

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

**“PROGRAMA COMPUTACIONAL DIDACTICO PARA LA
ENSEÑANZA DE MODULADORES Y DEMODULADORES AM/FM:
TEORIA DISEÑO Y SIMULACION”**

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO
ESPECIALISTA EN ELECTRONICA
MENCION TELECOMUNICACIONES**

PATRICIO ROLANDO VALLEJO VILLACIS

DIRECTOR: ING. ANTONIO CALDERON

Quito, Octubre de 2000

DECLARACIÓN

Yo, Patricio Rolando Vallejo Villacís, declaro que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

La Escuela Politécnica Nacional, puede hacer uso de los derechos correspondientes a este trabajo, según lo establecido por la Ley, Reglamento de Propiedad Intelectual y por la normatividad institucional vigente.



Patricio Vallejo Villacís

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Patricio Rolando Vallejo Villacís, bajo mi supervisión.



Ing. Antonio Calderon
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

A Dios, a quien debo todos mis triunfos.

A la Escuela Politécnica Nacional, y en especial a sus profesores que han sabido formar verdaderos seres humanos para el bien de nuestra sociedad.

A todas las personas que han colaborado de alguna manera en el desarrollo del presente trabajo.

Especialmente al Ing. Antonio Calderón, por su acertada dirección en la realización de la presente Tesis.

DEDICATORIA

Dedico esta tesis a mis padres Manuel y Blanca, por su paciencia, apoyo y confianza incondicional, me enseñaron el verdadero valor de la vida e hicieron posible que uno de mis principales sueños se hiciera realidad.

A mi familia, mis hermanos Maritza, Edgar, Jhonny, especialmente a Micaela, Natasha y Salomé.

Patricio

CONTENIDO

INTRODUCCION.....	i
-------------------	---

CAPITULO I: PLANTEAMIENTO Y ANALISIS DEL PROBLEMA

1.1. GENERALIDADES.....	1
1.1.1. CARACTERISTICAS DEL PROGRAMA A IMPLEMENTAR.....	1
1.1.2. ELECCION DE LAS HERRAMIENTAS A UTILIZAR.....	3
1.2. ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA PARA EL DESARROLLO DEL MÓDULO TEÓRICO.....	5
1.2.1. CREACION DEL PROYECTO DE AYUDA.....	5
1.2.2. ARCHIVOS CHM.....	8
1.2.3. ARCHIVOS HTML.....	9
1.2.3.1. METODOS PARA INCLUIR GRAFICOS.....	10
1.2.4. COMPILACION DEL PROYECTO DE AYUDA.....	11
1.3. ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA PARA EL DESARROLLO DEL MÓDULO DE DISEÑO Y SIMULACIÓN.....	12
1.4. MANUAL DEL USUARIO.....	14
1.4.1. REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA PARA LA INSTALACION Y FUNCIONAMIENTO.....	14
1.4.2. MODULO DE TEORIA (Manual del Usuario).....	18
1.4.3. MODULO DE DISEÑO Y SIMULACION (Manual del Usuario).....	23

CAPITULO II: CONTENIDO DEL MODULO DE TEORIA

CONCEPTOS BASICOS DE COMUNICACIONES.....	37
2.1. GENERALIDADES.....	37
2.2. MODULACION Y DEMODULACION.....	38
2.2.1. PORQUE LAS AUDIOFRECUENCIAS NO SON PRACTICAS PARA LA RADIACIÓN ELECTROMAGNETICA.....	38
2.2.2. MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN.....	39
2.2.3. EL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO.....	44
2.2.4. FRECUENCIAS DE TRANSMISIÓN.....	46
2.2.5. ANCHO DE BANDA Y CAPACIDAD DE INFORMACIÓN.....	48
2.3. ANALISIS DE SEÑALES.....	49
2.3.1. SEÑALES SENOIDALES.....	49
2.3.2. DOMINIO DEL TIEMPO.....	51
2.3.3. DOMINIO DE LA FRECUENCIA.....	54
2.3.4. ONDAS PERIÓDICAS NO SENOIDALES.....	55
2.3.5. ESPECTRO DE POTENCIA Y ENERGÍA.....	56
2.4. MEZCLADO DE SEÑALES.....	56
2.4.1. MEZCLADO LINEAL.....	57

2.4.1.1. OPERACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL CON DOS ENTRADAS SENOIDALES.....	58
2.4.2. MEZCLADO NO LINEAL.....	61
2.4.2.1. SERIES DE POTENCIAS.....	62
2.4.2.2. OPERACIÓN DE SEÑAL MEDIANA CON UNA ONDA SENOIDAL.....	62
2.5. RUIDO ELÉCTRICO.....	67
2.5.1. RELACION SEÑAL A RUIDO.....	67
2.5.2. RUIDO CORRELACIONADO.....	68
2.5.3. RUIDO NO CORRELACIONADO.....	69
2.6. GENERACIÓN DE SEÑALES.....	70
2.6.1. OSCILADORES-VCO-PLL.....	70
2.6.2. ESTABILIDAD DE FRECUENCIA.....	72
MODULACION EN AMPLITUD (AM).....	74
2.7. INTRODUCCION.....	74
2.8. MODULACION AM.....	76
2.8.1. Revisión Teórica.....	76
2.8.1.1. MODULACION AM.....	76
2.8.1.1.1. MODULADOR AM.....	77
2.8.1.1.2. ESPECTRO DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA.....	79
2.8.1.1.3. COEFICIENTE DE MODULACION.....	80
2.8.1.1.4. DISTRIBUCION DE VOLTAJE.....	82
2.8.1.1.5. DISTRIBUCION DE POTENCIA.....	83
2.8.1.1.6. MODULACION POR MEDIO DE UNA SEÑAL DE INFORMACION COMPLEJA.....	85
2.8.1.2. MODULADORES AM.....	85
2.8.1.2.1. MODULADORES DE DISPOSITIVO NO LINEAL.....	86
2.8.1.2.2. MODULADORES DE CONMUTACION.....	88
a) CIRCUITO DE CONMUTACION UNIPOLAR.....	89
b) CIRCUITO DE CONMUTACION BIPOLAR.....	90
2.8.1.2.3. MODULACION POR MULTIPLICACION ANALOGA.....	91
2.8.2. Análisis Matemático.....	92
2.8.2.1. INTRODUCCION.....	92
2.8.2.2. ESPECTRO DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA.....	92
2.8.2.3. COEFICIENTE DE MODULACION.....	94
2.8.2.4. DISTRIBUCION DE VOLTAJE.....	98
2.8.2.5. DISTRIBUCION DE POTENCIA.....	100
2.8.2.6. MODULACION POR MEDIO DE UNA SEÑAL COMPLEJA.....	104
2.8.3. Circuitos.....	106
2.8.3.1. MODULADOR AM DE BAJO NIVEL.....	106
2.8.3.2. MODULADOR AM: MODULACION POR BASE.....	108
2.8.3.3. MODULADOR AM: MODULACION POR EMISOR.....	109
2.8.3.4. MODULADOR AM: MODULACION POR COLECTOR.....	111
2.9. DOBLE BANDA LATERAL.....	113
2.9.1. Revisión Teórica.....	113
2.9.1.1. INTRODUCCION.....	113
2.9.1.2. EJEMPLO INTRODUCTORIO.....	113
2.9.1.3. ESPECTRO DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA.....	114

2.9.1.4. DISTRIBUCION DE VOLTAJE.....	116
2.9.1.5. DISTRIBUCION DE POTENCIA.....	117
2.9.1.6. MODULACION POR MEDIO DE UNA SEÑAL DE INFORMACION COMPLEJA.....	118
2.9.2. Análisis Matemático.....	119
2.9.2.1. ESPECTRO DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA.....	119
2.9.2.2. DISTRIBUCION DE VOLTAJE.....	120
2.9.2.3. DISTRIBUCION DE POTENCIA.....	122
2.9.2.4. MODULACION POR MEDIO DE UNA SEÑAL DE INFORMACION COMPLEJA.....	123
2.9.3. Circuitos.....	125
2.9.3.1. INTRODUCCION.....	125
2.9.3.2. FILTROS.....	125
2.9.3.3. MODULADORES BALANCEADOS.....	125
2.9.3.3.1. MODULADOR DE ANILLO BALANCEADO.....	127
2.9.3.3.2. MODULADOR DE PUENTE BALANCEADO.....	129
2.9.3.3.3. MODULADORES BALANCEADOS LINEALES DE CIRCUITO INTEGRADO.....	131
2.10. BANDA LATERAL UNICA.....	132
2.10.1. INTRODUCCION.....	132
2.10.2. Revisión Teórica.....	133
2.10.2.1. MODULACION AM DE BANDA LATERAL UNICA (SSB).....	133
2.10.2.2. AM DE BANDA LATERAL UNICA CON PORTADORA COMPLETA.....	136
2.10.2.3. BANDA LATERAL UNICA CON PORTADORA SUPRIMIDA (BLU).....	138
2.10.2.3.1. POTENCIA DE TRANSMISION.....	140
2.10.2.4. BANDA LATERAL UNICA CON PORTADORA REDUCIDA (SSB-RC).....	140
2.10.3. Análisis Matemático.....	143
2.10.3.1. GENERACION DE SEÑALES SSB.....	143
2.10.3.2. SEÑALES ANALITICAS Y TRANSFORMADAS DE HILBERT.....	145
2.10.3.3. POTENCIA DE TRANSMISION.....	149
2.10.4. Circuitos.....	150
2.10.4.1. GENERACION DE SEÑALES SSB.....	150
a) METODO DEL FILTRO.....	150
b) METODO DE DESFASAMIENTO.....	153
2.11. BANDA LATERAL VESTIGIAL.....	155
2.11.1. Revisión Teórica.....	155
2.11.2. Análisis Matemático.....	158
2.11.2.1. FILTRO VSB.....	158
2.11.3. Circuitos Moduladores de AM (VSB).....	160
2.12. BANDA LATERAL INDEPENDIENTE.....	160
2.12.1. Revisión Teórica.....	160
2.12.2. Análisis Matemático.....	162
2.12.3. Circuitos Moduladores (ISB).....	162

MODULACION EN FRECUENCIA (FM)	163
2.13. INTRODUCCION.....	163
2.14. MODULACION EN FRECUENCIA (FM)	165
2.14.1. Revisión Teórica	165
2.14.1.1. MODULACION ANGULAR.....	165
2.14.1.2. DEFINICIONES EN FM Y PM.....	168
2.14.1.3. MODULACION FM Y PM.....	170
2.14.2. Análisis Matemático	174
2.14.2.1. MODULACION ANGULAR.....	174
2.14.2.2. DESVIACION DE FRECUENCIA PARA UN TONO MODULANTE EN FM.....	176
2.14.2.3. INDICE DE MODULACION PARA FM.....	177
2.14.2.4. ANALISIS ESPECTRAL FM.....	178
2.14.2.5. FM DE BANDA ANGOSTA.....	179
2.14.2.6. FM DE BANDA ANCHA.....	184
2.14.2.7. ANCHO DE BANDA FM.....	186
2.14.3. Circuitos	191
2.14.3.1. GENERACION DE SEÑALES FM DE BANDA ANCHA.....	191
2.14.3.1.1. VARIACION CUASIESTATICA DE LA FRECUENCIA DE UN OSCILADOR.....	192
2.14.3.1.2. SIMULACION DE LA ECUACION DIFERENCIAL FM EN UN COMPUTADOR ANALOGICO.....	194
2.14.3.1.3. GENERACION DE UNA ONDA FM TRIANGULAR CON VCO.....	195
2.14.3.1.4. MODULADOR FM CON DIODO VARACTOR.....	199
DEMODULACION EN AMPLITUD	200
2.15. INTRODUCCION.....	200
2.16. DEMODULACION EN AMPLITUD.....	201
2.16.1. Revisión Teórica	201
2.16.1.1. DEMODULACION SINCRONICA.....	201
2.16.1.2. DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO.....	203
2.16.1.3. DETECTOR DE ENVOLVENTE PICO.....	205
2.16.2. Análisis Matemático	209
2.16.2.1. DETECTOR SINCRONICO.....	209
2.16.2.2. DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO.....	212
2.16.3. Circuitos	215
2.16.3.1. DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO.....	215
2.16.3.2. DETECTOR DE ENVOLVENTE PICO.....	216

DEMODULACION EN FRECUENCIA.....	217
2.17. GENERALIDADES.....	217
2.18. DEMODULACION EN FRECUENCIA	218
2.18.1. Revisión Teórica.....	218
2.18.1.1. RECEPTOR DE FM.....	218
a) EL LIMITADOR.....	218
b) EL DISCRIMINADOR O DEMODULADOR.....	219
c) EL CIRCUITO DE DEENFASIS.....	219
2.18.2. Análisis Matemático y Circuitos.....	219
2.18.2.1. METODO DIRECTO PARA DEMODULAR SEÑALES FM.....	219
2.18.2.1.1. DISCRIMINADOR DE FRECUENCIA.....	220
2.18.2.1.2. DETECTOR POR PENDIENTE.....	221
2.18.2.1.3. DETECTOR TRAVIS.....	223
2.18.2.1.4. DEMODULADOR DE RETARDO.....	224
2.18.2.1.5. DISCRIMINADOR FOSTER-SEELEY.....	225
2.18.2.1.6. DETECTOR DE RELACION.....	227
2.18.2.1.7. CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA.....	229
2.18.2.2. METODO INDIRECTO PARA DEMODULAR SEÑALES FM.....	230
2.18.2.2.1. DESCRIPCION Y FUNCIONAMIENTO DEL PLL.....	230

CAPITULO III: CONTENIDO DEL MODULO DE DISEÑO Y SIMULACION

2.19. MODULADOR AM: MODULACION EN BASE.....	233
2.20. MODULADOR AM: MODULACION EN EMISOR.....	242
2.21. MODULADOR AM. MODULACION EN COLECTOR.....	250
2.22. DEMODULADOR AM: DETECTOR DE ENVOLVENTE PICO.....	256
2.23. DEMODULADOR AM: DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO.....	257
2.24. MODULADOR FM: CON DIODO VARACTOR.....	260
2.25. DEMODULADOR FM: DETECTOR DE ENVOLVENTE.....	268

CAPITULO IV: COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

COMENTARIOS Y CONCLUSIONES	269
BIBLIOGRAFÍA.....	272
ANEXOS.....	274

INTRODUCCION

Se han logrado grandes avances en comunicaciones electrónicas y en el manejo y distribución de la información en el siglo XX, tal es el caso, que hoy en día las comunicaciones entre cualquier parte del mundo son una realidad.

Para realizar este proceso de comunicaciones, se analizan técnicas para transmitir señales que pueden ser datos, video, audio, etc., éste transporte de información puede ser realizado a través de medios de transmisión guiados como cables de cobre, fibra óptica entre otros, y medios de transmisión no guiados como el aire y se usan principalmente técnicas de modulación y demodulación para tal efecto.

En el presente trabajo, se desarrolla de una manera teórica, didáctica interactiva y con criterios de diseño y simulación algunas de estas técnicas para transmitir información, esto mediante la ayuda de un programa computacional basado en Visual Basic Profesional V5. Además se describe con una gran variedad de ejemplos visuales el funcionamiento de la modulación AM y FM, así como también la demodulación AM y FM. De esta manera se hace posible que cualquier usuario que disponga de un computador personal aprenda de una manera rápida el tema en estudio.

Cabe indicar que entre las varias técnicas para transmitir información, existen las técnicas analógicas y las digitales. Los capítulos de esta tesis comprenden las técnicas analógicas y de éstas lo relacionado a la modulación y demodulación AM y FM. Este conocimiento es básico, y es de gran importancia en el campo de la ingeniería en telecomunicaciones debido a los excelentes avances tecnológicos.

Se hace un estudio básico y sencillo sobre los conceptos que se usan frecuentemente al analizar las técnicas de transmisión de señales. Luego se analiza con bastante detalle la modulación AM, con todas sus posibilidades, y principalmente la modulación AM de Doble Banda Lateral con Portadora Completa (DBL-PC). Esto es debido a que si se entiende bien este tema, será muy fácil aprender los temas posteriores: AM-DBL (Modulación AM de Doble Banda Lateral con Portadora Suprimida), AM-BLU (AM de Banda Lateral Unica con Portadora Suprimida), AM-BLU-PC (AM de Banda Lateral Unica con Portadora Completa), AM-BLU-PR (AM de Banda Lateral Unica con Portadora Reducida), AM-ISB (AM de Banda Lateral Independiente), AM-VSB (AM de Banda Lateral Vestigial).

Posteriormente se analiza la modulación angular, partiendo de conceptos básicos y varios ejemplos, se aprende esta técnica, y como parte de ésta, principalmente la modulación de frecuencia o FM.

Con un conocimiento claro en lo referente a modulación, es mucho más fácil entender los demoduladores AM y FM.

Existe una clara explicación del funcionamiento de cada uno de los circuitos diseñados, tanto para modulación como para demodulación AM y FM, éstos circuitos son fáciles de implementar en un laboratorio ya que son básicos y con fines de aprendizaje. Estos se pueden diseñar y simular a través del programa computacional.

Si bien es cierto que la simulación es una herramienta que permite la optimización de recursos tanto económicos como de tiempo, también es cierto que es prácticamente imposible simular todos los patrones reales o datos de entrada que requiere un excelente programa. Sin embargo, se ha logrado recopilar los datos prácticos más relevantes para obtener un buen diseño de los

circuitos. Estos diseños funcionan muy cercanos a la realidad y su calidad vendrá determinada por la calidad de los elementos así como sus valores específicos.

Uno de los objetivos del programa simulador es facilitar la modificación de los valores calculados de los elementos por valores estándar y comprobar cual es la variación y el nuevo comportamiento que tiene el circuito.

El programa va encaminado a una enseñanza didáctica, optimizada en tiempo y con mucha calidad sobre los moduladores y demoduladores AM y FM. Es a la vez una fuente de consulta interactiva sobre este importante tema de telecomunicaciones.

CAPITULO 1.

PLANTEAMIENTO Y ANALISIS DEL PROBLEMA

1.1. GENERALIDADES

Hoy en día, se hace necesario el uso de una herramienta computacional que permita una enseñanza rápida sobre la teoría de comunicaciones y particularmente, facilite el aprendizaje y el diseño de los moduladores y demoduladores AM y FM, así como su simulación.

Esta herramienta debe ser de calidad y confiabilidad, y accesible al mayor número de usuarios. Actualmente, la tecnología en computadoras avanza a pasos agigantados, se cuentan con microprocesadores de gran velocidad de procesamiento de datos, capacidad de almacenamiento y memoria, y las plataformas sobre las que se ejecutan aplicaciones son muy conocidas y de fácil manejo.

Es una gran ventaja, el disfrutar de estos avances tecnológicos y poder aprovechar al máximo para alcanzar el objetivo propuesto, creando aplicaciones que pueden tener video, sonido, texto, gráficos, etc. así también es posible con las herramientas actuales, mejorar los diseños y los módulos del programa a futuro.

Con estas consideraciones se realizará un software didáctico tutorial para la enseñanza de moduladores y demoduladores AM y FM, que conste de los siguientes módulos: teoría, diseño y simulación.

1.1.1. CARACTERISTICAS DEL PROGRAMA A IMPLEMENTAR

El programa computacional está diseñado de tal manera que sea lo suficientemente didáctico. Está dividido por módulos, de esta manera es muy fácil

mejorarlo a futuro ampliando sus temas teóricos, características de circuitos y procesos de simulación, o inclusive cambiando la interfaz de usuario.

El programa se ejecutará bajo el ambiente Windows, debido a que es un sistema operativo universal, fácil para aprender y amigable al usuario. Existen otros sistemas operativos como D.O.S., sin embargo, no es tan actual, y los ambientes gráficos son más difíciles de manejar.

El programa está compuesto por dos módulos:

1. Módulo de Teoría.
2. Módulo de Diseño y Simulación.

El Módulo de Teoría, tiene la función de revisar la teoría de moduladores y demoduladores AM y FM, bases matemáticas, conceptos fundamentales y aplicaciones básicas. Tiene muchas aplicaciones interactivas con el usuario, encontramos técnicas de hipervínculo que hacen posible enlazar tópicos, ejemplos que permiten variar los parámetros de estudio de manera que se observa su influencia, gráficos interactivos, etc. De esta manera se consigue un aprendizaje de los temas teóricos en un tiempo más corto del tradicional, utilizando herramientas actuales de programación, como editores de texto de ayuda, técnicas con archivos html, programación orientada a objetos.

El Módulo de Diseño y Simulación, estimula el interés en el estudiante hacia el diseño de circuitos moduladores-demoduladores AM y FM. Se presenta un Menú con las diferentes opciones que se tienen al realizar el diseño y simulación de este tipo de circuitos, de tal forma que es una ayuda interactiva interlazada con la teoría. Es importante hacer notar que los resultados de la implementación están basados en modelos matemáticos que representan sólo una aproximación de lo que sucede en la realidad.

1.1.2. ELECCION DE LAS HERRAMIENTAS A UTILIZAR

Existen varios programas con las características de tutorial, con ayuda interactiva, con saltos de página, referencias, ejecución de aplicaciones, y de mucha calidad, de fácil manejo para el programador, entre los que se encuentran:

Robohelp, Winhelp Office, HTML Help Workshop, Microsoft Visual C++, Microsoft Visual Basic, Multimedia Tool Book, Math Lab.

Se han realizado comparaciones importantes, analizando ventajas en tiempo de compilación, implementación de hipervínculos, facilidad de manejo del programa, ejecución de programas, etc. entre los diferentes programas a utilizar, concluyendo que una recomendable herramienta de trabajo para desarrollar archivos de ayuda en los cuales se pueda insertar gráficos, texto, etc. es el HTML Help Workshop.

Microsoft Visual Basic versión Profesional V.5, permite crear aplicaciones para Microsoft Windows®, Visual Basic proporciona un juego completo de herramientas que facilitan el desarrollo rápido de aplicaciones. En lugar de escribir numerosas líneas de código para describir la apariencia y la ubicación de los elementos de la interfaz, simplemente puede arrastrar y colocar objetos prefabricados en su lugar dentro de la pantalla.

La palabra "Basic" hace referencia al lenguaje BASIC (Beginners All-Purpose Symbolic Instruction Code), un lenguaje utilizado por más programadores que ningún otro lenguaje en la historia de la informática o computación. Visual Basic ha evolucionado a partir del lenguaje BASIC original y contiene centenares de instrucciones, funciones y palabras clave, muchas de las cuales están directamente relacionadas con la interfaz gráfica de Windows, la eficacia del

lenguaje permite a los profesionales acometer cualquier objetivo que pueda alcanzarse mediante cualquier otro lenguaje de programación de Windows.

Además para desarrollar el módulo de teoría, se utilizará un programa editor de páginas con formato HTML y el programa Microsoft HTML Help Workshop, para compilar estas páginas y dar un formato de archivo de ayuda.

Tanto Microsoft Front Page 2000 Versión 4, como Microsoft Word 2000, son editores de páginas HTML muy fáciles de manejar, y capaces de conseguir excelentes resultados dinámicos, tales como hipervínculos a nuevas páginas web, archivos, aplicaciones, etc.

De esta manera se logra enlazar los módulos de teoría con los ejemplos prácticos, así como también los programas realizados en Microsoft Visual Basic Profesional V.5, en los que se han realizado los diseños, en cuanto a la simulación de los circuitos se ha implementado un enlace entre el programa didáctico y SpiceNet ICAP/4 Rx 8.8.1., un simulador desarrollado por la empresa Intusoft con excelentes opciones para el objetivo propuesto.

Para lograr estos objetivos, es necesario tener conocimientos sobre:

- Programación Orientada a Objetos.
- Diseño de páginas con formato HTML
- Lenguajes de Programación Avanzados.
- Electrónica y Circuitos Eléctricos.
- Electrónica de Alta Frecuencia.
- Comunicación Analógica.
- Programas Simuladores de Circuitos Eléctricos.
- Internet
- Compiladores de Ayuda

1.2. ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA PARA EL DESARROLLO DEL MÓDULO TEÓRICO

El módulo teórico, tiene un gran contenido de imágenes, hipervínculos, incluso se puede mostrar videos, es decir posee una amplia gama de aplicaciones de multimedia. Existen distintas formas de compartir información, puede hacer su elección en función de la forma en que desee que la información aparezca en el programa, si se quiere ir desde un tema hacia otro, entonces se debe crear un salto o hipervínculo que es representado con texto coloreado y subrayado o con un gráfico.

El módulo teórico es un archivo con formato HTML Help, llamado "teoria.chm" creado en el programa Microsoft HTML Help Workshop V4. En este archivo, es fácil ver los vínculos y el contenido del módulo teórico al mismo tiempo, típico formato de archivos de ayuda en Windows 98. Está compuesto por dos ventanas, en las cuales se muestran varias páginas web que están entrelazadas o vinculadas entre sí, entre otras opciones de menú muy prácticas se tienen: "IR ATRAS", "IR HACIA ADELANTE", "IMPRIMIR" el tema en estudio, que están por defecto en los archivos de ayuda. Las páginas web están realizadas en un editor de páginas web, tal como Microsoft Word 2000, luego si es necesario se mejora la presentación en Microsoft FrontPage 2000. Los ejemplos interactivos son realizados en Microsoft Visual Basic V.5. Profesional.

1.2.1. CREACION DEL PROYECTO DE AYUDA

Una vez determinadas las herramientas de programación, se procede a desarrollar los archivos de ayuda personalizado para el módulo teórico. Para el proceso es necesario seguir los siguientes pasos:

- Crear los archivo de texto en un editor de texto, tal como Microsoft Word 2000 o en Microsoft Front Page 2000, incluyendo las imágenes, videos, hipervínculos, fondos, marcos, temas, etc.
- Guardar estos archivos como "Páginas Web", es decir en formato (.html).

