

# MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN FRECUENCIA

Diseño Y Construcción De Módulos De Entrenamiento Para FM



**Universidad**  
**Tecnológica de Bolívar**

CARTAGENA DE INDIAS



**ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ**

**2010**



**MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN FRECUENCIA**  
**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE MÓDULOS DE ENTRENAMIENTO PARA FM**

**ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**  
**PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**  
**CARTAGENA DE INDIAS D. T. Y C.**

**2010**



**Universidad**  
**Tecnológica de Bolívar**  
CARTAGENA DE INDIAS

**MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN FRECUENCIA**  
**DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE MÓDULOS DE ENTRENAMIENTO PARA FM**

**ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ**

**TRABAJO DE MONOGRAFÍA PRESENTADO COMO REQUISITO PARA**  
**OPTAR AL TÍTULO DE**  
**INGENIERO ELECTRÓNICO**

**DIRECTOR**  
**MSC. GONZALO LÓPEZ VERGARA**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**  
**FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA Y ELECTRÓNICA**  
**PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA**  
**CARTAGENA DE INDIAS D. T. Y C.**

**2010**

**Nota de aceptación**

---

---

---

---

---

**Firma del presidente del jurado**

---

**Firma del Jurado**

---

**Firma del Jurado**

**Cartagena de Indias D. T. Y C., Julio de 2010**

Cartagena de Indias, Julio de 2010

**Señores**  
**Comité curricular de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**  
**Universidad Tecnológica de Bolívar**

Respetados señores:

Por medio de la presente me permito informales que la monografía titulada “Modulación Y Demodulación En Frecuencia (Diseño Y Construcción De Módulos De Entrenamiento Para FM)” ha sido desarrollada de acuerdo a los objetivos y justificaciones establecidas en este informe.

Como autor de la monografía considero que el trabajo investigativo es satisfactorio y merece ser presentado para su evaluación.

Atentamente,

---

*ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ*

Cartagena de Indias, Julio de 2010

**Señores**  
**Comité curricular de Ingeniería Eléctrica y Electrónica**  
**Universidad Tecnológica de Bolívar**

Respetados señores:

Cordialmente me permito informarles, que he llevado a cabo la dirección del trabajo de grado del estudiante Aníbal José Perna González, titulado “MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN EN FRECUENCIA (Diseño Y Construcción De Módulos De Entrenamiento Para FM)”.

Atentamente,

---

*MSC. GONZALO LÓPEZ VERGARA*

## AUTORIZACIÓN

Cartagena de indias D.T. y C. Julio de 2010

Yo Aníbal José Perna González, autorizo a la Universidad Tecnológica De Bolívar para hacer uso académico y practico de laboratorio de mi trabajo de grado, el cual ha sido producto de mi actividad académica a fin de optar por el título de Ingeniero Electrónico. Yo como Único Autor del trabajo de grado titulado “Modulación Y Demodulación En Frecuencia (Diseño Y Construcción De Módulos De Entrenamiento Para FM)” manifiesto mi voluntad de permitirle a la universidad el derecho de publicarlo en su catalogo online de la biblioteca.

Cordialmente,

---

*ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ*

## DEDICATORIA

Dedico toda mi carrera universitaria y en especial este proyecto de grado a mi Dios todo poderoso y a la Santísima Virgen María por ser quienes han estado a mi lado en todo momento dándome las fuerzas necesarias para continuar luchando día tras día y seguir adelante rompiendo todas las barreras que se presenten. A mi mamá Yolanda y mi papá José Manuel porque gracias a ellos soy quien soy hoy en día, son las personas que me dan ese cariño y calor humano necesario, son los que velan por mi salud, mis estudios, mi alimentación, mis logros, son a ellos a quien les debo todo, horas de consejos, de regaños, de reprimendas de tristezas y de alegrías. Le agradezco a mis hermanos por estar a mi lado, por compartir secretos, historias, pesares y alegrías, por enseñarme a estar siempre alerta ante cualquier problema ,a mi abuelo por mostrarme como llegar a viejo con dignidad y a mis sobrinitos por no permitirme olvidar que se siente ser niño.

*ANIBAL J. PERNA GONZÁLEZ*



## **AGRADECIMIENTOS**

A mis padres por enseñarme a luchar, a conquistar las metas que me proponga agotando los recursos que sean necesarios, por estar conmigo en las adversidades, por brindarme confianza para seguir adelante, por servirme de guía para concluir una de las etapa más importante de mi vida, ser un Ingeniero Electrónico.

Agradezco a mi primo Juan Carlos por su colaboración técnica durante la ejecución de este proyecto, a mis amigos por su apoyo y su valiosa amistad y especialmente a nuestro Señor Jesucristo por su amor y fortaleza incondicional.

*ANIBAL J. PERNA GONZÁLEZ*

## CONTENIDO

RESUMEN .....	17
INTRODUCCIÓN .....	18
JUSTIFICACIÓN .....	19
CAPITULO1 MODULACION Y DEMODULACION FM [MARCO TEORICO].....	20
1.1 CONCEPTOS GENERALES.....	20
1.1.1 Modulación:.....	20
1.1.2 Demodulación: .....	20
1.1.3 Señal Portadora [Carrier Signal].....	21
1.1.4 Señal Moduladora [Modulating Signal].....	21
1.2 MODULACIÓN ANGULAR.....	22
1.2.1 ANÁLISIS DE LA MODULACIÓN ANGULAR .....	23
1.3 MODULACIÓN EN FRECUENCIA [FM].....	25
1.4 GENERALIDADES DE LA FM .....	27
1.5 ANÁLISIS DEL PROCESO DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA DE UN TONO SIMPLE.....	27
1.5.1 FM DE BANDA ESTRECHA .....	29
1.5.2 FM DE BANDA ANCHA .....	32
1.6 ANÁLISIS DE LA SEÑAL FM MULTITONO .....	39
1.7 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM.....	43
1.7.1 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM MODULADAS CON UN TONO SIMPLE .....	44
1.7.2 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM MODULADAS CON UNA SEÑAL MULTITONO .....	47
1.8 DEMODULACIÓN DE SEÑALES FM.....	48
1.8.1 DEMODULADORES DE FM .....	48
1.8.1.1 DISCRIMINADOR DE FM REACTIVO .....	49
1.8.1.2 DEMODULADOR DE FM CON BUCLES DE ENGANCHE DE FASE PLL.....	49
1.9 CARACTERÍSTICAS DE LA MODULACIÓN EN FRECUENCIA .....	50
1.10 APLICACIONES DE LA MODULACIÓN EN FRECUENCIA .....	51
1.10.1 LA RADIODIFUSIÓN COMERCIAL DE FM .....	51
1.10.2 LA TELEVISIÓN .....	52
1.10.3 LA TELEFONÍA MÓVIL O CELULAR.....	53
1.10.4 LOS MICRÓFONOS INALÁMBRICOS.....	54
CAPITULO 2 DISEÑO Y MODO DE OPERACIÓN DEL CIRCUITO.....	55
2.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO MODULADOR FM.....	55
2.1.1 DIAGRAMA DEL CIRCUITO MODULADOR FM.....	55
2.2 EXPRESIONES DE DISEÑO .....	56
2.2.1 Frecuencia de operación Ajustable Por Variación De Voltaje - VCO Operating Frequency ( $f_0$ ).....	56
2.2.2 Ganancia De Voltaje Respecto A La Frecuencia De Operación Del Sistema - Voltage-To-Frequency Conversion Gain (K). .....	56
2.3 DISEÑO DEL MODULADOR FM EMPLEANDO EL GENERADOR DE FUNCIONES XR-2206 .....	57
2.3.1 PREMISAS DE DISEÑO .....	57
2.3.2 CÁLCULOS DE DISEÑO .....	57

2.3.2.1	Calculo del Condensador de Sintonia $C_0$ .....	57
2.3.2.2	Calculo Del Resistor De Ajuste De Ganancia De Voltaje Respecto A la Frecuencia - The Voltage - To - Frequency Conversion Gain Resistor ( $R_c$ ) .....	59
2.4	DESCRIPCIÓN DEL DEMODULADOR FM .....	60
2.4.1	DIAGRAMA DEL CIRCUITO DEMODULADOR FM.....	61
2.5	EXPRESIONES DE DISEÑO .....	62
2.5.1	Frecuencia Central Ajustable Por Variación De Voltaje - VCO Center Frequency ( $f_0$ ). .....	62
2.5.2	Bucle De Barrido De Ancho De Banda.....	63
2.5.3	Factor De Amortiguamiento Del Sistema .....	63
2.5.4	Filtro Pasa-Bajas .....	64
2.5.5	Frecuencia De Corte Del Filtro .....	64
2.6	DISEÑO DEL DEMODULADOR O DETECTOR FM.....	65
2.6.1	PREMISAS DE DISEÑO .....	65
2.6.2	CÁLCULOS DE DISEÑO .....	65
2.6.2.1	Calculo De La Resistencia De Sintonia De Frecuencia -Resistor For Frequency Tuning ( $R_0$ ).....	65
2.6.2.2	Calculo De La Resistencia De Rastreo de Ancho de Banda -Tracking Bandwidth Resistor ( $R_1$ ) .....	67
2.6.2.3	Calculo Del Condensador De Rastreo De Ancho De Banda- Tracking Bandwidth Capacitor ( $C_1$ ).....	68
2.6.2.4	Cálculos Asociados Al Filtro Pasa Bajas .....	68
2.7	DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN .....	69
2.7.1	PREMISAS DE DISEÑO .....	69
2.7.2	DESCRIPCIÓN DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA.....	70
2.8	COMPONENTES Y CARACTERÍSTICAS. ....	70
2.8.1	LISTA COMPONENTES POR BLOQUE DE CIRCUITO.....	70
2.8.2	CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MODEM FM.....	73
2.8.3	EJEMPLOS DE TEMAS DE ESTUDIO .....	73
2.9	MODO DE OPERACIÓN.....	74
2.9.1	BLOQUE MODULADOR FM .....	74
2.9.2	BLOQUE DEMODULADOR FM .....	75
2.10	DIAGRAMAS DE IMPRESOS Y DE DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES	77
2.11	DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXTERNA .....	83
CAPITULO 3 MODULACION Y DEMODULACION EN FRECUENCIA [FM] .....		85
3.1	PRACTICA DE LABORATORIO DE TELECOMUNICACIONES ANALOGICAS.....	85
3.1.1	INTRODUCCIÓN .....	85
3.1.2	OBJETIVOS .....	85
3.1.3	BIBLIOGRAFÍA DE CONSULTA .....	86
3.2	EQUIPOS E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN .....	86
3.3	BREVE DESCRIPCIÓN TEÓRICA DE LA FM .....	87
3.3.1	MODULACIÓN EN FRECUENCIA .....	87
3.3.1.1	BREVE DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO MODULADOR.....	88
3.3.2	DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL FM.....	89
3.3.2.1	BREVE DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO DEMODULADOR .....	89
3.4	CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS.....	90

3.5 DESCRIPCION DEL PANEL DE CONEXIONES .....	91
3.6 PROCEDIMIENTO PRÁCTICO DE LABORATORIO .....	94
3.6.1 PRÁCTICA DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA .....	94
3.6.2 PRÁCTICA DE DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL FM.....	101
3.6.3 EJERCICIO TEÓRICO PRÁCTICO .....	102
3.6.4 CUESTIONARIO .....	104
3.7 MEMORIA DE PRUEBAS .....	106
3.7.1 PRÁCTICAS DE MODULACIÓN FM.....	106
3.7.2 ENSAYO DE SOBRE-MODULACIÓN.....	108
3.7.3 PRÁCTICA DE DEMODULACIÓN .....	108
CAPITULO 4 SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS.....	110
4.1 IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO .....	111
4.1.1 DESCRIPCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE AUDIO SUGERIDO .....	111
4.2 ADQUISICIÓN DE DATOS CON LA PLATAFORMA SIMULINK DE MATLAB .....	112
CONCLUSIONES.....	115
GLOSARIO.....	117
BIBLIOGRAFÍA .....	122
ANEXOS .....	125

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1 Diagrama De Tipos De Modulación Angular .....	22
Fig. 2 Diagrama De Análisis Fasorial De La Señal $S(t)$ .....	24
Fig. 3 Señal Moduladora (Modulating Signal).....	25
Fig. 4 Señal Portadora (Carrier Signal) .....	26
Fig. 5 Señal Modulada En Frecuencia (FM Signal) .....	27
Fig. 6 Diagrama Fasorial Para Una Señal FM De Banda Estrecha.....	31
Fig. 7 Función De Bessel Para Varios Valores De $n$ En Términos De $\beta$ .....	35
Fig. 8 Representación Del Espectro De Una Señal FM Para $\beta = 1$ .....	38
Fig. 9 Representación Del Espectro De Una Señal FM Para $\beta = 2$ .....	38
Fig. 10 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Constituida Por Un Tono De 100Hz .....	41
Fig. 11 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Constituida Por Un Tono De 77Hz .....	42
Fig. 12 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Compuesta Por Un Tono De 100Hz y De 77Hz .....	43
Fig. 13 Gráfica Para Determinar El Ancho De Banda Empleando El Criterio Del Uno Por Ciento. ....	46
Fig. 14 Diagrama De Bloques De La Operación De Un Demodulador De FM Con PLL .....	50
Fig. 15 Diagrama Pictórico De Una Transmisión De Radiofrecuencia Comercial .....	52
Fig. 16 Diagrama De Bloques De Un Emisor De TV En Blanco Y Negro.....	53
Fig. 17 Micrófono Inalámbrico De Mano MW1-HTX-Fx Fabricado Por BOSCH Security Systems, Inc.....	54
Fig. 18 Diagrama Del Circuito Modulador FM .....	56
Fig. 19 Diagrama De Circuito Del Sistema Demodulador FM .....	61
Fig. 20 Diagrama Del Demodulador FM Con Bloques Internos Del Circuito Integrado XR-2211 .....	61
Fig. 21 Grafica De La Frecuencia Central Con Sus Respectivas Frecuencias Laterales.....	62
Fig. 22 Modelo Grafico De La Extensión De Frecuencias Del Sistema.....	63
Fig. 23 Grafica Típica Del Comportamiento De Un Filtro Pasa-Bajos .....	64
Fig. 24 Diagrama De Circuito De La Fuente De Alimentación Del Modem FM .....	69
Fig. 25 Plataforma Externa De Los Módulos FM.....	73
Fig. 26 Diagrama De Bloques Que Describe El Modo De Operación Del Modulador FM .....	75
Fig. 27 Diagrama De Bloques Con Los Componentes Básicos De Un PLL.....	75
Fig. 28 Diagrama Esquemático Del MODEM FM .....	77
Fig. 29 Diagrama Del Circuito Impreso De La Fuente De Alimentación.....	78
Fig. 30 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De La Fuente .....	78
Fig. 31 Diagrama De los Circuitos Impresos De las Placas De Conexión E Interacción.....	79
Fig. 32 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De Las Placas De Conexión E Interacción .....	79

Fig. 33 Diagrama Del Circuito Impreso De La Placa De Controles Del Sistema...	80
Fig. 34 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De La Placa De Controles Del Sistema .....	80
Fig. 35 Diagrama del Circuito Impreso del Bloque Modulador-Demodulador.....	81
Fig. 36 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes del Bloque Modulador-Demodulador.....	81
Fig. 37 Vista General De Las Pistas Y Componentes Superpuestos Del Sistema .....	82
Fig. 38 Vista General De la Distribución De los Componentes Del Sistema .....	83
Fig. 39 Litografía Diseñada En Corel Draw X3 V.13 De La Plataforma Externa De Los Módulos De Entrenamiento FM .....	84
Fig. 40 Vista De Los Módulos De Entrenamiento FM Totalmente Ensamblados ..	84
Fig. 41 Formas De Onda Que Describen A La Modulación En Frecuencia .....	87
Fig. 42 Diagrama Del Circuito Modulador FM .....	89
Fig. 43 Diagrama De Circuito Del Sistema Demodulador FM .....	90
Fig. 44 Diagrama De Identificación De Los Puntos De Interés Del Panel Externo	91
Fig.45 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 2KHz.....	106
Fig. 46 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 3KHz.....	107
Fig. 47 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 5KHz.....	107
Fig. 48 Señal De Respuesta Sobre-Modulada .....	108
Fig. 49 Recuperación De Un Tono Modulador De Frecuencia $f_M = 1KHz$ .....	108
Fig. 50 Recuperación De Un Tono Modulador De Frecuencia $f_M = 3KHz$ .....	109
Fig. 51 Recuperación De Un Tono Modulador De Frecuencia $f_M = 4.5KHz$ .....	109
Fig. 52 Recuperación De Un Tono Modulador De Frecuencia $f_M = 5KHz$ .....	109
Fig. 53 Diagrama Descriptivo De Sugerencias Para Trabajos Futuros .....	110
Fig. 54 Diagrama De Circuito De La Etapa De Amplificadora De Audio Sugerida .....	112
Fig. 55 Diagrama De Bloques Para Adquisición De Señales Por El Puerto MIC Del PC.....	113
Fig. 56 Cuadro De Dialogo Para La Configuración Del Bloque De Captura De Audio [From Audio Device].....	113
Fig. 57 Ventana Característica De La Salida Del Spectrum Scope FFT Para Un Tono De Prueba .....	114

## LISTA DE TABLAS

Tabla N°1 Formula De La Transformada De Fourier Necesaria Para El Análisis Del Espectro De La Señal FM .....	35
Tabla N°2 Funcion de Bessel para varios valores de $\beta$ y $\eta$ .....	36
Tabla N°3 Notación De Los Tonos De Modulación Involucrados En La Señal FM Multitono Analizada .....	39
Tabla N°4 $\eta_{Max}$ En funcion del Indice de Modulacion $\beta$ .....	45
Tabla N°5 Premisas De Diseño Para La Implementación Del Bloque Modulador FM .....	57
Tabla N°6 Premisas De Diseño Para La Implementación De La Etapa De Demodulación FM .....	65
Tabla N°7 Premisas De Diseño De La Fuente De Alimentación De Los Módulos	69
Tabla N°8 Lista De Los Componentes Necesarios Para La Construcción Del Bloque Modulador FM .....	71
Tabla N°9 Lista De Los Componentes Requeridos Para La Construcción Del Bloque Demodulador FM.....	72
Tabla N°10 Lista De Los Componentes Necesarios Para La Construcción La Fuente De Alimentación .....	72
Tabla N°11 Lista De Equipos E Instrumentos De Medición Empleados En La Práctica De Laboratorio.....	86
Tabla N°12 Resumen De Las Expresiones Matemáticas De Importancia En El Estudio De La FM.....	88
Tabla N°13 Características Técnicas Del MODEM FM .....	90
Tabla N°14 Condiciones De Prueba N°1.....	106
Tabla N°15 Condiciones De Prueba N°2.....	107
Tabla N°16 Condiciones De Prueba N°3.....	107
Tabla N°17 Lista De Los Componentes Más Relevantes De Los Módulos.....	125

## LISTA DE ANEXOS

Data-Sheet XR-2206 .....	126
Data-Sheet XR-2211 .....	134
Data-Sheet LM324 .....	143
Data-Sheet LM741 .....	146
Data-sheet LM386.....	149
Data-sheet 7812.....	153
Data-sheet W06M .....	156



## RESUMEN

En una señal analógica es posible variar tres propiedades: la amplitud, la frecuencia y la fase, de acuerdo con los cambios que se hagan, así se denotara el tipo de modulación trabajada. La modulación en frecuencia, por su parte es un tipo de tratamiento que se encarga de modificar las características en frecuencia de una onda portadora, de este modo, en este documento se analizan las características teóricas fundamentales de la FM, con las que es posible diseñar módulos de entrenamientos para el soporte de la teoría tratada. La implementación práctica de estos dispositivos está basada específicamente en las técnicas de modulación en frecuencia para un tono simple, es decir, una moduladora sinusoidal. Con este trabajo se pretende no solo ampliar la perspectiva teórica envuelta por la FM sino que también se busca evidenciar físicamente los fenómenos que involucra este tratamiento de señales.

## INTRODUCCIÓN

En sus comienzos la FM hizo lograr importantes progresos en el cumplimiento del compromiso por parte de las organizaciones mundiales, de expandir la cobertura de las comunicaciones a lo largo del mundo, de tal forma que se garantizó el acceso a la comunicación como un derecho fundamental de todos a un futuro no lejano. La FM es una técnica de modulación angular que consiste en variar la frecuencia de una onda portadora de acuerdo con los cambios que exponga una onda modulante. La modulación en frecuencia fue utilizada en un principio por la radiodifusión para crear canales radiofónicos, pero actualmente se emplea en diversas aplicaciones asociadas a la ciencia y la ingeniería, debido a que ofrece varias ventajas, como la reducción del ruido, la fidelidad mejorada del sistema y el uso más eficiente de la potencia.

En este informe se describe los aspectos más relevantes de este particular tipo de modulación y se expone los parámetros fundamentales del diseño y construcción de módulos de entrenamiento asociados a la modulación y la demodulación FM, a fin de soportar de forma práctica la teoría involucrada en este tipo de tratamiento de señales, tomando en consideración la trascendente importancia que tiene en el mundo de las comunicaciones modernas.

## JUSTIFICACIÓN

El importante desarrollo y avance de las telecomunicaciones ha tenido varios factores que han favorecido a su progreso y una de estos es la modulación en frecuencia o FM; la cual le ha inyectando dinamismo, popularidad e interés en todo el mundo, dando estímulos a la generación de ambiciosos planes tanto técnicos como empresariales. Un factor fundamental que justifica el uso de la modulación en frecuencia es la propiedad que tiene de transmitir información de calidad con un bajo índice de distorsión, lo cual la destaca como una técnica codiciada por medios como la radio, la televisión y la telefonía móvil. Por todas estas razones es de vital importancia dedicar un espacio relevante para el análisis, estudio y comprobación teórica de una técnica de modulación que ha sido forjadora de historia y que se ha convertido en un importante catalizador para la evolución tecnológica y la ingeniería de las telecomunicaciones.

# 1. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN FM

## MARCO TEÓRICO

Con el fin de explicar la teoría involucrada en el estudio de la FM, se procederá primero que todo a describir algunos conceptos generales asociados con el tema de la modulación en frecuencia, a fin de optimizar la comprensión de este tipo de modulación en particular.

### 1.1 CONCEPTOS GENERALES

#### 1.1.1 Modulación:

Básicamente, la modulación radica en hacer que un parámetro de una señal portadora, cambie o varíe, sistemática de valor conforme con las variaciones de la señal moduladora o modulante, que es mensaje que se desea transmitir.

La modulación abarca el conjunto de técnicas empleadas para transmitir información sobre una onda portadora, típicamente una onda sinusoidal. Esta técnica permite un mejor aprovechamiento del canal de comunicación, lo que a su vez facilita el hecho transmitir más información en forma simultánea, protegiéndola de posibles interferencias y ruidos.

Algunas de las técnicas de modulación más difundidas son:

- Modulación de amplitud [AM]
- Modulación de frecuencia [FM]
- Modulación de fase [PM]
- Modulación en doble banda lateral [DSB]

#### 1.1.2 Demodulación:

La demodulación es el proceso mediante el se recuperar la información transportada por una onda portadora; previamente modulada en el extremo transmisor.

### 1.1.3 Señal Portadora [Carrier Signal]

La señal portadora es una onda de radio generada por un transmisor cuando no existe una señal de modulación; esta se constituye en el canal sobre el que viajara el mensaje una vez que ocurra el proceso de modulación. Las ondas portadoras son usadas cuando se transmiten señales de radio a un radioreceptor. Tanto las señales de modulación de amplitud (AM), como las de frecuencia modulada (FM) y las de modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) son transmitidas con la ayuda de frecuencias portadoras. Por lo general estas se describen como ondas seno con una frecuencia mucho más alta que la de la señal moduladora. Matemáticamente la señal portadora se define a partir de la siguiente expresión (Ex.1):

$$V_p(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t]$$

### 1.1.4 Señal Moduladora [Modulating Signal]

Es una señal de baja frecuencia, la cual contiene el mensaje que se desea transmitir a distancia mediante una portadora o señal de alta frecuencia.

La señal moduladora varía la ganancia del amplificador con tasa sinusoidal igual a su frecuencia, la cantidad de modulación que se obtiene es proporcional a la amplitud de la señal moduladora. Para el caso de la modulación en frecuencia (FM), la onda moduladora se define mediante la siguiente expresión matemática (Ex.2):

$$M(t) = A_M \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t]$$

## 1.2 MODULACIÓN ANGULAR

En contraste con la modulación en amplitud, en la cual la amplitud de la señal portadora varía de acuerdo con los cambios en la onda moduladora de banda base; la modulación angular mantiene constante este parámetro y es la fase de la señal portadora la que sigue las variaciones de la señal mensaje. La modulación angular posee características intrínsecas que la hacen más eficiente frente a problemas asociados a interferencias atmosféricas y ruido ambiente, por lo que el ancho de banda de la señal modulada con este tipo de tratamiento es mucho mayor que en el caso de las señales moduladas en amplitud.

Hay dos tipos de modulación angular: La Modulación En Frecuencia (FM: Frequency Modulation) y La Modulación En Fase (PM: Phase Modulation). Las dos son muy similares y están relacionadas entre sí. Sin embargo, la FM posee características más adecuadas frente al ruido, lo cual la hace una de las más importantes e influyentes en el mundo de las radio comunicaciones. (Considere el siguiente diagrama Fig.1).

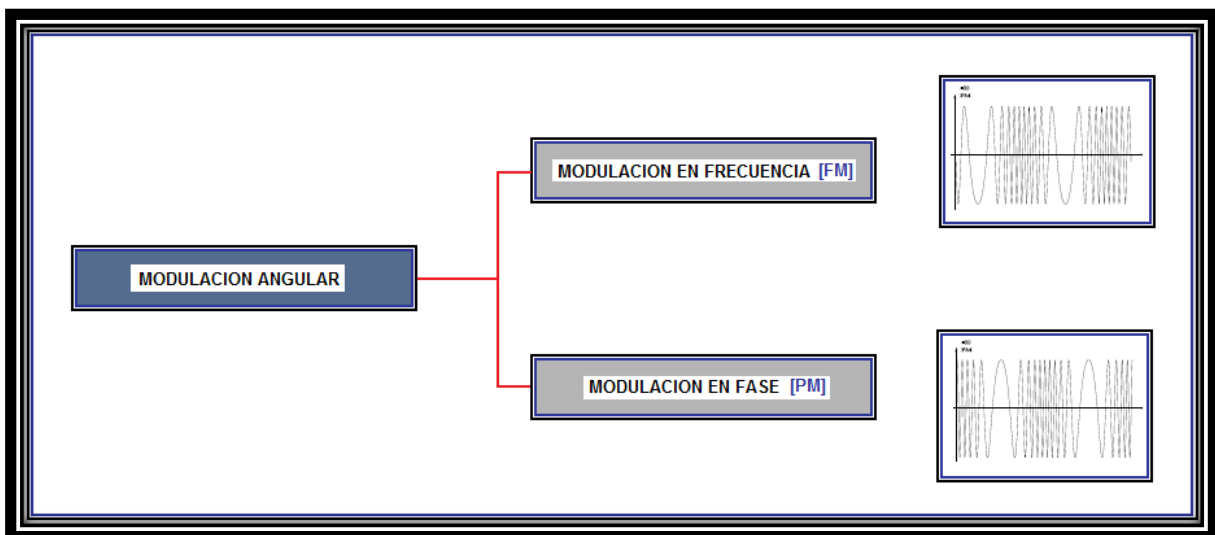


Fig. 1 Diagrama De Tipos De Modulación Angular

### 1.2.1 ANÁLISIS DE LA MODULACIÓN ANGULAR

Considere la expresión para una portadora que lleva información (Señal Modulada Angularmente) (Ex.3), con amplitud de onda portadora constante  $A_p$  y ángulo de fase instantánea  $\theta_i(t)$ .

$$S(t) = A_p \cdot \text{Cos}[\theta_i(t)]$$

Cada ciclo de oscilación ocurre siempre que  $\theta_i(t)$  cambia  $2\pi$  radianes, por lo tanto al evaluar  $\theta_i(t)$  de forma repetitiva, se tiene que la frecuencia promedio en el intervalo de tiempo  $(t, t + \Delta t)$  esta dada por (Ex.4):

$$f_{\Delta t}(t) = \frac{[\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)]}{[2\pi\Delta t]}$$

A partir de la teoría de límite y teniendo en cuenta la expresión anterior, es posible definir a la frecuencia instantánea de una señal modulada angularmente de la siguiente forma (Considere la siguiente expresión (Ex.5)):

$$f_i(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} f_{\Delta t}(t) = \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \frac{[\theta_i(t + \Delta t) - \theta_i(t)]}{[2\pi\Delta t]} = \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta_i}{dt}$$

Por otra parte es posible obtener el ángulo de fase despejando y aplicando anti-derivación (Considere la siguiente expresión (Ex.6))

$$\theta_i(t) = 2\pi \int f_i(t) dt$$

La señal  $S(t)$  puede ser analizada como un fasor que se mueve en el plano complejo de amplitud constante  $A_p$  y de fase instantánea  $\theta_i(t)$ , dicho fasor gira a una velocidad angular  $\omega_f$  igual a  $2\pi f_i(t)$  (Considere la figura 2)

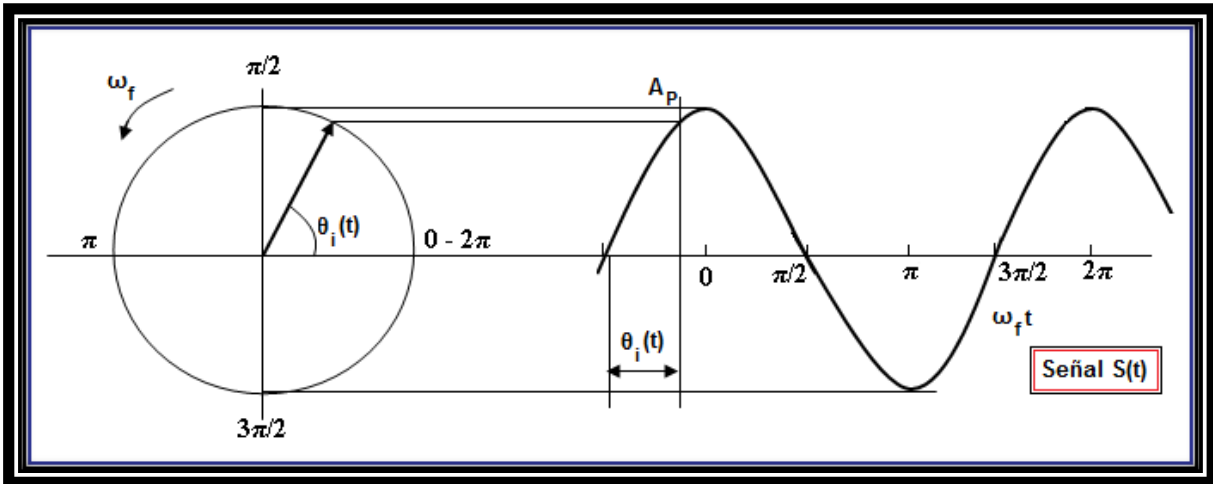


Fig. 2 Diagrama De Análisis Fasorial De La Señal  $S(t)$

Por parte si se considera el hecho de que dicha señal no esté modulada; entonces la fase instantánea  $\theta_i(t)$  de la onda estará dada por la expresión mostrada a continuación (Ex.7),

$$\theta_i(t) = 2\pi f_p t + \sigma_p$$

Siendo  $f_i(t) = f_p$  y donde  $\sigma_p$ , se le denomina como fase en el origen de tiempo.

Existen muchas formas de que la fase instantánea  $\theta_i(t)$  siga las variaciones de una señal moduladora, sin embargo este informe está centrado en el tema de la FM por lo que se dedicara un espacio relevante a la explicación de las características principales de este particular tipo de modulación.



### 1.3 MODULACIÓN EN FRECUENCIA [FM]

La modulación en frecuencia FM es un tipo de modulación no lineal o angular en el que la radiofrecuencia instantánea de una señal portadora [Carrier Signal] varía de acuerdo a la amplitud instantánea de la señal moduladora u onda de información [Modulating Signal]. En este particular tipo de tratamiento, la amplitud de onda modulada es constante e igual a la de la onda portadora y es la frecuencia de la portadora la que varía de acuerdo a la onda moduladora aplicada, es decir, si se emplea una moduladora de 100 Hz, la onda modulada se desplaza arriba y abajo 100 veces en un segundo respecto de su frecuencia central de operación. El grado de variación u oscilación de este fenómeno depende de un parámetro denominado “índice o coeficiente de modulación”  $\beta$  que no es sino una medida del volumen con que se modula la portadora. (Véanse Fig. 3, Fig. 4 y Fig. 5)

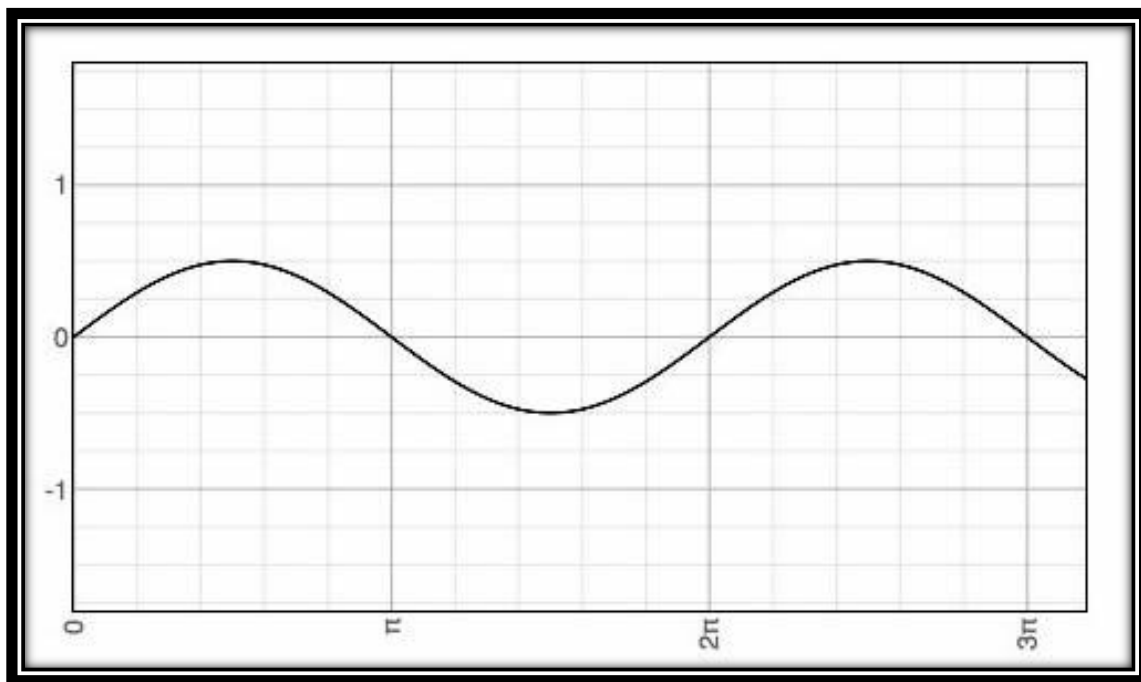


Fig. 3 Señal Moduladora (Modulating Signal) <sup>1</sup>

<sup>1</sup> Modulación de Frecuencia – FM. Señal Moduladora (Modulating Signal) [En línea].<  
<http://www.textoscientificos.com/redes/modulacion/frecuencia> > [Citado el Mié, 03/08/2005 - 16:09]

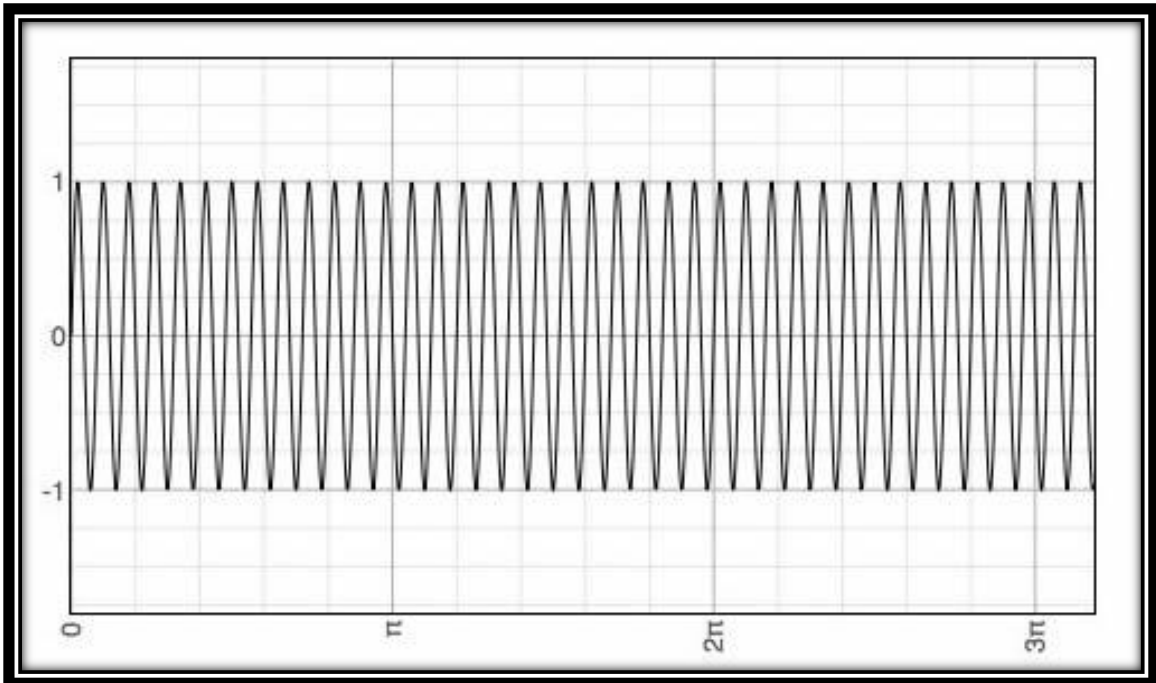


Fig. 4 Señal Portadora (Carrier Signal) <sup>2</sup>

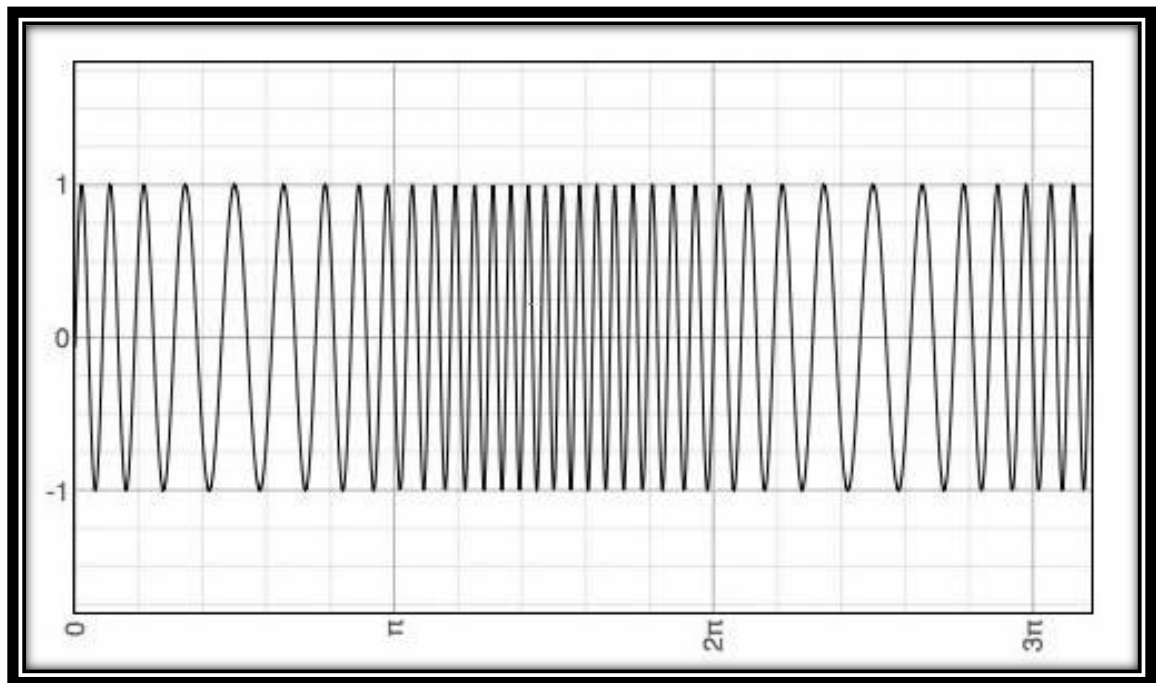


Fig. 5 Señal Modulada En Frecuencia (FM Signal) <sup>3</sup>

<sup>2,3</sup>. Modulación de Frecuencia – FM. Señal Portadora (Carrier Signal), Señal Modulada En Frecuencia (FM Signal) [En línea]. < <http://www.textoscientificos.com/redes/modulacion/frecuencia> > [Citado el Mié, 03/08/2005 - 16:09]

## 1.4 GENERALIDADES DE LA FM

En este particular tipo de modulación, la frecuencia instantánea  $f_i(t)$  de la señal modulada está íntimamente asociada con la señal moduladora, tal y como se observa en la ecuación expuesta a continuación (Ex.8). En esta expresión  $f_p$  es la frecuencia de la onda portadora sin tratamiento de modulación y  $k_f$  es la constante de sensibilidad en frecuencia del dispositivo modulador considerado.

$$f_i(t) = f_p + [k_f M(t)]$$

Es posible definir la fase instantánea de una señal modulada en frecuencia (Ex.9), al evaluar la anterior ecuación de frecuencia (Ex.8) en la expresión para la fase instantánea de una señal modulada angularmente (Ex.6).

$$\theta_i(t) = 2\pi f_p t + [2\pi k_f \int M(t) dt]$$

Por último reemplazando el nuevo valor de  $\theta_i(t)$  en la ecuación que define una señal modulada angularmente, se obtiene la expresión para una señal modulada en frecuencia (Ex.10):

$$s(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t + [2\pi k_f \int M(t) dt]]$$

## 1.5 ANÁLISIS DEL PROCESO DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA DE UN TONO SIMPLE

Para establecer una relación entre el ancho de banda de la señal modulada en frecuencia y el ancho de banda de la señal moduladora, se hace necesario considerar el caso más sencillo de modulación, en el cual la onda modulante  $M(t)$  es una señal sinusoidal, es decir, un tono simple tal y como se anoto en la expresión 2.

$$M(t) = A_M \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t]$$

Para obtener una expresión que describa la frecuencia instantánea de este particular caso se hace necesario retomar la expresión obtenida con anterioridad en las generalidades de la FM, (Considere la expresión 8).

$$f_i(t) = f_p + [k_f M(t)]$$

Remplazando el valor  $M(t)$ ,

$$f_i(t) = f_p + k_f A_M \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t]$$

Donde el factor  $k_f A_M$  corresponde a la Desviación Máxima En Frecuencia  $\Delta f$  y representa la máxima separación de la frecuencia instantánea  $f_i(t)$  respecto a la de la frecuencia de la onda portadora  $f_p$  sin modular; por lo tanto la expresión para la frecuencia instantánea de una señal modulada en frecuencia empleando un tono simple se resume así (Ex.11):

$$f_i(t) = f_p + \Delta f \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t]$$

Con el fin definir el valor de la fase instantánea de una señal FM modulada con un tono simple, se retoma la expresión 6, posteriormente se remplazar el valor de la frecuencia instantánea  $f_i(t)$  obtenido anteriormente y se resuelve la integral respecto al tiempo así:

$$\theta_i(t) = 2\pi \int f_i(t) dt$$

$$\theta_i(t) = 2\pi \int f_p + \Delta f \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t] dt$$

$$\theta_i(t) = 2\pi f_p t + \frac{\Delta f}{f_M} \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)$$

Donde el factor  $\frac{\Delta f}{f_M}$  se le denomina índice o coeficiente de modulación  $\beta$  y representa la máxima desviación de la fase instantánea  $\theta_i(t)$  con respecto a la fase de la portadora sin modular  $\omega_p = 2\pi f_p t$ ; dicho de otro modo es este

parámetro el que indica que tanto se ve afectada la frecuencia de la portadora por el proceso de modulación FM.

