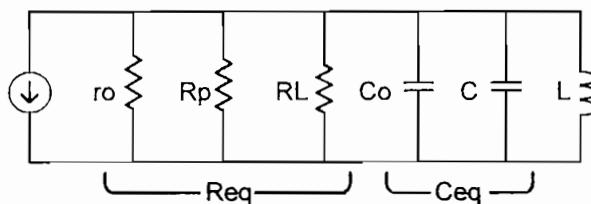


Figura 1.7 Circuito equivalente de salida del amplificador de RF

De la figura anterior se define a la resistencia equivalente como:

$$R_{eq} = r_o // R_p // R_L \tag{Ec 1.9}$$

En la siguiente gráfica (figura 1.8), se presenta el diagrama de voltajes de salida y de entrada del circuito amplificador de la figura 1.6:

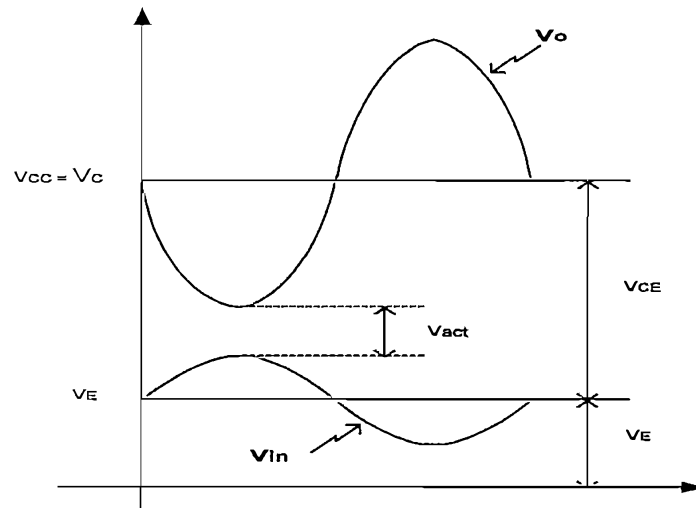


Figura 1.8 Diagrama de voltajes de entrada y salida

Donde :

- V_C : voltaje de colector.
- V_E : voltaje de emisor.
- V_{CE} : voltaje de colector-emisor.
- v_o : voltaje de salida.
- v_{in} : voltaje de entrada.
- V_{act} : voltaje necesario para lograr que el transistor trabaje en la zona activa y evitar posibles distorsiones.

Para efectuar el análisis de estos circuitos es importante considerar parámetros como: la frecuencia de trabajo, factor de amplificación de voltaje y ganancia de voltaje. A continuación se determinan estos parámetros:

1.2.1.1 Parámetros que influyen en la frecuencia de trabajo “ f_o ”

Una vez establecida la frecuencia de trabajo, se debe determinar los parámetros que nos permitan operar a esta frecuencia, para lo cual tenemos la siguiente ecuación:

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * C_{eq}}} \quad \text{Ec 1.10}$$

donde L representa el valor de la bobina del circuito resonante del colector, y C_{eq} de acuerdo a lo presentado en la figura 1.7 es:

$$C_{eq} = C // C_o$$

$$C_{eq} = C + C_o \quad \text{Ec 1.11}$$

Así, C es la capacitancia del circuito sintonizado y C_o es la capacitancia parásita de salida del transistor (figura 1.6). Con el fin de independizar el circuito de la capacitancia parásita (C_o) se debe considerar que:

$$C \gg C_o \quad \text{Ec 1.12}$$

Los elementos reactivos influyen en la determinación del ancho de banda y el factor de calidad, así tenemos:

$$Q_b = \frac{R_p}{X_L} \quad \text{Ec 1.13}$$

$$Q = \frac{R_{eq}}{X_L} \quad \text{Ec 1.14}$$

siendo:

- Q_b : factor de calidad de la bobina.
- R_p : resistencia de pérdidas de la bobina.
- X_L : reactancia de la bobina L.
- Q : factor de calidad del circuito.
- R_{eq} : resistencia equivalente.

1.2.1.2 Determinación del factor de amplificación de corriente β_o del transistor bipolar a la frecuencia de trabajo f_o ⁴

Partiendo del análisis del circuito híbrido π equivalente⁵ para el transistor bipolar se determina la siguiente ecuación la misma que se establece en el anexo A, y en base a ésta, se realiza la gráfica correspondiente a la respuesta de frecuencia de la ganancia de corriente (figura 1.9):

$$G_i = \frac{\beta}{1 + j \frac{f}{f_B}} \quad \text{Ec 1.15}$$

⁴ E.J ANGELO Circuitos electrónicos (tratamiento unificador de válvulas de vacío y transistores) 2da Edición Mc. Graw Hill
Capítulo 8 1964

⁵ Ver Anexo A

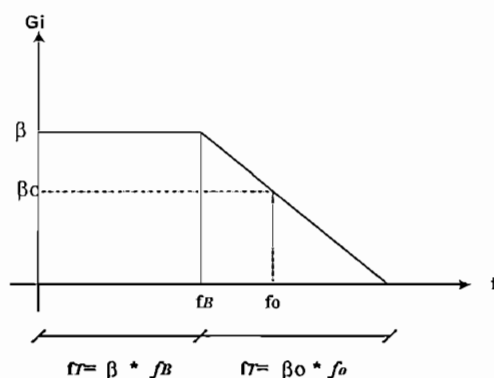


Figura 1.9 Gráfica correspondiente a la curva característica de la ganancia de corriente

De donde:

- f_B : frecuencia de corte
- β : factor de amplificación de corriente a la frecuencia de corte (f_B)
- f_T : frecuencia a la cual la ganancia de corriente es unitaria ($G_i=1$)
- f_o : frecuencia de trabajo
- β_o : factor de amplificación de corriente a la frecuencia de trabajo (f_o)

Realizando un análisis a partir de lo presentado en la gráfica se deduce que para el diseño de los amplificadores es importante conocer el valor de la frecuencia f_T (proporcionado por el fabricante), para de esta manera determinar el factor de amplificación de corriente (β_o) adecuado; así, observando la figura, se determina que para la región en la que la ganancia de corriente permanece constante, se cumple que:

$$\beta = \frac{f_T}{f_B} \quad \text{Ec 1.16}$$

Mientras que para la región en la que la ganancia de corriente no es constante (región de altas frecuencias), como se señala en la figura, el factor de amplificación de corriente (β_o), se lo determina a la frecuencia de trabajo f_o , con lo que tenemos:

$$\beta_o = \frac{f_T}{f_o} \quad \text{Ec 1.17}$$

1.2.1.3 Determinación del Factor de Amplificación de Voltaje μ para el transistor bipolar⁶

En base al desarrollo⁷ que se obtiene para el circuito equivalente del transistor en función de los parámetros h tenemos que, mediante el uso de derivadas parciales se puede mostrar que el parámetro h_{re} para el circuito equivalente del transistor en la región de operación para una configuración en emisor común, se determina como se presenta en la siguiente ecuación:

$$\frac{1}{h_{re}} = \left. \frac{\partial v_{CE}}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \left. \frac{\Delta v_{CE}}{\Delta v_{BE}} \right|_{I_B = \text{cte}} \quad \text{Ec 1.18}$$

Considerando a las variaciones del voltaje colector-emisor (Δv_{CE}) y base-emisor (Δv_{BE}) como el voltaje de salida (v_o) y el voltaje de entrada (v_{in}) respectivamente, se puede concluir que el inverso de h_{re} es igual a la relación entre v_o y v_{in} , y además, se define de esta manera que el factor de amplificación de voltaje para el transistor bipolar (μ) sería como se representa a continuación:

$$\frac{1}{h_{re}} = \frac{v_o}{v_{in}} = \mu \quad \text{Ec 1.19}$$

y conociendo que el parámetro h_{re} en función de los parámetros Y es:

$$\frac{1}{h_{re}} = \frac{Y_{ie}}{Y_{re}} \quad \text{Ec 1.20}$$

y se establece que:

$$\mu = \frac{Y_{ie}}{Y_{re}} = \frac{g_{ie} + j^*b_{ie}}{g_{re} + j^*b_{re}} \quad \text{Ec 1.21}$$

Determinando el módulo de la ecuación 1.21 se tiene:

$$|\mu| = \sqrt{\frac{g_{ie}^2 + b_{ie}^2}{g_{re}^2 + b_{re}^2}} \quad \text{Ec 1.22}$$

⁶ Desarrollo realizado por el Ing. Antonio Calderón

⁷ BOYSLESTAD-NASHELSKY, Louis **ELECTRÓNICA: TEORÍA DE CIRCUITOS** Capítulo 7 págs. 333-339

1.2.1.3.1 Factor de amplificación de voltaje μ en función de la ganancia de potencia del transistor⁸

A continuación se planteará el desarrollo para determinar el factor de amplificación de voltaje (μ) en términos de la ganancia de potencia (G_p) del transistor, la misma que es función de la frecuencia:

$$G_p = \frac{P_o}{P_{in}} \quad \text{Ec 1.23}$$

en donde:

$$P_o = \frac{v_o^2}{R_{eq}} \quad \text{Ec 1.24}$$

y

$$P_{in} = \frac{v_{in}^2}{R_{inT}} \quad \text{Ec 1.25}$$

De donde:

- P_o : representa la potencia de salida suministrada a la carga.
- v_o : voltaje de salida.
- R_{eq} : resistencia equivalente de carga.
- P_{in} : potencia de entrada.
- v_{in} : voltaje de entrada.
- R_{inT} : resistencia de entrada del transistor.

Por lo tanto reemplazando las ecuaciones 1.24, 1.25 en 1.23 tenemos que:

$$G_p = \left(\frac{v_o}{v_{in}} \right)^2 * \frac{R_{inT}}{R_{eq}} \quad \text{Ec 1.26}$$

Para una configuración en emisor común tenemos que $R_{inT} = (\beta + 1) * (r_e + R_{E1})$ y por definición de ganancia de voltaje es $A = v_o / v_{in}$, por lo que si reemplazamos estas ecuaciones en la ecuación 1.26 tenemos:

⁸ Desarrollo realizado por el Ing. Antonio Calderón

por lo tanto, en el diseño que se realiza para amplificadores de alta frecuencia tanto de tensión como de potencia hay que indicar que el valor de la ganancia de voltaje (A) que se proporcione a una etapa de amplificación debe ser menor ó máximo igual al valor establecido para el factor μ_o .

1.2.2 AMPLIFICADORES DE POTENCIA DE RADIOFRECUENCIA

En amplificaciones relacionadas con las comunicaciones, los amplificadores de potencia de RF se utilizan para suministrar energía a otro amplificador de potencia o a una antena.

Los circuitos más utilizados para estas aplicaciones corresponden a las configuraciones en clase A y C, los clase C se utilizan para potencias de salida altas, donde la consideración de rendimiento es significativo, mientras que los clase A se lo utiliza cuando se requieren valores de potencia de salida muy bajos y la consideración de rendimiento no es importante.

Para iniciar el estudio de este tipo de amplificadores, es conveniente considerar las especificaciones máximas para el transistor, como son la potencia de disipación máxima ($P_{dm\acute{a}x}$), el voltaje colector-emisor máximo ($V_{CEm\acute{a}x}$) y la corriente de colector máximo ($I_{Cm\acute{a}x}$) como se muestra en la figura 1.10.

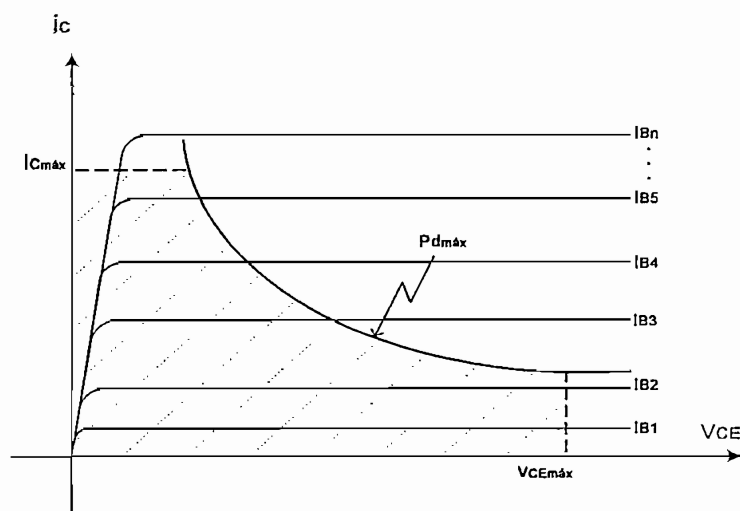


Figura 1.10 Región de trabajo del transistor (zona sombreada)

Donde:

- $I_{Cm\acute{a}x}$: corriente de colector máximo que puede soportar el transistor.
- $V_{CEm\acute{a}x}$: voltaje colector-emisor máximo que puede soportar el transistor.
- $P_{Dm\acute{a}x}$: potencia de disipación máxima del transistor.
- I_{Bn} : corriente de base.

En realidad, bajo la curva de disipación máxima del transistor ($P_{dm\acute{a}x}$), existe una familia de curvas de disipación de potencia (P_d) como se describen en la figura 1.11:

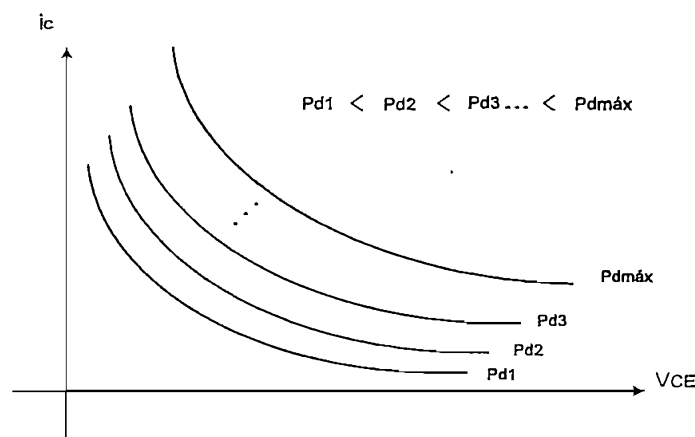


Figura 1.11 Familia de curvas de disipación de potencia

Para el diseño de este tipo de amplificadores se suele hacer que la recta de carga dinámica pase tangente a la curva de disipación de potencia del transistor obteniéndose el punto de tangencia (T) como se indica en la figura 1.12.

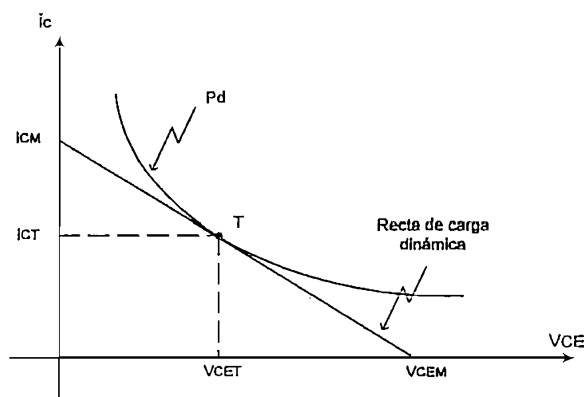


Figura 1.12 Punto de trabajo para un transistor

Donde:

- I_{CM} : punto donde las variaciones de la corriente de colector son máximas.
- V_{CEM} : punto donde las variaciones del voltaje de colector-emisor son máximas.
- I_{CT} : corriente de colector en el punto de tangencia.
- V_{CET} : voltaje de colector-emisor en el punto de tangencia.
- P_d : potencia de disipación.

Así también, para realizar el análisis respectivo de acuerdo a la clase de operación del amplificador (A ó C) que se desea utilizar, se verifican las siguientes relaciones obtenidas matemáticamente⁹ con lo que se demuestra que, para los circuitos amplificadores de potencia tenemos que:

$$V_{CET} = V_{CEM}/2 \quad \text{Ec 1.32}$$

$$I_{CT} = I_{CM}/2 \quad \text{Ec 1.33}$$

$$P_d = V_{CET} * I_{CT} \quad \text{Ec 1.34}$$

- Para un amplificador CLASE A:

$$P_d = 2 * P_o \quad \text{Ec 1.35}$$

- Para un amplificador CLASE C:

$$P_d = P_o / 2 \quad \text{Ec 1.36}$$

Donde

- P_o : representa la potencia de salida que se desea obtener.
- P_d : la potencia de disipación del transistor.

Para cumplir con la potencia de salida P_o requerida, el elemento activo (transistor) exige una carga óptima, la misma que se le denominará R_{ac} , y viene dada por la ecuación:

⁹ CUTLER, Philip ANÁLISIS DE CIRCUITOS CON SEMICONDUCTORES, Editorial Mac Graw-Hill México edición 1978
Capítulo 7, pág. 445-490

$$R_{ac} = \frac{V_{CEM}}{I_{CM}} \quad \text{Ec 1.37}$$

y como por lo general el valor que requiere ver el transistor (R_{ac}) como carga óptima no coincide con el establecido en la carga R_L , se hace necesario, para este tipo de amplificadores, la utilización de una red transformadora de impedancias (RTI) para facilitar la obtención de este valor.

1.2.2.1 Amplificador de Potencia Clase A

Estos amplificadores son utilizados cuando los requerimientos de potencia son muy bajos, lo que hace que la condición de rendimiento no sea demasiado importante. Para esta clase de circuitos, la señal de salida varía los 360° completos del ciclo de la señal de entrada.

A continuación se presenta un diagrama esquemático para esta configuración (figura 1.13):

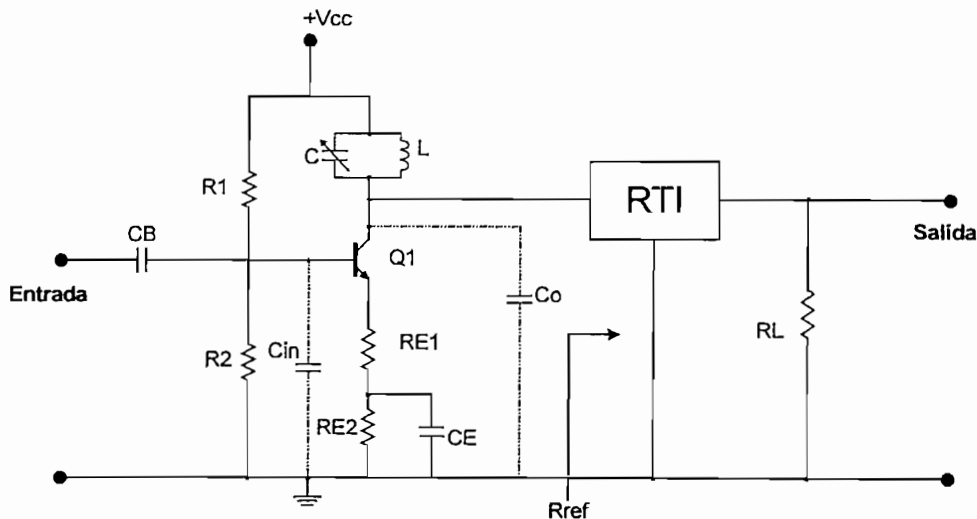


Figura 1.13 Circuito amplificador de potencia en clase A

En la figura 1.14 se presenta el circuito equivalente de salida del amplificador de potencia en clase A:

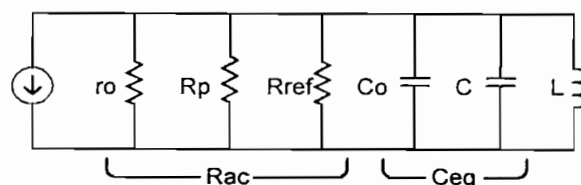


Figura 1.14 Circuito equivalente de salida del amplificador clase A

Donde:

- r_o : impedancia de salida del transistor.
- R_p : resistencia de pérdidas que presenta la bobina.
- R_{ref} : impedancia reflejada.
- C_o : capacitancia parásita de salida del transistor.
- C : capacitancia del circuito tanque.
- L : inductancia de la bobina.

Dibujando sobre el gráfico de las características del transistor, la curva de disipación de potencia del transistor, las rectas de carga tanto estática como la dinámica y las señales de salida tanto de voltaje como de corriente, se tiene la gráfica de la figura 1.15:

- V_{opi} : voltaje de salida pico ideal.
- V_{opr} : voltaje de salida pico real.
- i_{opi} : corriente de salida pico ideal.
- V_{opr} : voltaje de salida pico real.
- P_{dr} : potencia de disipación real del transistor.
- I_{CM} : punto donde las variaciones de la corriente de colector son máximas.
- V_{CEM} : punto donde las variaciones del voltaje colector-emisor son máximas.
- I_{CT} : corriente de colector en el punto de tangencia.
- V_{CET} : voltaje colector-emisor en el punto de tangencia.
- I_{CQ} : corriente de colector en el punto Q de trabajo del transistor.
- V_{CEQ} : voltaje colector-emisor en el punto Q de trabajo del transistor.
- V_{CC} : voltaje de polarización.
- V_E : voltaje de emisor.

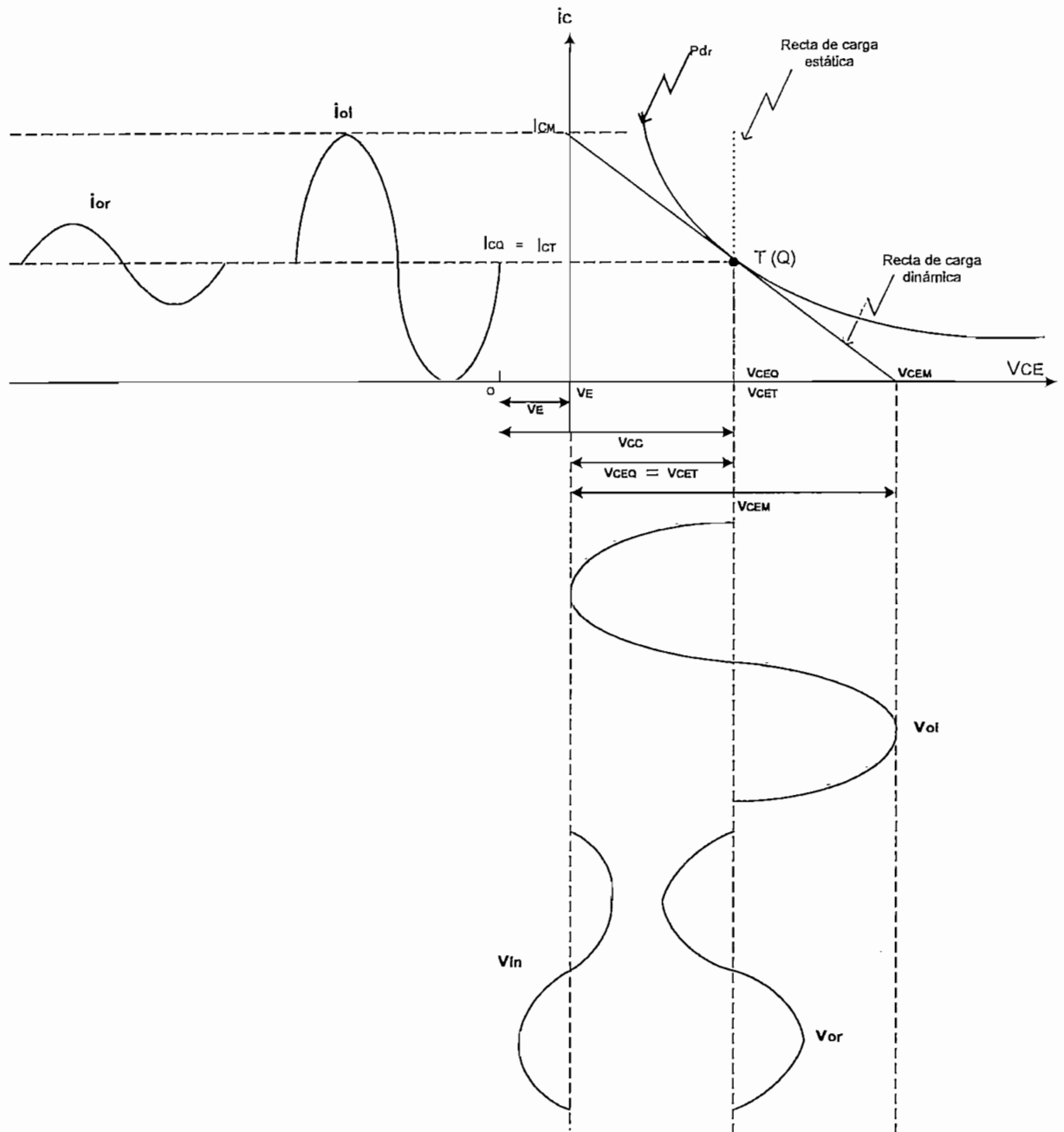


Figura 1.15 Curvas de voltaje y corriente de salida para un circuito amplificador clase A¹⁰

Analizando la gráfica presentada en la figura 1.15 tenemos que para un amplificador de potencia clase A se cumple:

$$V_{CET} = V_{CEQ} \tag{Ec 1.38}$$

por lo que:

$$V_{CEQ} = V_{CC} - V_E \tag{Ec 1.39}$$

¹⁰ Gráficas realizadas por el Ing. Antonio Calderón

Donde v_{opi} es el voltaje de salida pico ideal, v_{opr} voltaje de salida pico real representados en la figura 1.15 y η es un factor para compensar las pérdidas que se producen en la red transformadora de impedancias; así tenemos:

- Si : $\eta = 1$ tenemos una red transformadora de impedancias ideal.
- Si : $\eta = 1.1$ tenemos una red transformadora de impedancias con 10% de pérdidas.
- Si : $\eta = 1.2$ tenemos una red transformadora de impedancias con 20% de pérdidas.

Por lo tanto, las especificaciones máximas que deberán cumplirse para el transistor se las puede observar de la figura 1.15, éstas son:

$$P_{dm\acute{a}x} \geq P_{dr} \quad \text{Ec 1.46}$$

$$I_{Cm\acute{a}x} \geq I_{CM} \quad \text{Ec 1.47}$$

$$V_{CEm\acute{a}x} \geq V_{CEM} + V_E \quad \text{Ec 1.48}$$

Donde :

- $P_{dm\acute{a}x}$: potencia de disipación del transistor máxima.
- $V_{CEm\acute{a}x}$: voltaje colector-emisor máximo.
- $I_{Cm\acute{a}x}$: corriente de colector máxima.

El desarrollo que se obtiene a partir del circuito equivalente de salida es similar al presentado para los amplificadores de tensión.

1.2.2.2 Amplificador de Potencia Clase C

Los amplificadores clase C son capaces de proporcionar grandes cantidades de potencia, en este tipo de amplificadores se incluye un circuito sintonizado (figura 1.16) para eliminar los armónicos mayores en la señal de salida.

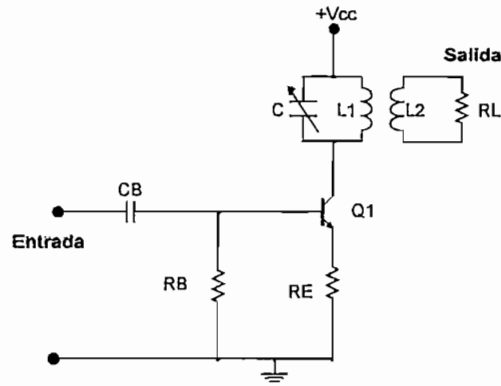


Figura 1.16 Circuito amplificador de potencia clase C

Un amplificador de clase C, se polariza para operar a menos de 180° del ciclo de señal de entrada. Sin embargo el circuito sintonizador a la salida proporcionará un ciclo completo de señal de salida para la frecuencia fundamental. Por lo tanto, este tipo de operación se limita a usarse a una frecuencia fija, como ocurre en circuitos de sintonía tales como los de radio o comunicaciones.

El análisis teórico se lo realizará en base al circuito presentado en la figura 1.16, resultando similar al determinado para un amplificador de potencia clase A, por lo tanto a continuación se presenta el circuito equivalente de salida del amplificador:

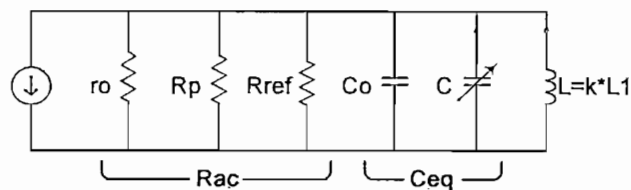


Figura 1.17 Circuito equivalente de salida del amplificador de potencia clase C

Donde:

- r_o : impedancia de salida del transistor.
- R_p : resistencia de pérdidas que presenta la bobina.
- R_{ref} : impedancia reflejada.
- C_o : capacitancia parásita de salida del transistor.
- C : capacitancia del circuito tanque.
- L : inductancia de la bobina referida desde el primario del transformador.

Una de las diferencias que se presentan entre los amplificadores de potencia clase A y clase C se evidencia en las señales de salida, tanto de corriente como de voltaje, por la localización del punto de trabajo (Q) y el punto de tangencia (T), es por esto que se tomará en consideración las formas de onda representadas en la figura 1.18, donde:

- V_{opi} : voltaje de salida pico ideal.
- V_{opr} : voltaje de salida pico real.
- i_{opi} : corriente de salida pico ideal.
- V_{opr} : voltaje de salida pico real.
- P_{dr} : potencia de disipación real del transistor.
- I_{CM} : punto donde las variaciones de la corriente de colector son máximas.
- V_{CEM} : punto donde las variaciones del voltaje colector-emisor son máximas.
- I_{CT} : corriente de colector en el punto de tangencia.
- V_{CET} : voltaje colector-emisor en el punto de tangencia.
- I_{CQ} : corriente de colector en el punto Q de trabajo del transistor.
- V_{CEQ} : voltaje colector-emisor en el punto Q de trabajo del transistor.
- V_{CC} : voltaje de polarización.
- V_E : voltaje de emisor.
- Q : punto de trabajo del transistor.
- T : punto de tangencia entre la recta de carga dinámica y la curva de disipación del potencia del transistor.

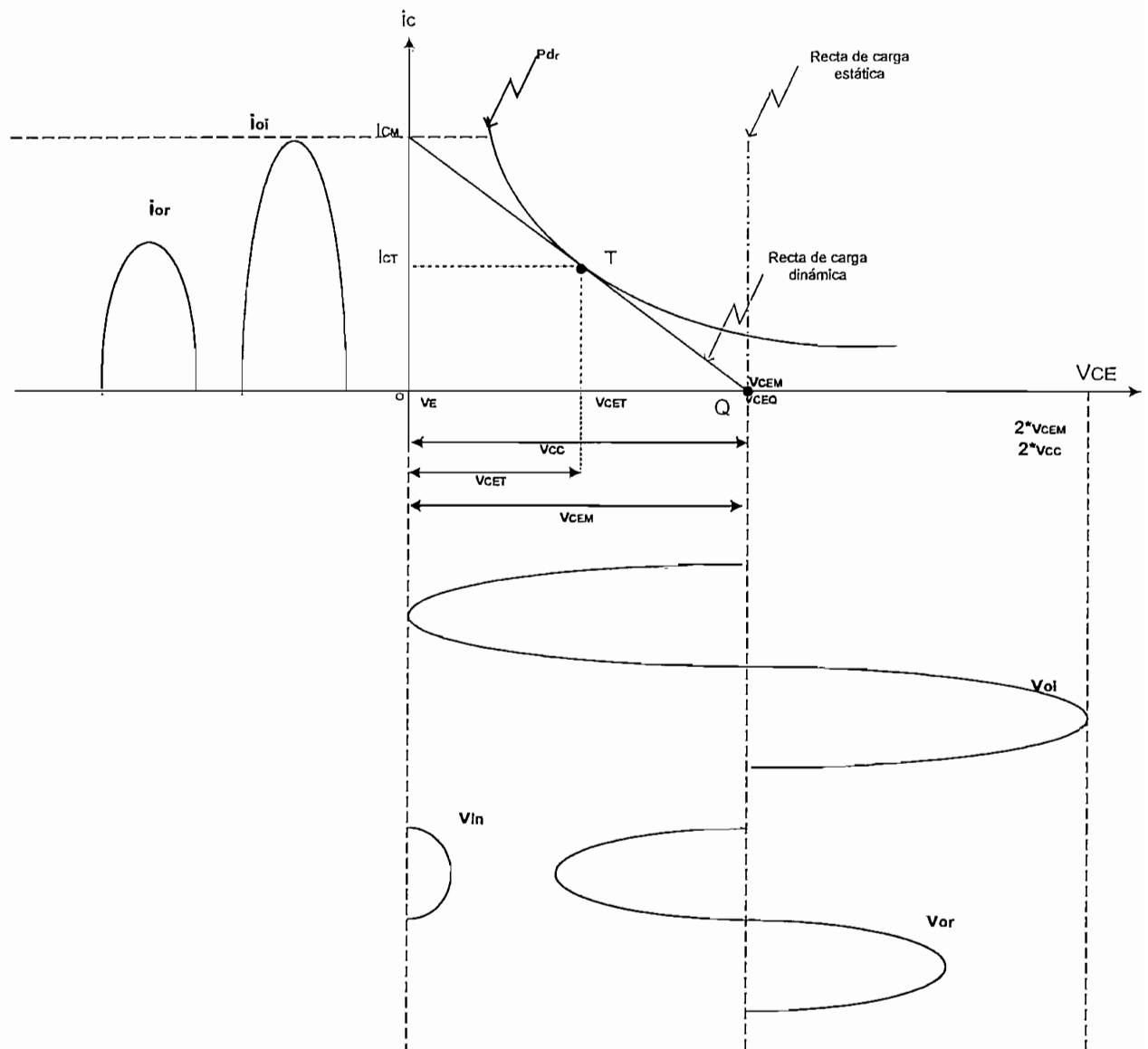


Figura 1.18 Curvas de voltaje y corriente de salida para un circuito amplificador clase C

De la gráfica 1.18 tenemos:

$$V_{CC} = V_{CEM} \quad \text{Ec 1.49}$$

$$V_{CC} = v_{opi} \quad \text{Ec 1.50}$$

donde:

$$V_{CEM} = 2 * V_{CET}$$

Por lo tanto, para determinar el voltaje de salida pico real (v_{opr}), tenemos:

$$V_{CC} = V_{CEM} = v_{opr} + V_{act} + v_{inp} \quad \text{Ec 1.51}$$

$$V_{CC} = v_{opr} + V_{act} + v_{opr} / A \quad \text{Ec 1.52}$$

despejando v_{opr} tenemos:

$$v_{opr} = \frac{V_{CC} - V_{act}}{1 + \frac{1}{A}} \quad \text{Ec 1.53}$$

Siendo V_{act} el voltaje para mantener el transistor trabajando en la región activa.

Para determinar la potencia real disipada por el transistor tenemos la ecuación 1.43, expresión que se utiliza tanto para amplificadores de potencia clase A como para un clase C:

$$P_{dr} = \eta * \left(\frac{V_{opi}}{V_{opr}} \right)^2 * P_{di}$$

Por lo que la potencia de disipación ideal del transistor para un amplificador en clase C viene dada por la ecuación 1.35:

$$P_d = P_o / 2$$

Así también tenemos que; la corriente de colector en el punto de tangencia viene dada por:

$$I_{CT} = \frac{P_{dr}}{V_{CET}} \quad \text{Ec 1.54}$$

Y para cumplir con la potencia de salida P_o requerida, la carga óptima R_{ac} , viene dada por la ecuación:

$$R_{ac} = \frac{V_{CEM}}{I_{CM}} \quad \text{Ec 1.55}$$

Las especificaciones máximas que deberá cumplir el transistor tanto de potencia, voltaje y corriente vendrán dadas por las siguientes expresiones:

$$P_{dm\acute{a}x} \geq P_{dr} \quad \text{Ec 1.56}$$

$$I_{Cm\acute{a}x} \geq I_{CM} \quad \text{Ec 1.57}$$

$$V_{CEm\acute{a}x} \geq 2 * V_{CC} \quad \text{Ec 1.58}$$

El desarrollo anteriormente presentado para los amplificadores de potencia clase A y clase C es válido cuando la impedancia de salida del transistor (r_o) es mucho mayor que la carga óptima que requiere ver el transistor (R_{ac}) es decir:

$$r_o \gg R_{ac} \quad \text{Ec 1.59}$$

Por lo que a continuación se presentará el desarrollo respectivo para cuando r_o presenta un valor bajo y comparable con el de R_{ac} .

1.2.3 AMPLIFICADORES DE POTENCIA CLASE A Y C CUANDO $r_o \approx R_{ac}$

Cuando r_o sea comparable con R_{ac} , se debe aplicar el criterio de máxima transferencia de potencia tanto para el diseño de amplificadores clase A como en clase C; a continuación se presentará el desarrollo respectivo para este caso.

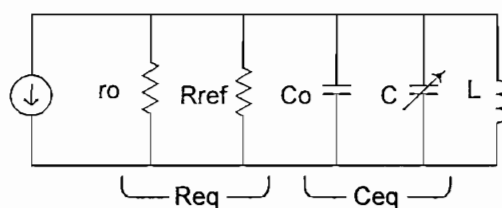


Figura 1.19 Circuito equivalente de salida para un amplificador de potencia clase A ó C

A partir de la figura 1.19 tenemos que:

- r_o : impedancia de salida del transistor.
- R_{ref} : impedancia reflejada.
- C_o : capacitancia parásita de salida del transistor.
- C : capacitancia del circuito tanque.
- L : inductancia de la bobina.

En la gráfica de la figura 1.19 no se ha considerado la resistencia de pérdidas de la bobina (R_p) puesto que éste presenta un valor alto en comparación con r_o y R_{ref} ; por lo tanto aplicando el teorema de máxima transferencia de potencia, se considera que:

$$R_{ref} = r_o \quad \text{Ec 1.60}$$

De donde.

$$R_{eq} = r_o // R_{ref}$$

$$R_{eq} = r_o / 2 \quad \text{Ec 1.61}$$

Al aplicar el teorema de máxima transferencia de potencia, se consigue que la potencia que se tiene tanto en r_o como en R_{ref} sean iguales, por lo que, para conseguir que esto suceda la potencia de salida del transistor a la que se denominará (P_o') deberá ser el doble de la requerida en la carga (P_o) y considerando las pérdidas que se producen en la red transformadora de impedancias por medio del factor η , tenemos:

$$P_o' = 2 * \eta * P_o \quad \text{Ec 1.62}$$

Donde, aplicando el concepto para determinar la potencia $P = V^2/R$ se tiene que:

$$P_o' = \left(\frac{v_{opr}}{\sqrt{2}} \right)^2 * \frac{1}{R_{eq}} \quad \text{Ec 1.63}$$

reemplazando la expresión que se obtuvo para R_{eq} y despejando el voltaje de salida pico real, (v_{opr}), tenemos:

$$v_{opr} = \sqrt{r_o * P_o'} \quad \text{Ec 1.64}$$

Con el valor del voltaje pico real se determina que tanto para los amplificadores clase A y C se cumple que:

$$v_{opi} = v_{opr} + v_{act} + v_{inp}$$

$$V_{opi} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) * V_{opr} + V_{act} \quad \text{Ec 1.65}$$

Y para determinar la potencia de disipación real del transistor P_{dr} tenemos lo planteado en la ecuación 1.43:

$$P_{dr} = \left(\frac{V_{opi}}{V_{opr}}\right)^2 * P_{di} \quad \text{Ec 1.66}$$

Como se puede observar en la ecuación anterior (ecuación 1.66) ya no se consideran las pérdidas que se presentan en la red transformadora de impedancias, puesto que estas ya fueron tomadas en cuenta en la expresión que se obtuvo para determinar la potencia de salida P_o' .

Así, la potencia de disipación del transistor y el voltaje de polarización serán:

- Para un amplificador CLASE A:

$$P_d = 2 * P'_o \quad \text{Ec 1.67}$$

$$V_{CC} = v_{opi} + V_E \quad \text{Ec 1.68}$$

- Para un amplificador CLASE C:

$$P_d = P'_o / 2 \quad \text{Ec 1.69}$$

$$V_{CC} = v_{opi} \quad \text{Ec 1.70}$$

Ya determinadas las expresiones para el cálculo de la potencia, el análisis es similar al presentado para cada uno de los amplificadores de potencia tanto en clase A como clase C.

1.3 OSCILADORES DE RADIOFRECUENCIA¹²

Un oscilador es un dispositivo capaz de convertir la energía de corriente continua (correspondiente a una fuente de alimentación de DC) en corriente alterna a una determinada frecuencia, la cual puede o no ser variable.

Este tipo de osciladores presentan numerosas aplicaciones entre las cuales tenemos: generadores de frecuencias de radio y de televisión, osciladores locales en los receptores, generadores de barrido en los tubos de rayos catódicos, se usan en una estación de radiodifusión como parte del transmisor, sistemas de radar, hornos microondas, etc.

La mayoría de los equipos electrónicos utiliza para su funcionamiento señales eléctricas de uno de estos tres tipos (figura 1.20): ondas sinusoidales, ondas cuadradas y ondas tipo diente de sierra, las cuales se observan en la figura 1.20.

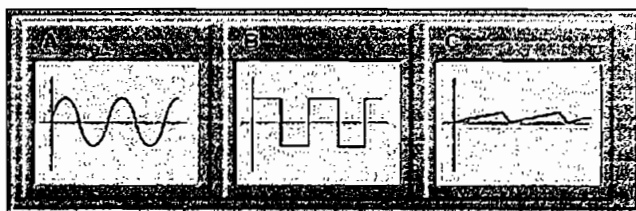


Figura 1.20 a) onda sinusoidal; b) onda cuadrada; c) onda tipo diente de sierra

Los osciladores son circuitos electrónicos generalmente alimentados con corriente continua capaces de producir ondas sinusoidales y no sinusoidales a una determinada frecuencia. Existe una gran variedad de tipos de osciladores que, por lo general, se conocen por el nombre de su creador.

1.3.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS OSCILADORES¹³

Para que un circuito oscile, este debe cumplir con ciertas características básicas, las mismas que se detallan a continuación:

¹² LAPATINE, Sol **ELECTRÓNICA EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**, Limusa Noriega editores, México Edición tercera, capítulo 4 págs 91-112

¹³ DUNGAN Frank R. **SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE TELECOMUNICACIÓN** Editorial Paraninfo, 1996, España, Capítulo 2, pág 65-126

- La *amplificación* es necesaria para restituir las pérdidas de los circuitos.
- Es necesaria una *red* (circuito oscilante) que permita establecer la frecuencia de oscilación deseada.
- Una señal de *realimentación positiva* "bloque de realimentación" necesaria para mantener la oscilación y compensar las pérdidas en la etapa.
- Es necesario que el oscilador sea de *autoarranque*, sin ninguna señal de entrada.

Para realizar un estudio de los circuitos osciladores, es primordial analizar las causas que hacen posible la oscilación, y cumpliendo con las características que se detallaron anteriormente tenemos:

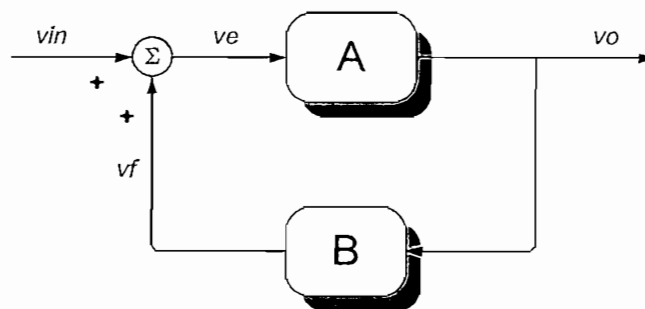


Figura 1. 21 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado con realimentación positiva

En la figura 1.21 se explica de manera gráfica que, para que un circuito oscile, es necesaria la presencia de realimentación positiva, es decir, que el voltaje v_e deber ser el resultado de la suma entre los voltajes v_{in} y v_f , para lo cual resulta indispensable que estas dos señales posean la misma fase, para producir la realimentación indicada.

Para el sistema de la figura 1.21, tenemos que el voltaje de salida (v_o) se expresa en función de la ganancia en lazo abierto (A) y el voltaje v_e como sigue:

$$v_o = A * v_e \quad \text{Ec 1.71}$$

Con el objetivo de determinar la ganancia en lazo cerrado (G), tenemos que a partir de la ecuación anterior y reemplazando los equivalentes de acuerdo a lo indicado en la figura 1.21 obtenemos lo siguiente:

$$v_o = A * (v_{in} + v_f)$$

$$v_o = A * (v_{in} + B * v_o)$$

$$G = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{A}{1 - A * B} \quad \text{Ec 1.72}$$

donde: A y B representan la ganancias en lazo abierto de los bloques de amplificación y realimentación respectivamente.