- Crear el proyecto de ayuda, mediante el compilador Microsoft HTML Help Workshop V4, insertando los temas de ayuda, definiendo la tabla de contenidos, y los vínculos a páginas Web.
- Relacionar el archivo de ayuda con las aplicaciones creadas en Microsoft Visual Basic.
- Compilar el proyecto de ayuda, usando el compilador Microsoft HTML Help Workshop V4.

HTML Help Workshop V4: El archivo que ejecuta este programa es HHW.EXE, esta aplicación fue obtenida en INTERNET en la página Web de Microsoft (www.microsoft.com), para editar archivos de ayuda.

El proyecto de ayuda "HTML Help Project" (.hhp) organiza todos los elementos de un sistema de ayuda en un solo archivo compilado (.chm), y contiene todos los tópicos (.html, htm), archivos de imágenes (.jpeg, .gif), archivos (.hnc) de contenido de los temas utilizados en el módulo de teoría. Se pueden añadir más archivos a futuro y vincular al sistema de ayuda para obtener mejores resultados. Windows define por defecto los atributos de los archivos de ayuda de windows como el ancho y la posición.

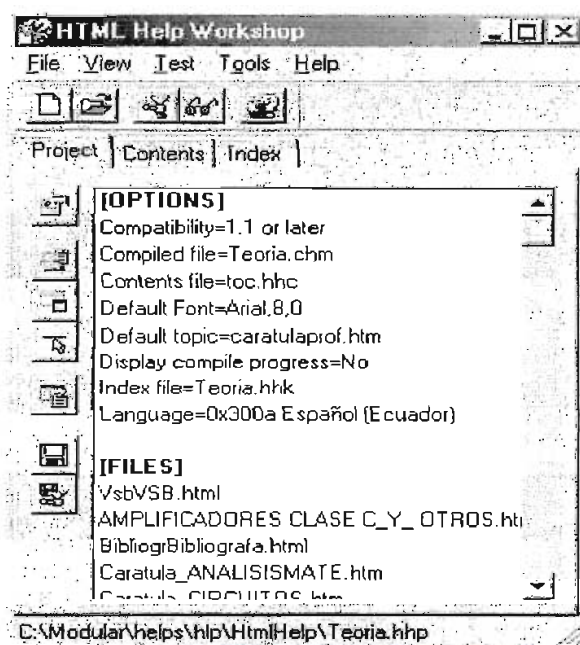


Figura 1-1. HTML Help Workshop

En la Figura 1-1, la ficha **Project** definen las Opciones y Archivos vinculados al proyecto:

OPCIONES:

Archivo Compilado	= Teoria.chm
Archivo de Contenidos	= toc.hhc
Tópico por defecto	= CARATULA.htm
Archivo de Indice	= Teoria.hhk
Lenguaje	= Español (Ecuador)

FILES:

Archivos con formato (.html, .htm) que se usarán en el proyecto de ayuda.

En la Figura 1-1, se muestra la ficha **Index** que define un índice personal a manera de glosario de términos usados en el sistema de ayuda.

En la Figura 1-1, la ficha **Contents** define el archivo (toc.hhc), que posee la tabla de contenidos (Table of Contents: TOC).

Archivo (.HHC).- Describe la tabla de contenidos que se muestran en el sistema de ayuda, contiene temas con tópicos vinculados a páginas web, es decir los temas en estudio del archivo de ayuda del módulo de teoría. Los iconos de los temas que se despliegan en pantalla pueden ser libros, hojas, etc. Y su ubicación a manera de índice da al sistema de ayuda gran versatilidad para encontrar algún tema en particular.

Una vez que se edita el proyecto de ayuda en el **HTML Help Workshop**, incluyendo el contenido del archivo de ayuda, se procede a compilarlo. El archivo toc.hhc se crea automáticamente, y es el que contiene la tabla de contenidos.

En la Figura 1-2 se muestra un ejemplo de la distribución de temas y tópicos utilizados en el módulo de teoría:

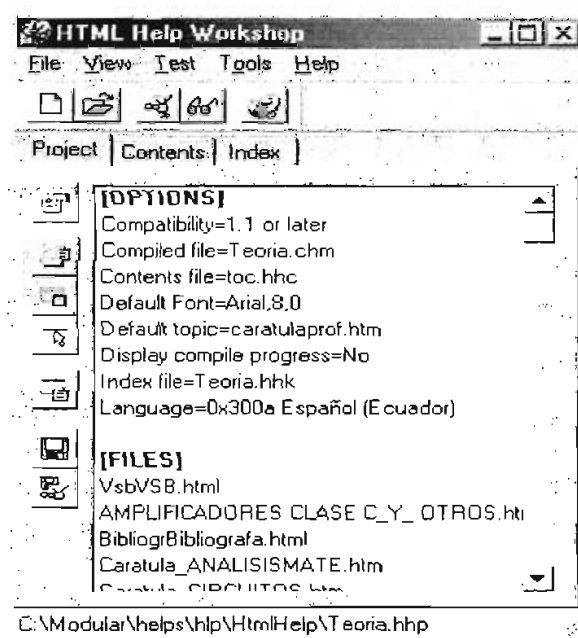


Figura 1-2. Ejemplo de una Tabla de Contenidos para el sistema de ayuda del módulo de teoría.

1.2.2. ARCHIVOS .CHM

El archivo (.chm), es el archivo que resulta al compilar el proyecto (.hlp) en el programa HTML Help Workshop. Es un formato típico de archivos de ayuda de Windows 98 y es muy fácil de utilizar para el usuario que ha trabajado en el ambiente Windows. Consta de dos ventanas, una con un índice de los temas en estudio del módulo de teoría, y la otra con el contenido de cada tópico identificado en el índice.

En la Figura 1-3. se muestra una parte de lo que tiene el archivo teoria.chm que forma parte de la presente tesis.

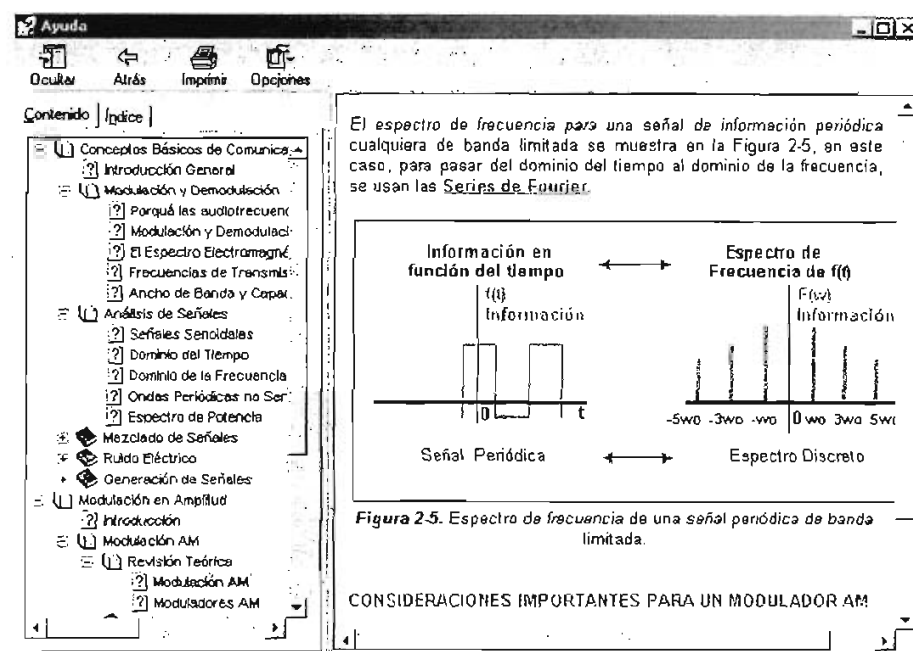


Figura 1-3. Archivo de ayuda del módulo de teoría.

1.2.3. ARCHIVOS HTML

HTML son las siglas correspondientes a *Language de Marcado de Hipertexto*, forma estándar de describir los contenidos y la apariencia de las páginas en el World Wide Web. HTML se compone de atributos y valores incluidos entre pares de *etiquetas*. Las etiquetas describen cada elemento de una página Web, como por ejemplo un párrafo de un texto, una tabla o una imagen.

Por ejemplo, el código HTML `<H1 align="left">Introducción</H1>` describe un párrafo alineado a la izquierda en la página que contiene el texto "Introducción", con formato Estilo Encabezado 1. La etiqueta `</H1>` indica el final del párrafo.

FrontPage es una herramienta de diseño WYSIWYG es decir, genera el código HTML automáticamente. Se pueden insertar imágenes, controles, secuencias de comandos, subprogramas o hipervínculos sin tener que escribir ningún código HTML. Sin embargo, si desea ver las etiquetas HTML que FrontPage crea en ese momento, puede verlas con la ficha **Normal** de la vista Página y además editar el

código. Uno de los códigos editados para ejecutar aplicaciones desde el archivo de ayuda es el siguiente:

```
<p><OBJECT id=hhctrl type="application/x-oleobject" classid="clsid:adb880a6-
d8ff-11cf-9377-00aa003b7a11" width=79 height=13>
<PARAM name="Command" value="Shortcut">
<PARAM name="TEXT" value="Text: Ejemplo: Espectro de Frecuencia y Ancho
de Banda">
<param NAME="FONT" VALUE="VERDANA,8,0x000800,underline">
<PARAM name="Item1" value="0,C:\MODULAR\EJEMPLOS\ejemp222.exe">
</OBJECT></p>
```

En donde se describe insertar un objeto "OBJECT", definiendo sus características y parámetros como: FONT, width, height. El objeto es una aplicación creada en Microsoft Visual Basic V.5. Profesional ("ejemp222.exe") que se ejecutará al momento de hacer click sobre el texto subrayado, "Text: Ejemplo: Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda". <p>...</p> Indica el inicio y el final del párrafo.

Fácilmente se puede diseñar una página en Microsoft Word 97 o Microsoft Word 2000, simplemente se escribe el texto, se insertan y vinculan gráficos desde archivo, estos gráficos pueden tener formato .gif, .bmp, etc., y si se necesita vincular a otra página Web, se debe marcar con bloque la palabra que va a servir de vínculo hacia la nueva página, luego en el menú se marca Insertar Hipervínculo, y se lo vincula al archivo Web respectivo.

1.2.3.1. Métodos para incluir gráficos

Existen varios tipos de gráficos que son utilizados en Windows:

Mapa de bits: Un mapa de bits define una imagen como un patrón de puntos (pixels). Un mapa de bits tiene las extensiones (.BMP) o (.DIB).

Metaarchivo: Un metaarchivo define una imagen de líneas y formas codificadas. Un metaarchivo tiene la extensión (.WMF)

Hipergráfico: Es un mapa de bits o metaarchivo que contiene al menos un punto sensible. Los puntos sensibles son áreas en el gráfico que pueden usarse para saltar a temas de ayuda o para ejecutar macros de ayuda. Un hipergráfico tiene la extensión (.SHG).

MRB: Un mapa de bits de resolución múltiple (MRB) es compilado, a partir de varios mapas de bits con diferentes resoluciones de pantalla. Un mapa de bits de resolución múltiple tiene la extensión (.MRB).

Método para incluir gráficos directamente:

En Microsoft Word se puede utilizar la opción **Imagen** del menú **Insertar**. Una limitación, es que no se puede insertar gráficos de más de 64kB de tamaño. Además utilizando un mismo bitmap en diferentes temas, habrá una copia de este por cada tema, lo que incrementará el tamaño del archivo de ayuda. En ningún caso se puede incluir archivos de hipergráficos empleando este método, tampoco los de múltiple resolución.

Tanto Microsoft FrontPage como Microsoft Word 97 o Word 2000 son editores de páginas Web, y el diseño de una página puede ser mejorado con las opciones de menú que tienen estos programas, como son: Formato, Tema, Marco, Sonido, etc. hasta obtener un diseño profesional de acuerdo a las necesidades del usuario.

1.2.4. COMPILACION DEL PROYECTO DE AYUDA

Usando el programa HTML Help Workshop, el proceso de compilación del proyecto de ayuda es muy sencillo. En el menú de opciones se encuentra "**File**" y dentro de esta opción se localiza la opción "**Compile**". Al ejecutar esta opción se

obtiene el proyecto compilado, luego del cual se generan los archivos (.chm, .hhc). (Ver Figura 1-4).

Finalmente, se ejecuta desde el explorador de Windows el archivo (.chm) creado, en este caso "teoria.chm" y se puede observar el proyecto completo del sistema de ayuda.

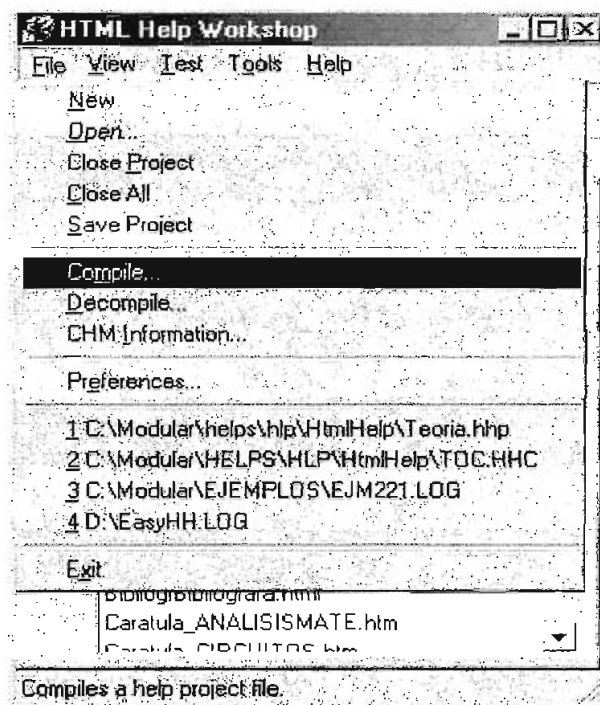


Figura 1-4. Compilación del proyecto de ayuda

1.3. ANÁLISIS Y DESCRIPCIÓN DEL PROGRAMA PARA EL DESARROLLO DEL MÓDULO DE DISEÑO Y SIMULACIÓN

El módulo de Diseño y Simulación, consta de varios programas realizados en Microsoft Visual Basic Profesional Versión 5.0. Se ha realizado una misma interfaz gráfica de usuario bajo el ambiente Windows para todos los programas, dando así más facilidad en el manejo y ejecución de sus funciones.

Cada programa consta del gráfico del circuito a diseñar y simular, y un menú de opciones que muestran los datos iniciales, datos básicos del transistor,

diseño del circuito, simulación del circuito, limpiar pantallas o etiquetas, ayuda y salir.

Al hacer click sobre la opción "DISEÑAR", "GRAFICAR", se muestran las formas de onda ideales de entrada y salida del circuito diseñado, así como los valores de los elementos calculados. Estos valores pueden ser modificados con valores estándar y ser simulados para analizar los efectos de los cambios. Además, estos resultados pueden ser impresos directamente desde el programa con la opción Imprimir.

Al hacer click sobre la opción "SIMULACION", el programa se vincula con el simulador ICAPS de Intusoft, en el cual los datos del programa de diseño se actualizan en un circuito, se analizan en forma gráfica las señales de entrada / salida del circuito diseñado, así como el espectro de Fourier de las señales de interés, todos estos resultados gráficos se pueden imprimir de manera tradicional con el formato de Windows.

También existen opciones para cambiar los colores del gráfico, limpiar pantallas, resultados, datos iniciales, y salir, además una ayuda que hace de manual de usuario del programa en uso.

1.4. MANUAL DEL USUARIO

1.4.1. REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA PARA LA INSTALACION Y FUNCIONAMIENTO

"Moduladores y Demoduladores" se instala en su equipo mediante el programa de instalación. El programa de instalación instala automáticamente "Moduladores y Demoduladores", el sistema de Ayuda, las aplicaciones de ejemplo, y otros componentes del producto, desde el CD-ROM al disco duro.

Importante: No puede copiar simplemente los archivos del CD-ROM al disco duro y ejecutar "Moduladores y Demoduladores". Debe utilizar el programa de instalación, que descomprime e instala los archivos en los directorios apropiados.

Antes de instalar "Moduladores y Demoduladores", asegúrese de que el equipo cumple los requisitos mínimos.

COMPROBACIÓN DE LOS REQUISITOS DE HARDWARE Y DEL SISTEMA

Para ejecutar "Moduladores y Demoduladores", tiene que disponer de cierto hardware y software instalado en su equipo. Entre los requisitos del sistema cabe citar los siguientes:

- Microsoft Windows NT 3.51 o posterior, o Microsoft Windows 95.
- Microprocesador 80486 o superior con un coprocesador matemático.
- Un disco duro con un mínimo de 35 megabytes de espacio disponible para una instalación completa.
- Una unidad de CD-ROM.

- Pantalla VGA o de mayor resolución, preferible 800x600, compatible con Microsoft Windows.
- 16 MB de RAM mínimo. (32MB o más recomendado).
- Un *mouse* (ratón) u otro dispositivo de puntero.

Antes de ejecutar el programa de instalación, se debe crear un directorio para “Moduladores y Demoduladores” en la raíz del disco duro, “C:\MODULAR”, y además instalar el programa ICAPS de Intusoft que se encuentra en el directorio “ICAPS” del CD-ROM.

Para realizar la instalación desde el CD-ROM

- 1 Inserte el disco en la unidad de CD-ROM.
- 2 Utilice el comando apropiado del entorno operativo para ejecutar el programa de instalación (setup.exe o instalar.exe), que se encuentra en el directorio raíz del disco compacto.
- 3 Siga las instrucciones de instalación que aparecen en la pantalla.

INICIO DE “MODULADORES Y DEMODULADORES”

En cuanto termine el procedimiento de instalación, puede iniciar “**Moduladores y Demoduladores**” mediante el botón **Inicio** de la barra de tareas de Windows95 o Windows98. También se puede ejecutar desde el explorador, el archivo “**modular.exe**” del directorio “**C:\Modular**” para iniciar el programa. La distribución de archivos del programa se instala en este directorio “C:\Modular”. Además, en el CD de Instalación se encuentran los siguientes directorios

- El directorio “Ejemplos” contiene los archivos ejecutables de los ejemplos utilizados en el módulo de teoría y el código fuente (realizado en Microsoft Visual Basic Profesional V.5) respectivo.

- El directorio "Gráficos" contiene los archivos gráficos (.Gif, .bmp) utilizados en los módulos de teoría, y diseño y simulación.
- El directorio "Helps" contiene archivos (.html, htm) utilizados en el módulo de ayuda, estos pueden ser editados para mejorar la calidad de las páginas Web.
- El directorio "Iconos" contiene los iconos, no indispensable para el funcionamiento del programa.
- El directorio "Mod" contiene la pantalla principal del programa tutorial "Moduladores y Demoduladores", así como también su código fuente, para posteriores modificaciones.
- El directorio "Diseño" contiene todos los programas desarrollados en Microsoft Visual Basic Profesional V.5 para el diseño y simulación de moduladores y demoduladores AM/FM, así también su código fuente, para posteriores modificaciones.
- El directorio "Icaps" contiene los archivos instaladores del Programa Simulador Icaps de Intusoft.

El programa "Moduladores y Demoduladores", despliega una pantalla de presentación, posteriormente se muestra la pantalla principal del programa que se indica en la Figura 1-5.

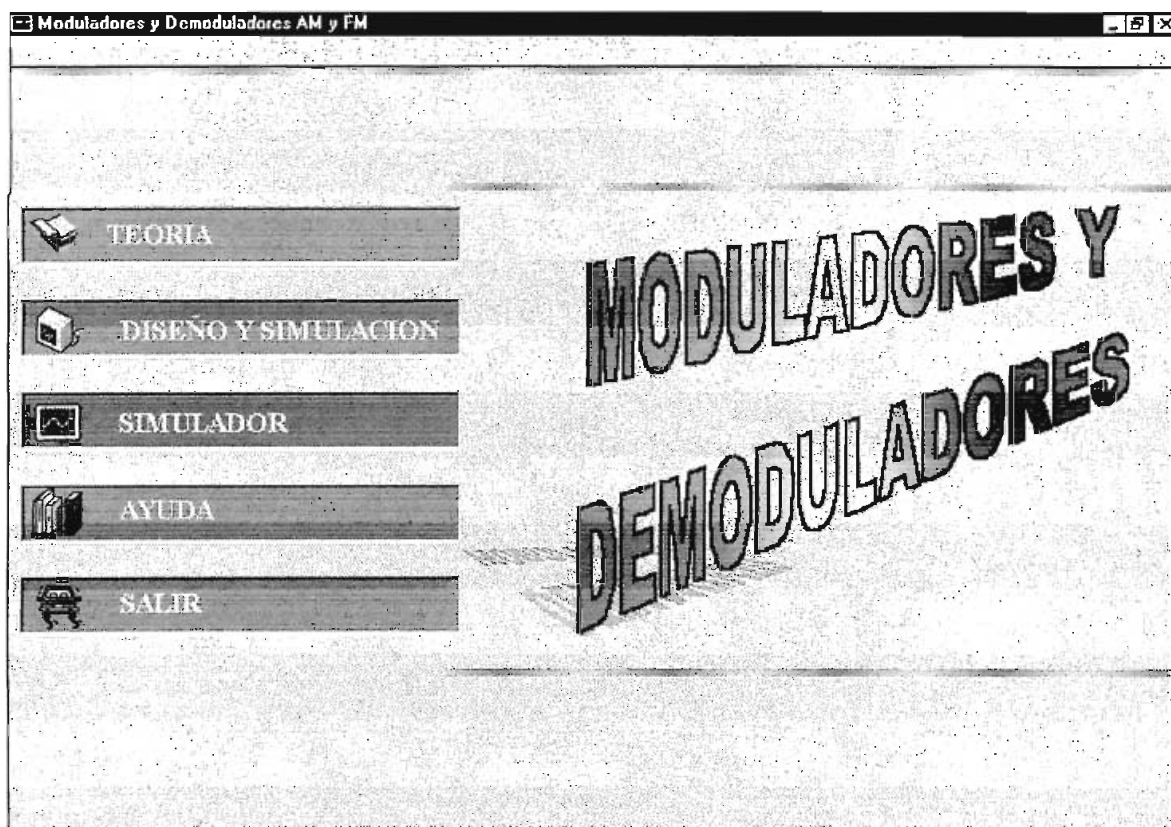


Figura 1-5. Pantalla principal del programa Moduladores y Demoduladores.

El menú consta de 5 opciones: Teoría, Diseño y Simulación, Simulador, Ayuda y Salir.

Al hacer click en el botón de:

- **Teoría:** se activa el programa teoria.chm, que muestra el módulo de teoría, el cual contiene información sobre Moduladores y Demoduladores AM – FM.
- **Diseño y Simulación** se despliega un menú con los principales circuitos moduladores y demoduladores AM/FM que serán diseñados y simulados.
- **Simulador**, permite iniciar el programa ICAPS de Intusoft y realizar cualquier tipo de simulación para un circuito eléctrico o electrónico particular.
- **Ayuda**, despliega una ayuda en pantalla sobre la utilización del programa, es decir un manual del programa.
- **Salir**, finaliza el uso del programa computacional didáctico para la enseñanza de moduladores y demoduladores AM/FM: Teoría, Diseño y Simulación.

1.4.2. MODULO DE TEORIA (Manual de Usuario)

Al hacer click sobre la opción “Teoría” de la pantalla principal del programa, se presenta el módulo de teoría propiamente dicho. Este consta de dos ventanas: en la ventana izquierda se muestra el contenido a manera de índice sobre los moduladores y demoduladores AM y FM. Para una mejor comprensión del módulo de teoría se ha dividido el contenido en cinco temas principales, siendo estos:

- Conceptos Básicos de Comunicaciones
- Modulación en Amplitud
- Modulación en Frecuencia
- Demodulación de Amplitud
- Demodulación de Frecuencia

Cada libro presente en la ventana izquierda despliega un contenido diferente al hacer click sobre el tema, y su desarrollo se visualiza en la ventana derecha, es decir se puede ver en la misma pantalla los capítulos, temas y subtemas, y también el contenido de cada tema. (Figura 1-6)

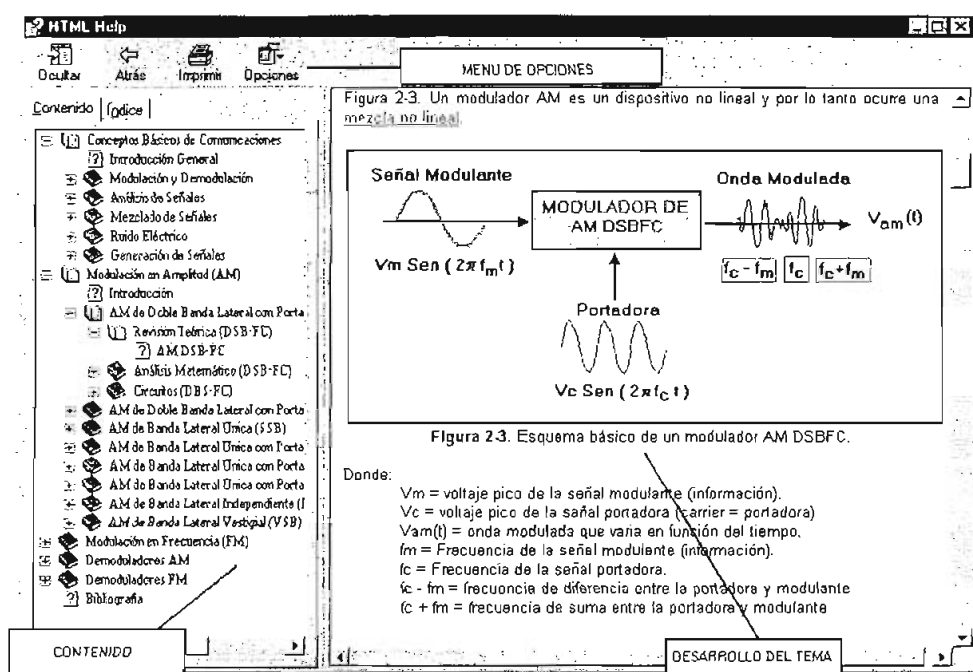


Figura 1-6. Ventana principal del Módulo de Teoría.