De este análisis se concluye que el ángulo de fase de una señal FM, modulada con una sinusoidal está definido por la siguiente ecuación matemática (Ex.12):

$$\theta_i(t) = 2\pi f_p t + \beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)$$

Por lo que la señal FM queda definida de la siguiente forma (Considere Ex.13):

$$s(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t + \beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)]$$

Finalmente cabe anotar el hecho, de que de acuerdo con el parámetro  $\beta$  se pueden distinguir dos tipos de modulación en frecuencia en particular:

- FM de banda estrecha, para  $\beta$  pequeño.
- FM de banda ancha, para  $\beta$  grande.

Estos dos casos serán tratados a continuación de forma detallada.

### 1.5.1 FM DE BANDA ESTRECHA

La FM de banda estrecha un caso especial de la modulación en frecuencia, en el cual son dos las bandas laterales altamente significativas. Este particular tipo de modulación en frecuencia puede ser analizado partiendo de la expresión que describe una señal  $s(t)$  modulada en frecuencia obtenida con anterioridad (Ex.13).

$$s(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t + \beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)]$$

Es posible realizar una aproximación para una señal de FM de banda estrecha (Ex.14) expandiendo la ecuación anteriormente citada a partir del uso de la identidad trigonométrica del coseno de la suma de ángulos diferentes:

$$\cos[\alpha + \beta] = \cos \alpha \cdot \cos \beta - \sin \alpha \cdot \sin \beta$$

$$S(t) = A_p [\cos(2\pi f_p t) \cdot \cos(\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)) - \text{Sen}(2\pi f_p t) \cdot \text{sen}(\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t))]$$

Idealmente, una señal FM debe tener envolvente constante, además para el caso especial considerado en este análisis en el que la señal moduladora es de carácter sinusoidal  $M(t)$  a una frecuencia  $f_M$ , el ángulo de fase instantánea  $\theta_i(t)$  también deberá estar definido por misma frecuencia  $f_M$ . Sin embargo en este particular tratamiento se presentan dos diferencias a saber con respecto al caso ideal:

- La envolvente ya no es constante y tiene una modulación de amplitud residual por lo que la envolvente varía con el tiempo.
- La fase instantánea  $\theta_i(t)$  ya no es sinusoidal a la frecuencia  $f_M$ , aunque sí periódica con frecuencia fundamental  $f_M$ , pero con distorsión armónica debido a la presencia de armónicos a partir de  $3f_M$ .

Para que ambos efectos de distorsión estén dentro de unos márgenes aceptables, el índice de modulación  $\beta$  debe ser menor de 0,3 radianes. De este modo es posible formular las siguientes aproximaciones con el objeto de que la distorsión de envolvente y la distorsión armónica de la fase sean despreciables (Considere las dos aproximaciones matemáticas, expuestas a continuación).

$$\cos[\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)] \approx 1$$

$$\text{Sen}[\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)] \approx \beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)$$

Por lo que la señal  $S(t)$  se simplifica a la siguiente ecuación (Ex.15):

$$S(t) \approx A_p \cos(2\pi f_p t) - [A_p \beta [\text{Sen}(2\pi f_p t) \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)]]$$

Esta nueva igualdad puede ser expandida bajo la consideración de la identidad trigonométrica del doble producto de funciones seno de diferente ángulo, (Considere Ex.16).

$$2\text{Sen}\alpha \cdot \text{Sen}\beta = -[\text{Cos}(\alpha + \beta) - \text{Cos}(\alpha - \beta)]$$

$$S(t) \approx A_p \text{Cos}(2\pi f_p t) + \frac{A_p \beta}{2} [\text{Cos}[2\pi(f_p + f_M)t] - \text{Cos}[2\pi(f_p - f_M)t]]$$

En la figura 6 se expone un diagrama fasorial para una señal FM de banda estrecha, en dicha representación se toma a la señal portadora sin modulación alguna, como eje de referencia; de este modo es posible observar que la resultante (señal modulada) tiene una envolvente ligeramente mayor que la de la portadora misma (distorsión de envolvente). Por otra parte del esquema también se sabe que la señal suma de las dos bandas laterales siempre está en cuadratura con la portadora. La resultante es un fasor con envolvente aproximadamente constante pero con fase diferente a la de la portadora.

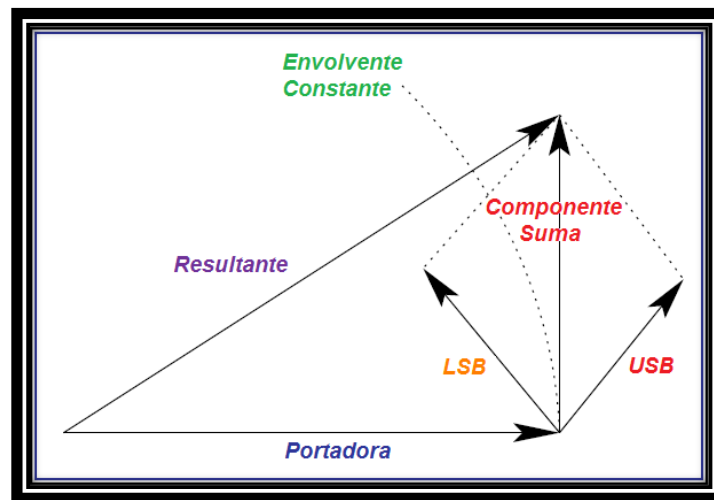


Fig. 6 Diagrama Fasorial Para Una Señal FM De Banda Estrecha <sup>4</sup>

<sup>4</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 10.

### 1.5.2 FM DE BANDA ANCHA

La FM de banda ancha es el segundo caso especial de modulación en frecuencia, en el cual es viable la transmisión de un mayor flujo de información respecto a la FM de banda angosta. Esto se debe particularmente a que una señal modulada en frecuencia de banda ancha ocupa como su nombre lo indica, un mayor ancho de banda respecto a su contraparte de banda angosta. Sin embargo para corroborar esto desde una perspectiva lógica, se hace necesario considerar el siguiente análisis matemático, el cual parte de la consideración de la expresión empleada para describir una señal FM en función de su envolvente compleja  $\tilde{S}(t)$  (Ex.17):

$$S(t) = \Re[A_p \cdot \exp(j2\pi f_p t + j\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t))] = \Re[\tilde{S}(t) \exp(j2\pi f_p t)]$$

Donde el valor de la envolvente compleja de la señal FM se señala de forma explícita en la siguiente igualdad (Ex.18):

$$\tilde{S}(t) = \exp[j\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)]$$

Esta envolvente compleja  $\tilde{S}(t)$  de la señal FM es periódica, por lo que es viable su representación en una serie de Fourier compleja. (Considere Ex.19):

$$\tilde{S}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \exp(j2\pi n f_M t)$$

La idea fundamental de este tratamiento es obtener una expresión asociada a la anterior serie que permita validar los coeficientes complejos  $c_n$  pertenecientes a la anterior igualdad.

$$c_n = f_M \int_{-\frac{1}{2f_M}}^{\frac{1}{2f_M}} \tilde{S}(t) \cdot \exp(-j2\pi n f_M t) dt$$



$$c_n = f_M A_p \int_{-\frac{1}{2f_M}}^{\frac{1}{2f_M}} \exp[j\beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t) - j2\pi n f_M t] dt$$

A fin de facilitar el análisis de la integral involucrada en el proceso, se emplea la técnica de cambio de variable, por lo que se hace  $2\pi f_M t = x$  así:

$$c_n = \frac{A_p}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[j(\beta \cdot \text{Sen}(x) - nx)] dx$$

El resultado de la anterior integral no puede ser evaluado de forma directa por lo que se precisa hacer uso de la función de Bessel de primera clase, de argumento  $\beta$  y orden  $n$ , denotada de forma abreviada como  $j_n(\beta)$  a fin de asociar de este modo los coeficientes involucrados en la serie  $c_n$  (Considere Ex.20 y Ex.21)

$$j_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \exp[j(\beta \cdot \text{Sen}(x) - nx)] dx$$

Donde:

$$c_n = A_p j_n(\beta)$$

Posteriormente reemplazando el valor obtenido para los coeficientes  $c_n$ , en la expresión de la serie de Fourier para la envolvente compleja  $\tilde{S}(t)$  (Ex.19), se tiene:

$$\tilde{S}(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) \exp(j2\pi n f_M t)$$

Reemplazando la anterior ecuación en la expresión empleada para describir una señal FM en función de su envolvente compleja  $\tilde{S}(t)$  (Ex.17), se tiene:

$$S(t) = \Re \left[ A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) \exp(j2\pi n f_M t) \exp(j2\pi f_p t) \right]$$

A continuación se procede a reducir la expresión a través de propiedades de los exponenciales y factorizando los elementos comunes auto-contenidos en la expresión.

$$S(t) = \Re \left[ A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) \exp \left[ j2\pi \left( (nf_M) + (f_p) \right) t \right] \right]$$

Haciendo uso de la Fórmula matemática de Euler, la cual asocia las funciones trigonométricas fundamentales a una función exponencial y luego considerando la parte real de la función planteada, se tiene:

$$\exp^{jx} = \text{Cos}(x) + j\text{Sen}(x)$$

$$\Re[\exp^{jx}] = \Re[\text{Cos}(x) + j\text{Sen}(x)]$$

$$\Re[\exp^{jx}] = [\text{Cos}(x)] \quad \therefore x = \left[ 2\pi \left( (nf_M) + (f_p) \right) t \right]$$

Finalmente se tiene que la representación para una señal FM cuando la moduladora es un tono simple a frecuencia  $f_M$ , para un valor arbitrario del índice de modulación; en serie de Fourier esta dado por la siguiente igualdad (Ex.22):

$$S(t) = A_p \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_n(\beta) \text{Cos} \left[ 2\pi \left( (nf_M) + (f_p) \right) t \right]$$

Para analizar el espectro de la señal FM, se hace preciso obtener la transformada de Fourier de la ecuación de la anterior, de este modo será posible realizar conclusiones sobre el ancho de banda de este particular caso de modulación en frecuencia, por ende considere la expresión número 23 y la Tabla N°1 mostrada a continuación la cual contiene la fórmula de la transformada de Fourier empleada en este específico punto del proceso.

Función	Transformada	Parámetro
$f(x)\cos(ax)$	$\frac{\delta(t-a) + \delta(t+a)}{2}$	$a \in \mathbb{R}$

Tabla N°1 Formula De La Transformada De Fourier Necesaria Para El Análisis Del Espectro De La Señal FM

$$S(f) = \frac{A_P}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta) [\delta(f - nf_M - f_P) + \delta(f + nf_M + f_P)]$$

A continuación se expone la grafica de función de Bessel (Fig. 7), en la cual es posible observar el comportamiento de las funciones trabajadas para varios valores de  $n$  como función de  $\beta$ . Además en la Tabla N°2 mostrada posterior a la grafica, se exponen los valores numéricos para varios valores de  $n$  y  $\beta$ .

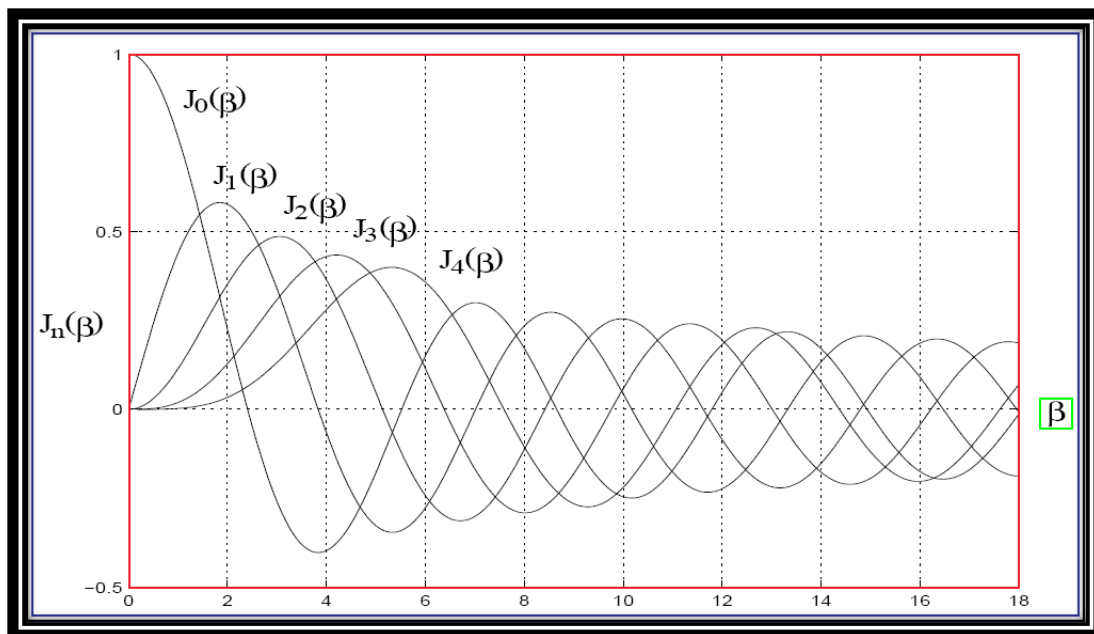


Fig. 7 Función De Bessel Para Varios Valores De  $n$  En Términos De  $\beta$ . <sup>5</sup>

<sup>5</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 12.

$n \setminus \beta$	0.5	1	2	3	4	6	8	10	12
0	0.9385	0.7652	0.2239	-0.2601	-0.3971	0.1506	0.1717	-0.2459	0.0477
1	0.2423	0.4401	0.5767	0.3391	-0.0660	-0.2767	0.2346	0.0435	-0.2234
2	0.0306	0.1149	0.3528	0.4861	0.3641	-0.2429	-0.1130	0.2546	-0.0849
3	0.0026	0.0196	0.1289	0.3091	0.4302	0.1148	-0.2911	0.0584	0.1951
4	0.0002	0.0025	0.0340	0.1320	0.2811	0.3576	-0.1054	-0.2196	0.1825
5		0.0002	0.0070	0.0430	0.1321	0.3621	0.1858	-0.2341	-0.0735
6			0.0012	0.0114	0.0491	0.2458	0.3376	-0.0145	-0.2437
7			0.0002	0.0025	0.0152	0.1296	0.3206	0.2167	-0.1703
8				0.0005	0.0040	0.0565	0.2235	0.3179	0.0451
9				0.0001	0.0009	0.0212	0.1263	0.2919	0.2304
10					0.0002	0.0070	0.0608	0.2075	0.3005
11						0.0020	0.0256	0.1231	0.2704
12						0.0005	0.0096	0.0634	0.1953
13						0.0001	0.0033	0.0290	0.1201
14							0.0010	0.0120	0.0650

Tabla N°2 Función De Bessel Para Varios Valores De  $\beta$  Y  $n$ .<sup>6</sup>

A partir de este análisis matemático es posible obtener una serie de propiedades asociadas al comportamiento que expone el espectro de una señal FM modulada con un tono simple, estas se enuncian a continuación:

- Para todo  $n$  se debe cumplir las siguientes afirmaciones matemáticas (Considere Ex.24, Ex.25 y Ex.26):

$$j_n(\beta) = (-1)^n j_{-n}(\beta)$$

- Donde para  $n$  par se tiene,

$$j_n(\beta) = j_{-n}(\beta)$$

- Mientras que para  $n$  impar se sabe,

$$j_n(\beta) = -j_{-n}(\beta)$$

<sup>6</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 13.

- Para valores pequeños de  $\beta$  se pueden considerar las siguientes aproximaciones(Ex.27 y Ex.28):

$$j_1(\beta) \approx \frac{\beta}{2}$$

$$j_n(\beta) \approx 0 \quad \Leftrightarrow \quad n > 1$$

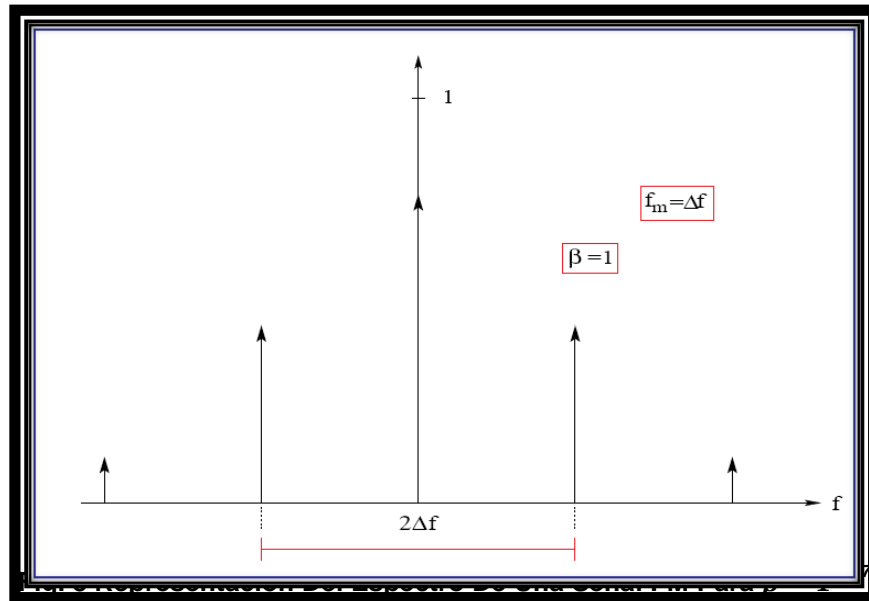
De acuerdo con este análisis, es posible plantear las siguientes conclusiones:

El espectro de FM está constituido por una portadora y un número infinito de bandas laterales ubicadas de forma simétrica respecto a la frecuencia central  $f_p$ , estas bandas están espaciadas a  $f_M$ ,  $f_{2M}$ ,  $f_{3M}$  y así sucesivamente.

Si  $\beta$  es un valor relativamente pequeño respecto a la unidad, solo los primeros coeficientes  $j_0(\beta)$  y  $j_1(\beta)$  serán relevantes, este particular caso es el que se trató en el apartado anterior (FM de banda estrecha).

A continuación se representa el espectro de la señal FM dado por la expresión número 23 para dos casos particulares de índices de modulación, variando la frecuencia de la señal moduladora de acuerdo con el  $\beta$  tratado en cada situación y conservando como constantes a la amplitud de la onda moduladora y la desviación de frecuencias. Para esta representación no se ha considerado el factor  $\frac{A_p}{2}$  de la ecuación empleada para la representación y solo se dibujan los deltas asociados a las frecuencias positivas, a fin de que el espectro este centrado en la frecuencia portadora.

En la primera grafica (Fig. 8) se expone la representación del espectro de una señal FM para  $\beta = 1$ , en este caso la frecuencia de la moduladora es  $f_M = \Delta f$ .



En la segunda grafica (Fig. 9) se expone la representación del espectro de una señal FM para  $\beta = 2$ , en este caso la frecuencia de la moduladora es  $f_M = \frac{\Delta f}{2}$ .

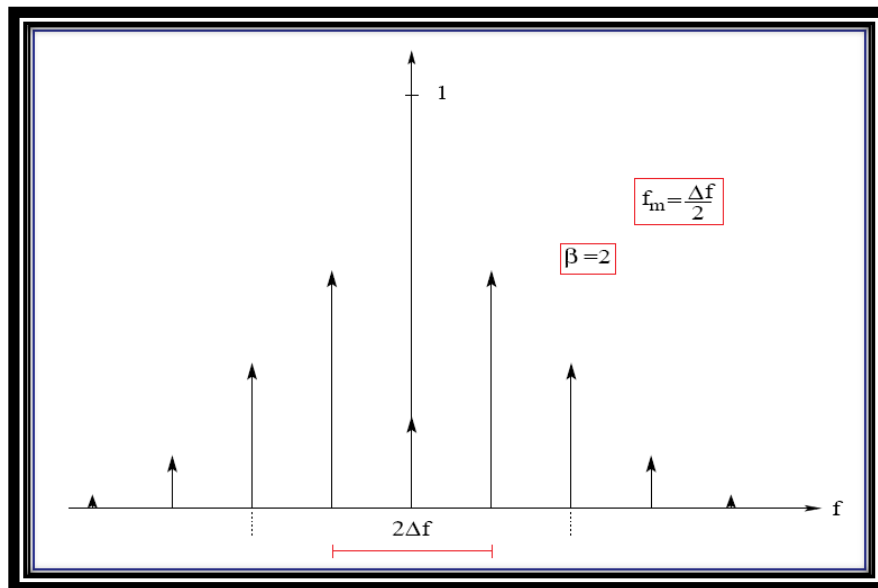


Fig. 9 Representación Del Espectro De Una Señal FM Para  $\beta = 2$

<sup>7,8</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 16.

Para concluir el análisis realizado sobre este particular tema, es de vital importancia recalcar el hecho de que la FM de banda ancha contiene un número infinito de componentes de frecuencia, por lo que su ancho de banda es también infinito. No obstante, las magnitudes de ciertas componentes son muy pequeñas por lo que pueden ser obviadas; de tal forma que en la práctica solo se consideran un número finito de bandas laterales significativas; dicho de otro modo la potencia relevante de la señal modulada en frecuencia está contenida en un ancho de banda finito.

## 1.6 ANÁLISIS DE LA SEÑAL FM MULTITONO

En la vida práctica, la señal moduladora  $M(t)$  no está constituida por sólo un tono, por el contrario está compuesta de varios de ellos, por lo que se le denomina señal moduladora multitono. Dicho de otro modo una onda moduladora multitono consiste de un grupo de frecuencias diferentes, las cuales pueden estar relacionadas o no, de forma armónica. Con el fin de esbozar este caso especial de forma matemática, considere una onda moduladora compuesta por dos tonos con las características expuestas a continuación (Considere la Tabla N°3):

	AMPLITUD	FRECUENCIA
TONO 1	$A_1$	$f_1$
TONO 2	$A_2$	$f_2$

Tabla N°3 Notación De Los Tonos De Modulación Involucrados En La Señal FM Multitono Analizada

Como consecuencia de estos tonos, la señal modulada en frecuencia obtenida estará definida por la ecuación que se cita después de este párrafo (Ex.29). Siendo  $\beta_1$  y  $\beta_2$ , los índices de modulación asociados al primer y segundo tono involucrado a la onda moduladora:

$$S(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t + \beta_1 \text{Sen}(2\pi f_1 t) + \beta_2 \text{Sen}(2\pi f_2 t)]$$

Dichos índices de modulación están definidos matemáticamente por las siguientes igualdades (Ex.30 y Ex.31), en estas expresiones  $k_f$  corresponde a la sensibilidad en frecuencia del modulador considerado.

$$\beta_1 = \frac{k_f A_1}{f_1}$$

$$\beta_2 = \frac{k_f A_2}{f_2}$$

De forma análoga al procedimiento que se realizó para el caso de un único tono, es posible obtener una expresión para una señal modulada por una onda con las características anteriormente indicadas (Considere la ecuación Ex.32).

$$S(t) = A_p \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_m(\beta_1) j_n(\beta_2) \cdot \text{Cos}[2\pi(f_p + mf_1 + nf_2)t]$$

Como consecuencia de este análisis es posible determinar también de forma sencilla la transformada de Fourier así (Ex.33):

$$S(f) = \frac{A_p}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} j_m(\beta_1) j_n(\beta_2) [\delta(f - f_p - mf_1 - nf_2) + \delta(f + f_p + mf_1 + nf_2)]$$

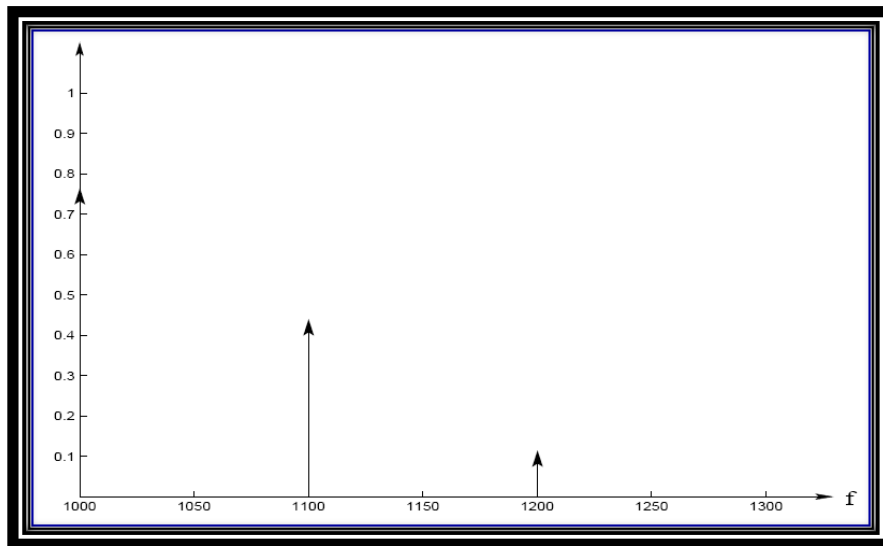
De la anterior ecuación se pueden distinguir los siguientes términos (para frecuencias positivas):

- La componente portadora de amplitud  $j_0(\beta_1)j_0(\beta_2)$  y frecuencia  $f_p$ .
- Las bandas laterales correspondientes a la primera frecuencia moduladora  $f_1$  con amplitudes  $j_m(\beta_1)j_0(\beta_2)$  y frecuencias  $f_p \pm mf_1$ , con  $m = 1,2,3, \dots$
- Las bandas laterales correspondientes a la segunda frecuencia moduladora  $f_2$  con amplitudes  $j_0(\beta_1)j_n(\beta_2)$  y frecuencias  $f_p \pm nf_2$ , con  $n = 1,2,3, \dots$



- Un conjunto de bandas laterales asociadas a términos de intermodulación de ambas frecuencias moduladoras  $f_1$  y  $f_2$  con amplitudes  $J_m(\beta_1)J_n(\beta_2)$  y frecuencias  $f_p \pm mf_1 \pm nf_2$ , con  $m = 1,2,3, \dots$  y  $n = 1,2,3, \dots$

Para analizar este fenómeno de forma pictórica considérese una señal moduladora constituida por dos tonos independientes ( $T_1$  y  $T_2$ ) con frecuencias de  $f_1 = 100\text{Hz}$  y  $f_2 = 77\text{Hz}$  respectivamente, con índices de modulación  $\beta_1 = 1$  y  $\beta_2 = 1.3$  para cada uno de los dos tonos involucrados y con una portadora con una frecuencia  $f_p = 1000\text{Hz}$ . A continuación se va a representar el modulo del espectro dado por la expresión 33 sin tener en cuenta el factor  $\frac{A_p}{2}$  para las frecuencias positivas y sólo para las frecuencias laterales superiores, es decir, sólo las componentes mayores que la frecuencia de la portadora  $f_p$ , cuya amplitud sea mayor de 0.05 (Considere las figuras 10,11,12).

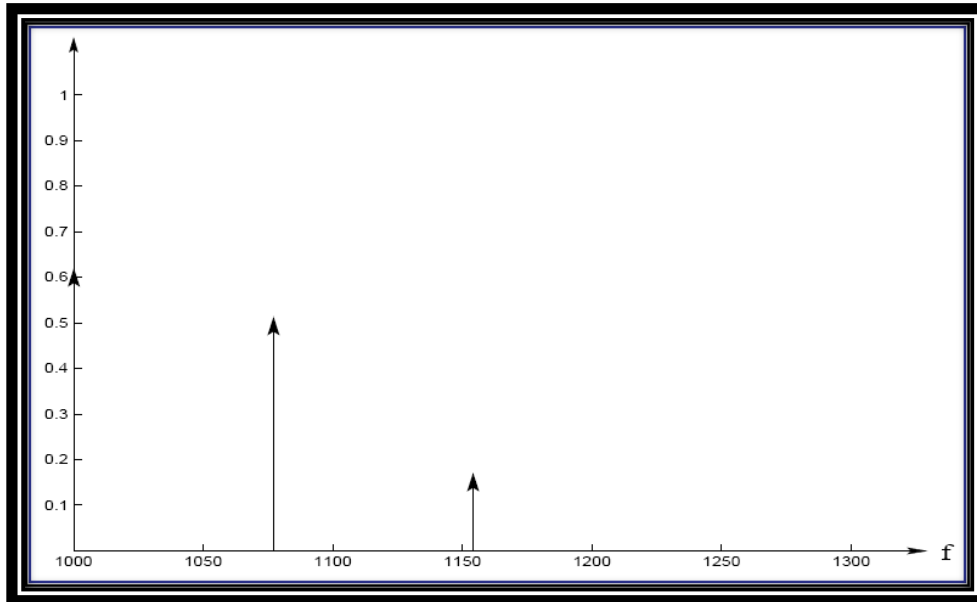


**Fig.10 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Constituida Por Un Tono De 100Hz <sup>9</sup>**

En la anterior figura se representan las componentes del módulo del espectro de

<sup>9</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 19.

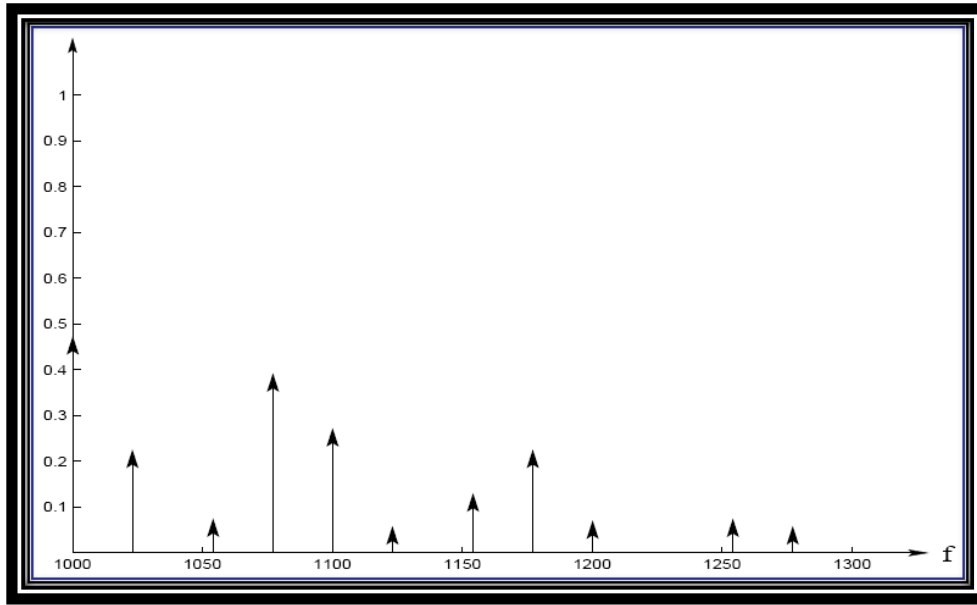
la señal modulada para cuando la señal moduladora está constituida por el primer tono exclusivamente. Como puede observarse, estas componentes están espaciadas a razón de la frecuencia del primer tono, es decir,  $f_1 = 100\text{Hz}$ .



**Fig.11 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Constituida Por Un Tono De 77Hz. <sup>10</sup>**

En la anterior figura se exponen las componentes del módulo del espectro de la señal modulada para cuando la señal moduladora viene dada por el segundo tono exclusivamente. Como puede verse, estas componentes están separadas  $f_2 = 77\text{Hz}$ .

<sup>10</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 19.



**Fig.12 Modulo Del Espectro De La Señal Modulada Con Una Moduladora Compuesta Por Un Tono De 100Hz Y De 77Hz. <sup>11</sup>**

Finalmente, en la anterior figura es posible observar el módulo del espectro de la señal modulada para cuando la señal moduladora está constituida por ambos tonos. El espectro resultante por acción de los dos tonos moduladores, no es simplemente la suma de las señales moduladas cuando dichos tonos se consideran por separado, sino que se observan otras componentes que no estaban presentes en las señales moduladas con sólo un tono, estas nuevas componentes corresponden a productos de intermodulación en frecuencias sumas y diferencias de los tonos previamente citados.

### 1.7 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM.

De acuerdo con la teoría una señal FM tiene un número infinito de bandas laterales, de modo que su ancho de banda absoluto es también infinito. Sin embargo en la práctica, es usual considerar únicamente un número finito de bandas laterales compatible con una cantidad tolerable de distorsión. En esta sección se describen dos métodos matemáticos para estimar este parámetro con

<sup>11</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag. 19.

el fin de determinar el ancho de banda efectivo de transmisión de señales moduladas en frecuencia ya sea que la moduladora sea un tono simple (señal sinusoidal) o una señal Multitono.

### 1.7.1 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM MODULADAS CON UN TONO SIMPLE

Como ya se anoto la FM con moduladora constituida por un tono simple es el caso más sencillo de modulación en frecuencia. En esta parte del informe se considera una señal FM modulada con una onda sinusoidal de frecuencia  $f_M$  para analizar dos métodos para estimar el ancho de banda de este tipo de señales.

El primero de estos métodos se denomina Regla De Carson y está definido por la ecuación que se expone a continuación (Ex.34).

$$B_T = 2\Delta f + 2f_m = 2\Delta f \left[ 1 + \left( \frac{1}{\beta} \right) \right] = 2f_m (1 + \beta)$$

Como puede notarse esta regla conserva el criterio de que el ancho de banda es aproximadamente igual a dos veces la desviación máxima en frecuencia ( $B_T \approx 2\Delta f$ ) para índices de modulación ( $\beta$ ) grandes; mientras que mantiene que el ancho de banda es aproximadamente igual a dos veces la frecuencia de la moduladora ( $B_T \approx 2f_m$ ) para índices de modulación ( $\beta$ ) pequeños (FM de banda estrecha).