Una de las características para tener un circuito oscilador es no tener un voltaje de entrada ($v_{in} = 0$), aplicando este criterio, decimos que $G = \infty$ lo cual implica que:

$$1 - A * B = 0$$

$$A * B = 1$$

Ec 1.73

de donde analizamos que el producto $A * B$ debe ser igual a uno y positivo con lo que tenemos dos condiciones a cumplir:

- A (+) y B (+) lo que significa que en los bloques A y B no se produzcan defasajes en las señales.

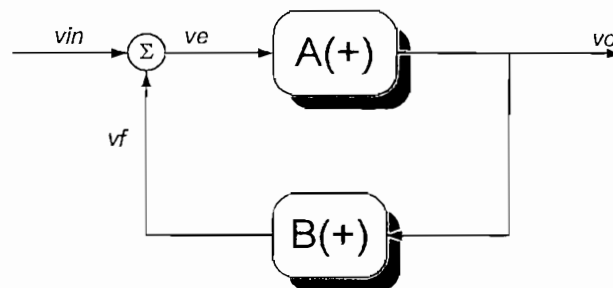


Figura 1. 22 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado sin desfase

- A (-) y B (-) lo que significa que en los bloques A y B se produzcan defasajes de 180° en las señales.

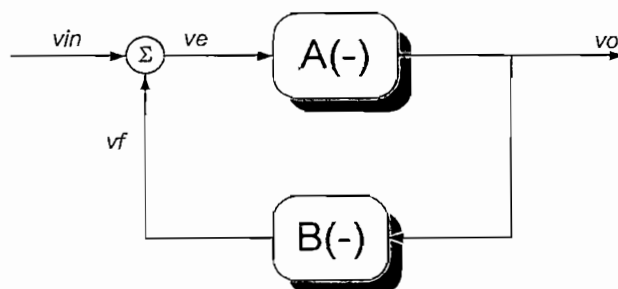


Figura 1. 23 Diagrama de bloques de un sistema en lazo cerrado con desfase de 180°

El criterio de Barkhausen¹⁴ para oscilación, especifica un producto de retroalimentación de $|A*B|$ igual a la unidad y un ángulo de fase de retroalimentación igual a cero a un múltiplo de 2π .

$$|A * B| = 1$$

$$\angle AB = 0 \text{ ó } 360^\circ$$

Para determinar de mejor manera las condiciones que requieren cumplir cada uno de los bloques tanto el de amplificación como el de realimentación, se realizará un análisis a partir de la forma general para expresar las funciones de transferencia del bloque A y del bloque B:

$$A = A_r + j * A_i \tag{Ec 1.74}$$

$$B = B_r + j * B_i \tag{Ec 1.75}$$

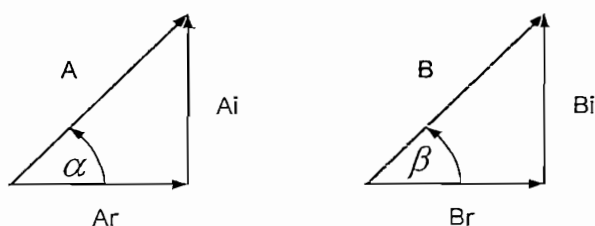


Figura 1. 24 Diagramas fasoriales de los bloques de amplificación y realimentación

¹⁴ LAPATINE, Sol **ELECTRÓNICA EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**, Limusa Noriega editores, México Edición tercera, capítulo 4 págs 93

En las ecuaciones 1.74, 1.75 y en la figura 1.24 se presentan las siguientes abreviaciones:

- A_r : parte real de la función de transferencia del bloque A.
- A_i : parte imaginaria de la función de transferencia del bloque A.
- B_r : parte real de la función de transferencia del bloque B.
- B_i : parte imaginaria de la función de transferencia del bloque B.
- α : ángulo de desfase que se produce en el bloque A.
- β : ángulo de desfase que se produce en el bloque B.

A partir de los datos de la figura 1.24 obtenemos lo siguiente:

$$\tan \alpha = \frac{A_i}{A_r} \qquad \tan \beta = \frac{B_i}{B_r}$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{A_i}{A_r} \right) \qquad \beta = \tan^{-1} \left(\frac{B_i}{B_r} \right)$$

Así para cumplir lo establecido en el criterio de Barkhausen, tenemos que:

- Para cumplir con la condición de $|A*B|=1$

$$|A*B| = 1$$

$$|A|*|B| = 1$$

$$\sqrt{A_r^2 + A_i^2} * \sqrt{B_r^2 + B_i^2} = 1$$

Ec 1.76

- Que las funciones de transferencia tanto de A como de B sean positivas (figura 1.22), implica tener un ángulo de defasaje de 0° , mientras que si estas son negativas, el ángulo de defasaje será igual a 180° (figura 1.23), por lo tanto se determina que las componentes imaginarias (A_i y B_i) de las funciones de transferencia serán iguales a cero, es decir:

A(+) entonces $\alpha = 0^\circ$ de donde $\tan\alpha = 0$ por lo tanto $A_i = 0$
 B(+) entonces $\beta = 0^\circ$ de donde $\tan\beta = 0$ por lo tanto $B_i = 0$

A(-) entonces $\alpha = 180^\circ$ de donde $\tan\alpha = 0$ por lo tanto $A_i = 0$
 B(-) entonces $\beta = 180^\circ$ de donde $\tan\beta = 0$ por lo tanto $B_i = 0$

Este análisis se lo ha realizado para establecer las condiciones que deben cumplir cada uno de los bloques, por ejemplo de las condiciones que $A_i = B_i = 0$ se puede determinar la frecuencia de oscilación del circuito, así también reemplazando estos valores en la ecuación 1.76 determinamos que:

$$A_r * B_r = 1 \quad \text{Ec 1.77}$$

Otra consideración que se debe tomar en cuenta en el momento de diseñar un circuito oscilador es que los bloques no deber ser vistos mutuamente como una carga, es decir, que el bloque B no debe cargar el bloque A ($Z_{inB} = \infty$) y de igual manera que el bloque A no debe cargar el bloque B ($Z_{inA} = \infty$) como se representa en la siguiente figura:

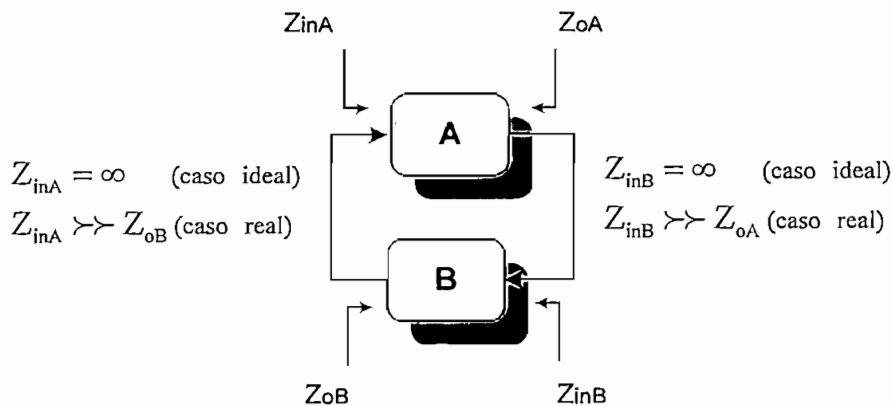


Figura 1. 25 Diagramas fasoriales de los bloques de amplificación y realimentación

1.3.2 CLASIFICACIÓN DE LOS OSCILADORES¹⁵

Generalmente se clasifican según los componentes utilizados en las redes determinadoras de frecuencia. Las tres clasificaciones básicas de los osciladores sinusoidales son osciladores resistencia-capacidad, osciladores inductancia-capacidad y osciladores a cristal.

1.3.2.1 Osciladores RC

Este tipo de osciladores utiliza en sus redes resistencias y capacitores para determinar la frecuencia del oscilador, el diseño de este tipo de osciladores es muy barato debido a la variedad de elementos de esta clase que se conocen y se pueden adquirir en el mercado.

Este tipo de circuitos son relativamente estables cuando se los utiliza en gamas de baja frecuencia y nuestro estudio se basará más detalladamente en el uso de osciladores de radiofrecuencia (RF) como lo son los que se describirán a continuación.

1.3.2.2 Osciladores LC

Esta clase de circuitos osciladores generalmente se representan como se indica en la figura 1.26, donde también se representa el bloque amplificador (A) y el bloque de realimentación constituido por los elementos X_1 , X_2 y X_3 los mismos que pueden ser reactancias de tipo inductivas o capacitivas.

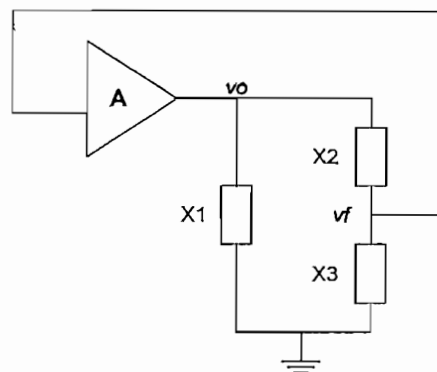


Figura 1.26 Esquema general de un oscilador

¹⁵ DUNGAN Frank R. SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE TELECOMUNICACIÓN Editorial Paraninfo, 1996, España, Capítulo 2, pág 65-126

En la figura 1.27 se presenta un diagrama equivalente del circuito oscilador de la figura 1.26, donde la fuente de voltaje que se observa representa el voltaje de salida del circuito amplificador y Z_{oA} la impedancia de salida del bloque amplificador (bloque A), así tenemos:

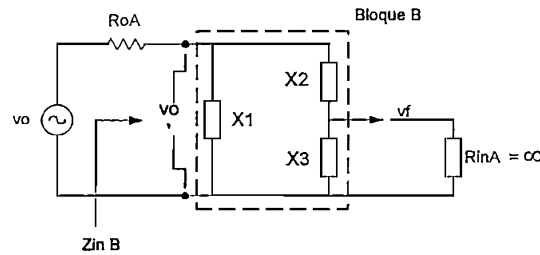


Figura 1.27 Diagrama esquemático de la red de realimentación (bloque B)

Para realizar el análisis matemático de este tipo de circuitos se ha tomado en cuenta la consideración planteada en la introducción a los circuitos osciladores, donde se determina que ninguno de los bloques que constituyen el oscilador deben ser una carga; a partir de lo cual se ha considerado que $R_{inA} = \infty$ (R_{inA} resistencia de entrada del bloque A) como se puede observar en la figura 1.27, así también se tiene que $R_{oA} \ll Z_{inB}$, siendo R_{oA} la impedancia de salida del bloque A y Z_{inB} la impedancia de entrada al bloque B.

Con el objetivo de determinar la función de transferencia para la ganancia brindada por el bloque B, a la cual se denominará (B), se procederá a determinar el voltaje de realimentación (v_f) en función de los elementos que componen la red y realizando un divisor de voltaje sobre X_3 tenemos:

$$v_f = \frac{X_3}{X_2 + X_3} * v_o' \quad \text{Ec 1.78}$$

de donde v_o' es el voltaje sobre Z_{inB} y se determina a partir de un divisor de voltaje entre la impedancia R_{oA} y Z_{inB} con lo cual tenemos que:

$$v_o' = \frac{Z_{inB}}{Z_{inB} + R_{oA}} * v_o \quad \text{Ec 1.79}$$

en donde, Z_{inB} se la obtiene resolviendo el circuito presentado en la figura 1.27, de esta manera se consigue que se plantee en función de las reactancias, a partir de lo cual se determina la siguiente expresión:

$$Z_{inB} = X_1 // (X_2 + X_3) \quad \text{Ec 1.80}$$

reemplazando las expresiones 1.79, 1.80 en la ecuación 1.78 tenemos que:

$$v_f = \frac{X_3}{X_2 + X_3} * \frac{X_1 // (X_2 + X_3)}{X_1 // (X_2 + X_3) + R_{oA}} * v_o$$

$$v_f = \frac{-X_1 * X_3}{j * R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3) - X_1(X_2 + X_3)} * v_o \quad \text{Ec 1.81}$$

Por lo tanto de la ecuación 1.81, podemos obtener la siguiente expresión:

$$B = \frac{v_f}{v_o}$$

la cual representará la función de transferencia del bloque B donde v_o es el voltaje de salida del bloque A (entrada para el bloque B) y v_f el voltaje de salida del bloque B. Así tenemos:

$$B = \frac{v_f}{v_o} = \frac{-X_1 * X_3}{j * R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3) - X_1(X_2 + X_3)}$$

Racionalizando la expresión anterior con el fin de obtener la parte real e imaginaria tenemos:

$$B = \frac{X_1 * X_3 [X_1 * (X_2 + X_3) + j * R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)]}{[X_1 * (X_2 + X_3)]^2 + [R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)]^2} \quad \text{Ec 1.82}$$

- Parte real de la función de transferencia B:

$$B_r = \frac{X_1 * X_3 [X_1 * (X_2 + X_3)]}{[X_1 * (X_2 + X_3)]^2 + [R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)]^2} \quad \text{Ec 1.83}$$

- Parte imaginaria de la función de transferencia B:

$$B_i = \frac{R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)}{[X_1 * (X_2 + X_3)]^2 + [R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)]^2} \quad \text{Ec 1.84}$$

Considerando la condición planteada para que un circuito oscile, la misma que establece que las componentes imaginarias de las funciones de transferencia deben ser iguales a cero ($A_i = B_i = 0$) y a partir de la ecuación 1.84 obtenemos la siguiente condición:

$$B_i = \frac{R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)}{[X_1 * (X_2 + X_3)]^2 + [R_{oA} * (X_1 + X_2 + X_3)]^2} = 0$$

$$(X_1 + X_2 + X_3) = 0 \quad \text{Ec 1.85}$$

Expresión que se utilizará para determinar la frecuencia de oscilación, reemplazando los elementos que se tienen como componentes del bloque B. Sustituyendo esta condición en la ecuación establecida para la parte real decimos que:

$$B_r = \frac{X_1 * X_3 [X_1 * (X_2 + X_3)]}{[X_1 * (X_2 + X_3)]^2 + [R_{oA} * (0)]^2}$$

$$B_r = \frac{X_3}{(X_2 + X_3)} \quad \text{Ec 1.86}$$

Para cumplir con el criterio de Barkhausen donde se establece que $|A*B|=1$ y reemplazando la expresión 1.86 tenemos:

$$A_r = \frac{X_2 + X_3}{X_3} \quad \text{Ec 1.87}$$

Reemplazando la expresión $(X_1 + X_2 + X_3) = 0$, en la ecuación establecida para determinar la impedancia de entrada del bloque B (Z_{inB}) se tiene:

$$Z_{inB} = j * \frac{X_1 * (X_2 + X_3)}{X_1 + X_2 + X_3}$$

$$Z_{inB} = j * \frac{X_1 * (X_2 + X_3)}{0}$$

$$Z_{inB} = \infty$$

Con lo cual idealmente aseguramos la condición en donde se establece que el bloque B no debe cargar al bloque A, puesto que en la práctica se cumple que la impedancia de entrada al bloque B es mucho mayor que la impedancia de salida del bloque A ($Z_{inB} \gg R_{oA}$).

1.3.2.2.1 Clasificación de los osciladores LC

De acuerdo al tipo de elemento reactivo dentro del bloque de realimentación (bloque B), cada configuración toma diferentes nombres, así se presentan en la figura 1.28 algunos de los circuitos osciladores mayormente utilizados:

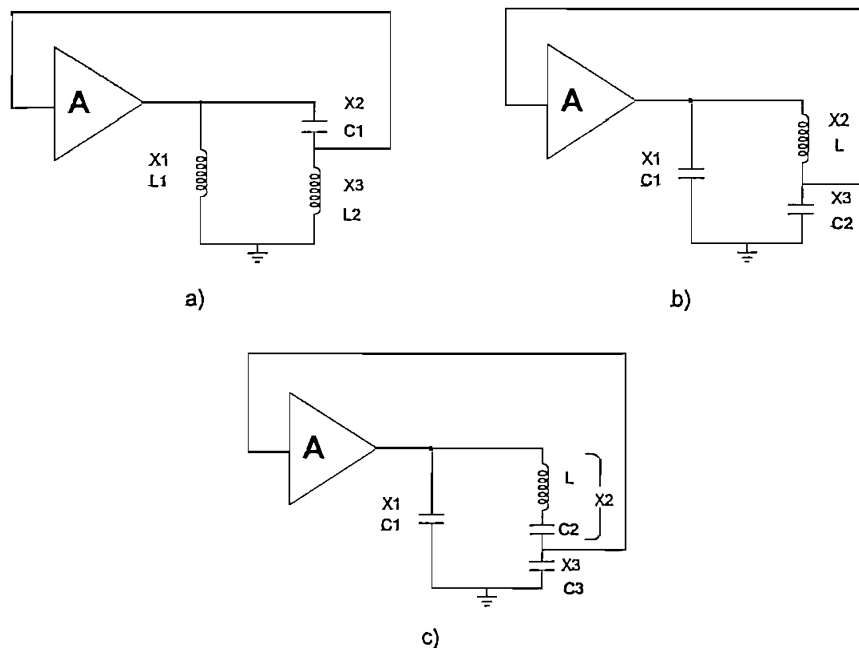


Figura 1.28 Diagramas esquemáticos para Osciladores LC tipo: a) Hartley; b) Colpitts y c) Clapp

A manera de ejemplo se presentará el desarrollo matemático para uno de los circuitos osciladores de la figura 1.28, correspondiente al diagrama esquemático de un oscilador

Hartley (figura 1.28 (a)), en donde, tenemos que las reactancias X_1 , X_2 , X_3 vienen representadas por una bobina (L_1), un capacitor (C) y otra bobina (L_2) respectivamente; por lo que en base a esta consideración se presenta el siguiente procedimiento, para el bloque de realimentación de la figura 1.29:

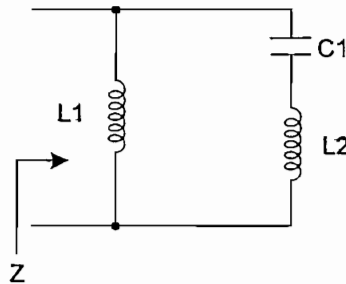


Figura 1.29 Circuito para el bloque de realimentación de un oscilador Hartley

- Para determinar la frecuencia de oscilación debemos cumplir con la condición:

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

siendo necesario expresar esta ecuación en términos de reactancias; para esto se considera la frecuencia angular de oscilación (ω_0) y cada uno los elementos que constituyen la red, a partir de lo cual tenemos:

$$X_1 = j \cdot \omega_0 \cdot L_1$$

$$X_2 = \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_1}$$

$$X_3 = j \cdot \omega_0 \cdot L_2$$

por lo tanto:

$$\left(j \cdot \omega_0 \cdot L_1 + \frac{1}{j \cdot \omega_0 \cdot C_1} + j \cdot \omega_0 \cdot L_2 \right) = 0$$

y despejando la frecuencia angular ω_0 tenemos:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{(L_1 + L_2) \cdot C_1}$$

Ec 1.88

por lo tanto la frecuencia de oscilación viene expresada como:

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{(L_1 + L_2) * C_1}} \quad \text{Ec 1.89}$$

■ Es importante determinar el ángulo de desfase que se produce en el bloque B para de esta manera establecer la configuración con la que debe cumplir el bloque A, que puede ser emisor común o base común. Así, partiendo de la expresión establecida para el bloque B, tenemos:

$$B = \frac{X_3}{(X_2 + X_3)}$$

Con la finalidad de asegurar que el corrimiento de fase sea mínimo es decir que el ángulo de fase sea aproximadamente de 0° ó 360° , se establece que se necesita una menor cantidad de realimentación, lo que se consigue cumpliendo con la siguiente condición:

$$X_3 \ll X_2 \quad \text{Ec 1.90}$$

con lo cual tenemos:

$$B = \frac{X_3}{X_2} = \frac{j * \omega_o * L_2}{\frac{1}{j * \omega_o * C}}$$

$$B = j * \omega_o * C * j * \omega_o * L_2 \quad \text{Ec 1.91}$$

Expresión a partir de la cual podemos determinar el ángulo θ :

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega_o * L_2}{0}\right) + \tan^{-1}\left(\frac{\omega_o * C}{0}\right) \quad \text{Ec 1.92}$$

$$\theta = 90^\circ + 90^\circ$$

$$\theta = 180^\circ$$

Por lo que el bloque A deberá ser un circuito que produzca un desfase de 180° en la señal, es decir un circuito amplificador en configuración emisor común..

■ Para determinar la ganancia del bloque A (bloque de amplificación) en función de los elementos del bloque B (bloque de realimentación), debemos considerar que el bloque B es en esencia un circuito multiresonante (figura 1.29), por lo que analizaremos el comportamiento de la impedancia del circuito en función de la frecuencia¹⁶, además que la ganancia del bloque A es negativa porque esta produce un desfase de 180° y de este análisis tenemos:

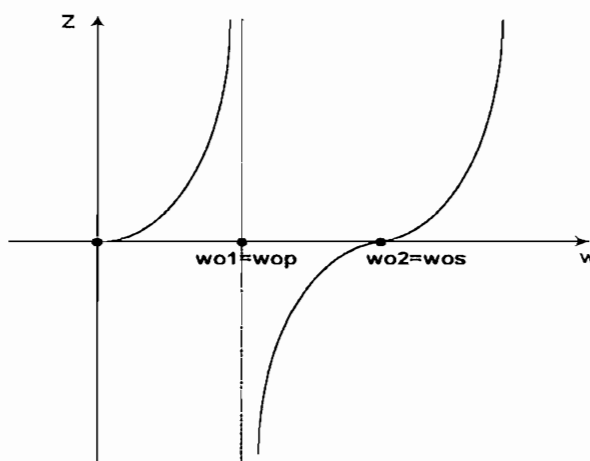


Figura 1.30 Curva característica del comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia

$$Z = jwL * \frac{(w_{0s}^2 - w^2)}{(w_{0p}^2 - w^2)} \quad \text{Ec 1.93}$$

donde, w_{0p} se define como la frecuencia de resonancia paralelo y w_{0s} la frecuencia de resonancia serie, que vienen dadas por las expresiones que se obtienen de realizar el análisis para determinar la impedancia del bloque de realimentación, así:

$$w_{0p}^2 = \frac{1}{C_1 * (L_1 + L_2)} \quad \text{Ec 1.94}$$

$$w_{0s}^2 = \frac{1}{C_1 * L_2} \quad \text{Ec 1.95}$$

¹⁶ Ver Anexo A

Por lo tanto, de la ecuación 1.88 tenemos que considerar que la frecuencia de trabajo del circuito es en sí la frecuencia de resonancia paralelo, como se demuestra en la ecuación 1.94 luego de efectuar el análisis del comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia, así:

$$-A - 1 = \frac{X_2}{X_3}, \quad \text{siendo} \quad X_2 = \frac{1}{j\omega_{op} C_1} \quad \text{y} \quad X_3 = j\omega_{op} L_2$$

$$-A - 1 = \frac{\frac{1}{j^* \omega_{op} * C_1}}{j^* \omega_{op} * L_2}$$

$$A + 1 = \frac{1}{\omega_{op}^2 * C_1 * L_2} \quad \text{Ec 1.96}$$

y reemplazando el equivalente que se obtuvo para la frecuencia de resonancia serie tenemos:

$$1 + A = \frac{\omega_{os}^2}{\omega_{op}^2} = \frac{f_{os}^2}{f_{op}^2}$$

$$1 + A = \frac{L_1 + L_2}{L_2} \quad \text{Ec 1.97}$$

$$A = \frac{L_1}{L_2} \quad \text{Ec 1.98}$$

Otro tipo de oscilador utilizado para radiofrecuencia es el oscilador Armstrong o conocido también como circuito oscilador de realimentación inductiva, debido a la acción de la bobina L_2 (figura 1.31).

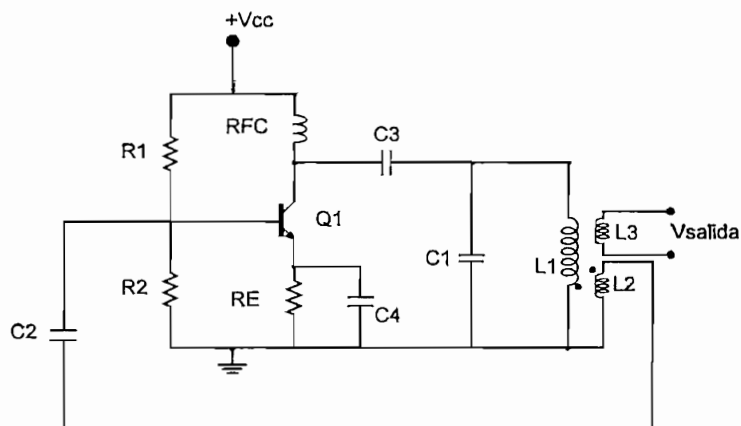


Figura 1.31 Oscilador Armstrong

La frecuencia de oscilación está determinada por:

$$f_o = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L_1 * C_1}} \quad \text{Ec 1.99}$$

La bobina L_1 induce una tensión en la bobina de realimentación L_2 . Esta tensión inducida es la señal que se utilizará para la realimentación hasta la base del transistor Q_1 , en el transformador hay un desfase de 180° por lo que hay realimentación positiva. La característica que identifica este oscilador es el acoplamiento por transformador que se encuentra en la bobina de realimentación.

1.3.2.3 Osciladores a Cristal

Mientras que la estabilidad de frecuencia de los osciladores LC tales como el Hartley y el Colpitts puede ser buena, la frecuencia no es lo suficientemente precisa para ciertas aplicaciones críticas, tales como los transmisores de radiodifusión, o el oscilador local en un receptor.

Los osciladores que se construyen teniendo como base cristales de cuarzo pueden ser extremadamente exactos y estables, especialmente si se mantiene constante la temperatura. La mayoría de estaciones de Radiodifusión (tanto de TV como de Radio) mantienen sus osciladores de frecuencia portadora en cámaras termostáticas especiales para asegurar una temperatura constante.

En efecto, si a un cristal de cuarzo le aplicamos sobre sus caras opuestas una diferencia de potencial, y el dispositivo está montado adecuadamente, comenzarían a producirse fuerzas en las cargas del interior del cristal. Estas fuerzas entre sus cargas provocarían deformaciones en el cristal y darían lugar a un sistema electromecánico que comenzaría a oscilar.

El comportamiento eléctrico del cuarzo se puede asemejar al de una inductancia, una resistencia y un condensador conectados en paralelo con otro condensador (figura 1.32).

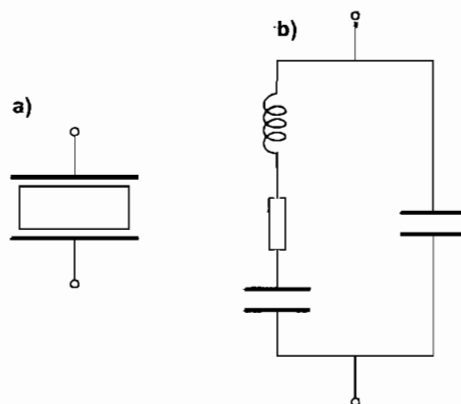


Figura 1.32 a) Representación de un cristal de cuarzo; b) equivalente eléctrico de un oscilador piezoeléctrico

Por lo tanto, es equivalente colocar un circuito con estos componentes que poner un cristal de cuarzo.

Sin embargo, vuelve a ocurrir lo mismo que en los circuitos formados por un condensador y por una inductancia. Esto es, las oscilaciones del cristal no duran indefinidamente, ya que se producen rozamientos en la estructura interna que hacen que se vayan amortiguando hasta llegar a desaparecer. Por tanto, necesita de un circuito externo figura 1.33 que mantenga las oscilaciones, compensando las pérdidas producidas por el rozamiento.

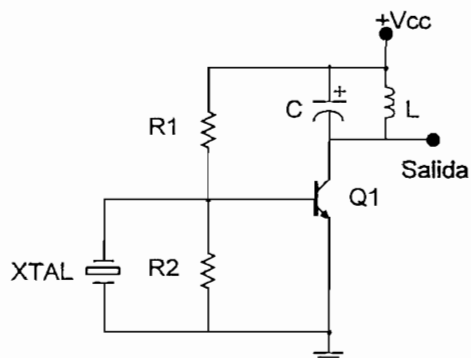


Figura 1.33 Oscilador a Cristal de resonancia paralelo

En la figura 1.33 se muestra el diagrama esquemático de un oscilador que utiliza un cristal como un circuito resonante paralelo que es la configuración más comúnmente utilizada.

1.4 REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS

La característica principal de este tipo de circuitos es la de adaptar los valores o requerimientos de impedancias de entrada o salida, del generador a la carga, a la frecuencia para la cual ha sido diseñada, como lo podemos observar en la figura 1.34.

Existen varios métodos para acoplar impedancias en base a la utilización de redes transformadoras de impedancias.

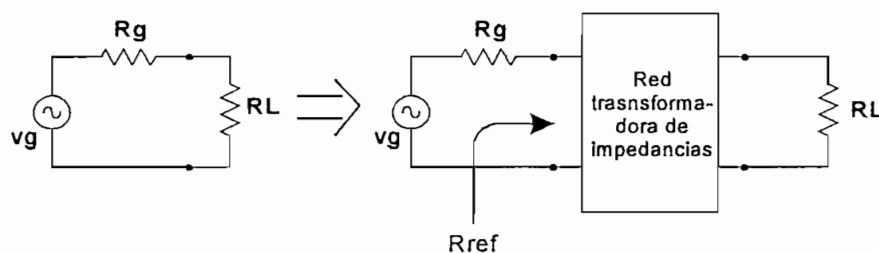


Figura 1.34 Red transformadora de impedancias

Entre las principales redes transformadoras de impedancias utilizadas para altas frecuencias (RF) tenemos:

- Redes tipo “L”.
- Redes tipo “T”.
- Redes tipo “ π ”.
- Redes Inductivas.

Los desarrollos matemáticos correspondientes a los diseños de las redes L, T y π se analizan de manera detallada en el anexo A, es por esto que en esta sección se presentarán solamente las ecuaciones necesarias para realizar los diseños.

1.4.1 REDES TIPO “L”

Para la transformación de impedancias mediante una red de este tipo se analizarán los dos casos que podrían presentarse así:

1.4.1.1 Red tipo L elevadora

Esta configuración (figura 1.35) se la utiliza cuando la impedancia reflejada o requerida es mayor que el valor de resistencia que tenemos en la carga ($R_{ref} > R_L$).

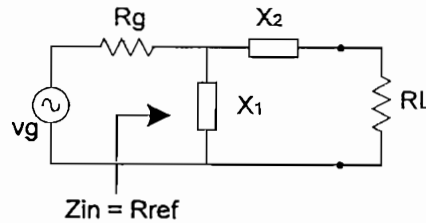


Figura 1.35 Red acopladora tipo L para $R_{ref} > R_L$

Donde:

- R_{ref} : representa la resistencia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.
- R_L : representa la resistencia que se tiene como carga.
- R_g : representa la resistencia del generador.
- X_1, X_2 : representan las reactancias de los elementos que constituyen la red.

Para determinar el valor de R_{ref} , se analizará el circuito de la figura 1.35 de donde obtenemos que:

$$Z_{in} = R_{ref} \quad \text{Ec 1.100}$$

$$Z_{in} = j * X_1 // (jX_2 + R_L) \quad \text{Ec 1.101}$$

El desarrollo matemático para este tipo de redes se presenta en el anexo A, así separando de la ecuación anterior la parte real y la imaginaria se tiene:

$$Z_{in} = \frac{R_L * X_1^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} + j * \frac{X_1 * X_2 * (X_1 + X_2) + X_1 * R_L^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec 1.102}$$

Y a partir de lo planteado en la ecuación 1.100, R_{ref} será la parte real de la impedancia Z_{in} con lo que tenemos lo siguiente:

$$R_{ref} = \frac{R_L * X_1^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec 1.103}$$

$$0 = \frac{X_1 * X_2 * (X_1 + X_2) + X_1 * R_L^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec 1.104}$$

resolviendo el sistema de ecuaciones formado por las dos expresiones anteriores, determinamos las soluciones para X_1 y X_2 :

$$X_2 = \pm \sqrt{R_L * (R_{ref} - R_L)} \quad \text{Ec 1.105}$$

$$X_1 = \mp \frac{R_{ref} * R_L}{\sqrt{R_L * (R_{ref} - R_L)}} \quad \text{Ec 1.106}$$

Hay que tener precaución con los signos, es decir que X_1 y X_2 no deben tener signos iguales, lo que significa que los elementos que conformen la red deben ser diferentes.

1.4.1.2 Red tipo L reductora

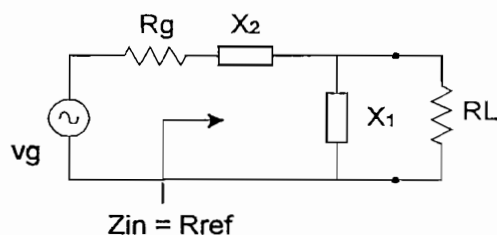


Figura 1.36 Red acopladora tipo L para $R_{ref} < R_L$

Siendo:

- R_{ref} : representa la resistencia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.
- R_L : representa la resistencia que se tiene como carga.
- R_g : representa la resistencia del generador.
- X_1, X_2 : representan reactancias de los elementos que constituyen la red.

Este tipo de configuración (figura 1.36) se la utiliza para casos en los cuales la impedancia reflejada es menor que la de carga ($R_{ref} < R_L$), así, hay que considerar lo explicado en el caso anterior con lo que:

$$Z_{in} = j * X_1 + (jX_2 // R_L) \quad \text{Ec 1.107}$$

Racionalizando¹⁷ y separando la parte real e imaginaria tenemos:

$$Z_{in} = \frac{R_L * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} + j * \frac{(X_1 + X_2) * R_L^2 + X_1 * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec 1.108}$$

$$R_{ref} = \frac{R_L * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec 1.109}$$

$$0 = \frac{(X_1 + X_2) * R_L^2 + X_1 * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec 1.110}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones que se presenta (ecuaciones 1.109 y 1.110) tenemos:

$$X_2 = \pm \frac{R_{ref} * R_L}{\sqrt{R_{ref} * (R_L - R_{ref})}} \quad \text{Ec 1.111}$$

$$X_1 = \mp \sqrt{R_{ref} * (R_L - R_{ref})} \quad \text{Ec 1.112}$$

1.4.2 REDES TIPO “T”

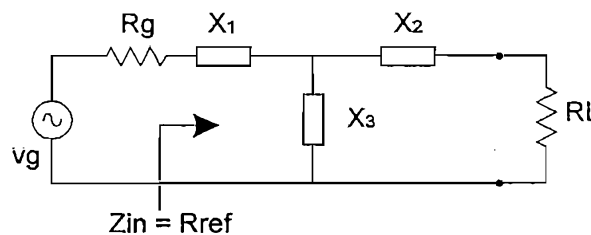


Figura 1.37 Red transformadora de impedancia tipo T

¹⁷ Desarrollo matemático para determinar las ecuaciones se presentan en el Anexo A

Siendo:

- R_{ref} : representa la resistencia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.
- R_L : representa la resistencia que se tiene como carga.
- R_g : representa la resistencia del generador.
- X_1, X_2, X_3 : representan las reactancias de los elementos que constituyen la red.

Para determinar el valor de R_{ref} debemos analizar el circuito, así, resolviéndolo tenemos:

$$Z_{in} = R_{ref} \quad \text{Ec 1.113}$$

$$Z_{in} = j * X_1 + \frac{j * X_3 * (j * X_2 + R_L)}{j * (X_2 + X_3) + R_L} \quad \text{Ec 1.114}$$

Racionalizando la ecuación anterior y separando la parte real e imaginaria de la ecuación tenemos:

$$R_{ref} = \frac{R_L * X_3^2}{R_L^2 + (X_2 + X_3)^2} \quad \text{Ec 1.115}$$

$$0 = \frac{R_L^2 * (X_1 + X_3) + (X_2 + X_3)[X_1 * (X_2 + X_3) + X_2 * X_3]}{R_L^2 + (X_2 + X_3)^2} \quad \text{Ec 1.116}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones y tomando en cuenta las siguientes igualdades:

$$\blacksquare X_p = (X_1 + X_3) ; \text{ reactancia del primario.} \quad \text{Ec 1.117}$$

$$\blacksquare X_s = (X_2 + X_3) ; \text{ reactancia del secundario.} \quad \text{Ec 1.118}$$

$$\blacksquare X_m = X_3 ; \text{ reactancia común.} \quad \text{Ec 1.119}$$

$$\blacksquare (X_1 + X_3)(X_2 + X_3) = X_1 X_2 + X_1 X_3 + X_2 X_3 + X_3^2. \quad \text{Ec 1.120}$$

Tenemos:

$$X_p = \pm \sqrt{\frac{R_{ref} * (X_m^2 - R_{ref} * R_L)}{R_L}} \quad \text{Ec 1.121}$$

$$X_s = \pm \sqrt{\frac{R_L * (X_m^2 - R_{ref} * R_L)}{R_{ref}}} \quad \text{Ec 1.122}$$

En donde se deberá cumplir con la condición:

$$X_m^2 \geq R_{ref} * R_L \quad \text{Ec 1.123}$$

Del desarrollo matemático se concluye que tanto X_p como X_s deben tener signos iguales, así como también hay que considerar que al resolver la desigualdad presentada en la ecuación 1.123, se tienen dos alternativas para su solución, un valor para X_m positivo (bobina) o negativo (capacitor). Obtenidos los valores de X_m , X_p y X_s reemplazamos estos valores en las ecuaciones 1.117, 1.118, 1.119 para determinar los valores de X_1 , X_2 , y X_3 .

1.4.3 REDES TIPO “ π ”

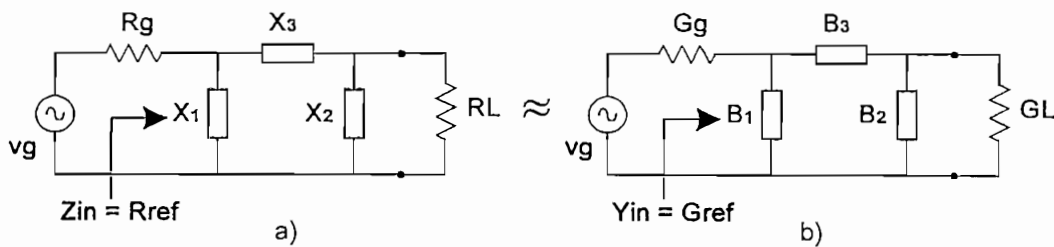


Figura 1.38 a) Red acopladora tipo π ; b) equivalente expresado en función de admitancias

De donde:

- R_{ref} : representa la resistencia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.
- R_L : representa la resistencia que se tiene como carga.
- R_g : representa la resistencia del generador.
- X_1, X_2, X_3 : representan las reactancias de los elementos que constituyen la red.
- G_{ref} : representa la admitancia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.

- G_L : representa la admitancia que se tiene como carga.
- G_g : representa la admitancia del generador.
- B_1, B_2, B_3 : representan las susceptancias que constituyen la red.

Una red acopladora tipo “ π ” la podemos observar en su configuración general en el circuito de la figura 1.38 (a), y su desarrollo matemático se lo efectuará en base a su equivalente expresado en admitancias. Así tenemos en el circuito de la figura 1.38 (b)

$$Y_{in} = G_{ref} \quad \text{Ec 1.124}$$

$$Y_{in} = j * B_1 + \frac{j * B_3 * (j * B_2 + G_L)}{j * (B_2 + B_3) + G_L} \quad \text{Ec 1.125}$$

El desarrollo matemático es similar al efectuado para una red T, por lo cual se presenta un resumen de las ecuaciones utilizadas para la resolución de este tipo de circuitos:

$$B_p = \pm \sqrt{\frac{G_{ref} * (B_m^2 - G_{ref} * G_L)}{G_L}} \quad \text{Ec 1.126}$$

$$B_s = \pm \sqrt{\frac{G_L * (B_m^2 - G_{ref} * G_L)}{G_{ref}}} \quad \text{Ec 1.127}$$

Además, debemos cumplir con la siguiente condición:

$$B_m^2 \geq G_{ref} * G_L \quad \text{Ec 1.128}$$

Considerando las igualdades que se plantean a continuación, se prosigue con el desarrollo, y tenemos:

$$\blacksquare B_p = (B_1 + B_3) ; \text{ susceptancia del primario.} \quad \text{Ec 1.129}$$

$$\blacksquare B_s = (B_2 + B_3) ; \text{ susceptancia del secundario.} \quad \text{Ec 1.130}$$

$$\blacksquare B_m = B_3 ; \text{ susceptancia común.} \quad \text{Ec 1.131}$$

$$\blacksquare (B_1 + B_3)(B_2 + B_3) = B_1 B_2 + B_1 B_3 + B_2 B_3 + B_3^2 . \quad \text{Ec 1.132}$$

Realizando un análisis similar al efectuado en las redes T, determinamos que tanto B_p como B_s deberán tener signos iguales. Una vez calculados los valores de B_m , B_p y B_s utilizamos las ecuaciones 1.129, 1.130, 1.131 para determinar los valores de B_1 , B_2 , y B_3 .

1.4.4 REDES INDUCTIVAS

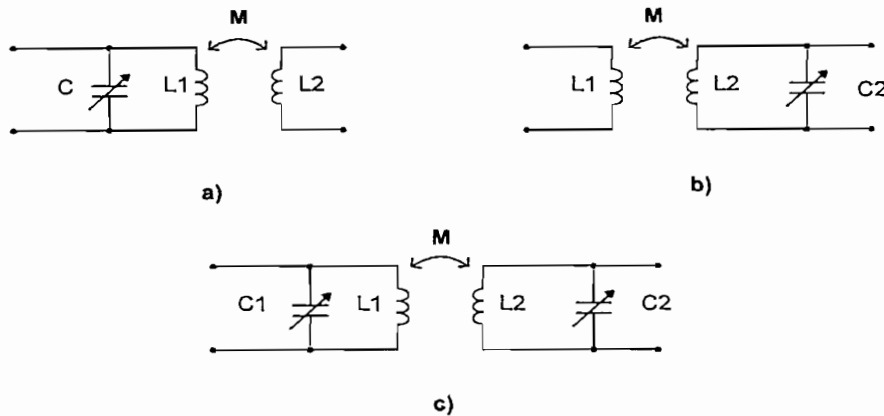


Figura 1.39 Redes Inductivas: a) sintonía simple en primario; b) sintonía simple en secundario ; c) sintonía doble

El transformador propiamente dicho, es una red ampliamente utilizada como acoplador de impedancia, y con posibilidades de sintonizar en el primario, secundario o ambos a la vez como se observa en la figura 1.39, donde M representa la inductancia mutua existente entre los devanados del transformador. Para utilizar una red transformadora de impedancias bajo el manejo de un transformador, es importante analizar el comportamiento de esta red a altas frecuencias, para lo cual se considerará el circuito equivalente del transformador.

1.4.4.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR¹⁸

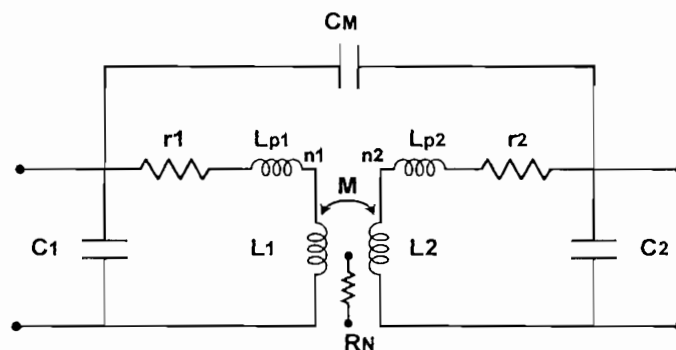


Figura 1.40 Circuito equivalente del transformador

¹⁸ LANGFORD, Smith The Radiotron Designer's Handbook Radio Corporation of America

Considerando el circuito equivalente del transformador, presentado en la figura 1.40, tenemos que:

- r_1 : resistencia del devanado del primario.
- r_2 : resistencia del devanado del secundario.
- L_{p1} : inductancia de pérdidas del primario.
- L_{p2} : inductancia de pérdidas del secundario.
- L_1 : inductancia del devanado del primario.
- L_2 : inductancia del devanado del secundario.
- M : inductancia mutua.
- C_1 : capacitancia parásita del devanado del primario.
- C_2 : capacitancia parásita del devanado del secundario.
- C_M : capacitancia parásita entre el devanado.
- R_N : pérdidas del núcleo (por histéresis y corrientes de fuga).
- n_1 : número de vueltas del devanado del primario.
- n_2 : número de vueltas del devanado del secundario.