Al desarrollar el tema se tomó en cuenta los hipervínculos a nuevas páginas HTML, y su uso es tan fácil como hacer un click sobre una palabra subrayada. Además, se interactúa con programas o aplicaciones ejecutables (archivos .exe) realizados en Microsoft Visual Basic Profesional V.5, los cuales representan ejemplos interactivos con los que el usuario puede manipular los datos y ver resultados gráficos para un mejor entendimiento del tema en estudio.

Un ejemplo de esto se muestra en la Figura 1-7. a continuación:

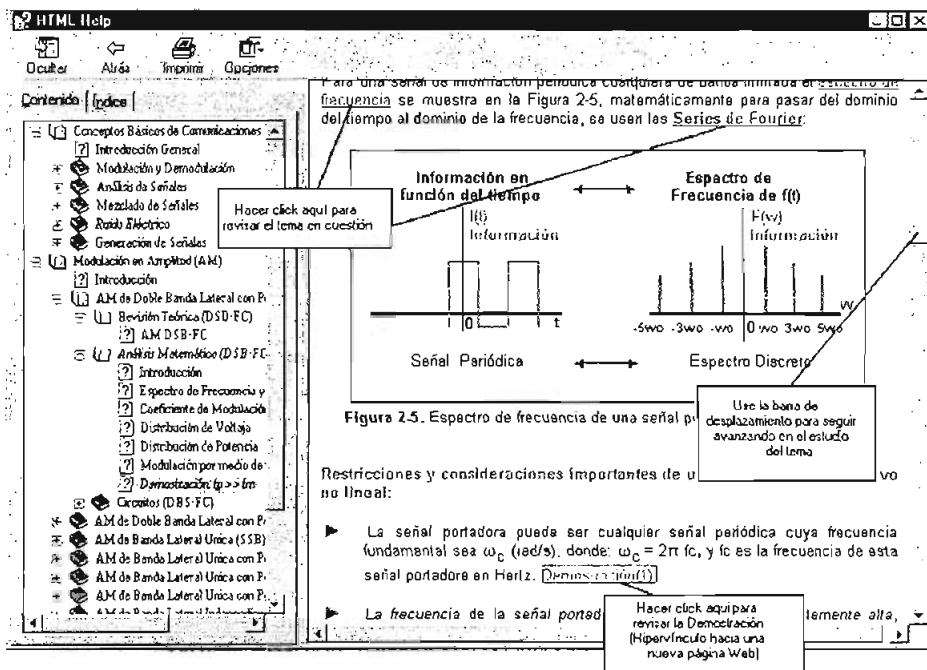


Figura 1-7. Módulo de Teoría: Vínculo a un tema en estudio en particular.

El manejo de los ejemplos interactivos, también es muy fácil. Basta solamente con poner mucha atención al ejemplo y variar diferentes parámetros para entender los resultados.

A continuación se observa en la Figura 1-8, un ejemplo interactivo y su uso al variar parámetros como frecuencia de la señal portadora, frecuencia de la señal modulante, índice de modulación, porcentaje de modulación, y formas de onda de la señal modulada.

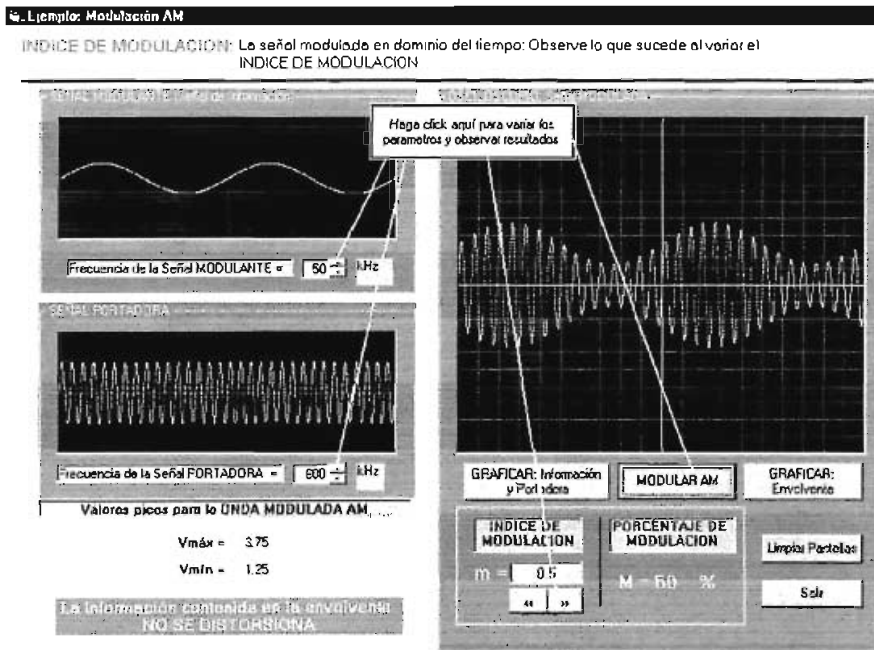


Figura 1-8. Ejemplo utilizado en el Módulo Teórico para explicar el índice de modulación.

Otro de los ejemplos se muestra en la Figura 1-9, a continuación.

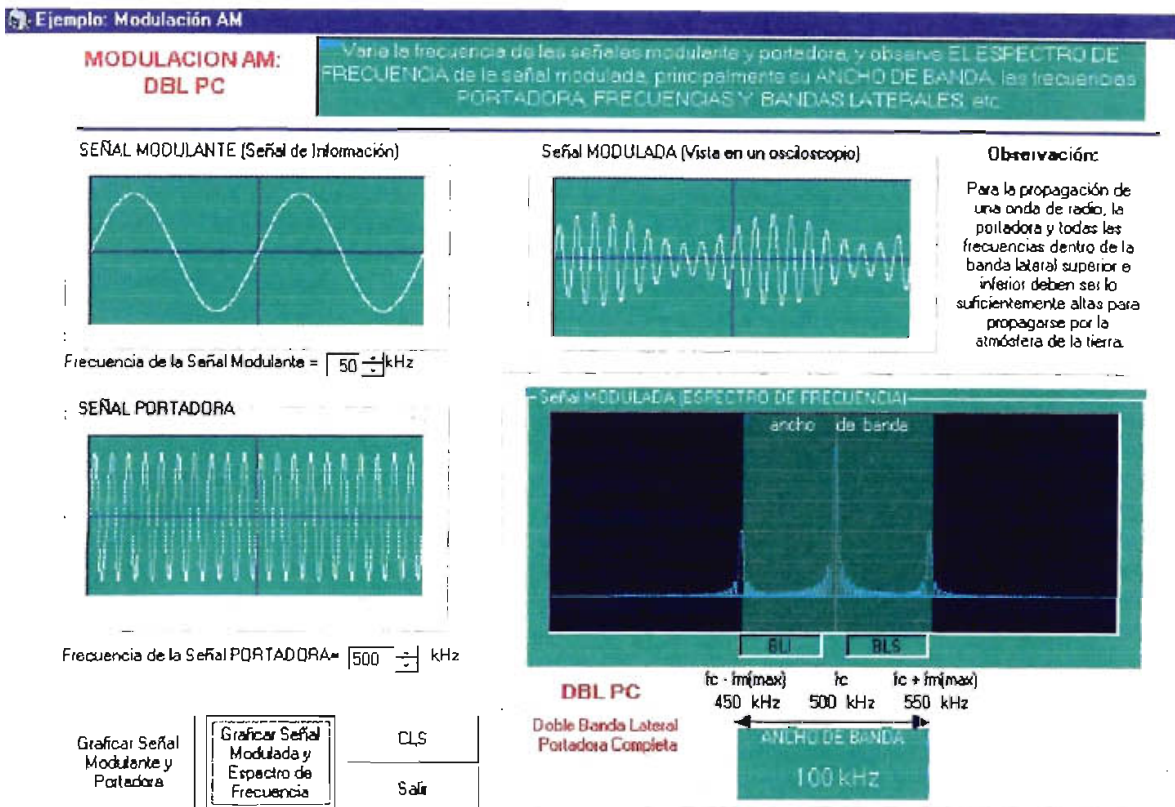


Figura 1-9. Ejemplo utilizado en el Módulo Teórico para explicar el Ancho de Banda

Estos ejemplos son fáciles de usar, se puede variar la frecuencia de las señales, calcular el ancho de banda de las señales, con tan solo hacer un click sobre los botones “Graficar Señal Modulante y Portadora” o “Graficar Señal Modulada y Espectro de Frecuencia”. El Botón “CLS” sirve para limpiar las pantallas, y el botón “SALIR” finaliza el ejemplo.

Existe una gran variedad de ejemplos en este estilo, que logran captar la atención en el usuario; el uso de estos ejemplos es muy intuitivo y la forma de utilizar las opciones es similar a los dos ejemplos descritos anteriormente en las Figuras (1-8) y (1-9).

El módulo de teoría tiene un conjunto de herramientas que permiten utilizar funciones como:

- **Imprimir** una copia del texto expuesto en pantalla.
- **Atrás** regresa a un tema anterior.
- **Adelante** continuar con un tema posterior
- **Ocultar** permite ocultar el contenido que se despliega en la ventana izquierda, y otras opciones de Internet.
- Además con el botón derecho del mouse, se puede examinar el código fuente en (.html) de la página mostrada.
- Para **Salir** del módulo de teoría se presiona en **X**, en la esquina superior derecha.

1.4.3. MODULO DE DISEÑO Y SIMULACION (Manual de Usuario)

Al hacer click sobre el botón **DISEÑO Y SIMULACION** de la pantalla principal del programa, se despliega un menú, en el que se encuentran los principales circuitos a ser diseñados y simulados. (Figura 1-10).

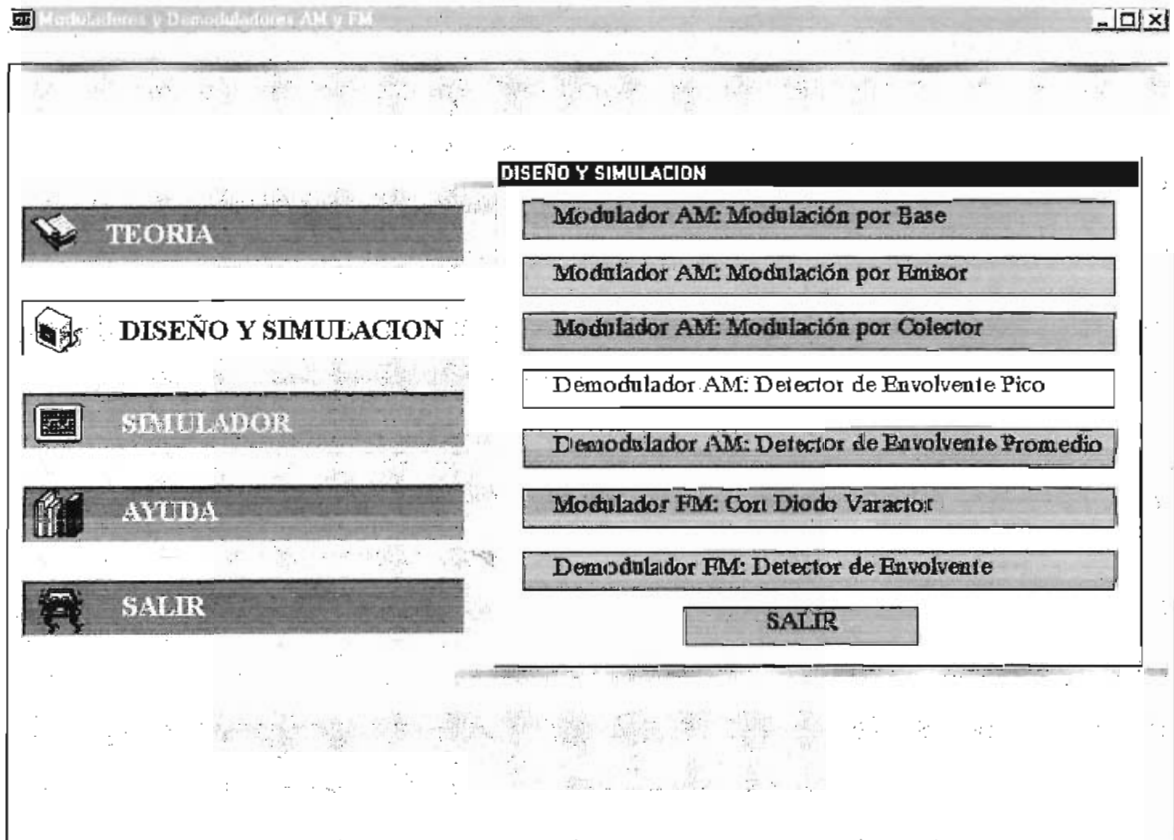


Figura 1-10. Menú de Opciones: Circuitos para Diseño y Simulación.

Se ingresa al programa que diseña y simula los circuitos, mediante un click en la opción del circuito que se elija, en donde se presenta una nueva ventana de trabajo.

1.4.3.1. Opción: Circuito Modulador AM: Modulación por Base

Permite el diseño y simulación de un circuito modulador AM, en el cual las señales modulante y portadora ingresan por la base del transistor. (Figura 1-11).

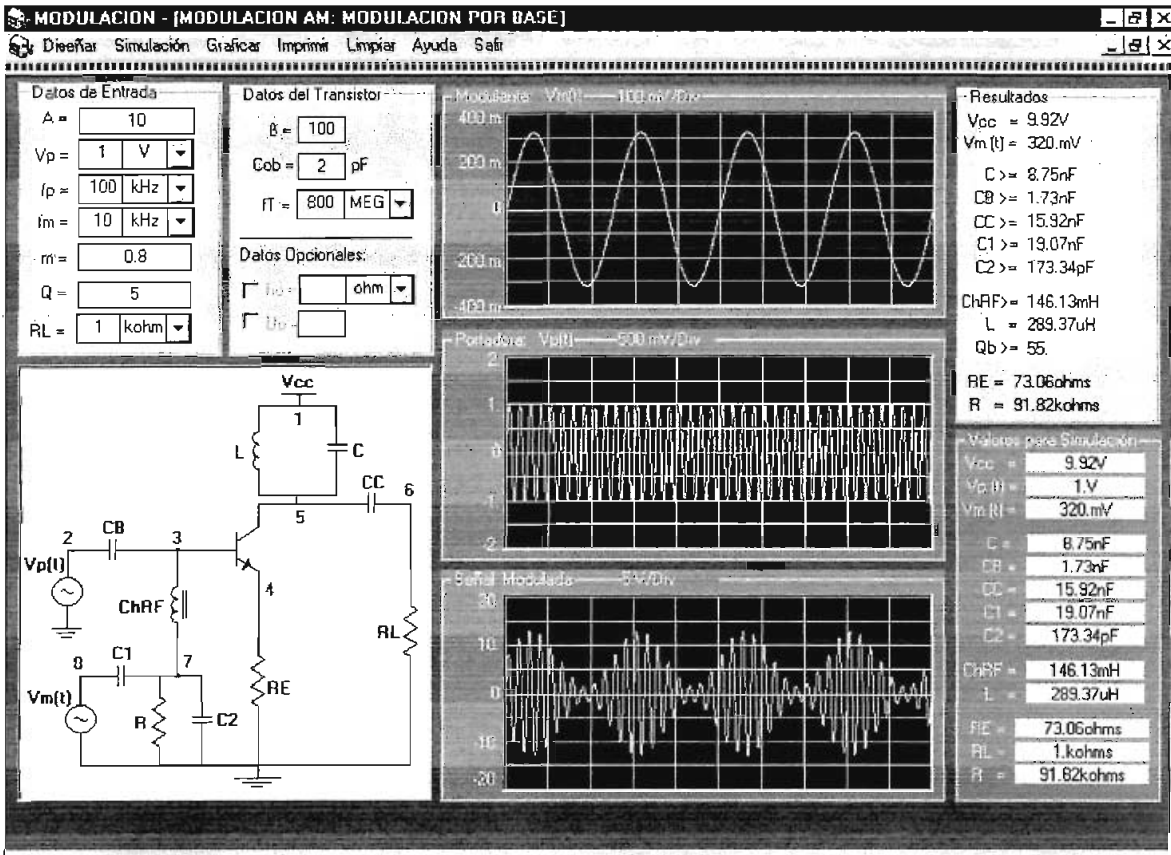


Figura 1-11. Modulación por Base, muestra final del diseño y simulación del circuito.

El programa permite el ingreso por teclado **DATOS DE ENTRADA**: Ganancia del circuito (A), Voltaje de entrada de portadora (Vp), Frecuencia de portadora (fp: permite la variación hasta los MegaHertz), Frecuencia de Modulante (fm: permite la variación hasta los MegaHertz), Índice de modulación (m), Factor de Calidad (Q), Resistencia de Carga (RL: permite la variación hasta los MegaOhmios). De igual forma se ingresa por teclado los **"DATOS DEL TRANSISTOR"**: Beta (β), Capacitancias (Cob), Frecuencia de corte (fT), opcionalmente el Factor de Ganancia (uo) y la Conductancia de salida (ho). (Figura 1-12)

Datos de Entrada	Datos del Transistor
A = 10	β = 100
Vp = 1 V	Cob = 2 pF
fp = 100 kHz	ff = 800 MEG
fm = 10 kHz	
m = 0.8	Datos Opcionales:
Q = 5	<input type="checkbox"/> ho = ohm
RL = 1 kohm	<input type="checkbox"/> Uo =

Figura 1-12. Datos Iniciales de Entrada y Datos Técnicos de Transistor del Circuito Modulador AM: Modulación por Base

En el menú principal, la opción **“DISEÑAR”**, el programa automáticamente diseña y muestra los resultados de los elementos calculados, además el gráfico de las formas de onda ideales que se obtienen (Figura 1-11). La opción **“GRAFICAR”** muestra las formas de onda ideales y el espectro de frecuencia ideal, también una opción para modificar el color de la señal, color del fondo, Número de puntos que se dibujan en el gráfico. La opción **“IMPRIMIR”**, permite imprimir la pantalla sobre la cual se está trabajando. La opción **“LIMPIAR”** permite **“limpiar pantallas, borrar resultados, o borrar todo”**. La opción **“AYUDA”**, presenta un manual de usuario para poder utilizar el programa. La opción **“SALIR”**, finaliza el programa de diseño y simulación.

Al hacer click en la opción **“SIMULACION”**, el programa inicializa el simulador ICAPS de Intusoft, y muestra el circuito sobre el cual se está trabajando. (Figura 1-13).

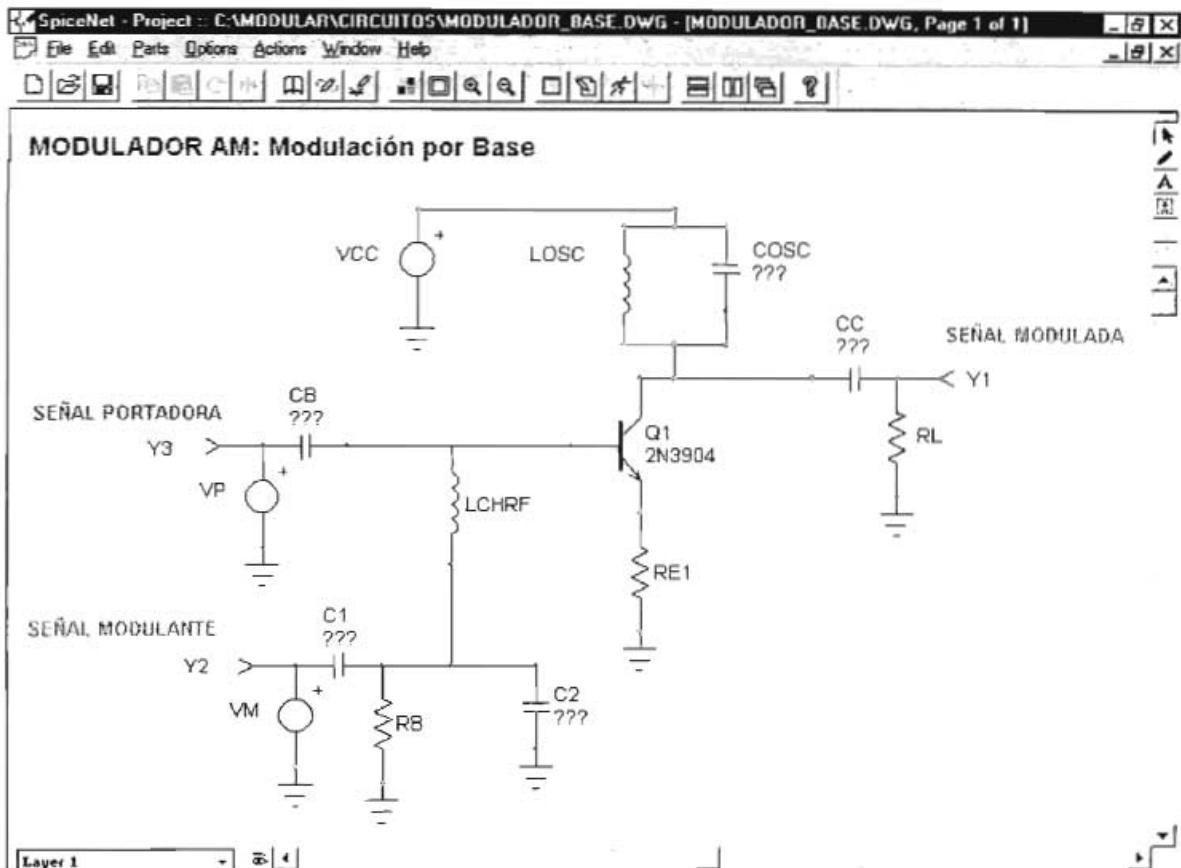


Figura 1-13. Presentación del Circuito en el simulador ICAPS de Intusoft.

El siguiente paso es actualizar los datos diseñados en el circuito a ser simulado, para lo cual la opción "**NetList Edit**" del menú "**Actions**" muestra la siguiente pantalla (Figura 1-14). En esta pantalla el botón "**Net Update...**" actualiza automáticamente los valores calculados con el programa de diseño.

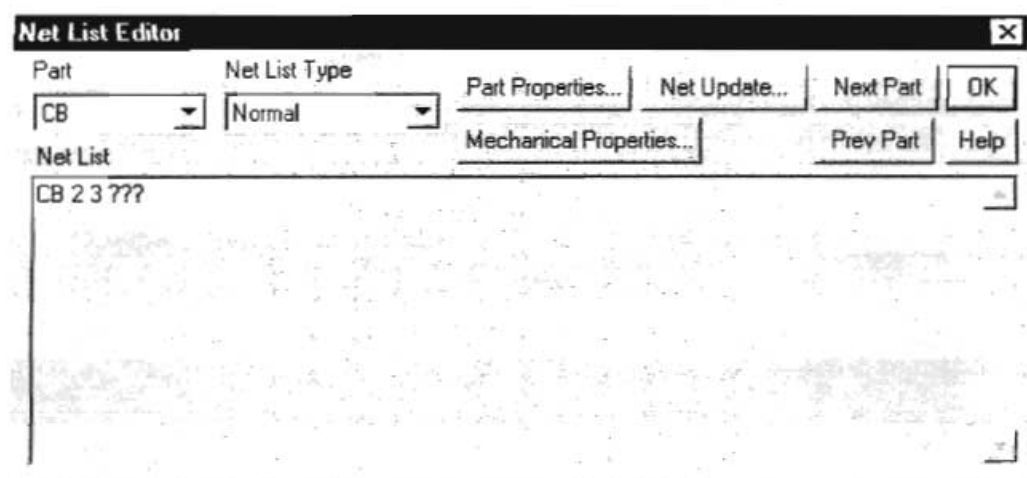


Figura 1-14. Presentación del Circuito en el simulador ICAPS de Intusoft.

La pantalla del simulador ICAPS, se muestra con los valores del circuito diseñado (Figura 1-15).

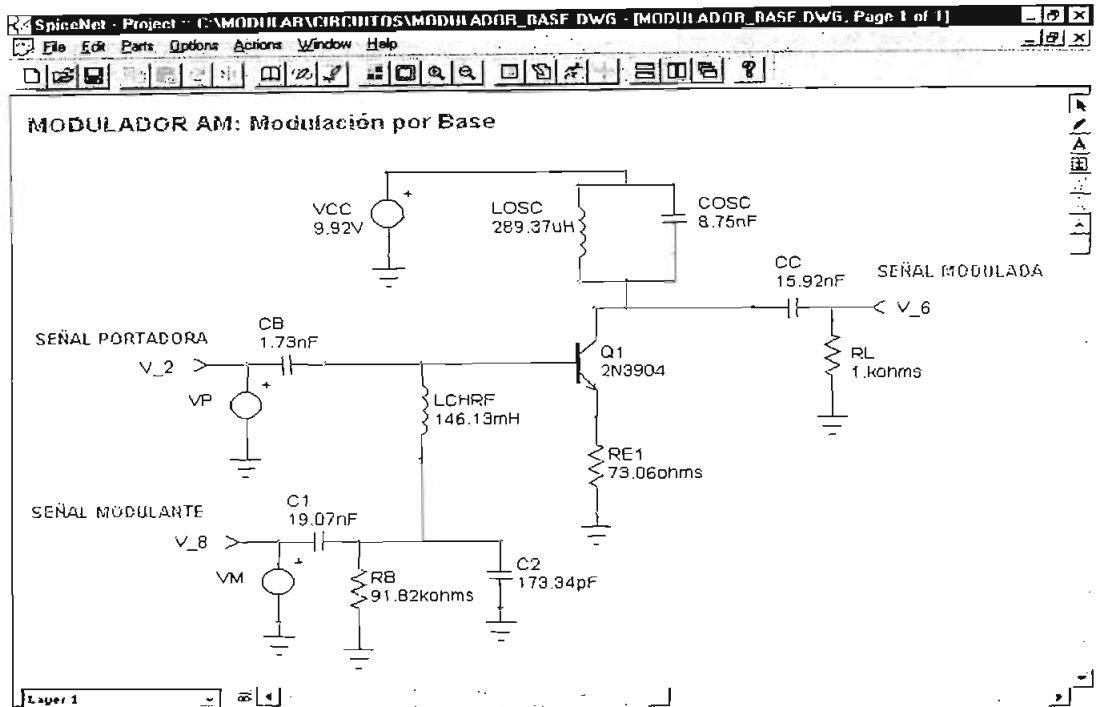



Figura 1-15. Pantalla del circuito simulador ICAPS, luego de obtener los resultados del circuito diseñado

Una vez que se obtiene el circuito con los datos actualizados del programa de diseño, el ICAPS está listo para proceder a la simulación. La opción "**Simulated_Setup**" del menú "**Actions**", o el icono  de la barra de herramientas, muestra la pantalla siguiente (Figura 1-16), en donde se escoge el tipo de análisis transitorio (botón "**Transient...**").