El otro método algo más preciso que el anterior, es conocido con el nombre de “Criterio Del 1 %”. Este criterio sostiene que ancho de banda de una señal FM, esta dado por el ancho del intervalo frecuencial de tamaño mínimo que contenga todas las bandas laterales con amplitud mayor que el 1% de la amplitud de la portadora sin modular; matemática esto se reduce de la siguiente forma (Considere Ex.35):

$$B_T = 2n_{Max} f_m = \frac{2n_{Max} \Delta f}{\beta}$$

Donde  $n_{Max}$  es el máximo valor del orden  $n$  para el que se satisface la siguiente igualdad asociada a la función de Bessel de primera clase (Considere Ex.36).

$$|J_n(\beta)| > 0.01$$

El valor  $n_{Max}$  sólo depende del índice de modulación  $\beta$  y puede determinarse de forma sencilla a partir de graficas o tablas de las funciones de Bessel. A continuación se expone una tabla que resume algunos  $n_{Max}$  para varios valores del índice de modulación  $\beta$  (Considere La Tabla N°4).

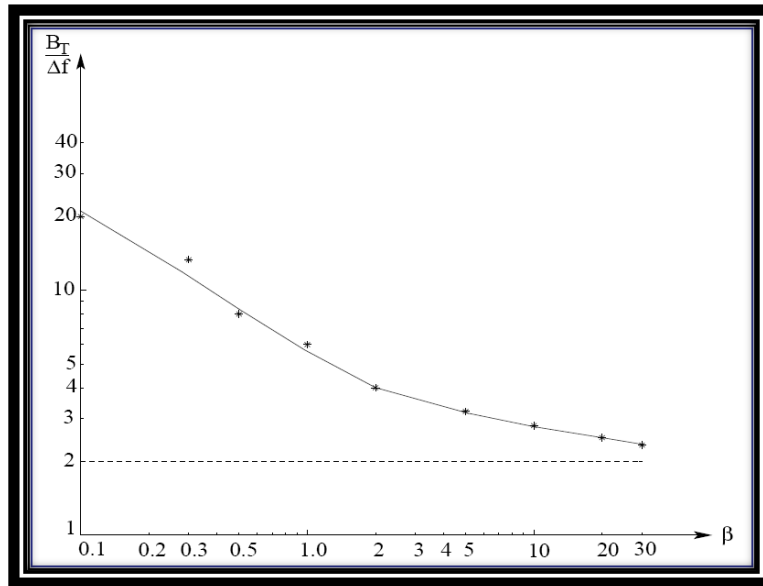
$\beta$	$n_{Max}$
0.1	1
0.3	2
0.5	2
1.0	3
2.0	4
5.0	8
10.0	14
20.0	25
30.0	35

**Tabla N°4  $n_{Max}$  En Función Del Índice De Modulación  $\beta$  <sup>12</sup>**

Es posible determinar el ancho de banda a partir de la figura 13, mostrada a continuación, la cual está basada en el criterio del 1%. En esta grafica se representa el ancho de banda normalizado a la desviación máxima en

<sup>12</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag.22.

frecuencia,  $B_T/\Delta f$  con respecto al índice de modulación  $\beta$ .



**Fig. 13 Gráfica Para Determinar El Ancho De Banda Empleando El Criterio Del Uno Por Ciento.** <sup>13</sup>

Esta gráfica se puede obtener a partir de los datos consignados en la tabla anteriormente mostrada colocando la expresión 35 de la siguiente forma:

$$\frac{B_T}{\Delta f} = \frac{2n_{Max}}{\beta}$$

Donde cada punto de la grafica se determina multiplicando la columna de las  $n_{Max}$  de la tabla por dos y luego dividiéndola entre el  $\beta$  correspondiente de modo que sea posible dibujar los valores resultantes como función de los índices de modulación asociados. Donde los valores intermedios se determinan mediante técnicas de interpolación.

<sup>13</sup> FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. [En línea]: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>], Pag.22.

### 1.7.2 ANCHO DE BANDA DE SEÑALES FM MODULADAS CON UNA SEÑAL MULTITONO

Una moduladora multitono es una señal constituida por un grupo de frecuencias diferentes la cual contiene la información que se desea imprimir en la portadora. En este apartado se considera una señal moduladora arbitraria  $M(t)$  con ancho de banda  $W$ , con el objeto de determinar el ancho de banda de transmisión de la señal FM obtenida. Para tal fin se considera el peor caso, que se presenta cuando  $f_M = W$ , por tal razón el cociente entre la desviación máxima en frecuencia  $\Delta f$  y el ancho de banda  $W$  (antes  $f_m$ ) que definía el índice de modulación  $\beta$ , se redefine al concepto de Relación De Desviación  $D$  (Considere Ex.37). Esta relación de desviación  $D$  juega el mismo papel que el índice de modulación  $\beta$  para el caso de moduladora sinusoidal.

$$D = \frac{\Delta f}{W}$$

Es posible determinar el ancho de banda  $B_T$  de cualquier señal FM para una moduladora  $M(t)$  arbitraria, simplemente reemplazando el índice de modulación  $\beta$  por la relación de desviación  $D$  y la frecuencia de la moduladora  $f_m$  por el ancho de banda de la señal moduladora  $W$ . De este modo la regla de Carson y La regla del 1% van a estar ahora definidas por las expresiones matemáticas 38 y 39 respectivamente.

$$B_T = 2\Delta f + 2W = 2\Delta f \left[ 1 + \left( \frac{1}{D} \right) \right] = 2W (1 + D)$$

$$B_T = 2n_{Max} W = \frac{2n_{Max} \Delta f}{D}$$

Sin embargo cabe anotar que la regla de Carson ofrece una estimación del ancho de banda, que está ligeramente por debajo del valor real mientras que el criterio del 1% proporciona una valor mayor que el valor real de este parámetro; por lo tanto una buena estimación del ancho de banda de transmisión consiste en

considerar el valor promedio del obtenido por medio de las anteriores técnicas. Por ejemplo en radiodifusión de FM monofónica se trabaja con un ancho de banda de señal moduladora de  $W = 15 \text{ KHz}$  (tipo señal musical) y se fija una desviación máxima en frecuencia de  $\Delta f = 75 \text{ KHz}$ . En este caso la relación de desviación es de  $D = 5$ . El ancho de banda de transmisión  $B_T$  según la regla de Carson es de  $180 \text{ KHz}$  y según la regla del 1% de  $240 \text{ KHz}$ . Finalmente un valor óptimo del ancho de banda de transmisión es de  $B_T = 210 \text{ KHz}$ .

## **1.8 DEMODULACIÓN DE SEÑALES FM**

La demodulación en frecuencia es el proceso que permite recuperar la señal moduladora a partir de la señal FM. La salida del demodulador va a ser proporcional a la frecuencia instantánea de la señal a la entrada. El esquema más sencillo para demodular una señal FM se denomina discriminador en frecuencia, aunque existen otros tipos demoduladores de FM de relevante importancia.

### **1.8.1 DEMODULADORES DE FM**

Básicamente en la demodulación en frecuencia se utilizan dos tipos fundamentales de demoduladores clasificados de acuerdo a su construcción y modo de operación, estos son:

- Discriminador De FM Reactivo
- Demodulador De FM Con Bucles De Enganche De Fase PLL



### **1.8.1.1 DISCRIMINADOR DE FM REACTIVO**

Se basa en llevar la señal de FM a una reactancia, normalmente bobinas acopladas, de forma que su impedancia varíe con la frecuencia. La señal de salida aparece, entonces, modulada en amplitud y se detecta con un detector de envolvente. Dicho de otro modo un discriminador de frecuencia es un circuito cuya ganancia varía linealmente en función de la frecuencia. La señal de FM se convierte en una señal de AM por medio del circuito sensible a la frecuencia. Posteriormente, la señal de AM resultante se demodula con un detector de envolvente usando un diodo y un circuito RC.

### **1.8.1.2 DEMODULADOR DE FM CON BUCLES DE ENGANCHE DE FASE PLL**

La demodulación de señales moduladas en frecuencia es inherente a los bucles de enganche de fase, pues la tensión a la salida del filtro pasa bajos es proporcional a la frecuencia de la señal de entrada. En este particular tipo de demoduladores un detector de fase compara las fases de dos señales, la de entrada (FM) y la generada por el oscilador; la salida de este detector de fase la cual es proporcional a la diferencia entre las fases de ambas señales es realimentada al VCO y controla la frecuencia de oscilación del mismo. Esta realimentación tiende a igualar las frecuencias de las dos señales y a establecer una diferencia de fase constante entre ambas, dicha compensación es proporcional la desviación de frecuencia y es, por lo tanto, la señal de la información demodulada.

Los demoduladores PLL para FM se emplean en sintonizadores de alta fidelidad de alto nivel pues con ellos es posible tener una mayor linealidad respecto a los otros tipo detectores existentes, sin embargo estos suelen ser más costos que su contraparte debido a que ellos necesitan tener un VCO lineal y un detector de fase capaz de trabajar a elevadas frecuencias; (Considere la Fig. 14).

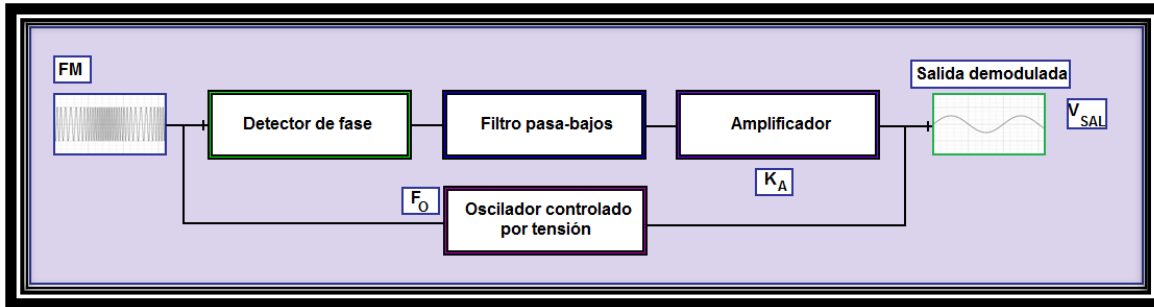


Fig. 14 Diagrama De Bloques De La Operación De Un Demodulador De FM Con PLL

## 1.9 CARACTERÍSTICAS DE LA MODULACIÓN EN FRECUENCIA

A continuación se enuncian algunas de las características que definen a la modulación en frecuencia:

- La modulación en frecuencia consiste en variar la frecuencia de la portadora de forma proporcional a las características en frecuencia de la onda moduladora, mientras su componente de amplitud permanece constante.
- A diferencia de la AM, la modulación en frecuencia crea un conjunto de complejas bandas laterales cuya profundidad dependerá de la amplitud de la onda moduladora.
- La FM es altamente conocida, difundida y empleada en los medios de radiodifusión desde hace ya muchos años debido a la calidad de la información transmitida con este particular tipo de modulación.
- Una de las características más relevantes que presenta la FM, es la poder transmitir señales estereofónicas, además de ser de vital importancia en algunos de los más influyentes sistemas de comunicación modernos como la televisión y la telefonía móvil.
- El paso de la Modulación en Amplitud AM, a la Modulación en Frecuencia FM, establece un importante avance no solo en la optimización que presenta la relación señal ruido, sino también en la mayor resistencia al efecto de desvanecimiento y a los fenómenos de interferencia; todo esto

permite que la componente de seguridad sea más fiable durante los procesos de transmisión.

## **1.10 APLICACIONES DE LA MODULACIÓN EN FRECUENCIA**

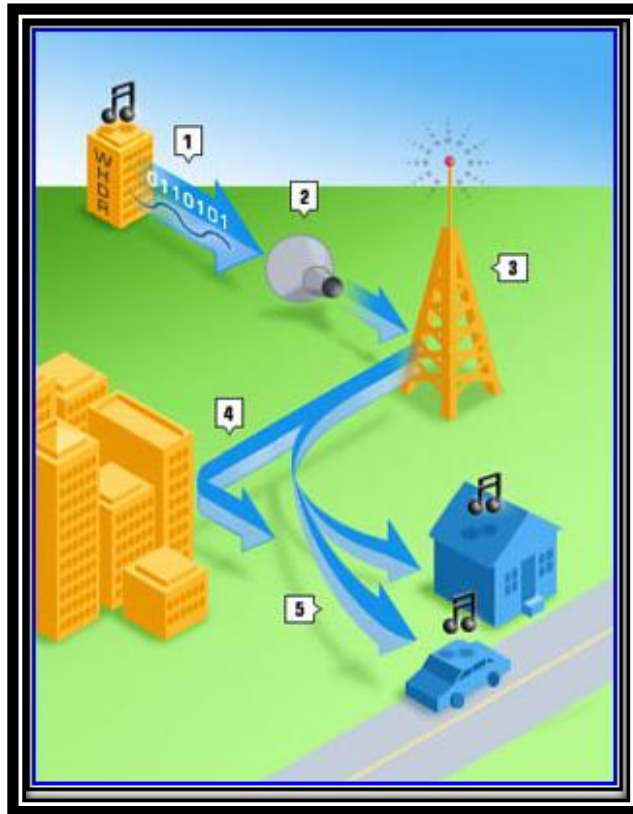
La modulación en frecuencia encuentra aplicación en gran cantidad de sistemas de comunicación entre los que se destacan los siguientes:

- La Radiodifusión Comercial De FM
- La Televisión
- La Telefonía Móvil o Celular
- Los Micrófonos Inalámbricos

A continuación se hace una breve descripción de cada uno de estas aplicaciones.

### **1.10.1 LA RADIODIFUSIÓN COMERCIAL DE FM**

Una de las aplicaciones de mayor influencia de la modulación en frecuencia es la radiodifusión comercial. La radio es una tecnología que posibilita la transmisión de señales mediante la modulación de ondas electromagnéticas. Estas ondas no requieren un medio físico de transporte, por lo que pueden propagarse tanto a través del aire como del espacio vacío (Considere la Fig. 15). Como ya se ha explicado, en la modulación en frecuencia se hace variar la frecuencia de la señal portadora alrededor de su valor de reposo con el fin de facilitar los procesos de transmisión de señales o de información. En la radio la modulación en frecuencia ofrece la ventaja de mejorar la calidad, optimizando los procesos de transmisión frente a factores como el ruido y las interferencias estáticas del medio circundante. La radiodifusión comercial de FM, está comprendida entre los  $88\text{ MHz}$  y los  $108\text{ MHz}$ , con una separación entre canales adyacentes de  $200\text{ KHz}$  y una desviación de frecuencia  $\Delta f$  de  $75\text{ KHz}$ , a este tipo de particular de modulación se le conoce con el nombre de "FM de banda ancha" porque al aumentar el ancho de banda se logra conseguir audio de excelente calidad, favoreciendo la transmisión de mensajes con un bajo índice de distorsión, lo cual es de vital importancia en este particular tipo de aplicación.



**Fig. 15 Diagrama Pictórico De Una Transmisión De Radiofrecuencia Comercial**

### 1.10.2 LA TELEVISIÓN

La modulación en frecuencias también tiene un importantísimo aporte en las transmisiones de televisión, como subportadora de la banda de sonido.

En una transmisión de televisión las señales de video (imágenes) y las de audio (sonido) son tratadas por separado. El video por su parte se constituye en una señal muy compleja que involucra un gran ancho de banda, por lo que se trata con modulación en amplitud. Por otro lado la señal de audio se trata con modulación en frecuencia, garantizando así audio de calidad. Posteriormente el sonido, se une a las restantes componentes de la señal de TV para modular en AM la portadora del canal correspondiente. (Considere la Fig.16)

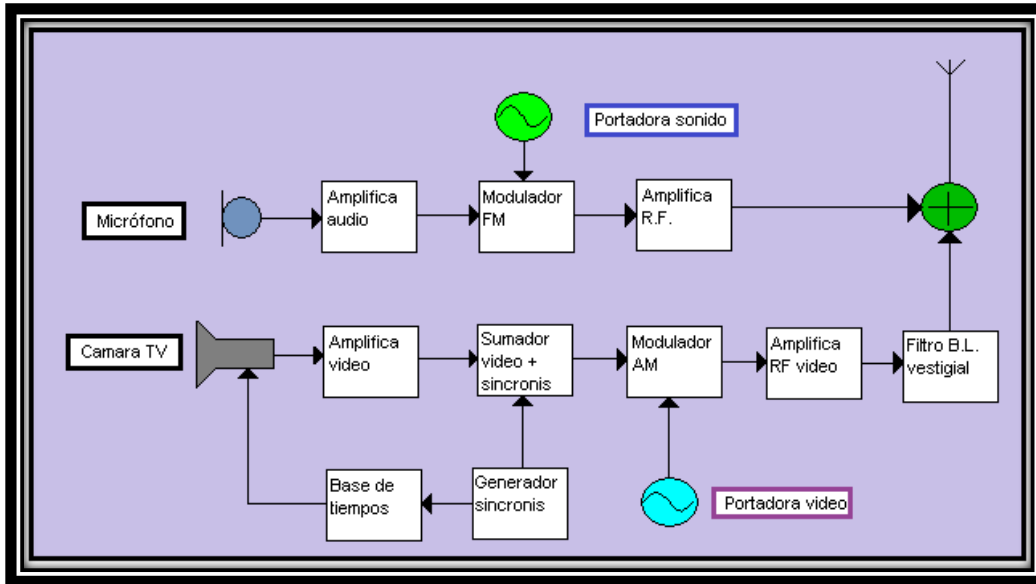


Fig. 16 Diagrama De Bloques De Un Emisor De TV En Blanco Y Negro

### 1.10.3 LA TELEFONÍA MÓVIL O CELULAR

Otra de las aplicaciones de las técnicas de modulación en frecuencia se encuentra en la telefonía móvil, la cual tiene un profundo impacto en el mundo de las telecomunicaciones modernas.

Un teléfono celular permite realizar transmisiones Full-Dúplex, por lo que se diseña de tal manera que el transmisor y el receptor puedan funcionar de forma simultánea. Por una parte el receptor, opera de forma análoga a un radio de frecuencia modulada comercial, mientras que para la transmisión de FM, el método escogido para modular es el de modulación directa por control de un VCO con multiplicación de frecuencia, a fin aumentar tanto la frecuencia de portadora como el índice de modulación. La desviación de frecuencia utilizada es de 12 KHz y la banda de frecuencias de voz transmitida comprende el rango de 300 Hz a 3KHz. El sistema de antena y diplexor permiten que la transmisión y recepción de señales se den de forma simultánea. Las frecuencias necesarias para la modulación y la demodulación son generadas digitalmente a partir de sintetizadores de frecuencias, mientras que el microprocesador aporta la inteligencia y el control del aparato, supervisando todas las tareas a bordo del dispositivo telefónico móvil.

#### 1.10.4 LOS MICRÓFONOS INALÁMBRICOS

Por último es relevante destacar el uso de la FM en los transmisores de los micrófonos inalámbricos. Un micrófono inalámbrico es un dispositivo que capta sonidos y los transmite por radiofrecuencias. Estos dispositivos de audio no necesitan cable porque están dotados de un pequeño transmisor de FM o AM, siendo los de FM los más ampliamente difundidos. El transmisor de frecuencia modulada puede estar dentro de la carcasa microfónica o ser una unidad independiente del tamaño aproximado de una cajetilla de tabaco conectada al micro. Los micrófonos inalámbricos son usualmente diseñados para trabajar en las bandas VHF y UHF, aunque actualmente los principales fabricantes ya han sacado de línea los micrófonos en VHF ya que no es una banda tan vacía y continuamente tienen ruido (Considere la Fig. 17).



Fig. 17 Micrófono Inalámbrico De Mano MW1-HTX-Fx Fabricado Por BOSCH Security Systems, Inc. <sup>14</sup>

<sup>14</sup> BOSCH Sistemas de Comunicación. [En Línea]: [<http://bosch-audio-system.ru/pdf/MW1-HTX-Fx.pdf>]

## 2. DISEÑO Y MODO DE OPERACIÓN DEL CIRCUITO

En este apartado se describen tanto la metodología empleada para el diseño de los módulos de entrenamiento en modulación y demodulación en frecuencia, así como la forma en la que opera cada uno de estos dispositivos de acuerdo con sus áreas de estudio.

### 2.1 DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO MODULADOR FM

El circuito modulador FM descrito en este informe es en realidad un generador de funciones diseñado para proporcionar una onda sinusoidal a la salida (Señal Portadora), controlada ya sea por variación de voltaje o por variación del valor óhmico de la resistencia de sintonía total equivalente ( $R_T = R_O + P_O$ ).

La frecuencia de salida del sistema depende, básicamente de los valores de  $C_O$  y  $R_T$  y del nivel de voltaje en el Pin 6 del amplificador operacional LM-741. El diseño propuesto está planteado para obtener frecuencias comprendidas entre el rango de los 45.5KHz y los 55KHz. La primera se consigue con el potenciómetro  $P_2$  ajustado de modo de que el voltaje a través de  $R_C$  sea mínimo (Véase la Fig. 18), y la segunda se obtiene con tensiones de entrada iguales o superiores a 1 Voltio.

#### 2.1.1 DIAGRAMA DEL CIRCUITO MODULADOR FM

Considere el siguiente diagrama de circuito (Fig. 18) empleado para el montaje del dispositivo de modulación en frecuencia propuesto; en este es posible apreciar la conexión del dispositivo generador de funciones empleado para inyectar la onda moduladora de menor frecuencia.

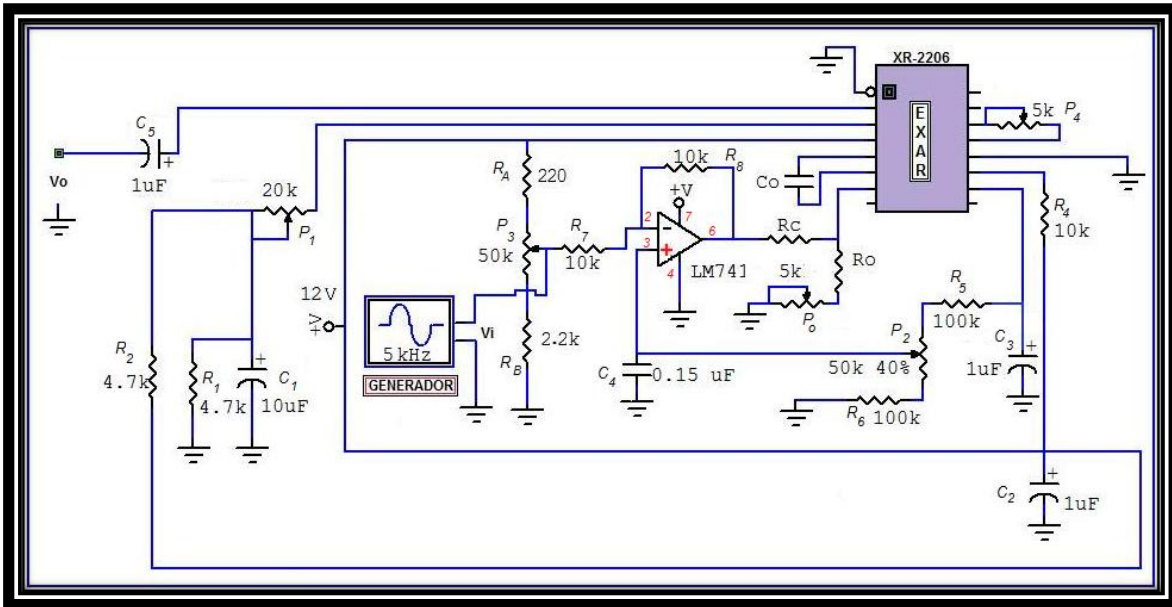


Fig. 18 Diagrama Del Circuito Modulador FM

## 2.2 EXPRESIONES DE DISEÑO

Las expresiones matemáticas usadas para el diseño del circuito modulador FM, empleando el generador de funciones XR-2206 se enuncian a continuación de este párrafo. (Todos los valores resistivos están dados en  $\Omega$  - Ohm, las frecuencias en Hz y los condensadores o capacitancias en faradios, o en múltiplos de las unidades anteriormente mencionadas.)

### 2.2.1 Frecuencia de operación Ajustable Por Variación De Voltaje - VCO Operating Frequency ( $f_o$ ).

$$f_o = \frac{1}{R_T \cdot C_o}$$

### 2.2.2 Ganancia De Voltaje Respecto A La Frecuencia De Operación Del Sistema - Voltage-To-Frequency Conversion Gain (K).

$$K = \frac{\delta f}{\delta V_{IN}} = -\frac{0.32}{R_C \cdot C_o} [Hz/V]$$



## 2.3 DISEÑO DEL MODULADOR FM EMPLEANDO EL GENERADOR DE FUNCIONES XR-2206

### 2.3.1 PREMISAS DE DISEÑO

Para implementar el circuito modulador de FM expuesto en este documento se deben considerar las siguientes premisas de diseño, con las cuales se hace posible el cálculo de los valores de los componentes que limitan y ajustan la gama de frecuencias de la señal portadora del generador de funciones XR-2206 (Véase la Tabla N°5):

PARÁMETRO PREMISA	VALOR
Frecuencia De Operación ( $f_o$ )	50KHz.
Magnitud De La Ganancia K	10KHz/V.

Tabla N°5 Premisas De Diseño Para La Implementación Del Bloque Modulador FM

### 2.3.2 CÁLCULOS DE DISEÑO

A continuación se expone el procedimiento matemático seguido para el cálculo de los valores de los componentes que determinan la operación del sistema modulador:

#### 2.3.2.1 Cálculo Del Condensador De Sintonía ( $C_o$ ).

Con el fin de determinar el valor adecuado del condensador de sintonía  $C_o$  se considera la expresión matemática de la Frecuencia de operación para una portadora de 50KHz, tal y como se estableció en las premisas de diseño anteriormente enunciadas, de modo que se tiene:

$$f_o = \frac{1}{R_T \cdot C_o}$$

Despejando  $C_o$ ,

$$C_o = \frac{1}{R_T \cdot f_o}$$

Posteriormente se asume un valor para  $R_T$  que cumpla con el criterio de estabilidad térmica planteado por los fabricantes del circuito integrado generador de funciones XR-2206, así:

$$4K\Omega < R_T < 200K\Omega$$

Asumiendo un valor para  $R_T$  de  $20K\Omega$  se tiene,

$$C_o = \frac{1}{20K\Omega \cdot 50KHz}$$

$$C_o = 0.001\mu f$$

O bien,

$$C_o = 1nf$$

Este valor capacitivo esta dentro del rango recomendado por la compañía EXAR en la hoja de datos del XR-2206, en la sección de principios de operación del dispositivo [ $1000pf \leq C_o \leq 100\mu f$ ]. Por otra parte es importante mencionar que el valor del resistor de sintonía total equivalente, empleado en la anterior ecuación, está definido por la expresión  $R_T = R_o + P_o$ , donde  $R_o$  es el resistor de temporización fijo, el cual se ha seleccionado convenientemente de  $18K\Omega$  y  $P_o$  es el resistor de ajuste variable, constituido para efectos de diseño, por un reóstato multivuelas o Trimer con control vertical de  $5K\Omega$ .

### 2.3.2.2 Cálculo Del Resistor De Ajuste De Ganancia De Voltaje Respecto A La Frecuencia - The Voltage-To-Frequency Conversion Gain Resistor ( $R_C$ ).

Se parte de la expresión para la ganancia  $K$ ,

$$K = \frac{\delta f}{\delta V_{IN}} = -\frac{0.32}{R_C \cdot C_0} [\text{Hz/V}]$$

De las premisas de diseño se sabe que la magnitud de esta ganancia es de  $10\text{KHz/V}$ , por lo tanto se tiene:

$$|K| = \left| -\frac{0.32}{R_C \cdot C_0} \right| [\text{Hz/V}]$$

$$10 \text{ KHz/V} = \left| -\frac{0.32}{R_C \cdot C_0} \right|$$

Despejando  $R_C$ ,

$$R_C = \left| -\frac{0.32}{10 \text{ KHz/V} \cdot C_0} \right|$$

Reemplazando  $C_0$ ,

$$R_C = \left| -\frac{0.32}{10 \text{ KHz/V} \cdot 0.001 \text{ f}} \right|$$

Finalmente,

$$R_C = 32\text{K}\Omega$$

## 2.4 DESCRIPCIÓN DEL DEMODULADOR FM

El XR-2211 puede emplearse para un amplio rango de aplicaciones asociadas a la telemetría y en especial a las comunicaciones. En este apartado se describe una de las aplicaciones más relevantes de este dispositivo, la demodulación de señales FM. El circuito propuesto no es sino un detector lineal de señales moduladas en frecuencia, del cual se aprovecha la señal demodulada a la salida del bucle detector de fase después del filtrado hecho por  $R_F$  y  $C_F$  y posterior a la amplificación obtenida por el buffer externo. El proceso de amplificación ejecutado por el buffer se hace necesaria para la correcta operación del sistema debido a la alta impedancia del circuito integrado XR-2211 en su terminal de salida.

La ganancia del detector de FM, es decir, la relación del voltaje de salida por unidad de desviación de la señal FM está dada por:

$$V_{OUT} = \frac{R_1 \cdot V_{REF}}{100 \cdot R_o}$$

Donde el voltaje de referencia se obtiene a través de la siguiente expresión:

$$V_{REF} = \frac{V_{CC}}{2} - 650mV$$

## 2.4.1 DIAGRAMA DEL CIRCUITO DEMODULADOR FM

Considere el siguiente diagrama de circuito empleado para la implementación del dispositivo Demodulador De FM propuesto, así como el diagrama de bloques internos del mismo sistema, (Véase Fig. 19 y Fig. 20).

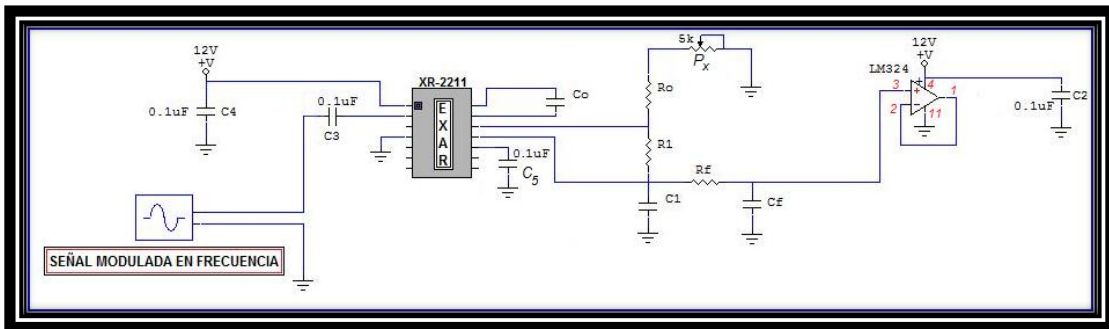


Fig. 19 Diagrama De Circuito Del Sistema Demodulador FM

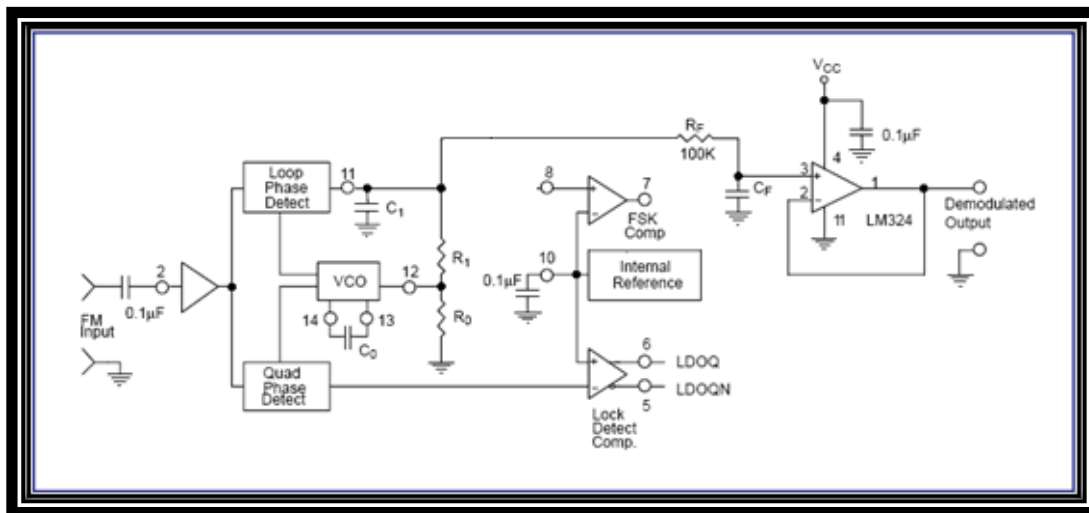


Fig. 20 Diagrama Del Demodulador FM Con Bloques Internos Del Circuito Integrado XR-2211 <sup>15</sup>

<sup>15</sup> EXAR-SEMICONDUCTORS.....the analog plus companyTM. [En Línea].  
[ [http://www.jaycar.com.au/images\\_uploaded/XR2211V3.PDF](http://www.jaycar.com.au/images_uploaded/XR2211V3.PDF) ]

## 2.5 EXPRESIONES DE DISEÑO

En este apartado se enuncian las expresiones matemáticas empleadas para el diseño del circuito Demodulador FM. (Todos los valores resistivos están dados en  $\Omega$  - Ohm, las frecuencias en Hz y los condensadores o capacitancias en faradios, o en múltiplos de las unidades anteriormente mencionadas.)

### 2.5.1 Frecuencia Central Ajustable Por Variación De Voltaje - VCO Center Frequency ( $f_0$ ).

Esta frecuencia es resultado de las frecuencias laterales inferior y superior está definida por las siguientes expresiones (Considere la grafica mostrada a continuación):

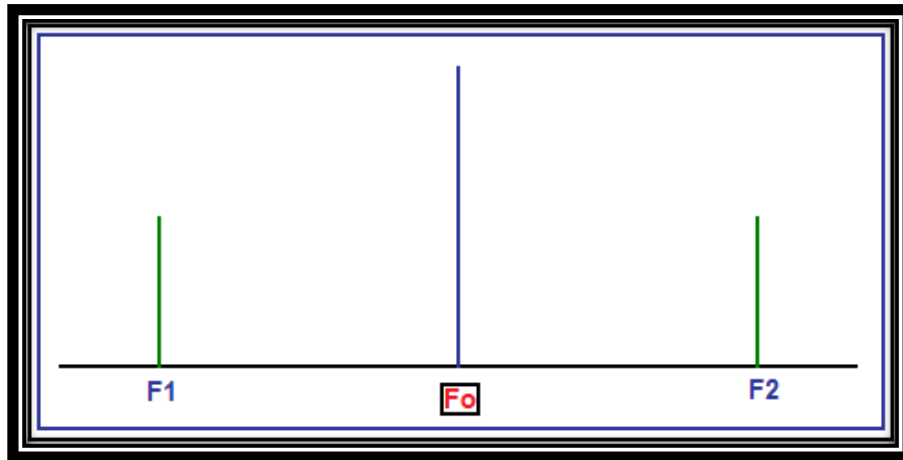


Fig. 21 Grafica De La Frecuencia Central Con Sus Respectivas Frecuencias Laterales

$$f_0 = \frac{1}{R_T \cdot C_0}$$

$$f_0 = \sqrt{(f_1 \cdot f_2)}$$

### 2.5.2 Bucle De Barrido De Ancho De Banda.

La extensión de frecuencias en las que puede operar el Demodulador FM implementado con el circuito integrado XR-2211, se describe por las expresiones matemáticas de diseño expuestas posterior a la grafica asociado al ancho de banda del sistema Fig. 22.

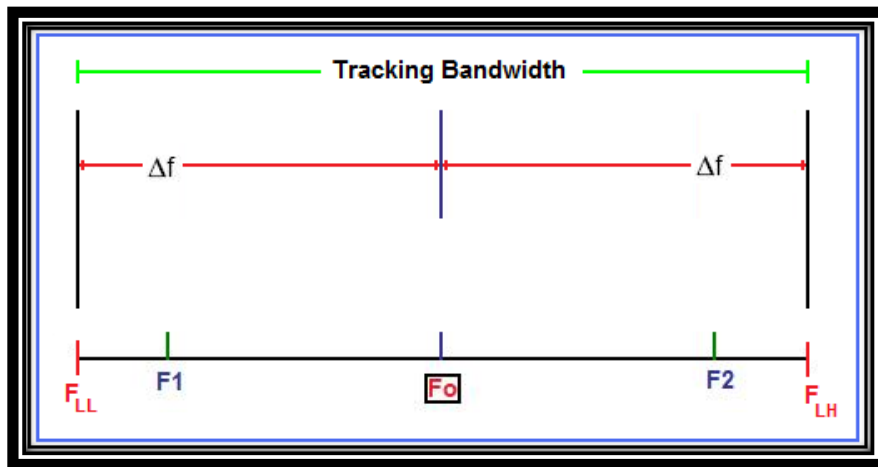


Fig. 22 Modelo Grafico De La Extensión De Frecuencias Del Sistema

$$R_1 = \frac{R_T \cdot f_o \cdot 2}{\Delta f}$$

$$\Delta f = K \cdot V_P$$

### 2.5.3 Factor De Amortiguamiento Del Sistema.

Este es el parámetro asociado a un sistema resonante, que está más intimidante relacionado a la agudeza de oscilación del dispositivo. Para el presente caso se define de la siguiente forma, teniendo su valor optimo de acuerdo al fabricante en 0,5:

$$\zeta = \sqrt{\left[ \frac{1250 \cdot C_o}{R_1 \cdot C_1} \right]}$$

### 2.5.4 Filtro Pasa-Bajas.

El filtro necesario para completar el sistema demodulador propuesto, es un filtro pasa-bajas, este en particular corresponde a un filtro caracterizado por permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas. El filtro empleado en el circuito, es de carácter pasivo y se distingue en la topología de circuito por la red constituida por  $R_f$  y  $C_f$ .

### 2.5.5 Frecuencia De Corte Del Filtro

La frecuencia de corte es el parámetro que indica donde la amplitud de la señal entrante cae hasta un 70.7 % de su valor máximo. Y esto ocurre cuando reactancia capacitiva es igual a la resistencia, dicho de otro modo; Si  $X_c = R_f$  la frecuencia de corte estará dada por la siguiente igualdad:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

Donde la banda de frecuencias por debajo de la frecuencia de corte se llama Banda de paso, y la banda de frecuencias por encima de  $f_c$  se llama Banda de atenuación, considere la siguiente grafica (Fig. 23):

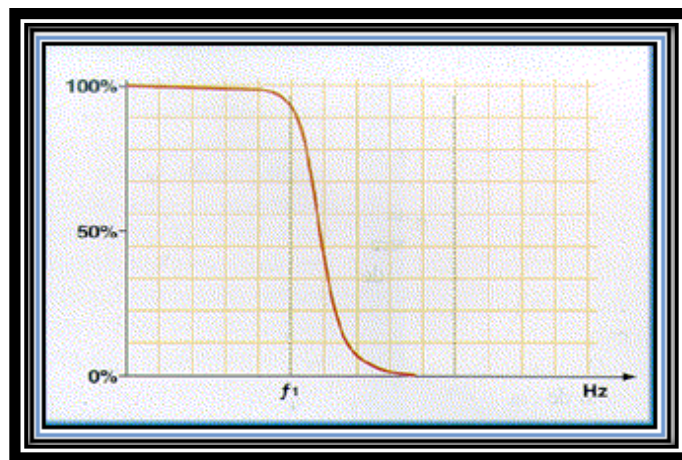


Fig. 23 Grafica Típica Del Comportamiento De Un Filtro Pasa-Bajos



## 2.6 DISEÑO DEL DEMODULADOR O DETECTOR FM

### 2.6.1 PREMISAS DE DISEÑO

El circuito Demodulador o detector de señales FM expuesto en este documento está definido por las siguientes premisas de diseño (Considere la Tabla N°6):

PARÁMETRO PREMISA	VALOR
Frecuencia De Operación ( $f_o$ )	50KHz.
Magnitud De La Ganancia K	10KHz/V.
Frecuencia De Corte Del Filtro Pasa-Bajas ( $f_c$ )	5KHz

Tabla N°6 Premisas De Diseño Para La Implementación De La Etapa De Demodulación FM

### 2.6.2 CÁLCULOS DE DISEÑO

A continuación se expone el procedimiento matemático seguido para el cálculo de los valores de los componentes que determinan la operación del sistema demodulador:

#### 2.6.2.1 Calculo De La Resistencia De Sintonía De Frecuencia – Resistor For Frequency Tuning ( $R_o$ ).

Con el fin de determinar el valor óptimo para la resistencia de sintonía  $R_o$  se considera la expresión matemática de la Frecuencia de operación para una portadora de 50KHz, tal como se estableció en las premisas de diseño anteriormente enunciadas, y de forma análoga a la metodología empleada en el diseño del modulador.