Así, teniendo como base el circuito presentado en la figura 1.40 y el desarrollo efectuado en el anexo A, se tiene:

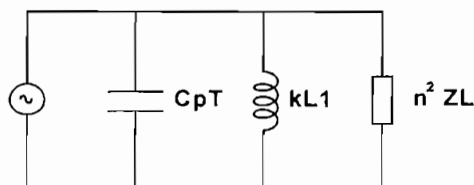


Figura 1.41 Circuito equivalente del transformador para alta frecuencia¹⁹

Donde:

- C_{pT} : capacitancia de pérdidas del transformador.
- k : coeficiente de acoplamiento mutuo.
- n : relación de vueltas entre los devanados del primario y secundario.
- Z_L : impedancia de carga.

¹⁹ Circuito equivalente del transformador desarrollado por el Ing. Antonio Calderón.

Lo que se resume a decir que, en el circuito de la figura 1.42 a), se presenta un diagrama esquemático del transformador, y en los literales b) y c), el transformador visto desde el primario y el secundario respectivamente.

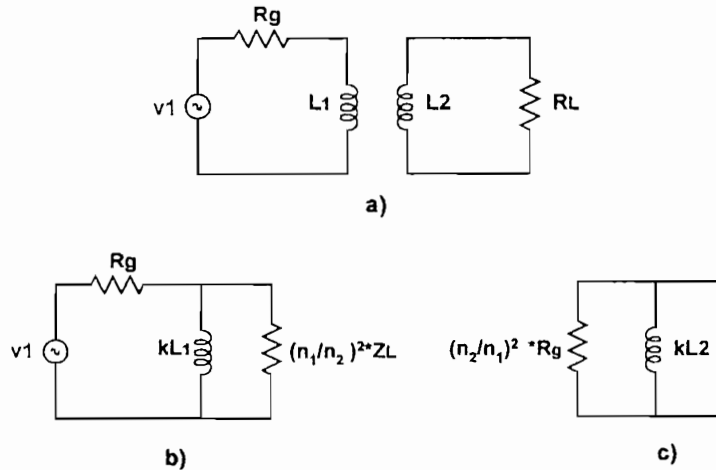


Figura 1.42 a) Diagrama esquemático del transformador; b) visto desde el primario; c) visto desde el secundario

Conociendo que un transformador puede aumentar o disminuir los niveles de voltaje o corriente de acuerdo con la relación de vueltas o embobinados y la impedancia que se conecta a su extremo, tenemos:

- Transformación de Voltaje:
$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{Ec 1.133}$$

- Transformación de Corriente:
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1} \quad \text{Ec 1.134}$$

- Transformación de Impedancias:
$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{n_1}{n_2} \right)^2 \quad \text{Ec 1.135}$$

1.5 MODULACIÓN²⁰

La modulación nace de la necesidad de transportar la información a través del espacio. Este es un proceso mediante el cual dicha información (onda moduladora) se inserta a un soporte de transmisión.

La modulación se puede definir como un proceso en el cual se mezcla una señal de audio (onda modulante) con una de radiofrecuencia (portadora) la misma que es asignada por una entidad de control. La señal portadora puede modularse en cualquiera de varias formas para reflejar la presencia de la señal de audio (modulante); así la amplitud de la portadora: cambia para corresponder a las variaciones de audio, modulación de amplitud ó AM “Amplitude Modulation”; la frecuencia de la portadora puede variarse en cuyo caso tenemos una modulación de frecuencia ó FM “Frequency Modulation”.

1.5.1 MODULACIÓN DE AMPLITUD

En este tipo de modulación, la señal de radiofrecuencia “portadora” varía su amplitud, de acuerdo con la amplitud del audio “señal modulante”.

La modulación de amplitud tiene en la práctica dos inconvenientes: por un lado, no siempre se transmite la información con la suficiente calidad, ya que el ancho de banda en las emisiones está limitado; y por otra parte, en la recepción es difícil eliminar las interferencias producidas por descargas atmosféricas, motores, etc.

1.5.2 MODULACIÓN EN FRECUENCIA²¹

La modulación de frecuencia consiste en variar la frecuencia de la onda portadora de acuerdo con la intensidad de la onda de información como se muestra en la figura 1.43. La amplitud de la onda modulada es constante e igual que la de la onda portadora.

²⁰ LAPATINE, Sol **ELECTRÓNICA EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**, Limusa Noriega editores, México Edición tercera, capítulo 5 págs 116-117

²¹ LAPATINE, Sol **ELECTRÓNICA EN SISTEMAS DE COMUNICACIÓN**, Limusa Noriega editores, México Edición tercera, capítulo 6 págs 138-155

Wayne Tomasi **SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS** Segunda Edición México 1996
Prentice Hall Hispanoamericana S.A. Capítulo 6 págs 229 – 238

La frecuencia de la portadora oscila más o menos rápidamente, según la onda moduladora, esto es, si aplicamos una moduladora de 100 Hz, la onda modulada se desplaza arriba y abajo cien veces en un segundo respecto de su frecuencia central, que es la portadora; además el grado de esta variación dependerá del volumen con que modulemos la portadora, a lo que denominamos “índice de modulación”.

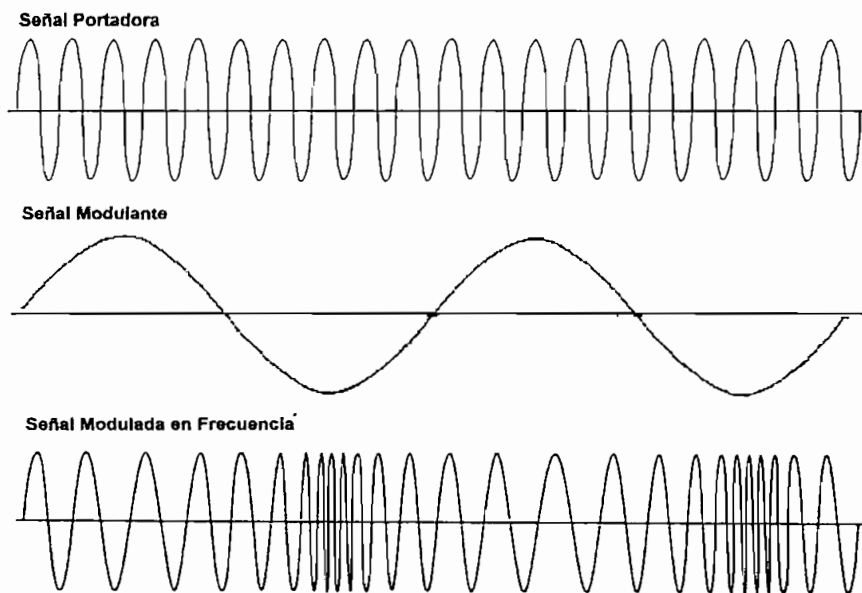


Figura 1.43 Señal modulada en frecuencia

Debido a que los ruidos o interferencias que se mencionaron anteriormente alteran la amplitud de la onda, no afecta a la información transmitida en FM, puesto que la información se extrae de la variación de frecuencia y no de la amplitud la misma que es constante, por lo cual, como consecuencia de estas características de modulación podemos observar cómo la calidad de sonido o imagen es mayor cuando modulamos en frecuencia que cuando lo hacemos en amplitud o banda lateral.

Además al no alterar la frecuencia de la portadora en la medida que aplicamos la información, podemos transmitir señales sonoras o información de otro tipo (datos o imágenes), que comprenden mayor rango de frecuencias moduladoras, sin por ello abarcar mayor ancho de banda. Éste es el motivo por el que las llamadas “radiofórmulas” utilizan la frecuencia modulada, o dicho de otro modo, el nacimiento de las estaciones que a

mediados de los sesenta eligieron este sistema para emitir sus programas con mayor calidad de sonido dio origen a la radiodifusión musical.

Otros usos de la frecuencia modulada son la telefonía móvil, televisión y servicios de comunicación entre los trabajadores de empresas de paquetería, talleres, comercios, etc.

1.5.2.1 Análisis Matemático

La frecuencia instantánea (frecuencia precisa de la portadora, en un instante de tiempo) de la onda modulada en frecuencia matemáticamente se expresa como:

$$f = f_p * (1 + k * V_m * \cos \omega_m t) \quad \text{Ec 1.136}$$

donde:

- f_p : frecuencia de portadora sin modular [Hz].
- k : constante de proporcionalidad.
- ω_m : $2 * \pi * f_m$ (frecuencia moduladora) [rad/s].
- V_m : voltaje pico de la señal moduladora [Voltios].

El máximo cambio de la desviación de frecuencia de portadora ocurre cuando $\cos \omega_m t = \pm 1$ en donde la frecuencia instantánea ecuación 1.136 llega a ser:

$$f = f_p * (1 \pm k * V_m) \quad \text{Ec 1.137}$$

La máxima desviación de frecuencia (cambio de la frecuencia de portadora), se expresa como:

$$\delta = f_p * k * V_m \quad \text{Ec 1.138}$$

Matemáticamente se puede demostrar que el voltaje instantáneo de la señal FM es:

$$V(t) = A * \cos\left(\omega_p t + \frac{\delta}{f_m} * \cos \omega_m t\right) \quad \text{Ec 1.139}$$

donde:

- A : máximo voltaje de la señal portadora [Voltios].
- ω_p : $2 * \pi * f_p$ [rad/s].

1.5.3 ÍNDICE DE MODULACIÓN

Para una onda modulada en frecuencia, el índice de modulación (m_f) se lo determina de diferente manera que al de una onda modulada en amplitud; por lo tanto el índice de modulación se expresa como:

$$m_f = \frac{(\text{máximo}) \text{ desviación de frecuencia}}{\text{frecuencia de modulación}} = \frac{\delta}{f_m} \quad \text{Ec 1.140}$$

Ahora, la ecuación 1.139 se la expresa así:

$$V(t) = A * \cos(\omega_p t + m_f * \cos \omega_m t) \quad \text{Ec 1.141}$$

1.5.4 MODULACIÓN POR UNA SINUSOIDE DE FRECUENCIA SENCILLA

La modulación en frecuencia contiene muchas bandas laterales las mismas que se las calcula por medio de tablas (tabla 1.1) o las curvas denominadas funciones de Bessel de la figura 1.44. Para el análisis de frecuencia de una onda con modulación FM, consideramos la siguiente igualdad, la misma que se expresa como una función de Bessel así:

$$\cos(\alpha + m * \cos \beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) * \cos(\alpha + n * \beta + n * \frac{\pi}{2}) \quad \text{Ec 1.142}$$

donde, $J_n(m)$ es la función de Bessel de primera clase de n -ésimo orden con argumento m ; aplicando la ecuación 1.142 a la ecuación 1.141 tenemos:

$$V(t) = A * \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) * \cos(\omega_p t + n * \omega_m t + n * \frac{\pi}{2}) \quad \text{Ec 1.143}$$

expandiendo la ecuación 1.143, y tomando sus primeros términos tenemos:

$$V(t) = A \left\{ \begin{aligned} &J_0(m) * \cos \omega_p t + J_1(m) * \cos \left[(\omega_p + \omega_m)t + \frac{\pi}{2} \right] - J_1(m) * \cos \left[(\omega_p - \omega_m)t - \frac{\pi}{2} \right] \\ &- J_2(m) * \cos [(\omega_p + \omega_m)t] + J_2(m) * \cos [(\omega_p - \omega_m)t] + \dots \end{aligned} \right\} \quad \text{Ec 1.144}$$

Las ecuaciones muestran que con la modulación FM, una señal de frecuencia sencilla produce un número infinito de frecuencias laterales (bandas laterales). En la figura 1.44 se muestran las curvas para las amplitudes relativas de la portadora y varios conjuntos de frecuencias laterales, para valores de m hasta 12; se puede observar que la amplitud de las señales de la gráfica varía en forma de una onda senoidal amortiguada.

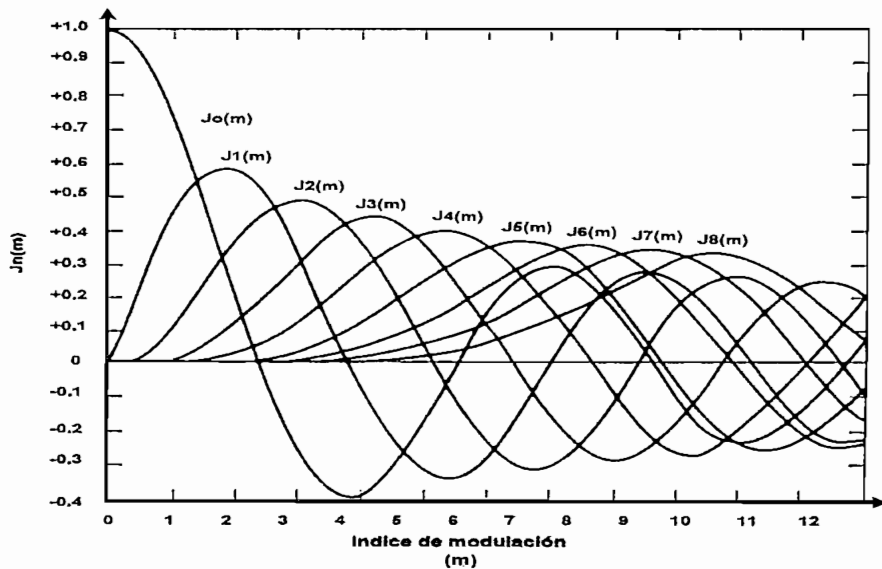


Figura 1.44 Curvas para las amplitudes relativas de la portadora y varios conjuntos de frecuencias laterales²²

En la tabla 1.1 se presentan datos sólo para frecuencias laterales importantes (amplitud igual o mayor que 1% de la amplitud de la portadora no modulada) con valores de m hasta 10.

²² Wayne Tomasi SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRÓNICAS Segunda Edición México 1996 Prentice Hall Hispanoamericana S.A. Capítulo 6 págs 240

m	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}
0.00	1.00	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.25	0.98	0.12	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
0.5	0.94	0.24	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02	-	-	-	-	-	-	-	-	-
2.5	-0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-
3.0	-0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	-	-	-	-	-	-	-	-
4.0	-0.40	-0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-	-
5.0	-0.18	-0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	-	-	-	-	-	-
6.0	0.13	-0.28	-0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-	-
7.0	0.30	0.00	-0.30	-0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	-	-	-	-
8.0	0.17	0.23	-0.11	-0.29	-0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	-	-	-
9.0	-0.09	0.25	0.14	-0.18	-0.27	-0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	-
10.0	0.25	0.05	0.25	0.06	-0.22	-0.23	-0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01

Tabla 1.1 Funciones de Bessel de Primer Orden $J_n(m)$ ²³

1.5.5 REQUERIMIENTOS DEL ANCHO DE BANDA PARA UNA SEÑAL MODULADA EN FRECUENCIA

Con la modulación angular, se producen varios conjuntos de bandas laterales, razón por la cual el ancho de banda es más significativo que en una señal modulada en amplitud con la misma señal modulante.

Las formas de onda de modulación angular se clasifican generalmente como de índice bajo, mediano o alto. Para el caso de índice bajo, la desviación de fase pico (índice de modulación), es menos que 1 [rad], y el caso de índice alto ocurre cuando la desviación de fase pico es mayor que 10 [rad], los índices de modulación, mayores que 1 y menores que 10 se clasifican como un índice mediano. El índice de modulación m determina las características espectrales de la señal FM. Para los valores de m por debajo de alrededor de 0.2, la densidad espectral de una señal FM consiste en dos bandas laterales sobre una gran portadora, lo que se conoce como FM de banda angosta.

²³ Wayne Tomasi SISTEMAS DE COMUNICACIONES ELECTRONICAS Segunda Edición México 1996
Prentice Hall Hispanoamericana S.A. Capítulo 6 págs 239

Como se puede observar en la tabla 1.1 para una señal con modulación angular de índice bajo, la mayoría de la información de la señal se cargará por el primer conjunto de bandas laterales. Y el mínimo ancho de banda requerido es aproximadamente el doble de la frecuencia de la señal modulante más alta.

Los detalles espectrales para valores mayores de m , llamados FM de banda ancha, dependen de cada señal moduladora en particular porque la generación de FM no es lineal. Sin embargo, el ancho de banda total puede aproximarse agregando el doble de la desviación de frecuencia pico al doble del ancho de banda de la señal moduladora (Regla de Carson).

La *Regla de Carson* aproxima el ancho de banda de una onda con modulación FM, como el doble de la suma de la desviación de frecuencia pico y la máxima frecuencia de la señal modulante; así:

$$B = 2 * (\delta + f_{m_{\text{máx}}}) \quad \text{Ec 1.145}$$

en donde:

- δ : máxima desviación de frecuencia [Hz].
- $f_{m_{\text{máx}}}$: frecuencia más alta de la señal modulante [Hz].

La Regla de Carson es una aproximación y proporciona anchos de banda de transmisiones que son un poco más angostos que los anchos de banda proporcionados por las tablas de Bessel, en esta regla se considera un 98% de la potencia total en la onda modulada.

El ancho de banda real necesario es una función de la forma de onda de la señal modulante y la calidad de la transmisión que se desea; así según las normas de radiodifusión se especifica una desviación máxima de 75 KHz y una frecuencia moduladora máxima de 15 KHz.

1.5.6 CIRCUITOS MODULADORES FM

Existen varias formas para obtener señales moduladas en frecuencia, a continuación revisaremos dos maneras para llevar a cabo la implementación de circuitos moduladores en frecuencia.

1.5.6.1 Circuito modulador con diodo varactor²⁴

Un diodo de capacidad variable por tensión, llamado varactor o varicap, es aquel en el cual la capacidad de la unión varía electrónicamente con facilidad. Esta variación se lleva a cabo simplemente cambiando la polarización inversa del diodo.

Un diodo varactor puede conectarse de diversas maneras para que afecte a un circuito resonante. Por esta razón, un modulador por diodo varactor es uno de los sistemas más sencillos para generar una señal de FM, siendo el diodo varactor uno de los componentes capacitivos del circuito de realimentación que posee el modulador (figura 1.45).

En estos circuitos, la frecuencia del oscilador de RF está determinada por la polarización inversa aplicada a los diodos varactores.

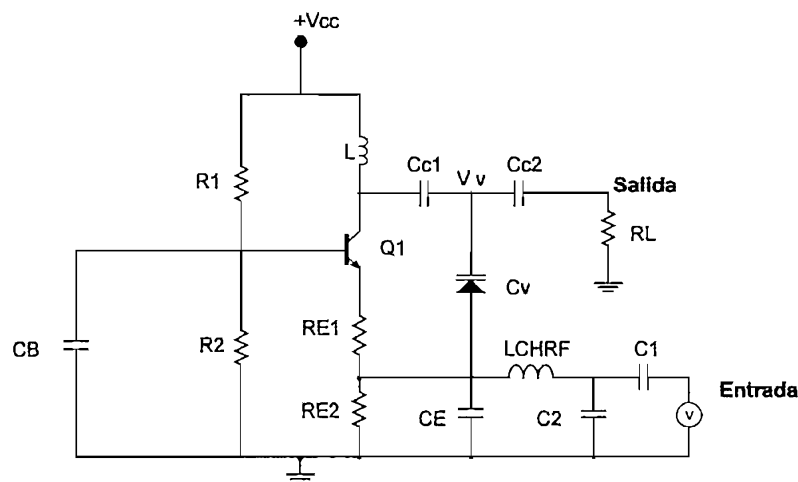


Figura 1.45 Circuito modulador FM con diodo varactor

Para el estudio de la gráfica anterior tenemos el siguiente circuito equivalente de salida mostrado en la figura 1.46.

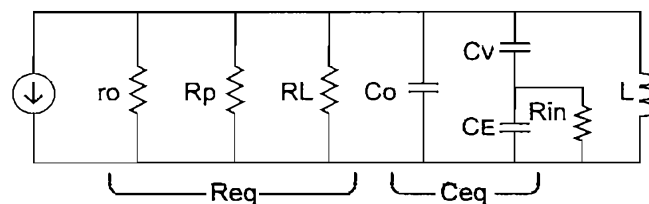


Figura 1.46 Circuito equivalente de salida del circuito modulador con diodo varactor

²⁴ Ver anexo B sobre el diodo varactor

Donde:

- R_{eq} : resistencia equivalente del circuito de salida.
- r_o : resistencia de salida del transistor.
- R_p : resistencia de pérdidas de la bobina.
- R_L : resistencia de carga.
- C_{eq} : capacitancia equivalente del circuito.
- C_v : capacitancia del diodo varactor.
- C_E : capacitancia de emisor.
- C_o : capacitancia de salida del transistor.
- R_{in} : resistencia de entrada del bloque de realimentación.
- L : inductancia del bloque de realimentación.

Del circuito de la figura 1.46 podemos decir que:

$$R_{eq} = r_o // R_p // R_L \quad \text{Ec 1.146}$$

y

$$C_{eq} = \frac{C_v * C_E}{C_v + C_E} + C_o \quad \text{Ec 1.147}$$

El análisis matemático para esta clase de circuito es similar al que se realiza para los amplificadores de tensión, por lo que solamente se estudiará lo concerniente al circuito de realimentación (bloque B) representado en la figura 1.47:

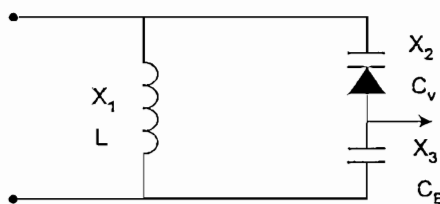


Figura 1.47 Circuito de realimentación Bloque B

Así, para cumplir con las condiciones desarrolladas para que un circuito oscile donde se establece que $A-1=X_2/X_3$ y en función de los elementos utilizados (figura 1.47), tenemos que:

$$A - 1 = \frac{X_2}{X_3}$$

$$C_v = \frac{C_B}{(A - 1)} \quad \text{Ec 1.148}$$

El voltaje para mantener polarizado el varactor V_v es:

$$V_v = V_{RE2} + V_p \quad \text{Ec 1.149}$$

donde V_p es el voltaje correspondiente a la capacitancia del diodo varactor y V_{RE2} el voltaje en R_{E2} .

Por el teorema del efecto Miller tenemos que el valor para la capacitancia parásita de salida es:

$$C_o = \frac{(A - 1)}{A} * C_{ob} \quad \text{Ec 1.150}$$

Con lo cual podemos determinar la capacitancia equivalente C_{EQ} indicada anteriormente:

$$C_{eq} = \frac{(C_v * C)}{C_v + C} + C_o$$

1.5.6.2 Circuito modulador FM basado en la utilización de un oscilador controlado por voltaje (VCO)

El Oscilador Controlado por Tensión (VCO “Voltage Controlled Oscillator”) es uno de los dispositivos que se utilizan habitualmente como moduladores FM. Se trata de un oscilador cuya frecuencia tiene una dependencia lineal respecto al voltaje aplicado.

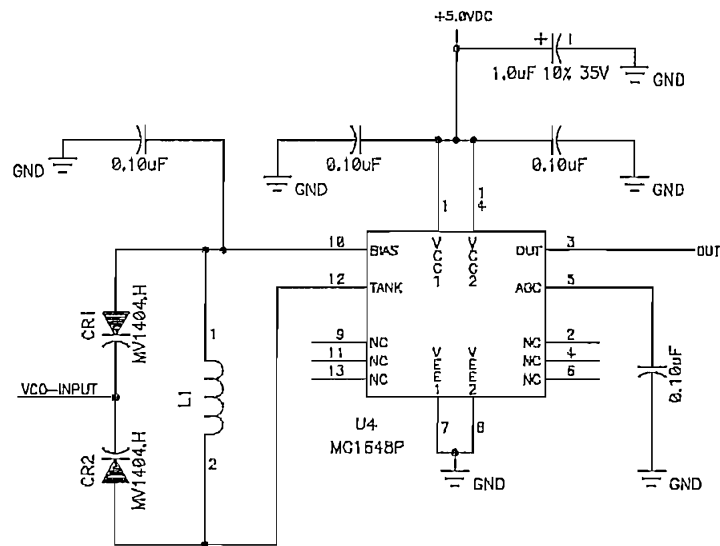


Figura 1.48 Modo de conexión del circuito integrado MC1648P

Se ha considerado la utilización del circuito integrado MC1648P que es un oscilador controlado por voltaje; el mismo que debe ser conectado como se indica en la figura 1.48 por recomendación del manual; pero en base a estudios desarrollados²⁵ se aconseja la siguiente configuración para su utilización (figura 1.49).

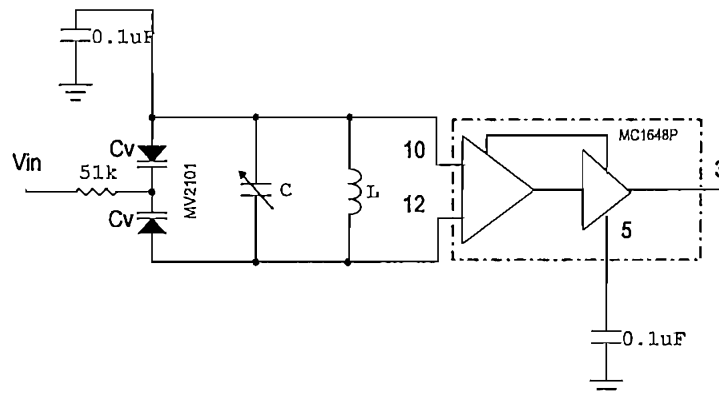


Figura 1.49 Circuito Modulador FM con VCO modificado

En este diseño es importante determinar la señal pico de audio necesaria para mantener el ancho de banda requerido el mismo que viene dado por la siguiente fórmula²⁶:

²⁵ CALDERÓN, Raul Antonio *Micrófono inalámbrico con circuitos integrados*, Quito- 1978

²⁶ CALDERÓN, Raul Antonio *Micrófono inalámbrico con circuitos integrados*, Quito- 1978

CAPÍTULO 2

DISEÑO DE LA CONSOLA

2.1 DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA CONSOLA

La consola consta principalmente de las etapas de mezcla y modulación, siendo necesarias también las etapas de preamplificación tanto para la mezcla como para la etapa siguiente a la modulación (preamplificación de potencia). Así se puede observar en la figura 2.1:

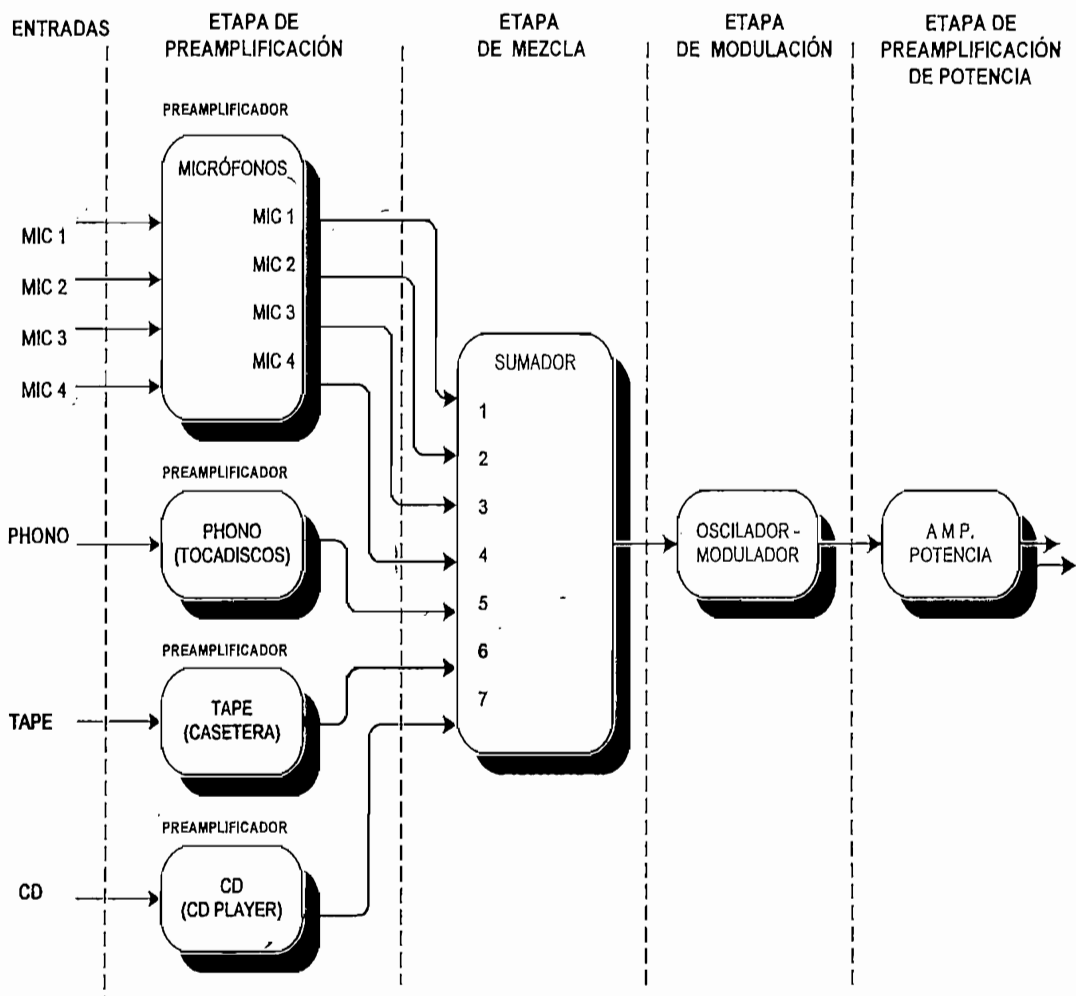


Figura 2.1 Diagrama de bloques de la consola

2.1.1 ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN

Esta etapa es la encargada de recibir las señales de audio, prepararlas y proporcionar la señal de entrada requerida por el circuito modulador; como se explicó en el primer capítulo, la preamplificación es un proceso que se emplea para acondicionar las entradas al circuito sumador; es decir, permite amplificar las señales que se obtienen de los diferentes dispositivos que nos proveen éstas a nuestra consola; así tenemos los preamplificadores para micrófonos, preamplificadores line (casetera y cd player) y para phono (tocadiscos).

2.1.2 ETAPA DE MEZCLA

Es la etapa constituida por un circuito amplificador sumador, el cual es el encargado, como su nombre lo indica, de realizar la mezcla de las señales que se obtienen de cada uno de los circuitos preamplificadores.

2.1.3 ETAPA DE MODULACIÓN

Debido a los requerimientos del amplificador de potencia del laboratorio, la consola constará de un circuito oscilador-modulador que operará en el rango de FM, este bloque será el encargado de realizar la modulación de la señal.

2.1.4 ETAPA DE PREAMPLIFICACIÓN DE POTENCIA

Con la implementación de esta etapa se permitirá acoplar y proporcionar el nivel de voltaje y potencia requeridos por el amplificador del laboratorio de Electrónica de Alta Frecuencia.

A continuación se presentarán los diseños de cada una de las etapas que forman parte de la implementación de la consola:

2.2 DISEÑO DEL PREAMPLIFICADOR DE POTENCIA

Para el desarrollo del diseño de esta etapa es importante considerar los requerimientos del amplificador de potencia del laboratorio, en lo referente a la potencia e impedancia de entrada.

Así, en la tabla 2.1 se detallan los datos requeridos para el diseño del preamplificador de potencia:

Para el amplificador:

Parámetro	Valor y Unidades
P_o	13mW
A	5
η	20%
R_L	50 Ω
f_o	100 MHz

Tabla 2.1 Datos para el amplificador

Donde:

- P_o : potencia de salida.
- A : ganancia de voltaje.
- η : factor de compensación de pérdidas que se producen en la red transformadora.
- R_L : resistencia de carga.
- f_o : frecuencia de trabajo.

Para el transistor:

Parámetro	Valor y Unidades
f_T	800 MHz
C_{ob}	2pf
r_o	20 K Ω
μ_o	8.68

Tabla 2.2 Datos característicos para el transistor

Donde:

- f_T : frecuencia a la cual la ganancia de corriente es unitaria.
- C_{ob} : capacitancia parásita entre colector – base.
- r_o : impedancia de salida del transistor a la frecuencia de trabajo.
- μ_o : factor de amplificación de voltaje a la frecuencia de trabajo.

En base a los datos que se presentan en las tablas 2.1 y 2.2, tenemos que al analizar la potencia que debe suministrar la consola; se establece la utilización de un circuito amplificador de potencia en clase A, cuyo diagrama circuital se presenta en la figura 2.2:

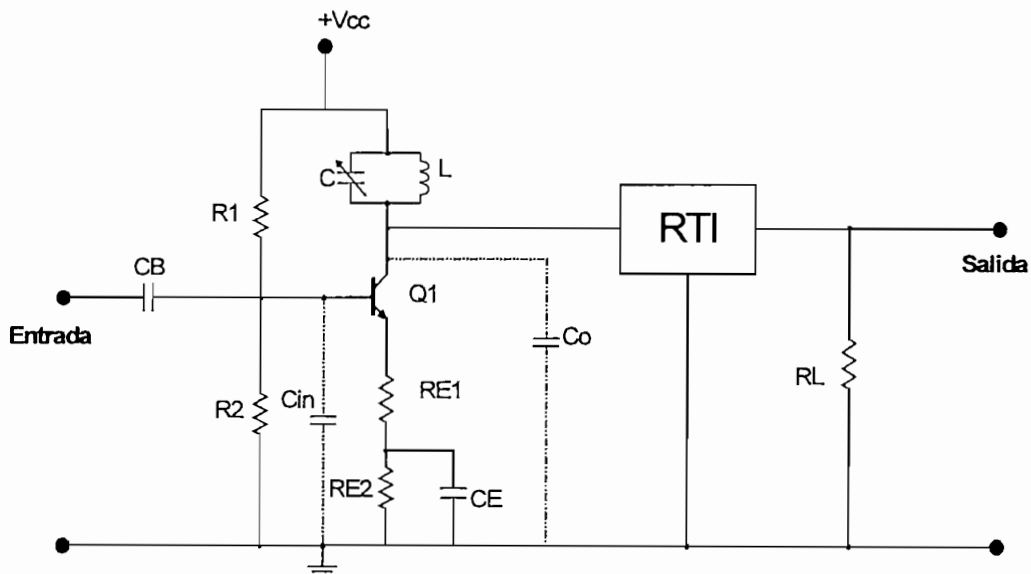


Figura 2.2 Circuito amplificador de potencia en clase A

Para comenzar el diseño de esta etapa asumimos el valor para la polarización del circuito (V_{cc}) y voltaje de emisor V_E , considerando la facilidad en la implementación de las fuentes de alimentación, así tenemos que:

$$V_{cc} = 12V$$

$$V_E = 3V$$

El desarrollo se facilita si se realiza un análisis a partir de las curvas que se presentan en la figura 2.3, por lo tanto, de acuerdo a lo que se puede observar, se procede a determinar el voltaje colector - emisor en el punto Q:

$$V_{CEQ} = V_{cc} - V_E$$

$$V_{CEQ} = (12 - 3)V$$

$$V_{CEQ} = 9V$$

Determinado ya el valor del voltaje V_{CEQ} , calculamos los voltajes V_{CET} y v_{opi} que por lo que se puede observar de la figura 2.3 se tiene:

$$V_{CET} = V_{CEQ} = v_{opi}$$

$$V_{CET} = v_{opi} = 9V$$

Con el dato que se obtiene para el voltaje colector emisor (V_{CET}) en el punto de tangencia, se procede a determinar el voltaje de salida pico real (v_{opr}), para lo cual se asume un voltaje V_{act} de 2V con el fin de evitar recortes en nuestra señal de salida; además hay que verificar que la ganancia de voltaje (A) no sea mayor que el factor de amplificación de voltaje (μ_0) que se presenta a nuestra frecuencia de trabajo, así; de acuerdo con lo señalado y en base a la ecuación 1.42 tenemos:

$$v_{opr} = \frac{V_{CET} - V_{act}}{1 + \frac{1}{A}}$$

$$v_{opr} = \frac{9 - 2}{1 + \frac{1}{5}}$$

$$v_{opr} = 5.83V$$

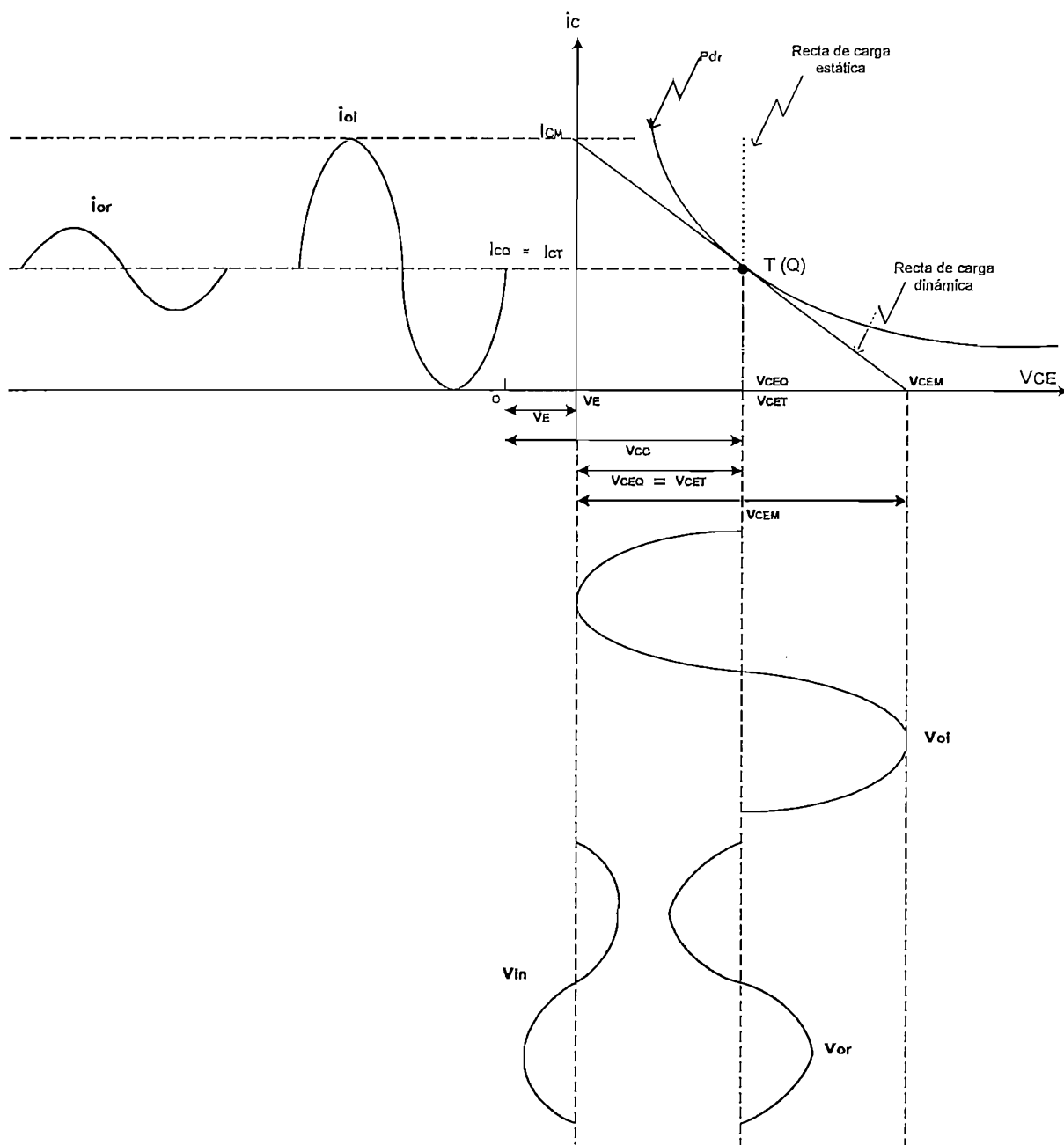


Figura 2.3 Curvas de voltaje y corriente de salida para un circuito amplificador clase A

Para determinar la potencia de disipación ideal y real del transistor, debemos considerar que se trata de un amplificador clase A, y en base al estudio realizado en el primer capítulo, tenemos que:

$$P_{di} = 2 * P_o$$

$$P_{di} = 2 * 13mW$$

$$P_{di} = 26mW$$

$$P_{dr} = \eta * \left(\frac{V_{opi}}{V_{opr}} \right)^2 * P_{di}$$

$$P_{dr} = 1.2 * \left(\frac{9V}{5.83V} \right)^2 * 26mW$$

$$P_{dr} = 74.35mW$$

Concordando con la teoría presentada en el primer capítulo en lo que se refiere a los amplificadores de potencia, tenemos que determinar la carga R_{ac} que requiere el transistor, para lo cual se considera la corriente de colector en el punto de tangencia, la corriente de colector máxima como se presenta a continuación:

$$I_{CT} = \frac{P_{dr}}{V_{CET}}$$

$$I_{CT} = \frac{74.35mW}{9V}$$

$$I_{CT} = 8.26mA$$

$$I_{CM} = 2 * I_{CT}$$

$$I_{CM} = 2 * 8.26mA$$

$$I_{CM} = 16.52mA$$

$$R_{ac} = \frac{V_{CEM}}{I_{CEM}}$$

$$R_{ac} = \frac{18V}{16.52mA}$$

$$R_{ac} = 1089.44\Omega$$

Para obtener la ecuación que nos ayude a determinar la ganancia para nuestro circuito, es importante recordar que se trata de un circuito con una configuración en emisor-común y que la ganancia que se da a esta etapa corresponde a un valor menor que el determinado para el factor de amplificación $\mu_o = 8.48$, por lo que la ganancia que se dará a esta etapa será de 5, así tenemos:

$$A = \frac{R_{ac}}{re + R_{E1}} \quad \text{Ec 2.1}$$

entonces:

$$re + R_{E1} = \frac{R_{ac}}{A}$$

$$re + R_{E1} = \frac{1089.44}{5} \Omega$$

$$re + R_{E1} = 217.89\Omega$$

Como se puede observar en la expresión anterior ($re + R_{E1} = 217.89\Omega$), se requiere

establecer un valor adecuado para la resistencia dinámica, con la finalidad de independizar nuestro circuito de parámetros del transistor, para lo cual primero procedemos a determinar la corriente de salida pico, la misma que viene dada en función del voltaje de salida pico real y la resistencia R_{ac} :

$$i_{op} = \frac{V_{opr}}{R_{ac}} \quad \text{Ec 2.2}$$

$$i_{op} = \frac{5.83V}{1089.44\Omega}$$

$$i_{op} = 5.35mA$$

por lo tanto para evitar obtener una señal con posibles recortes y observando en la figura 2.3 tenemos que cumplir con la siguiente desigualdad:

$$I_{CQ} \geq i_{op} \quad \text{Ec 2.3}$$

$$I_{CQ} \geq 5.35mA$$

Una vez establecido el valor mínimo que debe tener la corriente de colector, y observando la figura 2.4, se determina la corriente de emisor como:

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_E = I_C + I_C / \beta$$

$$I_E = \frac{\beta + 1}{\beta} * I_C$$

de donde se considera que

$$I_E \approx I_C \quad \text{Ec 2.4}$$

por lo tanto:

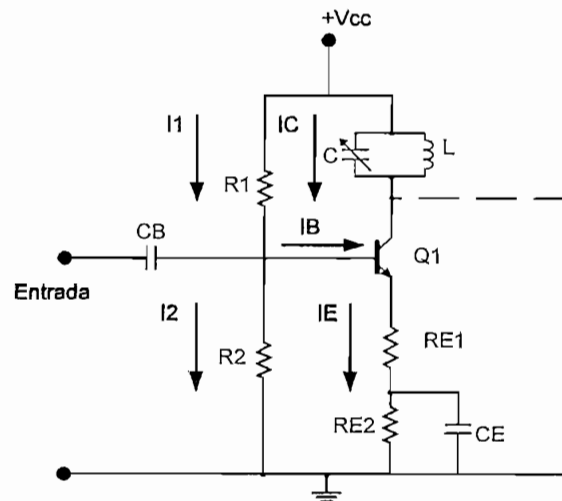


Figura 2.4 Diagramas de las corrientes que circulan por el circuito amplificador clase A²⁷

Así, asumimos un valor para la corriente de emisor con el fin de hacer que la resistencia dinámica sea despreciable en comparación con la resistencia de emisor R_{E1} ($r_e \ll R_{E1}$), por lo que se ha considerado $I_E = I_{CQ} = 6.22\text{mA}$ a partir de lo cual tenemos:

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{I_E}$$

$$r_e = \frac{25\text{mV}}{6.22\text{mA}}$$

$$r_e = 4\Omega$$

por lo tanto:

$$R_{E1} = (217.89 - 4)\Omega$$

$$R_{E1} = 213.89\Omega$$

por lo tanto se determina un valor estándar de:

$$R_{E1} = 220\Omega$$

con lo cual cumplimos que $r_e \ll R_{E1}$, así:

$$4\Omega \ll 220\Omega$$

²⁷ Gráficas presentadas por el Ing. Antonio Calderón

Continuando con el diseño, calculamos el valor de la resistencia R_{E2} , para lo cual tenemos que determinar la resistencia de emisor total por medio del voltaje de emisor que es de 3V, y la corriente de emisor que es 6.22mA, así:

$$R_{ET} = \frac{V_E}{I_E} \quad \text{Ec 2.5}$$

$$R_{ET} = \frac{3V}{6.22mA}$$

$$R_{ET} = 482.31\Omega$$

por lo tanto:

$$\begin{aligned} R_{ET} &= R_{E1} + R_{E2} \\ R_{E2} &= R_{ET} - R_{E1} \end{aligned} \quad \text{Ec 2.6}$$

$$R_{E2} = (481.31 - 220)\Omega$$

$$R_{E2} = 261.31\Omega$$

$$R_{E2} = 270\Omega$$

En base al circuito mostrado en la figura 2.4 para la representación de las corrientes, se procede a determinar las corrientes I_B , I_1 , I_2 .