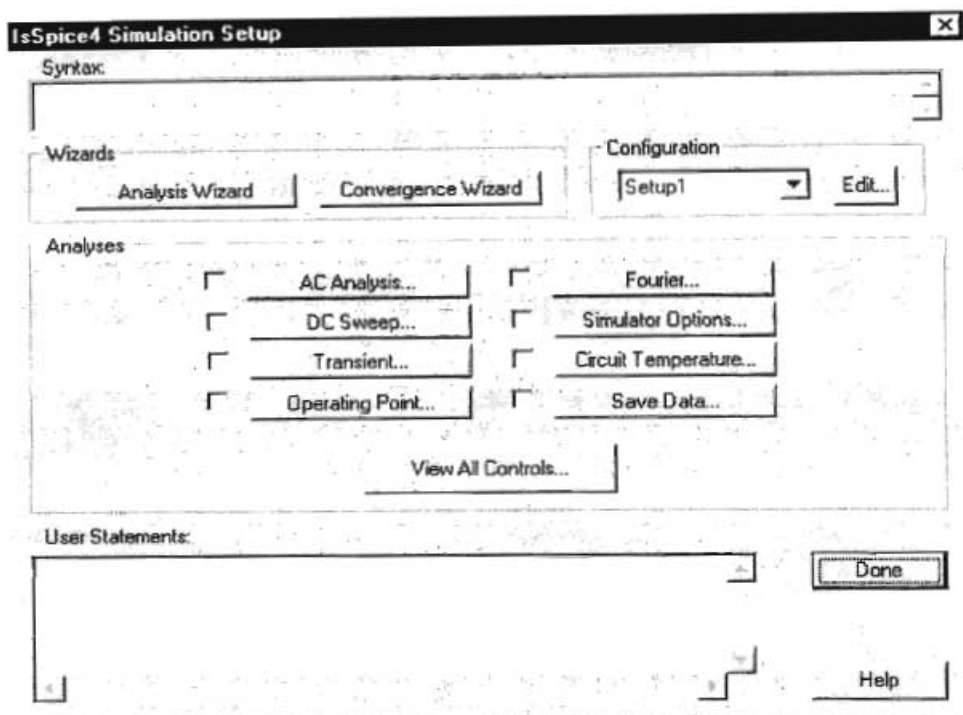


Figura 1-16. Pantalla del circuito simulador ICAPS, luego de obtener los resultados del circuito diseñado

La opción "**Transient...**" muestra la pantalla que se indica en la Figura 1-18, en donde se puede escoger los tiempos en los que se realiza la simulación. El usuario puede ejecutar el programa "**Trans.exe**" ubicado en el directorio "C:\MODULAR" para ayudarse a escoger estos tiempos (Figura 1-17).

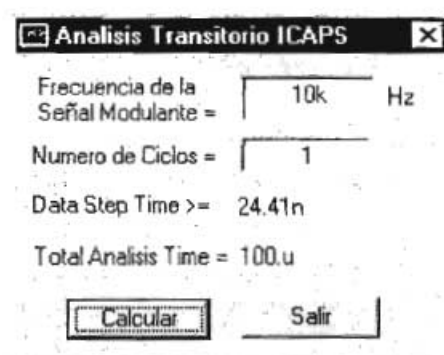


Figura 1-17. Programa "Trans.exe". sugiere el tiempo de simulación para ICAPS

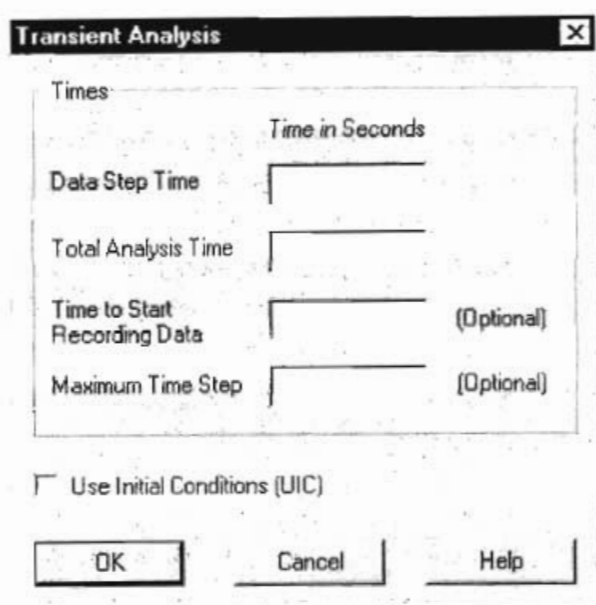



Figura 1-18. Pantalla del circuito simulador ICAPS, utilizada para ingresar el tiempo de simulación.

La opción "**Simulated**" del menú "**Actions**", o el icono  de la barra de herramientas, inicia la simulación del circuito que muestra la siguiente pantalla (Figura 1-19).

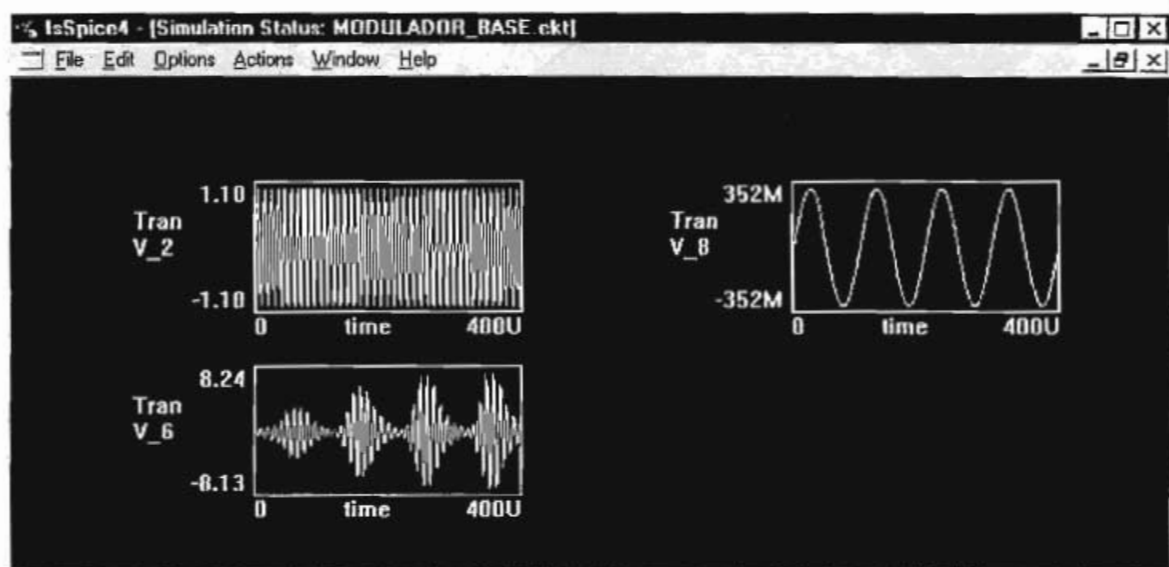


Figura 1-19. Pantalla del circuito simulador ICAPS, simulación del circuito.

El programa muestra las formas de onda obtenidas en los nodos respectivos (señal portadora V_2, señal modulante V_8, señal modulada V_6). Adicionalmente, el programa ICAPS de INTUSOFT, posee algunas alternativas para mostrar gráficos de mejor calidad como la opción "Scope" del menú "Actions", en el que se puede escoger la forma de la señal en algún nodo en particular (menú "Waveforms") y además el espectro de frecuencia de la señal (menú -Calculator. opción- fft). (Ver Figura 1-20).

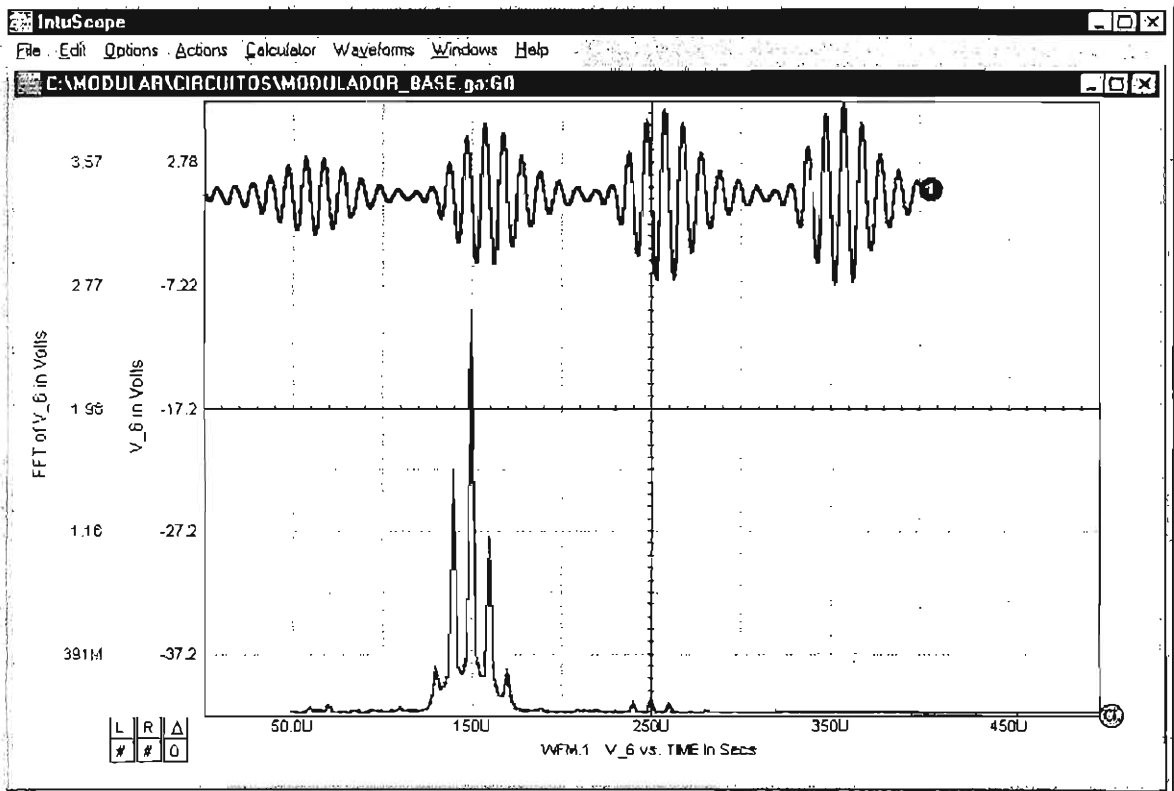


Figura 1-20. Utilitario para observar gráficos de mejor calidad.

Es conveniente que el usuario tenga conocimiento sobre el programa simulador ICAPS (el manual de usuario del ICAPS se encuentra en el CD en el directorio "MODULAR" en formato PDF).

Para salir del programa simulador, escoja "X" (esquina superior derecha) en las pantallas de trabajo del simulador. Tanto en el programa de diseño como en el simulador ICAPS, los valores de los elementos pueden ser cambiados con solo hacer un click sobre ellos, presentándose una nueva ventana con valores

estándar de elementos, que sugieren un valor. Nuevamente se puede simular el circuito con estos valores, y analizar los resultados.

1.4.3.2. Opción: Circuito Modulador AM: Modulación por Emisor

Permite el diseño y simulación de un circuito modulador AM, en el cual la señal modulante ingresa por el emisor, y la señal portadora ingresa por la base del transistor. (Figura 1-21)

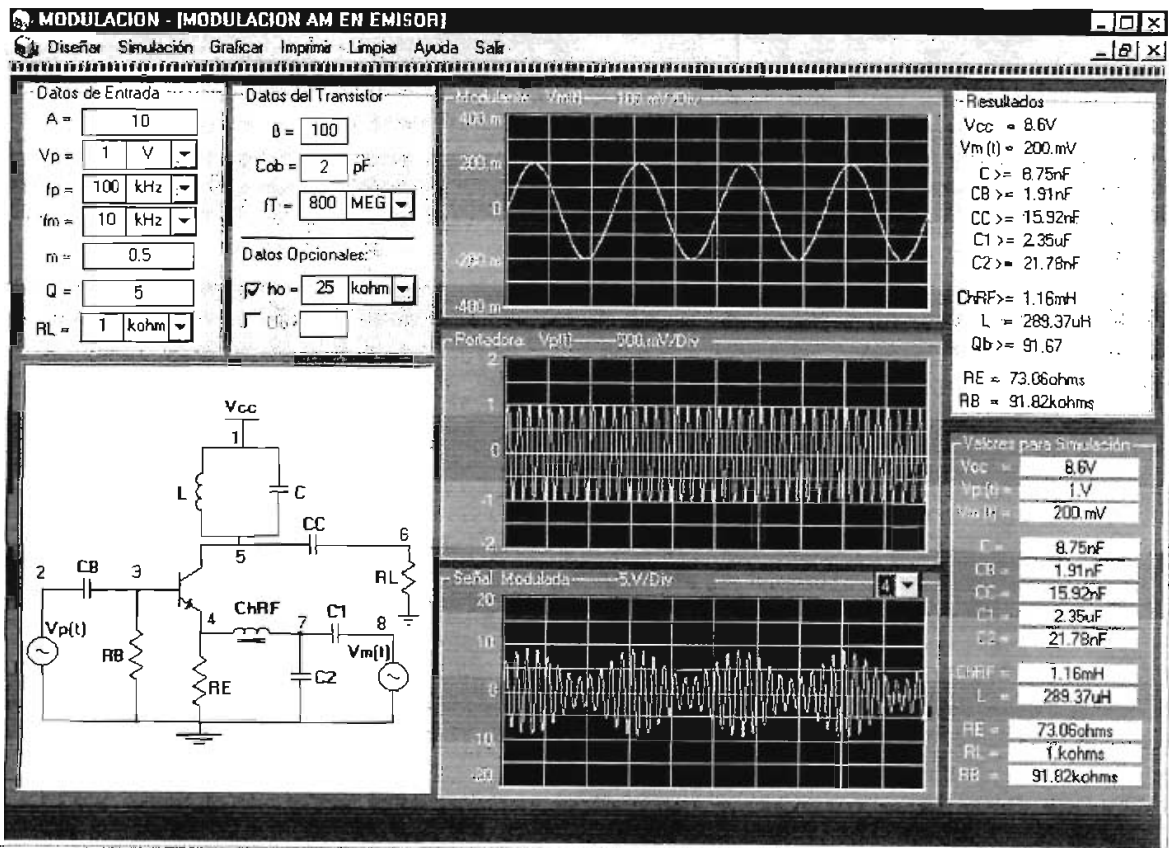


Figura 1-21. Modulación por Emisor, muestra final del diseño y simulación del circuito.

El manejo de las opciones de esta aplicación es similar al uso del circuito modulador AM, Modulación por base, analizado en el numeral 1.4.3.1.

1.4.3.3. Opción: Circuito Modulador AM: Modulación por Colector

Permite el diseño y simulación de un circuito modulador AM, en el cual la señal modulante ingresa por el colector, y la señal portadora ingresa por la base del transistor. (Figura 1-22)

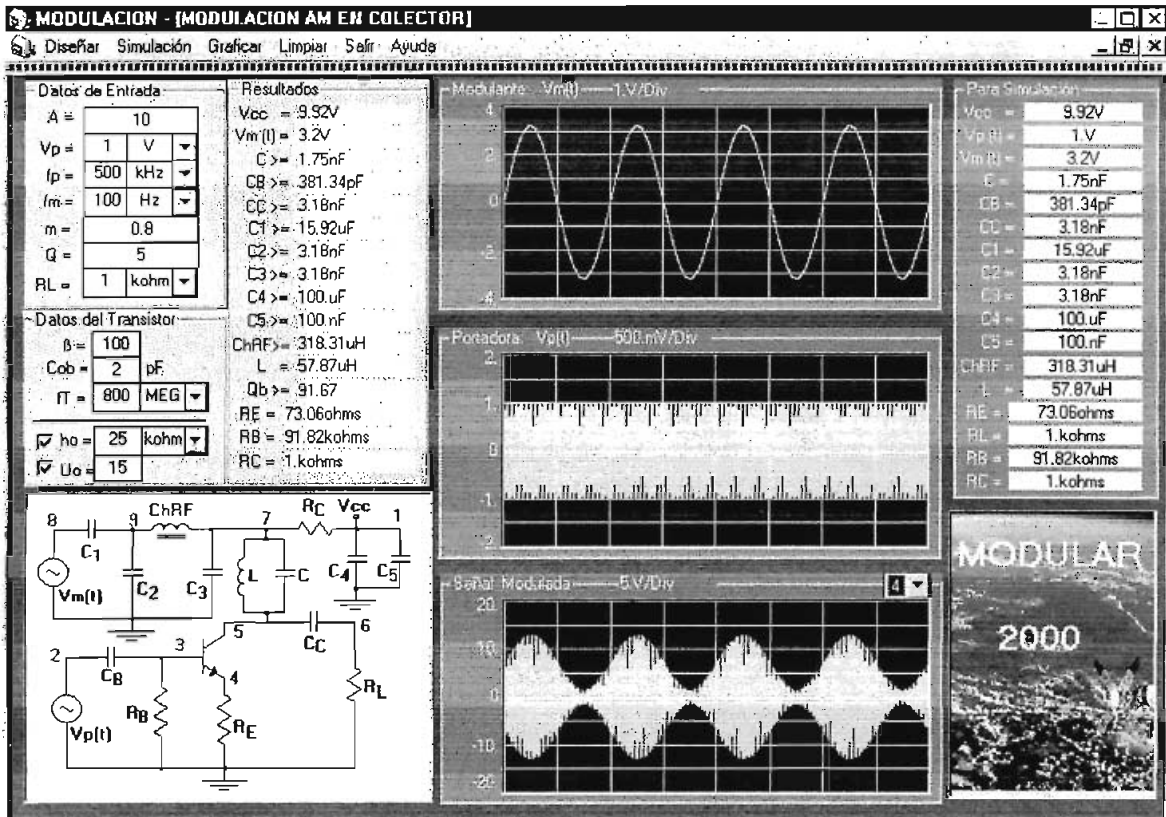


Figura 1-22. Modulación por Colector, muestra final del diseño y simulación del circuito.

El manejo de las opciones de esta aplicación es similar al uso del circuito modulador AM, Modulación por base, analizado en el numeral 1.4.3.1.

1.4.3.4. Opción: Circuito Demodulador AM: Detector de Envolverte pico

Permite el diseño y simulación de un circuito demodulador AM, utilizando un detector de envolvente pico. (Figura 1-23)

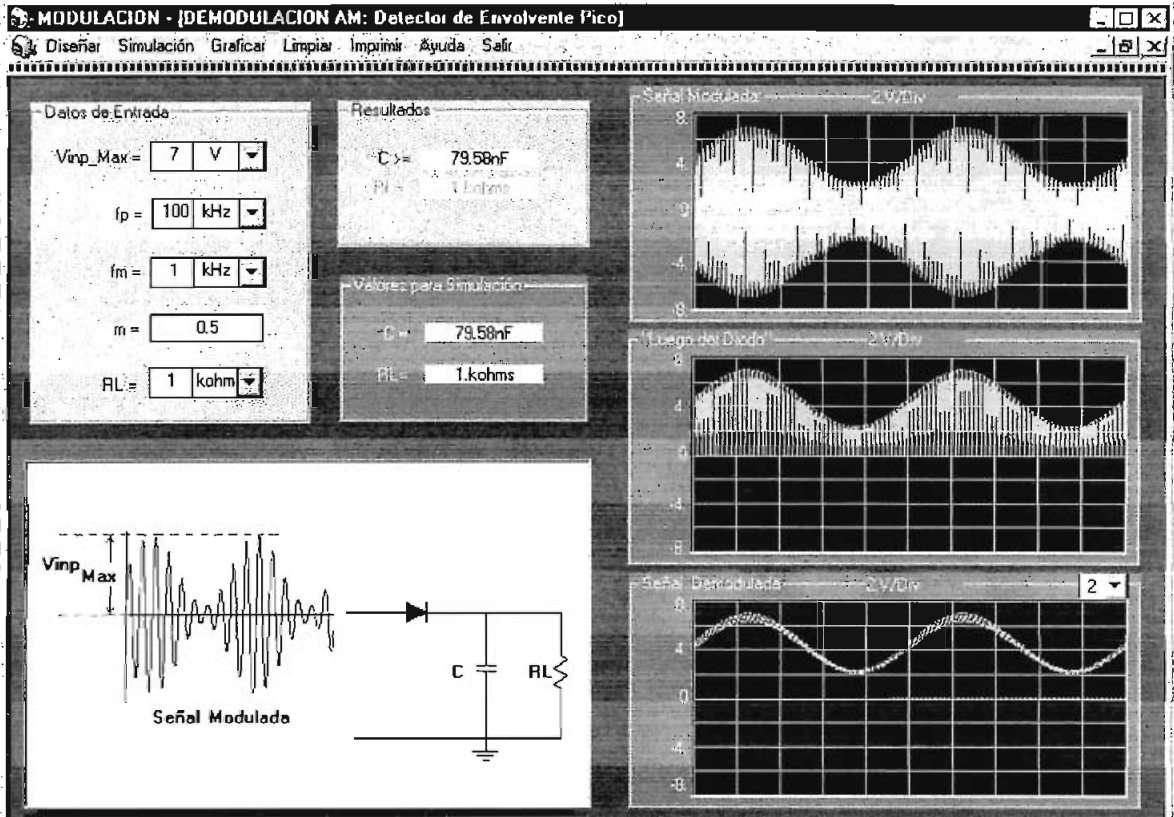


Figura 1-23. Demodulación AM: Detector de Envolverte pico. Muestra final del diseño y simulación del circuito.

El manejo de las opciones de esta aplicación es similar al uso del circuito modulador AM, Modulación por base, analizado en el numeral 1.4.3.1.

1.4.3.5. Opción: Circuito Demodulador AM: Detector de Envolverte promedio

Permite el diseño y simulación de un circuito demodulador AM, utilizando un detector de envolvente promedio. El uso de esta aplicación es similar al uso del circuito demodulador AM, detector de envolvente pico analizado en el numeral 1.4.3.4.

1.4.3.6. Opción: Circuito Modulador FM: Con Diodo Varactor

Permite el diseño y simulación de un circuito Modulador FM, utilizando un diodo varactor. (Figura 1-24).

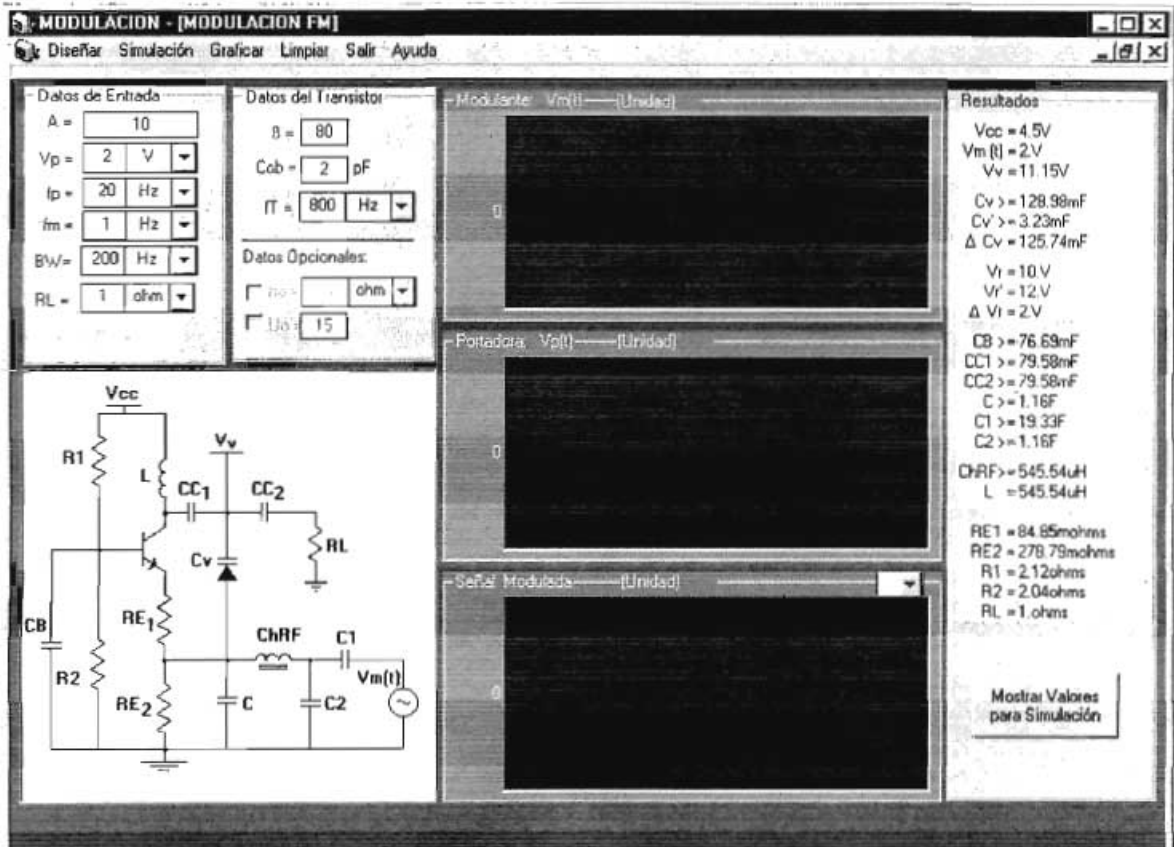


Figura 1-24. Modulación FM: Con diodo varactor. Muestra final del diseño y simulación del circuito.