Primero que todo se selecciona un valor capacitivo para el condensador de sintonía, el cual no solo debe estar en concordancia con la frecuencia de trabajo sino que también debe respetar el siguiente criterio establecido por el fabricante para el resistor de temporización:

$$10K\Omega \leq R_T \leq 100K\Omega$$

Se parte de la expresión ya conocida de para la frecuencia de operación del sistema resonante.

$$f_0 = \frac{1}{R_T \cdot C_0}$$

Luego, considérese un condensador de sintonía de:

$$C_0 = 0.001\mu f$$

Despejando la resistencia de temporización se tiene la siguiente expresión,

$$R_T = \frac{1}{f_0 \cdot C_0}$$

Finalmente reemplazando los valores anteriormente enunciados, se consigue el valor de  $R_T$ .

$$R_T = \frac{1}{50KHz \cdot 0.001\mu f}$$

$$R_T = 20K\Omega$$

Nótese que las consideraciones establecidas respetan el criterio del fabricante para el valor  $R_T$ . Además es importante mencionar que el valor del resistor de sintonía total equivalente, está definido de forma análoga que en el caso del modulador por la expresión  $R_T = R_0 + P_X$ , donde  $R_0$  es el resistor de temporización fijo, el cual se ha seleccionado convenientemente de  $18K\Omega$  y  $P_X$  es el resistor de ajuste variable, constituido para efectos de diseño, por un reóstato multivoltas o Trimer con control vertical de  $5K\Omega$ .

### 2.6.2.2 Calculo De La Resistencia De Rastreo De Ancho De Banda - Tracking Bandwidth Resistor ( $R_1$ ).

A partir de la siguiente expresión se determina el valor de la resistencia de rastreo  $R_1$ , esta es la que determina el ancho de banda de operación del circuito demodulador:

$$R_1 = \frac{R_T \cdot f_o \cdot 2}{\Delta f}$$

Por otra parte se sabe que  $\Delta f$  esta dado por,

$$\Delta f = K \cdot V_P$$

Donde la ganancia K es la relación de la variación de frecuencia por voltio a la entrada, del sistema.

Remplazando el valor de la ganancia K, y empleando un promedio de tensión pico a la salida del modulador de  $1V_P$ , se tiene:

$$\Delta f = \frac{10KHz}{V} \cdot 1V$$

$$\Delta f = 10KHz$$

Luego el valor  $R_1$  se obtiene retomando la expresión para el bucle de barrido de ancho de banda y despejando dicha variable.

$$R_1 = \frac{R_T \cdot f_o \cdot 2}{\Delta f}$$

$$R_1 = \frac{[20K\Omega][50KHz] \cdot 2}{10KHz}$$

$$R_1 = 200K\Omega$$

### 2.6.2.3 Calculo Del Condensador De Rastreo De Ancho De Banda- Tracking Bandwidth Capacitor ( $C_1$ ).

Se parte de la expresión para el factor de amortiguamiento o Damping Factor, el cual, es el factor que garantiza que los dos bloques (Modulador y Demodulador) entren en resonancia.

$$\zeta = \sqrt{\left[\frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot C_1}\right]}$$

Despejando el valor de  $C_1$  se tiene,

$$C_1 = \left[\frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot (\zeta^2)}\right]$$

$$C_1 = \left[\frac{1250 \cdot 0.001\mu f}{200K\Omega \cdot (0.5^2)}\right]$$

$$C_1 = 25pf$$

### 2.6.2.4 Cálculos Asociados Al Filtro Pasa Bajas.

Considere la expresión que define la frecuencia de corte de un filtro tipo pasa-bajas pasivo:

$$f_c = \frac{1}{2\pi \cdot R_f \cdot C_f}$$

Posteriormente con el fin de obtener el valor del resistor de filtrado se despeja  $R_f$  y se escoge un valor para el condensador  $C_f$  asociado a la anterior expresión, Así:

$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot f_c \cdot C_f}$$

Seleccionado un condensador  $C_f = 0.001\mu f$ , se tiene:

$$R_f = \frac{1}{2\pi \cdot (5KHz) \cdot (0.001\mu f)}$$

$$R_f = 31.8309K\Omega$$

## 2.7 DISEÑO DE LA FUENTE DE ALIMENTACIÓN

### 2.7.1 PREMISAS DE DISEÑO

La fuente de alimentación del Modem FM expuesto en este documento está definida por las siguientes premisas y su estructura concuerda con la del diagrama de circuito (Fig. 24) mostrado a continuación de la Tabla N°7:

PARÁMETRO PREMISA	VALOR
Tensión Promedio De Alimentación AC	110V~.
Tensión De Salida DC	12V –.

Tabla N°7 Premisas De Diseño De La Fuente De Alimentación De Los Módulos

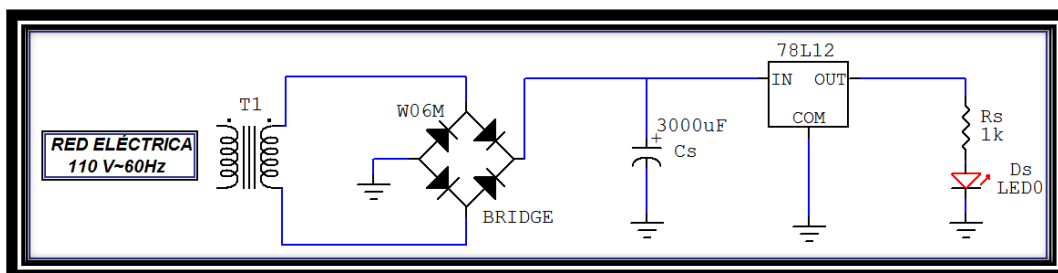


Fig. 24 Diagrama De Circuito De La Fuente De Alimentación Del Modem FM

## **2.7.2 DESCRIPCIÓN DE LA FUENTE DE ALIMENTACION DEL SISTEMA**

Para la implementación de la fuente descrita en este apartado se empleo un transformador TR502 de la compañía fabricante LÁSER, el cual posee una entrada que tolera tensiones comprendidas entre el rango de  $115 - 150V \sim AC$ , y cuyas salidas son de  $6 - 0 - 6V \sim AC$  a  $300mA$ , separadas por un TAP o derivación central. La rectificación se realizó con un puente de diodos integrados en una sola pastilla con referencia comercial W06M. El filtrado por su parte, está a cargo de un condensador de  $3300\mu f$  a  $25V$ , el cual tiene la suficiente capacidad para mejorar el filtrado y reducir el Ripple. Para garantizar una óptima regulación de tensión a un nivel de  $12V - DC$  a la salida de la fuente, se emplea el regulador LM7812, el cual pertenece a la familia de reguladores positivos de tres terminales, disponible en encapsulado TO-220/D, el cual no solo es económicamente viable sino que también ofrece una excelente estabilidad en tensión a la salida.

## **2.8 COMPONENTES Y CARACTERÍSTICAS.**

En esta sección se enuncian las componentes que constituyen cada uno de los bloques del sistema de Modulación y Demodulación FM, así como sus características técnicas principales y temas de estudio para los que han sido diseñados los módulos.

### **2.8.1 LISTA COMPONENTES POR BLOQUE DE CIRCUITO**

A continuación se exponen las tablas N°8, N°9 y N°10 que contienen los componentes de circuitos necesarios para la construcción física de cada uno de los bloques que componen el dispositivo modulador y demodulador de FM diseñado y tratado en este informe.

MODULADOR FM			
Cantidad	Referencia	Tipo	Valor Nominal
1	XR-2206	Encapsulado DIP	-----
1	LM-741	Encapsulado DIP	-----
1	P <sub>1</sub>	Potenciómetro	20KΩ
1	P <sub>2</sub>	Potenciómetro	50KΩ
1	P <sub>3</sub>	Potenciómetro Lineal	50KΩ
1	P <sub>4</sub>	Trimer [Vertical]	5KΩ
1	P <sub>O</sub>	Trimer [Vertical]	5KΩ
1	R <sub>A</sub>	Resistor De Carbón	220Ω
1	R <sub>B</sub>	Resistor De Carbón	2.2KΩ
1	R <sub>C</sub>	Resistor De Carbón	33KΩ
1	R <sub>o</sub>	Resistor De Carbón	18KΩ
1	R <sub>1</sub>	Resistor De Carbón	4.7KΩ
1	R <sub>2</sub>	Resistor De Carbón	4.7KΩ
1	R <sub>4</sub>	Resistor De Carbón	10KΩ
1	R <sub>5</sub>	Resistor De Carbón	100KΩ
1	R <sub>6</sub>	Resistor De Carbón	100KΩ
1	R <sub>7</sub>	Resistor De Carbón	10KΩ
1	R <sub>8</sub>	Resistor De Carbón	10KΩ
1	C <sub>1</sub>	Cond. Electrolítico	10μf/15V
1	C <sub>2</sub>	Cond. Electrolítico	1μf/25V
1	C <sub>3</sub>	Cond. Electrolítico	1μf/15V
1	C <sub>5</sub>	Cond. Electrolítico	100μf/15V
1	C <sub>o</sub>	Cond. De Poliéster	0.001μf
1	C <sub>4</sub>	Cond. De Poliéster	0.15μf

Tabla N°8 Lista De Los Componentes Necesarios Para La Construcción Del Bloque Modulador FM

DEMODULADOR FM			
Cantidad	Referencia	Tipo	Valor Nominal
1	XR-2211	Encapsulado DIP	-----
1	LM-324	Encapsulado DIP	-----
1	C <sub>0</sub>	Cond. De Poliéster	0.001 $\mu$ f
1	C <sub>1</sub>	Cond. Cerámico	24pf
1	C <sub>2</sub>	Cond. Cerámico	0.1 $\mu$ f
1	C <sub>3</sub>	Cond. Cerámico	0.1 $\mu$ f
1	C <sub>4</sub>	Cond. Cerámico	0.1 $\mu$ f
1	C <sub>5</sub>	Cond. Cerámico	0.1 $\mu$ f
1	C <sub>F</sub>	Cond. De Poliéster	0.001 $\mu$ f
1	R <sub>0</sub>	Resistor De Carbón	18K $\Omega$
1	R <sub>1</sub>	Resistor De Carbón	200K $\Omega$
1	R <sub>F</sub>	Resistor De Carbón	33K $\Omega$
1	P <sub>X</sub>	Trimer [Vertical]	5K $\Omega$

Tabla N°9 Lista De Los Componentes Requeridos Para La Construcción Del Bloque Demodulador FM

FUENTE DE ALIMENTACIÓN DE ENERGÍA			
Cantidad	Referencia	Tipo	Valor Nominal
1	TR502	Transformador	6V – 0 – 6V a 300mA
1	LM7812	Regulador De Tensión	12V
1	W06M	Puente De Diodos	1.5A
1	C <sub>S</sub>	Cond. Electrolítico	3300 $\mu$ f/25V
1	R <sub>S</sub>	Resistor De Carbón	1K $\Omega$
1	D <sub>S</sub>	LED Azul	5mm

Tabla N°10 Lista De Los Componentes Necesarios Para La Construcción La Fuente De Alimentación



## 2.8.2 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS DEL MODEM FM

El panel está compuesto por una sección moduladora y una sección demoduladora tipo FM (Frequency Modulation - Modulación En Frecuencia), las cuales son interconectables para simular un sistema de transmisión completo (Considere Fig. 25).

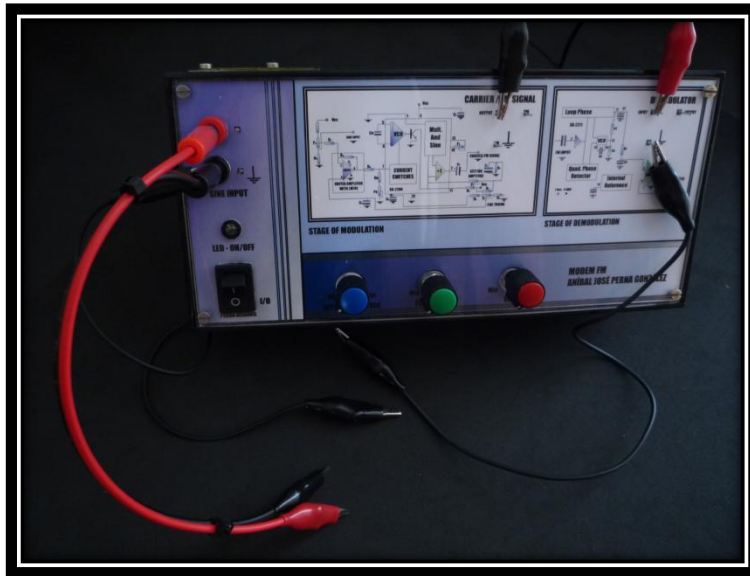


Fig. 25 Plataforma Externa De Los Módulos FM

El modulo emplea los circuitos integrados XR-2206 y XR-2211 de la compañía fabricante de semiconductores EXAR, como unidades de servicio; los cuales provén la onda portadora y el proceso de demodulación PLL respectivamente. La alimentación del sistema es de  $12V_{cc}$ . Con una frecuencia de operación comprendida en el rango de los  $45.5KHz$  y los  $55KHz$ , y con una entrada de señales para modulación que permite recuperar tonos de hasta  $5KHz$ .

## 2.8.3 EJEMPLOS DE TEMAS DE ESTUDIO

- Arquitectura de sistemas FM.
- Proceso de Modulación / Demodulación FM.

## 2.9 MODO DE OPERACIÓN

Con el fin de esbozar la manera en que opera el dispositivo Modulador-Demodulador de FM de acuerdo con su funcionalidad, se decidió explicar su operación en dos apartados independientes asociados a los dos grandes bloques funcionales que componen a este dispositivo (MODEM FM).

### 2.9.1 BLOQUE MODULADOR FM

La etapa de modulación del dispositivo se puede definir de forma sintetizada como un circuito generador de funciones sinusoidales, el cual tiene como componente principal al circuito integrado XR-2206. Este encapsulado es el responsable de la generación de la onda portadora; la cual se constituye en el canal para transportar la información que ingresa a esta parte del sistema. El XR-2206 posee un rango de frecuencias de operación comprendido entre los 0.01Hz hasta los 1000KHz; donde la frecuencia de dicha portadora depende de forma directa del condensador de sintonía  $C_o$  colocado en los terminales del oscilador controlado por tensión o VCO (PIN 5 y PIN 6) y del Resistor de sintonía total equivalente [ $R_T = R_O + P_O$ ], ubicado entre el resistor de ajuste de ganancia  $R_c$ , el PIN 7 y masa.

La señal moduladora es ingresada al circuito integrado después de ser amplificada, con el fin de generar las modificaciones en frecuencia en la onda portadora generada por el XR-2206, de modo que se obtiene la respuesta modulada en frecuencia posterior al condensador de desacople ubicado en el PIN 2 del circuito integrado mencionado, por lo que es en este punto en el que se hace posible observar los efectos del proceso de modulación (Considere el siguiente diagrama de bloque Fig. 26).

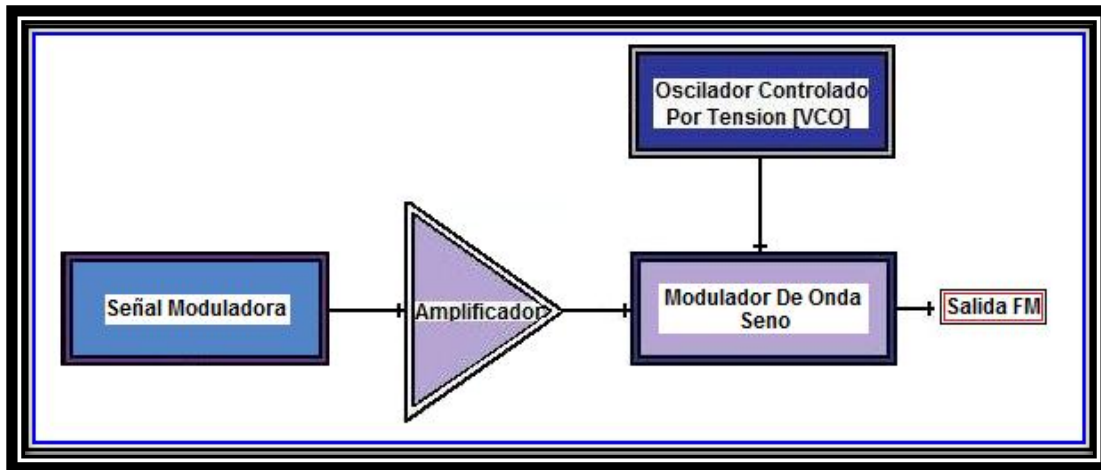


Fig. 26 Diagrama De Bloques Que Describe El Modo De Operación Del Modulador FM

### 2.9.2 BLOQUE DEMODULADOR FM

El bloque demodulador de FM tiene su principio de funcionamiento basado en las características de un bucle de enganche de fase o PLL. Un PLL es un sistema de realimentación empleado para seguir o detectar la frecuencia y la fase de la portadora de una señal de entrada; que consiste de un Detector o Comparador De Fase, un Filtro Pasa Bajos, un Amplificador De Señal De Error y un Oscilador Controlado Por Tensión o VCO, (Considere el siguiente diagrama de bloques Fig. 27).

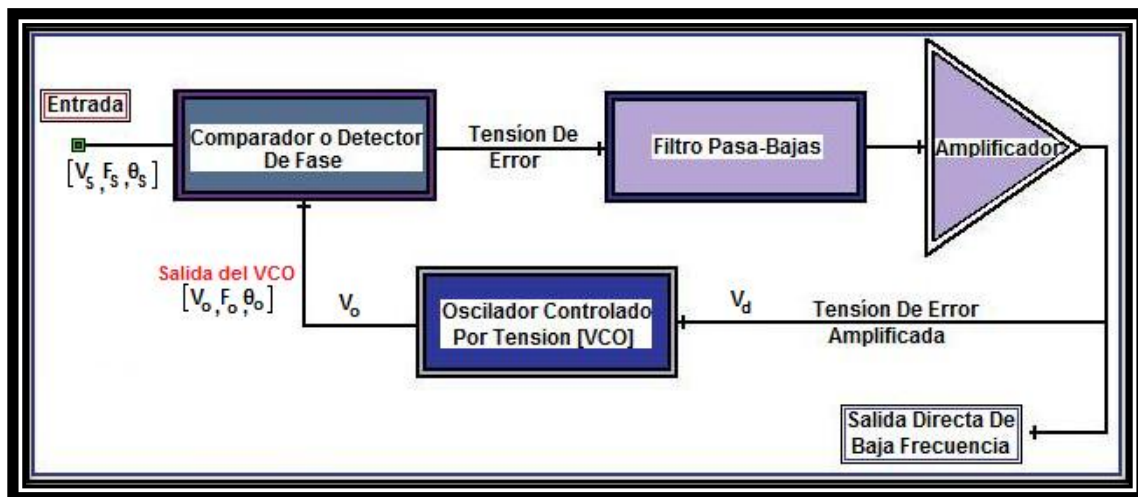


Fig. 27 Diagrama De Bloques Con Los Componentes Básicos De Un PLL.

En un PLL la señal incidente es comparada con la procedente del VCO con el fin de generar una señal de error a la salida del detector de fase. Cuando la tensión a la entrada del VCO es nula [ $V_d = 0V$ ], el oscilador genera una señal de frecuencia  $f_f$  o frecuencia de oscilación libre, la cual está ligada a los criterios de diseño para la selección de los elementos de sintonía del sistema. Por otra parte la salida del comparador es proporcional a la diferencia entre las fases de ambas señales [ $(\omega_s t + \theta_s) - (\omega_o t + \theta_o)$ ] y controla la frecuencia del VCO. Esta realimentación tiende a igualar las frecuencias de ambas señales [ $f_s = f_o$ ] y a establecer una diferencia constante entre ambas fases [ $\theta_d = \theta_s - \theta_o$ ]. Cuando se cumplen estas condiciones, se dice que el PLL está enganchado.

En el demodulador FM expuesto en este documento, el comparador de fases y el oscilador controlado por tensión están auto-contenidos en el circuito integrado XR-2211, mientras que el filtro y el amplificador de error se implementan como redes de circuito externas.

Al circuito demodulador llega la señal de FM, cuya fase es medida, con el objeto de que el comparador efectúe la diferencia entre ella y la fase del VCO. La señal de salida del detector de fase es filtrada, amplificada y retroalimentada a la entrada del VCO. Esto contribuye con el siguiente establecimiento de frecuencia de la señal del oscilador. Como en FM la frecuencia de la señal que ingresa al PLL cambia con el tiempo, un voltaje AC se obtiene a la salida del filtro de lazo; este voltaje AC es proporcional a la señal modulante, de modo que la tensión que controla la frecuencia del VCO [ $V_d$ ] aumenta cuando se incrementa la frecuencia de la señal de entrada y disminuye cuando se decrementa la frecuencia de la señal de que ingresa al sistema (para que  $f_o$  sea igual a  $f_s$ ). De este modo, la tensión [ $V_d$ ] es proporcional a la frecuencia de la señal de entrada y proporciona directamente la modulante de la señal FM o mensaje (es decir, permite la demodulación de señales moduladas en frecuencia).

## 2.10 DIAGRAMAS DE IMPRESOS Y DE DISTRIBUCIÓN DE COMPONENTES

En este apartado se exponen los diagramas asociados al montaje físico del dispositivo Modulador-Demodulador FM tratado en este informe. Los diagramas mostrados a continuación fueron desarrollados en la plataforma de implementación de impresos ARES, del entorno del software de diseño y simulación PROTEUS, el cual cuenta con una serie de herramientas para la elaboración de placas de circuito impreso con posicionador automático de elementos y generación de pistas (Considere las figuras 28 a 38).

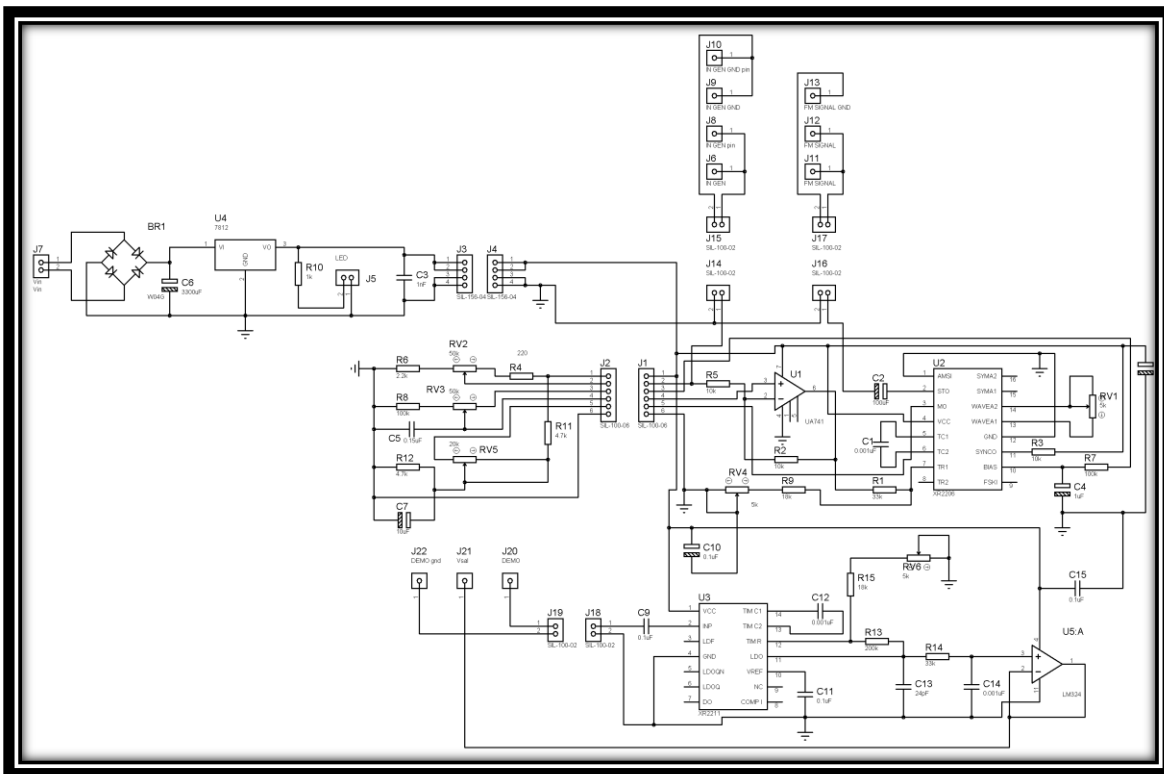


Fig. 28 Diagrama Esquemático Del MODEM FM

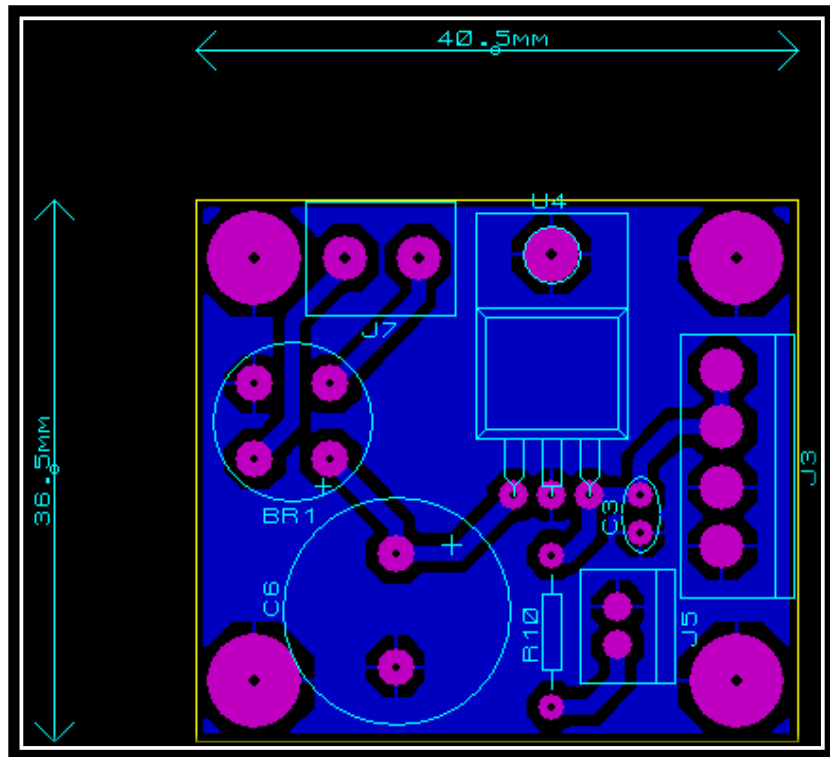


Fig. 29 Diagrama Del Circuito Impreso De La Fuente De Alimentación

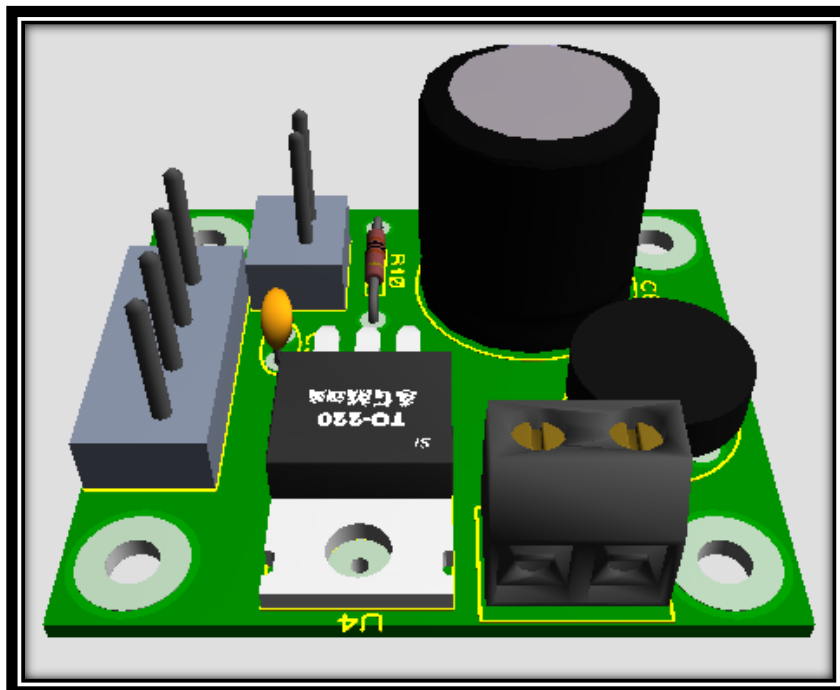


Fig. 30 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De La Fuente

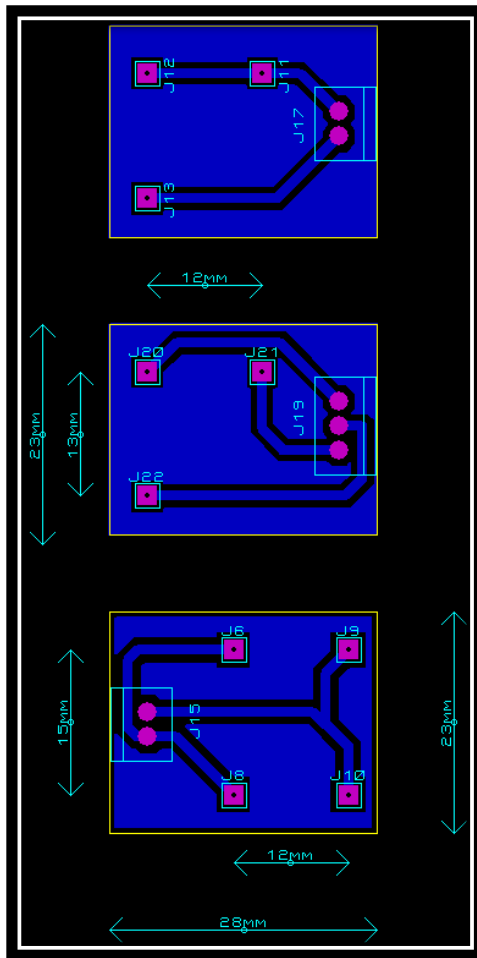


Fig. 31 Diagrama De los Circuitos Impresos De las Placas De Conexión E Interacción

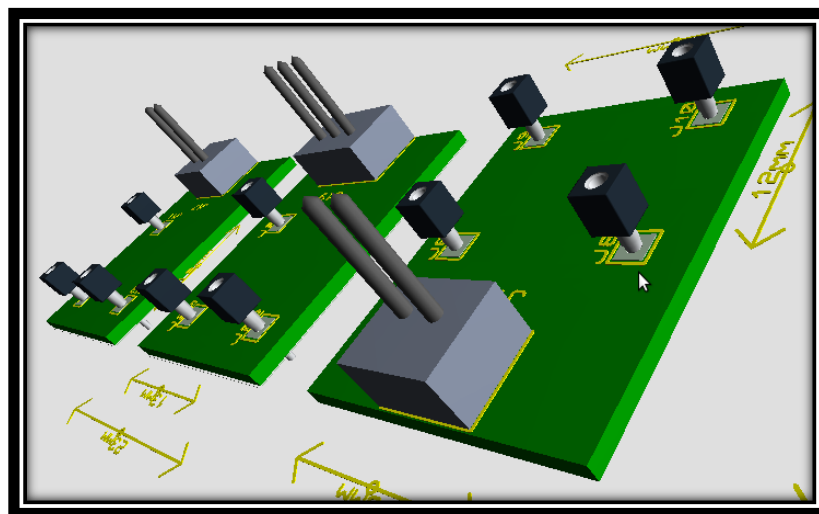


Fig. 32 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De Las Placas De Conexión E Interacción

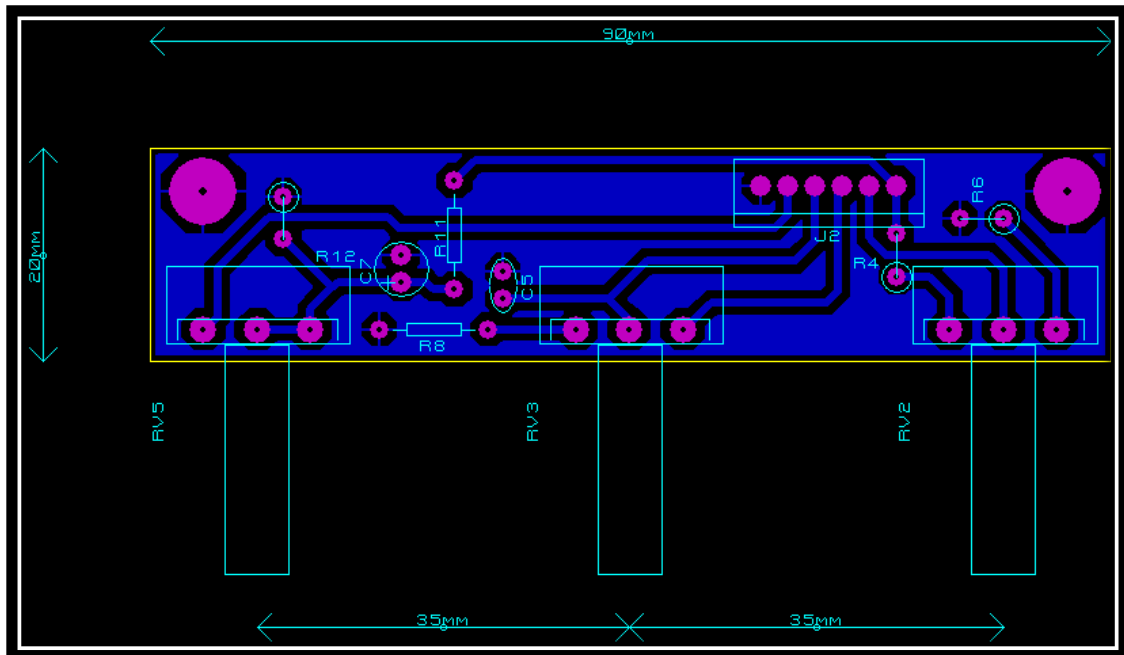


Fig. 33 Diagrama Del Circuito Impreso De La Placa De Controles Del Sistema

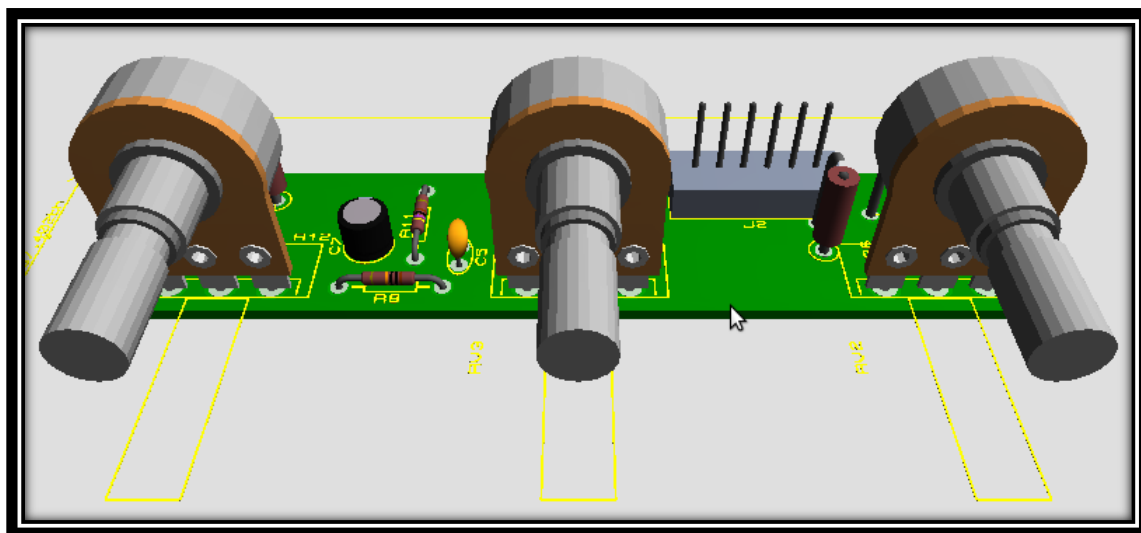


Fig. 34 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes De La Placa De Controles Del Sistema