Para la corriente de base, en primer lugar debemos determinar el factor β_o (ganancia de corriente) a la frecuencia de trabajo ($f_o=100\text{MHz}$), y considerando que la frecuencia a la cual la ganancia de corriente es unitaria f_T es 800MHz.

$$\beta_o = \frac{f_T}{f_o}$$

$$\beta_o = \frac{800\text{MHz}}{100\text{MHz}}$$

$$\beta_o = 8$$

a partir del dato calculado para la ganancia de corriente, determinamos la corriente de base:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_o}$$

$$I_B = \frac{6.22mA}{8}$$

$$I_B = 0.78mA$$

Con la corriente de base establecida, se procede a determinar el valor de las restantes corrientes, para lo cual cumplimos con la siguiente condición $I_2 \gg I_B$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, para evitar variaciones en el voltaje de base y con ello el voltaje de emisor; en base a lo planteado y presentado en el esquema de corrientes (figura 2.4) tenemos que:

CORRIENTE EN R_2

$$I_2 = 10 * I_B$$

$$I_2 = 10 * 0.78\text{mA}$$

$$I_2 = 7.8\text{mA}$$

CORRIENTE EN R_1

$$I_1 = I_B + I_2$$

$$I_1 = (0.78 + 7.8)\text{mA}$$

$$I_1 = 8.55\text{mA}$$

Determinadas las corrientes, calculamos los valores para los siguientes elementos que constituyen el circuito, es decir el valor para R_2 y R_1 , para lo cual necesitamos los valores para los voltajes de base (voltaje en R_2) y en R_1 :

VOLTAJE EN R_2

$$V_B = V_E + V_{JBE}$$

$$V_B = (3 + 0.6)\text{V}$$

$$V_B = 3.6\text{V}$$

VOLTAJE EN R_1

$$V_{R1} = V_{CC} - V_B$$

$$V_{R1} = (12 - 3.6)\text{V}$$

$$V_{R1} = 8.4\text{V}$$

Con los datos de corrientes y voltajes se calculan los valores para las resistencias:

CÁLCULO PARA R_2

$$R_2 = \frac{V_B}{I_2}$$

$$R_2 = \frac{3.6\text{V}}{7.8\text{mA}}$$

$$R_2 = 461.54\Omega$$

$$R_2 = 470\Omega$$

Ec 2.7

CÁLCULO PARA R_1

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}$$

$$R_1 = \frac{8.4\text{V}}{8.55\text{mA}}$$

$$R_1 = 982.5\Omega$$

$$R_1 = 1\text{K}\Omega$$

Ec 2.8

Para el cálculo de los capacitores, hay que considerar la frecuencia de trabajo, y las condiciones que se plantearán a continuación, con la finalidad de que sus impedancias no afecten al desempeño del circuito, por lo cual tenemos:

- Para el capacitor de emisor C_E :

$$X_{CE} \ll R_{E2} \quad \text{Ec 2.9}$$

$$X_{CE} \ll 270\Omega$$

$$C_E \geq \frac{1}{2 * \pi * f * X_{CE}} \quad \text{Ec 2.10}$$

$$C_E \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 27\Omega}$$

$$C_E \geq 58.95\text{pF}$$

por lo tanto :

$$C_E = 0.1\text{nF}$$

- Para el capacitor de base C_B :

$$X_{CB} \ll R_{in} \quad \text{Ec 2.11}$$

siendo R_{in} la resistencia de entrada al circuito, y viene dada por la siguiente expresión:

$$R_{in} = [(\beta_o + 1)(r_e + R_{E1})] // R_1 // R_2 \quad \text{Ec 2.12}$$

$$R_{in} = [(8 + 1)(224\Omega)] // 1\text{K}\Omega // 470\Omega$$

$$R_{in} = 275.96\Omega$$

entonces:

$$X_{CB} \ll 275.96\Omega$$

$$C_B \geq \frac{1}{2 * \pi * f * X_{CB}} \quad \text{Ec 2.13}$$

$$C_B \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 28.3\Omega}$$

$$C_B \geq 56.24\text{pF}$$

así:

$$C_B = 0.1\text{nF}$$

Para el cálculo de los elementos que componen el circuito tanque de colector representado en la figura 2.5, tenemos que determinar el valor del capacitor variable C el mismo que debe ser mayor comparado con la capacitancia C_o para de esta manera independizar

nuestro circuito de capacitancias parásitas, para lo cual deberá cumplir con la condición planteada a continuación:

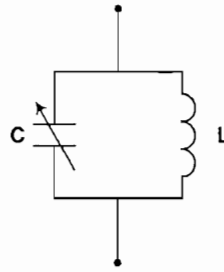


Figura 2.5 Circuito tanque de colector

$$C \gg C_o \tag{Ec 2.14}$$

donde, aplicando el teorema del efecto Miller tenemos:

$$C_o = \frac{(A-1)}{A} * C_{ob} \tag{Ec 2.15}$$

$$C_o = \frac{(5-1)}{5} * 2\text{pF}$$

$$C_o = 1.6\text{pF}$$

por lo que:

$$C \gg 1.6\text{pF}$$

$$C = 30\text{pF}$$

Realizando un análisis del circuito equivalente de salida del amplificador de la figura 2.6 tenemos:

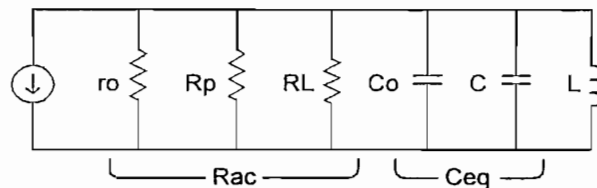


Figura 2.6 Circuito equivalente de salida del amplificador clase A

De la figura 2.6 procederemos a determinar C_{eq} para luego establecer el valor de la bobina:

$$C_{eq} = C // C_o \tag{Ec 2.16}$$

$$C_{eq} = C + C_0$$

$$C_{eq} = 30\text{pF} + 1.6\text{pF}$$

$$C_{eq} = 31.6\text{pF}$$

por lo tanto

$$L = \frac{1}{(2 * \pi * f_0)^2 * C_{eq}} \quad \text{Ec 2.17}$$

$$L = \frac{1}{(2 * \pi * 100\text{MHz})^2 * 31.6\text{pF}}$$

$$L = 0.08\mu\text{H}$$

Un factor que hay que determinar en el momento de la construcción de una bobina, es el factor de calidad, para lo cual tenemos la ecuación 1.13 presentada en el capítulo 1:

$$Q_b = \frac{R_p}{X_L}$$

para lo cual tenemos que considerar las pérdidas que se presenten en la bobina, para hacer el circuito independiente de las pérdidas de la bobina:

$$R_p \gg R_{ac} \quad \text{Ec 2.18}$$

$$R_p \gg 1089.44\Omega$$

$$R_p = 14\text{K}\Omega$$

y siendo:

$$X_L = 2 * \pi * f_0 * L \quad \text{Ec 2.19}$$

$$X_L = 2 * \pi * 100\text{MHz} * 0.08\mu\text{H}$$

$$X_L = 50.27\Omega$$

por lo tanto el factor de calidad de la bobina será:

$$Q_b \geq \frac{14\text{K}\Omega}{50.27\Omega}$$

$$Q_b \geq 278$$

Al exigir el elemento activo un valor fijo para R_{ac} , es necesaria la utilización de una red transformadora de impedancias, debido a que la resistencia que se tiene como carga no es la requerida por el transistor. La red acopladora que nos brinda mejores resultados al momento de implementarla, corresponde a una red tipo T, figura 2.7:

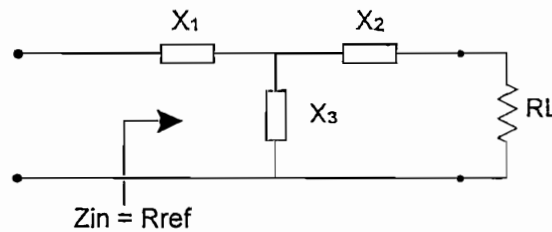


Figura 2.7 Diagrama de una red acopladora tipo T

Para iniciar el diseño de la red acopladora (figura 2.7) es importante considerar determinados datos como lo es la $R_L = 50\Omega$ (impedancia de entrada del módulo del laboratorio) y R_{ac} calculados anteriormente. Para determinar el valor de R_{ref} tenemos el circuito equivalente de la figura 2.6 de donde:

$$R_{ac} = R_{ref} // r_o // R_p \quad \text{Ec 2.20}$$

de donde, teniendo como datos los valores para R_{ac} , r_o y R_p , determinamos el valor de R_{ref} :

$$1.09\text{K}\Omega = R_{ref} // 20\text{K}\Omega // 14\text{K}\Omega$$

$$R_{ref} = 1.26\text{K}\Omega$$

Determinamos el valor de X_m cumpliendo con lo planteado en la ecuación 1.113 con lo que:

$$X_m^2 \geq R_{ref} * R_L$$

$$X_m^2 \geq 1.26\text{K}\Omega * 50\Omega$$

$$X_m \geq \pm 251\Omega$$

Analizando la respuesta que se tiene para la reactancia mutua X_m , se presentan dos opciones a considerar, la primera implica tomar el valor positivo lo que significaría que el elemento a utilizar corresponderá a una bobina, mientras que si se toma la segunda opción (valor negativo), el elemento a utilizar sería un capacitor. En base al análisis realizado se ha considerado tener facilidad en el momento de calibrar de la red, por lo cual tomamos el siguiente valor para X_m :

$$X_m = -500\Omega$$

por lo tanto con el valor de X_m , podemos ya determinar el elemento X_3 mediante la siguiente expresión:

$$X_m = X_3$$

$$X_3 = -500\Omega$$

el valor negativo nos indica que el elemento a utilizar será un capacitor, así tenemos:

$$C_3 = \frac{1}{2 * \pi * f * X_3}$$

$$C_3 = \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 500\Omega}$$

$$C_3 = 3.183\text{pF}$$

Con las ecuaciones presentadas en el primer capítulo (ecuaciones 1.121 y 1.122) obtenemos los datos necesarios con los cuales podremos determinar los valores de los demás elementos de la red:

$$X_p = \pm \sqrt{\frac{R_{ref} * (X_m^2 - R_{ref} * R_L)}{R_L}}$$

$$X_s = \pm \sqrt{\frac{R_L * (X_m^2 - R_{ref} * R_L)}{R_{ref}}}$$

$$X_p = \pm \sqrt{\frac{1260 * (500^2 - 1260 * 50)}{50}}$$

$$X_s = \pm \sqrt{\frac{50 * (500^2 - 1260 * 50)}{1260}}$$

$$X_p = \pm 2170.81\Omega$$

$$X_s = \pm 86.14\Omega$$

Tomando los valores negativos para X_p y X_s se tiene que:

$$\begin{aligned}
 X_p &= (X_1 + X_3) & X_s &= (X_2 + X_3) \\
 -2170.81\Omega &= (X_1 - 500\Omega) & -86.14\Omega &= (X_2 - 500\Omega) \\
 X_1 &= -1670.81\Omega & X_2 &= 413.86\Omega
 \end{aligned}$$

Con los valores anteriormente calculados, podemos determinar los siguientes elementos, para los cuales se considera que X_1 será una reactancia capacitiva y X_2 una reactancia inductiva:

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{2 * \pi * f * X_1} & L_2 &= \frac{X_2}{2 * \pi * f_o} \\
 C_1 &= \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 1670.81\Omega} & L_2 &= \frac{413.86\Omega}{2 * \pi * 100\text{MHz}} \\
 C_1 &= 0.95\text{pF} & L_2 &= 0.67\mu\text{H}
 \end{aligned}$$

Para enlistar los elementos que se utilizarán en esta etapa tenemos:

- Características del transistor a utilizar (tabla 2.3): están definidas por parámetros como la potencia máxima de disipación, el voltaje colector-emisor máximo y la corriente máxima que el transistor debe soportar viene dada por las expresiones presentadas en las ecuaciones 1.46, 1.47 y 1.48

$$\begin{aligned}
 P_{dm\acute{a}x} &\geq P_{dr} & I_{Cm\acute{a}x} &\geq I_{CM} & V_{CEm\acute{a}x} &\geq V_{CEM} + V_E \\
 & & & & V_{CEm\acute{a}x} &\geq (18+3)\text{V} \\
 P_{dm\acute{a}x} &\geq 56\text{mW} & I_{Cm\acute{a}x} &\geq 11.11\text{mA} & V_{CEm\acute{a}x} &\geq 21\text{V}
 \end{aligned}$$

Parámetro	Valor y Unidades
$P_{dm\acute{a}x}$	$\geq 56\text{mW}$
$V_{CEm\acute{a}x}$	$\geq 21\text{V}$
$I_{Cm\acute{a}x}$	$\geq 12.40\text{mA}$

Tabla 2.3 Datos para determinar el transistor

- En la tabla 2.4 se presentan los valores de los elementos que constituyen la red transformadora:

Impedancia (Ω)	Elemento	Valor y Unidades
X_1	C_1	0.95pF
X_2	L_2	0.66 μ H
X_3	C_3	3.18pF

Tabla 2.4 Lista de elementos para la Red Transformadora

- En la tabla 2.5 se presenta la lista de elementos utilizados para el amplificador de potencia:

Elemento	Valor y Unidades
R_1	1K Ω
R_2	470 Ω
R_{E1}	220 Ω
R_{E2}	270 Ω
C_B	0.1nF
C_E	0.1nF
C	30pF
L	0.1 μ H

Tabla 2.5 Lista de elementos para el amplificador de potencia

En el diagrama de la figura 2.8 se presenta el esquemático del circuito ha implementarse con los valores de los elementos utilizados en la elaboración de esta etapa de la consola.

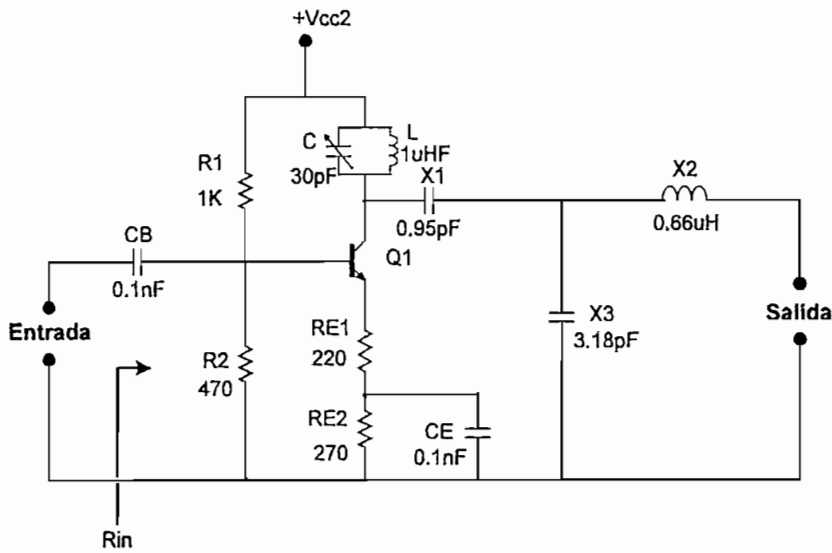


Figura 2.8 Diagrama esquemático del circuito amplificador de potencia

El diseño del circuito que se ha presentado corresponde a una configuración en emisor común. Por lo tanto, es importante determinar su resistencia y capacitancia de entrada:

$$R_{in} = [(\beta_o + 1)(r_e + R_{E1})] // R_1 // R_2 \tag{Ec 2.21}$$

$$R_{in} = [(8 + 1)(224\Omega)] // 1K\Omega // 470\Omega$$

$$R_{in} = 275.96\Omega$$

Para el cálculo de la capacitancia de entrada (C_{in}) aplicando el criterio del efecto Miller tenemos:

$$C_{in} = (A - 1) * C_{ob}$$

$$C_{in} = (5 - 1) * 2pF$$

$$C_{in} = 8pF$$

En base a los datos obtenidos, tenemos que, para realizar el diseño de la etapa de modulación, debemos considerar que el voltaje que debe suministrar ésta al amplificador vendrá dado a partir de la aplicación del concepto de lo que representa la ganancia de voltaje, para lo cual consideramos la ganancia que se dio al amplificador de potencia ($A=5$) y que el voltaje de salida pico real es 6.77V, con lo que:

$$A = \frac{V_{opr}}{V_{in}}$$

Ec 2.22

$$V_{in} = \frac{V_{opr}}{A}$$

$$V_{in} = \frac{6.77V}{5}$$

$$V_{in} = 1.3V$$

Para el diseño de la siguiente etapa, consideraremos el diagrama de bloques de la figura 2.9, donde se analizan los requerimientos de la etapa consecuente, así:

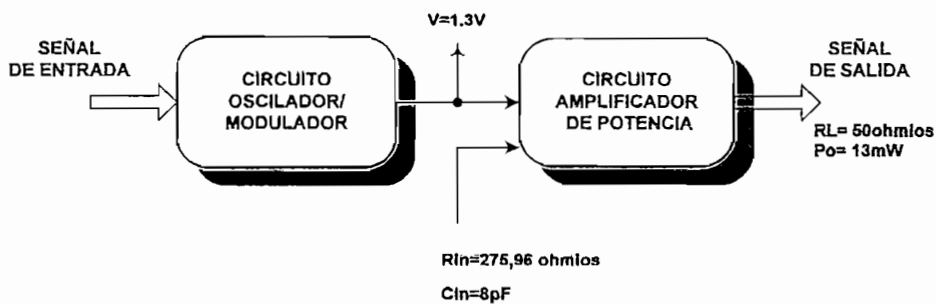


Figura 2.9 Diagrama de bloques del circuito amplificador de potencia y modulador FM

2.3 DISEÑO DEL MODULADOR FM

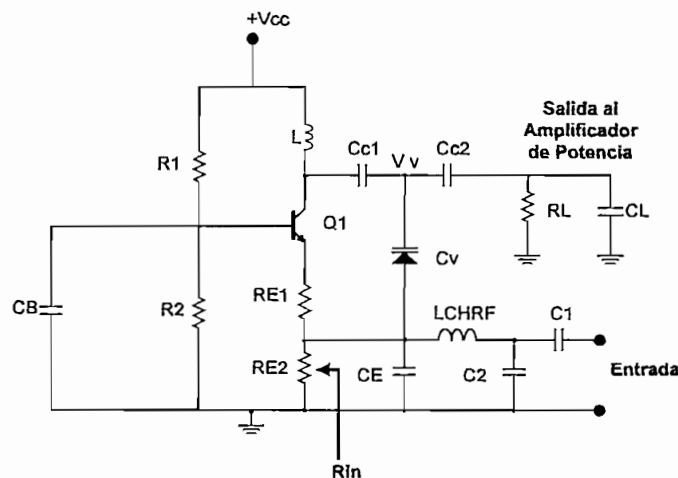


Figura 2.10 Diagrama esquemático del circuito oscilador modulador con un diodo varactor

El diseño correspondiente a esta etapa, se basa en la utilización de un circuito oscilador modulador representado en la figura 2.10.

Los datos requeridos para la elaboración del diseño se presentan a continuación:

Para el amplificador:

Datos	Valor y Unidades
A	5
f_o	100MHz
R_L	285 Ω
C_{inP}	8pF
v_o	1.3V

Tabla 2.6 Datos requeridos para el diseño del modulador

Donde:

- A : ganancia de voltaje.
- f_o : frecuencia de trabajo.
- R_L : resistencia de carga (Resistencia de entrada del amplificador de potencia).
- C_{inP} : capacitancia parásita de entrada del amplificador de potencia.
- v_o : voltaje de salida del oscilador-modulador (dato requerido por el amplificador de potencia).

Para el transistor: los datos que se utilizan para caracterizarlo son los presentados en la tabla 2.7 de acuerdo a lo especificado en el anexo B, donde se detallan las características eléctricas del transistor 2N918 utilizado para frecuencias altas, con lo que tenemos:

Datos	Valor y Unidades
f_T	800MHz
R_o	20K Ω
C_o	1.6pF
μ_o	8

Tabla 2.7 Datos característicos del transistor

Donde:

- f_T : frecuencia a la cual la ganancia de corriente es unitaria.
- r_o : impedancia de salida del transistor.
- C_o : capacitancia parásita de salida.
- μ_o : factor de amplificación de voltaje a la frecuencia de trabajo.

2.3.1 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LOS ELEMENTOS DEL BLOQUE DE AMPLIFICACIÓN

Para establecer un voltaje de polarización, determinamos el V_{CE} y V_E de acuerdo con lo planteado en el diagrama de voltajes que se presenta en la figura 2.11:

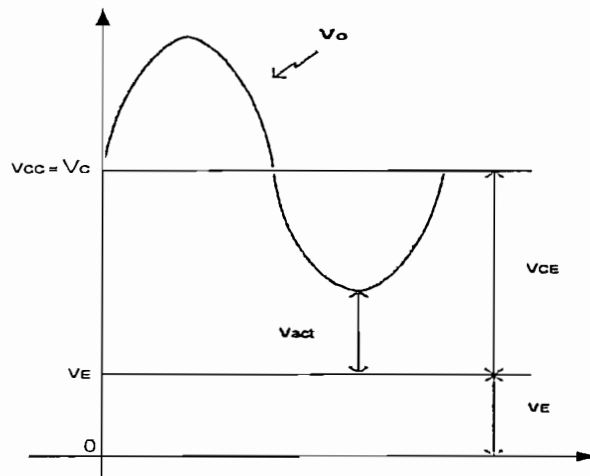


Figura 2.11 Diagrama de voltajes de salida

$$V_{CE} = V_{op} + V_{act} \quad \text{Ec 2.23}$$

$$V_{CE} = 1.3V + 1V$$

$$V_{CE} = 2.3V$$

$$V_E > 1V \quad \Rightarrow \quad V_E = 2$$

de donde para determinar el voltaje de polarización V_{CC} consideramos lo siguiente:

$$V_{CC} = V_{CE} + V_E \quad \text{Ec 2.24}$$

$$V_{CC} = (2.3 + 2)V$$

$$V_{CC} = 4.3V$$

Para la fácil elaboración de una fuente de alimentación estandarizamos el valor que utilizaremos para polarizar el circuito, con lo que también aseguramos que nuestra señal de salida no sufra recortes, aumentando el voltaje de la región activa a 1.7 voltios en lugar de 1 voltio como lo habíamos determinado anteriormente, con lo que tenemos:

$$V_{CC} = 5V$$

Para determinar los demás elementos que forman parte del modulador, se considerará para el análisis, la utilización del circuito equivalente de salida del modulador de la figura 2.9, a partir de lo cual tenemos:

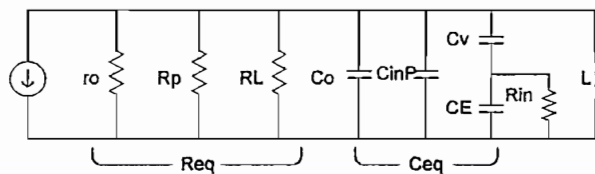


Figura 2.12 Circuito equivalente de salida del circuito modulador con diodo varactor

Del circuito de la figura 2.12, consideramos la resistencia equivalente R_{eq} , bajo la siguiente expresión:

$$R_{eq} = r_o // R_p // R_L$$

de donde, para independizar el circuito de las pérdidas que se presentan en la bobina, tenemos:

$$r_o // R_p \gg R_L$$

$$r_o // R_p \gg 275.96\Omega$$

Conocidos los valores de $r_o=20\text{K}\Omega$, $R_L=275.96\Omega$, y despejando la resistencia de pérdidas de la bobina R_p , tenemos:

$$R_p \gg \left(\frac{1}{R_L} - \frac{1}{r_o}\right)^{-1}$$

$$R_p \gg \left(\frac{1}{275.96\Omega} - \frac{1}{20\text{K}\Omega}\right)^{-1}$$

$$R_p \gg 279.82\Omega$$

$$R_p = 10 * 279.82\text{K}\Omega$$

$$R_p = 2.8\text{K}\Omega$$

por lo que obtenemos:

$$R_{eq} = r_o // R_p // R_L$$

$$R_{eq} = 20\text{K}\Omega // 2.8\text{K}\Omega // 275.96\Omega$$

$$R_{eq} = 248.1\Omega$$

Al ser un circuito oscilador, está constituido a la vez por un bloque amplificador, por lo cual es importante considerar la ganancia que se dará a ésta etapa, por lo que tenemos que la ganancia de voltaje viene dada por:

$$A = \frac{R_{eq}}{r_e + R_{E1}} \quad \text{Ec 2.25}$$

de donde

$$R_{E1} + r_e = \frac{R_{eq}}{A}$$

$$R_{E1} + r_e = \frac{248.1\Omega}{5}$$

$$r_e + R_{E1} = 49.62\Omega$$

A partir de la expresión ($r_e + R_{E1} = 49.62\Omega$), se procede a determinar el valor para la resistencia dinámica (r_e), cumpliendo con el siguiente criterio $r_e \ll R_{E1}$, para lo cual en primer lugar determinamos la corriente de salida pico, como se presenta a continuación:

$$i_{op} = \frac{V_{op}}{R_{eq}}$$

$$i_{op} = \frac{1.3V}{248.1\Omega}$$

$$i_{op} = 5.24mA$$

y para evitar recortes en la señal de salida, tenemos que:

$$I_C \geq i_{op}$$

$$I_C \geq 5.24mA$$

Considerando que la corriente de emisor viene dada por la suma de las corrientes de colector y de base, se tiene que:

$$I_E \approx I_C$$

$$I_E = I_C = 6mA$$

por lo tanto la resistencia dinámica vendrá dada por:

$$r_e = \frac{25mV}{I_E}$$

$$r_e = \frac{25mV}{6mA}$$

$$r_e = 4.17\Omega$$

y reemplazando el valor obtenido para la resistencia dinámica r_e tenemos:

$$R_{E1} = (49.62 - 4.17)\Omega$$

$$R_{E1} = 45.45\Omega$$

$$R_{E1} = 47\Omega$$

Para determinar la resistencia total de emisor (R_{ET}), tenemos:

$$R_{ET} = \frac{V_E}{I_E}$$

$$R_{ET} = \frac{2V}{6mA}$$

$$R_{ET} = 333.33\Omega$$

por lo tanto:

$$R_{ET} = R_{E1} + R_{E2}$$

$$R_{E2} = R_{ET} - R_{E1}$$

$$R_{E2} = (333.33 - 47)\Omega$$

$$R_{E2} = 286.33\Omega$$

$$R_{E2} = 300\Omega$$

El siguiente paso lo constituye la determinación de las corrientes, para lo cual determinamos la corriente de base, así, en primer lugar debemos determinar el factor β_o (ganancia de corriente) a la frecuencia de trabajo ($f_o=100\text{MHz}$), y la frecuencia a la cual la ganancia de corriente es unitaria f_T es 800MHz .

$$\beta_o = \frac{f_T}{f_o}$$

$$\beta_o = \frac{800\text{MHz}}{100\text{MHz}}$$

$$\beta_o = 8$$

a partir del dato calculado para la ganancia de corriente, determinamos la corriente de base:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_o}$$

$$I_B = \frac{6\text{mA}}{8}$$

$$I_B = 0.75\text{mA}$$

Cumpliendo con la siguiente condición $I_2 \gg I_B$, con la finalidad de mantener estabilidad de polarización, determinamos las corrientes I_1 e I_2 , como se presenta a continuación:

CORRIENTE EN R_2

$$I_2 = 10 * I_B$$

$$I_2 = 10 * 0.75\text{mA}$$

$$I_2 = 7.5\text{mA}$$

CORRIENTE EN R_1

$$I_1 = I_B + I_2$$

$$I_1 = (0.75 + 7.5)\text{mA}$$

$$I_1 = 8.25\text{mA}$$

Determinadas las corrientes, calculamos los valores para los siguientes elementos que constituyen el circuito, es decir el valor para R_2 y R_1 , para lo cual necesitamos los valores para los voltajes de base (voltaje en R_2) y en R_1 :

VOLTAJE EN R_2

$$\begin{aligned}V_B &= V_E + V_{BE} \\V_B &= (2 + 0.6)V \\V_B &= 2.6V\end{aligned}$$

VOLTAJE EN R_1

$$\begin{aligned}V_{R_1} &= V_{CC} - V_B \\V_{R_1} &= (5 - 2.6)V \\V_{R_1} &= 2.4V\end{aligned}$$

Con los datos calculados para los voltajes y corrientes, determinamos los valores de las resistencias:

CÁLCULO PARA R_2

$$\begin{aligned}R_2 &= \frac{V_B}{I_2} && \text{Ec 2.26} \\R_2 &= \frac{2.6V}{7.5\text{mA}} \\R_2 &= 346.67\Omega \\R_2 &= 330\Omega\end{aligned}$$

CÁLCULO PARA R_1

$$\begin{aligned}R_1 &= \frac{V_{R_1}}{I_1} && \text{Ec 2.27} \\R_1 &= \frac{2.4V}{8.25\text{mA}} \\R_1 &= 290.91\Omega \\R_1 &= 300\Omega\end{aligned}$$

Para el cálculo de los capacitores que forman parte del circuito, consideraremos que sus reactancias deberán cumplir con las condiciones que se plantean a continuación:

- Para el capacitor de emisor C_B :

Primera Condición:

$$\begin{aligned}X_{CB} &\ll (\beta_o + 1) * (r_e + R_{E1}) \\X_{CB} &\ll (8 + 1) * (4.17 + 47)\Omega \\X_{CB} &\ll 465.3\Omega\end{aligned}$$

Segunda Condición:

$$\begin{aligned}X_{CB} &\ll R_1 // R_2 \\X_{CB} &\ll 330\Omega // 300\Omega \\X_{CB} &\ll 157.14\Omega\end{aligned}$$

por lo tanto, al cumplir con la menor de las condiciones, se tiene que:

$$X_{CB} \ll 157.14\Omega$$

$$C_B \geq \frac{1}{2 * \pi * f_o * X_{CB}}$$

$$C_B \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 15.7\Omega}$$

$$C_B \geq 101.37\text{pF}$$

por lo tanto:

$$C_B = 47\text{nF}$$

■ Para el capacitor de emisor C_E , cumplimos con el criterio empleado para que se presente la oscilación, donde se establece que el bloque A no debe cargar al bloque B es decir, que la resistencia de entrada del amplificador (R_{in}), debe ser mayor a la impedancia de salida del bloque de realimentación $X_{CE} \ll R_{in}$, para lo cual tenemos:

$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{R_{E2}} + \frac{1}{(r_e + R_{E1})}} \quad \text{Ec 2.28}$$

$$R_{in} = \frac{1}{\frac{1}{300} + \frac{1}{51.7}}$$

$$R_{in} = 44.1\Omega$$

por lo tanto:

$$X_{CE} \ll R_{in} \quad \text{Ec 2.29}$$

$$X_{CE} \ll 44.1\Omega$$

$$X_{CE} \leq 10\Omega$$

$$C_E \geq \frac{1}{2 * \pi * f_o * X_{CE}}$$

$$C_E \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 10\Omega}$$

$$C_E \geq 159.15\text{pF}$$

Y asignando un valor estándar tenemos:

$$C_E = 10\text{nF}$$

■ Para determinar el valor de la bobina de choque asumimos que ésta, a la frecuencia de oscilación, debe presentar una alta reactancia con el fin de no causar interferencias con la parte de baja frecuencia (circuito mezclador), por lo que se establece que:

$$X_{\text{CHRF}} \gg X_{\text{CE}} \quad \text{Ec 2.30}$$

$$X_{\text{CHRF}} \gg 8\Omega$$

$$X_{\text{CHRF}} \geq 80\Omega$$

de donde:

$$L_{\text{CHRF}} \geq \frac{X_{\text{CHRF}}}{2 * \pi * f_o}$$

$$L_{\text{CHRF}} \geq \frac{80\Omega}{2 * \pi * 100\text{MHz}}$$

$$L_{\text{CHRF}} \geq 0.13\mu\text{H}$$

■ Para el cálculo de los capacitores C_1 y C_2 tenemos que cumplir con las condiciones que se plantearán posteriormente, de tal manera que, con C_2 evitemos que la señal de radiofrecuencia afecte a la etapa que nos proporciona la señal de entrada (bajas frecuencias), lo que se consigue haciendo que para las altas frecuencias, su comportamiento sea similar a un cortocircuito (presente baja reactancia); mientras que C_1 presente un valor bajo de reactancia para las bajas frecuencias:

$$X_{C1} \ll R_{\text{in(BF)}} \quad \text{Ec 2.31}$$

$$X_{C1} \ll R_{E2} \parallel (r_e + R_{E1} + \frac{R_B}{\beta+1})$$

$$X_{C1} \ll 300\Omega \parallel (51.7 + \frac{330 \parallel 300}{8+1})\Omega$$

$$X_{C1} \ll 56.2\Omega$$

$$X_{C1} \leq 5.62\Omega$$

$$X_{C2} \ll X_{\text{CHRF}} \quad \text{Ec 2.32}$$

$$X_{C2} \ll 80\Omega$$

$$X_{C2} \leq 10\Omega$$

Por lo tanto, en base a los resultados obtenidos determinamos los valores de los capacitores:

CÁLCULO PARA C_1

$$C_1 \geq \frac{1}{2 * \pi * f_o * X_{C1}}$$

$$C_1 \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 5.62\Omega}$$

$$C_1 \geq 28.32\text{pF}$$

CÁLCULO PARA C_2

$$C_2 \geq \frac{1}{2 * \pi * f_o * X_{C2}}$$

$$C_2 \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 10\Omega}$$

$$C_2 \geq 159.15\text{pF}$$

por lo tanto: $C_1 = 0.1\text{nF}$

$C_2 = 10\text{nF}$

■ Para determinar el valor de los capacitores C_{C1} y C_{C2} debemos cumplir con la siguiente condición:

$$X_{CC1} \ll R_L$$

Ec 2.33

$$X_{CC1} \ll 275.96\Omega$$

$$X_{CC1} \leq 27.6\Omega$$

$$C_{C1} \geq \frac{1}{2 * \pi * f_o * X_{CC1}}$$

$$C_{C1} \geq \frac{1}{2 * \pi * 100\text{MHz} * 27.6\Omega}$$

$$C_{C1} \geq 57.66\text{pF}$$

$$C_{C1} = C_{C2} = 0.1\text{nF}$$

Estos capacitores son colocados con la finalidad de obtener una señal sin componente de DC.

2.3.2 CÁLCULOS PARA DETERMINAR LOS ELEMENTOS DEL BLOQUE DE REALIMENTACIÓN

El desarrollo que se presentará para esta parte del diseño se lo efectuará en base al circuito de la figura 2.13:

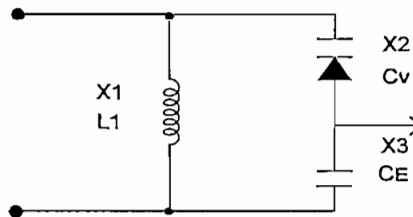


Figura 2.13 Circuito de realimentación Bloque B

Considerando que el circuito anterior, representa el bloque de realimentación de un oscilador, donde, para cumplir con las condiciones de oscilación tenemos la siguiente ecuación:

$$A = \frac{X_2 + X_3}{X_3}$$

$$A - 1 = \frac{X_2}{X_3}$$

por lo tanto del circuito observamos que X1, X2 y X3 vienen representados por reactancias inductiva, capacitiva (diodo varactor) y capacitiva respectivamente, así tenemos:

$$C_v = \frac{C_E}{(A - 1)}$$

$$C_v = \frac{159.15 \text{ pF}}{5 - 1}$$

$$C_v = 39.79 \text{ pF}$$

Para determinar el valor de la inductancia, analizamos el circuito equivalente de salida del modulador presentado en la figura 2.11, a partir de la cual podemos decir que:

$$C_{eq} = \frac{(C_v * C_E)}{C_v + C_E} + C_o + C_{inP}$$

Ec 2.34

teniendo como dato el valor de la capacitancia $C_0 = 1.6\text{pF}$ y el valor calculado para C_v , tenemos:

$$C_{\text{eq}} = \frac{(39.79\text{pF} * 159.15\text{pF})}{39.79\text{pF} + 159.15\text{pF}} + 1.6\text{pF} + 8\text{pF}$$

$$C_{\text{eq}} = 41.43\text{pF}$$

por lo tanto:

$$L = \frac{1}{(2 * \pi * f_o)^2 * C_{\text{eq}}}$$

$$L = \frac{1}{(2 * \pi * 100\text{MHz})^2 * 41.43\text{pF}}$$

$$L = 0.07\mu\text{H}$$

Para conservar polarizado inversamente el varactor, es necesario determinar el voltaje con el cual conseguimos éste objetivo; y viene dado por la ecuación:

$$V_v = I_E * R_{E2} + V_p$$

de donde el voltaje V_p se lo obtiene de las curvas características del diodo²⁸, así, para la capacitancia $C_v = 39.79\text{pF}$ (capacitancia del diodo varactor) que se obtuvo anteriormente tenemos que $V_p \approx 2.4\text{V}$

$$V_v = (6 * 10^{-3} * 300 + 2.4)\text{V}$$

$$V_v = (1.8 + 2.4)\text{V}$$

$$V_v = 4.2\text{V}$$

Para el circuito modulador, la tabla 2.8 contiene los valores de los elementos que lo conforman.

²⁸ Ver en el anexo B

Elementos	Valor y Unidades
R_1	300Ω
R_2	330Ω
R_{E1}	47Ω
R_{E2}	330Ω
C_B	$47nF$
C_E	$0.1nF$
C_{C1}	$0.1nF$
C_{C2}	$0.1nF$
C_1	$0.1\mu F$
C_2	$0.1\mu F$
L	$0.1\mu H$
L_{CHRF}	$0.16\mu H$

Tabla 2.8 Lista de elementos para el modulador

En la figura 2.14 se presenta el diagrama esquemático correspondiente al circuito oscilador-modulador, en este gráfico se representan cada uno de los elementos con sus respectivos valores.

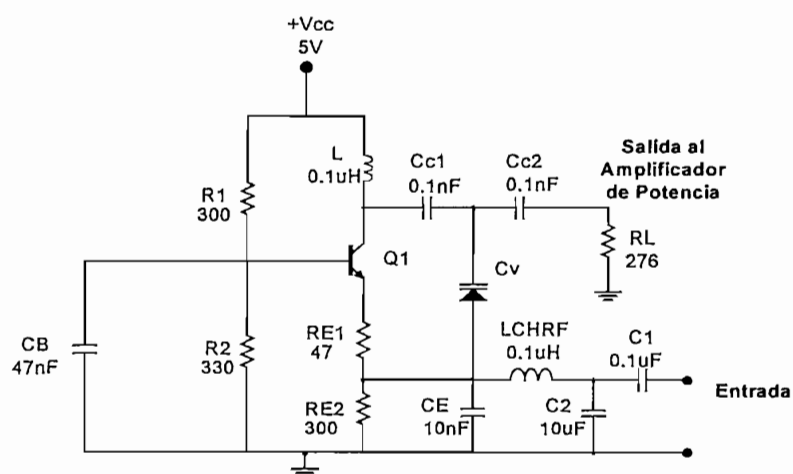


Figura 2.14 Diagrama esquemático final del modulador

Para proporcionar los datos requeridos para el diseño de la siguiente etapa (circuito sumador y preamplificadores), es importante determinar que nivel de voltaje de entrada soportaría el circuito modulador, con el fin de conservar el ancho de banda, considerando que éste valor permitido para modulación en frecuencia corresponde a 150KHz.

Se procede a determinar el pico de voltaje que hará posible que se conserve el ancho de banda, por lo tanto se debe considerar la nueva capacitancia equivalente C_{eq} , la misma que será calculada a la frecuencia de trabajo más la desviación de frecuencia $\delta = 75\text{KHz}$, así tenemos:

$$C_{eq} = \frac{1}{(2 * \pi * (f_o + \delta))^2 * L}$$

$$C_{eq} = \frac{1}{(2 * \pi * (100\text{MH} + 75\text{KHz}))^2 * 0.07\text{uH}}$$

$$C_{eq} = 36.1\text{pF}$$

Conociendo que la capacitancia equivalente (ver figura 2.12) de nuestro circuito viene dada por:

$$C_{eq} = \frac{(C_v * C_E)}{C_v + C_E} + C_o + C_{in}$$

tenemos:

$$36\text{pF} = \frac{(C'_v * 200\text{pF})}{C'_v + 200\text{pF}} + 1.6\text{pF} + 8\text{pF}$$

Donde C'_v representa la capacitancia que presenta el diodo varactor a la nueva frecuencia ($f_o + \delta = 100.075\text{MHz}$) y despejando este valor de la ecuación anterior tenemos:

$$C'_v = 30.4\text{pF}$$

Valor con el cual, revisando el voltaje de polarización inversa en la curva característica del diodo²⁹ tenemos:

²⁹ Ver en el Anexo B

$$V_p' \approx 4V$$

Con este valor podemos ya determinar el voltaje pico máximo de entrada al circuito modulador:

$$V_{in_{p\text{máx}}} = |V_p - V_p'| \quad \text{Ec 2.35}$$

$$V_{in_{p\text{máx}}} = |1.8V - 4V|$$

$$V_{in_{p\text{máx}}} = 2.2V$$

2.4 DISEÑO DEL MEZCLADOR

Es la etapa conformada principalmente por un circuito amplificador sumador, así, para el diseño se considerará el diagrama de bloques presentado en la figura 2.15.

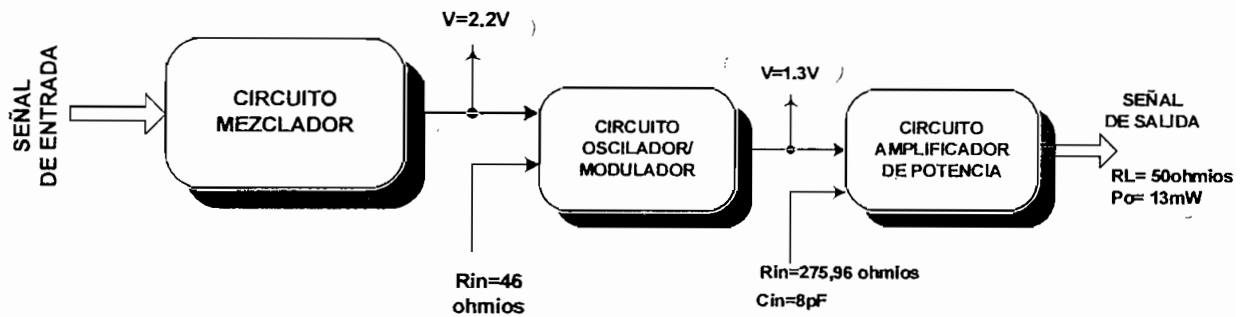


Figura 2.15 Diagrama de bloques base para el diseño del circuito mezclador

El circuito sumador que se implementará, se encuentra formado en esencia por un amplificador inversor, en cuyo diseño se utilizarán circuitos integrados de bajo ruido.