El uso de esta aplicación es similar al uso del circuito modulador AM, Modulación por base, analizado en el numeral 1.4.3.1.

1.4.3.7. Opción: Circuito Demodulador FM: Detector de Envoltente

Permite el diseño y simulación de un circuito Modulador FM, utilizando un diodo varactor. El uso de esta aplicación es similar al uso del circuito demodulador AM usando detector de envoltente pico, analizado en el numeral 1.4.3.4.

CAPITULO 2. CONTENIDO DEL MODULO DE TEORIA

CONCEPTOS BASICOS DE COMUNICACIONES

2.1. GENERALIDADES

El presente tutorial dedicará todos sus esfuerzos a explicar en parte la técnica de transmisión y recepción de señales a través del aire, principalmente lo referente a los moduladores y demoduladores AM y FM.

Debido a la amplitud del tema, se expondrán los conceptos de una manera sencilla haciendo uso de una gran variedad de ejemplos para introducir al lector en uno de los campos más importantes de telecomunicaciones, como es la modulación y demodulación.

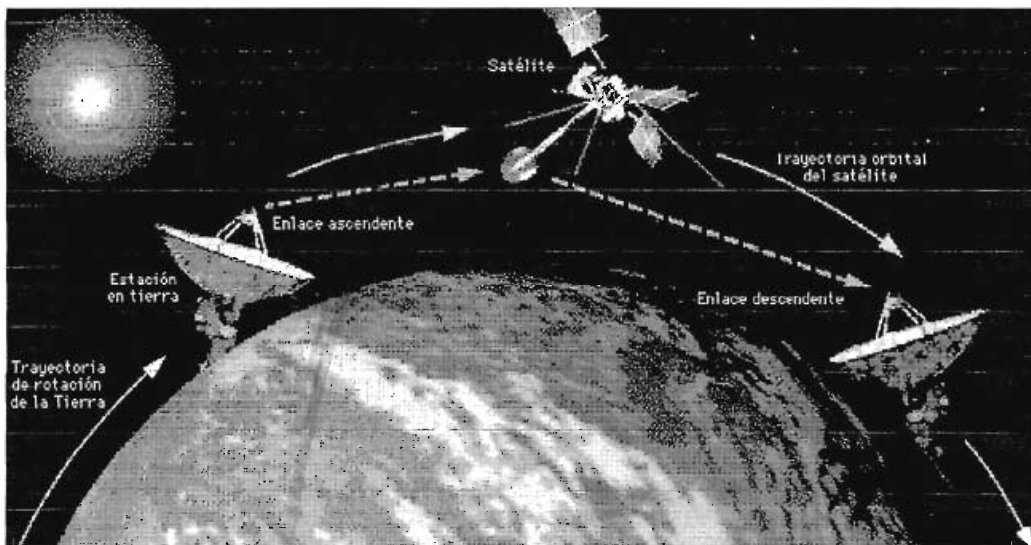


Figura 2-1. Uso de los satélites y antenas parabólicas en las comunicaciones electrónicas.

La transmisión se realiza por lo general entre una antena, un transmisor, y un receptor. Estos sistemas de comunicaciones electrónicas pueden ser analógicos o digitales y realmente las expectativas futuras son ilimitadas.

Las comunicaciones electrónicas y la distribución organizada de la información es la principal aplicación de la ciencia en el presente siglo XXI, y debido a un avance dinámico de la tecnología, actualmente las organizaciones con muchas oficinas en diferentes regiones geográficas, incluso en cualquier parte del mundo, pueden comunicarse entre sí.

Para realizar este proceso de comunicaciones, se analizan técnicas para transmitir señales que pueden ser datos, video, audio, etc., este transporte de información puede ser realizado a través de medios de transmisión guiados como cables de cobre, fibra óptica entre otros, y medios de transmisión no guiados como el aire, y se usan principalmente **técnicas de modulación y demodulación** para tal efecto.

2.2. MODULACION Y DEMODULACION

Para un mejor entendimiento del tema en lo referente a comunicaciones, es indispensable tener un conocimiento básico del mismo, de aquí la importancia del presente capítulo:

- ¿Por qué las audiofrecuencias no son prácticas para la radiación electromagnética?
- Modulación y Demodulación
- El Espectro Electromagnético
- Frecuencias de Transmisión
- Ancho de Banda y Capacidad de Información

2.2.1. ¿POR QUE LAS AUDIOFRECUENCIAS NO SON PRACTICAS PARA LA RADIACION ELECTROMAGNETICA?

Como es conocido, una señal sonora puede ser convertida en una señal eléctrica y luego amplificada y controlada electrónicamente, pero ¿Por qué no puede un sonido convertirse en una señal eléctrica de audiofrecuencia, radiarla en

el espacio por la antena transmisora, recibirla en otra antena, amplificarla y oirla? A continuación se presentan varias respuestas a la inquietud antes planteada:

Aunque las ondas electromagnéticas pueden existir en audiofrecuencia, necesitan para su generación enorme potencia y equipos muy voluminosos, que económicamente resultan inadecuados. Por ejemplo, si se quisiera transmitir un tono de 1 kHz, una antena de un cuarto de longitud de onda para la transmisión mediría 75 km de largo, mientras que si se modula una senoide de 100 MHz, para la transmisión se necesitará una antena de 0.75 m. de largo.

“Las frecuencias de 100 kHz o superiores, denominadas radiofrecuencias (RF), son las más adecuadas para la radiación electromagnética, pero lamentablemente dichas frecuencias se encuentran mucho más allá del límite de la audición humana”¹.

Una señal de audio comprende muchas frecuencias:

- 300 - 3000 Hz para voces comprensibles, y
- 20 - 20000 Hz para la música.

Sin embargo, para un buen control y eficiencia, una onda electromagnética debe ser de una sola frecuencia o estar comprendida dentro de una estrecha banda de frecuencias.

Aún cuando la radiación electromagnética fuera práctica en audiofrecuencia, sería posible transmitir una sola señal a la vez; si se deseara transmitir más de una, ellas interferirían entre sí.

2.2.2. MODULACION Y DEMODULACION

Las señales a transmitir, como por ejemplo datos, audio, voz humana, video, etc., son generalmente de baja frecuencia, sin embargo, no es práctico

¹ Stollberg/Hill, FISICA. Modulacion y Demodulacion. Pág. 517

propagar la energía electromagnética de baja frecuencia por la atmósfera de la tierra.

La energía radiada por una antena se propaga en el espacio en forma de ondas electromagnéticas (ondas de radio frecuencia o RF). Por lo tanto, con las comunicaciones de radiofrecuencia, es muy práctico y necesario superponer una señal de frecuencia baja (generalmente información) a una señal de frecuencia alta para la transmisión.

En los sistemas de comunicaciones electrónicas analógicas, la información original de la fuente “actúa sobre” o “modula” una señal senoidal de alta frecuencia. En consecuencia “Modular significa simplemente variar, cambiar o regular”. La Ecuación 2.1, es la expresión general para una onda senoidal de voltaje que varía con el tiempo, puede ser una portadora analógica.

$$v(t) = V \cdot \text{Sin}(2\pi \cdot f \cdot t + \theta) \quad \text{Ec. 2.1}$$

en donde:

$v(t)$ = onda de voltaje que varía senoidalmente en el tiempo. [voltios]

V = máxima amplitud [voltios]

f = frecuencia [hertz]

θ = fase [radianes]

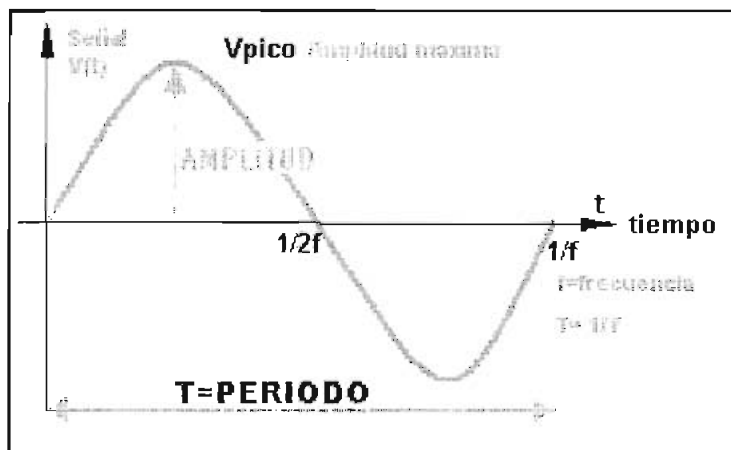


Figura 2-2. Onda senoidal de voltaje que varía con el tiempo.

Tres propiedades de una onda senoidal pueden ser variadas, o cualquier combinación de dos o más de estas propiedades: la amplitud [V], la frecuencia [f] o la fase [θ].

Debido a esto, existen varios tipos de modulación, de los cuales los más conocidos se citan a continuación:

Modulación de Amplitud (AM).- Consiste en un tipo de modulación en la cual la amplitud de la portadora varía proporcionalmente a la información de la fuente.

Modulación de Frecuencia (FM).- Consiste en un tipo de modulación en la cual la frecuencia de la portadora varía proporcionalmente a la información de la fuente.

Modulación de Fase (PM).- Consiste en un tipo de modulación en la cual la fase de la portadora varía proporcionalmente a la información de la fuente.

La señal original de la fuente de frecuencia baja (o relativamente baja) se denomina **señal modulante**. La señal de frecuencia alta (o relativamente alta) sobre la cual se actúa ("modula") se llama **señal portadora**, en tanto que la señal resultante de la mezcla de las dos anteriores recibe el nombre de **señal modulada**. La Figura 2-3, representa un diagrama simplificado de un sistema de comunicaciones que muestra la relación entre la señal modulante (información), la señal portadora y la onda modulada (resultante).

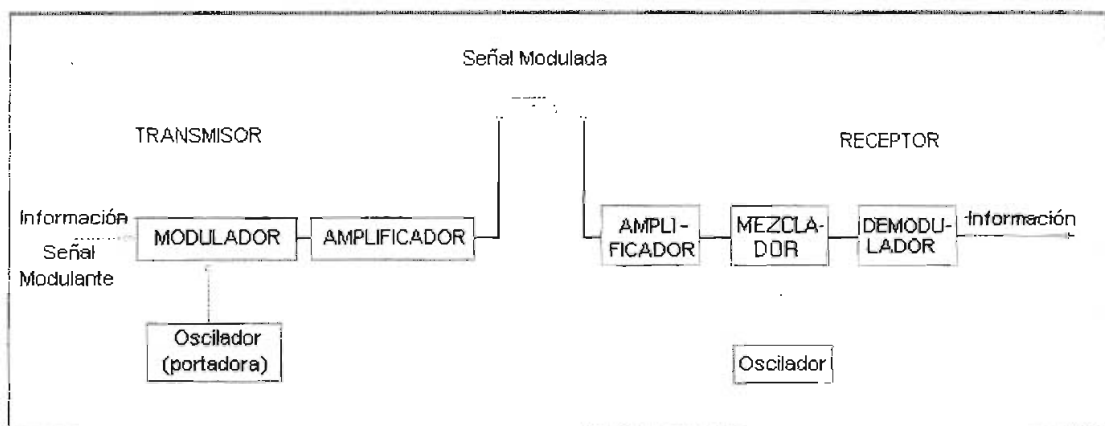


Figura 2-3. Esquema simplificado de un sistema de comunicaciones.

En principio, la información de la fuente se transporta a través del sistema sobre la portadora.

En conclusión, para los sistemas de comunicaciones:

Modulación.- Es el proceso de variar o cambiar alguna propiedad de una portadora analógica de acuerdo con la información original de la fuente.

Demodulación.- Es el proceso de convertir los cambios en la portadora analógica a la información original de la fuente. (Proceso inverso a la modulación).

Existen dos razones principales por las cuales se hace necesaria la modulación en un sistema de comunicación electrónica:

- El hecho de que es extremadamente difícil radiar señales a frecuencias bajas por la atmósfera de la Tierra en forma de energía electromagnética.
- Las señales de información frecuentemente ocupan la misma banda de frecuencia y, al ser transmitidas en su forma original, causarán interferencia entre ellas. Un ejemplo de esto constituye la banda radiodifusora de FM comercial. Todas las estaciones FM emiten información (voz y música) que ocupan la banda de frecuencias de audio de 0 a 15 kHz. Cada estación traslada su información a una banda de frecuencias diferente (canal), para que sus transmisiones no interfieran con las transmisiones de las demás.

La modulación es llevada a cabo en un circuito llamado **modulador** ubicado en el transmisor, y la demodulación es realizada en el receptor, en un circuito llamado **demodulador**.

La señal de información que modula la portadora principal se llama señal de banda base o simplemente **banda base**.

Las señales de banda base se convierten en alta frecuencia en el transmisor y se convierten en frecuencia baja en el receptor.

Traslación de Frecuencia.- Es el proceso de convertir una frecuencia sencilla o una banda de frecuencias sencillas a otra ubicación en el espectro de frecuencias total.

Canal.- Este término es comúnmente utilizado, cuando se refiere a una banda específica de frecuencias distribuidas, para un servicio en particular o transmisión.

Por ejemplo:

- Un canal estándar de banda de frecuencia para voz ocupa un ancho de banda de 3 kHz y se utiliza para la transmisión de señales de voz de calidad.
- Un canal de RF hace referencia a una banda de frecuencias usadas para propagar señales de radiofrecuencia, tal como un canal sencillo y comercial de emisión FM. Actualmente en Ecuador, específicamente en el Distrito Metropolitano de Quito existen alrededor de 46 radiodifusoras FM que ocupan una banda de frecuencias de 200 kHz cada una, dentro de la banda total de 88 a 108 MHz asignada para la transmisión comercial de FM.

La Tabla 2-1, presenta un listado de las emisoras existentes en el Distrito Metropolitano de Quito acompañadas de sus respectivas frecuencias de portadora.

Radio Difusoras	Frecuencia MHz	Radio Difusoras	Frecuencia MHz	Radio Difusoras	Frecuencia MHz
Latina	88,1	Rumba	94,5	Zaracay	100,5
Metro	88,5	Gitana	94,9	Onda Azul	101,3
HCJB	89,3	Teleonda	95,3	Sistem	101,7
Majestad	89,7	Cumbre	95,7	Red	102,1
Tropicalida	90,1	Joya	96,1	Fco. Stereo	102,5
Concierto	90,5	Bolivar	96,5	Armonia	102,9
Platinum	90,9	X'S	96,9	Sonorama	103,7
Planeta	91,3	Hoy	97,3	Cobert	104,1
Visión	91,7	Centro	97,7	America	104,5
Contac	92,1	Proyec	98,1	Ecuashirys	104,9
Democracia	92,5	Alfa	98,5	Kiss	105,3
M y S	92,9	Colón	98,9	C.R.E.	105,7
Eres	93,3	Luna	99,3	HOT	106,1
Galaxia	93,7	Añoranza	99,7	Bonita	106,5
Católica	94,1	María	100,1	RUSFQ	106,9
				JC.Radio	107,3

Tabla 2-1. Emisoras de radio y sus respectivas frecuencias de portadora

Fuente: Ecuatronix. Quito - Ecuador. 1999

2.2.3. EL ESPECTRO ELECTROMAGNETICO

Un sistema de comunicaciones electrónicas tiene por objetivo transmitir información de un lugar a otro, entre dos o más estaciones.

Para este fin se convierte la información de la fuente original a energía electromagnética, se transmite a donde se desea (uno o más destinos), en donde la señal es convertida nuevamente a su forma original, obteniéndose de esta manera la información de la fuente.

La energía electromagnética puede propagarse en varios modos, como:

- un voltaje o una corriente a través de un cable metálico.
- ondas de radio emitidas por el espacio libre, ó
- ondas de luz propagadas por una fibra óptica.

La energía electromagnética esta distribuida a través de un rango de frecuencias casi infinito. El espectro de frecuencias electromagnéticas total que

muestra las localizaciones aproximadas de varios servicios dentro de la banda se muestra en la Figura 2-4.

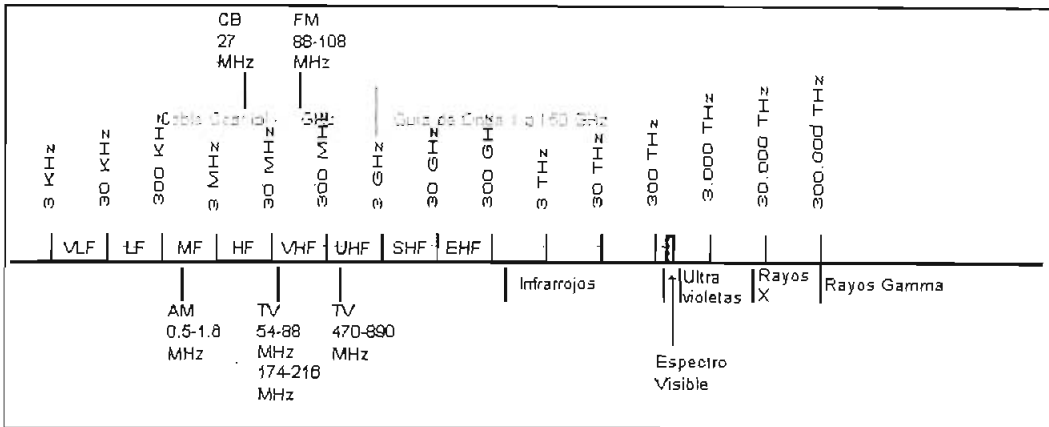


Figura 2-4. Espectro de frecuencias

En la Figura 2-4, se puede observar que cada banda de frecuencias tiene una característica única que la hace diferente de las otras bandas, siendo utilizadas para diferentes propósitos prácticos como son: Transmisión AM, FM, etc.

Cuando se trata de ondas de radio, es común usar como unidades el valor de la longitud de onda en lugar de la frecuencia.

Longitud de Onda.- Es la longitud que el ciclo de una onda electromagnética ocupa en el espacio (es decir, la distancia entre los puntos semejantes en una onda repetitiva). La longitud de onda es inversamente proporcional a la frecuencia de la onda y directamente proporcional a la velocidad de propagación (la velocidad de propagación de la energía electromagnética en el espacio libre se asume igual a la velocidad de la luz, es decir 300.000 km/s).

La relación entre la frecuencia, velocidad y longitud de onda se expresa matemáticamente en la Ecuación 2.2.

$$\lambda = c / f \tag{Ec. 2.2}$$

En donde:

λ = longitud de onda [m/ciclo]

c = velocidad de la luz [300.000.000 m/seg]

f = frecuencia [hertz]

2.2.4. FRECUENCIAS DE TRANSMISION

El espectro total de la frecuencia electromagnética está dividido en bandas. Cada banda tiene un nombre y límites. Las asignaciones de frecuencias para la propagación de radio en el espacio libre, son asignadas por la Comisión Federal de Comunicaciones (FCC).

Por ejemplo:

- La banda de radiodifusión de FM comercial se extiende de 88 a 108 MHz.
- Las frecuencias exactas asignadas a transmisores específicos, funcionando en las diversas clases de servicios son constantemente actualizadas y alteradas para cubrir las necesidades de comunicaciones en cada país.
- El espectro de frecuencia de radio (RF) se divide en bandas de frecuencia más angostas, las cuales son asignadas con nombres descriptivos y números de banda. Las designaciones de banda del Comité Consultivo Internacional de Radio (CCIR), se describen en la Tabla 2-2.
- Algunas de estas bandas se dividen en diversos tipos de servicios, tales como: búsqueda a bordo de un barco, microondas, satélite, búsqueda móvil basada en tierra, navegación de barco, aproximación de aeronaves, detección de superficie de aeropuerto, clima desde aeronaves, teléfono móvil, etc.

NÚMERO DE LA BANDA	RANGO DE FRECUENCIA		DESIGNACIONES
2	30-300 Hz	ELF	Frecuencias extremadamente bajas
3	0.3-3 kHz	VF	Frecuencias de voz
4	3-30 kHz	VLF	Frecuencias muy bajas
5	30-300 kHz	LF	Frecuencias bajas
6	0.3-3 MHz	MF	Frecuencias medias
7	3-30 MHz	HF	Frecuencias altas
8	30-300 MHz	VHF	Frecuencias muy altas
9	0.3-3 GHz	UHF	Frecuencias ultra altas
10	3-30 GHz	SHF	Frecuencias superaltas
11	30-300 GHz	EHF	Frecuencias extremadamente altas
12	0.3-3 THz	Luz infrarroja	
13	3-30 THz	Luz infrarroja	
14	30-300 THz	Luz infrarroja	
15	0.3-3 PHz	Luz visible	
16	3-30 PHz	Luz ultravioleta	
17	30-300 PHz	Rayos X	
18	0.3-3 EHz	Rayos gamma	
19	3-30 EHz	Rayos cosmicos	

Tabla 2-2. Designaciones de la Banda de CCIR

2.2.5. ANCHO DE BANDA Y CAPACIDAD DE INFORMACION

Dos parámetros fundamentales deben ser tomados muy en cuenta al diseñar un sistema de comunicaciones, estos son: el ruido² y el ancho de banda.

Ancho de Banda de un Sistema de Comunicaciones.- Es la banda de paso mínima (rango de frecuencias) requerida para propagar la información de la fuente a través del sistema.

El ancho de banda de un sistema de comunicaciones debe ser lo suficientemente grande (ancho) para garantizar el paso de todas las frecuencias significativas de la información.

Capacidad de Información de un Sistema de Comunicaciones.- Es una medida de cuanta información de la fuente puede transportarse por el sistema, en un período dado de tiempo.

“La cantidad de información que puede propagarse a través de un sistema de transmisión es una función directa del ancho de banda del sistema y el tiempo de transmisión, es decir, mientras mayor sea la cantidad de información por unidad de tiempo, mayor será el ancho de banda requerido.”³.

Ejemplos:

- Se requieren aproximadamente 3 kHz de ancho de banda para transmitir señales telefónicas con calidad de voz.
- Se requieren más de 200 kHz de ancho de banda para la transmisión de FM comercial de música de alta fidelidad.
- Se requieren casi 6 MHz de ancho de banda para las señales de televisión con una calidad de radiodifusión.

² El ruido se analiza con mayor detenimiento en el numeral 2.5.

³ WAYNE, Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Pág. 7

2.3. ANALISIS DE SEÑALES

Al diseñar los circuitos para comunicaciones electrónicas, frecuentemente es necesario analizar y predecir el funcionamiento del circuito basándose en la distribución de potencia y la composición de frecuencias de la señal de información.

Generalmente, las señales en las comunicaciones electrónicas no son ondas senoidales con una frecuencia sencilla, pero estas señales se pueden representar por medio de series de funciones seno o coseno. Esto se realiza con una herramienta matemática llamada análisis de señales.

Se analizará para una mejor comprensión las señales senoidales en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia de una manera general.

2.3.1. SEÑALES SENOIDALES

Las señales eléctricas son variaciones de voltaje (o corriente) con respecto al tiempo y pueden ser representadas por una serie de ondas seno o coseno, por ejemplo con combinaciones de señales senoidales de diferente amplitud y frecuencia se puede reconstruir cualquier forma de onda. La señal que se obtiene de las tomas de corriente de cualquier casa tienen forma sinusoidal, las señales de prueba producidas por los circuitos osciladores de un generador de señal son también senoidales, la mayoría de las fuentes de potencia en AC (corriente alterna) producen señales senoidales. La señal senoidal amortiguada es un caso especial de este tipo de ondas y se producen en fenómenos de oscilación, pero que no se mantienen en el tiempo.

El análisis de señales consiste en el análisis matemático de la frecuencia, el ancho de banda y el nivel de voltaje de una señal dada, y para realizar este tipo de análisis, son muy importantes las señales senoidales (Figura 2-5).

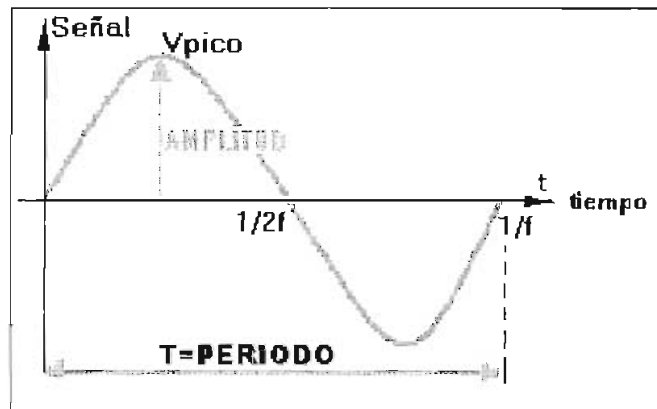


Figura 2-5. Análisis gráfico de una onda senoidal.