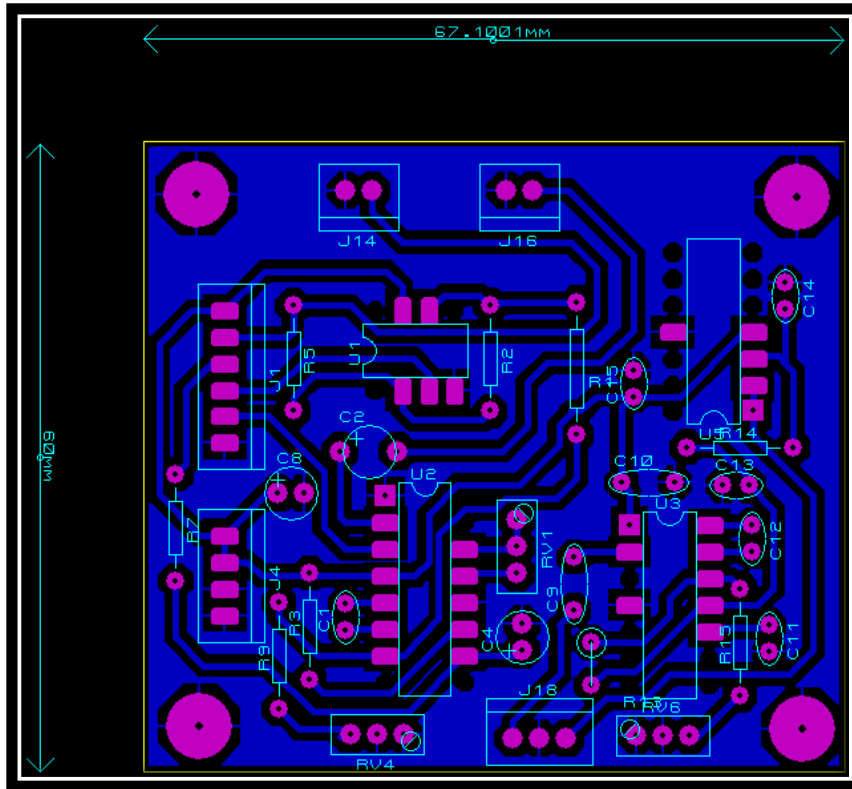


Fig. 35 Diagrama del Circuito Impreso del Bloque Modulador-Demodulador

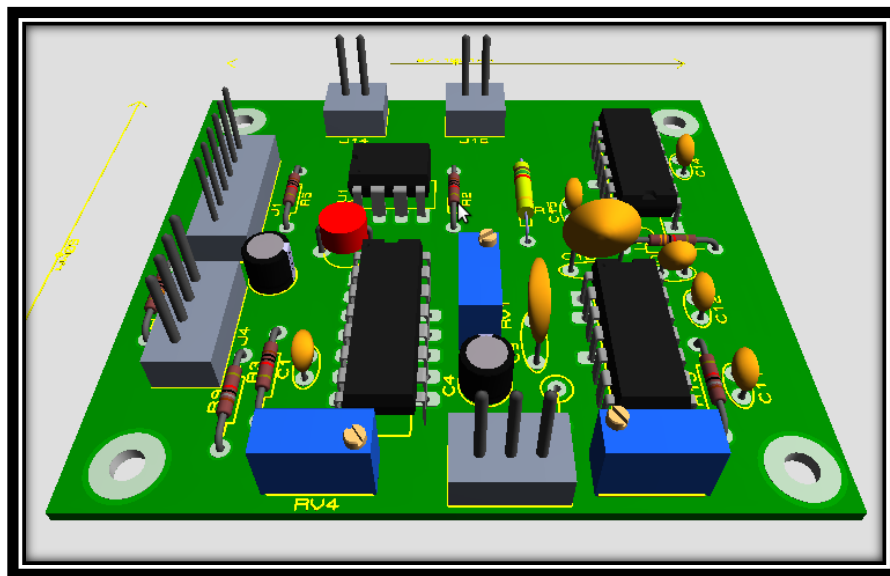


Fig. 36 Diagrama Tridimensional De la Distribución De los Componentes del Bloque Modulador-Demodulador

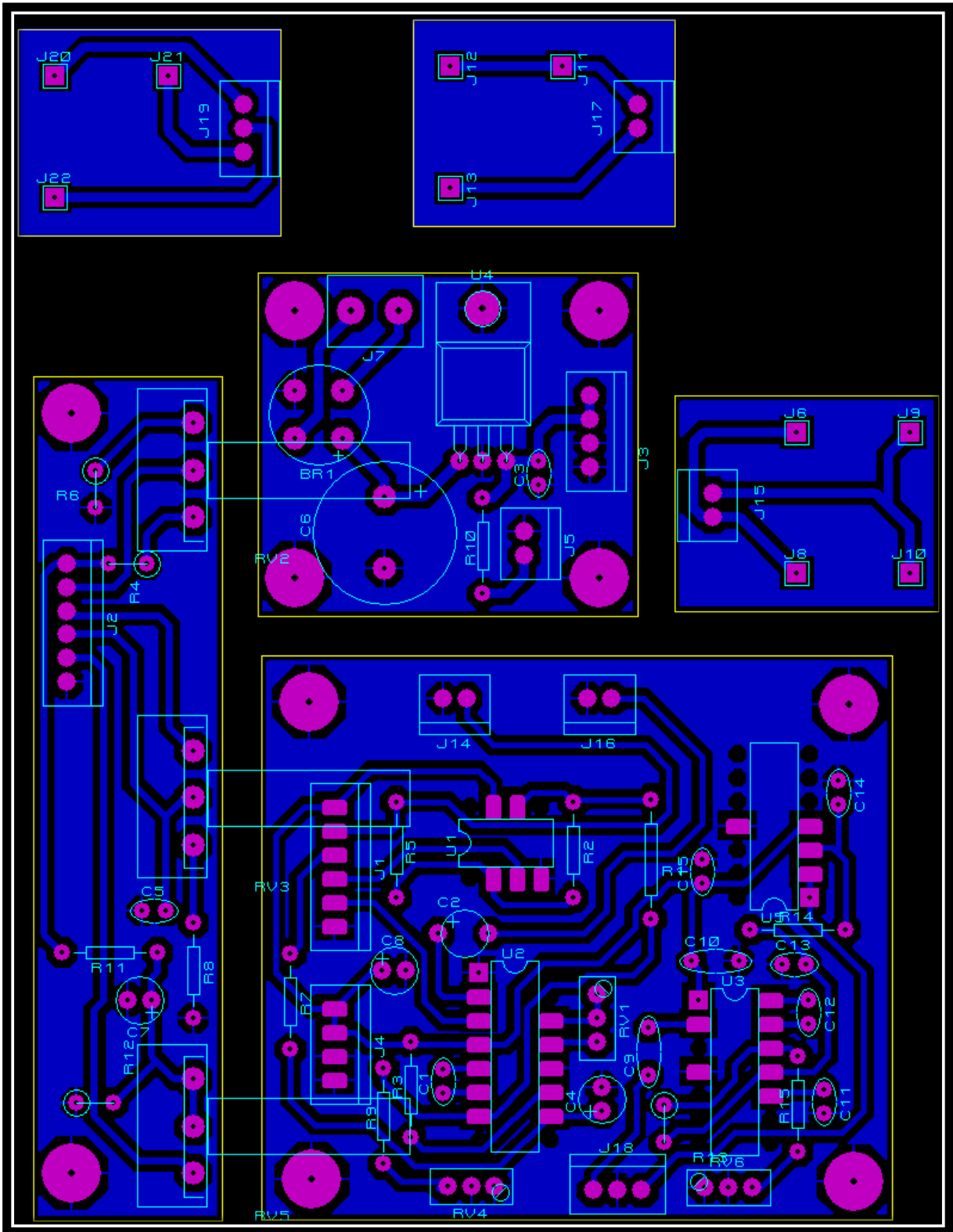
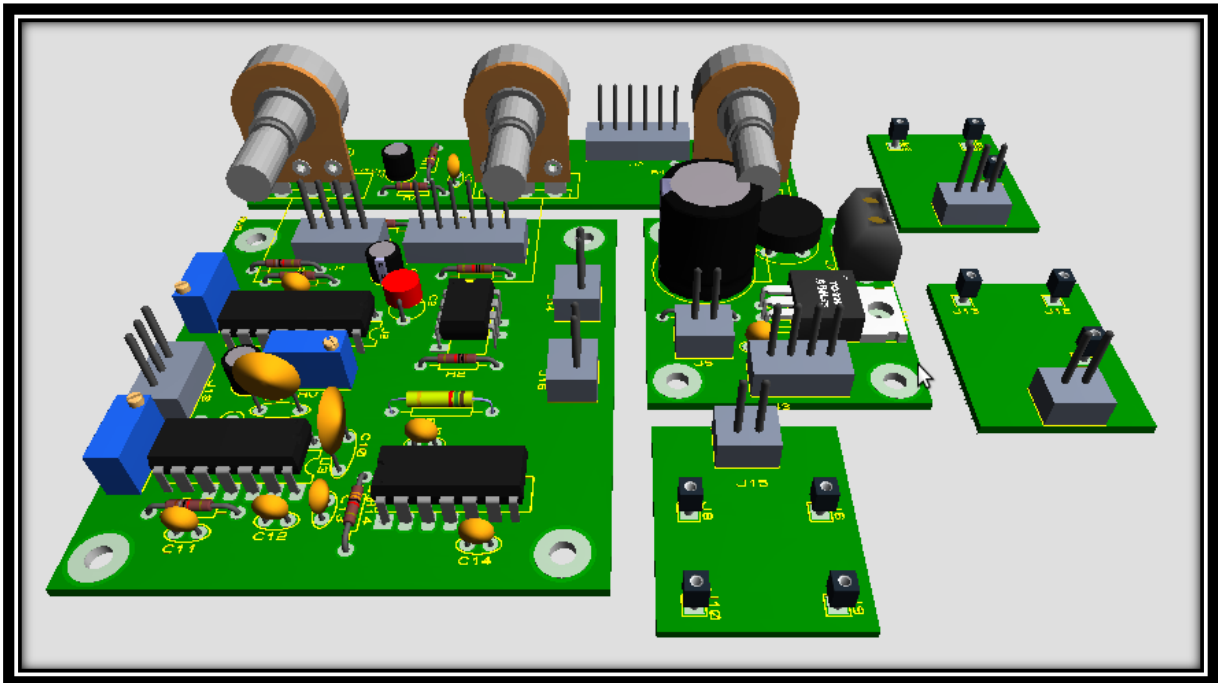


Fig. 37 Vista General De Las Pistas Y Componentes Superpuestos Del Sistema



**Fig. 38 Vista General De la Distribución De los Componentes Del Sistema**

## **2.11 DESCRIPCIÓN DE LA PLATAFORMA EXTERNA**

El módulo de entrenamiento se aloja en una caja de Policarbonato Negro [Acrílico] con una amplia plataforma experimental de  $[22 \times 10 \times 6]Cm$ , donde se encuentran ilustrados los diagramas de circuito, para asegurar una fácil maniobrabilidad y una perspectiva indirecta de de los componentes alojados en las placas de impresos ubicadas dentro del chasis.

Los esquemas están plasmados en el tablero sobre una impresión litográfica diseñada en la plataforma de trabajo de Corel Draw X3 v.13, en la que se aprecian los circuitos analíticos y los símbolos de los componentes. Además en la parte superior de la caja se alojan las perillas con las cuales el practicante de laboratorio podrá modificar los parámetros de frecuencia y amplitud ya sea de la onda portadora o de la señal modulada, así como también puntos de prueba y zócalos, para efectuar conexiones e interactuar con los equipos de medición (Considere las figuras 39 y40).

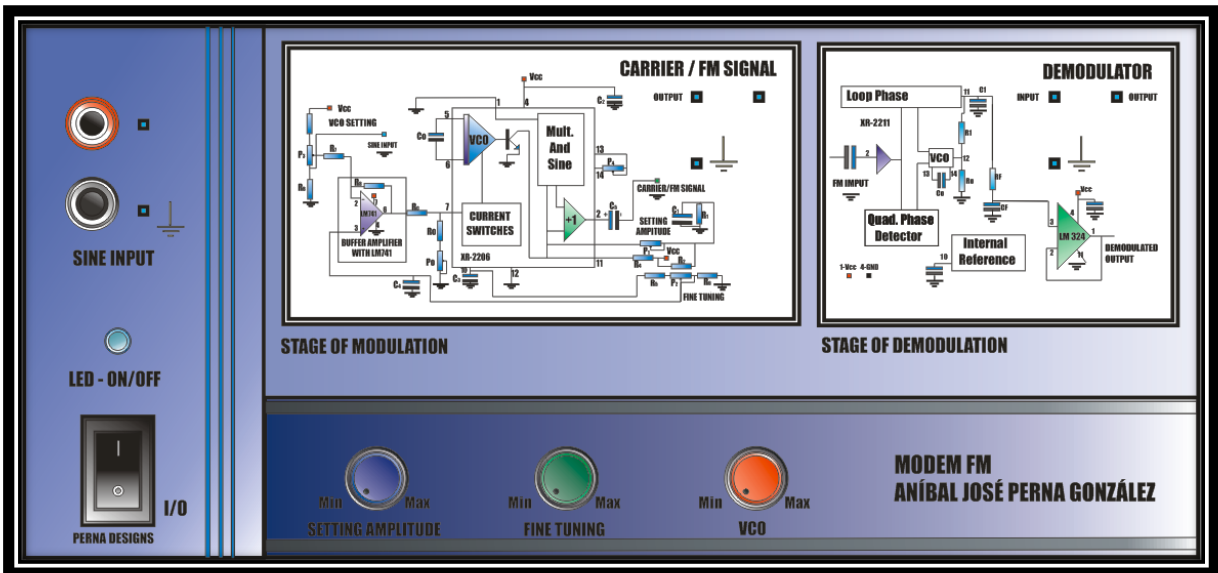


Fig. 39 Litografía Diseñada En Corel Draw X3 V.13 De La Plataforma Externa De Los Módulos De Entrenamiento FM



Fig. 40 Vista De Los Módulos De Entrenamiento FM Totalmente Ensamblados

### **3. MODULACIÓN Y DEMODULACION EN FRECUENCIA [FM]**

#### **3.1 PRÁCTICA DE LABORATORIO DE TELECOMUNICACIONES ANALÓGICAS**

**ANÍBAL JOSÉ PERNA GONZÁLEZ**

**DIRECTOR: MSC. GONZALO LÓPEZ VERGARA**

**UNIVERSIDAD TECNOLÓGICA DE BOLÍVAR**



<b>Número De Prácticas De Laboratorio</b>	<b>1</b>
<b>Duración Máxima Del Ensayo</b>	<b>2 Horas</b>

#### **3.1.1 INTRODUCCIÓN**

La modulación es una técnica crucial para las telecomunicaciones y por lo tanto se convierte en una herramienta sumamente importante para comprender los procesos básicos que intervienen en la transmisión de señales. En esta práctica de laboratorio se introducirá al alumno en una de las formas de modulación analógica de mayor influencia en el campo de las comunicaciones, la cual consiste en variar la frecuencia de una onda portador de acuerdo con los cambios que exponga una onda modulante. A este tratamiento se le conoce con el nombre de modulación en frecuencia y se utiliza ampliamente en los sistemas de comunicaciones para las emisiones de radio comercial, para la transmisión de la señal de sonido de televisión en la norma NTSC, así como también se emplea para la radiodifusión directa por satélite, y para sistemas de teléfonos inalámbricos y celulares; por todas estas razones es de vital importancia dedicar un espacio para evidenciar el comportamiento práctico de este tipo de tratamiento.

#### **3.1.2 OBJETIVOS**

- Evaluar de forma práctica la teoría asociada a la modulación en frecuencia.
- Analizar el comportamiento de un sistema de modulación y demodulación FM.

- Analizar el comportamiento de una señal portadora, para diversos casos de señal de modulante.
- Analizar la técnica de demodulación FM empleando un bucle de enganche de fase.
- Formular conclusiones referentes a la experiencia adquirida en el ensayo de laboratorio.

### 3.1.3 BIBLIOGRAFÍA DE CONSULTA

TOMASI. Wayne. Sistemas de comunicaciones electrónicas. México D.F: Prentice Hall, Cuarta Edición, 2003.

FINK. Donald G. y CHRISTIANSEN. Donald. Manual de ingeniería electrónica Volumen IV - Sistemas y aplicaciones electrónicas: Telecomunicaciones. México D.F: McGraw-Hill/interamericana, Primera Edición, 1992.

### 3.2 EQUIPOS E INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN

EQUIPO O INSTRUMENTO	CANTIDAD	
MODEM FM	1	
Generador De Funciones Con Ajuste Offset	1	
Osciloscopio Con Ancho De Banda Superior A 100khz	1	
Un Multimetro Digital Fluke	1	
Accesorios De Instrumentación (Cableado Y Puntas De Prueba)	-----	

Tabla N°11 Lista De Equipos E Instrumentos De Medición Empleados En La Práctica De Laboratorio

### 3.3 BREVE DESCRIPCIÓN TEÓRICA DE LA FM

#### 3.3.1 MODULACIÓN EN FRECUENCIA

En telecomunicaciones, la modulación en frecuencia o FM es una técnica de modulación angular que transmite información a través de una onda portadora variando su frecuencia central. En aplicaciones analógicas, la frecuencia instantánea de la señal modulada es proporcional al valor instantáneo de la señal moduladora, es decir, la frecuencia de la portadora varía de acuerdo a la onda modulante aplicada, de modo que si se emplea una moduladora de 100 Hz, la onda modulada se desplaza arriba y abajo 100 veces en un segundo respecto de su frecuencia central de operación. Por otro lado es importante recordar que la frecuencia modulada es menos susceptible al ruido ambiente, respecto a su contraparte de modulación en amplitud, por lo que es ampliamente usada en aplicaciones que requieren cierto grado de fidelidad. (Considere la Figura 41 y La Tabla N°12).

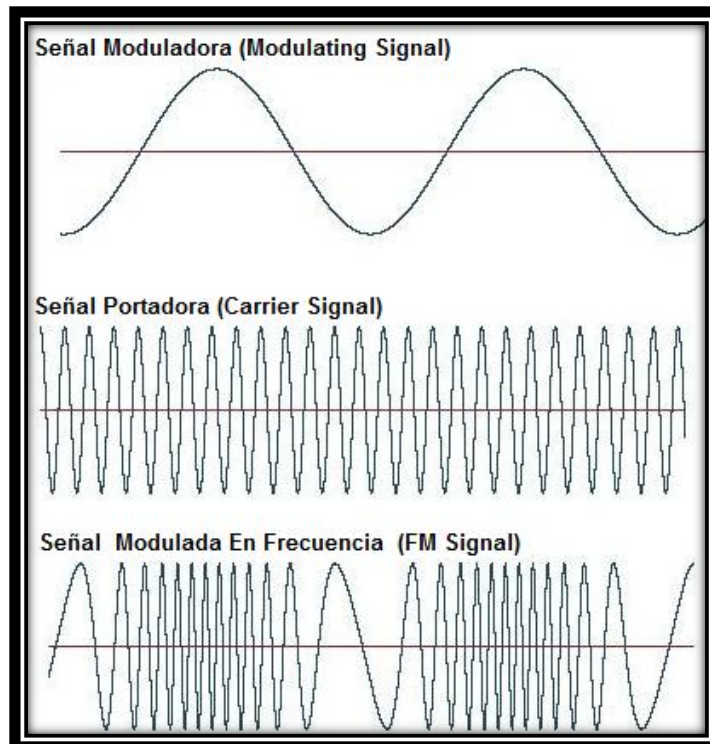


Fig. 41 Formas De Onda Que Describen A La Modulación En Frecuencia

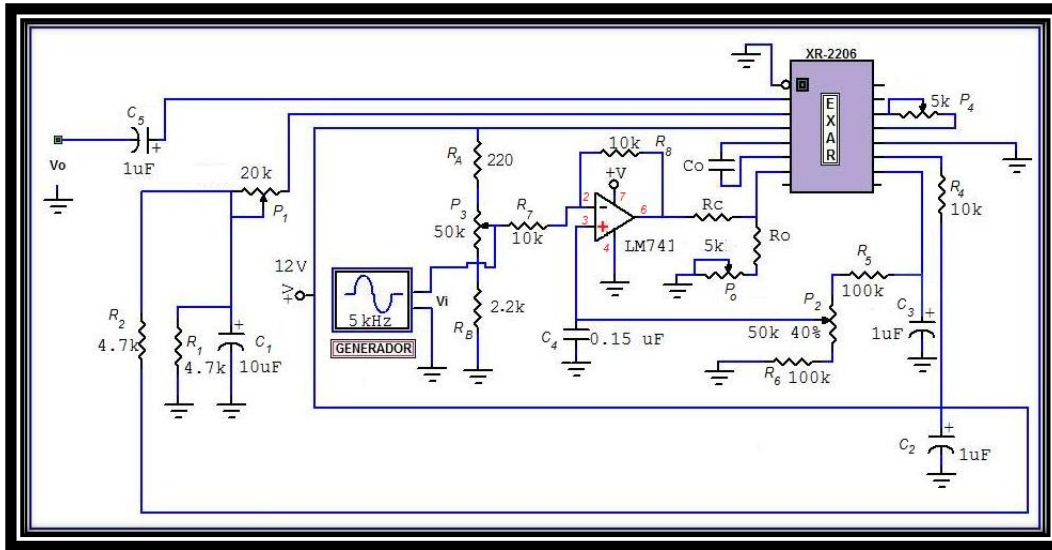
EXPRESIONES MATEMÁTICAS DE IMPORTANCIA ASOCIADAS A LA FM	DESCRIPCIÓN
$V_p(t) = V_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t]$	Ecuación De La Señal Portadora
$M(t) = A_M \cdot \text{Cos}[2\pi f_M t]$	Ecuación De La Señal Moduladora
$s(t) = A_p \cdot \text{Cos}[2\pi f_p t + \beta \cdot \text{Sen}(2\pi f_M t)]$	Ecuación De La Señal Modulada En Frecuencia
$\beta = \frac{\Delta f}{f_M}$	Ecuación Del Índice De Modulación FM
$\Delta f = k_f A_M$	Desviación Máxima En Frecuencia
$B_W = 2[n * f_M]$	Ecuación De Bessel Para Determinar El Ancho Banda De La Señal FM
$B_W = 2[\Delta f + f_M]$	Regla De Carson Para Determinar El Ancho De Banda Aproximado De Una Señal FM

Tabla N°12 Resumen De Las Expresiones Matemáticas De Importancia En El Estudio De La FM

### 3.3.1.1 BREVE DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO MODULADOR

La etapa de modulación del dispositivo empleado en la práctica de laboratorio se puede describir brevemente, como un circuito generador de funciones sinusoidales, cuyo como elemento principal es el circuito integrado XR-2206 de la familia de semiconductores EXAR, el cual es el responsable de la generación de la onda portadora sinusoidal necesaria para imprimir la señal de información de baja frecuencia. El XR-2206 posee un rango de frecuencias de operación comprendido entre los 0.01Hz hasta los 1000KHz; donde la frecuencia central de dicha portadora depende de forma directa del condensador de sintonía  $C_o$  colocado en los terminales del oscilador controlado por tensión o VCO (Pin 5 y Pin 6) y del resistor de temporización  $R_o$  ubicado entre el resistor de ajuste de ganancia  $R_c$ , el Pin 7 y masa. La señal moduladora se obtiene con un generador de señales y luego es ingresada al circuito integrado después de ser amplificada, con el fin de generar las modificaciones en frecuencia en la onda portadora, de modo que se obtiene la señal modulada en frecuencia posterior al condensador de desacople conectado al Pin 2 del circuito integrado previamente citado. (Considere el siguiente diagrama de circuito Fig. 42).





**Fig. 42 Diagrama Del Circuito Modulador FM**

### 3.3.2 DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL FM

La demodulación en frecuencia es el proceso que permite recuperar la señal moduladora a partir de una señal FM, donde la salida del demodulador es proporcional a la frecuencia instantánea de la señal a la entrada.

#### 3.3.2.1 BREVE DESCRIPCIÓN DEL CIRCUITO DEMODULADOR

El circuito demodulador contenido en el sistema, es básicamente un PLL o Bucle De Enganche De Fase el cual está constituido principalmente por el circuito integrado XR-2211. Un PLL es un sistema de realimentación empleado para seguir o detectar la frecuencia y la fase de la portadora de una señal de entrada; que consiste de un Detector o Comparador De Fase, un Filtro Pasa Bajos, un Amplificador De Señal De Error y un Oscilador Controlado Por Tensión o VCO. En el diagrama del circuito demodulador expuesto a continuación (Fig. 43), el comparador de fases y el oscilador controlado por tensión, están auto-contenidos en el circuito integrado XR-2211, mientras que el filtro y el amplificador de error se implementan como redes de circuito externas. La señal demodulada se toma de la

salida del bucle detector de fase [Pin 11 Del XR-2211] a través del filtro de post-detección integrado por  $R_F$  y  $C_F$ , y posterior al amplificador previamente citado.

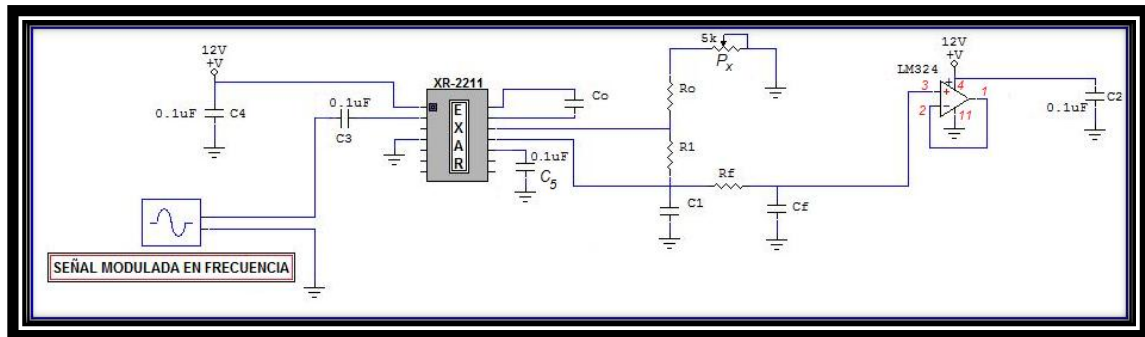


Fig. 43 Diagrama De Circuito Del Sistema Demodulador FM

### 3.4 CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS

El panel está compuesto por una sección moduladora y una sección demoduladora tipo FM, las cuales son interconectables para simular un sistema de transmisión completo. El modulo emplea los circuitos integrados XR-2206 y XR-2211 de la compañía fabricante de semiconductores EXAR, como unidades de servicio. La operación del sistema está limitada por las características técnicas consignadas en la Tabla N°13 expuesta a continuación:

CARACTERÍSTICAS TÉCNICAS	
Parámetro	Valor
Tensión De Alimentación Del Sistema	110 V~AC
Tensión DC De Operación Interna	12 V – DC
Rango De Frecuencias De Operación Del MODEM [Carrier Frequency]	45.5KHz – 55KHz
Frecuencia De Corte Máxima A La Salida Del Demodulador	5KHz
Magnitud De La Ganancia $K_f$	10KHz/V.

Tabla N°13 Características Técnicas Del MODEM FM

### 3.5 DESCRIPCIÓN DEL PANEL DE CONEXIONES

A continuación se exponen una grafica de la plataforma externa de los modulos de entrenemiento FM con los puntos de interes enumerados para su identificacion y descripcion.

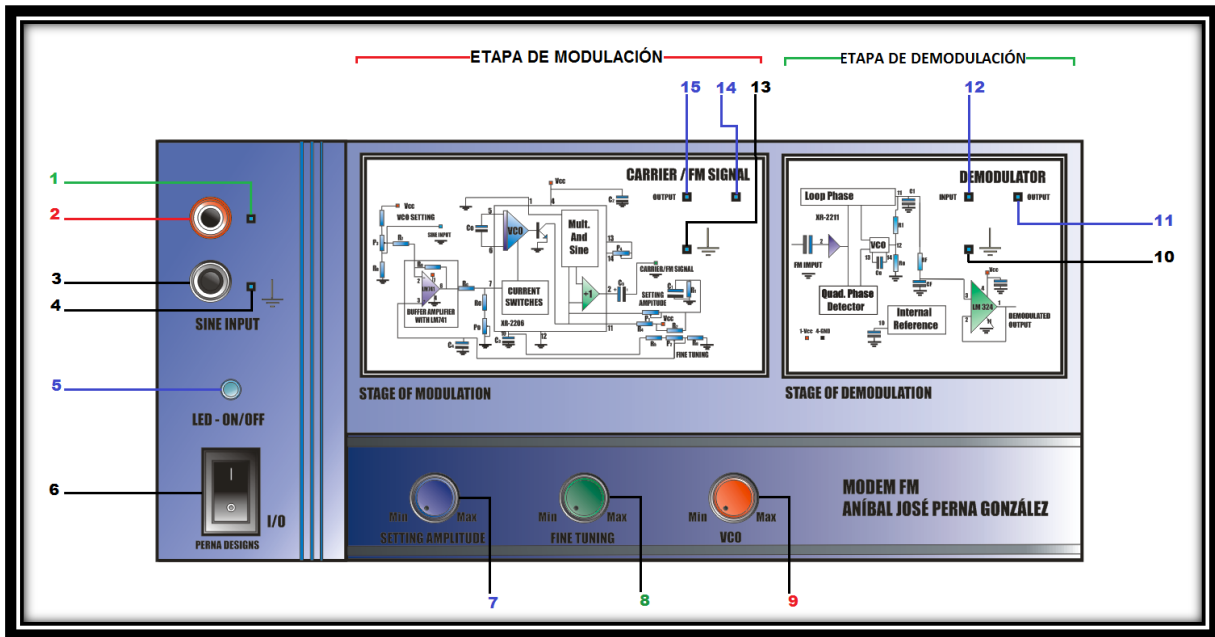


Fig. 44 Diagrama De Identificación De Los Puntos De Interés Del Panel Externo

#### 1. PIN DE LA SEÑAL DE ENTRADA

Permite conectar la punta de un osciloscopio para observar la señal moduladora cuando el generador de funciones está conectado al modulo de entrenamiento.

#### 2. BORNERA DE ENTRADA DE LA SEÑAL MODULADORA [Bornera Roja]

Se emplea para conectar la terminal de señal del generador de funciones (Punta Roja), al modulo de entrenamiento FM, es decir, se constituye en el punto por el que ingresa la señal moduladora.

### **3. BORNERA DE TIERRA DE ENTRADA [Bornera Negra]**

Este punto se emplea para conectar la terminal de tierra del generador de funciones (Punta Negra), de modo que dicho instrumento quede referenciado con respecto a la tierra del módulo de entrenamiento.

### **4. PIN DE TIERRA DE ENTRADA DEL MODEM**

Este punto está conectado de forma directa a la bornera anteriormente mencionada de modo que permite que el usuario referencie a tierra el osciloscopio a fin de realizar una medición correcta.

### **5. LED INDICADOR DE ESTADO ON/OFF**

Este diodo emisor de luz azul, permite que el usuario se percate del estado ON/OFF del Módulo de entrenamiento.

### **6. INTERRUPTOR DE ENCENDIDO DEL DISPOSITIVO**

Se emplea para encender o apagar el MODEM FM, donde el estado I corresponde al encendido [ON] y el estado O corresponde al apagado [OFF].

### **7. CONTROL DE AJUSTES DE AMPLITUD [Botón Azul]**

Este control permite manipular la componente de amplitud ya sea de la señal portadora generada por el MODEM FM o para aumentar o disminuir la amplitud de la señal modulada en frecuencia.

### **8. CONTROL DE AJUSTE FRECUENCIA O DE SINTONÍA FINA [Botón Verde]**

Con este control el usuario puede efectuar ligeras correcciones en frecuencia en la señal portadora.

### **9. CONTROL DEL FRECUENCIA DEL OSCILADOR [VCO] – [Botón Rojo]**

Con este botón el practicante de laboratorio manipula la excursión de frecuencias del oscilador auto-contenido, por tal razón es vital para evaluar los procesos de modulación y demodulación FM, de modo que se debe manipular con especial cuidado.

### **10. PIN DE TIERRA A LA SALIDA DEL BLOQUE DEMODULADOR**

Permite referenciar el equipo de medición con respecto a la tierra del Modulo de entrenamiento.

### **11. PIN DE SALIDA DE LA SEÑAL DEMODULADA**

Esta terminal permite colocar la punta del osciloscopio para observar la señal recuperada a la salida del bloque demodulador.

### **12. PIN DE ENTRADA DE SEÑAL FM AL BLOQUE DEMODULADOR**

Este punto se constituye en la entrada de la señal Modulada al bloque demodulador, pues permite conectar a través de un cable provisto de caimanes en sus extremos a la etapa moduladora con la demoduladora a fin de simular un sistema de transmisión FM completo.

### **13. PIN DE TIERRA DEL BLOQUE MODULADOR**

Esta es una extensión de las tierras anteriormente mencionadas la cual facilita referenciar la punta del osciloscopio respecto a la tierra del modulador, de forma cómoda.

### **14. PIN DE SALIDA DEL BLOQUE MODULADOR**

Este punto es esta conectado al pin identificado con el número 15 [Output], permite que el usuario conecte la etapa de modulación con el bloque demodulador, en el pin identificado con el número 12 [Input] a través de un cable provisto de caimanes en sus extremos.

## 15. PIN DE SALIDA DEL BLOQUE MODULADOR

En este pin es posible observar la señal portadora cuando al modulo no se está ingresando ninguna señal externa, o bien permite observar la señal modulada en frecuencia cuando al MODEM se le está proporcionado una señal sinusoidal a la entrada.

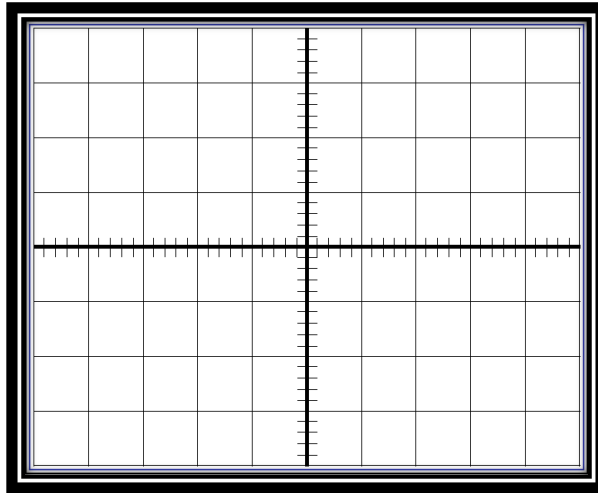
### 3.6 PROCEDIMIENTO PRÁCTICO DE LABORATORIO

Para efectos de ensayos, se procederá a realizar las experiencias de laboratorio asociadas a los temas de estudio de la FM en dos apartados [Práctica De Modulación Y Práctica De Demodulación] a fin de facilitar la adquisición de las competencias trazadas al principio de la guía. Por otro lado es de vital importancia anotar que No se debe exceder el nivel de amplitud indicado de la onda moduladora (Señal obtenida con el generador de funciones), a menos que se diga lo contrario pues esto tiende a crear efectos de sobre-modulación en la señal de salida; además se debe tener un especial cuidado con el Ajuste Offset Del Generador De Funciones pues es este el que determina cuan esbozada es la onda de entrada y por ende afecta de forma directa el comportamiento del circuito y como consecuencia su respuesta a la salida del demodulador.

#### 3.6.1 PRÁCTICA DE MODULACIÓN EN FRECUENCIA

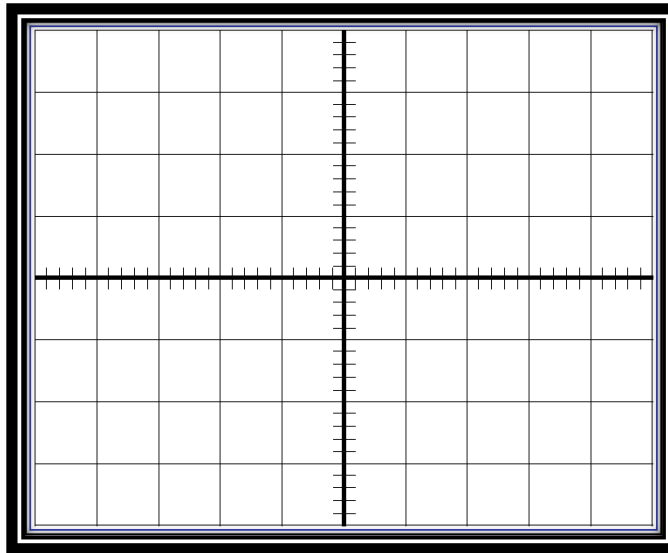
- Conecte el modulo de entrenamiento (MODEM FM) a la red eléctrica [ $110 V_{AC} \sim 60Hz$ ] y encienda el equipo colocando el interruptor del dispositivo en [I].
- Ajuste los parámetros básicos del osciloscopio con el que se van a efectuar las pruebas, es decir, Luminosidad del haz, Posición vertical y horizontal de las traza en ambos canales, Tipo de señal tratada, etc.
- Empleando el osciloscopio previamente ajustado, visualice en el canal 1 [Ch. 1], la señal portadora a la salida de la etapa moduladora (PIN N°15).

Ajuste la amplitud de dicha señal a su valor máximo girando el botón de ajuste N°7 (Botón azul) y grafique la forma de onda observada incluyendo en su apreciación los valores de la amplitud y de la frecuencia de dicha señal.



PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	
$f_p$	

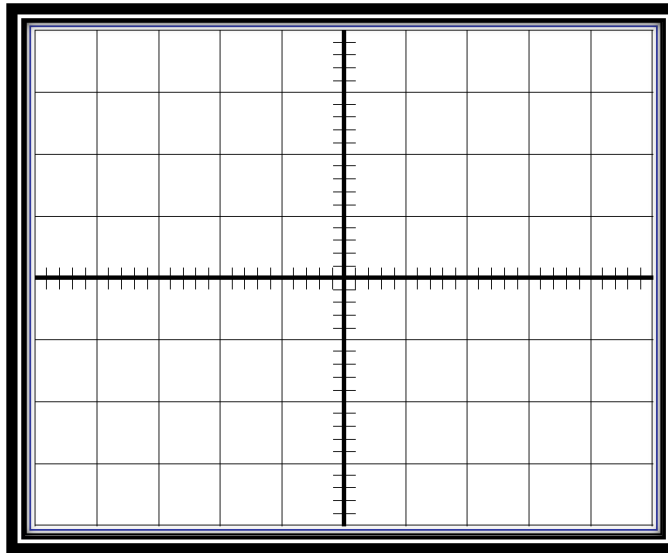
- Encienda y ajuste el generador de funciones, tomando de este una señal sinusoidal, con frecuencia de  $3KHz$  y amplitud de comprendida entre los  $0.5V_{pp}$  y  $0.8V_{pp}$ ; emplee el osciloscopio para obtener la forma de onda descrita y gráfiquela consignando sus datos relevantes en la tabla expuesta a continuación.



PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	

- Una vez ajustada la señal moduladora, aplíquela a la entrada del bloque modulador, conectando las terminales del generador de funciones en las borneras N°2 y N°3 (Sine Input), posteriormente utilice el osciloscopio para observar en el canal 1 [Ch. 1] la señal FM en el Pin N°15. Grafique la forma de onda observada y consigne los datos solicitados en la tabla de a continuación.



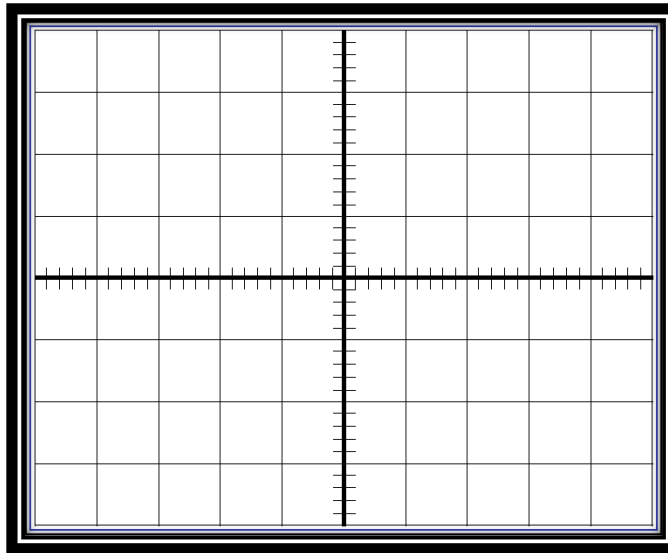


PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	
$f_P$	

- Mueva lentamente el control de ajuste del oscilador (Botón N°9) del MODEM FM y describa con sus palabras lo que le sucede:

**Observaciones :**

- Conservando la configuración del modulo, mueva lentamente el control de la amplitud de onda del generador de funciones hasta su máximo valor. Observe lo que le sucede a la señal a la salida del bloque modulador (Pin N°15). Luego grafique la forma de onda anotando los datos relevantes en la tabla mostrada a continuación. Finalmente describa en la tabla de observaciones el fenómeno apreciado en el osciloscopio.



PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	
$f_P$	

**Observaciones :**

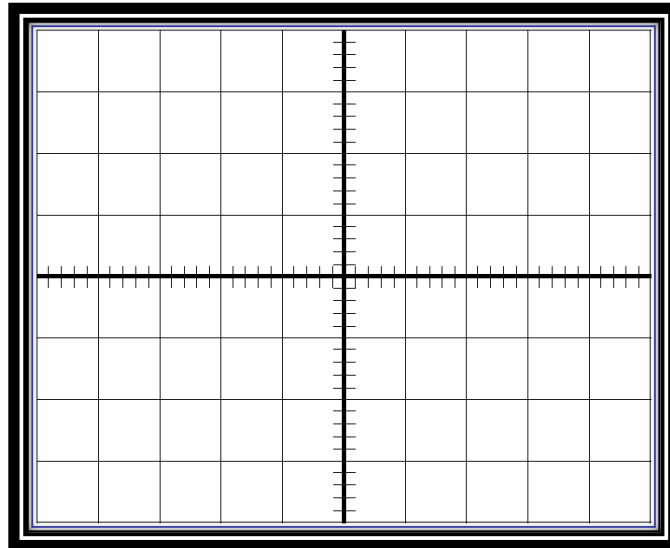
---



---

- Realice ensayos de modulación empleando señales moduladoras cuya amplitud este comprendida entre los  $0.5V_{pp}$  y  $0.8V_{pp}$ , con frecuencias de  $1KHz$  y  $5KHz$ . Grafique las formas de onda, y describa lo que sucede en cada experiencia, estableciendo diferencias entre las dos situaciones.

➤ ENSAYO EMPLEANDO UNA SEÑAL MODULADORA DE  $f_M = 1\text{KHz}$

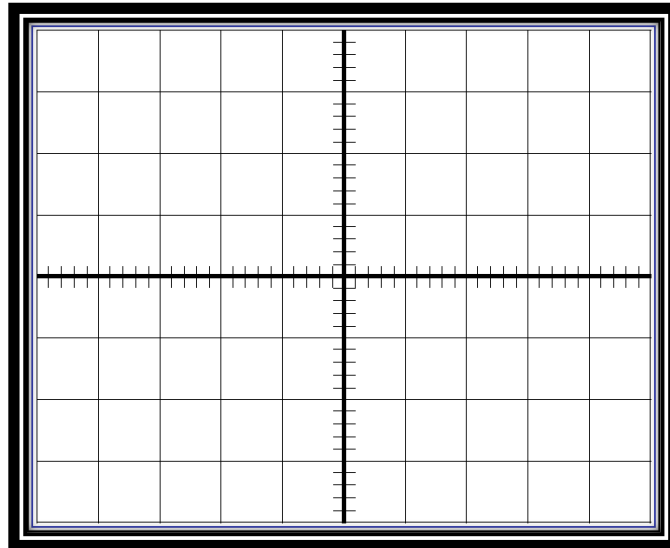


PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	
$f_P$	

Observaciones :

Two horizontal bars for recording observations.

➤ ENSAYO EMPLEANDO UNA SEÑAL MODULADORA DE  $f_M = 5\text{KHz}$



PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO
$V/Div$	
$Time/Div$	
$f_P$	

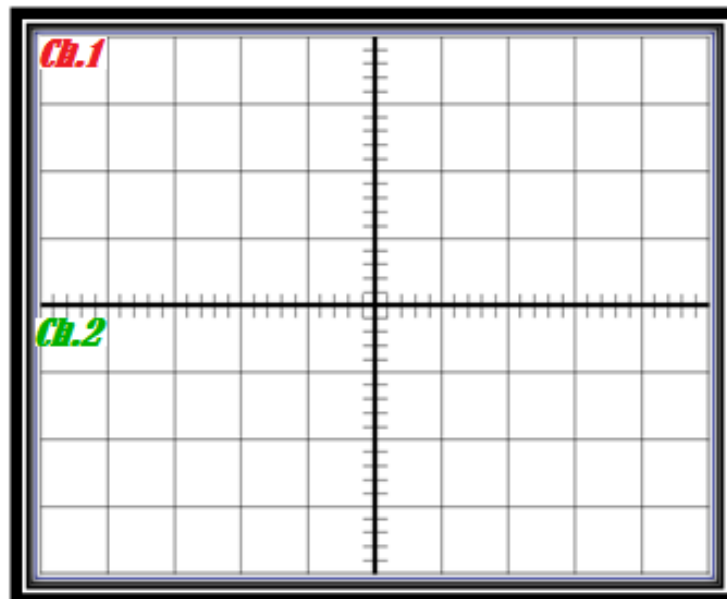
Observaciones :

---

---

### 3.6.2 PRÁCTICA DE DEMODULACIÓN DE LA SEÑAL FM

- Empleando el cable de conexión contenido en el kit de laboratorio, conecte la salida del bloque Modulador (Pin N°14) a la entrada del Demodulador (Pin 12).
- Empleando el generador de funciones obtenga una señal sinusoidal, con frecuencia de  $3\text{KHz}$  y amplitud comprendida entre  $0.5V_{PP}$  y  $0.8V_{PP}$ ; aplíquela a la entrada del bloque modulador (Borneras N°2 y N°3). Luego coloque la punta del canal 1 del osciloscopio [Ch.1] en la entrada de la etapa de modulación (Pin N°1); mientras que coloca la punta del canal 2 [Ch.2] en la salida del bloque demodulador FM (Pin N°11). Describa y dibuje las formas de onda que se trazan en el osciloscopio en cada uno de sus canales incluyendo en su apreciación los valores de la amplitud y de la frecuencia de estas; finalmente realice una breve descripción de lo observado, considerando los posibles fenómenos que pueden intervenir y afectar la recuperación de la señal.



PARÁMETRO	VALOR OBSERVADO [Ch. 1]	VALOR OBSERVADO [Ch. 2]
$V/Div$		
$Time/Div$		
$f_P$		

**Descripción Del Fenómeno Observado:**

---



---



---

- Mueva lentamente el control de ajuste de frecuencia del generador de funciones desde los 800 Hz hasta los 5.5KHz y describa con sus palabras lo que le sucede a ambas señales:

**Observaciones :**

---



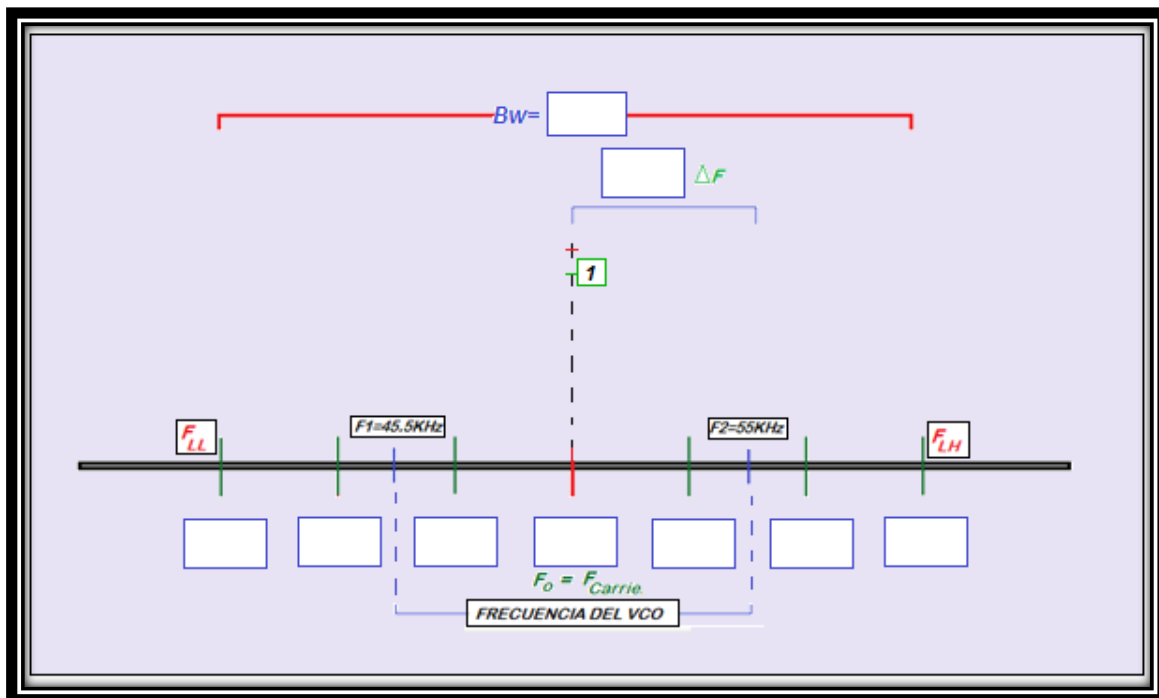
---

**3.6.3 EJERCICIO TEÓRICO PRÁCTICO**

- Considerando los resultados observados en el ensayo de modulación con señal moduladora de 3KHz, y empleando las expresiones matemáticas fundamentales de la FM, complete el siguiente diagrama pictórico del Modelo Grafico aproximado De La Extensión De Frecuencias del sistema de acuerdo con la función de Bessel, luego calcule el ancho de banda aproximado de acuerdo a La Regla De Carson y compare los dos valores obtenidos de este parámetro estableciendo diferencias entre las dos técnicas empleadas para estimar el ancho de banda aproximado de una señal FM. Considere el hecho de que el oscilador del Modem posee una excursión de frecuencia

comprendida entre los  $f_1 = 45.5\text{KHz}$  y  $f_2 = 55\text{KHz}$  donde la frecuencia central en función de  $f_1$  y  $f_2$  esta dada por la siguiente expresión:  $f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$

**Cálculos :**



**Observaciones :**

---

---

### **3.6.4 CUESTIONARIO**

Del siguiente grupo de preguntas seleccione las respuestas correctas:

A diferencia de la AM, la modulación en frecuencia crea un conjunto de complejas bandas laterales cuya profundidad o amplitud en el dominio de la frecuencia depende esencialmente de:

- A. La amplitud y la fase de la señal portadora.
- B. La amplitud y la frecuencia de la señal moduladora.
- C. La altura de la antena de transición de una emisora comercial.
- D. La tasa de Baudios.

La FM es altamente conocida, difundida y empleada en los medios de radiodifusión desde hace ya muchos años debido a:

- A. La baja relación señal a ruido en una transmisión de radio comercial [FM].
- B. Ser estrictamente para uso militar y aeronáutico.
- C. La alta calidad de la información transmitida con este particular tipo de modulación.
- D. El particular patrón de radiación durante una transmisión de radiofrecuencia comercial.

Una de las características más relevantes que presenta la FM, es:

- A. Poder transmitir señales estereofónicas.
- B. Masificar el uso de los radios receptores de gama alta.
- C. Permitir la modulación de la subportadora de video durante una emisión de televisión comercial.
- D. Hacer uso deficiente de la potencia radiada.



- Formule conclusiones de la práctica de laboratorio

**Conclusiones :**

---

---

---

---

---

---

---

---

### 3.7 MEMORIA DE PRUEBAS

En esta sección se muestran algunas imágenes que evidencian el correcto funcionamiento de los módulos de Modulación y Demodulación en frecuencia, así como algunos datos asociados a las condiciones de cada ensayo.

#### 3.7.1 PRÁCTICAS DE MODULACIÓN FM

Considere las siguientes fotografías en las que es posible apreciar la respuesta del sistema modulador, para tres valores de frecuencias moduladoras diferentes.

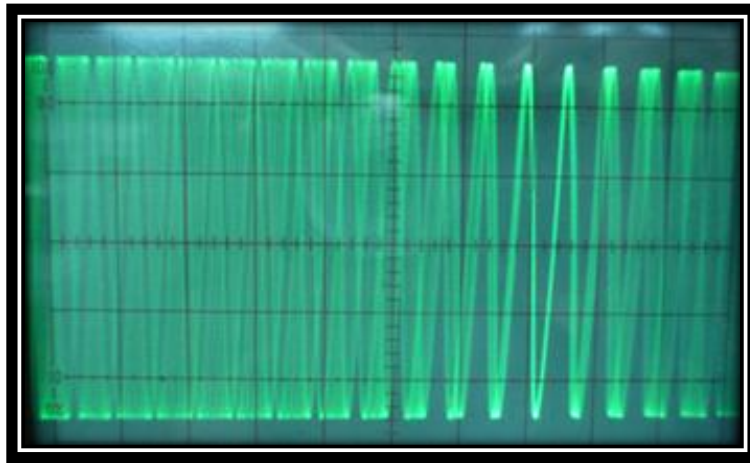


Fig. 45 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 2KHz

Frecuencia De La Moduladora	$f_M = 2KHz$
Amplitud De La Moduladora	$A_M = 0.5V_{PP}$
Amplitud De La Onda Portadora	$V_P = 3.1V_{PP}$

Tabla N°14 Condiciones De Prueba N°1

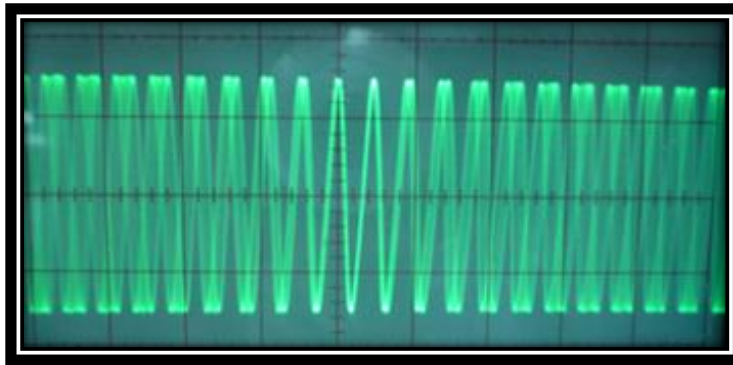


Fig. 46 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 3KHz

Frecuencia De La Moduladora	$f_M = 3KHz$
Amplitud De La Moduladora	$A_M = 0.5V_{PP}$
Amplitud De La Onda Portadora	$V_P = 3.1V_{PP}$

Tabla N°15 Condiciones De Prueba N°2

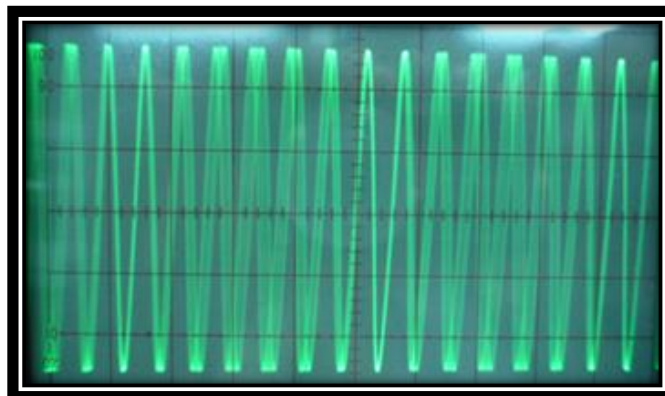


Fig. 47 Señal De Respuesta Modulada En Frecuencia Empleando Una Señal Moduladora Sinusoidal De 5KHz

Frecuencia De La Moduladora	$f_M = 5KHz$
Amplitud De La Moduladora	$A_M = 0.5V_{PP}$
Amplitud De La Onda Portadora	$V_P = 3.1V_{PP}$

Tabla N°16 Condiciones De Prueba N°3

### 3.7.2 ENSAYO DE SOBRE-MODULACIÓN

Esta experiencia se realizó empleando una señal moduladora sinusoidal con una frecuencia  $f_M = 3\text{KHz}$ , obtenida con el generador de funciones ajustado a su máximo valor de amplitud de salida, con el fin de que la señal modulada se viera afectada por la excesiva tensión de entrada.

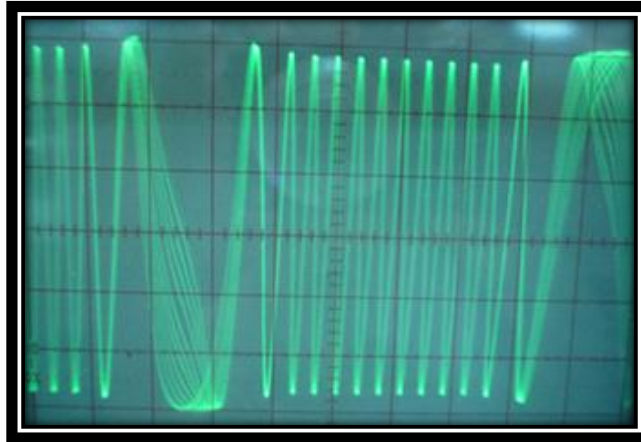


Fig. 48 Señal De Respuesta Sobre-Modulada

### 3.7.3 PRÁCTICA DE DEMODULACIÓN

A continuación se muestran cuatro ensayos de demodulación realizados con uno de los prototipos diseñados. En cada una de estas prácticas se recupera la señal de entrada con un aceptable nivel de distorsión.

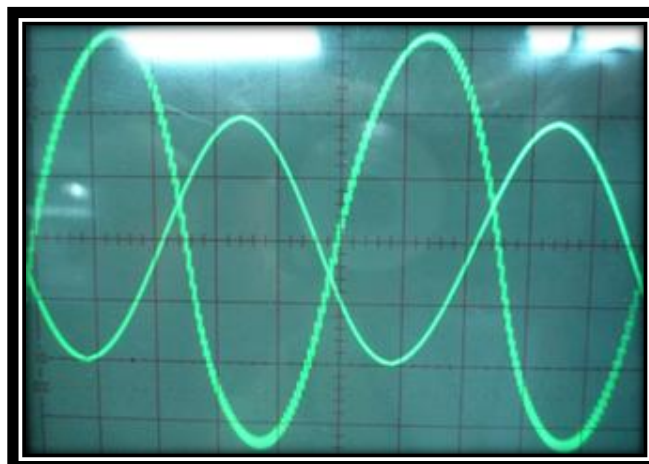
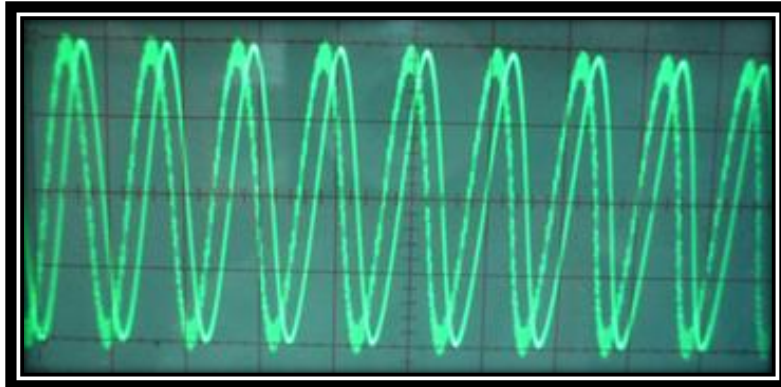


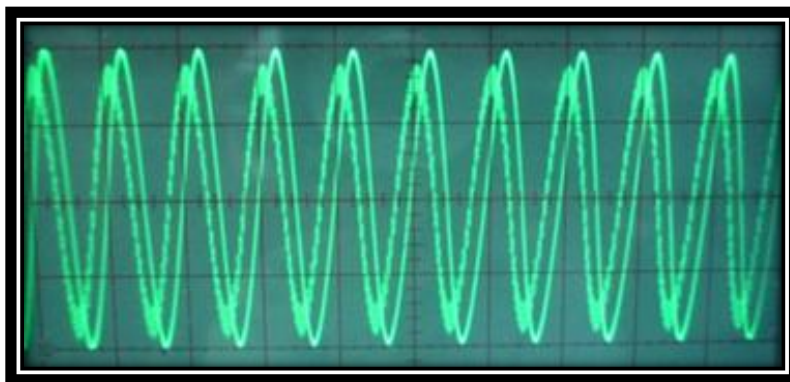
Fig. 49 Recuperación De Un Tono Modulador De Frecuencia  $f_M = 1\text{KHz}$



**Fig. 50 Recuperación De Un Tono Modulador  
De Frecuencia  $f_M = 3\text{KHz}$**



**Fig. 51 Recuperación De Un Tono Modulador  
De Frecuencia  $f_M = 4.5\text{KHz}$**



**Fig. 52 Recuperación De Un Tono Modulador  
De Frecuencia  $f_M = 5\text{KHz}$**

#### 4. SUGERENCIAS PARA TRABAJOS FUTUROS

El sistema de modulación y demodulación en frecuencia expuesto en este informe, se constituye en una didáctica herramienta para la verificación práctica de la teoría asociada a la FM, pues su plataforma de trabajo no solo permite observar en el osciloscopio como una señal portadora generada por la unidad de servicio conformada principalmente por el XR-2206, varía su frecuencia de acuerdo con los cambios que expone una señal sinusoidal ingresada al sistema, sino que también permite contrastar esta señal con la recuperada a la salida del demodulador. Sin embargo el diseño en ingeniería siempre nos está sugiriendo nuevas formas de mejorar cualquier dispositivo implementado, y para este caso en particular se describen las siguientes optimizaciones, las cuales pueden ser consideradas para trabajos futuros, estas se explican en detalle a continuación. (Considere el siguiente diagrama Fig. 53):

- Implementación de un amplificador de audio.
- Adquisición de datos con la plataforma Simulink de MATLAB.

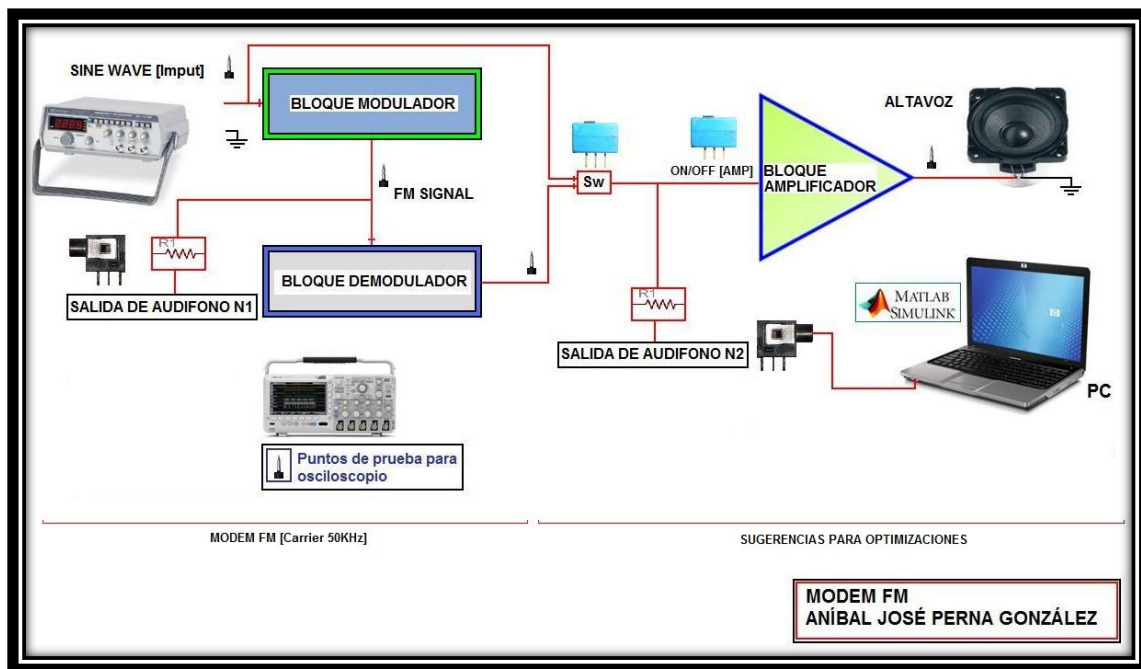


Fig. 53 Diagrama Descriptivo De Sugerencias Para Trabajos Futuros

## **4.1 IMPLEMENTACIÓN DE UN AMPLIFICADOR DE AUDIO**

Un amplificador de audio es un dispositivo que permite amplificar o magnificar las señales acústicas producidas por reproductores de sonido, micrófonos, instrumentos musicales, etc. Con el fin de mejorar la percepción del sonido en un medio determinado. Este tipo de sistema electrónico puede ser aprovechado de igual forma para escuchar tanto el tono que ingresa al sistema modulador, como el que se recupera a la salida del demodulador dado que ambos están dentro del rango audible para el ser humano; de este modo se tendría un monitor acústico que permitiría contrastar de otra forma las señales anteriormente mencionadas.

### **4.1.1 DESCRIPCIÓN DEL AMPLIFICADOR DE AUDIO SUGERIDO**

Para esta sugerencia es posible considerar la implementación de un amplificador de audio básico con un operacional cuyo consumo no sea excesivo. El LM386 es un amplificador operacional diseñado para aplicaciones que involucren bajo consumo en tensión, el cual proporciona una potencia que oscila entre los 100 y los  $500mW$  [de acuerdo con la tensión de alimentación del sistema y la impedancia del altavoz]. Este encapsulado tiene una ganancia interna ajustada al valor de 20; sin embargo con la adición de ciertos elementos pasivos, en especial un condensador electrolítico ubicado entre los pines 1 y 8, este valor se puede incrementar hasta 200. En este orden de ideas y de acuerdo con las características técnicas de este circuito integrado, se expone a continuación el diagrama de circuito de un amplificador de audio propuesto por el fabricante, el cual es usualmente empleado para servir de etapa de audio en receptores de AM, FM y VHF, pero que para efectos prácticos de laboratorio es adecuado para la sugerencia anteriormente citada. (Considere el siguiente diagrama de circuito Fig. 54).

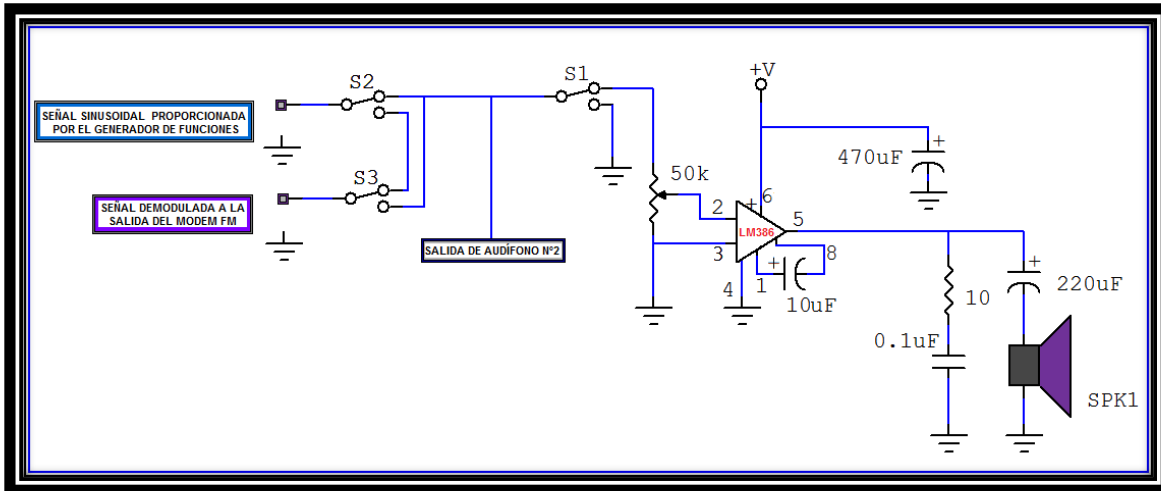


Fig. 54 Diagrama De Circuito De La Etapa De Amplificadora De Audio Sugerida

## 4.2 ADQUISICIÓN DE DATOS CON LA PLATAFORMA SIMULINK DE MATLAB

Simulink es una herramienta de simulación de modelos o sistemas, con un excelente grado de abstracción de los fenómenos físicos involucrados en los mismos. Simulink hace especial hincapié en el análisis de sucesos, a través de la concepción de sistemas o cajas negras que realizan alguna operación en particular. Por tal razón este entorno de MATLAB se emplean arduamente en Ingeniería Electrónica en lo que concierne al Procesamiento Digital De Señales o DSP, involucrando temas específicos de Ingeniería Biomédica, Control, Robótica y en especial las Telecomunicaciones. Las herramientas contenidas por este software convierten a un PC en una poderosa máquina para la adquisición de señales, como las asociadas al MODEM FM propuesto en este informe, pues las señales moduladas y demoduladas pueden ser enviadas al ordenador a través del puerto del micrófono externo [MIC], e interpretadas por esta plataforma empleando la configuración de bloques mostrada a continuación, lo cual permite al practicante tener un horizonte más amplio del espectro de las señales moduladas y demoduladas por el sistema; téngase en cuenta que el bloque de captura de audio [From Audio Device] debe ser configurado en concordancia con el cuadro de diálogos mostrado a continuación de la configuración Simulink, Fig. 56. (Considere el diagrama de bloques de Simulink empleado para la adquisición de señales por



el puerto MIC del computador así como la respuesta característica del Spectrum Scope de MATLAB, Fig. 55 y Fig. 57).

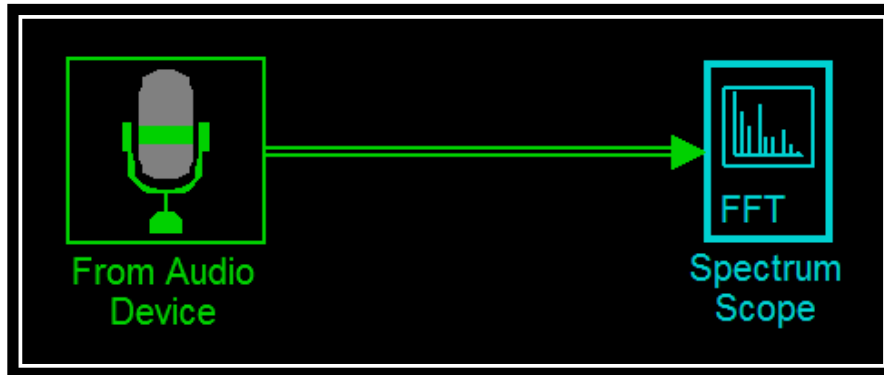


Fig. 55 Diagrama De Bloques Para Adquisición De Señales Por El Puerto MIC Del PC

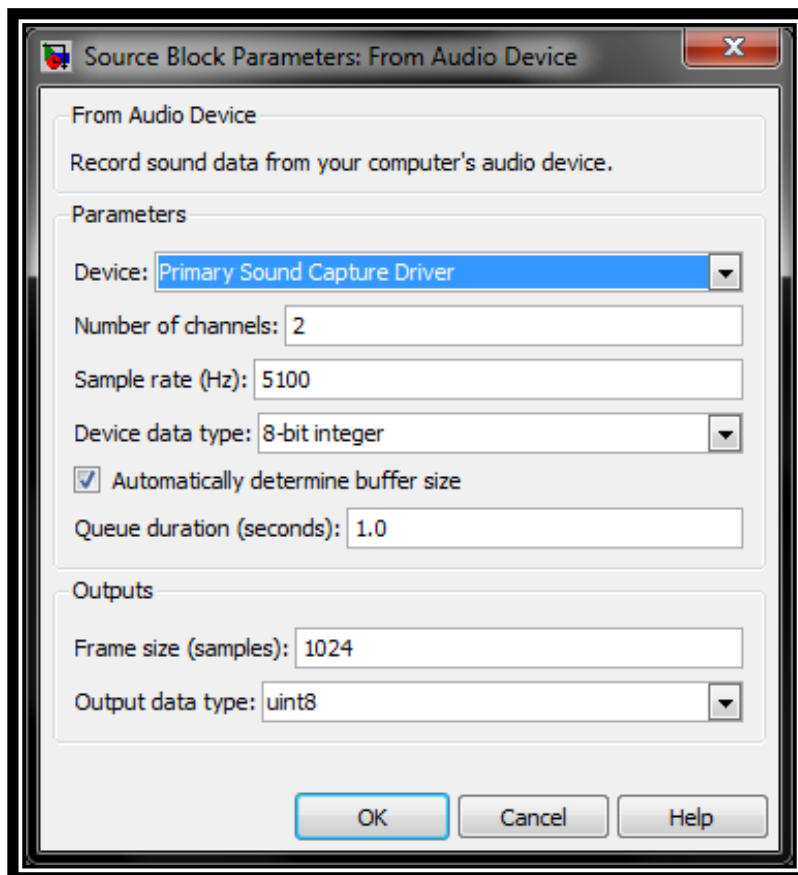
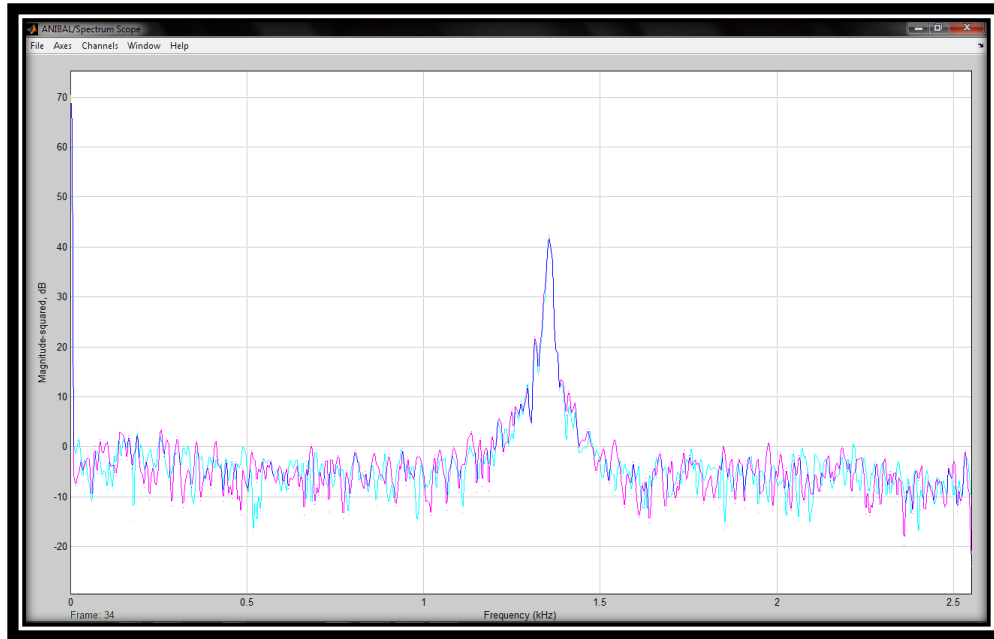


Fig. 56 Cuadro De Dialogo Para La Configuración Del Bloque De Captura De Audio [From Audio Device]



**Fig. 57 Ventana Característica De La Salida Del Spectrum Scope FFT Para Un Tono De Prueba**

## CONCLUSIONES

De este trabajo de grado se extraen el siguiente grupo de conclusiones, las cuales resumen las ideas fundamentales que soportan el trabajo realizado:

- La transición de la Modulación en Amplitud AM, a la Modulación en Frecuencia FM, establece un importante avance no solo en la optimización que presenta la relación señal ruido; sino también en la mayor resistencia al efecto de desvanecimiento y a los fenómenos de interferencia medioambientales. Además la FM tiene el poder de transferir señales estereofónicas con una alta componente de calidad y seguridad durante los procesos de transmisión de radiofrecuencia comercial, lo cual la convierte en una de las técnicas de tratamiento de señales más altamente conocida, difundida y empleada en los medios de radiodifusión desde hace ya muchos años y por eso es vital que los estudiantes del curso de comunicaciones analógicas de la universidad tenga pleno conocimiento de uno de los tipos de modulación con mayor índice forjador de historia en el mundo de las telecomunicaciones modernas.
- El modelo matemático y las consideraciones técnicas empleadas en pro del diseño y la implantación física de los módulos de entrenamiento son satisfactorios, pues permiten observar y evaluar de forma práctica las técnicas de modulación y demodulación en frecuencia con un bajo índice de distorsión armónica, lo cual facilita que el estudiante soporte la teoría vista en clases y formule conclusiones de la experiencia de laboratorio con una excelente perspectiva de los fenómenos apreciados.
- Con este informe monográfico se entrega, una guía de laboratorio de comunicaciones analógicas asociada al área de estudio de la frecuencia modulada [FM], en la que se proponen una serie de ensayos o experiencias a realizar con los módulos implementados, con las cuales, el estudiante de Comunicaciones I, podrá evaluar de forma practica la teoría asociada a la modulación y la demodulación en frecuencia, así como también podrá

analizar el comportamiento de una señal portadora, para diversos casos de señal de modulante.

- El panel o plataforma superior de trabajo de los MODEMs FM desarrollados y entregados con este informe, ofrece al practicante una perspectiva indirecta de la composición circuital y de los bloques internos que constituyen a cada uno de estos módulos, lo cual familiarizará al estudiante de Comunicaciones I de La Universidad Tecnológica De Bolívar, con los sistemas de modulación FM a partir de generadores de funciones y con la técnica de demodulación FM empleando un bucle de enganche de fase o PLL.
- Es importante hacer un especial énfasis en las ventajas que ofrece los módulos implementados, pues con estos los practicantes de laboratorio del curso de Comunicaciones Analógicas de La Universidad Tecnológica De Bolívar, pueden evidenciar de forma didáctica los fenómenos físicos asociados a la modulación, la sobre-modulación y la demodulación en frecuencia, como los que ocurren durante una transmisión de radio frecuencia comercial.
- El desarrollo de este trabajo de grado y el cumplimiento de las metas inicialmente planteadas, formulan las bases para trabajos de optimización futura y en el desarrollo de nuevas aplicaciones asociadas a la implementación de herramientas didácticas relacionadas con la teoría involucrada en el plan de estudio del curso de Comunicación Analógicas, que busquen ampliar los horizontes de los practicantes de laboratorio en esta importante área de las ciencias electrónicas.

## GLOSARIO

- **Amplificador Operacional. *Operational Amplifier*:** Amplificador lineal extremadamente estable, que tiene dos entradas y una salida. En donde la salida es la diferencia de las dos entradas multiplicada por un factor de ganancia (G).
- **Amplitud De Onda. *Wave Amplitude*:** Magnitud de la variación máxima de una característica (*Tensión, Corriente*) de la onda respecto a cero. Valor pico de una señal.
- **Ancho De Banda. *Bandwidth*:** Extensión de del espectro o gama de frecuencias compendiadas en cierta banda.
- **Audiofrecuencia. *Audio Frequency*:** banda de frecuencias, comprendidas entre los 20 y los 20.000 Hz, que es audible para el ser humano.
- **Banda Lateral. *Sideband*:** banda de frecuencias a cada lado de la frecuencia portadora de una señal de radio modulada, producida en el proceso de modulación.
- **Circuito Impreso. *Printed Circuit*:** tarjeta de cableado impreso que tiene los componentes insertos en taladros a los cuales son posteriormente soldados.
- **Circuito Integrado [CI]. *Integrated Circuit [IC]*:** Sistema interconectado de de elementos activos y pasivos integrado en un sustrato de en un sustrato de semiconductor único, apto para efectuar al menos una función de circuito electrónico completo.
- **Circuito Sintonizado. *Tuned Circuit*:** Circuito cuyos componentes pueden ajustarse para hacer que el circuito tenga respuesta a una frecuencia particular en una gama de sintonía.
- **Condensador. *Capacitor*:** Dispositivo que consiste fundamentalmente en dos superficies conductoras separadas por un dieléctrico-aire, papel o mica, etc. El cual almacena energía eléctrica, bloquea el paso de corriente continua y permite el flujo de corriente alterna hasta un grado que depende de su capacidad y su frecuencia.