2.4.1 DISEÑO PARA UN AMPLIFICADOR INVERSOR

La figura 2.16, representa el diagrama esquemático de un circuito amplificador inversor:

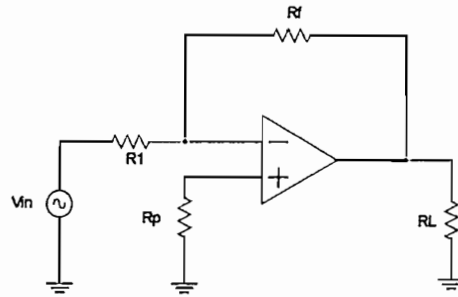


Figura 2.16 Amplificador inversor

Así, para el circuito de la figura 2.15, se cumple:

$$A = -\frac{R_f}{R_1} \quad \text{Ec 2.36}$$

y

$$R_p = R_1 // R_f \quad \text{Ec 2.37}$$

donde:

- R_1 = resistencia de entrada.
- R_f = resistencia de realimentación.
- R_p = resistencia para corregir o equilibrar las corrientes de entrada (offset).

Una consideración importante para el diseño con amplificadores operacionales es el de cumplir con lo siguiente:

$$R_f \geq 50K\Omega \quad \text{Ec 2.38}$$

Para el diseño del circuito mezclador, consideraremos el nivel de voltaje requerido por el modulador, es decir que el voltaje de salida de esta etapa será de 2.2V y, asumiendo una ganancia de $A=2$ tenemos:

- $v_o = 2.2V$
- $A = 2$

Para determinar el voltaje de voltaje de entrada total (v_{inT}) al circuito sumador consideraremos la siguiente expresión:

$$A = -v_o / v_{inT}$$

De donde, el voltaje de entrada será:

$$v_{inT} = -v_o / A$$

$$v_{inT} = -2.2V / 2$$

$$v_{inT} = -1.1V$$

Para el diseño del sumador, consideraremos que todos los preamplificadores proporcionarán los mismos niveles de voltaje a la entrada, así, al tener siete entradas de audio, tenemos que el voltaje de entrada total será:

$$v_{inT} = v_{in1} + v_{in2} + v_{in3} + v_{in4} + v_{in5} + v_{in6} + v_{in7}$$

y considerando que:

$$v_{in1} = v_{in2} = v_{in3} = v_{in4} = v_{in5} = v_{in6} = v_{in7}$$

tenemos:

$$v_{inT} = 7 * v_{in1}$$

por lo tanto el voltaje requerido de cada preamplificador será de 0.15V.

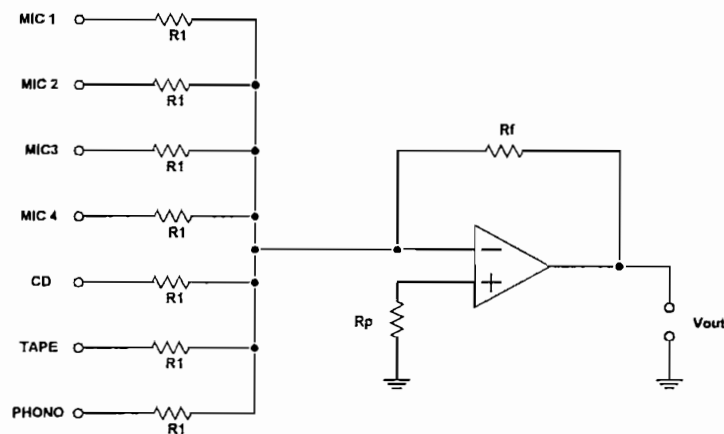


Figura 2.17 Circuito amplificador inversor sumador

Así, tenemos que el voltaje de salida para el circuito de la figura 2.17 viene dado por la siguiente expresión:

$$V_o = -R_f * \left(\frac{V_{in1}}{R_1} + \frac{V_{in2}}{R_2} + \frac{V_{in3}}{R_3} + \dots + \frac{V_{in7}}{R_7} \right)$$

Ec 2.39

considerando que $R = R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7$ en la ecuación anterior tenemos:

$$2.2V = -\frac{R_f}{R} * (0.15 + 0.15 + 0.15 + 0.15 + 0.15 + 0.15 + 0.15)V$$

$$2.2 = -\frac{R_f}{R} (1.05)$$

De donde, el signo negativo significa que nuestra señal de salida presenta un defasaje de 180° con respecto a la señal de entrada:

$$R_f = 2 * R$$

por lo tanto:

$$R_f = 56K\Omega$$

$$R = 27K\Omega$$

y en consecuencia:

$$R_p = R_1 // R_f$$

$$R_p = 27K\Omega // 56K\Omega$$

$$R_p = 18.21K\Omega$$

$$R_p = 22K\Omega$$

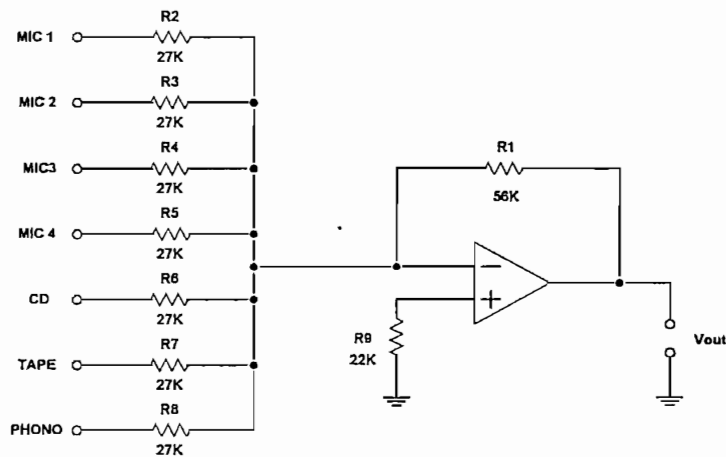


Figura 2.18 Diagrama esquemático final del circuito mezclador

2.5 DISEÑO DE LOS PREAMPLIFICADORES

Para el desarrollo de ésta etapa se considerará el diagrama de bloques que se muestra a continuación (ver figura 2.19):

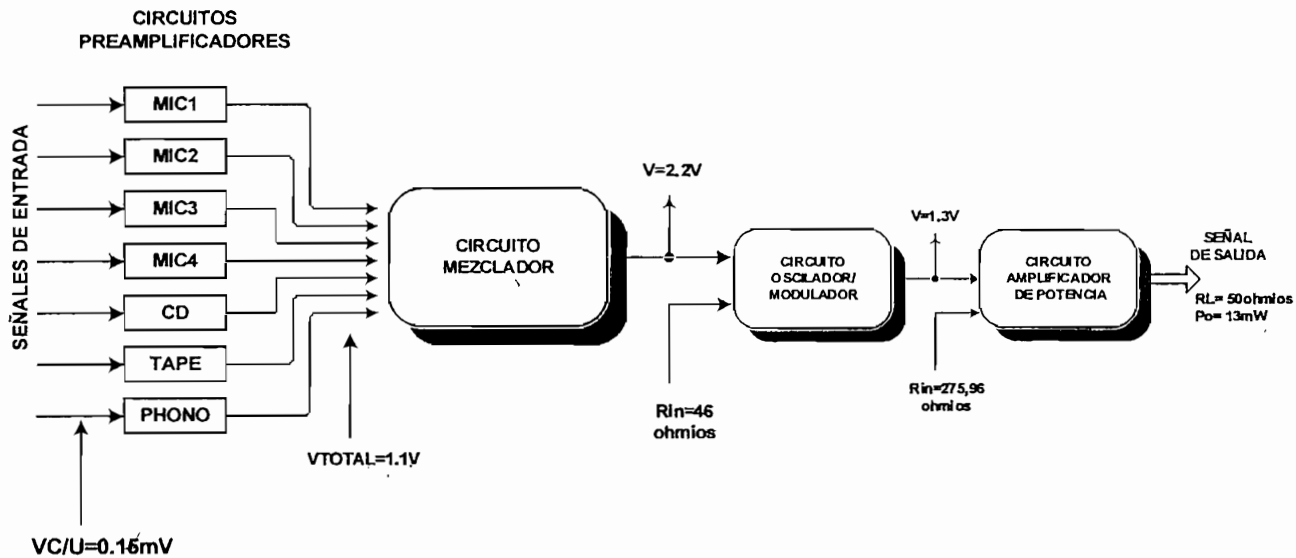


Figura 2.19 Diagrama de bloque base para el diseño de los preamplificadores

El diseño de esta etapa se lo realizará bajo la ayuda de amplificadores con operacionales, como lo realizado para el circuito sumador; es la etapa de acondicionamiento de las señales de audio, la misma que se encarga de suministrar las señales adecuadas al circuito sumador para luego dirigirse al modulador; debido a que las señales de entrada provienen de diferentes equipos, es necesario realizar el diseño para cada una de ellas.

Para el diseño de los preamplificadores cumpliremos con las condiciones planteadas por las siguientes ecuaciones:

$$A = -\frac{R_f}{R_1}$$

$$R_p = R_1 // R_f$$

$$R_f \geq 50K\Omega$$

Todos los circuitos que forman parte de esta etapa poseen configuraciones similares a la presentada en la figura 2.20 en base a la cual se presentará el desarrollo del diseño de los preamplificadores.

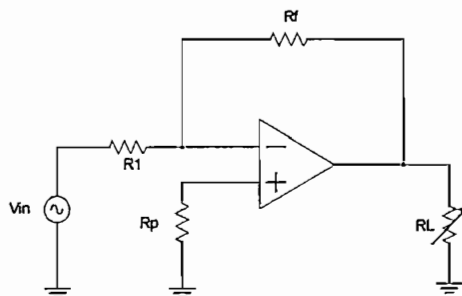
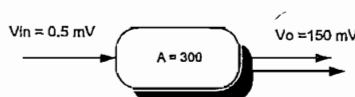


Figura 2.20 Amplificador inversor

Considerando, que para todos los preamplificadores el elemento de carga (R_L) será un potenciómetro de $50K\Omega$ (ver figura 2.17), estandarizado con este valor por la utilización de éstos en el mercado en los mezcladores comerciales.

2.5.1 PREAMPLIFICADORES PARA LOS MICRÓFONOS

Para el diseño de esta etapa, se considera que cada circuito preamplificador deberá proporcionar una señal máxima de salida de $150mV$, debido a que el mezclador requiere de $2.2V$ de señal de entrada y se posee siete entradas de audio. Para la realización de esta parte del diseño se debe considerar que en el mercado se pueden adquirir dos tipos de micrófonos³⁰ los cuales se describen en la tabla 2.9



Para el diseño se ha considerado que los niveles de salida de los micrófonos son de aproximadamente 0.5 mV , para lo cual cada uno de los circuitos de amplificación tendrá una ganancia de 300.

³⁰ FREIRE, Cristóbal - GUACHAMÍN, Daniel Diseño y Construcción de un ecualizador mezclador de funcionamiento manual y mediante un computador, Quito - 2001, pág.42

Tipo de Micrófono	Impedancia (Ω)	Voltaje de Salida (mV)
Baja impedancia	600	0.5
Alta impedancia	10 K	2.5

Tabla 2.9 Características típicas de Impedancia y voltaje para micrófonos

Para el diseño de estos preamplificadores hay que considerar que tenemos como datos de entrada los siguientes valores:

- $V_{in} = 0.5\text{mV}$
- $A = 300$
- $R_L = 50\text{K}\Omega$

Al tener como entradas cuatro micrófonos, se considerará que estos poseerán similares características por lo que el diseño se lo realizará para uno de ellos, por lo tanto los restantes serán iguales.

Cumpliendo con el siguiente criterio:

$$R_f \geq 50\text{K}\Omega$$

asumimos un valor para R_f :

$$R_f = 3\text{M}\Omega$$

Por lo tanto a partir de la siguiente expresión:

$$A = -\frac{R_f}{R_1}$$

determinamos el valor de R_1 :

$$300 = \frac{R_f}{R_1}$$

$$R_f = 300R_1$$

$$R_1 = 10\text{K}\Omega$$

Determinados los valores de R_f y R_1 podemos calcular el valor que tomará la resistencia R_p :

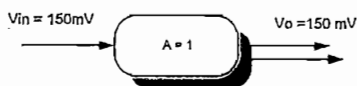
$$R_p = R_1 // R_f$$

$$R_p = 3M\Omega // 10K\Omega$$

$$R_p = 10K\Omega$$

2.5.2 PREAMPLIFICADORES LINE (TAPE Y CD PLAYER)

Las señales de obtenidas de una tape y cd player tienen como niveles de voltaje de salida aproximadamente 150 mV; por lo que en estos preamplificadores no será necesario una ganancia elevada; es decir la ganancia correspondiente para estos circuitos será de 1.



Como datos de entrada tenemos que:

- $V_{in} = 150mV$
- $A = 1$
- $R_L = 50K\Omega$

Cumpliendo con el siguiente criterio:

$$R_f \geq 50K\Omega$$

asumimos un valor para R_f :

$$R_f = 56K\Omega$$

Por lo tanto a partir de la siguiente expresión:

$$A = -\frac{R_f}{R_1}$$

determinamos el valor de R_1 :

$$1 = \frac{R_f}{R_1}$$

$$R_f = R_1$$

$$R_1 = 56K\Omega$$

Determinados los valores de R_f y R_1 podemos calcular el valor que tomará la resistencia R_p :

$$R_p = R_1 // R_f$$

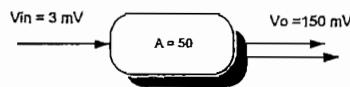
$$R_p = 56K\Omega // 56K\Omega$$

$$R_p = 28K\Omega$$

entonces: $R_p = 27K\Omega$

2.5.3 PREAMPLIFICADOR PHONO (TOCADISCOS)

La señal de salida que se obtiene de un tocadiscos se ha determinado que es de aproximadamente 3 mV por lo que el amplificador tendrá una ganancia de 50.



Como datos de entrada tenemos que:

- $V_{in} = 3mV$
- $A = 50$
- $R_L = 50K\Omega$

Cumpliendo con el siguiente criterio:

$$R_f \geq 50K\Omega$$

asumimos un valor para R_f :

$$R_f = 500K\Omega$$

Por lo tanto a partir de la siguiente expresión:

$$A = -\frac{R_f}{R_1}$$

determinamos el valor de R_1 :

$$50 = \frac{R_f}{R_1}$$

$$R_f = 50R_1$$

$$R_1 = 10K\Omega$$

Determinados los valores de R_f y R_1 podemos calcular el valor que tomará la resistencia R_p :

$$R_p = R_1 // R_f$$

$$R_p = 500K\Omega // 10K\Omega$$

$$R_p = 10K\Omega$$

Elemento	Valor y Unidades	Elemento	Valor y Unidades
R_1	56K Ω	R_{16}	3M Ω
R_2	27K Ω	R_{17}	10K Ω
R_3	27K Ω	R_{18}	10K Ω
R_4	27K Ω	R_{19}	3M Ω
R_5	27K Ω	R_{20}	10K Ω
R_6	27K Ω	R_{21}	10K Ω
R_7	27K Ω	R_{22}	56K Ω
R_8	27K Ω	R_{23}	56K Ω
R_9	22K Ω	R_{24}	27K Ω
R_{10}	3M Ω	R_{25}	56K Ω
R_{11}	10K Ω	R_{26}	56K Ω
R_{12}	10K Ω	R_{27}	27K Ω
R_{13}	3M Ω	R_{28}	500K Ω
R_{14}	10K Ω	R_{29}	10K Ω
R_{15}	10K Ω	R_{30}	10K Ω

Tabla 2.10 Lista de elementos para los preamplificadores y el mezclador

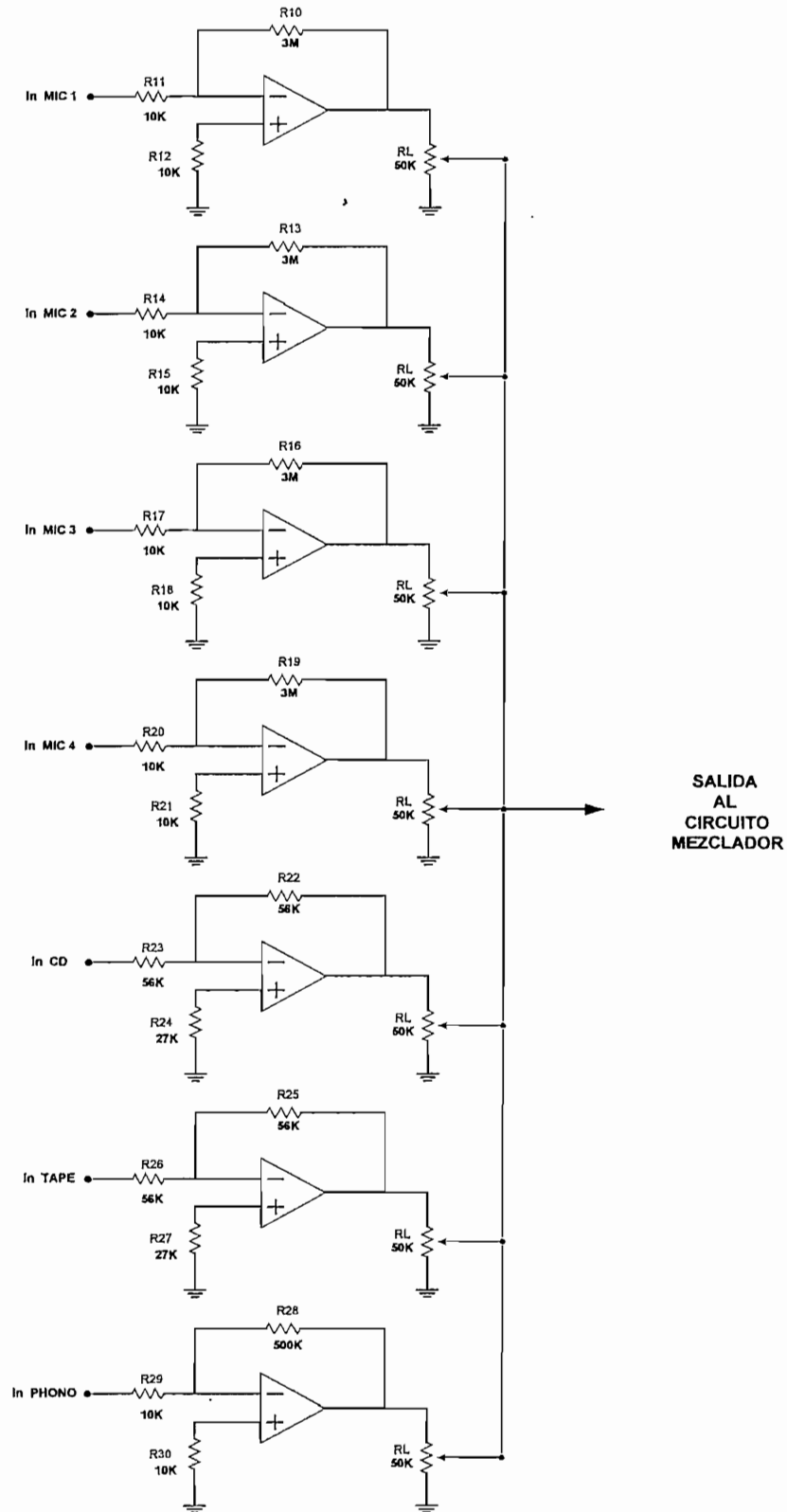


Figura 2.21 Diagrama esquemático final de los preamplificadores

2.6 DISEÑO DEL CIRCUITO ACONDICIONADOR DE LAS ENTRADAS

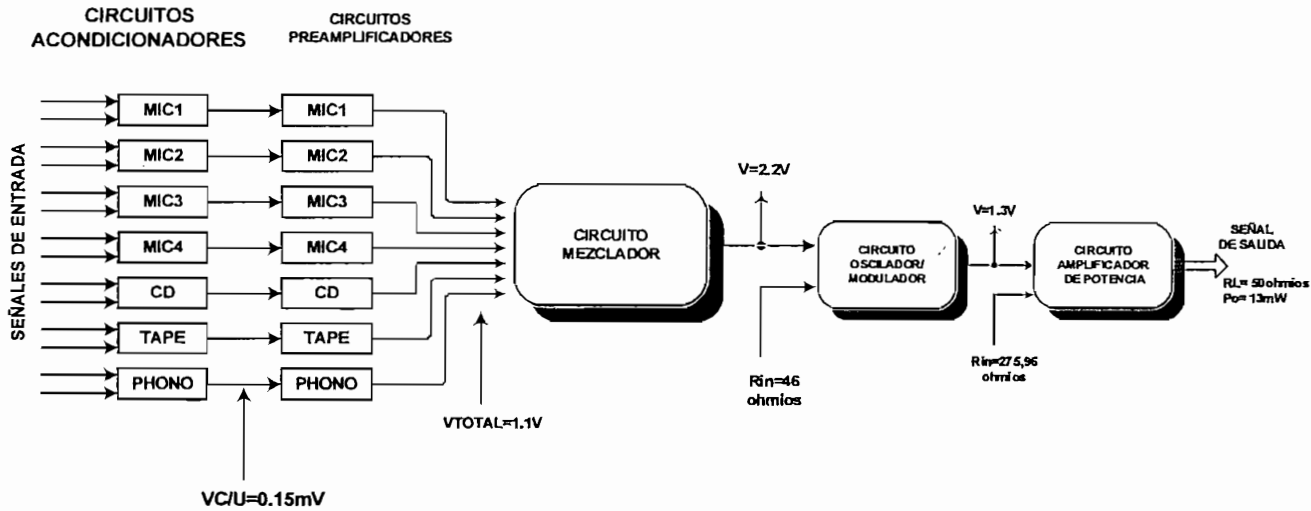


Figura 2.22 Diagrama de bloques previo a la preamplificación

Para el diseño de esta etapa se considerará el diagrama de bloques que se presenta en la figura 2.22. Como se puede observar, los equipos que nos proporcionan las señales de entrada presentan dos salidas (salida estereofónica de dos canales), por lo cual es necesario implementar un circuito que permita obtener una señal unificada y equivalente a una sola, por esta razón se ha considerado la realización de un circuito sumador y atenuador a la vez.

Así, considerando que el objetivo de esta etapa es unificar las señales estereofónicas, el diseño se lo efectuará de manera similar para todos los circuitos acondicionadores, por lo tanto el voltaje de salida será:

$$v_o = -\frac{R_f}{R} * (v_{in1} + v_{in2})$$

y analizando que el nivel de voltaje de la señal estereofónica es la misma para los dos canales y que la señal de salida es equivalente a una sola de ellas, tenemos:

$$V_o = V_{in1} = V_{in2}$$

$$v_o = -\frac{R_f}{R} * (v_{in1} + v_{in2})$$

$$v_o = -\frac{R_f}{R} * (2 * v_{o1})$$

$$\frac{1}{2} = \frac{R_f}{R}$$

Entonces, considerando los valores que se han podido conseguir en el mercado tenemos que las resistencias que utilizaremos son:

$$R_f = 56K\Omega$$

$$R_1 = 120K\Omega$$

y en consecuencia:

$$R_p = R_1 // R_f$$

$$R_p = 120K\Omega // 56K\Omega$$

$$R_p = 38.18K\Omega$$

y estandarizando el valor de R_p tenemos:

$$R_p = 47K\Omega$$

La alimentación requerida para este integrado corresponde a dos fuentes, una positiva y otra negativa cuyos valores son de +12 y -12 V_{DC}.

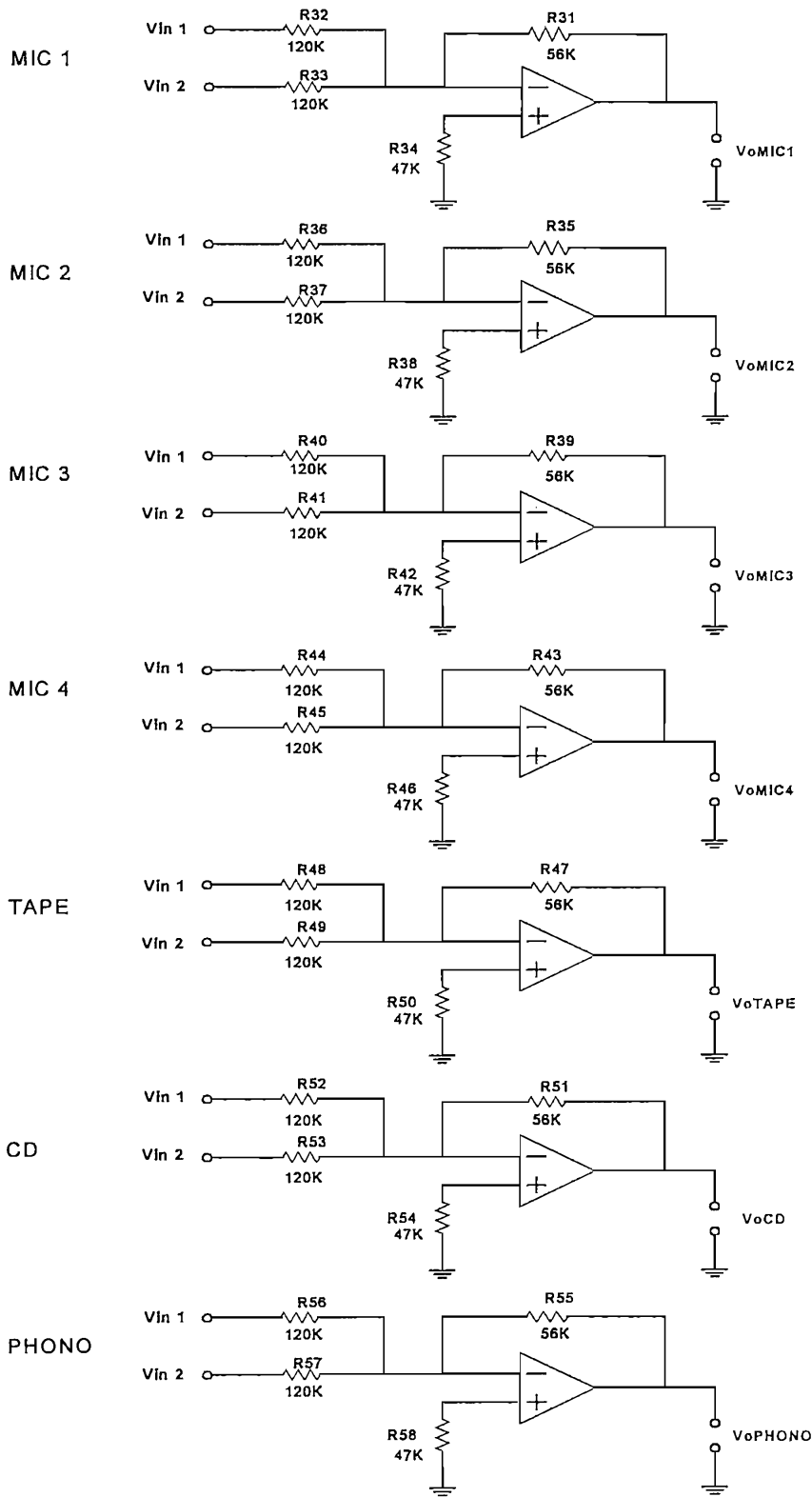


Figura 2.23 Diagrama esquemático final del bloque acondicionador

recomendaciones del fabricante de los circuitos integrados reguladores, se ha colocado un capacitor $1\mu\text{F}$ en paralelo a la salida para eliminar ruido.

Para la construcción de las fuentes se ha requerido de un transformador que cumpla con: tener toma central de $12-0-12\text{ V}_{AC}$ y de 3 amperios; así también se utilizan reguladores de voltaje son de 5 y 12 V_{DC} ; leds con la finalidad de indicar si las fuentes se encuentran funcionando o no para de manera visual determinar si cada uno de los circuitos se encuentra polarizado, y como se detalla en la figura 2.24 cada color representa un valor distinto así:

- amarillo las fuentes de 12V_{DC}.
- verde la fuente de 5V_{DC}.
- rojo la fuente de -12 V_{DC}.

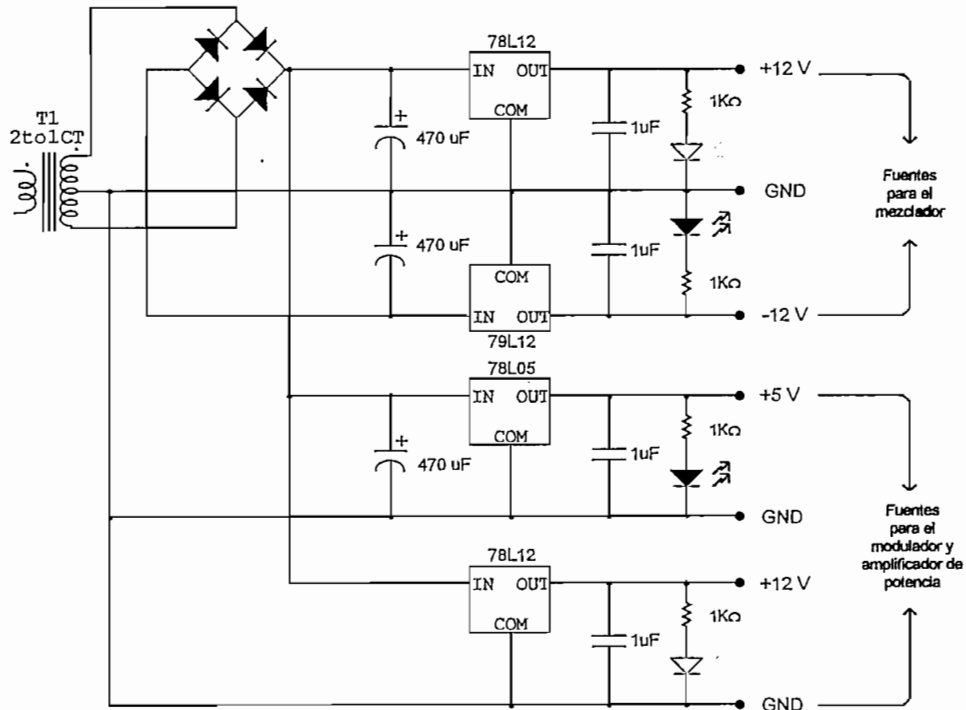


Figura 2.24 Fuentes para polarizar los circuitos de la consola

Capítulo 3

Pruebas y Resultados

CAPÍTULO 3

PRUEBAS Y RESULTADOS

En este capítulo se considerarán los criterios empleados para la calibración de cada una de las placas que conforman la consola, así como también la elaboración del módulo.

3.1 CALIBRACIÓN

3.1.1 CIRCUITO PREAMPLIFICADOR DE POTENCIA

Para el diseño del amplificador se ha considerado la utilización de una red acopladora tipo T ya que ésta presenta una buena respuesta de frecuencia.

La implementación de este circuito se lo ha hecho bajo el criterio de no tener en su mayoría elementos de carácter inductivo, ya que con ellos se presenta mayor dificultad en el momento de la calibración. Por esto en el segundo capítulo los elementos que se presentan como componentes del circuito son en su mayoría capacitores.

En la red acopladora que conforma el circuito amplificador de potencia se tiene la presencia de un capacitor variable en X_3 , con el cual se permite la calibración del circuito.

En base a la manipulación de los elementos descritos para la calibración de esta etapa del diseño, se ha logrado obtener los resultados esperados de acuerdo a los requerimientos planteados en la elaboración del diseño.

3.1.2 CIRCUITO MODULADOR FM

El analizador de espectros es el equipo utilizado para efectuar las pruebas (figura 3.1), por lo tanto la calibración de este circuito se realiza con la ayuda de éste, donde se puede visualizar la frecuencia generada por el oscilador-modulador. Así, también se identifican los armónicos generados, debido a que nuestra onda osciladora no es una señal sinusoidal pura.

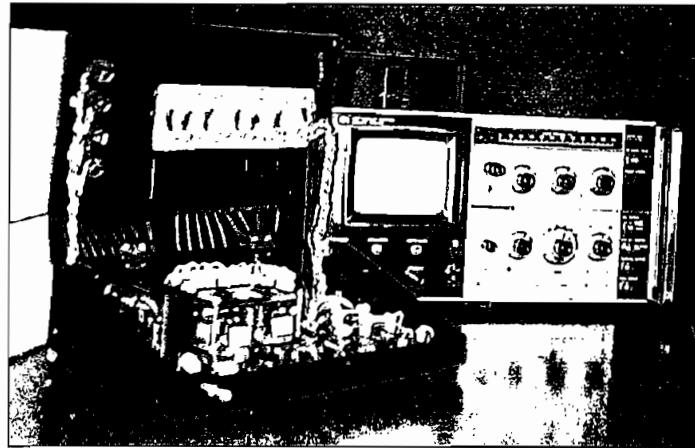


Figura 3.1 Equipo para la calibración (analizador de espectros) y consola

Al circuito lo podemos calibrar con mayor facilidad variando la capacitancia del diodo varactor, para lo cual se aplica un voltaje variable entre 0 y +12V al cátodo del diodo.

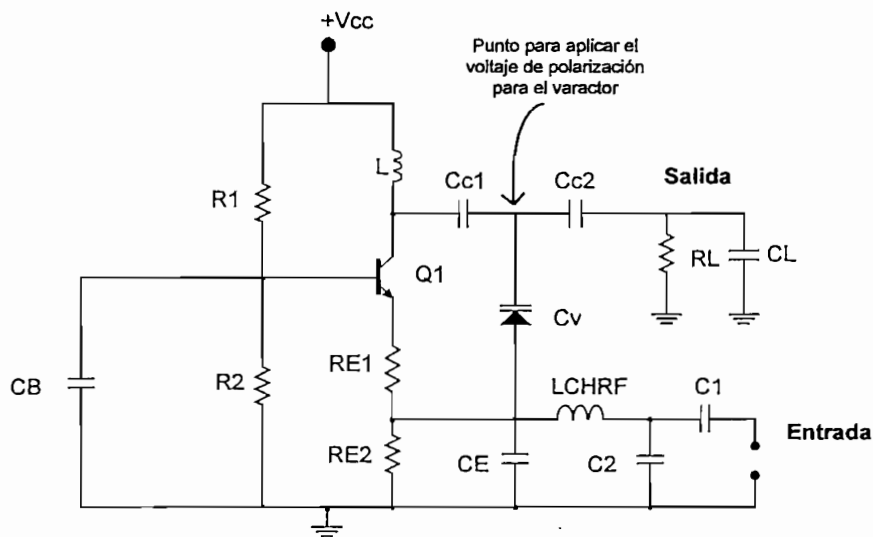


Figura 3.2 Circuito modulador

3.1.2.1 Cambios realizados

- En los circuitos amplificadores para obtener una variación en la ganancia es importante analizar los elementos que influyen en la determinación de este parámetro por lo que se ha variado el valor de la resistencia R_{E1} .

■ Otro cambio que se ha realizado mediante pruebas, es el del capacitor C_B colocado entre la base del transistor y tierra a su posición entre base y polarización (V_{CC}), para mantener una mejor estabilidad en la generación de la frecuencia portadora figura 3.3

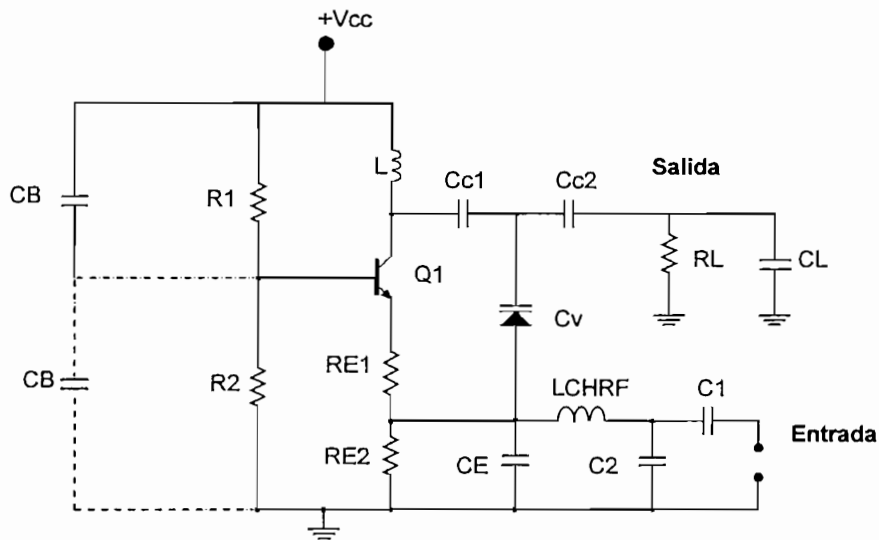


Figura 3.3 Cambios realizados en el circuito modulador

Los cambios efectuados ayudaron a mejorar el comportamiento de esta etapa del diseño, en especial se observó un mejor corrimiento y estabilidad en la generación de la frecuencia deseada dentro del rango de los 88MHz a los 108MHz.

3.1.3 CIRCUITO PREAMPLIFICADOR Y MEZCLADOR

Para la implementación de esta etapa, se realizaron pruebas con la finalidad de nivelar el offset que se tiene a la salida del amplificador, afectando a la señal que se proporciona al circuito oscilador-modulador. Para esto se ha visto necesario mantener una buena calibración con los circuitos integrados utilizados (TL081), ya que se presentan problemas como, saturación en ausencia de una señal de entrada, lo mismo que se ha superado cumpliendo con las recomendaciones planteadas por el fabricante, así, se utiliza un capacitor C2 para mantener equilibrado el circuito ante la presencia de ruido de alta frecuencia (ver la figura 3.4), esto se debe a que el circuito integrado presenta una

capacitancia de entrada C1 cuyo valor rodea los 2pF. Así basándose en las pruebas y resultados obtenidos se utiliza un capacitor C2 de 15pF.

También, para mantener un nivel de offset cero es necesario la colocación de un potenciómetro (P) de precisión de $2K\Omega$ entre los pines 1 y 5 del circuito integrado, además en paralelo a éste un capacitor (C3) de 5.1pF. Adicionalmente el pin 7 puede ser o no conectado a nivel de +Vcc.

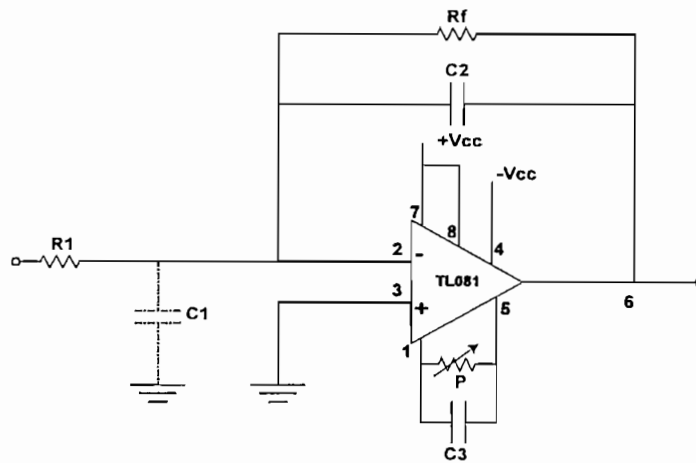


Figura 3.4 Conexiones sugeridas por el fabricante

Se han utilizado los amplificadores operacionales TL081 para brindar facilidad de cambio y optimización en el caso de presentarse averías.

3.2 ELABORACIÓN DEL MÓDULO

En lo referente a la elaboración de la caja, ésta se la ha hecho en base a modelos tomados de consolas mezcladoras y para la distribución de las placas en ella se ha considerado el criterios de mantener una buena ventilación y distribución, con el espaciamiento necesario para evitar la construcción de un módulo de tamaño excesivo, así tenemos un breve esquema de la distribución de las placas en la caja (figura 3.5).

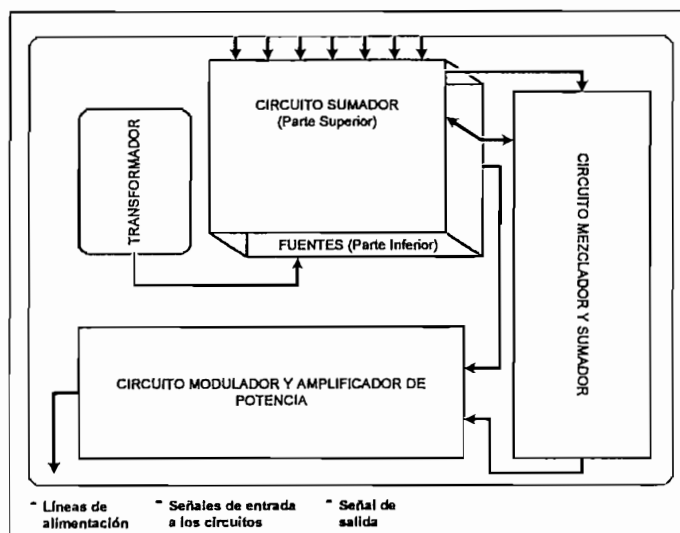


Figura 3.5 Diagrama de la distribución interna de las placas

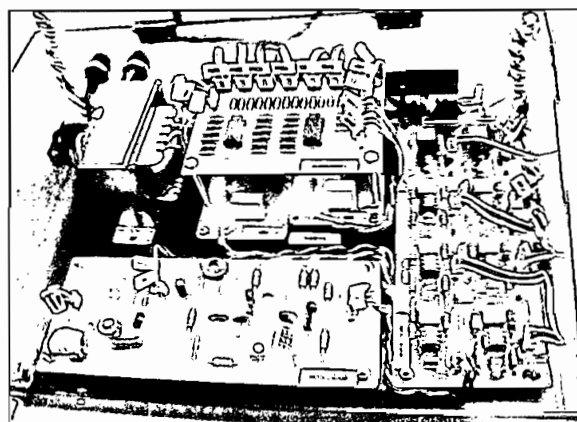


Figura 3.6 Distribución interna de las placas

En la parte frontal de la consola se ubican las entradas para los micrófonos así como el tablero de los potenciómetros y el conector para la salida de la consola:

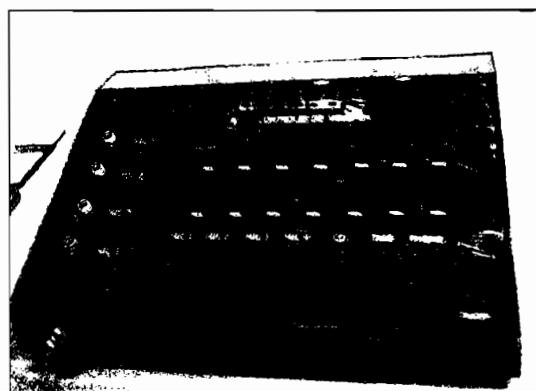


Figura 3.7 Vista frontal de la consola

En la zona posterior se ubican las restantes entradas (Cd, Tape y Phono), así como también se ubica el acceso para el cambio de fusibles:

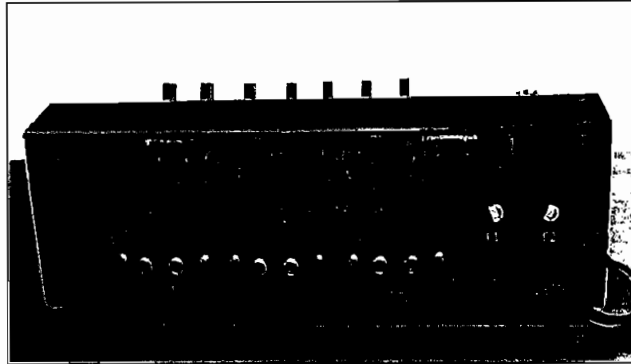


Figura 3.8 Vista posterior de la consola

Como se puede observar en la figura 3.9, el cableado lo ha realizado de tal manera que se pueda evitar interferencias, es decir se ha procedido a trenzar cada una de las conexiones entre las placas, considerándose también la posible utilización de cable coaxial para las conexiones con la etapa de alta frecuencia, y para facilitar el mantenimiento de la consola se ha procedido a etiquetar el cableado, indicando los nombres de las principales vías de las señales de entrada a cada uno de los circuitos.