Donde:

V_{pico} = voltaje máximo de la señal (amplitud máxima) [voltios]

T = período de la señal senoidal [segundos]

f = frecuencia [Hertz]

Matemáticamente, la forma de onda de un voltaje o una corriente de frecuencia sencilla se representa por:

$$v(t) = V \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \theta) \quad \text{o} \quad v(t) = V \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \theta) \quad \text{Ec. 2.3}$$

$$i(t) = I \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t + \theta) \quad \text{o} \quad i(t) = I \cdot \cos(2\pi \cdot f \cdot t + \theta) \quad \text{Ec. 2.4}$$

En donde:

$v(t)$ = onda de voltaje que varía senoidalmente con el tiempo [voltios]

$i(t)$ = onda de corriente que varía senoidalmente con el tiempo [amperios]

V = voltaje pico de la señal [voltios]

f = frecuencia de la señal [hertz]

θ = fase [radianes]

I = corriente pico de la señal [amperios]

$2\pi \cdot f = \omega$ velocidad angular [radianes por segundo]

Tanto la función seno como el coseno se usan para representar una señal, sin embargo, la decisión de cual función usar es arbitraria y depende de cual sea

elegida como referencia, esto se debe justamente a la relación existente entre estas dos funciones tal como se detalla en la Ecuación 2.5.

$$\text{Sen } \theta = \cos (\theta - 90^\circ) \quad \text{Ec. 2.5}$$

De acuerdo con la Ecuación 2.5, las siguientes ecuaciones 2.6 y 2.7, también son válidas, y se aprecia la relación que existe entre las funciones seno y coseno de una señal de voltaje:

$$v(t) = V.\text{sen} (2\pi.f.t + \theta) = V.\text{cos} (2\pi.f.t + \theta - 90^\circ) \quad \text{Ec. 2.6}$$

$$v(t) = V.\text{cos} (2\pi.f.t + \theta) = V.\text{sen} (2\pi.f.t + \theta + 90^\circ) \quad \text{Ec. 2.7}$$

Las Ecuaciones 2.6 y 2.7, son aplicables a una forma de onda repetitiva de frecuencia sencilla.

Así una forma de onda se llama periódica si esta se repite en un rango uniforme (es decir, cada ciclo sucesivo de la señal tiene exactamente la misma duración de tiempo y exactamente las mismas variaciones de amplitud que cualquier otro ciclo, es decir, cada ciclo tiene exactamente la misma forma). Una serie de ondas seno, coseno o cuadradas son ejemplos de ondas periódicas. Las ondas periódicas pueden analizarse ya sea en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia. En la práctica, cuando se analiza el funcionamiento de un sistema se hace necesario cambiar frecuentemente del dominio de tiempo al dominio de la frecuencia.

2.3.2. DOMINIO DEL TIEMPO

Los parámetros de una señal eléctrica como la amplitud varían en función del tiempo. La forma de onda de una señal en el dominio del tiempo es una representación gráfica que indica la forma y la magnitud instantánea de la señal, con respecto al tiempo, pero no necesariamente indica su contenido de

frecuencia. Un instrumento de medición que muestra la forma de onda de una señal en el dominio del tiempo es el osciloscopio.

El Osciloscopio

Es un instrumento electrónico que registra los cambios de tensión producidos en circuitos eléctricos y electrónicos y los muestra en forma gráfica en la pantalla de un **tubo de rayos catódicos** (Figura 2-6). Un osciloscopio estándar es un instrumento que trabaja en el dominio del tiempo, la pantalla de rayos catódicos (CRT) despliega una representación de la amplitud de la señal de entrada en función del tiempo, denominada comúnmente "forma de onda" de una señal.

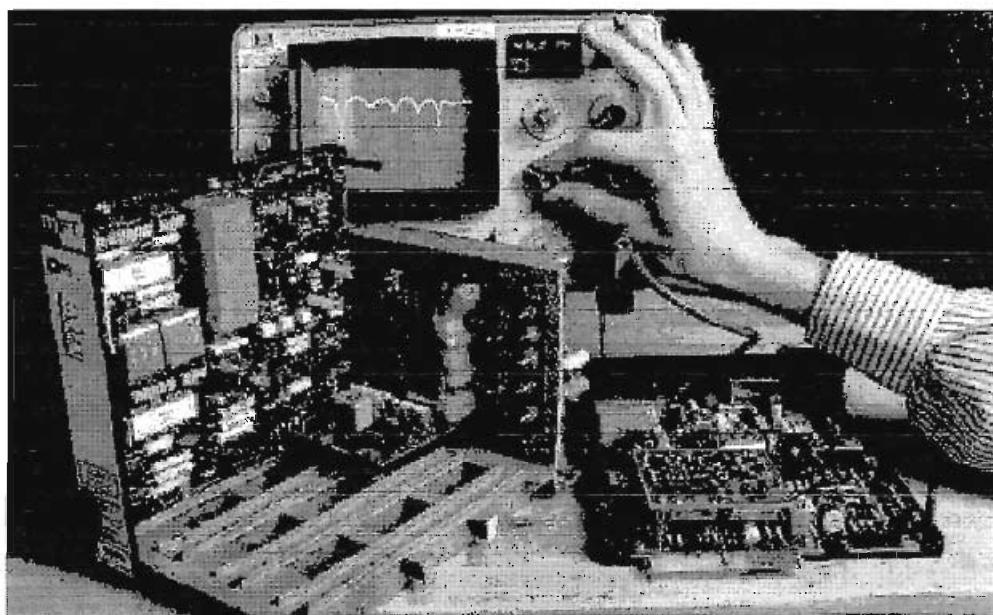


Figura 2-6. Formas de onda en un osciloscopio.

Los osciloscopios se utilizan en la industria y en los laboratorios para comprobar y ajustar el equipo electrónico así como para seguir las rápidas variaciones de las señales eléctricas, ya que estos son capaces de detectar variaciones en el orden de millonésimas de segundo. Además, ciertos conversores especiales conectados al osciloscopio pueden transformar vibraciones mecánicas, ondas sonoras y otras formas de movimiento oscilatorio en impulsos eléctricos observables en la pantalla del tubo de rayos catódicos.

Forma de onda de una señal en el dominio del tiempo.- Es una representación gráfica que indica la forma y la magnitud instantánea de la señal, con respecto al tiempo, pero no necesariamente indica su contenido de frecuencia. Con un osciloscopio, la deflexión vertical es proporcional a la amplitud de la señal para la entrada total en tanto que la deflexión horizontal es una función del tiempo (razón de barrido).

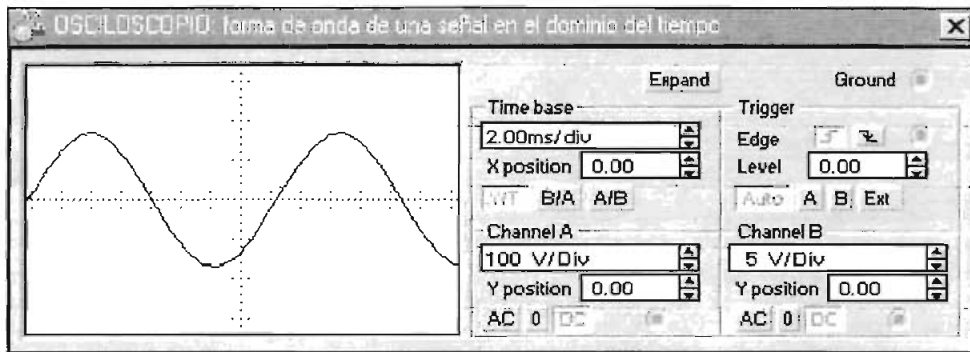


Figura 2-7. Forma de onda de una señal de frecuencia simple.

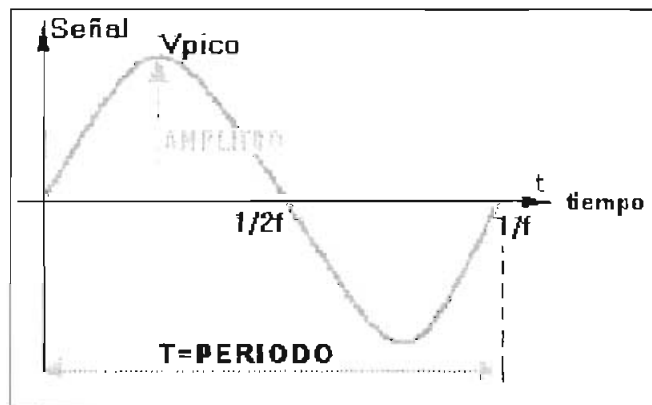


Figura 2-8. Representación en el dominio del tiempo (forma de onda de la señal) para una onda senoidal de frecuencia simple y sus características eléctricas más importantes.

Las Figuras (2-7) y (2-8) muestran la forma de onda de la señal para una señal senoidal de frecuencia sencilla con una amplitud pico de "**V**" voltios y una frecuencia de "**f**" hertz.

2.3.3. DOMINIO DE LA FRECUENCIA

“Un analizador de espectros es un instrumento que trabaja en el dominio de la frecuencia. En esencia, ninguna forma de onda se muestra en el CRT (Tubo de Rayos Catódicos), en su lugar, se muestra una gráfica de la amplitud en función de la frecuencia, denominada **espectro de frecuencias**”⁴. En un analizador de espectros, el eje horizontal representa la frecuencia y el eje vertical la amplitud.

Por lo tanto, existe una deflexión vertical para cada frecuencia presente en su entrada. Efectivamente, la forma de onda de la entrada es barrida con una frecuencia variable, y se sincroniza la frecuencia central de un filtro pasa bandas de alto factor de calidad Q a la razón de barrido horizontal del CRT. Cada frecuencia presente en la forma de la onda de la entrada produce una línea vertical sobre el CRT (estos son llamados los componentes espectrales). La deflexión vertical (altura) de cada línea es proporcional a la amplitud de la frecuencia que representa.

Una representación de una onda en el dominio de la frecuencia, muestra el contenido de frecuencia, pero no necesariamente indica la forma de onda o la amplitud combinada de todos los componentes de entrada de información en un tiempo específico. La Figura 2-9 muestra el espectro de frecuencias para una señal senoidal de frecuencia sencilla con una máxima amplitud de “ V ” voltios y una frecuencia de “ f ” hertz.

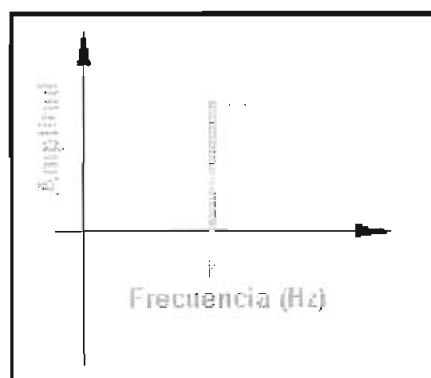


Figura 2-9. Representación en el dominio de la frecuencia (espectro) para una onda senoidal de frecuencia simple.

⁴ WAYNE, Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Pág. 14

2.3.4. ONDAS PERIODICAS NO SENOIDALES

Esencialmente, cualquier forma de onda repetitiva es una onda periódica compleja, y ésta puede ser representada en función de ondas senoidales periódicas.

Las series de Fourier son ampliamente utilizadas en el análisis de señales para representar componentes senoidales de una forma de onda periódica no senoidal (es decir, cambiar una señal en el dominio del tiempo a una señal en el dominio de la frecuencia).

De esta manera, una forma de onda periódica se la representa como una componente promedio y una serie de armónicas de ondas seno y coseno relacionadas.

Armónica.- Es un múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Frecuencia Fundamental.- Es la primera armónica y es igual a la frecuencia de la forma de onda.

A la componente de señal con frecuencia igual al doble de la frecuencia fundamental se la denomina segunda armónica, a la componente con señal igual al triple de la frecuencia fundamental, tercera armónica, y así sucesivamente. La frecuencia fundamental es la mínima cantidad de frecuencia necesaria para representar una forma de onda.

Por lo tanto, una señal periódica compleja puede ser representada de la siguiente forma:

$$f(t) = cd + \text{fundamental} + 2^{\text{a.}} \text{armónica} + 3^{\text{a.}} \text{armónica} + \dots + n \text{ armónica.}$$

Donde: cd = componente promedio de $f(t)$.

2.3.5. ESPECTRO DE POTENCIA Y ENERGIA

Los dominios del tiempo y de la frecuencia pueden ser utilizados para ilustrar las relaciones entre voltajes de las señales (magnitudes) con respecto al tiempo o a la frecuencia para una señal variante con el tiempo.

El objetivo de un canal de comunicación es transferir energía electromagnética de una fuente a un destino. De este modo, la relación entre la cantidad de energía transmitida y la cantidad recibida es una consideración importante. Por lo tanto, es indispensable realizar un análisis de la relación entre la energía y la potencia en función de la frecuencia.

La potencia eléctrica [**P**] es la tasa en la cual la energía es disipada, entregada o usada por una carga [**R**] y es una función del cuadrado del voltaje [**V**] o de la corriente [**I**], como lo indican las Ecuaciones 2.8 y 2.9:

$$P = V^2 / R \quad \text{Ec. 2.8}$$

$$P = I^2 \cdot R \quad \text{Ec. 2.9}$$

Un análisis más detallado sobre el espectro de potencia y energía se lo realizará cuando se estudie en los numerales (2.8) la modulación AM, y (2.14) la modulación FM de una manera particular.

2.4. MEZCLADO DE SEÑALES

Mezclado es el proceso de combinar dos o más señales y es una de las principales técnicas utilizadas en las comunicaciones electrónicas para transmitir información.

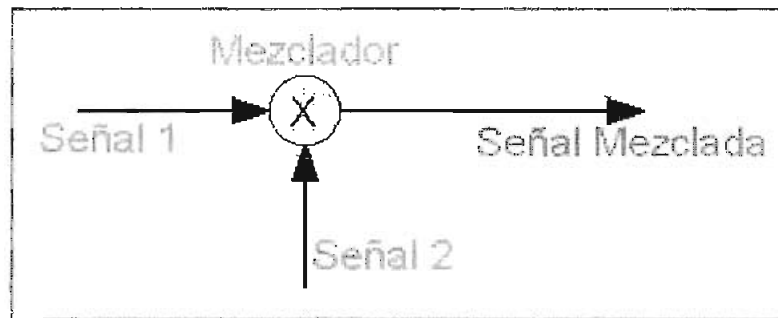


Figura 2-10. Esquema simplificado de un mezclador de señales.

Esencialmente, existen dos maneras en las cuales las señales pueden combinarse o mezclarse: Lineal y No lineal.

2.4.1. MEZCLADO LINEAL

En la industria de las grabaciones de audio, la suma lineal a veces se llama mezclado lineal; sin embargo, en las comunicaciones de radio, mezclado casi siempre implica un proceso no lineal.

Las sumas lineales ocurren cuando dos o más señales se combinan en un dispositivo lineal, tal como una red pasiva o un amplificador de pequeña señal.

Las señales se fusionan de tal manera que no producen nuevas frecuencias y la forma de onda combinada es simplemente la suma lineal de las señales individuales.

La Figura 2-11, muestra una gráfica lineal del voltaje de salida contra el voltaje de entrada.

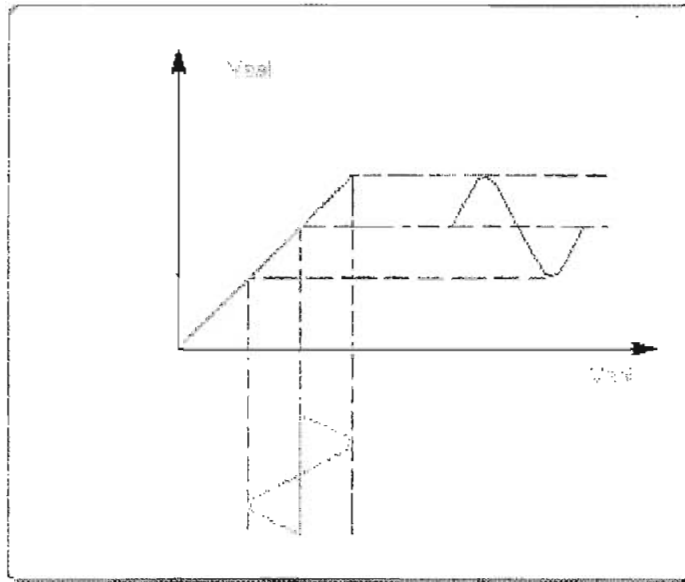


Figura 2-11. Curva lineal de entrada – salida.

En este caso la operación es lineal y se cumple que:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} \quad \text{Ec.2.10}$$

Donde:

"A" es una constante que es igual a la ganancia de voltaje.

V_{sal} = voltaje de salida [voltios]

V_{ent} = voltaje de entrada [voltios]

2.4.1.1. OPERACION EN PEQUEÑA SEÑAL CON DOS ENTRADAS SENOIDALES

¿Qué pasa si dos ondas senoidales excitan un amplificador? Puede expresarse la primera onda senoidal como:

$$V_x = V_x \cdot \text{Sen } w_x \cdot t \quad \text{Ec.2.11}$$

Y la segunda como:

$$V_y = V_y \cdot \text{Sen } w_y \cdot t \quad \text{Ec.2.12}$$

La Figura (2-12a) muestra estas dos señales senoidales; arbitrariamente, V_x tiene la frecuencia más alta. Si los voltajes senoidales están en serie, como se muestra en la Figura (2-12b). el voltaje resultante es:

$$V_{ent} = V_x + V_y = V_x \cdot \text{Sen } \omega_x \cdot t + V_y \cdot \text{Sen } \omega_y \cdot t \quad \text{Ec.2.13}$$

La suma de estas dos señales senoidales se muestra la Figura (2-12c) y su espectro en la Figura (2-12d). Además, si se observa el voltaje resultante en el osciloscopio, se ve algo como lo que muestra la Figura (2-12c), y en un analizador de espectros, se ve algo como la Figura (2-12d).

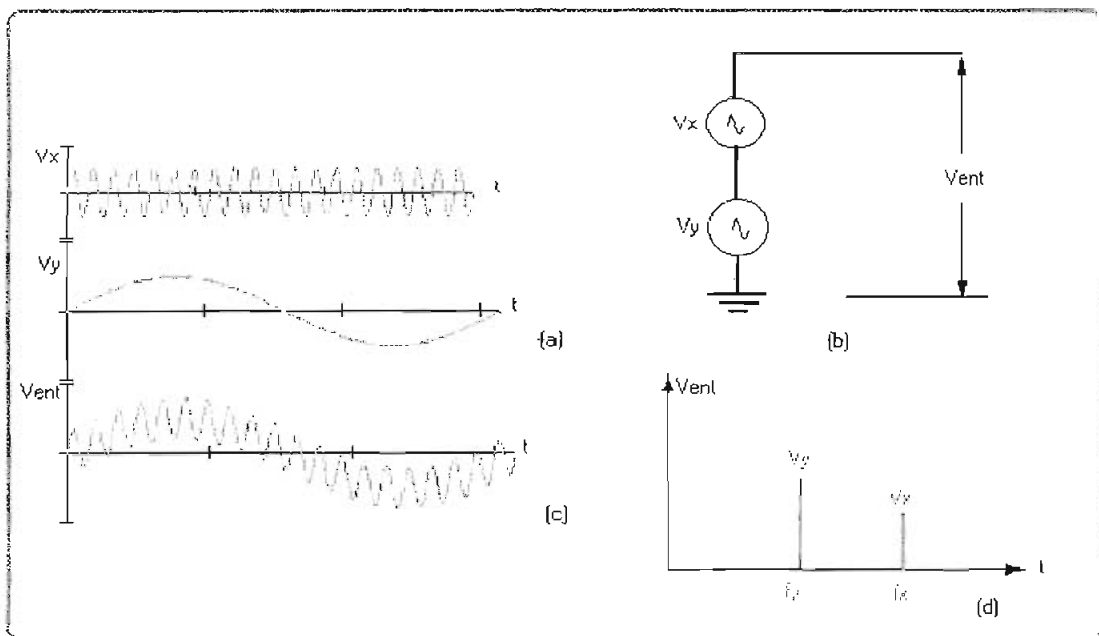


Figura 2-12. (a) dos señales senoidales V_x y V_y de diferente frecuencia. (b) Conexión en serie de dos fuentes de señales senoidales V_x y V_y . (c) Forma de onda aditiva V_{ent} . (d) Espectro de la forma de onda aditiva V_{ent} .

Cuando ambas señales son pequeñas, la operación se vuelve lineal y es posible aplicar la Ecuación 2.10, obteniendo:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} = A (V_x + V_y) \quad \text{Ec.2.14}$$

$$V_{sal} = A \cdot V_x \cdot \text{Sen } \omega_x \cdot t + A \cdot V_y \cdot \text{Sen } \omega_y \cdot t \quad \text{Ec.2.15}$$

¿Qué es lo que expresa esta ecuación?. Indica que el voltaje de ac de salida es la suma de cada una de las senoides de entrada amplificadas "A" veces.

La Figura (2-13a) ilustra cómo se ve esta salida en el dominio del tiempo; no es otra cosa que la señal de la Figura (2-12c), amplificada "A" veces. La Figura (2-13b) muestra el espectro de la señal amplificada; aquí, en forma análoga, es el espectro original con cada una de las líneas amplificadas en un valor "A".

Es especialmente importante el hecho de que no aparezcan armónicas u otro tipo de líneas en el espectro de salida para la operación con pequeña señal.

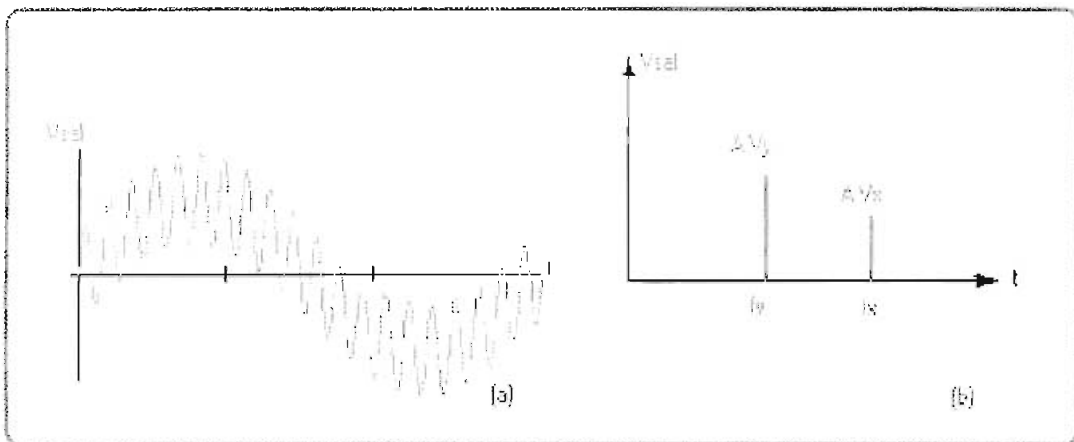


Figura 2-13. (a) Señal aditiva amplificada. (b) Espectro de la señal.

OPERACIÓN LINEAL CON VARIAS COMPONENTES SENOIDALES

Lo que se ha deducido para el caso de dos ondas senoidales de entrada se aplica a cualquier número de señales senoidales de entrada. En otras palabras, si existen 10 señales senoidales de entrada la amplificación lineal dará por resultado 10 ondas senoidales de salida.

El espectro de la salida contendrá 10 líneas espectrales con las mismas frecuencias que el espectro de la entrada con la diferencia de que cada línea está amplificada "A" veces.

2.4.2. MEZCLADO NO LINEAL

El mezclado no lineal ocurre cuando dos o más señales se combinan en un dispositivo no lineal tal como un diodo o amplificador de señal grande.

Con el mezclado no lineal, las señales de entrada se combinan de una manera no lineal y producen componentes de frecuencias adicionales.

Cuando una onda senoidal excita a un circuito no lineal, armónicas de esta señal aparecen en la salida. Si son dos ondas senoidales las que excitan al circuito no lineal, se obtendrán armónicas de cada una de las señales senoidales, además de nuevas frecuencias llamadas **frecuencias de diferencia** y **frecuencias de suma**.

La Figura 2-14 muestra una gráfica no lineal del voltaje de salida contra el voltaje de entrada.

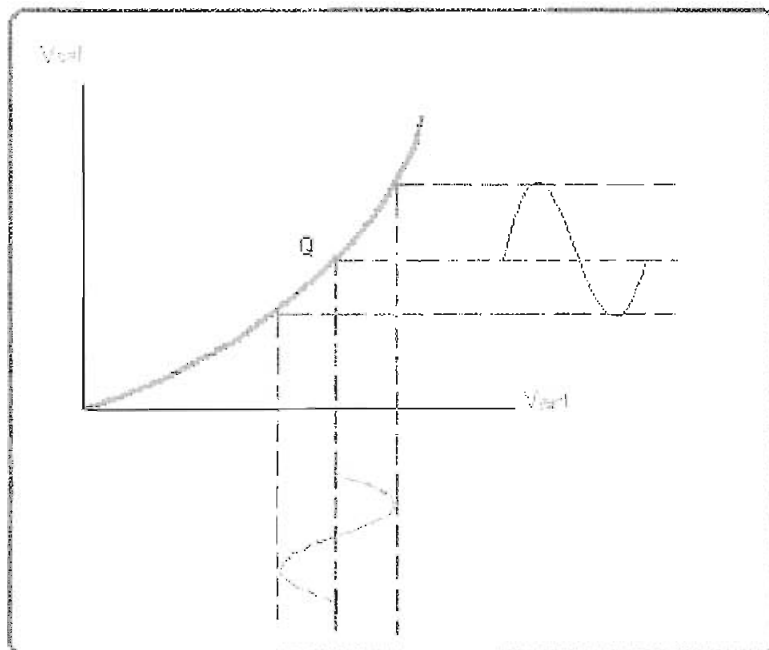


Figura 2-14. Curva no lineal de entrada – salida.

Si la señal es pequeña, el punto de operación instantáneo excursiona sobre una pequeña parte de la curva. En este caso la operación es lineal y se cumple que:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} \quad \text{Ec.2.10}$$

Donde:

"A" es una constante que es igual a la ganancia de voltaje.