- **Demodulación. Demodulation:** Proceso mediante el cual se recupera la información de una onda portadora modulada. Es un proceso inverso a la modulación. Sinónimo de detección.
- **Desfase. Offset:** Diferencia entre el valor o condición buscada y el que realmente se obtiene.
- **Desplazamiento De Frecuencia. Frequency Shift:** Dícese de la variación de en la frecuencia de un dispositivo.
- **Detector. Detector:** Etapa de un receptor en cual tiene lugar la demodulación.
- **Diagrama De Bloques. Block Diagram:** Diagrama simplificado de un sistema en el que se muestran las etapas como cajas bidimensionales omitiendo el cableado y los circuitos de forma detallada.
- **Distorsión Armónica Total. Total Harmonic Distortion:** Distorsión debida a la acción combinada de todos los armónicos presentes en una forma de onda compleja.
- **Entrada/Salida, E/S. Input/Output I/O:** Líneas o dispositivos empleados para obtener o visualizar la información en el exterior.
- **Espectro. Spectrum:** Conjunto de frecuencias que constituyen el campo de realización en el cual se produce un fenómeno vibratorio con propiedades físicas comunes.
- **Etapas. Stage:** Unidad funcional completa de un sistema; por ejemplo, una etapa amplificadora.
- **Excursión De Frecuencia. Frequency Swing:** Cambio máximo que presenta la variable frecuencia en un dispositivo de modulación, o de sintonización.
- **Filtro. Filter:** Circuito o dispositivo que deja pasar una banda de frecuencias mientras bloquea otras o viceversa.

- **Filtro De Paso Bajo. Low-Pass Filter:** Un filtro pasa bajo corresponde a un filtro caracterizado por permitir el paso de las frecuencias más bajas y atenuar las frecuencias más altas.
- **FM. FM:** Abreviatura de frecuencia modulada y de modulación en frecuencia.
- **Frecuencia. Frequency:** Numero de ciclos completos por unidad de tiempo para una magnitud periódica tal como las ondas acústicas o de radio.
- **Frecuencia De Corte. Cut Off Frequency:** Frecuencia límite para la que el valor de una magnitud está por debajo de su valor establecido.
- **Frecuencia Intermedia. Intermédiate Frequency [IF]:** frecuencia producida por la combinación de la señal recibida con la del oscilador local.
- **Fuente De Alimentación. Power Supply:** Línea de alimentación para equipos electrónicos.
- **Ganancia. Gain:** Grado de amplificación de una señal proporcionada por un determinado circuito.
- **Generador De Funciones. Funtion Generator:** Generador de señal cuya salida es una de las diversas formas de onda seleccionables.
- **Hercio. Hertz [Hz]:** Unidad de frecuencia, igual a un ciclo por segundo.
- **Intermodulación. Intermodulation:** Modulación de las componentes de una onda compleja por otra parte que produce nuevas ondas cuyas frecuencias son iguales a las sumas y diferencias de múltiplos enteros de las frecuencias componentes originales de la onda compleja original.
- **Mensaje. Message:** Información comunicada entre transmisor y receptor. Información recuperada tras el proceso de detección o demodulación.
- **MODEM. MODEM:** Abreviatura de Modulador-Demodulador.

- **Modulación De Frecuencia. Frequency Modulation:** Proceso mediante el cual se codifica una señal mediante variaciones de la frecuencia central de la portadora, permaneciendo invariable la amplitud.
- **Moduladora. Modulating Signal:** Señal de baja frecuencia que se desea transmitir a distancia mediante una portadora o señal de alta frecuencia.
- **Onda Modulada. Modulated Wave:** Onda portadora cuya amplitud, frecuencia o fase varían según el valor de la señal de información que se está transmitiendo.
- **Oscilador. Oscillator:** Dispositivo que produce una tensión pulsante o alterna electrónicamente.
- **Panel. Panel:** Placa sobre la cual se montan los controles e indicadores de un equipo para su fácil utilización por el usuario.
- **Portadora. Carrier:** Onda de radio generada por un transmisor cuando no existe señal de modulación.
- **Portadora de sonido. Sound Carrier:** Portadora de frecuencia modulada que transmite la parte de audio de un programa de televisión.
- **Radio. Radio:** Transmisión de señales a través del espacio por medio de ondas electromagnéticas.
- **Radiodifusión. Radiobroadcast:** Transmisión de radio dirigida a todos los receptores.
- **Radiofrecuencia. Radio Frequency:** Frecuencia a la cual es posible la radiación de energía electromagnética con propósitos de comunicación.
- **Regulador De Tensión. Voltage Regulator:** Circuito que mantiene una tensión de salida constante durante variaciones en la carga o en la tensión de entrada.
- **Resistor. Resistor:** Componente fabricado para ofrecer un valor determinado de resistencia.



- **Ruido. Noise:** Señales extrañas, generalmente no deseadas, que surgen circunstancialmente en parte de un sistema de transmisión.
- **Semiconductor. Semiconductor:** Cuerpo solido cuya resistencia está comprendida entre la de los conductores y la de los aislantes.
- **Señal. Signal:** Cantidad eléctrica, como tensión o corriente, que puede empelarse para transportar información relativa a comunicaciones, control o cálculos.
- **Sintonía. Tuning:** Acción de ajustar circuitos para una recepción optima a una frecuencia determinada.
- **Sonido. Sound:** Vibración de carácter mecánico que puede ser percibida por el oído.
- **Telecomunicación:** En un sentido general, es el término que se aplica a la comunicación entre dos o más puntos distantes mediante sistemas eléctricos o electrónicos.
- **Tensión De Rizado. Ripple Voltage:** Amplitud de rizado; normalmente valor pico a pico de una componente de rizado.
- **THD. THD:** Abreviatura que distorsión armónica total.
- **Transformador. Transformer:** componente que consiste en dos bobinas acopladas por inducción magnética, y que se emplea para transferir energía eléctrica.
- **Transmisión. Transmission:** Termino aplicado al proceso de transferir una señal, mensaje u otra forma de información, de un lugar a otro.
- **Trimer. Trimmer:** Pequeño condensador o resistor variable o semi-ajustable, utilizado en circuitos sintonizados parta ajustar valores con la finalidad de realizar optimizaciones en la respuesta de un sistema sintonizado

## BIBLIOGRAFÍA

### ▪ LIBROS

TOMASI. Wayne. Sistemas de comunicaciones electrónicas. México D.F: Prentice Hall, Cuarta Edición, 2003. ISBN 970-26-0316-1.

FINK. Donald G. y CHRISTIANSEN. Donald. Manual de ingeniería electrónica Volumen IV - Sistemas y aplicaciones electrónicas: Telecomunicaciones. México D.F: McGraw-Hill/interamericana, Primera Edición, 1992. ISBN84-7615-831-9.

RODSTRUM. William H. y WOLAVER Dan H. Ingeniería eléctrica para todos los ingenieros. México D.F: Grupo editorial Alfaomega, S.A, Segunda edición, 1999. ISBN 970-15-0223-X.

KAUFMAN. Milton. y SEIDMAN. Arthur H. Electrónica práctica tomo 3. Bogotá DC: ediciones Lerner Ltda. Primera Edición, 1990. ISBN 968-451-978-8

MOMPIN POBLET. José. Alta Fidelidad: Sintonizadores De AM-FM Estéreo. Barcelona: Ediciones Orbis, S.A [Marcombo], primera Edición, 1986. ISBN 84-7634-552-6.

MOMPIN POBLET. José. Diccionario De Electrónica-Informática. Barcelona: Ediciones Orbis, S.A [Marcombo], primera Edición, 1986. ISBN 84-7634-485-6.

### ▪ PAPERS AND APPLICATION NOTES

FERNÁNDEZ. Marcos Martín. Modulaciones angulares. Internet: [<http://lmi.bwh.harvard.edu/papers/pdfs/2003/martin-fernandezCOURSE03g.pdf>]

Frequency Modulation. Internet: [[http://www.wadsworthmedia.com/marketing/sample\\_chapters/140184339\\_5\\_ch04.pdf](http://www.wadsworthmedia.com/marketing/sample_chapters/140184339_5_ch04.pdf)]

OTÁLVARO CARDONA. Natalia. Modulador FM Con XR-2206 Y Demodulador FM Con XR-2211. Internet: [<http://www.scribd.com/doc/19552032/Modulador-Fm-Con-Xr>]

LÓPEZ. Gonzalo, CUADRADO. William y DUQUE. Jorge. Guía Práctica De Laboratorio De Telecomunicaciones I. Cartagena. Publicaciones Unitecnológica. 2008.

- **PUBLICACIONES SERIADAS**

Instituto colombiano de normas técnicas y certificación. Normas de presentación para trabajo de grado. Bogotá D.C. Julio 23, 2008. Sexta actualización.

- **ARTÍCULOS DE REVISTAS DE TECNOLOGÍAS ELECTRÓNICAS**

GONZÁLEZ G. Felipe. Electrónica & Computadores. Pereira. 1995, Ejemplar N° 17 ISSN 0121-9138

GONZÁLEZ G. Felipe. Electrónica & Computadores. Pereira. 1994, Ejemplar N° 5 ISSN 0121-9138

- **HOJAS DE DATOS DE FABRICANTES DE DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS**

**Data-sheet XR-2206.**

EXAR - The Analog Plus Company <sup>TM</sup> Monolithic Function Generator  
Internet:  
[<[http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/X/R/2/2/XR2206.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/X/R/2/2/XR2206.shtml)>].

**Data-sheet XR-2211.**

EXAR - The Analog Plus Company <sup>TM</sup> FSK Demodulator / Tone Decoder  
Internet:  
[<[http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/X/R/2/2/XR2206.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/X/R/2/2/XR2206.shtml)>].

**Data-sheet LM324.**

STMicroelectronics <sup>TM</sup> Low Power Quad Operational Amplifiers Internet:  
[<[http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/L/M/3/2/LM324.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/L/M/3/2/LM324.shtml)>].

**Data-sheet LM741.**

National Semiconductor Americas <sup>TM</sup> Operational Amplifier  
Internet: [<http://www.national.com/ds/LM/LM741.pdf>].

**Data-sheet 7812**

National Semiconductor Americas <sup>TM</sup> Series Voltage Regulators Internet  
:[< [http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/7/8/1/2/7812.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/7/8/1/2/7812.shtml)>]

**Data-sheet Puente de diodos W06M.**

CE Chenyi Electronics Passivated Bridge Rectifier Internet:  
[<[http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets\\_pdf/W/0/6/M/W06M.shtml](http://www.datasheetcatalog.net/es/datasheets_pdf/W/0/6/M/W06M.shtml)  
>]

## ANEXOS

A continuación se exponen las secciones de mayor relevancia contenidas en las hojas de datos de los fabricantes de los componentes mostrados en la Tabla N°17, empelados en la construcción de los módulos de modulación y demodulación FM descritos con anterioridad.

COMPONENTES	UBICACIÓN DENTRO DE LA TOPOLOGÍA DE CIRCUITO	PRESENTACIÓN COMERCIAL
XR-2206	Modulador	
XR-2211	Demodulador	
LM324	Demodulador	
LM741	Modulador	
LM386	Amplificador De Audio	
7812	Fuente de alimentación	
Puente De Diodos W06M.	Fuente de alimentación	

Tabla N°17 Lista De Los Componentes Más Relevantes De Los Módulos

**XR-2206**



Monolithic  
Function Generator

June 1997-3

**FEATURES**

- Low-Sine Wave Distortion, 0.5%, Typical
- Excellent Temperature Stability, 20ppm/°C, Typ.
- Wide Sweep Range, 2000:1, Typical
- Low-Supply Sensitivity, 0.01%V, Typ.
- Linear Amplitude Modulation
- TTL Compatible FSK Controls
- Wide Supply Range, 10V to 26V
- Adjustable Duty Cycle, 1% TO 99%

**APPLICATIONS**

- Waveform Generation
- Sweep Generation
- AM/FM Generation
- V/F Conversion
- FSK Generation
- Phase-Locked Loops (VCO)

**GENERAL DESCRIPTION**

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01Hz to more than 1MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range with an external control voltage, while maintaining low distortion.

**ORDERING INFORMATION**

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2206M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2206P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C
XR-2206CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2206D	16 Lead 300 Mil JEDEC SOIC	0°C to +70°C

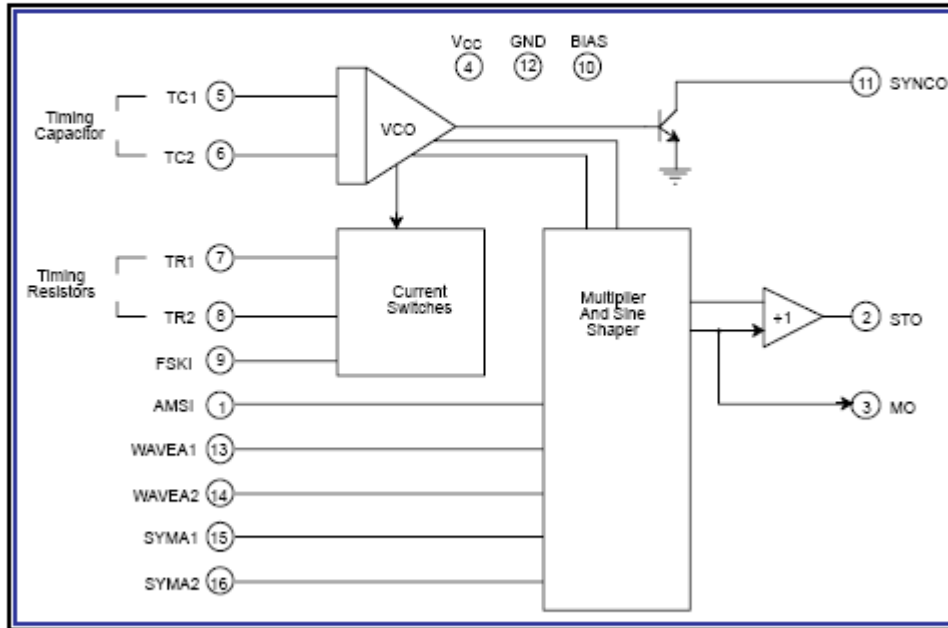
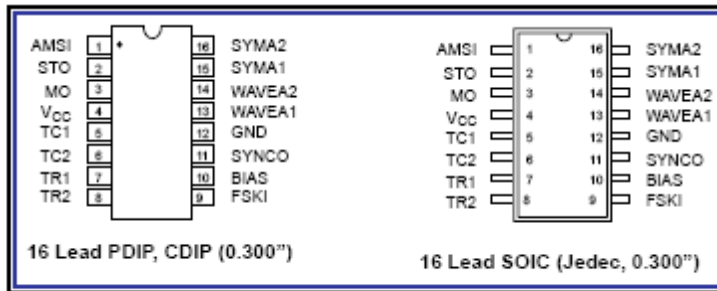
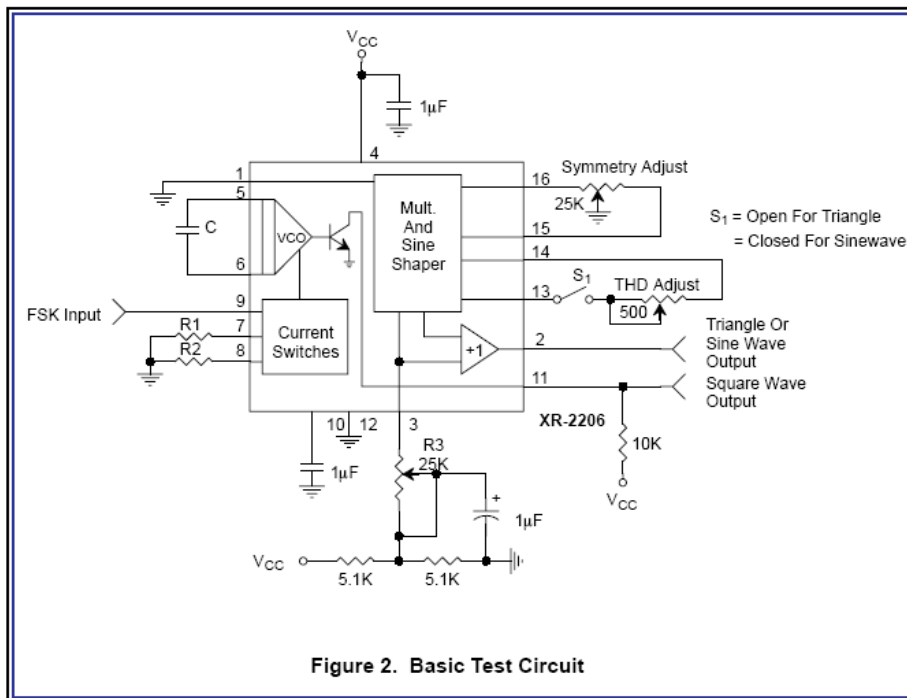


Figure 1. XR-2206 Block Diagram



**PIN DESCRIPTION**

Pin #	Symbol	Type	Description
1	AMSI	I	Amplitude Modulating Signal Input.
2	STO	O	Sine or Triangle Wave Output.
3	MO	O	Multiplier Output.
4	V <sub>CC</sub>		Positive Power Supply.
5	TC1	I	Timing Capacitor Input.
6	TC2	I	Timing Capacitor Input.
7	TR1	O	Timing Resistor 1 Output.
8	TR2	O	Timing Resistor 2 Output.
9	FSKI	I	Frequency Shift Keying Input.
10	BIAS	O	Internal Voltage Reference.
11	SYNCO	O	Sync Output. This output is an open collector and needs a pull up resistor to V <sub>CC</sub> .
12	GND		Ground pin.
13	WAVEA1	I	Wave Form Adjust Input 1.
14	WAVEA2	I	Wave Form Adjust Input 2.
15	SYMA1	I	Wave Symetry Adjust 1.
16	SYMA2	I	Wave Symetry Adjust 2.





# XR-2206



## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 2  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ ,  $C = 0.01\mu F$ ,  $R_1 = 100k\Omega$ ,  $R_2 = 10k\Omega$ ,  $R_3 = 25k\Omega$   
Unless Otherwise Specified.  $S_1$  open for triangle, closed for sine wave.

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
<b>General Characteristics</b>								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	$\pm 5$		$\pm 13$	$\pm 5$		$\pm 13$	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 \geq 10k\Omega$
<b>Oscillator Section</b>								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000pF$ , $R_1 = 1k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50\mu F$ , $R_1 = 2M\Omega$
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 4$		$\pm 2$		% of $f_0$	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		$\pm 10$	$\pm 50$		$\pm 20$		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$
Frequency								$R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sine Wave Amplitude Stability <sup>2</sup>		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$ , $V_{HIGH} = 20V$ , $R_1 = R_2 = 20k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2M\Omega$
<b>Sweep Linearity</b>								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1kHz$ , $f_H = 10kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100Hz$ , $f_H = 100kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
<b>Recommended Timing Components</b>								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	$\mu F$	Figure 5
Timing Resistors: $R_1$ & $R_2$	1		2000	1		2000	k $\Omega$	
<b>Triangle Sine Wave Output<sup>1</sup></b>								
Figure 3								
Triangle Amplitude		160			160		mV/k $\Omega$	Figure 2, $S_1$ Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/k $\Omega$	Figure 2, $S_1$ Closed
Max. Output Swing		6			6		Vp-p	
Output Impedance		600			600		$\Omega$	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
<b>Sine Wave Distortion</b>								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figure 7 and Figure 8

**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)**

Parameters	XR-2206M/P			XR-2206CP/D			Units	Conditions
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.		
<b>Amplitude Modulation</b>								
Input Impedance	50	100		50	100		kΩ	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
<b>Square-Wave Output</b>								
Amplitude		12			12		Vp-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Fall Time		50			50		ns	$C_L = 10\text{pF}$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2\text{mA}$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{CC} = 26\text{V}$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

**Notes**
<sup>1</sup> Output amplitude is directly proportional to the resistance,  $R_3$ , on Pin 3. See Figure 3.

<sup>2</sup> For maximum amplitude stability,  $R_3$  should be a positive temperature coefficient resistor.

**Bold face parameters** are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Power Supply .....	26V	Total Timing Current .....	6mA
Power Dissipation .....	750mW	Storage Temperature .....	-85°C to +150°C
Derate Above 25°C .....	5mW/°C		

**SYSTEM DESCRIPTION**

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper, a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO produces an output frequency proportional to an input current, which is set by a resistor from the timing

terminals to ground. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK generation applications by using the FSK input control pin. This input controls the current switches which select one of the timing resistor currents, and routes it to the VCO.

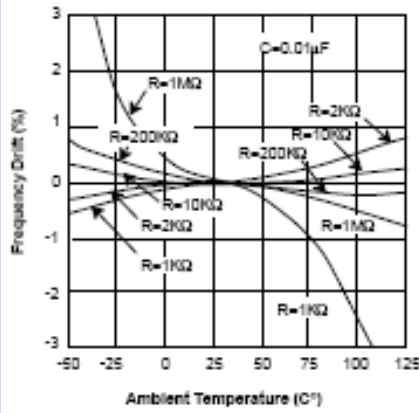


Figure 9. Frequency Drift versus Temperature.

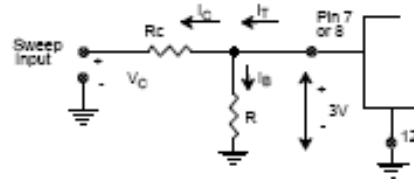


Figure 10. Circuit Connection for Frequency Sweep.

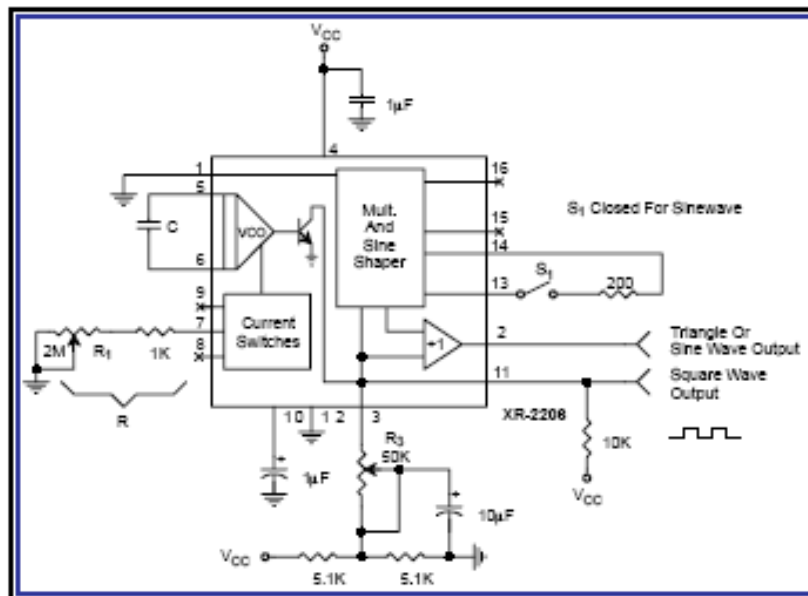


Figure 11. Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment.  
(See Figure 3 for Choice of  $R_3$ )

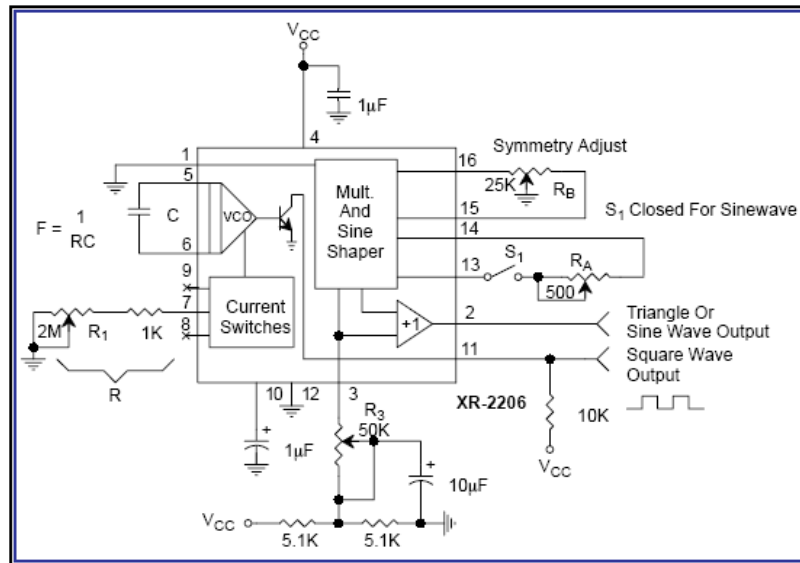
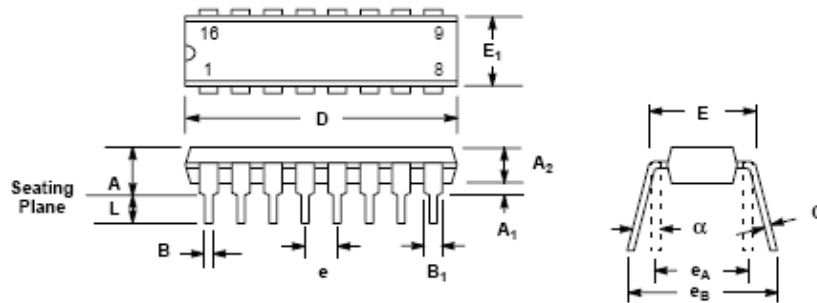


Figure 12. Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion.  
(R<sub>3</sub> Determines Output Swing - See Figure 3)

**16 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE  
(300 MIL PDIP)**

Rev. 1.00



**With External Adjustment:**

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to -0.5% by additional adjustments as shown in Figure 12. The potentiometer,  $R_A$ , adjusts the sine-shaping resistor, and  $R_B$  provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set  $R_B$  at midpoint and adjust  $R_A$  for minimum distortion.
2. With  $R_A$  set as above, adjust  $R_B$  to further reduce distortion.

**Triangle Wave Generation**

The circuits of Figure 11 and Figure 12 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e.,  $S_1$  open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

**FSK Generation**

Figure 13 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted by the choice of timing resistors,  $R_1$  and  $R_2$ ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with  $V^-$ .

**Pulse and Ramp Generation**

Figure 14 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99% by the choice of  $R_1$  and  $R_2$ . The values of  $R_1$  and  $R_2$  should be in the range of 1k $\Omega$  to 2M $\Omega$ .

**PRINCIPLES OF OPERATION**
**Description of Controls**
**Frequency of Operation:**

The frequency of oscillation,  $f_o$ , is determined by the external timing capacitor,  $C$ , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor,  $R$ , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either  $R$  or  $C$ . The recommended values of  $R$ , for a given frequency range, as shown in Figure 5. Temperature stability is optimum for 4k $\Omega$  <  $R$  < 200k $\Omega$ . Recommended values of  $C$  are from 1000pF to 100 $\mu$ F.

**Frequency Sweep and Modulation:**

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current,  $I_T$ , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T(\text{mA})}{C(\mu\text{F})} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at +3V, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with  $I_T$ , over a wide range of current values, from 1 $\mu$ A to 3mA. The frequency can be controlled by applying a control voltage,  $V_C$ , to the activated timing pin as shown in Figure 10. The frequency of oscillation is related to  $V_C$  as:


$$f = \frac{1}{RC} \left( 1 + \frac{R}{R_c} \left( 1 - \frac{V_c}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where  $V_C$  is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain,  $K$ , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_c = -\frac{0.32}{R_c C} \text{ Hz/V}$$

**CAUTION:** For safety operation of the circuit,  $I_T$  should be limited to  $\leq$  3mA.

## Data-Sheet XR-2211



**EXAR** ...the analog plus company™

**XR-2211**

FSK Demodulator/  
Tone Decoder

June 1997-3

---

### FEATURES

- Wide Frequency Range, 0.01Hz to 300kHz
- Wide Supply Voltage Range, 4.5V to 20V
- HCMOS/TTL/Logic Compatibility
- FSK Demodulation, with Carrier Detection
- Wide Dynamic Range, 10mV to 3V rms
- Adjustable Tracking Range, ±1% to 80%
- Excellent Temp. Stability, ±50ppm/°C, max.

### APPLICATIONS

- Caller Identification Delivery
- FSK Demodulation
- Data Synchronization
- Tone Decoding
- FM Detection
- Carrier Detection

---

### GENERAL DESCRIPTION

The XR-2211 is a monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications applications. It is particularly suited for FSK modem applications. It operates over a wide supply voltage range of 4.5 to 20V and a wide frequency range of 0.01Hz to 300kHz. It can accommodate analog signals between 10mV and 3V, and can interface with conventional DTL, TTL, and ECL logic families. The circuit consists of a basic PLL for tracking an input signal within the pass band, a quadrature phase detector which provides carrier detection, and an FSK voltage comparator which provides FSK demodulation. External components are used to independently set center frequency, bandwidth, and output delay. An internal voltage reference proportional to the power supply is provided at an output pin.

The XR-2211 is available in 14 pin packages specified for military and industrial temperature ranges.

---

### ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2211M	14 Pin CDIP (0.300")	-55°C to +125°C
XR-2211N	14 Pin CDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211P	14 Pin PDIP (0.300")	-40°C to +85°C
XR-2211D	14 Lead SOIC (Jedec, 0.150")	-40°C to +85°C

## BLOCK DIAGRAM

V<sub>CC</sub> (1)  
 GND (4)  
 NC (9)

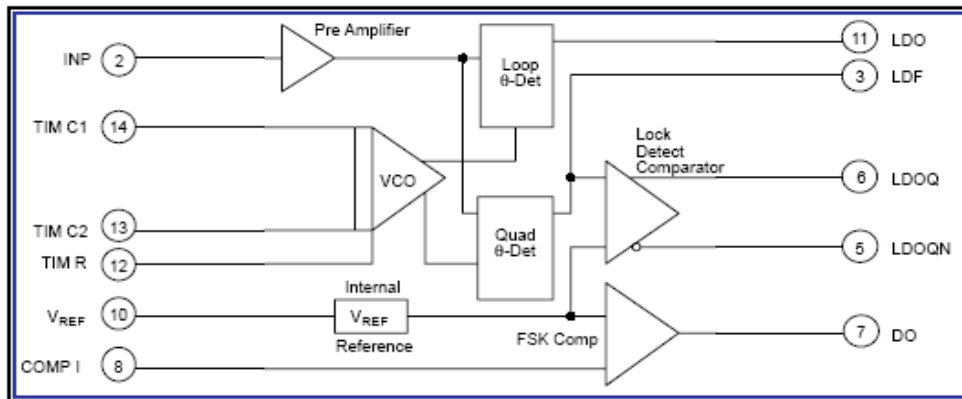


Figure 1. XR-2211 Block Diagram

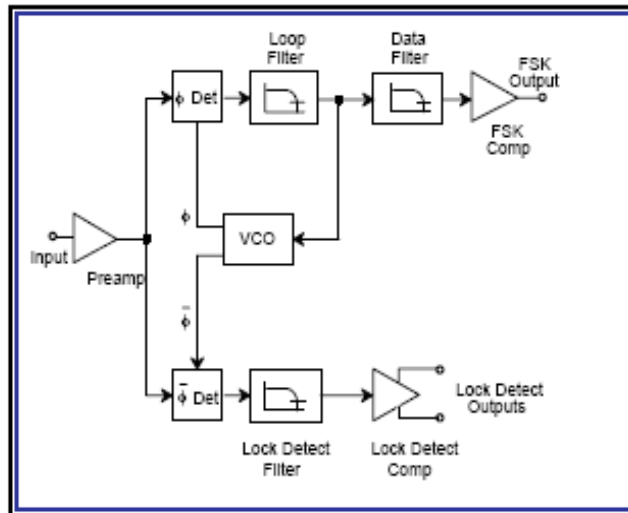
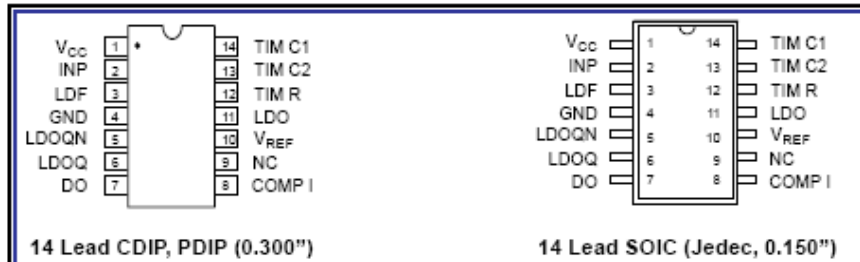


Figure 2. Functional Block Diagram of a Tone and FSK Decoding System Using XR-2211

**PIN CONFIGURATION**

**PIN DESCRIPTION**

Pin #	Symbol	Type	Description
1	V <sub>CC</sub>		Positive Power Supply.
2	INP	I	Receive Analog Input.
3	LDF	O	Lock Detect Filter.
4	GND		Ground Pin.
5	LDOQN	O	Lock Detect Output Not. This output will be low if the VCO is in the capture range.
6	LDOQ	O	Lock Detect Output. This output will be high if the VCO is in the capture range.
7	DO	O	Data Output. Decoded FSK output.
8	COMP I	I	FSK Comparator Input.
9	NC		Not Connected.
10	V <sub>REF</sub>	O	Internal Voltage Reference. The value of V <sub>REF</sub> is V <sub>CC</sub> /2 - 850mV.
11	LDO	O	Loop Detect Output. This output provides the result of the quadrature phase detection.
12	TIM R	I	Timing Resistor Input. This pin connects to the timing resistor of the VCO.
13	TIM C2	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 14.
14	TIM C1	I	Timing Capacitor Input. The timing capacitor connects between this pin and pin 13.



# XR-2211



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions:  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = +25^\circ C$ ,  $R_O = 30K\Omega$ ,  $C_O = 0.033\mu F$ , unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
<b>General</b>					
Supply Voltage	4.5		20	V	
Supply Current		4	7	mA	$R_O \geq 10K\Omega$ . See Figure 4.
<b>Oscillator Section</b>					
Frequency Accuracy		$\pm 1$	$\pm 3$	%	Deviation from $f_O = 1/R_O C_O$
Frequency Stability					
Temperature		$\pm 20$	$\pm 50$	ppm/ $^\circ C$	See Figure 8.
Power Supply		0.05	0.5	%/V	$V_{CC} = 12 \pm 1V$ . See Figure 7.
		0.2		%/V	$V_{CC} = \pm 5V$ . See Figure 7.
Upper Frequency Limit	100	300		kHz	$R_O = 8.2K\Omega$ , $C_O = 400pF$
Lowest Practical Operating Frequency			0.01	Hz	$R_O = 2M\Omega$ , $C_O = 50\mu F$
Timing Resistor, $R_O$ - See Figure 5					
Operating Range	5		2000	K $\Omega$	
Recommended Range	5			K $\Omega$	See Figure 7 and Figure 8.
<b>Loop Phase Detector Section</b>					
Peak Output Current	$\pm 150$	$\pm 200$	$\pm 300$	$\mu A$	Measured at Pin 11
Output Offset Current		1		$\mu A$	
Output Impedance		1		M $\Omega$	
Maximum Swing	$\pm 4$	$\pm 5$		V	Referenced to Pin 10
<b>Quadrature Phase Detector</b>					
Measured at Pin 3					
Peak Output Current	100	300		$\mu A$	
Output Impedance		1		M $\Omega$	
Maximum Swing		11		$V_{PP}$	
<b>Input Preempt Section</b>					
Measured at Pin 2					
Input Impedance		20		K $\Omega$	
Input Signal					
Voltage Required to Cause Limiting		2	10	mV rms	

**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONT'D)**

 Test Conditions:  $V_{CC} = 12V$ ,  $T_A = +25^{\circ}C$ ,  $R_O = 30K\Omega$ ,  $C_O = 0.033\mu F$ , unless otherwise specified.

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Conditions
<b>Voltage Comparator Section</b>					
Input Impedance		2		M $\Omega$	Measured at Pins 3 and 8
Input Bias Current		100		nA	
Voltage Gain	55	70		dB	$R_L = 5.1K\Omega$
Output Voltage Low		300	500	mV	$I_C = 3mA$
Output Leakage Current		0.01	10	$\mu A$	$V_O = 20V$
<b>Internal Reference</b>					
Voltage Level	4.9	5.3	5.7	V	Measured at Pin 10
Output Impedance		100		$\Omega$	AC Small Signal
Maximum Source Current		80		$\mu A$	

**Notes**

Parameters are guaranteed over the recommended operating conditions, but are not 100% tested in production.

Bold face parameters are covered by production test and guaranteed over operating temperature range.

Specifications are subject to change without notice

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Power Supply .....	20V
Input Signal Level .....	3V rms
Power Dissipation .....	900mW

<b>Package Power Dissipation Ratings</b>	
CDIP .....	750mW
Derate Above $T_A = 25^{\circ}C$ .....	8mW/ $^{\circ}C$
PDIP .....	800mW
Derate Above $T_A = 25^{\circ}C$ .....	60mW/ $^{\circ}C$
SOIC .....	390mW
Derate Above $T_A = 25^{\circ}C$ .....	5mW/ $^{\circ}C$

**SYSTEM DESCRIPTION**

The main PLL within the XR-2211 is constructed from an input preamplifier, analog multiplier used as a phase detector and a precision voltage controlled oscillator (VCO). The preamplifier is used as a limiter such that input signals above typically 10mV rms are amplified to a constant high level signal. The multiplying-type phase detector acts as a digital exclusive or gate. Its output (unfiltered) produces sum and difference frequencies of the input and the VCO output. The VCO is actually a current controlled oscillator with its normal input current ( $f_O$ ) set by a resistor ( $R_O$ ) to ground and its driving current with a resistor ( $R_1$ ) from the phase detector.

The output of the phase detector produces sum and difference of the input and the VCO frequencies

(internally connected). When in lock, these frequencies are  $f_{IN} + f_{VCO}$  (2 times  $f_{IN}$  when in lock) and  $f_{IN} - f_{VCO}$  (0Hz when lock). By adding a capacitor to the phase detector output, the 2 times  $f_{IN}$  component is reduced, leaving a DC voltage that represents the phase difference between the two frequencies. This closes the loop and allows the VCO to track the input frequency.

The FSK comparator is used to determine if the VCO is driven above or below the center frequency (FSK comparator). This will produce both active high and active low outputs to indicate when the main PLL is in lock (quadrature phase detector and lock detector comparator).

## PRINCIPLES OF OPERATION

**Signal Input (Pin 2):** Signal is AC coupled to this terminal. The internal impedance at pin 2 is 20K $\Omega$ . Recommended input signal level is in the range of 10mV rms to 3V rms.

**Quadrature Phase Detector Output (Pin 3):** This is the high impedance output of quadrature phase detector and is internally connected to the input of lock detect voltage comparator. In tone detection applications, pin 3 is connected to ground through a parallel combination of  $R_D$  and  $C_D$  (see Figure 3) to eliminate the chatter at lock detect outputs. If the tone detect section is not used, pin 3 can be left open.