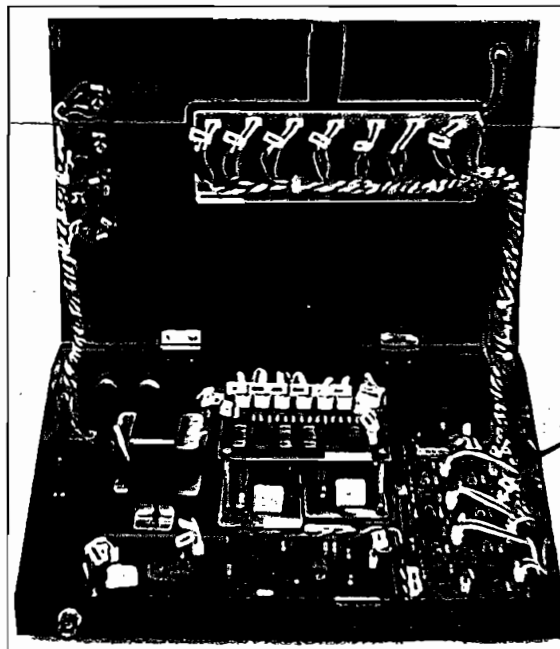


Figura 3.9 Cableado interno

Para presentar una mejor distribución y manejo en las placas de los circuitos, éstas se han elaborado de manera individual para cada una de las etapas de la consola, aislando así, las etapas de alta frecuencia con las de audio. Esto tiene como finalidad evitar posibles realimentaciones e interferencias, como se presentaron en la etapa de prueba por la que pasaron cada uno de los circuitos. Así también, en cada una de las placas se colocaron puntos de pruebas con el fin de brindar facilidad para el mantenimiento y seguimiento de averías. Así tenemos:

- **Placa para las fuentes de polarización de los circuitos (+5V, +12V, -12 V)**

Se ha considerado la elaboración independiente de esta placa para mantener la polarización de los circuitos de manera centralizada en caso de suceder alguna avería con las fuentes y no subutilizar los circuitos integrados reguladores de voltaje.

- **Placa para los preamplificadores y mezclador**

Se han unificado los circuitos preamplificadores y mezclador para mantener aislada la parte de baja frecuencia con la de alta frecuencia.

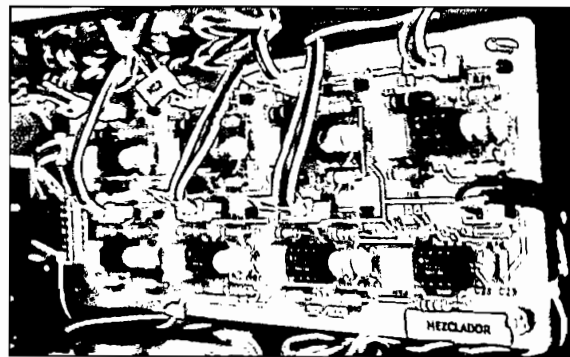


Figura 3.10 Placa para los circuitos preamplificadores y mezclador

- Placa para el circuito acondicionador de las señales de entrada

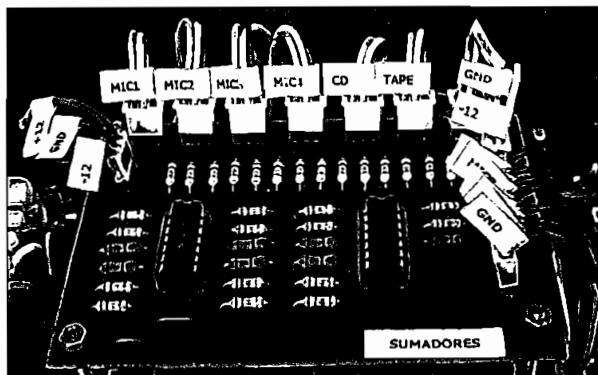


Figura 3.11 Placa para el circuito acondicionador

- Placa para los circuitos de alta frecuencia (modulador y amplificador de potencia)

Esta placa es diferente en su construcción a las demás, debido a que presenta una malla de tierra, con la finalidad de evitar posibles realimentaciones entre los elementos que la conforman.

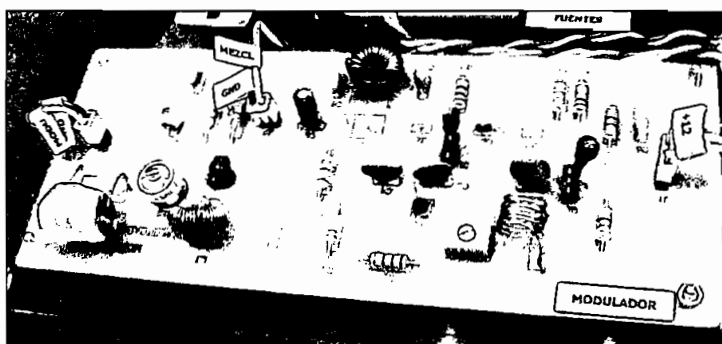


Figura 3.12 Placa para el circuito modulador y amplificador de potencia

- Placa para los potenciómetros

Esta placa ha sido implementada con el fin de permitir la selección de las señales que se desean mezclar, la cual por medio de cables se conecta con la placa de los circuitos preamplificadores y mezclador.

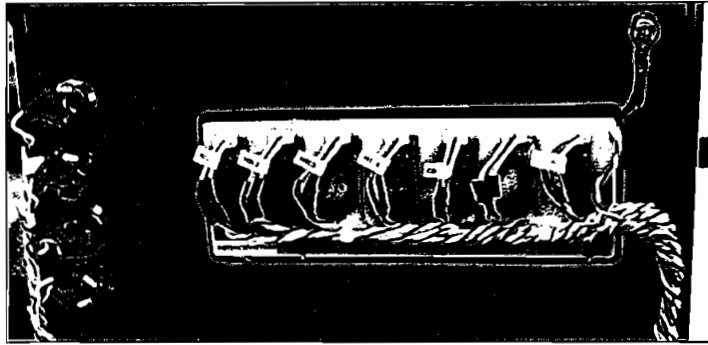


Figura 3.13 Placa para los potenciómetros

En este capítulo se proporcionarán los diagramas esquemáticos de las placas que conforman la consola, así tenemos a continuación:

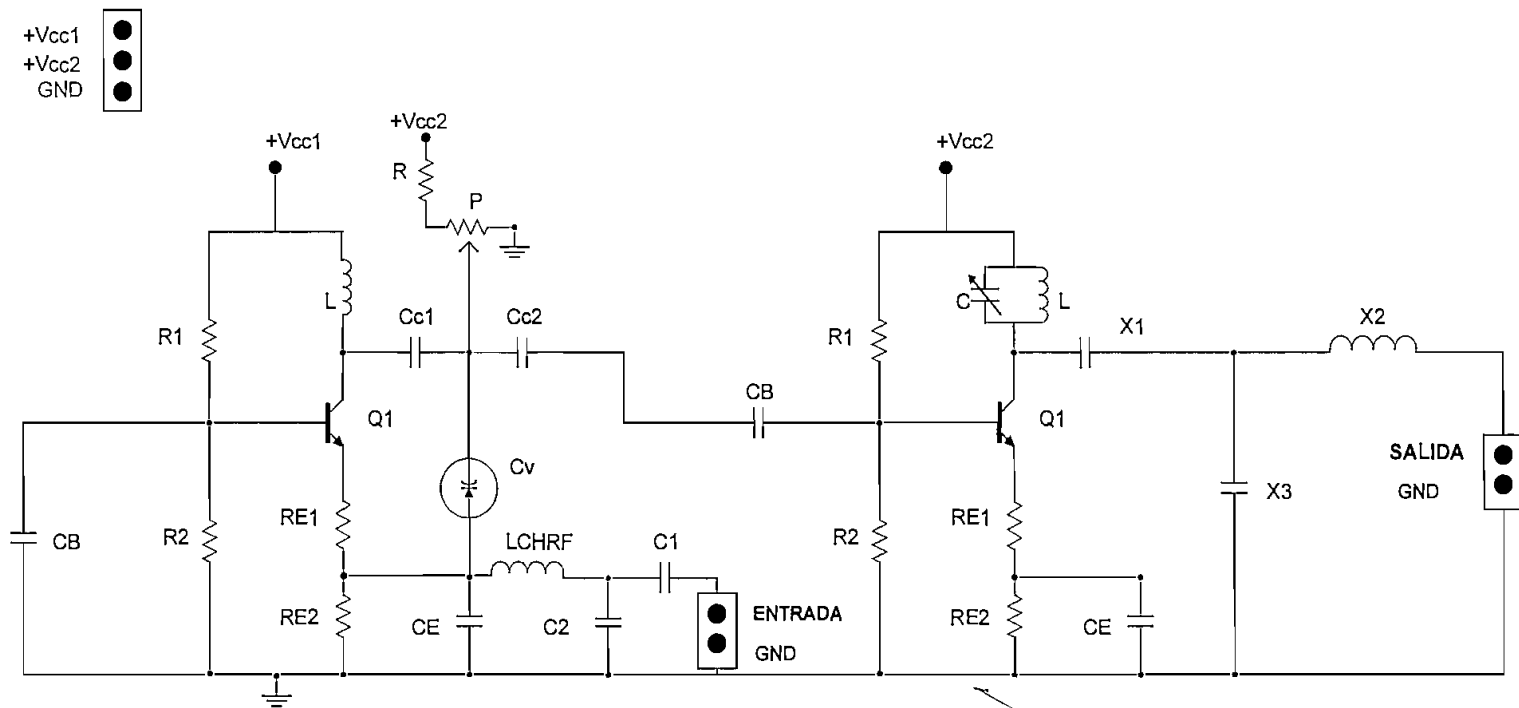


Figura 3.14 Diagrama esquemático de los circuitos amplificador de potencia y oscilador-modulador

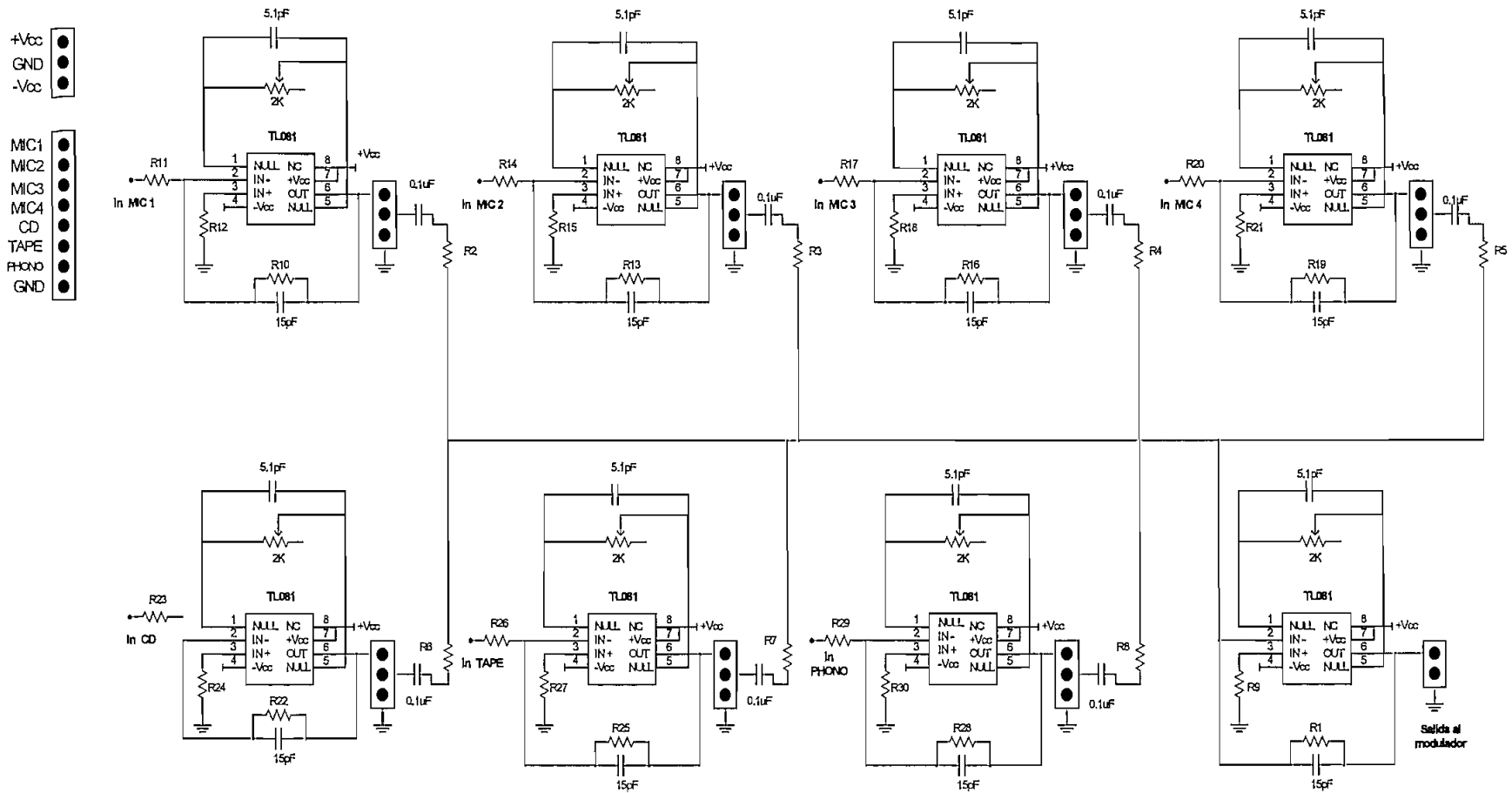


Figura 3.15 Diagrama esquemático de los circuitos mezclador y preamplificador

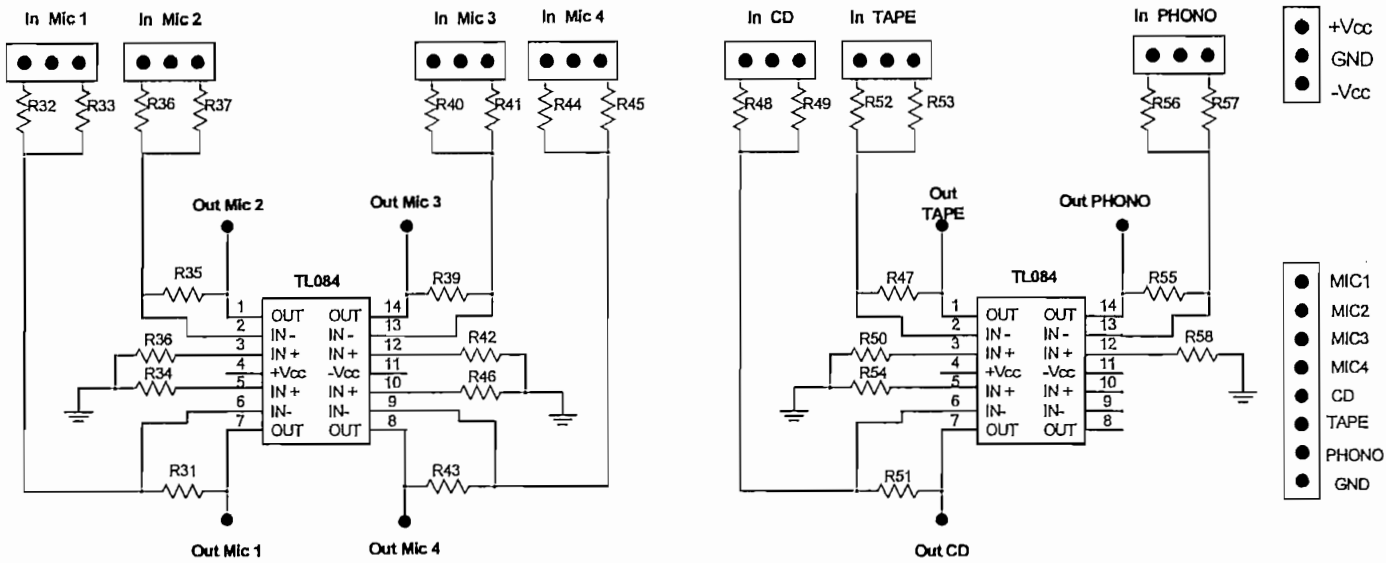


Figura 3.16 Diagrama esquemático del circuito acondicionador

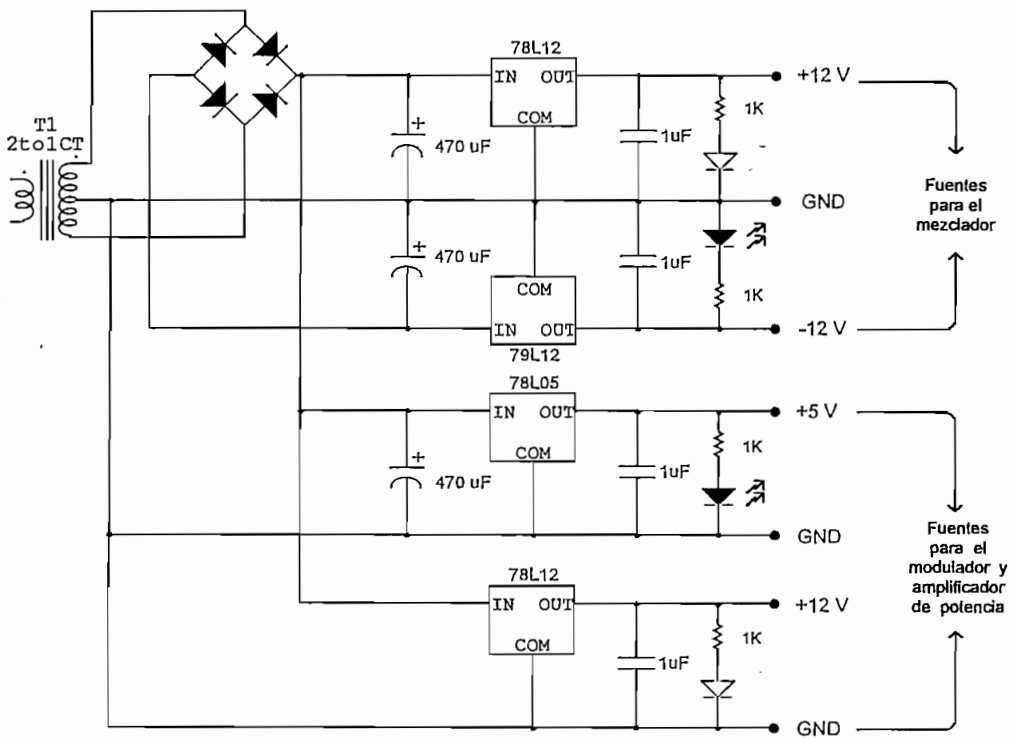


Figura 3.17 Diagrama esquemático de las fuentes utilizadas para polarizar los circuitos

Capítulo 4

Conclusiones y Recomendaciones

CAPÍTULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

- Es importante considerar que para las aplicaciones que nos brinda la consola ha sido necesario determinar el tipo de modulación y la frecuencia utilizada para la radiodifusión, es por esto que se ha establecido la utilización de aquella que se sitúe dentro del rango de los 88 a 108 MHz, puesto que para esta forma de modulación, se presenta una gran ventaja al generarse señales relativamente limpias de ruidos e interferencias como las tormentas, etc; lo que afecta en gran medida a las señales AM.
- Por motivos de calibración y recepción de la señal (modulada) generada por la consola, se ha situado en los 87 MHz, con la facilidad de corrimiento dentro de los 88 MHz, esto se ha realizado considerando que debido a las varias frecuencias portadoras que se sitúan dentro del rango FM es más factible de esta manera la recepción y visualización de la señal en una radio convencional así como en el analizador de espectros respectivamente.
- Es importante considerar las ventajas que nos brinda la modulación como son: facilitar la radiación de las señales, asignación de canales y reducción de ruido e interferencias.
- Es significativo considerar que los elementos como las inductancias y capacitores a altas frecuencias cumplen un papel importante dentro de estos rangos, así al ser nuestra frecuencia de trabajo los 100MHz estos elementos cumplen una función importante en el momento de la calibración y, por esta razón los datos calculados de manera teórica son en algunos valores diferentes a los verificados en la práctica. Se debe considerar también que el diseño se lo ha realizado de manera tal, que el circuito no dependa de parámetros como la fabricación de la bobina, así como también de los transistores, etc.

- El corrimiento de frecuencia que se observa, nos ha permitido situar nuestra frecuencia portadora dentro del rango de FM facilitándonos la realización de la transmisión ya que el espectro de frecuencias para este rango se encuentra muy limitado.
- Con la ayuda del analizador de espectros se puede observar el apareamiento de los armónicos (nuevas frecuencias) debido principalmente comportamiento no lineal de los dispositivos utilizados.
- Una de las principales aplicaciones de los diodos varactores es la sintonización de circuitos. Cuando se utiliza en un circuito resonante, el varactor actúa como una capacitancia variable permitiendo ajustar la frecuencia de resonancia mediante un nivel de voltaje variable aplicado a su cátodo.
- La ventaja de utilizar un amplificador de potencia clase A es que su comportamiento es casi lineal, y en consecuencia la distorsión que se presenta es menor, mientras que su desventaja es que presenta una baja eficiencia.
- Hay que tomar en cuenta las diferencias que se presentan entre los amplificadores de audiofrecuencia y radiofrecuencia, así la característica distintiva entre estos es que para los amplificadores de audio no se requieren de circuitos sintonizables, razón por la cual los circuitos de radiofrecuencia presentan mejor selectividad y adaptación de impedancias para una buena transferencia de potencia entre las etapas que lo conforman.
- La resonancia es la base de la selectividad que presentan los circuitos en los sistemas de comunicación, como por ejemplo en los filtros, amplificadores de radiofrecuencias, determinación del ancho de banda.
- Se recomienda la utilización de micrófonos de mano del tipo dinámico de bobina móvil, electret ya que estos no necesitan polarización externa como los de capacidad variable los cuales requieren de una fuente de alimentación denominada fantasma o “phantom”.
- Se ha considerado la elaboración de fuentes independientes para aislar las señales de audio con las de alta frecuencia con el fin de evitar posibles interferencias.

- Al manejarse en la consola un solo canal ha sido necesario sumar las señales de los canales que nos proporcionan los diferentes equipos (tocadisco, casetera, cd player, micrófonos) ya que estos poseen salidas estereofónicas.
- Hay que tener cuidado y no confundir "circuito oscilante" con "oscilador". El circuito oscilante es el encargado de producir las oscilaciones deseadas; sin embargo, no es capaz de mantenerlas por sí solo.
- Considerando que un oscilador no es más que un generador electrónico, hay que tomar en cuenta los requisitos principales para mantener una oscilación como lo es tener una etapa de amplificación, una red que determine la frecuencia, realimentación positiva y capacidad de arranque automático.
- En un circuito oscilador en configuración Hartley, el inconveniente que se presenta es que las bobinas suelen estar mutuamente acopladas, lo que hace que la frecuencia de oscilación difiera ligeramente de la frecuencia calculada, y la frecuencia de oscilación no puede variarse fácilmente en una gama amplia por la variación que podría darse con el inductor.
- Es importante considerar que para realizar mediciones de ancho de banda de una señal, ésta se la deberá tomar al observarse en la pantalla del analizador con máxima resolución, para de esta manera visualizar con mejor exactitud la señal generada.

BIBLIOGRAFÍA

Internet :

- www.cienciasmisticas.com.ar/electronica/semi/tdiodos/
- <http://iee.udistrital.edu.co/concurso/electronica2/multietapa.htm>
- www.metka.net/fotos775/audiosonido/
- <http://www.metka.net/fotos775/audiosonido/audiosonido.html>
- <http://www.comunicacio.net/digigrup/radio/quees.htm#radiodifusion>

Libros :

- MALVINO **Principios de Electrónica** Quinta Edición Editorial Mc Graw Hill México
- SAVANT RODEN CARPENTER **Diseño Electrónico Circuitos y Sistemas** Segunda Edición Adisoon Wewsley Iberoamérica
- WAYNE TOMASI **Sistemas de Comunicaciones Electrónicas** Segunda Edición Prentice Hall Hispanoamericana México 1996
- BOYLESTAD Robert, NASHELSKY Louis **Electrónica: Teoría de Circuitos** Sexta Edición Prentice Hall Hispanoamericana México 1996
- ESCUDERO Francisco J. **Electroacústica Aplicada** Editorial Dossat, S.A. Madrid 1954.
- CUTLER Philip **Análisis de Circuitos con Semiconductores** Editorial McGraw-Hill México 1978.

Tesis :

- CALDERÓN, Antonio **Micrófono inalámbrico con circuitos integrados** Quito 1978.
- COBO, Guillermo **Estudio, planificación y diseño de sonorización para locales cerrados** Quito - 1999.
- ZAMBRANO, Jorge **Programa computacional para el diseño de sonorización de locales cerrados** Quito - 2000.
- FREIRE, Cristóbal GUACHAMÍN, Daniel **Diseño y Construcción de un ecualizador mezclador de funcionamiento manual y mediante un computador** Quito - 2001.

ÍNDICE ANEXOS

ANEXO A: DESARROLLOS MATEMÁTICOS

A.1	DESARROLLO MATEMÁTICO PARA LA DETERMINACIÓN DE LA GANANCIA DE CORRIENTE PARA EL TRANSISTOR BIPOLAR.....	A-2
A.2	DESARROLLO MATEMÁTICO DEL COMPORTAMIENTO DE LA IMPEDANCIA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA UN CIRCUITO MULTIRESONANTE.....	A-5
A.3	DESARROLLO MATEMÁTICO PARA REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS	A-7
A.3.1	REDES TIPO “L”	A-7
	A.3.1.1 Red tipo L elevadora.....	A-7
	A.3.1.2 Red tipo L reductora	A-9
A.3.2	REDES TIPO “T”	A-11
A.3.3	REDES TIPO “ π ”	A-14
A.4	CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR.....	A-16

ANEXO B: CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

B.1	DIODOS VARACTORES.....	B-2
B.2	TRANSISTOR 2N918.....	B-8
B.3	CIRCUITO INTEGRADO TL081	B-11

ANEXO C: NORMAS TÉCNICAS

C.1	ESTACIONES DE RADIODIFUSIÓN EN FRECUENCIA MODULADA (FM) DE BAJA POTENCIA	C-2
C.2	ZONAS GEOGRÁFICAS PARA ESTACIONES RADIODIFUSIÓN DE FRECUENCIA MODULADA (FM).....	C-2
C.3	REQUISITOS TÉCNICOS.....	C-4

Anexo A

Desarrollos Matemáticos

ANEXO A

DESARROLLOS MATEMÁTICOS

A.1 DESARROLLO MATEMÁTICO PARA LA DETERMINACIÓN DE LA GANANCIA DE CORRIENTE PARA EL TRANSISTOR BIPOLAR

Considerando el modelo híbrido π para el transistor¹, para altas frecuencias (figura A.1):

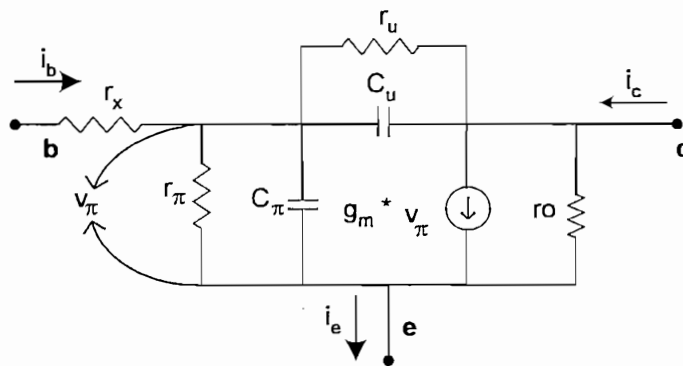


Figura A.1 Modelo híbrido π del transistor para altas frecuencias

Donde:

- r_x : resistencia de base.
- r_{π} : resistencia de base-emisor.
- r_u : resistencia de la juntura colector-base.
- $g_m \cdot v_{\pi}$: representan los datos de la fuente controlada de corriente.
- C_u : capacitancia de colector-base.
- C_{π} : capacitancia de base-emisor.
- r_o : resistencia de salida del transistor.
- i_e : corriente de emisor.
- i_b : corriente de base.
- i_c : corriente de colector.

¹ E.J. ANGELO Jr. CIRCUITOS ELECTRÓNICOS (Tratamiento unificador de válvulas de vacío y transistores) Segunda Edición, Mc Graw-Hill, 1964 Capítulo 8 pág. 223

Para establecer la ganancia de corriente, se procede a considerar la corriente de salida en cortocircuito que circula cuando se aplica una corriente sinusoidal de entrada entre los terminales de la base y del emisor, así con la salida en cortocircuito el voltaje de base - emisor (v_{π}) en función de los parámetros del transistor, es:

$$v_{\pi} = i_b * (r_{\pi} // X_{\pi} // X_u // r_u) \quad \text{Ec a.1}$$

Al representarse la juntura colector-base como un diodo inversamente polarizado, la resistencia colector- base tiende a ser mayor que la impedancia X_u , a partir de lo cual se considera que:

$$r_u \gg X_u \quad \text{Ec a.2}$$

A partir de lo cual consideramos que:

$$X_T = X_{\pi} // X_u \quad \text{Ec a.3}$$

Remplazando este equivalente (X_T) la ecuación a.1 nos queda:

$$v_{\pi} = i_b * \frac{r_{\pi} * X_T}{r_{\pi} + X_T} \quad \text{Ec a.4}$$

Representando la impedancia X_T en función de la frecuencia, tenemos:

$$v_{\pi} = i_b * \frac{r_{\pi} * \frac{1}{j * w * C_T}}{r_{\pi} + \frac{1}{j * w * C_T}} \quad \text{Ec a.5}$$

donde:

$$C_T = C_{\pi} + C_u \quad \text{Ec a.6}$$

por lo tanto reemplazando la ecuación a.6 en la ecuación a.5, se tiene:

$$V_{\pi} = i_b * \frac{r_{\pi}}{1 + j * w * (C_{\pi} + C_u) * r_{\pi}} \quad \text{Ec a.7}$$

Prácticamente la capacitancia C_{π} es 100 veces mayor que C_u , a partir de lo cual se considera que:

$$C_{\pi} \gg C_u \quad \text{Ec a.8}$$

Por lo tanto la ecuación a.7 queda representada como:

$$V_{\pi} = i_b * \frac{r_{\pi}}{1 + j * w * C_{\pi} * r_{\pi}} \quad \text{Ec a.9}$$

Si, se representa la corriente de colector en función de los parámetros β , tenemos la expresión que se presenta en la figura a.1 como:

$$i_c = g_m * V_{\pi} \quad \text{Ec a.10}$$

Y reemplazando la expresión que se obtuvo para representar el voltaje v_{π} (ecuación a.9) en la ecuación determinada para la corriente de colector, se tiene:

$$i_c = i_b * \frac{g_m * r_{\pi}}{1 + j * w * C_{\pi} * r_{\pi}} \quad \text{Ec a.11}$$

En la expresión anterior se tiene que $\beta = g_m * r_{\pi}$, por lo que la ganancia de corriente viene dada por:

$$\frac{i_c}{i_b} = G_i = \frac{\beta}{1 + j * w * C_{\pi} * r_{\pi}} \quad \text{Ec a.12}$$

La expresión $\frac{1}{C_{\pi} * r_{\pi}}$ presenta magnitudes de frecuencia, a partir de lo cual decimos que:

$$w_{\beta} = \frac{1}{C_{\pi} * r_{\pi}} \quad \text{Ec a.13}$$

Por lo tanto la ganancia de corriente viene expresada por:

$$G_i = \frac{\beta}{1 + j^* \frac{w}{w_\beta}} \quad \text{Ec a.14}$$

o también:

$$G_i = \frac{\beta}{1 + j^* \frac{f}{f_\beta}} \quad \text{Ec a.15}$$

A.2 DESARROLLO MATEMÁTICO DEL COMPORTAMIENTO DE LA IMPEDANCIA EN FUNCIÓN DE LA FRECUENCIA PARA UN CIRCUITO MULTIRESONANTE

El circuito de la figura constituye el bloque de realimentación para un oscilador tipo Hartley, que es en particular un circuito multiresonante, a partir de lo cual se analizará el comportamiento de su impedancia equivalente (Z) en función de la frecuencia:

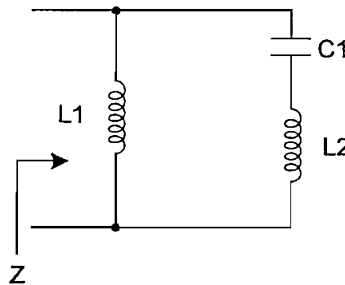


Figura A.2 Circuito para el bloque de realimentación de un oscilador Hartley

Considerando el circuito de la figura A.2, tenemos que la impedancia equivalente (Z) del circuito, se representa como:

$$Z = jwL_1 // \left(jwL_2 + \frac{1}{jwC_1} \right) \quad \text{Ec a.16}$$

por lo tanto, resolviendo la ecuación a.16, tenemos:

$$Z = j\omega \frac{L_1 L_2}{(L_1 + L_2)} * \frac{\left(\frac{1}{L_2 C_1} - \omega^2 \right)}{\left(\frac{1}{C_1 * (L_1 + L_2)} - \omega^2 \right)}$$
Ec a.17

de donde, para presentar de manera resumida la expresión anterior (ecuación a.17), consideraremos que:

$$L = \frac{L_1 L_2}{(L_1 + L_2)}$$
Ec a.18

$$\omega_{01}^2 = \frac{1}{C_1 * (L_1 + L_2)}$$
Ec a.19

$$\omega_{02}^2 = \frac{1}{C_1 * L_2}$$
Ec a.20

a partir de lo cual tenemos que la impedancia Z se resume a:

$$Z = j\omega L * \frac{(\omega_{02}^2 - \omega^2)}{(\omega_{01}^2 - \omega^2)}$$
Ec a.21

Por lo tanto realizando la gráfica correspondiente a la curva característica de la impedancia (Z) del circuito, tenemos:

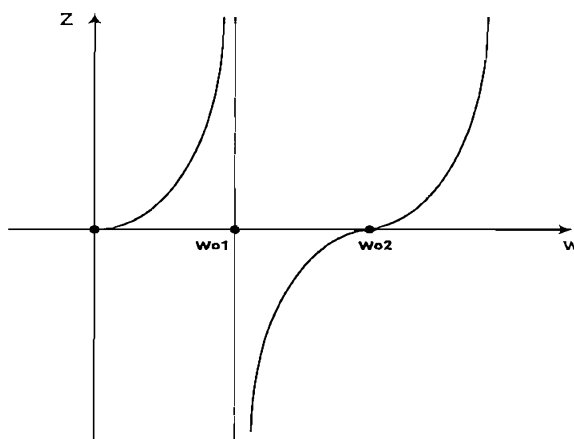


Figura A.3 Curva característica del comportamiento de la impedancia en función de la frecuencia

De la gráfica (figura A.3), podemos decir, que a la frecuencia ω_{01} el circuito presenta una alta impedancia es decir su comportamiento es el de un circuito abierto y a la frecuencia ω_{02} actúa como un cortocircuito (impedancia cero), en base a estas consideraciones, y haciendo una analogía con los circuitos multiresonantes, se resume a decir que a la frecuencia ω_{01} se comporta como un circuito resonante paralelo con lo cual tenemos que $\omega_{01} = \omega_{op}$ (donde ω_{op} se define como la frecuencia de resonancia paralelo) y a la frecuencia ω_{02} su comportamiento es el de un circuito resonante serie, con lo cual tenemos, la frecuencia de resonancia serie como ω_{os} , siendo $\omega_{02} = \omega_{os}$, así, se presenta la impedancia:

$$Z = j\omega L * \frac{(\omega_{os}^2 - \omega^2)}{(\omega_{op}^2 - \omega^2)} \quad \text{Ec a.22}$$

A.3 DESARROLLO MATEMÁTICO PARA REDES TRANSFORMADORAS DE IMPEDANCIAS

Para iniciar el desarrollo matemático de las diferentes clases de redes acopladoras de impedancias, es importante determinar que existen varios métodos para acoplar impedancias en base a la utilización de:

- Redes tipo “L”
- Redes tipo “T”
- Redes tipo “ π ”

A.3.1 REDES TIPO “L”

Bajo la utilización de una red L surgen dos posibles configuraciones, las cuales se pueden aplicar en función de los resultados que se desean obtener, así tenemos:

A.3.1.1 Red tipo L elevadora

La configuración utilizada cuando la impedancia reflejada o requerida es mayor que el valor de resistencia que tenemos en la carga ($R_{ef} > R_L$) se la observa a continuación:

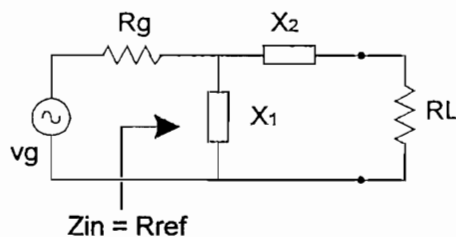


Figura A.4 Red acopladora tipo L para $R_{ref} > R_L$

De la gráfica tenemos que:

- R_{ref} : representa la impedancia que se desea obtener vista desde el generador a la carga.
- R_L : representa la impedancia que se tiene como carga.

Para determinar el valor de R_{ref} , se analizará el circuito de la figura A.4 de donde obtenemos:

$$Z_{in} = R_{ref} \quad \text{Ec a.23}$$

$$Z_{in} = j * X_1 // (jX_2 + R_L) \quad \text{Ec a.24}$$

$$Z_{in} = \frac{j * X_1 * (j * X_2 + R_L)}{j * (X_1 + X_2) + R_L} \quad \text{Ec a.25}$$

racionalizando la ecuación anterior:

$$Z_{in} = \frac{j * X_1 * (j * X_2 + R_L) * [j * (X_1 + X_2) - R_L]}{[j * (X_1 + X_2) + R_L] * [j * (X_1 + X_2) - R_L]} \quad \text{Ec a.26}$$

Separando de la ecuación a.26, la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada (Z_{in}) tenemos:

$$Z_{in} = \frac{R_L * X_1^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} + j * \frac{X_1 * X_2 * (X_1 + X_2) + X_1 * R_L^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec a.27}$$

Y a partir de lo planteado en la ecuación a.23 tenemos lo siguiente:

$$R_{\text{ref}} = \frac{R_L * X_1^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec a.28}$$

$$0 = \frac{X_1 * X_2 * (X_1 + X_2) + X_1 * R_L^2}{R_L^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad \text{Ec a.29}$$

de la ecuación a.29 despejamos la variable X_1 en función de X_2 y R_L con lo cual obtenemos:

$$X_1 = -\frac{R_L^2 + X_2^2}{X_2} \quad \text{Ec a.30}$$

y reemplazando la ecuación a.30 en la ecuación a.28 tenemos:

$$R_{\text{ref}} = \frac{\left(\frac{R_L^2 + X_2^2}{X_2}\right)^2 * R_L}{R_L^2 + \left(-\frac{R_L^2}{X_2}\right)^2} \quad \text{Ec a.31}$$

a partir de lo cual determinamos X_2 :

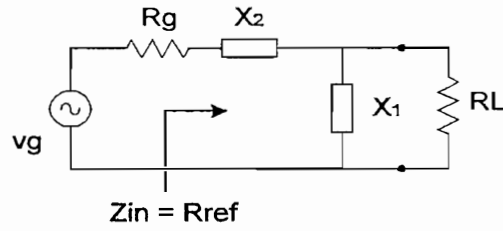
$$X_2 = \pm \sqrt{R_L * (R_{\text{ref}} - R_L)} \quad \text{Ec a.32}$$

sustituyendo el valor de X_2 (ecuación a.32) en la ecuación a.30

$$X_1 = \mp \frac{R_{\text{ref}} * R_L}{\sqrt{R_L * (R_{\text{ref}} - R_L)}} \quad \text{Ec a.33}$$

A.3.1.2 Red tipo L reductora

Al análisis matemático que se presenta para este tipo de red es similar al desarrollado para la red tipo L elevadora, esta configuración (figura A.5) se la utiliza para casos en los cuales la impedancia reflejada es menor que la de carga ($R_{\text{ref}} < R_L$)

Figura A.5 Red acopladora tipo L para $R_{ref} < R_L$

De acuerdo con la gráfica presentada para poder determinar la impedancia de entrada Z_{in} tenemos:

$$Z_{in} = j * X_1 + (jX_2 // R_L) \quad \text{Ec a.34}$$

$$Z_{in} = j * X_1 + \frac{j * X_2 * R_L}{j * X_2 + R_L} \quad \text{Ec a.35}$$

racionalizando la ecuación anterior (a.35):

$$Z_{in} = \frac{-X_1 * X_2 + j * (X_1 * R_L + X_2 * R_L) * R_L - j * X_2}{j * X_2 + R_L} * \frac{R_L - j * X_2}{R_L - j * X_2} \quad \text{Ec a.36}$$

separando la parte real e imaginaria de la ecuación a.36 tenemos:

$$Z_{in} = \frac{R_L * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} + j * \frac{(X_1 + X_2) * R_L^2 + X_1 * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec a.37}$$

con lo cual determinamos que:

$$R_{ref} = \frac{R_L * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec a.38}$$

$$0 = \frac{(X_1 + X_2) * R_L^2 + X_1 * X_2^2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec a.39}$$

y de la ecuación a.38 despejamos X_2 :

$$X_2 = \pm \frac{R_{ref} * R_L}{\sqrt{R_{ref} * (R_L - R_{ref})}} \quad \text{Ec a.40}$$

y a partir de la ecuación a.29 determinamos que la expresión para X_1 , en función de X_2 y R_L :

$$X_1 = -\frac{R_L^2 X_2}{R_L^2 + X_2^2} \quad \text{Ec a.41}$$

reemplazando la expresión que define X_2 (a.40) en la ecuación anterior (a.41) obtenemos X_1 :

$$X_1 = -\frac{R_L * R_{ref}}{\pm \frac{R_{ref} * R_L}{\sqrt{R_{ref} * (R_L - R_{ref})}}}$$

$$X_1 = \mp \sqrt{R_{ref} * (R_L - R_{ref})} \quad \text{Ec a.42}$$

A.3.2 REDES TIPO “T”

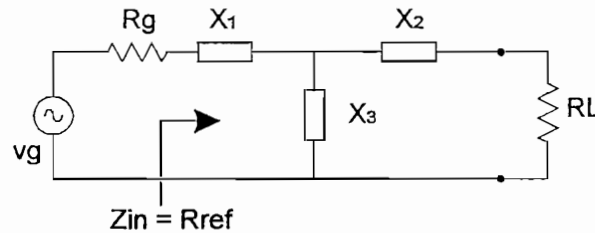


Figura A.6 Red transformadora de impedancia tipo T

Para determinar el valor de R_{ref} debemos analizar el circuito, así, resolviéndolo tenemos:

$$Z_{in} = R_{ref}$$

$$Z_{in} = X_1 + (X_2 + R_L) // X_3 \quad \text{Ec a.43}$$

$$Z_{in} = j * X_1 + \frac{j * X_3 * (j * X_2 + R_L)}{j * (X_2 + X_3) + R_L} \quad \text{Ec a.44}$$

racionalizando la ecuación anterior (a.44) tenemos la siguiente ecuación:

$$Z_{in} = \frac{j^*R_L^*(X_1+X_3) - [X_1^*(X_2+X_3) + X_2^*X_3]}{j^*(X_2+X_3) + R_L} \cdot \frac{R_L - j^*(X_2+X_3)}{R_L - j^*(X_2+X_3)} \quad \text{Ec a.45}$$

y por lo tanto separando la parte real e imaginaria de la ecuación tenemos:

$$Z_{in} = \frac{R_L^*X_3^2}{R_L^2 + (X_2+X_3)^2} + j^* \frac{R_L^2(X_1+X_3) + (X_2+X_3)[X_1^*(X_2+X_3) + X_2^*X_3]}{R_L^2 + (X_2+X_3)^2} \quad \text{Ec a.46}$$

Para cumplir con lo establecido en la ecuación a.23 donde se presenta que $Z_{in}=R_{ref}$ igualamos la parte real de la ecuación a.46 a R_{ref} y la imaginaria a cero, de donde obtenemos lo siguiente:

$$R_{ref} = \frac{R_L^*X_3^2}{R_L^2 + (X_2+X_3)^2} \quad \text{Ec a.47}$$

$$0 = \frac{R_L^2(X_1+X_3) + (X_2+X_3)[X_1^*(X_2+X_3) + X_2^*X_3]}{R_L^2 + (X_2+X_3)^2} \quad \text{Ec a.48}$$

de la ecuación a.48 obtenemos la expresión para determinar R_L^2 :

$$R_L^2 = -\frac{(X_2+X_3)^*(X_1^*X_2 + X_1^*X_3 + X_2^*X_3)}{(X_1+X_3)} \quad \text{Ec a.49}$$

y mediante arreglos matemáticos determinamos R_{ref}^2 de las ecuaciones a.48 y a.49

$$R_{ref}^2 = \frac{(X_1+X_3)^*(X_1^*X_2 + X_1^*X_3 + X_2^*X_3)}{(X_2+X_3)} \quad \text{Ec a.50}$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones y tomando en cuenta las siguientes igualdades creadas para facilitar el desarrollo matemático tenemos:

$$\blacksquare X_p = (X_1 + X_3) ; \text{ reactancia del primario.} \quad \text{Ec a.51}$$

$$\blacksquare X_s = (X_2 + X_3); \text{ reactancia del secundario.} \quad \text{Ec a.52}$$

$$\blacksquare X_m = X_3 \quad ; \text{ reactancia común.} \quad \text{Ec a.53}$$

$$\blacksquare (X_1 + X_3)(X_2 + X_3) = X_1X_2 + X_1X_3 + X_2X_3 + X_3^2. \quad \text{Ec a.54}$$

Así; dividiendo la ecuación a.50 para la a.49 tenemos:

$$\frac{R_{\text{ref}}}{R_L} = \frac{X_p}{X_s} \quad \text{Ec a.55}$$

y multiplicando las ecuaciones a.50 y a.49:

$$R_{\text{ref}} * R_L = X_m - X_p * X_s \quad \text{Ec a.56}$$

despejando de las ecuaciones (a.55 y a.56) X_p y X_s tenemos:

$$X_p = \pm \sqrt{\frac{R_{\text{ref}} * (X_m^2 - R_{\text{ref}} * R_L)}{R_L}} \quad \text{Ec a.57}$$

$$X_s = \pm \sqrt{\frac{R_L * (X_m^2 - R_{\text{ref}} * R_L)}{R_{\text{ref}}}} \quad \text{Ec a.58}$$

Y analizando la ecuación a.58 con el objetivo de tener solamente raíces reales, tenemos:

$$X_m^2 \geq R_{\text{ref}} * R_L \quad \text{Ec a.59}$$

Analizando las ecuaciones a.57 y a.58 concluimos que tanto X_p como X_s deberán tener signos iguales.