V_{sal} = Voltaje de salida [voltios]

V_{ent} = Voltaje de entrada [voltios]

2.4.2.1. Series de Potencias

Cuando la excursión de la señal es grande, debe usarse una ecuación más complicada que tome en consideración la no linealidad. Una función cualquiera, puede ser representada como una serie de potencias. Utilizando este procedimiento para la operación con señal grande, se tiene:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} + B \cdot V_{ent}^2 + C \cdot V_{ent}^3 + D \cdot V_{ent}^4 + \dots \quad \text{Ec. 2.16}$$

Se aplica una serie de potencias como ésta a cualquier curva no lineal (puede ser la que se muestra en la Figura 2-14). Cada curva posee su propio juego de coeficientes (A, B, C...). Nótese además que la operación lineal sería un caso particular de la serie; cuando V_{ent} es pequeña todos los términos de orden superior desaparecen, quedando: $V_{sal} = A \cdot V_{ent}$.

2.4.2.2. Operación de Señal Mediana con una Onda Senoidal

Para valores típicos de A, B, C, etc. en la Ecuación (2-16), el primer término con exponente o sea el término cuadrático, tiene un valor importante. Es decir, hay un nivel de señal de entrada entre los casos de señal pequeña y señal grande para el cual sólo los dos primeros términos de la Ecuación (2-16) son importantes:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} + B \cdot V_{ent}^2 \quad \text{Ec.2.17}$$

Debido a que este caso se encuentra entre la operación de señal pequeña y la de señal grande, se llama caso de señal mediana. Cualquier amplificador de transistores puede operar a señal mediana, con sólo un término lineal y otro cuadrático en la ecuación del voltaje de ca de salida. Con un incremento mayor en la señal, un amplificador del tipo bipolar pasa al caso de señal grande, donde los términos cúbicos y de potencia superior son importantes.

Si la señal senoidal de entrada es por ejemplo:

$$V_{ent} = \text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t \quad \text{Ec.2.18}$$

Asumiendo $A=1$ y $B=1$ (por facilidad y para apreciar de mejor manera la explicación). El voltaje a la salida es:

$$V_{sal} = (\text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t) + (\text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t)^2 \quad \text{Ec.2.19}$$

$$V_{sal} = \text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t + \text{Sen}^2 w_x.t - \text{Cos } (w_x + w_y).t + \text{Cos } (w_x - w_y).t + \text{Sen}^2 w_y.t \quad \text{Ec.2.20}$$

$$V_{sal} = \text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Cos } 2.w_x.t - \text{Cos}(w_x+w_y).t + \text{Cos}(w_x-w_y).t + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{Cos } 2.w_y.t \quad \text{Ec.2.21}$$

$$V_{sal} = 1 + \text{Sen } w_x.t + \text{Sen } w_y.t + \frac{1}{2} \text{Cos } 2.w_x.t - \frac{1}{2} \text{Cos } 2.w_y.t - \text{Cos } (w_x + w_y).t + \text{Cos } (w_x - w_y).t \quad \text{Ec.2.22}$$

Se observa en la Ecuación 2.22, que la señal a la salida contiene varias componentes de frecuencia, estas son:

Las frecuencias fundamentales: w_x, w_y

Armónicos: $2.w_x, 2.w_y$

Frecuencias Suma y Diferencia: $(w_x+w_y), (w_x - w_y)$

Se puede visualizar la señal de salida en la Figura 2-15(b) y su espectro como en la Figura 2-15(d). En otras palabras, si se observa el voltaje de entrada

en osciloscopio, se ve algo como la Figura 2-15(a), y en un analizador de espectros, se ve algo como la Figura 2-15(c).

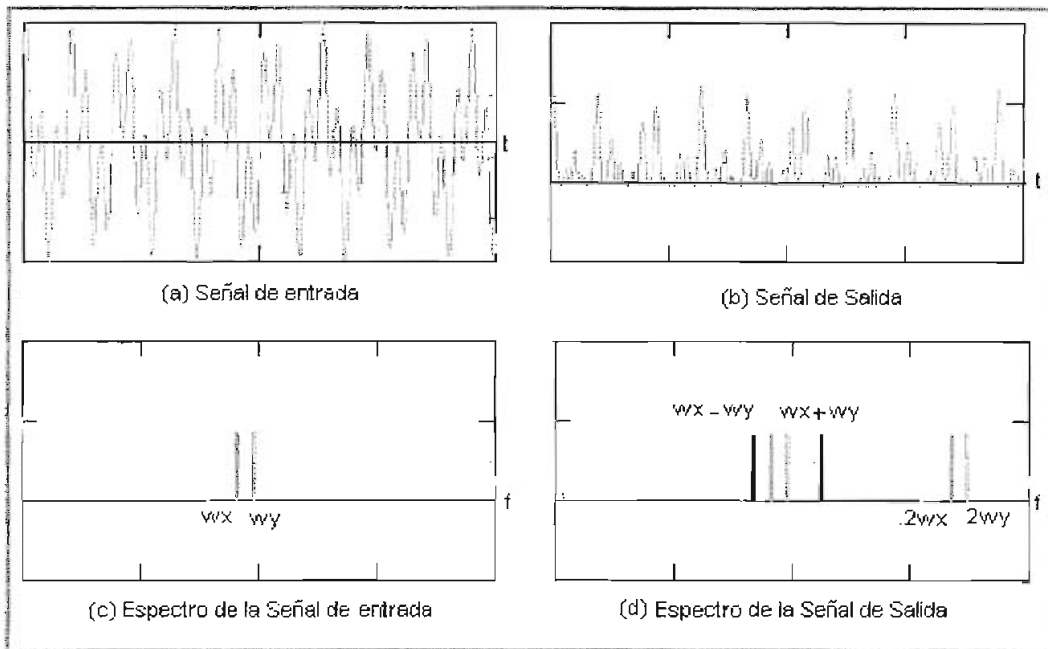


Figura 2-15. Formas de onda (mezcla no lineal).

Esto indica que el voltaje de ac de salida contiene armónicos de la señal de entrada y otras frecuencias como la suma y diferencia, además de las frecuencias fundamentales de la señal de entrada. Esta característica es aprovechada como una técnica en el proceso de modulación, para generar otras frecuencias. Como ejemplos prácticos de la mezcla no lineal, se tienen el mezclador con transistor y el mezclador con diodos.

Mezclador con Transistor

Una señal de frecuencia " f_x " excita la base del transistor y la otra de frecuencia " f_y " el emisor del mismo. La corriente resultante de colector contiene componentes de armónicas y de intermodulación. Con un circuito tanque LC sintonizado a la frecuencia " f_x ", se consigue tener solamente las señales de frecuencia $(f_x - f_y)$, $(f_x + f_y)$, y f_x a la salida. (Figura 2-16).

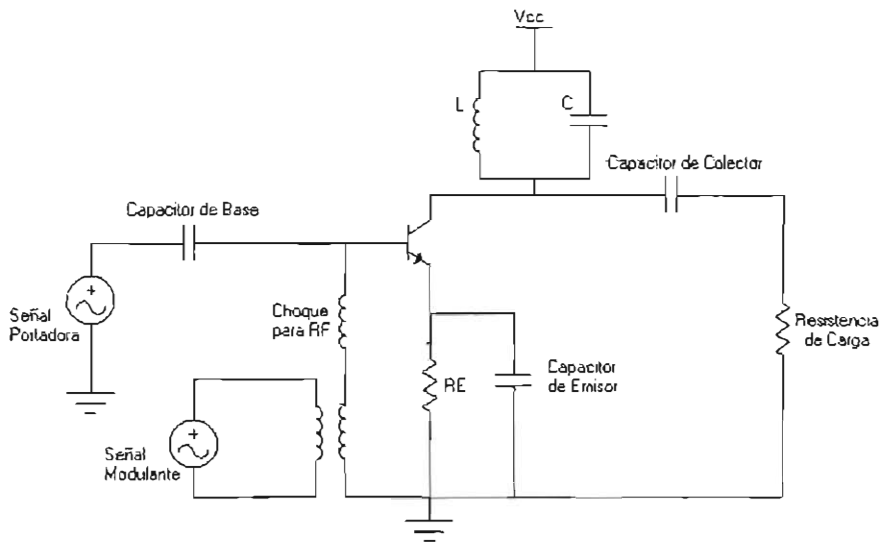


Figura 2-16. Ejemplo de un mezclador con transistor.

Mezclador con Diodos

En lugar de usar un transistor como dispositivo no lineal se puede usar un diodo. Se excita al diodo con una forma de onda aditiva compuesta por las frecuencias "fx" y "fy". La corriente del diodo estará formada por componentes de intermodulación y por armónicas. Posteriormente es posible seleccionar la frecuencia que interese con un filtro. (Figura 2-17).

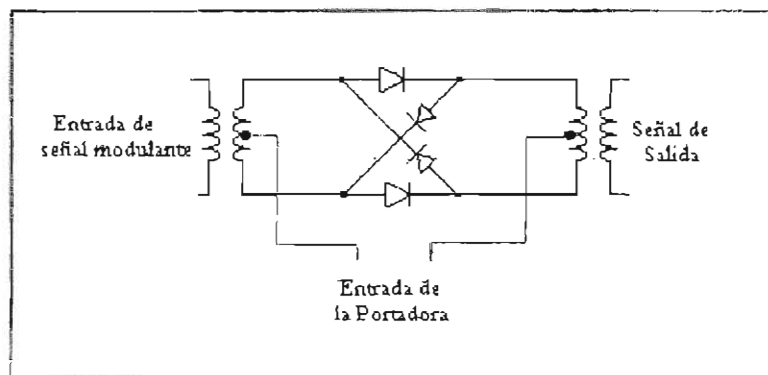


Figura 2-17. Ejemplo de un mezclador con diodos.

Otra aplicación importante de la mezcla no lineal, son los mezcladores de frecuencia.

Mezcladores de Frecuencia

El proceso de traslación de frecuencias se llama también "**conversión de frecuencias**" o "**mezcla de frecuencias**", curiosamente, "**heterodinación**" es otra palabra utilizada para indicar "mezcla de frecuencia" (en un dispositivo no lineal). Los sistemas que efectúan esta operación se llaman convertidores o mezcladores de frecuencias y, para trasladar un espectro, deben producir frecuencias diferentes de las de la señal de entrada. Para producir modulación deben usarse sistemas no lineales. En casi todo receptor de radio o televisión se emplea un mezclador de frecuencia; se usa también en muchos otros sistemas electrónicos. El propósito principal de un mezclador es convertir radiofrecuencias a frecuencias intermedias.

En la mayor parte de las aplicaciones, una de las señales de entrada al mezclador será grande. Esto es necesario para asegurar una operación no lineal; a menos que una de las señales sea grande, no se puede obtener componentes de intermodulación. Por lo general, esta señal grande de entrada es suministrada por un oscilador o un generador de señal.

Generalmente, la otra señal de entrada es pequeña. Por sí misma, esta señal sólo produce operación de señal pequeña en el mezclador. Con frecuencia, una de las razones por las cuales esta señal es pequeña es que es una señal débil proveniente de una antena.

Por lo tanto, las entradas normales a un mezclador son:

- Una señal grande, adecuada para producir una operación de señal media o grande en el mezclador.
- Una señal pequeña por sí misma puede producir sólo operación de pequeña señal.

2.5. RUIDO ELÉCTRICO

El ruido eléctrico se define como cualquier energía eléctrica no deseada presente en la pasabanda útil de un circuito de comunicaciones.

Por ejemplo, en la grabación de audio cualquier señal no deseada que cae en la banda de frecuencias, entre 0 y 15 kHz, es perceptible e interferirá con la información de audio.

De esta manera cualquier energía eléctrica no deseada en la banda de frecuencias entre 0 y 15 kHz se considera ruido para los circuitos de audio.

Se observa en la Figura 2-18, el efecto que el ruido tiene sobre una señal eléctrica. El ruido distorsiona a cualquier señal.

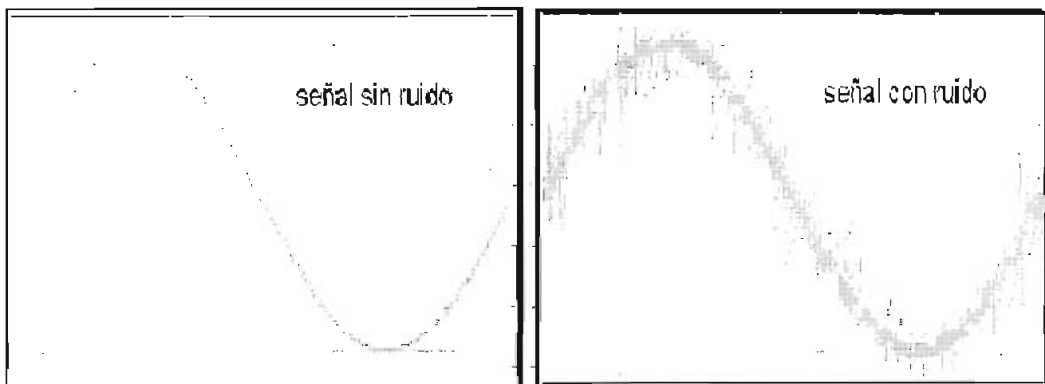


Figura 2-18. Efecto que el ruido tiene sobre una señal eléctrica.

2.5.1. RELACIÓN SEÑAL A RUIDO

Es una relación matemática sencilla del nivel de la señal con respecto al nivel de ruido en un punto dado del circuito, el amplificador o el sistema.

Puede expresarse como una relación de voltaje o una relación de potencia y por lo general se lo mide en decibeles.

$$\text{Relación de voltaje:} \quad S/N_{(dB)} = 20 \log (V_s/V_n) \quad \text{Ec.2.23}$$

$$\text{Relación de potencia:} \quad S/N_{(dB)} = 10 \log (P_s/P_n) \quad \text{Ec.2.24}$$

Donde:

V_s = voltaje de la señal [voltios]

V_n = voltaje del ruido [voltios]

P_s = potencia de la señal [vatios]

P_n = potencia del ruido [vatios]

La relación señal a ruido probablemente sea el parámetro más importante y frecuentemente usado para evaluar el funcionamiento de un amplificador en un sistema completo de comunicaciones de radio o para comparar el funcionamiento de un amplificador o sistema con otro. Entre más alta sea la relación señal a ruido, mejor será el funcionamiento del sistema, con esto se puede determinar la calidad general de un sistema.

En esencia, el ruido puede dividirse en dos categorías generales:

2.5.2. RUIDO CORRELACIONADO

Es una energía eléctrica no deseada que está presente como resultado directo de una señal, tales como las distorsiones armónicas y de intermodulación. Las distorsiones armónicas y de intermodulación son formas de distorsión no lineal; son producidas por la amplificación no lineal. El ruido correlacionado no puede estar presente en un circuito a menos que exista una señal de entrada. Simplemente dicho, no hay señal, ¡no hay ruido!. Las distorsiones armónicas y de intermodulación cambian la forma de la onda en el dominio del tiempo y el contenido espectral en el dominio de la frecuencia. Es producido directamente como un resultado de la señal. Implica una relación entre la señal y el ruido .

Distorsión armónica.- Son múltiplos no deseados de la onda seno de frecuencia simple que se crean cuando la onda seno se amplifica en un dispositivo no lineal, como un amplificador de señal grande.

Ruido de Intermodulación.- Son las frecuencias no deseadas del producto cruzado (sumas y diferencias) creadas cuando dos o más señales son amplificadas en un dispositivo no lineal, tal como un amplificador de señal grande.

2.5.3. RUIDO NO CORRELACIONADO

Esta presente sin importar si hay una señal presente o no, es decir que la señal no tiene efecto sobre la magnitud del ruido. El ruido no correlacionado puede dividirse en dos categorías:

RUIDO EXTERNO.- Es generado externamente a un circuito y se introduce al circuito. Las señales externamente generadas se consideran ruido, sólo si sus frecuencias caen dentro de la banda útil del filtro de entrada del circuito. Existen tres tipos principales de ruido externo: atmosférico, extraterrestre y hecho por el hombre.

RUIDO INTERNO.- Es la interferencia eléctrica generada dentro de un dispositivo. El principal ruido generado internamente es el ruido térmico.

RUIDO TERMICO.- El ruido térmico es aleatorio, continuo, y ocurre en todas las frecuencias. Además, el ruido térmico está presente en todos los dispositivos, es impredecible y aditivo. Esto es por que el ruido térmico es generalmente el más significativo de todas las fuentes de ruido. Se lo llama simplemente térmico o ruido blanco aleatorio.

RUIDO IMPULSIVO.- El ruido impulsivo se debe a perturbaciones atmosféricas y ruidos generados por el hombre.

2.6. GENERACIÓN DE SEÑALES

Actualmente en el área de telecomunicaciones y sistemas de comunicación electrónica se requieren de formas de onda repetitivas que sean estables.

Muchos de estos sistemas, requieren más de una frecuencia, y frecuentemente estas frecuencias deben estar sincronizadas entre sí. Por lo tanto, la generación de señales, la sincronización de frecuencias y síntesis de frecuencias son partes esenciales de un sistema de comunicación electrónica.

Entre los circuitos que realizan estas tareas encontramos: Osciladores, VCO (Osciladores Controlados por Voltaje), PLL (Circuitos de Fase Cerrada), Sintetizadores de Frecuencia.

2.6.1. OSCILADORES – VCO- PLL

En aplicaciones electrónicas, se puede hablar de un oscilador que es un dispositivo o circuito que produce oscilaciones eléctricas. Una oscilación eléctrica es un cambio repetitivo de una forma de onda de voltaje o corriente. Si un oscilador es autosuficiente, los cambios en la forma de la onda son continuos y repetitivos; ocurren a intervalos periódicos. En esencia, un oscilador convierte un voltaje de entrada de cd a un voltaje de salida de ca. La forma de la onda de salida puede ser una onda senoidal, una onda diente de sierra o una onda cuadrada, o cualquier otra forma de onda mientras se repita a intervalos periódicos.

Un VCO (Oscilador Controlado por Voltaje) es un oscilador con una frecuencia de oscilación estable que depende de un voltaje de polarización externo. La salida de un VCO es una frecuencia, y su entrada es una señal polarizada o de control que puede ser un voltaje de cd o de ca. Cuando se aplica a la entrada del VCO un voltaje de cd o de ca que cambia lentamente, la frecuencia de salida también cambia proporcionalmente.

Se conocen varios tipos de osciladores, tales como: Osciladores de realimentación, Oscilador Puente de Wien, Osciladores LC: Hartley, Colpitts; Osciladores de cristal, Osciladores de integración a gran escala, generador de formas de onda de circuito integrado, Generadores de funciones monolíticos, Osciladores controlados por voltaje monolíticos. (p.ej. XR-2207), Osciladores de precisión monolíticos. (p.ej. XR-2209).

Es importante que los osciladores tengan una alta estabilidad de frecuencia. La estabilidad de frecuencia es la habilidad de un oscilador para permanecer a una frecuencia fija y es extremadamente importante en los sistemas de comunicación.

PLL (Circuitos de Fase Cerrada)

Los PLL (circuitos de fase cerrada) se usa en forma extensa dentro de las comunicaciones electrónicas para realizar la modulación, demodulación, generación de frecuencias, y para síntesis de frecuencias.

Los PLL se usan tanto en transmisores como en receptores con modulación analógica y digital y con la transmisión de pulsos digitales.

Actualmente se disponen muchos productos de PLL de circuito integrado de varios fabricantes. Algunos de éstos son de propósito general adecuados a una multitud de usos, mientras que otros se destinan para aplicaciones especiales como la detección de tonos, decodificación estéreo, y la síntesis de frecuencias.

El circuito básico del PLL consiste de cuatro bloques principales: un comparador de fase (multiplicador), un filtro de pasa-bajos, un amplificador de baja ganancia (amp-op), y un oscilador controlado por voltaje (VCO), como se muestra en la Figura 2-19.

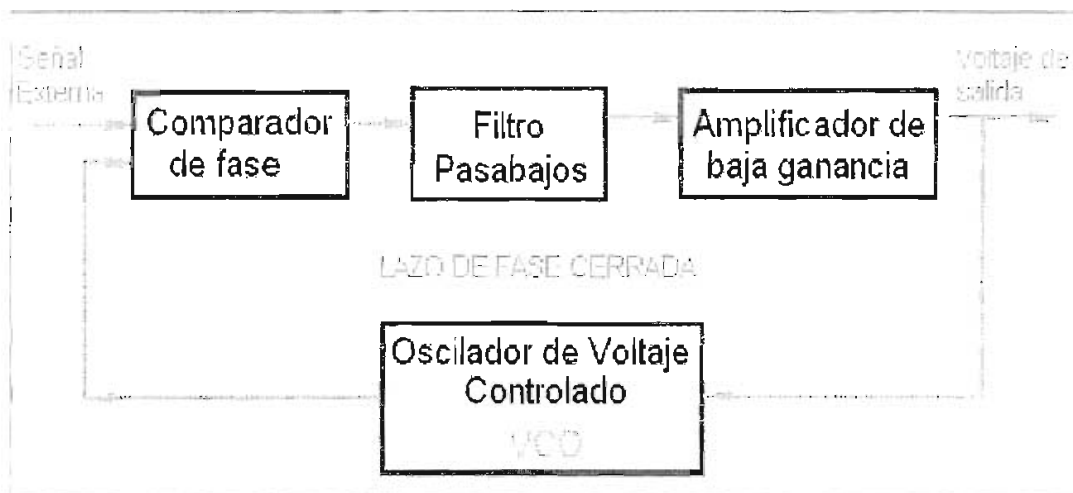


Figura 2-19. Diagrama de Bloques de un PLL.

Cada vez que se utiliza el espacio aéreo como el medio de transmisión, es posible que las transmisiones de una fuente puedan interferirse con las transmisiones de otras fuentes si sus frecuencias de transmisión y los anchos de banda de transmisión se traslapan. Consecuentemente, es importante que todas las fuentes mantengan su frecuencia de operación dentro de una tolerancia específica. La FCC ha establecido reglas estrictas en relación a las tolerancias de las portadoras de RF.

2.6.2. ESTABILIDAD DE FRECUENCIA

La estabilidad de frecuencia es la habilidad de un oscilador para permanecer a una frecuencia fija y es de gran importancia en los sistemas de comunicación, frecuentemente se considera de corto o largo tiempo.

Estabilidad de corto plazo.- Se ve afectada principalmente por las fluctuaciones en los voltajes de operación de cd.

Estabilidad a largo plazo.- Es una función de la edad de los componentes y los cambios de temperatura como la humedad del ambiente.

La estabilidad de frecuencia se da generalmente como un porcentaje de cambio en frecuencia del valor deseado.

La estabilidad de frecuencia pueden mejorarse regulando la fuente de poder en cd y minimizando las variaciones ambientales. Es importante que todas las fuentes mantengan su frecuencia de operación dentro de una tolerancia específica, y además se debe considerar el punto de operación de los transistores.

MODULACION EN AMPLITUD

2.7. INTRODUCCION

Cuando se trata de transmitir información (música, datos, etc), de un lugar a otro, varias técnicas de comunicaciones pueden ser utilizadas, una de ellas es la *modulación en amplitud que aún se la usa actualmente y es de mucha importancia en transmisiones de radio.*

No todas las señales pueden ser transmitidas con modulación de amplitud, por ejemplo una onda de audiofrecuencia no es práctica para la transmisión, pero las señales de alta frecuencia sí lo son, sin embargo no están en el intervalo audible, entonces ¿cómo es posible la radio?.

El científico italiano Marconi, considerado como el padre de la comunicación inalámbrica, resolvió este problema con mucha sencillez, enviando una *onda de alta frecuencia e interrumpiéndola de acuerdo con el código telegráfico, que ya había sido desarrollado por Morse.*

Marconi inventó un aparato receptor que reproducía la apertura y el cierre en términos de sonido y silencio. Así, el operador en el extremo receptor podía leer el mensaje codificado, que había sido transmitido por la radiación electromagnética.

Este sistema, ingenioso y útil a la vez, es difícilmente apropiado para la radiodifusión de la voz o de la música, encontrándose limitado al uso de alguna clase de código. Sin embargo, es fructífero considerar dicho sistema como la combinación real de dos señales diferentes, como se indica en la Figura (2-20).

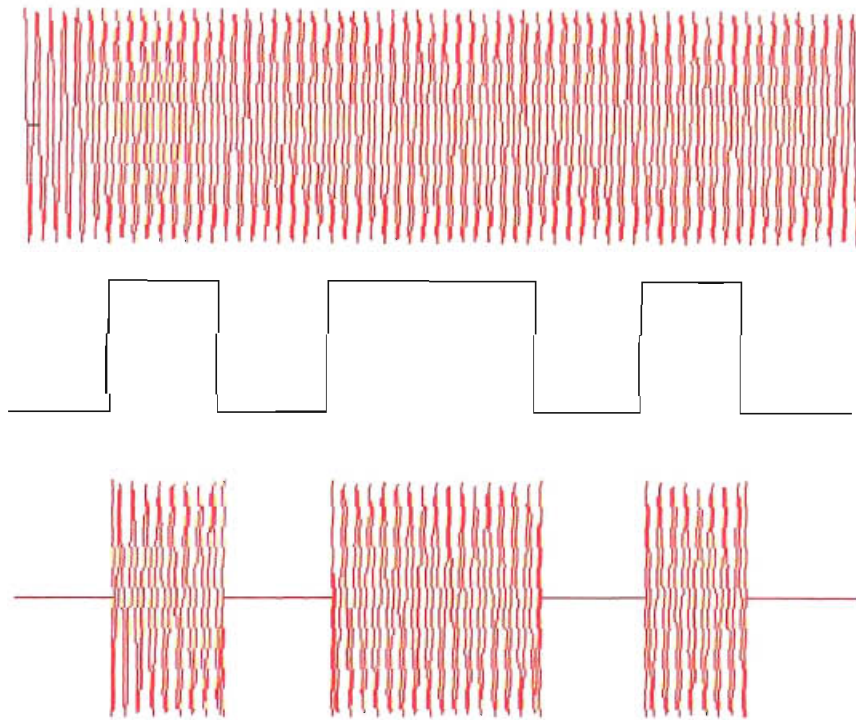


Figura 2-20. En la parte superior hay una onda de alta frecuencia, llamada portadora. En el centro está la clave telegráfica para la letra R (punto-raya-punto), convertida en una señal eléctrica. El dibujo inferior muestra el resultado de combinar las otras dos ondas. Esto puede imaginarse como si una frecuencia portadora fuera desconectada o conectada por la señal de audio.