**Lock Detect Output, Q (Pin 6):** The output at pin 6 is at "low" state when the PLL is out of lock and goes to "high" state when the PLL is locked. It is an open collector type output and requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V_{CC}$  for proper operation. At "low" state, it can sink up to 5mA of load current.

**Lock Detect Complement, (Pin 5):** The output at pin 5 is the logic complement of the lock detect output at pin 6. This output is also an open collector type stage which can sink 5mA of load current at low or "on" state.

**FSK Data Output (Pin 7):** This output is an open collector logic stage which requires a pull-up resistor,  $R_L$ , to  $V_{CC}$  for proper operation. It can sink 5mA of load current. When decoding FSK signals, FSK data output is at "high" or "off" state for low input frequency, and at "low" or "on" state for high input frequency. If no input signal is present, the logic state at pin 7 is indeterminate.

**FSK Comparator Input (Pin 8):** This is the high impedance input to the FSK voltage comparator. Normally, an FSK post-detection or data filter is connected between this terminal and the PLL phase detector output (pin 11). This data filter is formed by  $R_F$  and  $C_F$  (see Figure 3.) The threshold voltage of the comparator is set by the internal reference voltage,  $V_{REF}$ , available at pin 10.

**Reference Voltage,  $V_{REF}$  (Pin 10):** This pin is internally biased at the reference voltage level,  $V_{REF}$ :  $V_{REF} = V_{CC}/2 - 650mV$ . The DC voltage level at this pin forms an internal reference for the voltage levels at pins 5, 8, 11 and 12. Pin

10 must be bypassed to ground with a 0.1 $\mu$ F capacitor for proper operation of the circuit.

**Loop Phase Detector Output (Pin 11):** This terminal provides a high impedance output for the loop phase detector. The PLL loop filter is formed by  $R_1$  and  $C_1$  connected to pin 11 (see Figure 3.) With no input signal, or with no phase error within the PLL, the DC level at pin 11 is very nearly equal to  $V_{REF}$ . The peak to peak voltage swing available at the phase detector output is equal to  $2 \times V_{REF}$ .

**VCO Control Input (Pin 12):** VCO free-running frequency is determined by external timing resistor,  $R_O$ , connected from this terminal to ground. The VCO free-running frequency,  $f_O$ , is:

$$f_O = \frac{1}{R_O \cdot C_O} \text{ Hz}$$

where  $C_O$  is the timing capacitor across pins 13 and 14. For optimum temperature stability,  $R_O$  must be in the range of 10K $\Omega$  to 100K $\Omega$  (see Figure 9.)

This terminal is a low impedance point, and is internally biased at a DC level equal to  $V_{REF}$ . The maximum timing current drawn from pin 12 must be limited to  $\leq 3mA$  for proper operation of the circuit.

**VCO Timing Capacitor (Pins 13 and 14):** VCO frequency is inversely proportional to the external timing capacitor,  $C_O$ , connected across these terminals (see Figure 8.)  $C_O$  must be non-polar, and in the range of 200pF to 10 $\mu$ F.

**VCO Frequency Adjustment:** VCO can be fine-tuned by connecting a potentiometer,  $R_X$ , in series with  $R_O$  at pin 12 (see Figure 10.)

**VCO Free-Running Frequency,  $f_O$ :** XR-2211 does not have a separate VCO output terminal. Instead, the VCO outputs are internally connected to the phase detector sections of the circuit. For set-up or adjustment purposes, the VCO free-running frequency can be tuned by using the generalized circuit in Figure 3, and applying an alternating bit pattern of 0's and 1's at the known mark and space frequencies. By adjusting  $R_O$ , the VCO can then be tuned to obtain a 50% duty cycle on the FSK output (pin 7). This will ensure that the VCO  $f_O$  value is accurately referenced to the mark and space frequencies.

## DESIGN EQUATIONS

(All resistance in  $\Omega$ , all frequency in Hz and all capacitance in farads, unless otherwise specified)

(See Figure 3 for definition of components)

1. VCO Center Frequency,  $f_0$ :

$$f_0 = \frac{1}{R_0 \cdot C_0}$$

2. Internal Reference Voltage,  $V_{REF}$  (measured at pin 10):

$$V_{REF} = \left( \frac{V_{CC}}{2} \right) - 850mV \text{ in volts}$$

3. Loop Low-Pass Filter Time Constant,  $\tau$ :

$$\tau = C_1 \cdot R_{pp} \text{ (seconds)}$$

where:

$$R_{pp} = \left( \frac{R_1 \cdot R_f}{R_1 + R_f} \right)$$

if  $R_f$  is  $\infty$  or  $C_f$  reactance is  $\infty$ , then  $R_{pp} = R_1$

4. Loop Damping,  $\zeta$ :

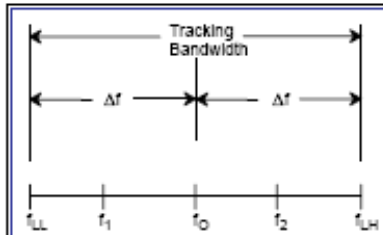
$$\zeta = \sqrt{\left( \frac{1250 \cdot C_0}{R_1 \cdot C_1} \right)}$$

*Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.*

5. Loop-tracking

bandwidth,  $\pm = \frac{\Delta f}{f_0}$

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{R_0}{R_1}$$



6. FSK Data filter time constant,  $t_F$ :

$$\tau_F = \frac{R_B \cdot R_F}{(R_B + R_F)} \cdot C_F \text{ (seconds)}$$

7. Loop phase detector conversion gain,  $K_d$ : ( $K_d$  is the differential DC voltage across pin 10 and pin 11, per unit of phase error at phase detector input):

$$K_d = \frac{V_{REF} \cdot R_1}{10,000 \cdot \pi} \left[ \frac{\text{volt}}{\text{radian}} \right]$$

*Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.*

8. VCO conversion gain,  $K_o$ : ( $K_o$  is the amount of change in VCO frequency, per unit of DC voltage change at pin 11):

$$K_o = \frac{-2\pi}{V_{REF} \cdot C_o \cdot R_1} = \left( \frac{\text{radian/second}}{\text{volt}} \right)$$

9. The filter transfer function:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sR_1 \cdot C_1} \text{ at 0 Hz} \quad S = j\omega \text{ and } \omega = 0$$

10. Total loop gain,  $K_T$ :

$$K_T = K_o \cdot K_d \cdot F(s) = \left( \frac{R_F}{5,000 \cdot C_o \cdot (R_1 + R_F)} \right) \left[ \frac{1}{\text{seconds}} \right]$$

11. Peak detector current  $I_A$ :

$$I_A = \frac{V_{REF}}{20,000} \text{ (} V_{REF} \text{ in volts and } I_A \text{ in amps)}$$

*Note: For derivation/explanation of this equation, please see TAN-011.*

**Linear FM Detection**

XR-2211 can be used as a linear FM detector for a wide range of analog communications and telemetry applications. The recommended circuit connection for this application is shown in *Figure 13*. The demodulated output is taken from the loop phase detector output (pin 11), through a post-detection filter made up of  $R_F$  and  $C_F$ , and an external buffer amplifier. This buffer amplifier is necessary because of the high impedance output at pin 11. Normally, a non-inverting unity gain op amp can be used as a buffer amplifier, as shown in *Figure 13*.

The FM detector gain, i.e., the output voltage change per unit of FM deviation can be given as:

$$V_{OUT} = \frac{R_1 \cdot V_{REF}}{100 \cdot R_o}$$

where  $V_R$  is the internal reference voltage ( $V_{REF} = V_{CC}/2 - 650mV$ ). For the choice of external components  $R_1$ ,  $R_o$ ,  $C_D$ ,  $C_1$  and  $C_F$ , see the section on design equations.

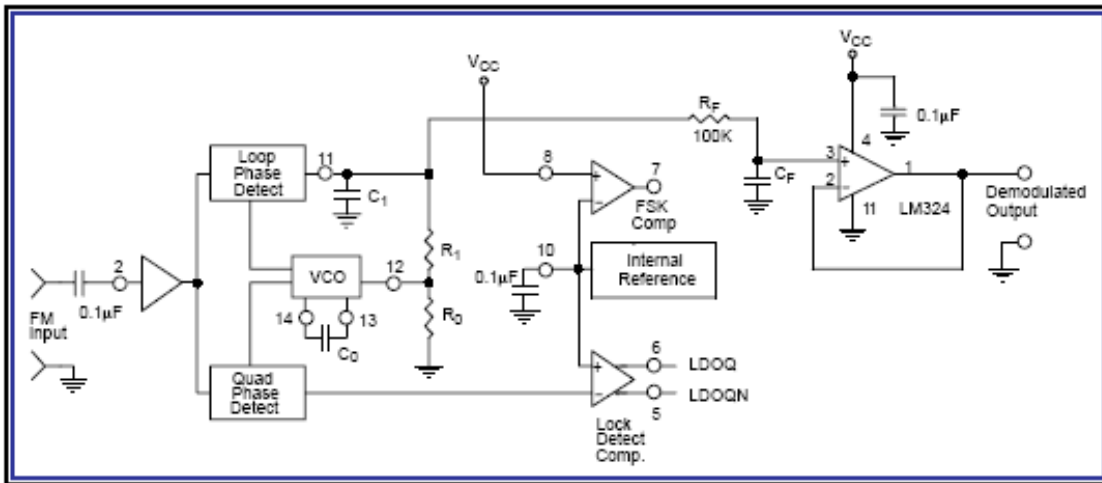
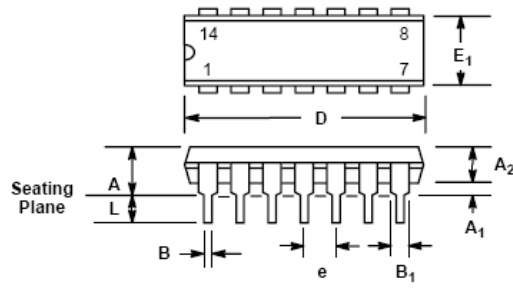


Figure 13. Linear FM Detector Using XR-2211 and an External Op Amp.  
(See Section on Design Equation for Component Values.)

**14 LEAD PLASTIC DUAL-IN-LINE  
(300 MIL PDIP)**

Rev. 1.00





LM124  
LM224 - **LM324**

LOW POWER QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE GAIN BANDWIDTH : 1.3MHz
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- LARGE VOLTAGE GAIN : 100dB
- VERY LOW SUPPLY CURRENT/AMPLI : 375µA
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 20nA
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : 5mV max. (for more accurate applications, use the equivalent parts LM124A-LM224A-LM324A which feature 3mV max.)
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : 2nA
- WIDE POWER SUPPLY RANGE :  
SINGLE SUPPLY : +3V TO +30V  
DUAL SUPPLIES : ±1.5V TO ±15V

DESCRIPTION

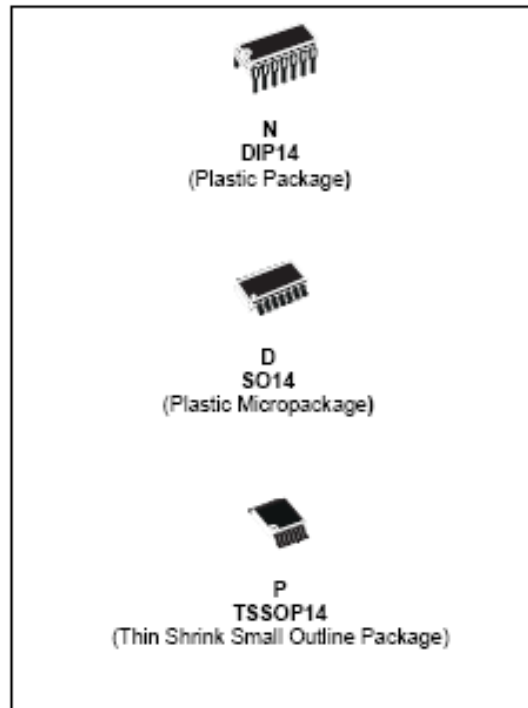
These circuits consist of four independent, high gain, internally frequency compensated operational amplifiers. They operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage.

ORDER CODE

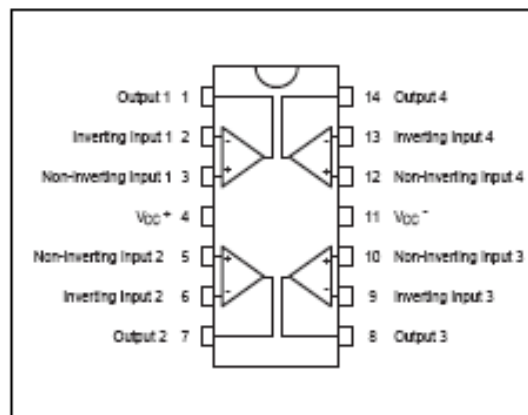
Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
LM124	-55°C, +125°C	*	*	*
LM224	-40°C, +105°C	*	*	*
LM324	0°C, +70°C	*	*	*

Example : LM224N

N = Dual In Line Package (DIP)  
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)  
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)



PIN CONNECTIONS (top view)



LM124-LM224-LM324

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	LM124	LM224	LM324	Unit	
$V_{CC}$	Supply voltage	±16 or 32			V	
$V_I$	Input Voltage	-0.3 to +32			V	
$V_{id}$	Differential Input Voltage <sup>1)</sup>	+32			V	
$P_{tot}$	Power Dissipation	N Suffix	500	500	500	mW
		D Suffix		400	400	mW
	Output Short-circuit Duration <sup>2)</sup>	Infinite				
$I_{in}$	Input Current <sup>3)</sup>	50	50	50	mA	
$T_{oper}$	Operating Free-air Temperature Range	-55 to +125	-40 to +105	0 to +70	°C	
$T_{stg}$	Storage Temperature Range	-65 to +150			°C	

1. Either or both input voltages must not exceed the magnitude of  $V_{CC}^+$  or  $V_{CC}^-$ .
2. Short-circuits from the output to  $V_{CC}$  can cause excessive heating if  $V_{CC} > 15V$ . The maximum output current is approximately 40mA independent of the magnitude of  $V_{CC}$ . Destructive dissipation can result from simultaneous short-circuit on all amplifiers.
3. This input current only exists when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistor becoming forward biased and thereby acting as input diodes clamps. In addition to this diode action, there is also NPN parasitic action on the IC chip; this transistor action can cause the output voltages of the Op-amps to go to the  $V_{CC}$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output will set up again for input voltage higher than -0.3V.

LM124-LM224-LM324

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage ( $R_L = 10k\Omega$ ) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	20 20	mV
SR	Slew Rate $V_{CC} = 15V, V_I = 0.5$ to 3V, $R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$ , unity Gain		0.4		V/ $\mu s$
GBP	Gain Bandwidth Product $V_{CC} = 30V, f = 100kHz, V_{in} = 10mV, R_L = 2k\Omega, C_L = 100pF$		1.3		MHz
THD	Total Harmonic Distortion $f = 1kHz, A_v = 20dB, R_L = 2k\Omega, V_o = 2V_{pp}, C_L = 100pF, V_{CC} = 30V$		0.015		%
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage $f = 1kHz, R_s = 100\Omega, V_{CC} = 30V$		40		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
$DV_{io}$	Input Offset Voltage Drift		7	30	$\mu V/^\circ C$
$DI_{io}$	Input Offset Current Drift		10	200	$pA/^\circ C$
$V_{oi1}/V_{o2}$	Channel Separation - note <sup>4)</sup> $1kHz \leq f \leq 20kHz$		120		dB

1.  $V_o = 1.4V, R_s = 0\Omega, 5V < V_{CC}^+ < 30V, 0 < V_{ic} < V_{CC}^+ - 1.5V$
2. The direction of the input current is out of the IC. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the input lines.
3. The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is  $V_{CC}^+ - 1.5V$ , but either or both inputs can go to +32V without damage.
4. Due to the proximity of external components insure that coupling is not originating via stray capacitance between these external parts. This typically can be detected as this type of capacitance increases at higher frequencies.



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC}^+ = +5V$ ,  $V_{CC}^- = \text{Ground}$ ,  $V_O = 1.4V$ ,  $T_{amb} = +25^\circ C$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{io}$	Input Offset Voltage - note <sup>1)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ LM324		2	5 7	mV
	$T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ LM324			7 9	
$I_{io}$	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		2	30 100	nA
$I_{ib}$	Input Bias Current - note <sup>2)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		20	150 300	nA
$A_{vd}$	Large Signal Voltage Gain $V_{CC}^+ = +15V$ , $R_L = 2k\Omega$ , $V_O = 1.4V$ to $11.4V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	50 25	100		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio ( $R_s \leq 10k\Omega$ ) $V_{CC}^+ = 5V$ to $30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	65 65	110		dB
$I_{CC}$	Supply Current, all Amp, no load $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		$V_{CC} = +5V$ 0.7 $V_{CC} = +30V$ 1.5 $V_{CC} = +5V$ 0.8 $V_{CC} = +30V$ 1.5	1.2 3 1.2 3	mA
$V_{ICM}$	Input Common Mode Voltage Range $V_{CC} = +30V$ - note <sup>3)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 2$	V
CMR	Common Mode Rejection Ratio ( $R_s \leq 10k\Omega$ ) $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	70 60	80		dB
$I_{source}$	Output Current Source ( $V_{id} = +1V$ ) $V_{CC} = +15V$ , $V_O = +2V$	20	40	70	mA
$I_{sink}$	Output Sink Current ( $V_{id} = -1V$ ) $V_{CC} = +15V$ , $V_O = +2V$ $V_{CC} = +15V$ , $V_O = +0.2V$	10	20		mA
		12	50		$\mu A$
$V_{OH}$	High Level Output Voltage $V_{CC} = +30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$ $V_{CC} = +5V$ , $R_L = 2k\Omega$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	$R_L = 2k\Omega$	26	27	V
			26	28	
		$R_L = 10k\Omega$	27		
			3.5 3		



August 2000

LM741 Operational Amplifier

## LM741 Operational Amplifier General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

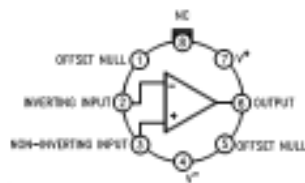
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C is identical to the LM741/LM741A except that the LM741C has their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

### Features

### Connection Diagrams

Metal Can Package

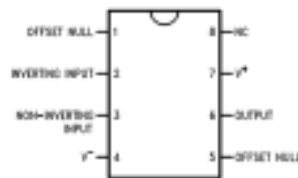


0004141

Note 1: LM741H is available per JMS2510/10101

Order Number LM741H, LM741H/883 (Note 1),  
LM741AH/883 or LM741CH  
See NS Package Number H09C

Dual-In-Line or S.O. Package



0004100

Order Number LM741J, LM741J/883, LM741CN  
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Ceramic Flatpak

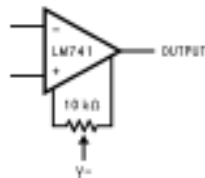


0004100

Order Number LM741W/883  
See NS Package Number W10A

### Typical Application

Offset Nulling Circuit



0004100

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

(Note 7)

	LM741A	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 3)	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 4)	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	150°C	100°C
Soldering Information			
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C
M-Package			
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.			
ESD Tolerance (Note 8)	400V	400V	400V

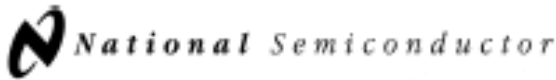
### Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$										
	$R_{th} \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV
	$R_{th} \leq 50\Omega$										mV
Average Input Offset Voltage Drift	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			4.0							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	$R_{th} \leq 50\Omega$						6.0			7.5	mV
	$R_{th} \leq 10\text{ k}\Omega$			15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{IS} = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							$\text{nA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	$\mu\text{A}$
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_{IS} = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M $\Omega$
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	0.5									M $\Omega$
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$					±12	±13				V

### Electrical Characteristics (Note 5) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_B = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	50			50	200		20	200		V/mV V/mV
	$T_{AMBEN} \leq T_A \leq T_{AMMAX}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $V_B = \pm 20\text{V}$ , $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$ , $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$V_B = \pm 5\text{V}$ , $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV
Output Voltage Swing	$V_B = \pm 20\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	$\pm 16$									V V
	$V_B = \pm 15\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		$\pm 12$ $\pm 10$	$\pm 14$ $\pm 13$		V V
	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMBEN} \leq T_A \leq T_{AMMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMBEN} \leq T_A \leq T_{AMMAX}$ $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_B \leq 500\Omega$ , $V_{CM} = \pm 12\text{V}$	80	95		70	90		70	90		dB dB
	$T_{AMBEN} \leq T_A \leq T_{AMMAX}$ $V_B = \pm 20\text{V}$ to $V_B = \pm 5\text{V}$ $R_B \leq 500\Omega$ $R_B \leq 10\text{ k}\Omega$	88	96		77	96		77	96		dB dB
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , Unity Gain	0.437	1.5								MHz
		0.3	0.7		0.5			0.5			V/ $\mu\text{s}$
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$				1.7	2.8		1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_B = \pm 20\text{V}$ $V_B = \pm 15\text{V}$		80	150							mW mW
	$V_B = \pm 20\text{V}$ $T_A = T_{AMBEN}$ $T_A = T_{AMMAX}$			165 135							mW mW
LM741	$V_B = \pm 15\text{V}$ $T_A = T_{AMBEN}$ $T_A = T_{AMMAX}$				60 45	100 75					mW mW

Note 2: "Absolute Maximum Ratings" indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits.



August 2000

# LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

## General Description

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

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

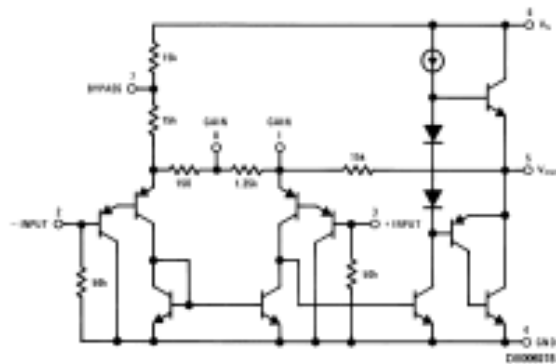
## Features

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

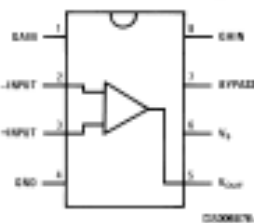
## Applications

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

## Equivalent Schematic and Connection Diagrams



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



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

LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

### Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

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

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

### Electrical Characteristics (Notes 1, 2)

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

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

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

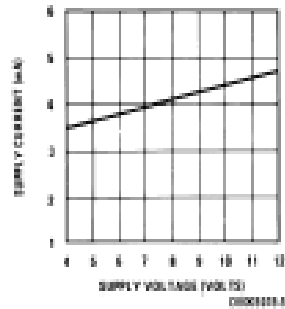
Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur; Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular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

Note 3: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W (junction to ambient) for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 172°C/W for the small outline package.

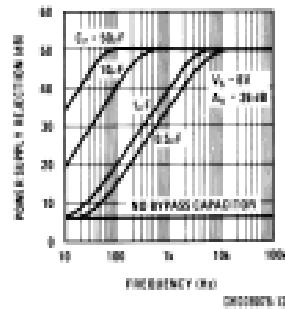
LM386

## Typical Performance Characteristics

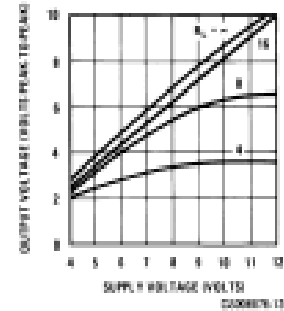
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



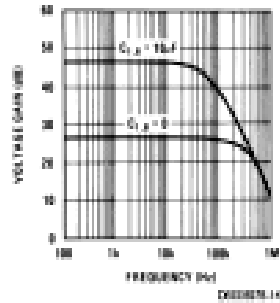
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



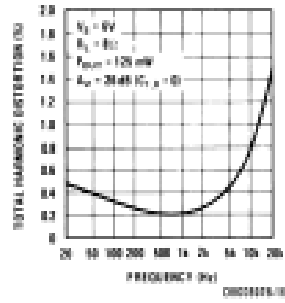
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



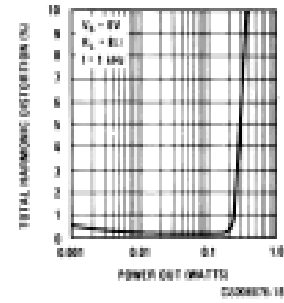
Voltage Gain vs Frequency



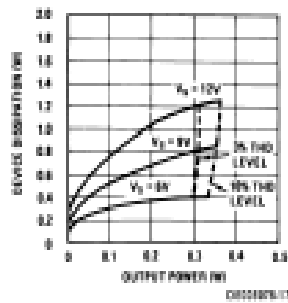
Distortion vs Frequency



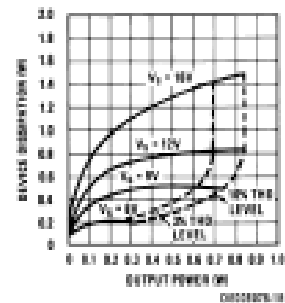
Distortion vs Output Power



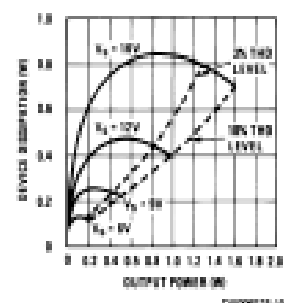
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load



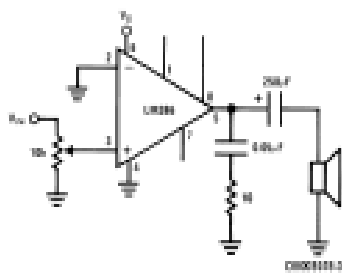
Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load



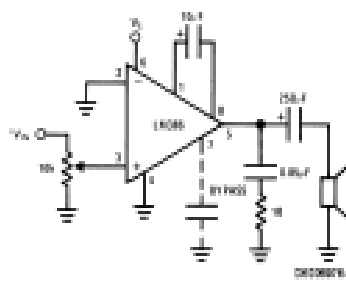
LM386

## Typical Applications

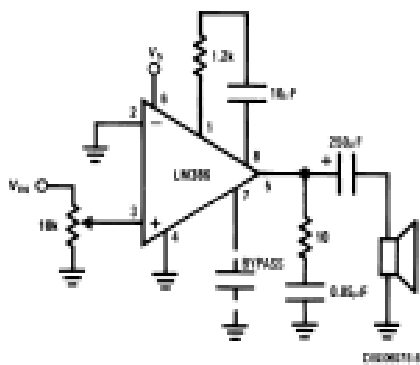
Amplifier with Gain = 20  
Minimum Parts



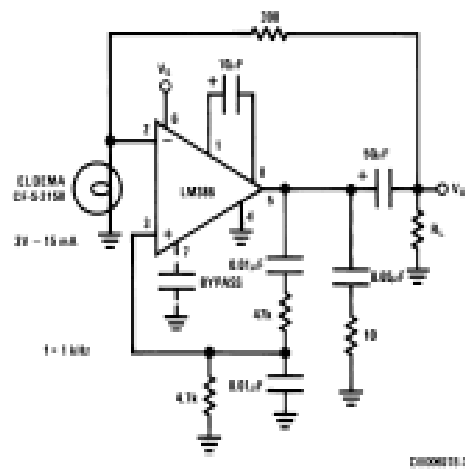
Amplifier with Gain = 200



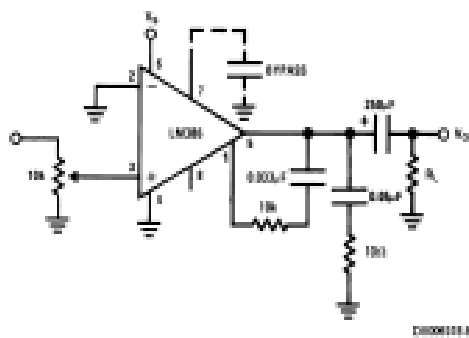
Amplifier with Gain = 50



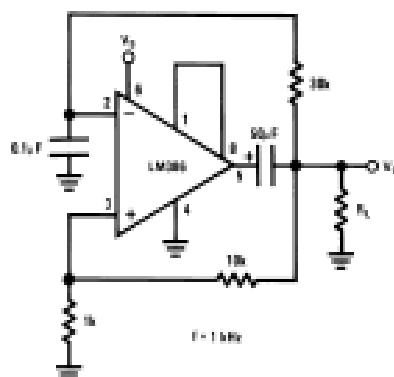
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



Amplifier with Bass Boost

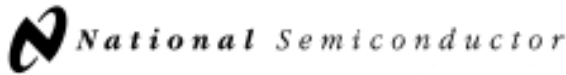


Square Wave Oscillator



LM388





May 2000

## LM78XX Series Voltage Regulators

### General Description

The LM78XX series of three terminal regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. One of these is local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow these regulators to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment. Although designed primarily as fixed voltage regulators these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.

The LM78XX series is available in an aluminum TO-3 package which will allow over 1.0A load current if adequate heat sinking is provided. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistor is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Considerable effort was expended to make the LM78XX series of regulators easy to use and minimize the number of external components. It is not necessary to bypass the out-

put, although this does improve transient response. Input bypassing is needed only if the regulator is located far from the filter capacitor of the power supply.

For output voltage other than 5V, 12V and 15V the LM117 series provides an output voltage range from 1.2V to 57V.

### Features

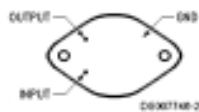
- Output current in excess of 1A
- Internal thermal overload protection
- No external components required
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in the aluminum TO-3 package

### Voltage Range

LM7805C	5V
LM7812C	12V
LM7815C	15V

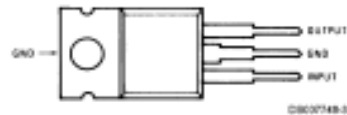
### Connection Diagrams

**Metal Can Package  
TO-3 (K)  
Aluminum**



**Bottom View**  
Order Number LM7805CK,  
LM7812CK or LM7815CK  
See NS Package Number KC02A

**Plastic Package  
TO-220 (T)**



**Top View**  
Order Number LM7805CT,  
LM7812CT or LM7815CT  
See NS Package Number T03B

LM78XX Series Voltage Regulators

### Absolute Maximum Ratings (Note 3)

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

#### Input Voltage

( $V_O = 5V, 12V$  and  $15V$ ) 35V

Internal Power Dissipation (Note 1) Internally Limited

Operating Temperature Range ( $T_A$ )  $0^\circ\text{C}$  to  $+70^\circ\text{C}$

#### Maximum Junction Temperature

(K Package) 150°C

(T Package) 150°C

Storage Temperature Range  $-65^\circ\text{C}$  to  $+150^\circ\text{C}$

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

TO-3 Package K 300°C

TO-220 Package T 230°C

### Electrical Characteristics LM78XX (Note 2)

$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq 125^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			18V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
$V_O$	Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.8	5	5.2	11.5	12	12.5	14.4	15	15.6	V
		$P_D \leq 15\text{ W}, 5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$	4.75		5.25	11.4		12.6	14.25		15.75	V
		$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$ )			(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$ )			(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )			V
$\Delta V_O$	Line Regulation	$I_O = 500\text{ mA}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	3		4		4		150		mV
			$\Delta V_{\text{IN}}$	(7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$ )		14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		V		
		$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	50		120		150		mV			
			$\Delta V_{\text{IN}}$	(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$ )		(15 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$ )		(18.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		V		
		$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	50		120		150		mV		
			$\Delta V_{\text{IN}}$	(7.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 20$ )		(14.6 $\leq V_{\text{IN}} \leq 27$ )		(17.7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		V		
$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	25		60		75		mV					
	$\Delta V_{\text{IN}}$	(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 12$ )		(16 $\leq V_{\text{IN}} \leq 22$ )		(20 $\leq V_{\text{IN}} \leq 26$ )		V				
$\Delta V_O$	Load Regulation	$T_J = 25^\circ\text{C}$	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1.5\text{ A}$	10	50	12	120	12	150	mV		
			$250\text{ mA} \leq I_O \leq 750\text{ mA}$	25		60		75		mV		
		$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	50		120		150		mV			
$I_Q$	Quiescent Current	$I_O \leq 1\text{ A}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$	8		8		8		mA		
			$0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	8.5		8.5		8.5		mA		
$\Delta I_Q$	Quiescent Current Change	$5\text{ mA} \leq I_O \leq 1\text{ A}$		0.5		0.5		0.5		mA		
		$T_J = 25^\circ\text{C}, I_O \leq 1\text{ A}$	$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$		1.0		1.0		1.0		mA	
			$I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$		(7 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$ )		(14.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		(17.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 30$ )		V
$V_N$	Output Noise Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 100\text{ kHz}$		40		75		90		$\mu\text{V}$		
		$\frac{\Delta V_{\text{IN}}}{\Delta V_{\text{OUT}}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$	$I_O \leq 1\text{ A}, T_J = 25^\circ\text{C}$ or $I_O \leq 500\text{ mA}, 0^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$	62	80	55	72	54	70	dB
$V_{\text{MIN}} \leq V_{\text{IN}} \leq V_{\text{MAX}}$	(8 $\leq V_{\text{IN}} \leq 18$ )				(15 $\leq V_{\text{IN}} \leq 25$ )		(18.5 $\leq V_{\text{IN}} \leq 28.5$ )		V			
$R_O$	Dropout Voltage			$T_J = 25^\circ\text{C}, I_{\text{OUT}} = 1\text{ A}$		2.0		2.0		2.0		V
	Output Resistance	$f = 1\text{ kHz}$		8		18		19		$\text{m}\Omega$		

LM78XX

### Electrical Characteristics LM78XXC (Note 2) (Continued)

0°C ≤ T<sub>j</sub> ≤ 125°C unless otherwise noted.

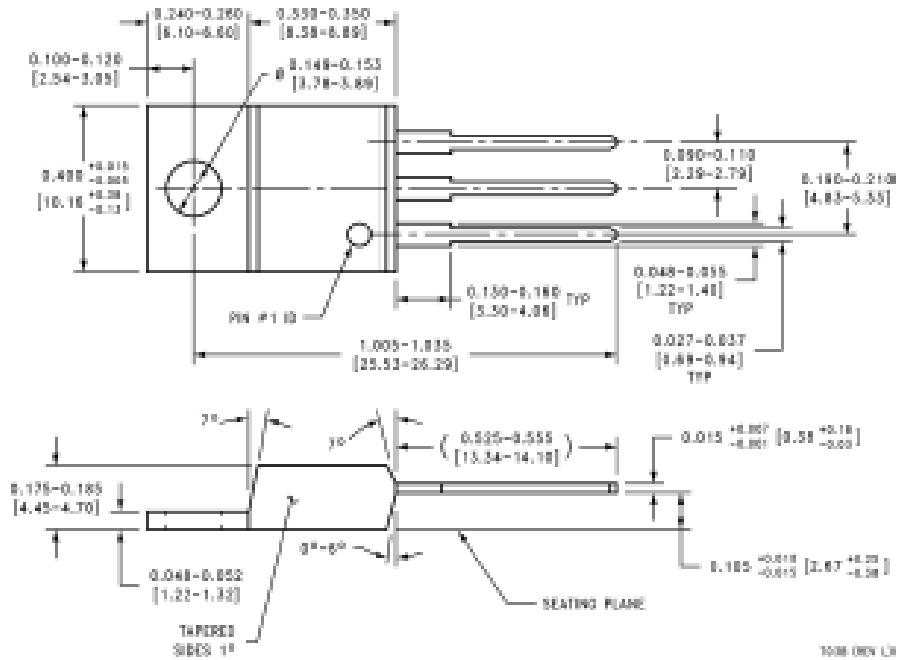
Output Voltage			5V			12V			15V			Units
Input Voltage (unless otherwise noted)			10V			19V			23V			
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>out</sub>	Short-Circuit Current	T <sub>j</sub> = 25°C		2.1			1.5			1.2		A
	Peak Output Current	T <sub>j</sub> = 25°C		2.4			2.4			2.4		A
	Average TC of V <sub>out</sub>	0°C ≤ T <sub>j</sub> ≤ +125°C, I <sub>o</sub> = 5 mA		0.6			1.5			1.8		mV/°C
V <sub>in</sub>	Input Voltage Required to Maintain Line Regulation	T <sub>j</sub> = 25°C, I <sub>o</sub> ≤ 1A		7.5		14.6			17.7			V

Note 1: Thermal resistance of the TO-3 package (K, KC) is typically 4°C/W (junction to case and 35°C/W case to ambient). Thermal resistance of the TO-220 package (T) is typically 4°C/W (junction to case and 35°C/W case to ambient).

Note 2: All characteristics are measured with capacitor across the input of 0.22 μF, and a capacitor across the output of 0.1 μF. All characteristics except noise voltage and ripple rejection ratio are measured using pulse techniques (t<sub>o</sub> ≤ 10 ms, duty cycle ≤ 5%). Output voltage changes due to changes in internal temperature must be taken into account separately.

Note 3: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. For guaranteed specifications and the test conditions, see Electrical Characteristics.

### Physical Dimensions Inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



LM78XX  
**TO-220 Package (T)**  
 Order Number LM7805CT, LM7812CT or LM7815CT  
 NS Package Number T03B

# Data-sheet W06M

**CE**

CHENYI ELECTRONICS

## W005M THRU W10M

SINGLE PHASE GLASS  
PASSIVATED BRIDGE RECTIFIER

Voltage: 50 TO 1000V CURRENT:1.5A

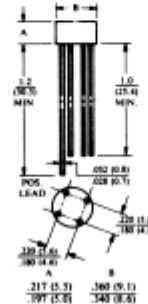
### FEATURES

- Ideal for printed circuit board
- Surge overload rating: 50A peak
- High case dielectric strength

### MECHANICAL DATA

- Terminal: Plated leads solderable per MIL-STD 202E, method 208C
- Case: UL-94 Class V-0 recognized Flame Retardant Epoxy
- Polarity: Polarity symbol marked on body
- Mounting position: any

### W06M



Dimensions in inches and (millimeters)

### MAXIMUM RATINGS AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Single-phase, half-wave, 60HZ, resistive or inductive load rating at 25°C, unless otherwise stated, for capacitive load, derate current by 20%)

	SYMBOL	W005M	W01M	W02M	W04M	W06M	W08M	W10M	units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	V <sub>rrm</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	V <sub>rms</sub>	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC blocking Voltage	V <sub>dc</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified current at Ta=25°C	I <sub>f(av)</sub>	1.5							A
Peak Forward Surge Current 8.3ms single half sine-wave superimposed on rated load	I <sub>fsm</sub>	50							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage at forward current 1.5A DC	V <sub>f</sub>	1.0							V
Maximum DC Reverse Voltage Ta=25°C		10.0							μA
at rated DC blocking voltage Ta=100°C	I <sub>r</sub>	1.0							mA
Operating Temperature Range	T <sub>J</sub>	-55 to +125							°C
Storage and operation Junction Temperature	T <sub>stg</sub>	-55 to +150							°C