A.3.3 REDES TIPO “π”

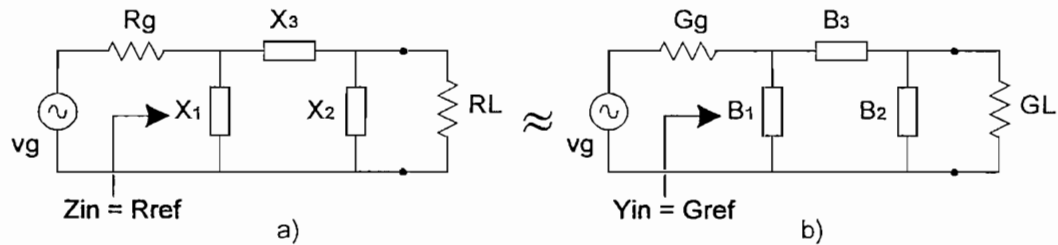


Figura A.7 a) Red acopladora tipo π b) equivalente expresado en función de admitancias

El desarrollo matemático de este tipo de redes, se lo efectuará en base a su equivalente expresado en admitancias. Así tenemos en el circuito de la figura A.7 (b) que:

$$Y_{in} = G_{ref} \quad \text{Ec a.60}$$

$$Y_{in} = j * B_1 + \frac{j * B_3 * (j * B_2 + G_L)}{j * (B_2 + B_3) + G_L} \quad \text{Ec a.61}$$

racionalizando la ecuación anterior:

$$Y_{in} = \frac{j * G_L * (B_1 + B_3) - [B_1 * (B_2 + B_3) + B_2 * B_3] * G_L - j * (B_2 + B_3)}{j * (B_2 + B_3) + G_L} \quad \text{Ec a.62}$$

separando la parte real e imaginaria de la ecuación tenemos:

$$Y_{in} = \frac{G_L * B_3^2}{G_L^2 + (B_2 + B_3)^2} + j * \frac{G_L^2 * (B_1 + B_3) + (B_2 + B_3) [B_1 * (B_2 + B_3) + B_2 * B_3]}{G_L^2 + (B_2 + B_3)^2} \quad \text{Ec a.63}$$

Para determinar lo mencionado en la ecuación a.60 igualamos la parte real de la expresión a.63 a R_{ref} y la imaginaria a cero, de donde obtenemos lo siguiente:

$$G_{ref} = \frac{G_L * B_3^2}{G_L^2 + (B_2 + B_3)^2} \quad \text{Ec a.64}$$

$$0 = \frac{G_L^2 * (B_1 + B_3) + (B_2 + B_3) [B_1 * (B_2 + B_3) + B_2 * B_3]}{G_L^2 + (B_2 + B_3)^2} \quad \text{Ec a.65}$$

de la ecuación a.65 obtenemos G_L^2 :

$$G_L^2 = \frac{(B_2 + B_3) * (B_1 * B_2 + B_1 * B_3 + B_2 * B_3)}{(B_1 + B_3)} \quad \text{Ec a.66}$$

y mediante arreglos matemáticos determinamos G_{ref}^2 de las ecuaciones a.64 y a.66:

$$G_{ref}^2 = \frac{(B_1 + B_3) * (B_1 * B_2 + B_1 * B_3 + B_2 * B_3)}{(B_2 + B_3)} \quad \text{Ec a.67}$$

Si, consideramos las siguientes igualdades planteadas para continuar con el desarrollo tenemos:

$$\blacksquare B_p = (B_1 + B_3) ; \text{ susceptancia del primario.} \quad \text{Ec a.68}$$

$$\blacksquare B_s = (B_2 + B_3) ; \text{ susceptancia del secundario.} \quad \text{Ec a.69}$$

$$\blacksquare B_m = B_3 ; \text{ susceptancia común.} \quad \text{Ec a.70}$$

$$\blacksquare (B_1 + B_3) (B_2 + B_3) = B_1 B_2 + B_1 B_3 + B_2 B_3 + B_3^2 . \quad \text{Ec a.71}$$

Así; dividiendo la ecuación a.67 para la a.70 tenemos:

$$\frac{G_{ref}}{G_L} = \frac{B_p}{B_s} \quad \text{Ec a.72}$$

y multiplicando las ecuaciones a.67 y a.66

$$G_{ref} * G_L = B_m - B_p * B_s \quad \text{Ec a.73}$$

Despejando de las ecuaciones a.72 y a.73 B_p y B_s :

$$B_p = \pm \sqrt{\frac{G_{ref} * (B_m^2 - G_{ref} * G_L)}{G_L}} \quad \text{Ec a.74}$$

$$B_s = \pm \sqrt{\frac{G_L * (B_m^2 - G_{ref} * G_L)}{G_{ref}}} \quad \text{Ec a.75}$$

Considerando que se desean obtener solamente raíces reales de las expresiones a.74 y a.75, tenemos la siguiente desigualdad:

$$B_m^2 \geq G_{ref} * G_L$$

A.4 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL TRANSFORMADOR

Considerando el circuito equivalente del transformador, presentado en la figura A.8, tenemos que:

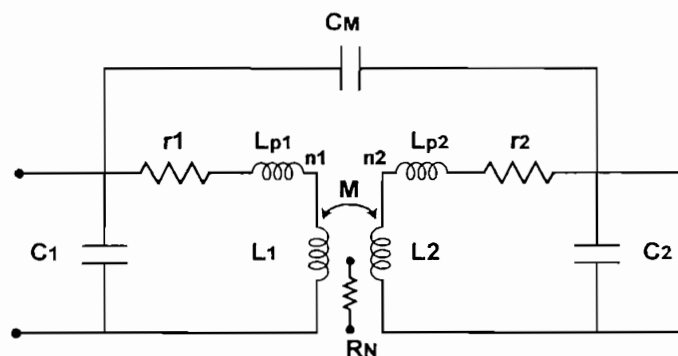


Figura A.8 Circuito equivalente del transformador

De donde:

- r_1 : resistencia del devanado del primario.
- r_2 : resistencia del devanado del secundario.
- L_{p1} : inductancia de pérdidas del primario.
- L_{p2} : inductancia de pérdidas del secundario.
- L_1 : inductancia del devanado del primario.
- L_2 : inductancia del devanado del secundario.

- M : inductancia mutua.
- C_1 : capacitancia parásita del devanado del primario.
- C_2 : capacitancia parásita del devanado del secundario.
- C_M : capacitancia parásita entre el devanado.
- R_N : pérdidas del núcleo (por histéresis y corrientes de fuga).
- n_1 : número de vueltas del devanado del primario.
- n_2 : número de vueltas del devanado del secundario.

Para tener el circuito equivalente del transformador visto desde el primario, es importante analizar los siguientes circuitos que resumen el comportamiento de un transformador de manera simple, para lo cual tenemos:

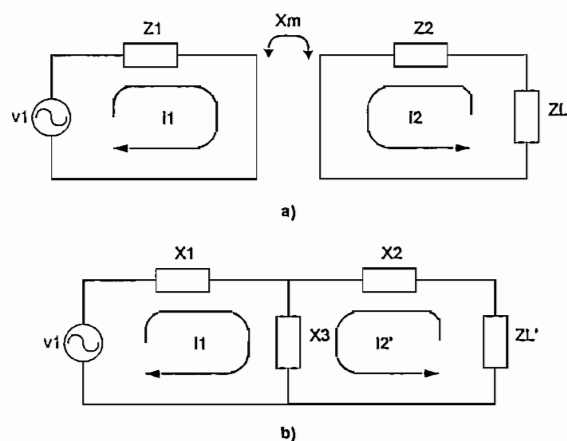


Figura A.9 a) Circuito básico equivalente del transformador;
b) Circuito equivalente básico visto desde el primario

donde:

- Z_1 : impedancia del primario.
- Z_2 : impedancia del secundario.
- Z_L : impedancia de carga.
- v_1 : voltaje de entrada en el primario.
- i_1 : corriente que circula por el primario.
- i_2 : corriente que circula por el secundario.
- X_1 : reactancia vista desde el primario.
- X_2 : reactancia vista desde el secundario.
- X_m : reactancia mutua.

- i_2' : corriente que circula por el secundario visto desde el primario.
- Z_L' : impedancia de carga vista desde el primario.

Realizando el análisis de mallas para el circuito de la figura A.9 (a), tenemos que:

$$v_1 = Z_1 * i_1 \pm X_m * i_2 \quad \text{Ec a.76}$$

$$0 = \pm X_m i_1 + (Z_2 + Z_L) * i_2 \quad \text{Ec a.77}$$

y de igual manera efectuando el análisis para el circuito de la figura A.9 (b), se obtienen las siguientes igualdades:

$$v_1 = X_1 * i_1 + X_3 * i_1 \pm X_3 * i_2' \quad \text{Ec a.78}$$

$$0 = \pm X_3 * i_1 + (X_2 + X_3) * i_2' + Z_L' * i_2' \quad \text{Ec a.79}$$

y considerando que para un transformador se cumple que:

$$i_2' = \frac{i_2}{\eta} \quad \text{Ec a.80}$$

Donde η representa la relación del número de vueltas del devanado del primario y del secundario; reemplazando el equivalente de la igualdad (a.80), en las ecuaciones a.78 y a.79 y dividiendo a la vez la ecuación a.79 para el factor η tenemos:

$$v_1 = X_1 * i_1 + X_3 * i_1 \pm \frac{X_3}{\eta} * i_2 \quad \text{Ec a.81}$$

$$0 = \pm \frac{X_3}{\eta} * i_1 + \frac{(X_2 + X_3)}{\eta^2} * i_2' + \frac{Z_L'}{\eta^2} * i_2' \quad \text{Ec a.82}$$

Igualando los coeficientes de las corriente i_1 e i_2 entre las expresiones a.76 y a.81 tenemos que:

$$Z_1 = X_1 + X_3 \quad \text{Ec a.83}$$

$$X_m = \frac{X_3}{\eta} \quad \text{Ec a.84}$$

y realizando el mismo procedimiento (igualando miembro a miembro los coeficientes) para las ecuaciones a.77 y a.82, además considerando que la impedancia de carga vista desde el primario viene dada por $Z_L' = n^2 * Z_L$ tenemos:

$$Z_2 = \frac{X_2 + X_3}{\eta^2} \quad \text{Ec a.85}$$

a partir de los cual podemos decir que:

$$X_1 = Z_1 - \eta * X_m \quad \text{Ec a.86}$$

$$X_2 = \eta^2 * Z_2 - \eta * X_m \quad \text{Ec a.87}$$

$$X_3 = \eta * X_m \quad \text{Ec a.88}$$

Interpretando gráficamente los resultados que se presentan en las expresiones a.86, a.87 y a.88 en la figura A.9 b), tenemos:

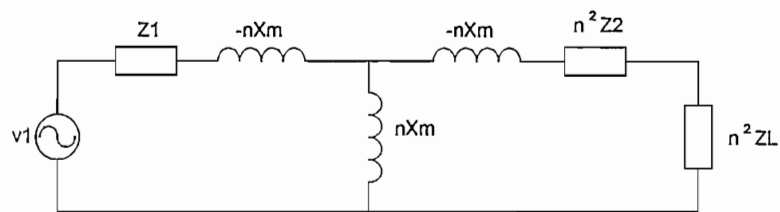


Figura A.10 Circuito equivalente general del transformador visto desde el primario

Considerando del gráfico A.8 que las impedancias Z_1 y Z_2 vienen dadas por:

$$Z_1 = r_1 + L_{p1} + L_1$$

$$Z_2 = r_2 + L_{p2} + L_2$$

Aplicando los resultados obtenidos en el análisis matemático, tenemos que la figura A.8 vista desde el primario será:

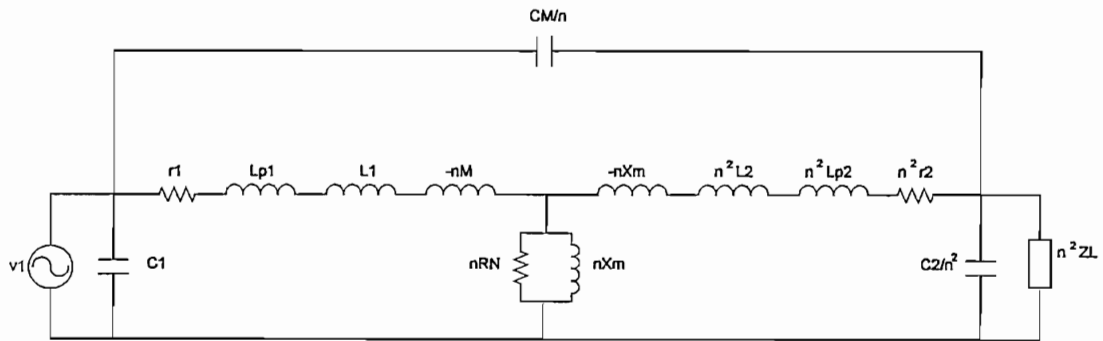


Figura A.11 Circuito equivalente del transformador visto desde el primario

Si se analiza el circuito de la figura A.11 para trabajar en altas frecuencias, baja potencia y aplicando el principio del efecto Miller, tenemos:

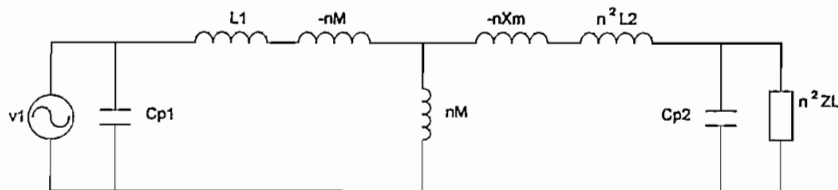


Figura A.12 Circuito equivalente del transformador para alta frecuencia y baja potencia

Para obtener el circuito presentado en la figura A.12 se ha considerado que las pérdidas que se producen en los devanados y núcleo son despreciables, al igual que las inductancias de pérdidas.

Si consideramos que para un transformador se cumple que la inductancia mutua viene dada por:

$$M = k * \sqrt{L_1 * L_2} \tag{Ec a.89}$$

donde:

- M: inductancia mutua.
- k : constante de acoplamiento.
- L₁: inductancia del devanado del primario.
- L₂: inductancia del devanado del secundario.

Así, considerando que $L_1 = \eta^2 * L_2$, y reemplazando esta igualdad en la expresión dada para el acoplamiento mutuo, tenemos:

$$\eta * M = k * L_1 \quad \text{Ec a.90}$$

por lo tanto la figura A.12 se presenta así:

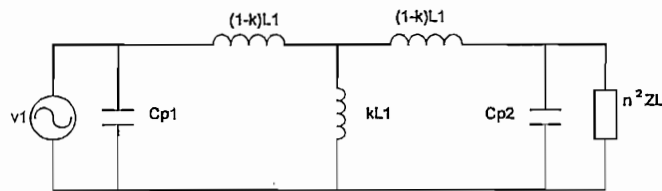


Figura A.13 Circuito equivalente del transformador para alta frecuencia

Y considerando que la constante de acoplamiento es cercana a uno tenemos que:

$$(1 - k) \approx 0$$

de donde:

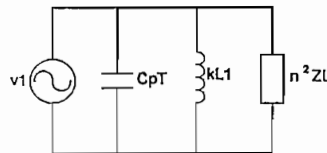


Figura A.14 Circuito equivalente del transformador para alta frecuencia²

Donde:

- C_{pT} : capacitancia de pérdidas del transformador.
- n : relación de vueltas entre los devanados del primario y secundario.
- Z_L : impedancia de carga.

Lo que se resume a decir que, en el circuito de la figura A.15 a), se presenta un diagrama esquemático del transformador, y en los literales b) y c), el transformador visto desde el primario y el secundario respectivamente.

² Desarrollo proporcionado por el Ing. Antonio Calderón

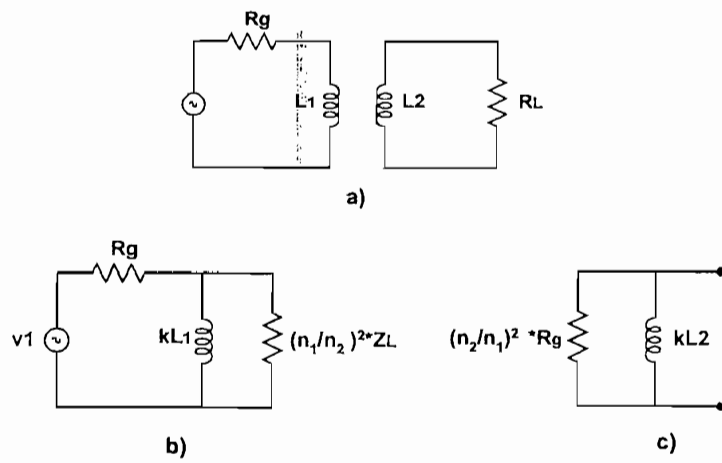


Figura A.15 a) Diagrama esquemático del transformador b) visto desde el primario
c) visto desde el secundario

Anexo B

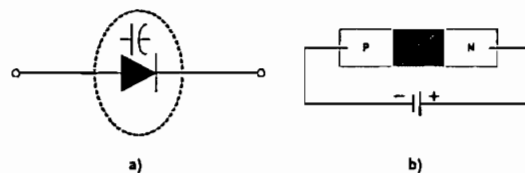
Características Técnicas

ANEXO B

DIODOS VARACTORES

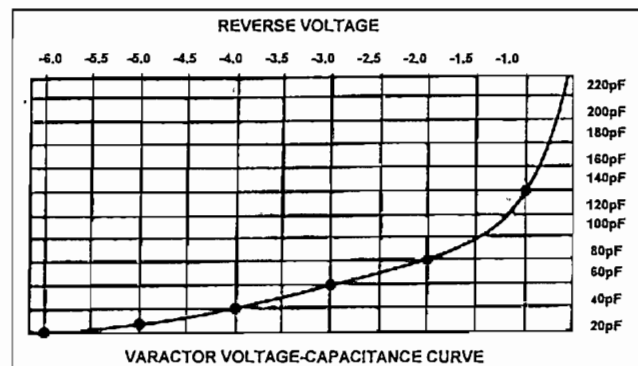
Los diodos varactores, denominados también varicap (diodo con capacitancia-voltaje variable) son semiconductores dependientes del voltaje, semejándose al comportamiento de capacitores variables. Su modo de operación depende de la capacitancia que existe en la unión P-N cuando el elemento está polarizado inversamente.

En la figura B.1 se puede apreciar el símbolo que representa el diodo varactor:



En condiciones de polarización inversa, los agujeros en la región P se atraen a la terminal del ánodo y los electrones en la región N se atraen a la terminal del cátodo, creando una región de poca corriente. Esta es la región de agotamiento, son esencialmente desprovistos de portadores y se comportan como el dieléctrico de un condensador.

La región de agotamiento aumenta mientras que el voltaje inverso aplicado a él aumenta; y puesto que la capacitancia varía inversamente con el espesor dieléctrico, la capacitancia de la juntura disminuirá cuando el voltaje aplicado a la juntura PN aumenta.



En la figura B.2 se puede observar el aumento no lineal en la capacitancia cuando se disminuye el voltaje inverso. Esta no linealidad, permite que el varactor sea utilizado también como generador armónico.

Se estableció que hay una región sin carga en cualquiera de los lados de la unión que en conjunto forman la región de agotamiento y definen su ancho W_d . La capacitancia de transición (CT) establecida por la región sin carga se determina mediante:

$$C_T = E * \left(\frac{A}{W_d} \right) \quad \text{Ec b.1}$$

donde:

- E : representa la permitividad de los materiales semiconductores
- A : área de la unión P-N
- W_d : el ancho de la región de agotamiento

Conforme aumenta el potencial de polarización inversa, se incrementa el ancho de la región de agotamiento, lo que a su vez reduce la capacitancia de transición. El pico inicial declina en C_T con el aumento de la polarización inversa. El intervalo normal de voltaje inverso para diodos varicap se limita a aproximadamente 20V. En términos de la polarización inversa aplicada, la capacitancia de transición se determina en forma aproximada mediante:

$$C_T = \frac{K}{(V_T + V_R) * N} \quad \text{Ec b.2}$$

Donde:

- K : constante determinada por el material semiconductor y la técnica de construcción.
- N : $\frac{1}{2}$ para uniones de aleación y $\frac{1}{3}$ para uniones de difusión.
- V_R : magnitud del potencial de polarización inversa aplicado.
- V_T : potencial en la curva según la gráfica B.2.

La máxima capacitancia del varactor se presenta con voltajes de polarización cero, cuando la capa de agotamiento es más delgada, en consecuencia, mientras más alto es el voltaje inverso aplicado, la capacitancia disminuye.

Las características importantes a considerar para un diodo varactor son:

- Valor de la capacitancia.
- Voltaje.
- Variación en capacitancia con voltaje.
- Voltaje de funcionamiento máximo.
- Corriente de la salida.



ELECTRONICS, INC.
 44 FARRAND STREET
 BLOOMFIELD, NJ 07003
 (973) 748-5089

NTE610 thru NTE614 Voltage Variable Capacitance Diode (Tuning Diode)

Description:

These diodes are designed for high volume requirements of FM Radio and TV tuning and AFC, general frequency control and tuning applications; providing solid-state reliability in replacement of mechanical tuning methods.

Features:

- High Q with Guaranteed Minimum Values
- Controlled and Uniform Tuning Ratio
- Standard Capacitance Tolerance – 10%

Absolute Maximum Ratings:

Reverse Voltage, V_R 30V
 Forward Current, I_F 200mA
 Device Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$), P_D 280mW
 Derate Above 25°C 2.8mW/ $^\circ\text{C}$

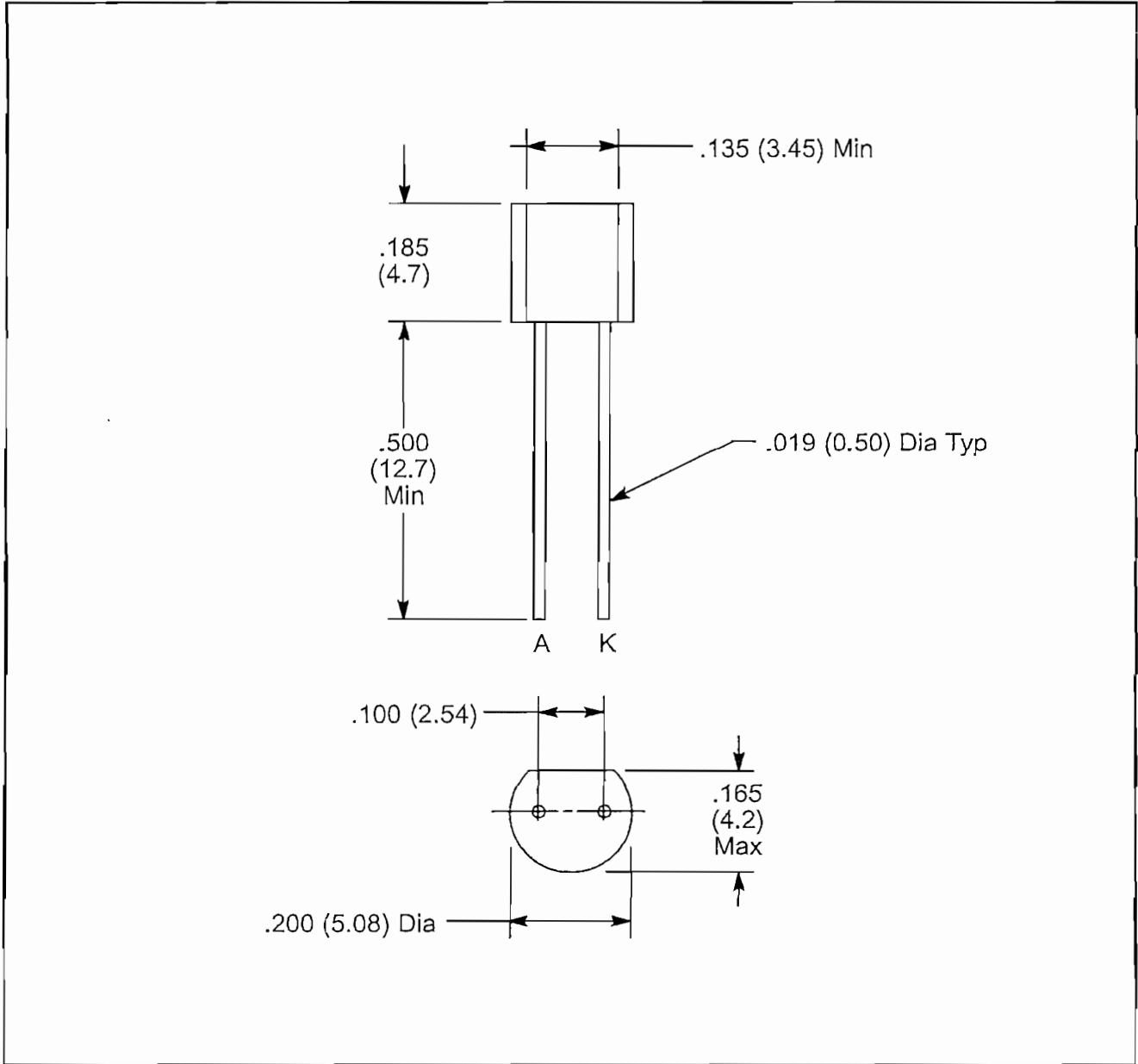
Note 1. The NTE611 & NTE612 are **discontinued** devices and no longer available.

Electrical Characteristics: ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit	
Reverse Breakdown Voltage	$V_{(BR)R}$	$I_R = 10\mu\text{A}$	30	—	—	V	
Reverse Voltage Leakage Current	I_R	$V_R = 25\text{V}, T_A = +25^\circ\text{C}$	—	—	0.1	μA	
Series Inductance	L_S	$f = 250\text{MHz}, \text{Lead Length} \sim 1/16"$	—	6	—	nH	
Case Capacitance	C_C	$f = 1\text{MHz}, \text{Lead Length} \sim 1/16"$	—	0.18	—	pF	
Diode Capacitance Temperature Coefficient	TC_C	$V_R = 4\text{V}, f = 1\text{MHz}$	—	280	400	ppm/ $^\circ\text{C}$	
Diode Capacitance	C_T	$V_R = 4\text{V}, f = 1\text{MHz}$	6.1	6.8	7.5	pF	
NTE610							
NTE611			9.0	10.0	11.0	pF	
NTE612			10.8	12.0	13.2	pF	
NTE613			19.8	22.0	24.2	pF	
NTE614	29.7	33.0	36.3	pF			

Electrical Characteristics (Cont'd): ($T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Figure of Merit NTE610	Q	$V_R = 4\text{V}, f = 50\text{MHz}$	450	—	—	
NTE611, NTE612			400	—	—	
NTE613			350	—	—	
NTE614			200	—	—	
Tuning Ratio NTE610	TR	$C_2/C_{30}, f = 1\text{MHz}$	2.5	2.7	3.2	
NTE611, NTE612, NTE613			2.5	2.9	3.2	
NTE614			2.5	3.0	3.2	



B.2 TRANSISTOR 2N918

Type 2N918
 Geometry 0013
 Polarity NPN
 Qual Level: JAN - JANTXV

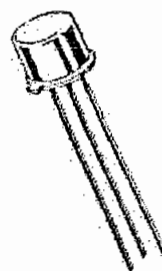
Generic Part Number:
 2N918

REF: MIL-PRF-19500/301

Features:

Request Quotation

- General-purpose low-power NPN silicon transistor.
- Housed in TO-72 case.
- Also available in chip form using the 0013 chip geometry.
- The Min and Max limits shown are per MIL-PRF-19500/301 which Semicoa meets in all cases.



TO-72

Maximum Ratings

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Rating	Symbol	Rating	Unit
Collector-Emitter voltage	V_{CEO}	15	V
Collector-Base Voltage	V_{CBO}	30	V
Emitter-Base voltage	V_{EBO}	3.0	V
Collector Current, Continuous	I_C	50	mA
Power Dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_T	200	mW
Derate above 25°C		1.14	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
Power Dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$	P_T	300	mW
Derate above 25°C		1.71	$\text{mW}/^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature	T_J	-65 to +200	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{STG}	-65 to +200	$^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics
 $T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

OFF Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Collector-Base Breakdown Voltage $I_C = 1.0 \mu\text{A}$	$V_{(BR)CBO}$	30	—	V
Collector-Emitter Breakdown Voltage $I_C = 3.0 \text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	15	—	V
Emitter-Base Breakdown Voltage $I_C = 10 \mu\text{A}$	$V_{(BR)CEO}$	3.0	—	V
Collector-Base Cutoff Current $V_{CB} = 25 \text{ V}$	I_{CBO1}	3.0	10	nA
Collector-Base Cutoff Current $V_{CB} = 25 \text{ V}, T_A = 150^\circ\text{C}$	I_{CBO2}	—	1	μA
Emitter-Base Cutoff Current $V_{EB} = 2.5 \text{ V}$	I_{EBO}	—	10	nA

ON Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Forward Current Transfer Ratio $I_C = 500 \mu\text{A}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	h_{FE1}	10	—	—
$I_C = 3.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}$	h_{FE2}	20	200	—
$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V}$	h_{FE3}	20	—	—
$I_C = 3.0 \text{ mA}, V_{CE} = 1.0 \text{ V}, T_C = -55^\circ\text{C}$	h_{FE4}	10	—	—
Base-Emitter Saturation Voltage $I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	$V_{BE(sat)}$	—	1.0	V dc
Collector-Emitter Saturation Voltage $I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$	$V_{CE(sat)}$	—	0.4	V dc

Small Signal Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
<i>Magnitude of Common Emitter, Small Signal, Short Circuit</i> Forward Current Transfer Ratio $V_{CE} = 10 \text{ V}, I_C = 4.0 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz}$	$ h_{FE} $	6.0	18	—
<i>Noise Figure</i> $V_{CE} = 6 \text{ V}, I_C = 1.0 \text{ mA}, f = 60 \text{ MHz}$	NF	—	6.0	dB
<i>Small Signal Power Gain</i> $V_{CB} = 12 \text{ V}, I_C = 6.0 \text{ mA}, f = 200 \text{ MHz}$	G_{PE}	15	—	dB
<i>Collector - Base Time Constant</i> $V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = -4.0 \text{ mA}, f = 79.8 \text{ MHz}$	$r_b' C_c$	—	25	ps
<i>Oscillator Power Output</i> $V_{CB} = 15 \text{ V}, I_C = 8.0 \text{ mA}, f > 500 \text{ MHz}$	P_o	—	30	mW
<i>Collector Efficiency</i> $V_{CB} = 15 \text{ V}, I_C = 8.0 \text{ mA}, f > 500 \text{ MHz}$	η	—	25	—
<i>Open Circuit Output Capacitance</i> $V_{CB} = 0 \text{ V}, I_E = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{OBO1}	—	3.0	pF
<i>Open Circuit Output Capacitance</i> $V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{OBO2}	—	1.7	pF
<i>Input Capacitance, Output Open Circuited</i> $V_{EB} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0, 100 \text{ kHz} < f < 1 \text{ MHz}$	C_{IBO}	—	2.0	pF

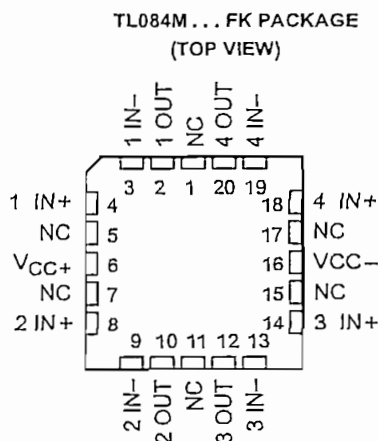
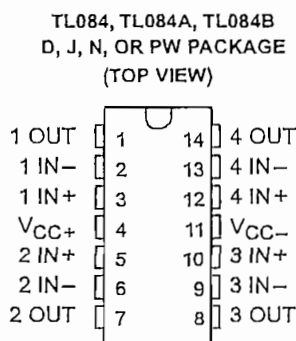
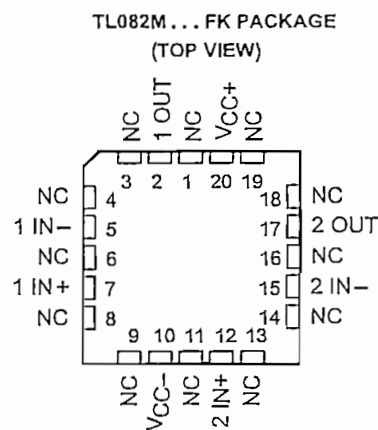
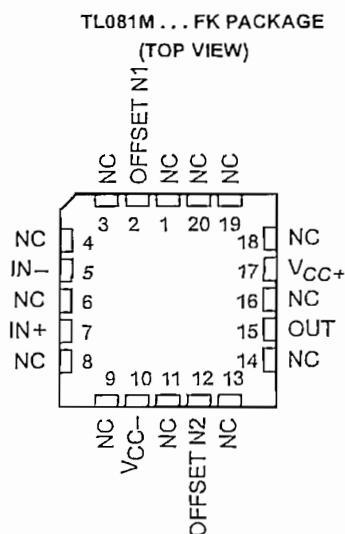
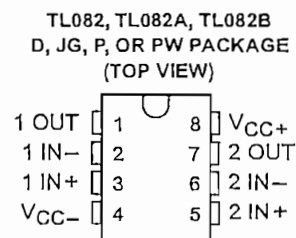
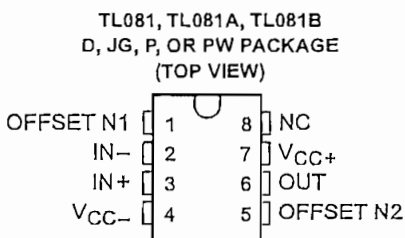
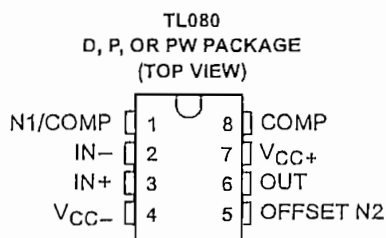
B.3 CIRCUITO INTEGRADO TL081

TL080, TL081, TL082, TL084, TL081A, TL082A, TL084A TL081B, TL082B, TL084B, TL082Y, TL084Y JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081A-D2297, FEBRUARY 1977-REVISED NOVEMBER 1992

24 DEVICES COVER COMMERCIAL, INDUSTRIAL, AND MILITARY TEMPERATURE RANGES

- Low-Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- High Input Impedance . . . JFET-Input Stage
- Internal Frequency Compensation (Except TL080, TL080A)
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ μ s Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes V_{CC+}



NC—No Internal Connection

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

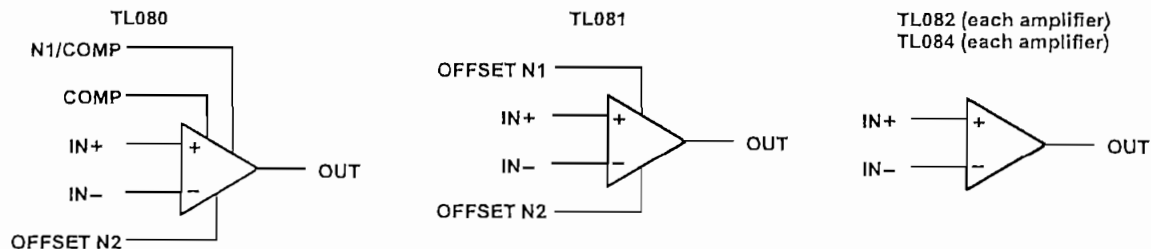
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS
77251-1443

Copyright © 1992, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-STD-883, Class B, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TL080, TL081, TL082, TL084, TL081A, TL082A, TL084A
TL081B, TL082B, TL084B, TL082Y, TL084Y
JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS081A–D2297, FEBRUARY 1977–REVISED NOVEMBER 1992

symbols



description

The TL08_ JFET-input operational amplifier family is designed to offer a wider selection than any previously developed operational amplifier family. Each of these JFET-input operational amplifiers incorporates well-matched, high-voltage JFET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit. The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient. Offset adjustment and external compensation options are available within the TL08_ family.

Device types with a C suffix are characterized for operation from 0°C to 70°C, those with an I suffix are characterized for operation from –40°C to 85°C, and those with an M suffix are characterized for operation over the full military temperature range of –55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

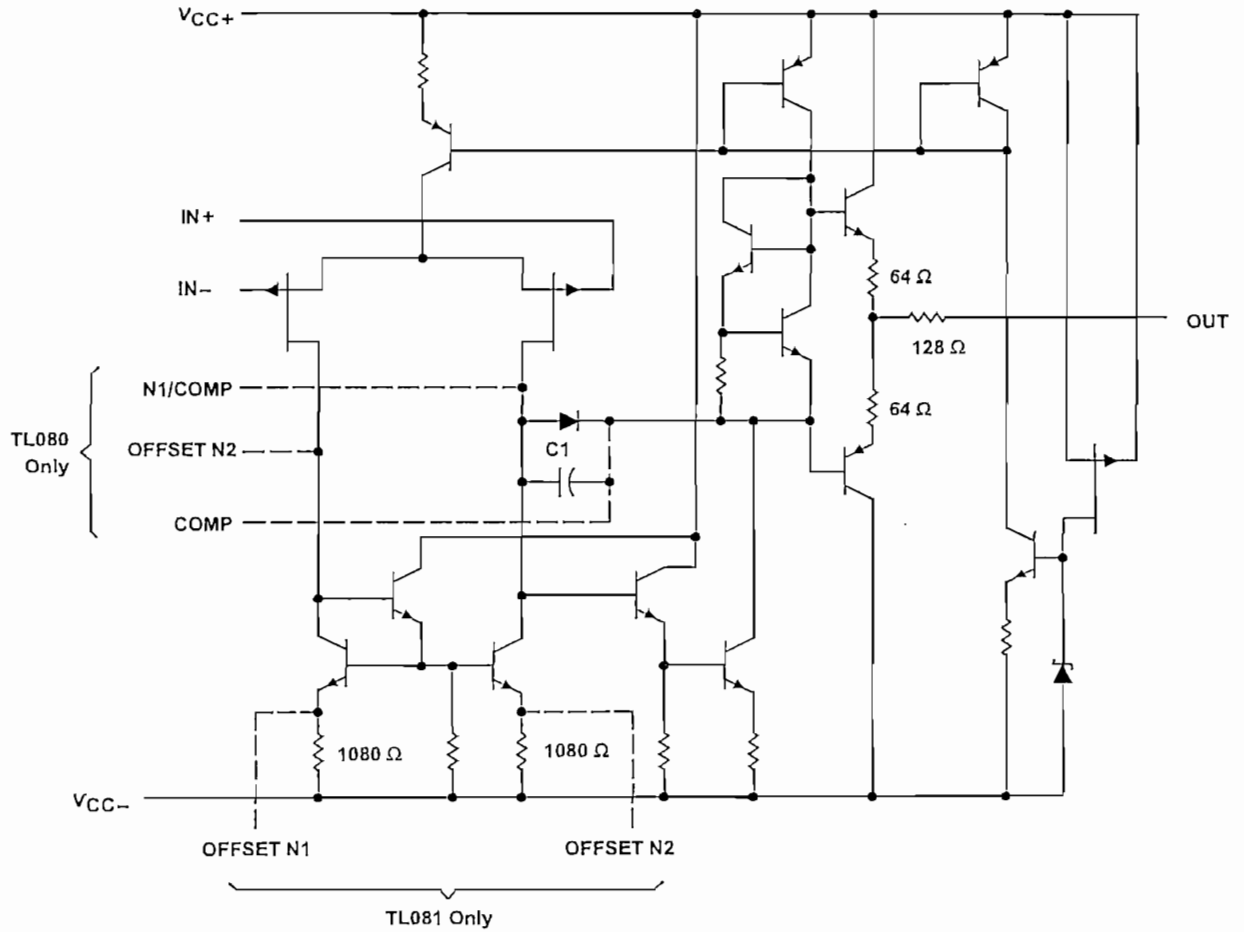
T _A	V _{IO} MAX at 25°C	PACKAGE								CHIP FORM (Y)
		SMALL OUTLINE (D008)	SMALL OUTLINE (D014)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP (PW)	
0°C to 70°C	15 mV	TL080CD						TL080CP	TL080CPW	
	15 mV	TL081CD						TL081CP	TL081CPW	
	6 mV	TL081ACD	—	—	—	—	—	TL081ACP		—
	3 mV	TL081BCD						TL081BCP		
	15 mV	TL082CD						TL082CP	TL082CPW	TL082Y
	6 mV	TL082ACD	—	—	—	—	—	TL082ACP		
–40°C to 85°C	6 mV	TL084CD					TL084CN		TL084CPW	TL084Y
	6 mV	TL084ACD					TL084ACN			
	3 mV	TL084BCD					TL084BCN			
–55°C to 125°C	6 mV	TL081ID						TL081IP		
	6 mV	TL082ID						TL082IP		
	6 mV	TL084ID					TL084IN			
–55°C to 125°C	6 mV			TL081MFK		TL081MJG				
	6 mV			TL082MFK		TL082MJG				
	9 mV			TL084MFK	TL084MJ					

The D package is available taped and reeled. Add R suffix to device type, (e.g., TL080CDR).



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS
77251-1443

schematic (each amplifier)



C1 = 18 pF on TL081, TL082, and TL084 only (including their suffix versions).
 Component values shown are nominal.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
 POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS
 77251-1443

TL081M, TL082M, TL084M JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SLOS081A-D2297, FEBRUARY 1977-REVISED NOVEMBER 1992

electrical characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL081M, TL082M			TL084M			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{IO} Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		3	6	3	9	15	mV
α_{VIO} Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$		18		18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO} Input offset current‡	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 125^\circ\text{C}$		5	100	5	100	20	pA nA
I_{IB} Input bias current‡	$V_O = 0$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 125^\circ\text{C}$		30	200	30	200	50	pA nA
V_{ICR} Common-mode input voltage range	$T_A = 25^\circ\text{C}$	± 11	to 15		± 11	to 15		V
V_{OM} Maximum peak output voltage swing	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_L = 10\ \text{k}\Omega$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}, R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$ $R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	± 12	± 13.5		± 12	± 13.5		V
A_{VD} Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$ $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	25	200		25	200		V/mV
B_1 Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3		3			MHz
r_i Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		10^{12}		10^{12}			Ω
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\ \text{min}}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	80	86		80	86		dB
k_{SVR} Supply voltage rejection ratio ($\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$)	$V_{CC} = \pm 15\ \text{V to } \pm 9\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega, T_A = 25^\circ\text{C}$	80	86		80	86		dB
I_{CC} Supply current (per amplifier)	No load, $V_O = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	1.4	2.8		1.4	2.8		mA
V_{O1}/V_{O2} Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100, T_A = 25^\circ\text{C}$	120			120			dB

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode input voltage unless otherwise specified.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive as shown in Figure 18. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as is possible.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15\ \text{V}, T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}$, See Figure 1 $V_I = 10\ \text{V}, R_L = 2\ \text{k}\Omega, C_L = 100\ \text{pF}$, See Figure 1 $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$	8*	13		V/ μs
t_r Rise time	$V_I = 20\ \text{mV}, R_L = 2\ \text{k}\Omega$		0.05		μs
Overshoot factor	$C_L = 100\ \text{pF}$, See Figure 1		20%		
V_n Equivalent input noise voltage	$R_S = 100\ \Omega$ $f = 1\ \text{kHz}$ $f = 10\ \text{Hz to } 10\ \text{kHz}$		18		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$ μV
I_n Equivalent input noise current	$R_S = 100\ \Omega, f = 1\ \text{kHz}$		0.01		pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{O(\text{rms})} = 10\ \text{V}, R_S \leq 1\ \text{k}\Omega, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega, f = 1\ \text{kHz}$		0.003%		

*On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77001

Anexo C

Normas Técnicas

ANEXO C

NORMAS TÉCNICAS

C.1 ESTACIONES DE RADIODIFUSIÓN EN FRECUENCIA MODULADA (FM) DE BAJA POTENCIA

De conformidad a la Norma Técnica vigente¹, las radiodifusoras en Frecuencia Modulada (FM), de baja potencia, son aquellas estaciones con un máximo de potencia efectiva radiada (p.e.r.) de 250 W, utilizadas para cubrir las cabeceras cantonales o sectores de baja población, cuya frecuencia pueda ser reutilizada por diferente concesionario en otro cantón de la misma provincia o zona geográfica.

De conformidad a las modificaciones de dicha Norma¹, se puede autorizar potencias efectivas radiadas (p.e.r.) inferiores a 250 W, observándose la potencia necesaria para cubrir la población de interés.

Los transmisores de las estaciones FM de baja potencia, se ubicarán en áreas periféricas de la población a servir, y el sistema radiante estará a una altura máxima de 36 m sobre la altura promedio de la superficie de la población servida.

Los procedimientos de solicitud y concesión de estas estaciones se rigen además por lo dispuesto en la Ley de Radiodifusión y Televisión, su Reforma y el Reglamento General a la Ley.

C.2 ZONAS GEOGRÁFICAS PARA ESTACIONES RADIODIFUSIÓN DE FRECUENCIA MODULADA (FM)

De conformidad a la Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia Modulada Analógica³, se consideran las siguientes Zonas Geográficas, en las cuales, el CONARTEL y la Superintendencia de Telecomunicaciones autorizan y concesionan las frecuencias para estaciones de radiodifusión en Frecuencia Modulada (FM) en todo el territorio nacional. Se incluyen las últimas modificaciones de la Norma Técnica de algunas zonas geográficas.

Zonas Geográficas ³	Cobertura de las Zonas (Notas FM, incluye grupos de frecuencias)
FA001	Azuay Cañar. Grupos de frecuencia 1, 3 y 5
FB001 ³	Provincia de Bolívar excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de, la Cordillera de los Andes. Grupo de frecuencia 6.
FC001	Provincia del Carchi. Grupos de frecuencias 1 y 3
FD001	Provincia de Orellana. Grupo de frecuencia 1
FE001	Provincia de Esmeraldas, excepto Rosa Zárate y La Concordia que pertenecen a la zona P, subgrupo P1. Grupos de frecuencias 4 y 6
FG001 ³	Provincia del Guayas, subzona 1 (independiente de la subzona 2), excepto las ciudades de El Empalme, Balzar, Colimes, Palestina, Santa Lucía, Pedro Carbo, Isidro Ayora, Lomas de Sargentillo, Daule, El Salitre, Alfredo Baquerizo Moreno, Simón Bolívar, Milagro, Naranjito, Maridueña, El Triunfo, Naranjal, Balao y Bucay. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
FG002	Provincia del Guayas, subzona 2, (independiente de la subzona 1), comprende las ciudades de la Península de Santa Elena y General Villamil. Grupos de Frecuencias 1, 3 y 5
FJ001	Provincia de Imbabura. Grupos de frecuencias 2 y 6
FL001	Provincia de Loja. Grupos de frecuencias 2 y 5
FM001	Provincia de Manabí; excepto los cantones El Carmen y Pichincha. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
FN001	Provincia de Napo. Grupo de frecuencia 1.
FO001 ³	Provincia de El Oro, e incluye Milagro, Naranjito, Bucay, Maridueña, El Triunfo, Naranjal y Balao de la provincia. del Guayas, La Troncal y las estribaciones del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de las provincias de Chimborazo, . Cañar y Azuay. Grupos de frecuencias 2, 4 y 6
FR001 ³	Provincia de Los Ríos, e incluye El Empalme, Balzar, Colimes, . Palestina, Santa Lucía, Pedro Carbo, Isidro Ayora, Lomas de Sargentillo, Daule, El Salitre, Alfredo Baquerizo Moreno y Simón Bolívar de la provincia del Guayas, cantón Pichincha de la provincia de Manabí y las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de las provincias de Cotopaxi y Bolívar. Grupos de frecuencias 2, 4 y 6.
FP001	Provincia de Pichincha, subzona 1 (independiente de la subzona 2). Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
FP002	Provincia de Pichincha, subzona 2 (independiente de la subzona 1), comprende: Santo Domingo de los Colorados e incluye los cantones aledaños : El Carmen (de la provincia de Manabí), Rosa Zárate y la Concordia (de la provincia de Esmeraldas). Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
FS001	Provincia de Morona Santiago. Grupo de frecuencia 1
FT001 ³	Provincias de Cotopaxi y Tungurahua, excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de la provincia de Cotopaxi y el cantón Baños de la provincia de Tungurahua. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
FH001 ³	Provincia de Chimborazo, excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de esta provincia. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5
FU001	Provincia de Sucumbios, Grupos de frecuencias 1 y 3
FX001	Provincia de Pastaza, incluido Baños (de la provincia de Tungurahua). Grupo de frecuencia 6
FY001	Provincia de Galápagos. Grupo de frecuencia 4
FZ001	Provincia de Zamora Chinchipe. Grupo de frecuencia 3.

Emisoras en Frecuencia Modulada³: 428 matrices y 227 repetidoras (a nivel nacional)

Provincia	Matriz	Repetidora	Provincia	Matriz	Repetidora
Azuay	28	16	Imbabura	21	6
Bolívar	14	1	Loja	25	21
Cañar	8	4	Los Ríos	18	10
Carchi	13	11	Manabí	45	18
Chimborazo	17	9	Morona Santiago	12	15
Cotopaxí	16	1	Napo	5	10
El Oro	20	9	Pastaza	9	6
Esmeraldas	14	11	Pichincha	65	16
Francisco de Orellana	6	1	Sucumbios	11	7
Galápagos	6	4	Tungurahua	15	16
Guayas	56	30	Zamora Chinchipe	4	5

C.3 REQUISITOS TÉCNICOS

1. Nombre propuesto para la estación o sistema a instalarse;
2. Clase de estación o sistema de estación privado o de servicio público;
3. Banda de frecuencias;
4. Estudio técnico de Ingeniería elaborado y suscrito por un Ingeniero en Electrónica y/o Telecomunicaciones colegiado y registrado en el respectivo Colegio Profesional;
5. Ubicación geográfica y potencia de la estación o estaciones;
6. Ubicación y altura de la antena; y,
7. Horario de trabajo.

Nota: Los requisitos y documentos anteriormente descritos y enumerados, serán presentados por duplicado en original y copia.

³ Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia Modulada Analógica, Reg. Oficial No. 074 del 10 de mayo del 2000

Modificaciones a la Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia modulada Analógica publicada en el Reg. Oficial No. 103 del 13 de junio del 2003

No 866-CONARTEL-99

**EL CONSEJO NACIONAL DE RADIODIFUSIÓN Y
TELEVISIÓN (CONARTEL)****Considerando:**

Que, el Art. 2° de la Ley Reformatoria a la Ley de Radiodifusión y Televisión, promulgada en el Registro Oficial No 691 de 9 de mayo de 1995, establece que el Estado a través del Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión CONARTEL otorgue frecuencias o canales para radiodifusión y televisión, regule y autorice dichos servicios en todo el territorio nacional;

Que, es facultad del CONARTEL expedir reglamentos técnicos complementarios y demás regulaciones de esta naturaleza que se requieran para el cumplimiento de sus funciones, conforme consta del literal "b)", del quinto artículo innumerado, del Art. 6 de la Ley Reformatoria a la Ley de Radiodifusión y Televisión;

Que, el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión efectuada el 22 de febrero de 1996 expidió la Resolución CONARTEL No 003-96 con el propósito de aplicar temporalmente los reglamentos, normas técnicas y más resoluciones que sobre los medios, sistemas o servicios de radiodifusión o televisión hubiere expedido la Superintendencia de Telecomunicaciones;

Que, el CONARTEL debido a la saturación del espectro, determinó la necesidad de realizar un reordenamiento de las frecuencias, considerando la realidad nacional y las zonas geográficas existentes en base a una nueva Norma Técnica para Frecuencia Modulada;

Que, el Consejo en sesiones de 6 y 11 de febrero, 17 y 18 de marzo de 1999, por una parte analizó y discutió el Plan de Distribución de Frecuencias presentado por la SUPTEL con oficio No 643 de 19 de marzo de 1999; y por otra parte consideró el proyecto de Norma Técnica para Frecuencia Modulada, presentado por la Asociación Ecuatoriana de Radiodifusión "A.E.R.",

Que, el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión de 5 de noviembre de 1999, luego de considerar distintos criterios, autorizó que el señor Presidente del CONARTEL, proceda a incorporar correcciones gramaticales, términos de armonía con el léxico de la UIT o exclusión de disposiciones de derecho que constan en la ley y que involuntariamente se han incorporado en la Norma Técnica; y,

En uso de las atribuciones legales que le corresponden,

Resuelve:**EXPEDIR LA NORMA TÉCNICA REGLAMENTARIA PARA RADIODIFUSIÓN EN FRECUENCIA MODULADA ANALÓGICA.****1. OBJETIVO:**

Establecer el marco técnico que permita la asignación de canales o frecuencias radioeléctricas en el espacio suprayacente del territorio ecuatoriano, minimizando las interferencias, de tal forma que se facilite la operación de los canales y se racionalice la utilización del espacio, de conformidad con la Constitución, recomendaciones de la U.I.T. y realidad nacional.

Formular planes para la adjudicación de canales y sobre el reordenamiento de emisoras en el espectro radioeléctrico, que sean coherentes y consecuentes con la presente norma técnica y con sus anexos.

2. DEFINICIONES:

Además de las definiciones y términos técnicos que constan en la Ley de Radiodifusión y Televisión, su reforma, Reglamento General y Glosarios de la U.I.T., tómesese en cuenta las que constan a continuación:

2.1. ESTACIÓN MATRIZ: Aquella que genera la programación en forma estable y permanente; que señalan la ubicación del estudio, es el domicilio legal del concesionario, que están ubicadas en la ciudad o población autorizada a servir como área de cobertura principal.

2.2. ESTACIÓN REPETIDORA: La que repite la programación para un sistema de radiodifusión debidamente conformado.

Puede utilizar igual o diferente frecuencia en la misma u otra zona de acuerdo con el contrato.

2.3 ESTACIONES DE BAJA POTENCIA: Aquella que la potencia mínima, utilizadas para cubrir las cabeceras cantonales o sectores de baja población, cuya frecuencia pueda ser reutilizada por diferente concesionario, en otro cantón de la misma provincia o zona geográfica, conforme a la presente Norma Técnica.

2.4. FRECUENCIAS AUXILIARES: DE ENLACE MÓVIL: Son aquellas que permiten circuitos de contribución entre los estudios, distribución primaria de transmisores y recolección de información mediante enlaces terrestres, satelitales y otros, destinados a la transmisión de programación o comunicación.

2.5. COMITÉ TÉCNICO PERMANENTE: Grupo de personas designadas por el CONARTEL, encargadas de entregar evaluaciones, recomendaciones técnicas y sugerencias o proyectos de reforma a los reglamentos y normas técnicas de acuerdo a los términos y políticas que determine la respectiva resolución.

2.6. ADJUDICACIÓN: Determinación técnica, temporal y condicionada para que el uso de un canal que conforme un plan, sea utilizado por una o varias personas en un servicio de radiocomunicación terrenal.

2.7. ASIGNACIÓN: Autorización que da una administración para que un concesionario o estación radioeléctrica utilice un determinado canal o frecuencia en condiciones específicas, técnicas y oficiales.

2.8. ZONA GEOGRÁFICA: Superficie terrestre asociada con una estación en la cual en condiciones técnicas determinadas puede establecerse una radiocomunicación respetando la protección establecida.

3. BANDA DE FRECUENCIAS:

Parte del espectro radioeléctrico destinado para emisión de señales de audio y video que se define por dos límites específicos, por su frecuencia central, anchura, de banda asociada y toda indicación equivalente.

Para el servicio de radiodifusión de frecuencia modulada analógica, se establece la banda de frecuencias de 88 a 108 MHz, aprobada en el Plan Nacional de Distribución de Frecuencias de Radiodifusión y Televisión

3.1. BANDA PARA FRECUENCIAS AUXILIARES: Las destinadas para enlaces de los servicios fijo y móvil, definidas en el numeral 2.4. anterior.

4. CANALIZACION DE LA BANDA DE FM:

Se establecen 100 canales con una separación de 200 KHz, numerados del 1 al 100, iniciando el canal 1 en 88.1 MHz (Anexo No 1).

5. GRUPOS DE FRECUENCIAS:

Se establecen seis grupos para distribución y asignación de frecuencias en el territorio nacional.

Grupos: G1, G2, G3 y G4 con 17 frecuencias cada uno, y los grupos G5 y G6 con 16 frecuencias. Anexo No 2.

La separación entre frecuencias del grupo es de 1.200 KHz.

Para la asignación de canales consecutivos (adyacentes), destinados a servir a una misma zona geográfica, deberá observarse una separación mínima de 400 KHz entre cada estación de la zona.

6. DISTRIBUCIÓN DE FRECUENCIAS:

La distribución de frecuencias se realizará por zonas geográficas, de tal manera que se minimice la interferencia de cocanales y canales adyacentes. Las zonas pueden corresponder a: conjunto de cantones de una provincia, provincias completas, integración de una provincia con cantones de otra provincia o unión de provincias.

Las zonas geográficas se identifican con una letra del alfabeto y corresponden a lo establecido en los anexos No 3A y 3B.

Esto no modifica las limitaciones o derecho sobre frecuencias que por provincias establece la ley para cada concesionario, pues esta norma trata únicamente los requerimientos técnicos.

7. DISTANCIA MÍNIMA ENTRE FRECUENCIAS O CANALES:

Aquella que garantiza que los valores de intensidad de campo establecidos en la norma se cumplan por parte de las estaciones sin que ocurran interferencias.

8. ÁREA DE SERVICIO:

Circunscripción geográfica en la cual una estación irradia su señal en los términos y características técnicas contractuales, observando la relación de protección y las condiciones de explotación.

8.1 ÁREA DE COBERTURA PRINCIPAL: Ciudad o poblado, específicos, cubiertos por irradiación de una señal de FM, con características detalladas en el respectivo contrato de concesión,

8.2 ÁREA DE COBERTURA SECUNDARIA O DE PROTECCIÓN: La que corresponde a los alrededores de la población señalada como área de cobertura principal, que no puede ni debe rebasar los límites de la respectiva zona geográfica.

No se requerirá de nueva concesión cuando dentro de una misma provincia se reutiliza la frecuencia concedida para mejorar el servicio en el área de cobertura secundaria.

8.3. ÁREA DE COBERTURA AUTORIZADA: Superficie que comprende el área de cobertura principal, más el área de cobertura secundaria de protección.

Las áreas de cobertura que se hallen definidas, podrán ampliarse en la misma zona geográfica a favor del mismo concesionario, mediante la reutilización de las frecuencias.

9. NOMENCLATURA UTILIZADA PARA DEFINIR E IDENTIFICAR LAS FRECUENCIAS ASIGNADAS A CADA ZONA:

- Letra inicial F = Frecuencia Modulada.
- Segunda letra = La asignada a cada zona geográfica.

- En tercer lugar, el número ordinal que corresponda en forma ascendente.

10. ASIGNACIÓN DE FRECUENCIAS:

El CONARTEL, asignará en condiciones específicas las frecuencias, previo informe técnico de la SUPTEL, emitido en base a los parámetros de la presente norma técnica, observando la disponibilidad de canales y el Plan Nacional de Distribución de Frecuencias.

Todo concesionario podrá reutilizar un cocanal en una misma zona geográfica, para servir su provincia con repetidoras.

El intercambio de frecuencias entre concesionarios o cambio por otra frecuencia disponible, de acuerdo con la norma técnica, es factible previa solicitud y autorización del CONARTEL.

Todo concesionario puede solicitar al CONARTEL el cambio de la frecuencia que le corresponde a cualquier otra que hallare disponible. Siempre y cuando se observe lo establecido en la presente norma.

10.1. ESTACIONES DE BAJA POTENCIA: Aquellas con un máximo de potencia de 250 w, autorizadas para servir en cualquier población de cada zona geográfica que permiten reutilizar su frecuencia para la irradiación de señales a otros cantones de la misma zona, sin que su señal se propague o rebase los límites de la cobertura autorizada.

10.2. FRECUENCIAS AUXILIARES: se asignarán las definidas en el numeral 2.4.

Pueden ser reutilizadas por el mismo concesionario, con sujeción al estudio técnico de enlaces para la misma provincia y zona

11. CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS:

Los parámetros técnicos de la instalación de una estación, así como sus emisiones deben estar de acuerdo con la presente norma y observar:

11.1. ANCHO DE BANDA: De 220 KHz para estéreo y 180 KHz para monofónica, con una tolerancia de hasta un 5%.

11.2. FRECUENCIAS DE BANDA BASE PARA AUDIO: Desde 50 Hz hasta 15 KHz.

11.3. SEPARACIÓN ENTRE PORTADORAS: Será determinada por los grupos de frecuencias correspondientes a cada zona geográfica.

11.4. PORCENTAJE DE MODULACIÓN: Sin exceder los siguientes valores en las crestas de recurrencia frecuente:

Para sistemas monofónicos o estereofónicos, únicamente 100%.

Si estos utilizan una sub-portadora: 95%.
 Si utilizan dos o más sub-portadoras: 100%.

11.5. POTENCIA DE OPERACIÓN O POTENCIA EFECTIVA RADIADA (P.E.R.): Los valores a considerarse corresponden a la potencia efectiva radiada.

La intensidad de campo necesaria para cumplir con la norma, es el valor determinado para los requerimientos de potencia.

11.5.1. POTENCIAS MÁXIMAS: Las potencias efectivas radiadas, no excederán de aquellas que se requieran para cubrir los valores máximos autorizados de intensidad de campo en el área de cobertura autorizada.

Por sus características y cercanía a zonas pobladas, las estaciones de baja potencia tendrán un P.E.R. de 250 vatios máximo.

11.6. INTENSIDAD DE CAMPO: Valores promedios a 10 metros sobre el nivel del suelo mediante un muestreo de por lo menos cinco puntos referenciales.

- En general: En el borde del área de cobertura principal ≥ 54 dBuV/m.
 En el borde del área de cobertura secundaria o de protección ≤ 30 dBuV/m.
 A otras zonas geográficas: < 30 dBuV/m.
- Estaciones de baja potencia y de servicio comunal:
 En el borde de área de cobertura principal ≤ 43 dBuV/m.
 En otras zonas geográficas < 30 dBuV/m.

11.7. RELACIONES DE PROTECCIÓN DESEADA/ SEÑAL NO DESEADA.

Separación entre portadoras deseada	Sistema estereofónico	Sistema monofónico
0 Khz (cocanal)	37dBu	28dBu
200 Khz	7	6
400 Khz	-20	-20
600 Khz	-30	-30dBu

11.8. TOLERANCIA DE FRECUENCIA: La máxima variación de frecuencia admisible para la portadora principal será de ± 2 Khz.

11.9. DISTORSIÓN ARMÓNICA: La distorsión armónica total de audiofrecuencia desde los terminales de entrada de audio del transmisor hasta la salida del mismo, no debe exceder del 0.5% con una modulación del 100% para frecuencias entre 50 y 15.000 Hz.

11.10. ESTABILIDAD DE LA POTENCIA DE SALIDA

Se instalarán los dispositivos adecuados para compensar las variaciones excesivas de la tensión de línea u otras causas y no debe ser menor a 95%.

11.11. PROTECCIONES CONTRA INTERFERENCIAS: Será responsabilidad del concesionario que genere interferencias, incorporar a su sistema los equipos, implementos o accesorios indispensables para atenuar en por lo menos 80 dB las señales interferentes.

11.12. NIVELES DE EMISIÓN NO ESENCIALES: deben atenuarse con un mínimo de 80 dB por debajo de la potencia media del ancho de banda autorizado y con una modulación del 100%

12. SISTEMA DE TRANSMISIÓN:

La modificación o sustitución de los equipos, de un sistema de transmisión, será permitida siempre y cuando no se alteren las características originales.

12.1. TRANSMISOR: El diseño del equipo transmisor debe ajustarse a los parámetros técnicos y a las características autorizadas.

Deberá contar con instrumentos de medición básicos.

12.2. LINEA DE TRANSMISIÓN: La línea que se utilice para alimentar la antena debe ser guía de onda o cable coaxial, con características de impedancia que permitan un acoplamiento adecuado entre el transmisor y la antena, con el fin de minimizar las pérdidas de potencia.

12.3. ANTENA: Podrán ser de polarización horizontal circular o elíptica; darán lugar a patrones de radiación y estarán orientadas para irradiar a sectores poblacionales de acuerdo a los requerimientos y autorizaciones establecidas en el contrato.

Las torres que soporten las antenas podrán ser compartidas con otros concesionarios u otros servicios, siempre y cuando cumplan con sus respectivas normas y parámetros técnicos.

12.4 EQUIPOS DE ESTUDIO: El concesionario tiene libertad para: configurar los equipos y sistemas de estudio, de acuerdo a sus necesidades y para instalar o modificar los estudios en todo aquello necesario para el funcionamiento de la estación.

12.5 ENLACES: Los equipos de enlace se ajustarán a los parámetros técnicos que garanticen la comunicación sin provocar interferencias.

Las frecuencias auxiliares para enlace requieren autorización expresa. La utilización de todo tipo de enlace impone el cumplimiento de las obligaciones previstas en el pliego tarifario.

Los enlaces que no utilizan frecuencias radioeléctricas pueden ser utilizados, siempre y cuando el concesionario informe y notifique lo correspondiente al CONARTEL.

13. UBICACION DE LA ESTACIÓN:

13.1. LOS TRANSMISORES:

13.1.1. EN GENERAL; Fuera del área urbana, que no provoquen saturación en los sistemas de recepción de televisión, y podrán ubicarse en áreas físicas compartidas con otros concesionarios de igual o diferente servicio, inclusive de telecomunicaciones.

Los transmisores podrán instalarse dentro de las ciudades exclusivamente cuando existan áreas geográficas aisladas que no estén pobladas y tengan una altura que supere en 60 metros a la altura promedio de la zona urbana

13.1.2. TRANSMISORES DE BAJA POTENCIA: Se ubicarán en áreas periféricas de la población a servir y el sistema radiante estará a una altura máxima de 36 metros sobre la altura promedio de la superficie de la población servida."

14. INSTALACIÓN DE LAS ESTACIONES:

Se harán de acuerdo a los parámetros técnicos definidos en el contrato de concesión.

La instalación puede ser compartida con otras estaciones y servicios similares.

14.1 DE LOS TRANSMISORES: Se instalarán y operarán de conformidad con lo estipulado en el contrato de concesión, de acuerdo a las normas internacionales, incorporando niveles de seguridad adecuados.

En el exterior del área física que aloja el transmisor y en la torre que soporta el sistema radiante debe existir la respectiva identificación de acuerdo al indicativo señalado en el contrato. Dicha identificación tendrá un formato mínimo de 1000 centímetros cuadrados.

Los transmisores en sitios colindantes a instalaciones de fuerzas armadas requieren autorización expresa, excepto en aquellos lugares donde ya existen otras instalaciones en todo caso, el concesionario dará oportuno aviso al CONARTEL antes de realizar la instalación.

La ubicación de transmisores en sitios contiguos a lugares con instalaciones para equipos de radio ayuda u otros de aeronavegación previo pronunciamiento del CONARTEL, requiere en primer lugar autorización de la Dirección de Aviación Civil, con fundamento en el análisis y estudio de los técnicos de dicha entidad.

Las torres para sistemas radiantes de frecuencia modulada, no pueden ser instaladas en el cono de aproximación de pistas de aterrizaje, salvo autorización expresa de la Dirección de Aviación Civil u organismo competente.

Las torres para sistemas radiantes requieren balizamiento diurno, y nocturno.

14.2. ESTUDIO PRINCIPAL: Es el ambiente y área física cubierta y funcional; parte de la edificación correspondiente al domicilio legal de la estación matriz; y sitio desde el cual se origina la programación diaria de la estación.

El estudio principal podrá recibir y difundir programación mediante frecuencias auxiliares cualquier otro tipo de enlace debidamente autorizado por el CONARTEL.

Un sistema automatizado e independiente, instalado en el sitio donde se encuentre funcionando el transmisor, no constituye estudio principal, pues se altera la esencia del contrato.

14.3. ESTUDIOS SECUNDARIOS: Aquellos localizados fuera del área de cobertura principal, que pueden ubicarse en la misma o diferente zona geográfica; serán de carácter permanente o temporal y destinados para programación específica, podrán acceder a enlaces para la transmisión o utilizar cualquier otro enlace que no requiera autorización expresa. Las direcciones y ubicación de los sitios deberán notificarse oportunamente al CONARTEL.

14.4. ESTUDIOS MÓVILES: Los que fundamentalmente tienen como origen de la programación, vehículos o sitios especiales del territorio nacional o del exterior, tienen programación de carácter ocasional y utilizan como enlaces frecuencias auxiliares, terrestres, satelitales u otros sistemas.

15. INCUMPLIMIENTO Y SANCIONES:

15.1. Constituye infracción técnica tipo IV del Reglamento a la Ley de Radiodifusión y Televisión, el incumplimiento de las disposiciones impartidas respecto del reordenamiento de frecuencias y del respectivo plan.

15.2. En el caso de que se verifiquen y comprueben interferencias por incumplimiento de las normas técnicas, impondrá como sanción la suspensión de las emisiones hasta que se realicen las correcciones,

16. DISPOSICIONES GENERALES:

16.1. El plan y asignación de canales o frecuencias constante en los anexos FM, son parte sustancial de la presente norma técnica.

El número de canales o frecuencias asignadas en cada grupo para cada zona geográfica no podrá ser modificado, salvo imponderables técnicos comprobados y aprobados por el CONARTEL.

17. DISPOSICIONES TRANSITORIAS:

17.1. El Plan de reubicación de frecuencias FM que llegare a aprobarse por parte del CONARTEL, será parte sustancial de la presente norma técnica y se ejecutará en un plazo de 90 días, con participación de la SUPTEL.

17.2. Efectuada la reubicación de frecuencias con sujeción al Plan de Adjudicación de Canales y Anexos F.M., las interferencias por excesos de potencia o patrones de radiación no definidos para la zona a cubrir, se solucionarán estableciendo potencias efectivas radiadas máximas, desde los cerros donde están ubicados los transmisores. La resolución que al respecto emita el CONARTEL será razonada y tendrá carácter obligatorio para los concesionarios.

17.3. Las modificaciones en los parámetros técnicos en las concesiones afectados por la presente norma, incluyendo el cambio de frecuencia, serán dispuestas mediante resolución por el CONARTEL, registradas por la Superintendencia de Telecomunicaciones y notificadas oficialmente al concesionario para que proceda a la respectiva modificación del contrato, conforme lo dispone el último inciso del Art. 27 en vigencia de la Ley de Radiodifusión y Televisión.

18. PREVALENCIA:

La presente Norma Técnica para Radiodifusión en Frecuencia Modulada actual prevalece por sobre cualquier otra disposición o resolución presente o pasada, consecuentemente queda derogado todo aquello que se le oponga de manera genéralo expresa.

19. VIGENCIA:

A partir de la publicación en el Registro Oficial.

Dado y firmado en Quito, en la sala de sesiones del CONARTEL, a veinticinco de marzo de mil novecientos noventa y nueve.

Notifíquese.

f.) Aldo R. Ottati Pino, Presidente del CONARTEL.

f.) Lic. Vicente Freiré R., Secretario.

RAZÓN.- El presente Reglamento fue discutido por el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión de 24 y 25 de marzo de 1999. CERTIFICO.

f.) Lic. Vicente Freiré R., Secretario.

ANEXO No 1

Canalización de la banda FM (88 -108 MHz)

CANAL	FRECUENCIA/ MHZ	CANAL	FRECUENCIA/ MHZ
1	88.1	51	98.1
2	88.3	52	98.3
3	88.5	53	98.5
4	88.7	54	98.7
5	88.9	55	98.9
6	89.1	56	99.1
7	89.3	57	99.3
8	89.5	58	99.5
9	89.7	59	99.7
10	89.9	60	99.9
11	90.1	61	100.1
12	90.3	62	100.3
13	90.5	63	100.5
14	90.7	64	100.7
15	90.9	65	100.9
16	91.1	66	101.1
17	91.3	67	101.3
18	91.5	68	101.5
19	91.7	69	101.7
20	91.9	70	101.9
21	92.1	71	102.1
22	92.3	72	102.3
23	92.5	73	102.5
24	92.7	74	102.7
25	92.9	75	102.9
26	93.1	76	103.1
27	93.3	77	103.3
28	93.5	78	103.5
29	93.7	79	103.7
30	93.9	80	103.9
31	94.1	81	104.1
32	94.3	82	104.3
33	94.5	83	104.5
34	94.7	84	104.7
35	94.9	85	104.9
36	95.1	86	105.1
37	95.3	87	105.3
38	95.5	88	105.5
39	95.7	89	105.7
40	95.9	90	105.9
41	96.1	91	106.1
42	96.3	92	106.3
43	96.5	93	106.5
44	96.7	94	106.7
45	96.9	95	106.9
46	97.1	96	107.1
47	97.3	97	107.3
48	97.5	98	107.5
49	97.7	99	107.7
50	97.9	100	107.9

ANEXO No 2
GRUPOS DE FRECUENCIAS PARA DISTRIBUCIÓN Y ASIGNACIÓN
EN EL TERRITORIO NACIONAL

GRUPO 1			GRUPO 2			GRUPO 3		
CANAL	[G1] [MHZ]	#	CANAL	[G2] F[MHZ]	#	CANAL	[G3] F[MHZ]	#
01	88.1	1	02	88.3	1	03	88.5	1
07	89.3	2	08	89.5	2	09	89.7	2
13	90.5	3	14	90.7	3	15	90.9	3
19	91.7	4	20	91.9	4	21	92.1	4
25	92.9	5	26	93.1	5	27	93.3	5
31	94.1	6	32	94.3	6	33	94.5	6
37	95.3	7	38	95.5	7	39	95.7	7
43	96.5	8	44	96.7	8	45	96.9	8
49	97.7	9	50	97.9	9	51	98.1	9
55	98.9	10	56	99.1	10	57	99.3	10
61	100.1	11	62	100.3	11	63	100.5	11
67	101.3	12	68	101.5	12	69	101.7	12
73	102.5	13	74	102.7	13	75	102.9	13
79	103.7	14	80	103.9	14	81	104.1	14
85	104.9	15	86	105.1	15	87	105.3	15
91	106.1	16	92	106.3	16	93	106.5	16
97	107.3	17	98	107.5	17	99	107.7	17

GRUPO 4			GRUPO 5			GRUPO 6		
CANAL	[G1] F[MHZ]	#	CANAL	[G2] F[MHZ]	#	CANAL	[G3] F[MHZ]	#
04	88.7	1	05	88.9	1	06	89.1	1
10	89.9	2	11	90.1	2	12	90.3	2
16	91.1	3	17	91.3	3	18	91.5	3
22	92.3	4	23	92.5	4	24	92.7	4
28	93.5	5	29	93.7	5	30	93.9	5
34	94.7	6	35	94.9	6	36	95.1	6
40	95.9	7	41	96.1	7	42	96.3	7
46	97.1	8	47	97.3	8	48	97.5	8
52	98.3	9	53	98.5	9	54	98.7	9
58	99.5	10	59	99.7	10	60	99.9	10
64	100.7	11	65	100.9	11	66	101.1	11
70	101.9	12	71	102.1	12	72	102.3	12
76	103.1	13	77	103.3	13	78	103.5	13
82	104.3	14	83	104.5	14	84	104.7	14
88	105.5	15	89	105.7	15	90	105.9	15
94	106.7	16	95	106.9	16	96	107.1	16
100	107.9	17						

ANEXO No 3A

**PLAN DE ADJUDICACIÓN DE CANALES O
FRECUENCIAS POR ZONAS**

ZONA	A	GRUPOS	3-5
ZONA	B	GRUPO	6
ZONA	C	GRUPOS	1-3
ZONA	D	GRUPO	1
ZONA	E	GRUPOS	4-6
ZONA	G	GRUPOS	1-3-5
ZONA	J	GRUPOS	2-5
ZONA	L	GRUPOS	2-5
ZONA	M	GRUPOS	1-3-5
ZONA	N	GRUPO	1
ZONA	O	GRUPOS	2-4-6
ZONA	P	GRUPOS	1-3-5
ZONA	S	GRUPO	1
ZONA	T	GRUPOS	1-3-5
ZONA	U	GRUPO	3
ZONA	X	GRUPO	6
ZONA	Y	GRUPO	4
ZONA	Z	GRUPO	3

ANEXO No 3B

**NOTAS FM SOBRE DEFINICIÓN DE LAS CORRESPONDIENTES ZONAS
GEOGRÁFICAS Y GRUPOS DE FRECUENCIAS**

FA001: Azuay y Cañar, Grupos de frecuencias 3 y 5.

FB001: Provincia de Bolívar. Grupo de frecuencia 6.

FC001: Provincia del Carchi- Grupos de frecuencias 1 y 3.

FD001: Provincia de Orellana. Grupo de frecuencia 1.

FE001: Provincia de Esmeraldas, excepto Rosa Zarate y La Concordia que pertenecen a la Zona P, subgrupo Pl. Grupos de frecuencias 4 y 6.

FG001: Provincia del Guayas, subzona 1, (independiente de la subzona 2), grupos de frecuencias 1, 3 y 5, no comprende Pedro Carbo, Naranjal, Balao y El Empalme, pues pertenecen al Grupo O.

- FG002:** Provincia del Guayas, subzona 2, (independiente de la subzona 1), comprende las ciudades de la Península de Santa Elena y General Villamil. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
- FJ001:** Provincia de Imbabura. Grupos de frecuencias 2 y 5.
- FL001:** Provincia de Loja. Grupos de frecuencias 2y5.
- FM001:** Provincia de Manabí, excepto el cantón El Carmen que pertenece a la Zona P, subgrupo PI. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
- FN001:** Provincia de Ñapo, Grupo <ie frecuencia 1.
- FO001:** Provincias de Los Ríos y El Oro, incluye El Empalme, Balao, Naranjal, Pedro Carbo; La Troncal (de la provincia de Cañar) y La Maná (de la provincia de Cotopaxi). Grupos de frecuencias 2, 4 y 6.
- FP001:** Provincia de Pichincha, subzona 1 (independiente de la subzona 2). Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
- FP002:** Provincia de Pichincha, subzona 2, (independiente de la subzona 1), comprende: Santo Domingo de los Colorados e incluye los cantones aledaños: El Carmen (de la provincia de Manabí) Rosa Zarate y la Concordia (de la provincia de Esmeraldas), Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
- FS001:** Provincia de Morona Santiago. Grupo de frecuencia 1.
- FT001:** Provincias de Cotopaxi, Tungurahua y Chimborazo. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5.
- FU001:** Provincia de Sucumbíos. Grupo de frecuencia 3.
- FX001:** Provincia de Pastaza, incluido Baños (de la provincia de Tungurahua). Grupo de frecuencia 6.
- FY001:** Provincia de Galápagos. Grupo de frecuencia 4.
- FZ001:** Provincia de Zamora Chinchipe. Grupo de frecuencia 3.

No 2556-CONARTEL-03

EL CONSEJO NACIONAL DE RADIODIFUSIÓN Y TELEVISIÓN CONARTEL

Considerando:

- Que, de conformidad con el Art. 2º de la Ley Reformatoria a la Ley de Radiodifusión y Televisión, promulgada mediante Registro Oficial NQ 691 de 9 de mayo de 1995, el Estado a través del Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión - CONARTEL otorgará frecuencias o canales para radiodifusión o televisión, así como regulará y autorizará estos servicios en todo el territorio nacional;
- Que, es facultad del CONARTEL expedir reglamentos técnicos complementarios y demás regulaciones de esta naturaleza que se requieran para el cumplimiento de sus funciones, conforme consta en el Art. 6 de la Ley Reformatoria a la Ley de Radiodifusión y Televisión, quinto artículo innumerado, letra d);
- Que, el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión de 27 de febrero de 2003 resolvió: "*DISPONER QUE LA COMISIÓN CONFORMADA POR EL CONSEJO EN SESIÓN DE 27 DE MARZO DE 2002, PRESENTE LAS MODIFICACIONES A LA NORMA TÉCNICA REGLAMENTARIA PARA RADIODIFUSIÓN. EN FRECUENCIA MODULADA ANALÓGICA. SOBRE LA ZONIFICACION CONTEMPLADA EN DICHA NORMA. FOCALIZANDO SU ANÁLISIS EN LAS SIGUIENTES ZONAS: - TUNGURAHUA, COTOPAXI, CHIMBORAZO: • GUAYAS, EL ORO, LOS RÍOS; Y,- MANABI*";
- Que, con oficio No 333-ATCONARTEL-03 de 23 de abril de 2003, el Asesor Técnico del CONARTEL remitió el informe de la comisión respecto a las modificaciones a la Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia Modulada Analógica;
- Que, el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión de 25 de abril de 2002, analizó el oficio No 333-ATCONARTEL-03 y resolvió aprobar en primera discusión las modificaciones a la Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia Modulada Analógica;
- Que, el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión en sesión de 22 de mayo de 2003, dentro del punto 11 del orden del día, trató en segunda discusión las modificaciones a la Norma Técnica Reglamentaria para Radiodifusión en Frecuencia Modulada Analógica; y,

En uso de las atribuciones legales que le corresponden,

Resuelve:**APROBAR LAS SIGUIENTES MODIFICACIONES A LA NORMA TÉCNICA
REGLAMENTARIA PARA RADIODIFUSIÓN EN FRECUENCIA MODULADA
ANALÓGICA.**

Art. 1.- Reformar el "Anexo 3B: Notas FM sobre definición de las correspondientes zonas geográficas y grupos de frecuencias", reemplazando las zonas geográficas FB001, FG001, FM001, F0001 y FT001, por las siguientes:

"FB001: Provincia de Bolívar excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes. Grupo de frecuencias 6."

"FG001: Provincia del Guayas, Sub-zona 1 (independiente de la Sub-zona 2), excepto las ciudades de El Empalme, Balzar, Colimes, Palestina, Santa Lucía, Pedro Carbo, Isidro Ayora, Lomas de Sargentillo, Daule, El Salitre, Alfredo Baquerizo Moreno, Simón Bolívar, Milagro, Naranjito, Maridueña, El Triunfo, Naranjal, Balao y Bucay. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5."

"FM001: Provincia de Manabí; excepto los cantones El Carmen y Pichincha. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5."

"FO001: Provincia de El Oro, e incluye Milagro, Naranjito, Bucay, Maridueña, El Triunfo, Naranjal y Balao de la provincia del Guayas, La Troncal y las estribaciones del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de las provincias de Chimborazo, Cañar y Azuay. Grupos de frecuencias 2, 4 y 6."

"FT001: Provincias de Cotopaxi y Tungurahua, excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de la provincia de Cotopaxi y el cantón Baños de la provincia de Tungurahua. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5."

Art. 2.- Luego de la zona geográfica FO001, agregar la siguiente:

"FR001: Provincia de Los Ríos, e incluye El Empalme, Balzar, Colimes, Palestina, Santa Lucía, Pedro Carbo, Isidro Ayora, Lomas de Sargentillo, Daule, El Salitre, Alfredo Baquerizo Moreno y Simón Bolívar de la provincia del Guayas, cantón Pichincha de la provincia de Manabí y las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de las provincias de Cotopaxi y Bolívar. Grupos de frecuencias 2, 4 y 6."

Art. 3.- Luego del grupo FT001, agregar el siguiente:

"FH001: Provincia de Chimborazo, excepto las estribaciones occidentales del ramal occidental de la Cordillera de los Andes de esta provincia. Grupos de frecuencias 1, 3 y 5."

Art. 4.- Reformar el "Anexo 3A: Plan de adjudicación de canales o frecuencias por zonas", incluyendo las siguientes zonas:

"ZONA	R	GRUPOS	2-4-6"
"ZONA	H	GRUPOS	1-3-5"

Art. 5.- Agregar luego del "Anexo 3B", lo siguiente:

"DISPOSICIONES GENERALES:

1. Zona geográfica FM001 (provincia de Manabí):

Disponer que con el fin de evitar la intermodulación cocanal en las zonas de mutua cobertura entre las señales que se irradian desde Cerro de Hojas (Jaboncillo) y Cerro Loma de Viento, las estaciones FM que emitan señal desde el Cerro Loma de Viento, deben utilizar sistemas radiantes directivos, orientados hacia la ciudad de Bahía de Caráquez, de tal manera que cubran exclusivamente esta ciudad.

2. Zona geográfica FG001 (provincia del Guayas):

Disponer que a partir de la presente fecha, las estaciones que sirven a la ciudad de Guayaquil deben someterse a los nuevos límites de las zonas geográficas contempladas en las reformas a la norma técnica reglamentaria para radiodifusión en frecuencia modulada analógica.

Disponer que atendiendo la solicitud del Núcleo AER Guayas de fecha 2 de abril de 2003, se excluya de la subzona que depende de la ciudad de Guayaquil, los cantones en donde únicamente se podrá autorizar estaciones de baja potencia, con un nivel adecuado para cubrir dicha población.

3. La limitación de mínima potencia de transmisión que se puede autorizar a una estación de radiodifusión FM, señalada en el Art. 31 de la Ley de Radiodifusión y Televisión, se refiere únicamente a las estaciones FM de potencia normal, por lo que en el caso de estaciones de baja potencia se puede autorizar potencias efectiva» radiadas (P.E.R.) inferiores a 250 W, observándose la potencia necesaria para cubrir la población de interés"

Art. 6.- Notificar del contenido de esta resolución, a la Superintendencia de Telecomunicaciones.

Art. 7.- Disponer que la Presidencia del CONARTEL remita esta resolución al Registro Oficial para su publicación.

Dado en la ciudad de Quito, en la sala de sesiones del Consejo Nacional de Telecomunicaciones, a veintidós de mayo de dos mil tres.

f.) Freddy Moreno Mora. Presidente.

f.) Lic. Vicente Freire Ramírez, Secretario.

CERTIFICO.- Este documento es fiel copia del original.- Quito, a 6 de junio de 2003.- f.) Secretario del CONARTEL.