El mismo proceso general que se describe en la Figura 2-20, puede servir para imprimir cualquier señal de audio en una onda portadora.

Para propósitos de radiodifusión, la onda portadora sin modulación no tiene valor porque no lleva señales, ideas o comunicaciones. La onda de audio por sí misma tampoco sirve, puesto que su frecuencia es tan baja que no puede radiarse eficientemente. Sólo la onda portadora modulada es útil para la radiocomunicación; en este caso la onda se llama onda portadora modulada en amplitud (AM); el sistema se llama también de **Modulación en Amplitud**.

El método usado para transmisión de una señal de audio en el espacio es reubicar las frecuencias de audio en el rango RF. El proceso de mezclar el audio en la radiofrecuencia (RF) se llama **modulación**. La señal RF original (pura) se llama la **señal portadora** (frecuencia asignada por la FCC a una estación radiodifusora). Este término significa que la RF original transportará la señal de

audio. La portadora mezclada está ahora modulada (alterada) por la señal de audio (información) llamada **señal modulante** o moduladora.

2.8. MODULACION AM DE DOBLE BANDA LATERAL CON PORTADORA COMPLETA (AM-DBL-PC)

2.8.1. REVISION TEORICA

2.8.1.1. Modulación AM

Es un método de transmisión de información muy usado en las estaciones de radio comerciales. Se lo conoce comúnmente como **Modulación de Amplitud** o **Modulación AM**.

Las bandas de frecuencias típicas usadas en AM para la transmisión de señales son:

- *Banda de radiodifusión comercial AM:* 535 – 1605 kHz
- *Banda de frecuencias para música con calidad:* 0 – 20 kHz
- *Banda de frecuencias para la voz:* 0 – 3 kHz

La modulación AM se dedica a usos que no requieren gran calidad de sonido o en los que la información sea de frecuencias próximas entre sí. También otra característica de la modulación de amplitud es que, en su recepción, los desvanecimientos de señal no provocan demasiado ruido, por lo que se usa en algunos casos de comunicaciones móviles, como ocurre en buena parte de las comunicaciones entre un avión y la torre de control, debido a que la posible lejanía y el movimiento del avión puede dar lugar a desvanecimientos. Sin embargo, la modulación en amplitud tiene un inconveniente, y es la vulnerabilidad a las *interferencias*.

Para comprender esta técnica de modulación, se revisarán los siguientes tópicos frecuentemente utilizados en la Modulación AM, como: El Modulador AM, Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda, Coeficiente de Modulación, Distribución de Voltaje, Distribución de Potencia, Modulación por medio de una Señal de Información Compleja.

2.8.1.1.1. Modulador AM

Un modulador AM es un dispositivo no lineal y por lo tanto ocurre una mezcla no lineal. Se observa el esquema básico de un modulador AM en la Figura 2-21.

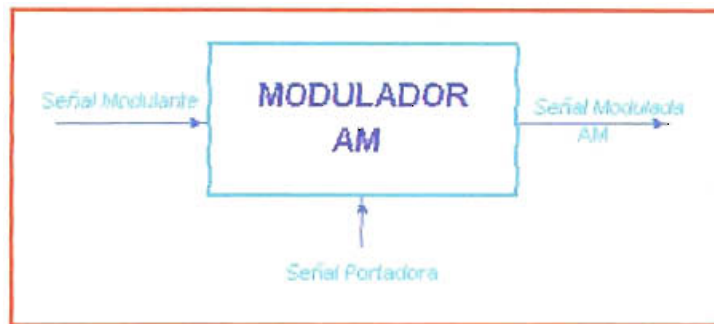


Figura 2-21. Esquema básico de un modulador AM.

En la Figura 2-21, se distingue una relación simplificada entre la **señal modulante** (información), la **señal portadora** y el resultado de combinar las dos señales en el modulador AM, para obtener la **señal modulada**.

Estas señales pueden ser aperiódicas o periódicas, y su análisis se lo realiza cambiando las señales en el dominio del tiempo al dominio de frecuencia, de esta manera se aprecian mejor el espectro de frecuencias y el ancho de banda de las señales involucradas.

El espectro de frecuencia para una señal de información aperiódica cualquiera de banda limitada se muestra en la Figura 2-22, en este caso, para pasar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, se usan las "Transformadas de Fourier".

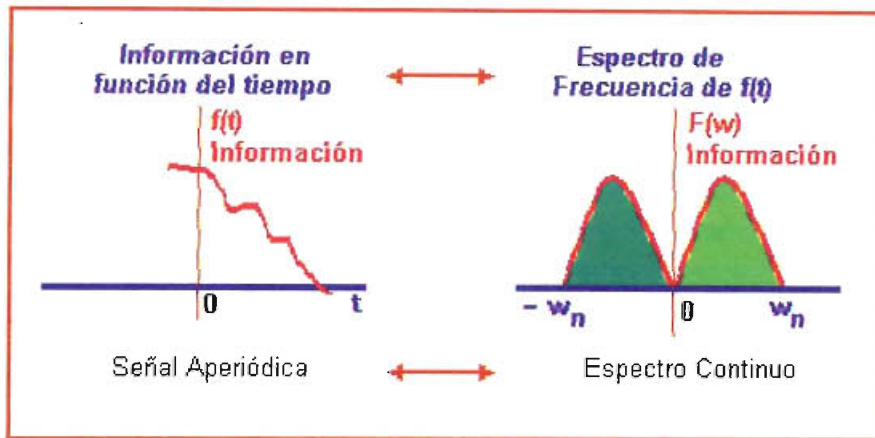


Figura 2-22. Espectro de frecuencia de una señal aperiódica de banda limitada.

El espectro de frecuencia para una señal de información periódica cualquiera de banda limitada se muestra en la Figura 2-23, en este caso, para pasar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia, se usan las "Series de Fourier":

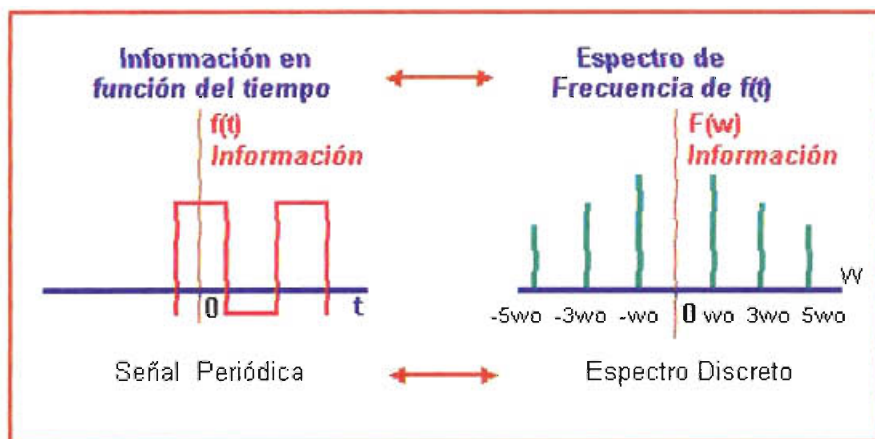


Figura 2-23. Espectro de frecuencia de una señal periódica de banda limitada.

Consideraciones Importantes para un Modulador AM

- “La señal portadora puede ser cualquier señal periódica cuya frecuencia fundamental sea ω_c [rad/s], donde: $\omega_c = 2\pi.f_c$, y f_c es la frecuencia de esta señal portadora en Hertz”⁵.

⁵ La demostración matemática de esta afirmación se puede revisar en el anexo 1.

- La frecuencia de la señal portadora $[f_c]$, debe ser lo suficientemente alta, comparada con la frecuencia de la señal modulante $[f_m]$, es decir: $f_c \gg f_m$, entonces no existirá cruce de los espectros y consecuentemente, la señal modulada no perderá la información que se halla en su envolvente. Las consideraciones mínimas entre la frecuencia portadora y modulante dependen del tipo de modulador utilizado.

2.8.1.1.2. *Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda*

Al combinarse las señales modulante y portadora en el modulador, la señal de salida es una onda compuesta por la frecuencia portadora $[f_c]$ y las frecuencias suma $[f_c + f_m]$ y diferencia $[f_c - f_m]$. En donde, " f_m " es la frecuencia de la señal modulante. Se demuestra matemáticamente que la suma y diferencia de frecuencias se desplazan de la frecuencia portadora $[f_c]$, una cantidad igual a la frecuencia de la señal modulante $[f_m]$.

La Figura 2-24 muestra el espectro de frecuencias, en donde se distingue que la señal de información tiene un ancho de banda igual a $[w_m]$, además la señal modulada AM, contiene componentes de frecuencia espaciados a los dos lados de la portadora $[w_c]$, que constituyen la banda lateral superior $[w_c - w_m]$ y la banda lateral inferior $[w_c + w_m]$, pero no contiene un componente de frecuencia que sea igual a la frecuencia de la señal modulante, además la señal modulada ocupa doble ancho de banda. Por lo que, existe una desventaja en la transmisión AM, un consumo de potencia innecesario por parte de la señal portadora y una de las bandas laterales debido a que la información está contenido solamente en una de las bandas laterales.

El efecto de la modulación es trasladar el espectro de la señal modulante en el dominio de la frecuencia para reflejarse simétricamente alrededor de la frecuencia portadora, sin alterar su forma. Este tipo de modulación se llama modulación de amplitud de doble banda lateral con portadora completa (AM DBL-

PC), porque la densidad espectral de la señal modulada contiene la portadora y además el ancho de banda para la transmisión es el doble que el de banda base.

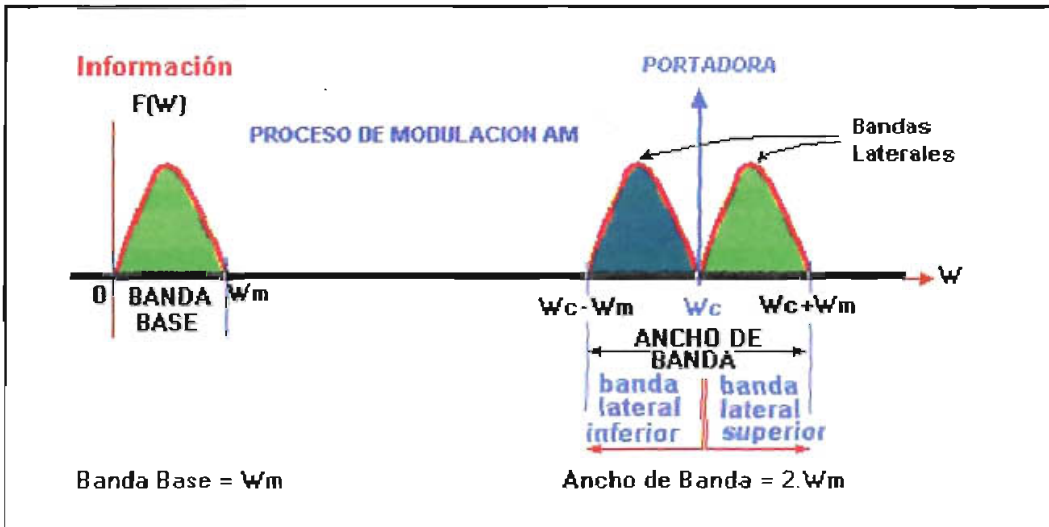


Figura 2-24. Señal de Doble Banda Lateral con Portadora Completa
(Espectro de Frecuencia)

2.8.1.1.3. Coeficiente de Modulación: "m"

El coeficiente de modulación, denotado por la letra "**m**", también se conoce como **índice de modulación**, y es un factor de escala adimensional que describe la cantidad de cambio de amplitud (modulación) presente en una onda de AM. El índice de modulación afecta a la señal modulada AM y en especial a su envolvente que *prácticamente es quien lleva la información*.

El índice de modulación "m" indica la amplitud de una señal modulante con respecto a la portadora no modulada; cuando "m" se toma como porcentaje se le denomina "porcentaje de modulación: M".

En la Figura 2-25, se muestra la relación que existe entre las señales modulante, portadora y modulada.

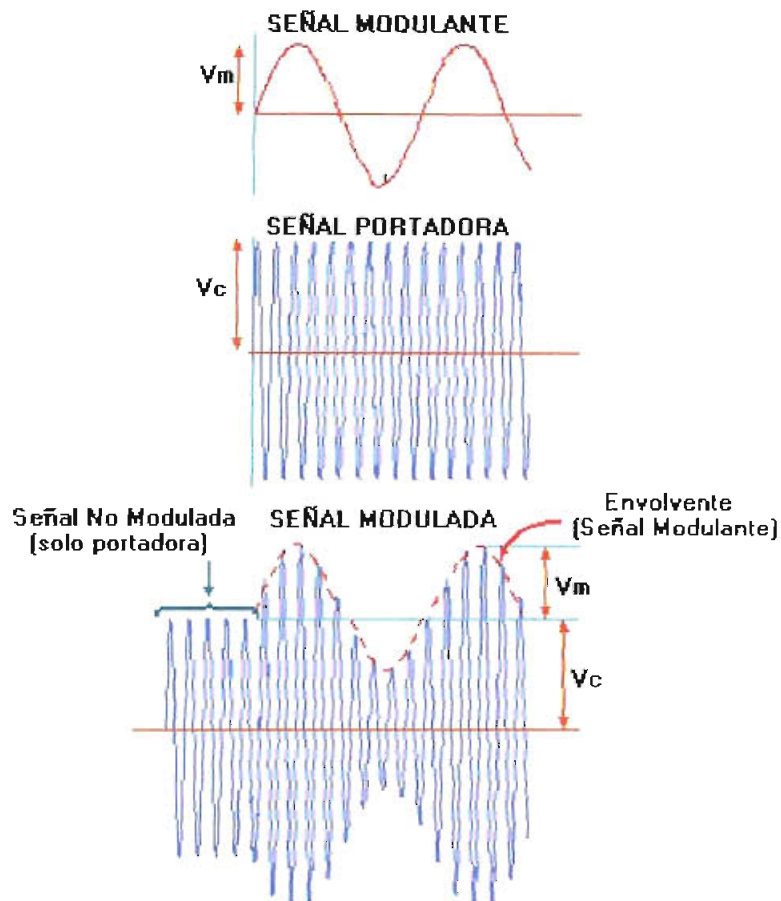


Figura 2-25. Relación existente entre la señal modulante, portadora y modulada.

Matemáticamente, el coeficiente de modulación "m" es definido como:

$$m = V_m / V_c \quad \text{Ec.2.24}$$

Donde:

V_m = Amplitud pico de voltaje de la señal modulante [voltios]

V_c = Amplitud pico de voltaje de la portadora [voltios]

m = Coeficiente de modulación [sin unidad]

Se consideran los siguientes casos para el índice de modulación:

- $m = 0$: Sin señal modulante, la onda de salida es simplemente la señal portadora, no existe modulación.
- $0 < m < 1$: La envolvente mantiene la forma de onda de la Información (no se distorsiona). (Figura 2-25)
- $m = 1$: El porcentaje de modulación llega a 100% cuando la amplitud máxima de las señales modulante (información) y portadora son iguales. Es el porcentaje máximo para que no exista distorsión de la envolvente.
- $m > 1$: **Sobremodulación.** Se produce cuando la amplitud de la señal modulante es mayor que la amplitud de la portadora. La envolvente pierde la forma de onda de la información a medida que aumenta "m", por lo tanto se debe tratar que el porcentaje de modulación se mantenga cercano al 100% y no sobrepase este valor. El efecto de sobremodulación puede causar interferencia en las emisoras de radio vecinas. Por convención un porcentaje de modulación igual al 200% equivale a modulación con portadora suprimida.

2.8.1.1.4. *Distribución de Voltaje AM*

En un modulador de AM, la amplitud de la onda AM varía proporcionalmente a la amplitud de la señal modulante. Cuando una señal modulante de frecuencia simple (*Modulación de Tono*) ingresa al modulador AM, se pueden establecer las siguientes características:

- La máxima amplitud de la onda modulada se da cuando se suman las amplitudes máximas de las señales modulante y portadora. Los picos máximos de la señal modulada dibujan la forma de onda de la

envolvente. La frecuencia de la envolvente de AM es igual a la frecuencia de la señal modulante.

- La señal modulada está formada por la señal portadora y las frecuencias laterales producidas al multiplicarse la señal modulante con la señal portadora no modulada. La frecuencia de la señal modulada es diferente de la portadora y de la modulante, lo que permite la aparición de "bandas laterales".
- *La amplitud de la portadora no está afectada por el proceso de la modulación, es igual a como era antes de la modulación, sin embargo, la amplitud de las frecuencias laterales superiores e inferiores depende de la amplitud de la portadora y del coeficiente de modulación.*
- La información está contenida en las bandas laterales y además se repite en cada banda lateral, es decir el ancho de banda requerido para transmitir una señal de A.M., es exactamente el doble de la señal de información.

2.8.1.1.5. *Distribución de Potencia*

La salida de un modulador AM tiene 3 señales para la transmisión: la señal portadora, la banda lateral superior y la banda lateral inferior, entonces la potencia total es igual a la suma de las potencias de la señal portadora, la banda lateral superior y la banda lateral inferior.

“Además, la potencia total en una envolvente de AM se incrementa con la modulación, es decir, conforme el índice de modulación “m” aumenta, la potencia total también aumenta. Debido a que la potencia de la banda lateral es *proporcional al cuadrado del coeficiente de modulación, una reducción en el*

índice de modulación a la mitad provoca una reducción en la potencia de la banda lateral en una cuarta parte"⁶. (Figura 2-26).

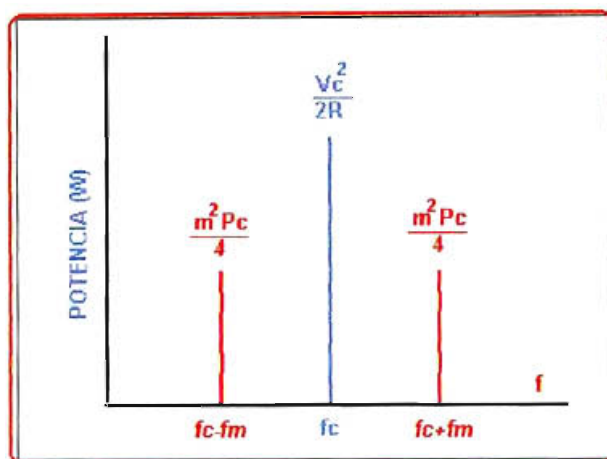


Figura 2-26. Espectro de Potencia de una señal AM-DBL
Con Portadora Completa.

Cuando el porcentaje de modulación es 100% ($m = 1$), la máxima potencia en la banda lateral superior o inferior es igual a sólo una cuarta parte de la potencia en la portadora. Por lo tanto, la máxima potencia total de la banda lateral (potencia de la banda lateral superior e inferior), es igual a la mitad de la potencia de la portadora. Sin embargo, la información está contenida solamente en las bandas laterales y no en la portadora, así que una de las desventajas más importantes de la transmisión con modulación AM se debe a que la mayoría de la potencia se desperdicia en la portadora. No obstante, la presencia de la portadora en la señal modulada permite el uso de circuitos de demodulación sencillos y de bajo costo en el receptor, lo que es la ventaja predominante en la modulación AM.

La relación entre el coeficiente de modulación y la potencia puede a veces ser engañosa porque el total de la potencia transmitida consiste principalmente de la potencia de la portadora y, por lo tanto, no afecta dramáticamente a los cambios en "m". Sin embargo, debe observarse que la potencia en la porción del transporte inteligente de la señal transmitida (es decir, las bandas laterales) es afectada dramáticamente por las variaciones en "m". Por esta razón, los sistemas

⁶ El análisis matemático se encuentra en el numeral 2.8.1.2.5. DISTRIBUCION DE POTENCIA.

AM DBL-PC, tratan de mantener un coeficiente de modulación entre 0.9 y 0.95 (90% a 95% de modulación) para las señales de amplitud más alta. Es importante utilizar la cantidad más alta del porcentaje de modulación que sea posible, mientras se asegure de no sobremodular.

2.8.1.1.6. Modulación por medio de una Señal de Información Compleja

En la práctica, la señal modulante frecuentemente es una forma de onda compleja compuesta de muchas ondas seno con diferentes amplitudes y frecuencias. Si una señal modulante contiene dos frecuencias (f_{m1} y f_{m2}), entonces la onda modulada contendrá la portadora y dos conjuntos de frecuencias laterales espaciadas simétricamente sobre la portadora, pero cuando varias frecuencias modulan simultáneamente la amplitud de una portadora, se genera la portadora y a cada lado de la portadora varios conjuntos de frecuencias laterales espaciados simétricamente sobre la portadora. El coeficiente de modulación combinado es la raíz cuadrada de la suma cuadrática de los índices de modulación individuales. Solamente, se debe tener cuidado y asegurar que los voltajes combinados de todas las señales de modulación no sobremodulen a la portadora.

2.8.1.2. Moduladores AM

Son dispositivos que permiten modular una senoide de alta frecuencia que funciona como portadora.

Todo circuito modulador AM tiene básicamente dos entradas: la entrada de RF (Radiofrecuencia) y la entrada de AF (Audiofrecuencia). Un elemento no lineal, que puede ser un tubo, un transistor, o un FET, se encarga de "mezclar" estas dos señales produciendo el efecto de la modulación.

Se muestra el diagrama de bloques de un modulador AM en la Figura 2-27.

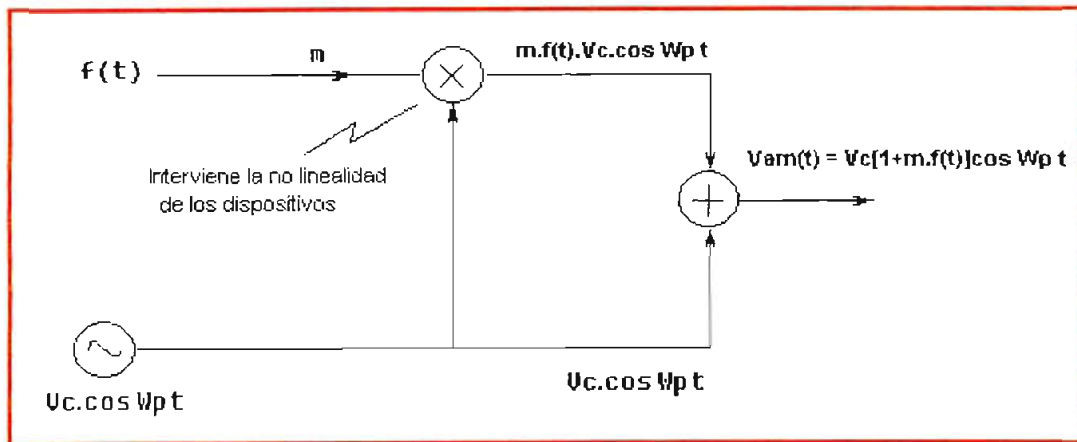


Figura 2-27. Diagrama de bloques de un modulador AM.

Donde:

$f(t)$ es la señal modulante, información. [voltios]

m = Índice de modulación. [adimensional]

V_c = Voltaje pico máximo de la señal portadora [voltios].

$W_p = 2.\pi.fc$, donde f_c es la frecuencia de portadora [radianes].

$V_{am}(t)$ = señal modulada que varía con el tiempo [voltios]

Los dispositivos moduladores pueden ser:

1. Moduladores de Dispositivo no lineal.
2. Moduladores de Conmutación:
 - Moduladores de Conmutación Unipolar
 - Moduladores de Conmutación Bipolar
3. Modulación por Multiplicación Análoga.

2.8.1.2.1. *Moduladores de Dispositivo No Lineal*

Para realizar la modulación se usan dispositivos no lineales como transistores. El diagrama de bloques y el circuito de un Modulador de dispositivo no lineal se muestra en la Figura (2-28).

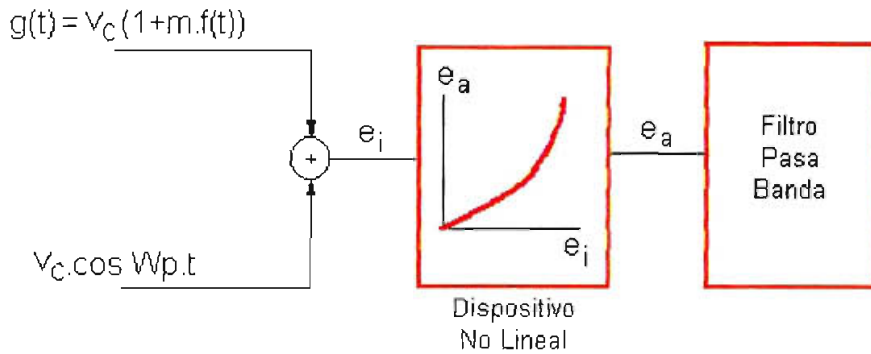


Figura 2-28. Diagrama de Bloques y circuito de un Modulador de dispositivo No Lineal.

Donde:

$g(t)$ = Envolvente de la señal modulada

V_c = Amplitud pico máxima de la señal portadora

W_p = Frecuencia angular de la señal portadora

m = Índice de modulación.

e_a = Señal de salida del modulador de dispositivo no lineal

e_i = Señal de entrada del modulador de dispositivo no lineal

Restricciones de un Modulador de dispositivo no lineal:

- La no linealidad no debe ser superior a 2, es decir, si " e_a " es la señal de salida del modulador de dispositivo no lineal, entonces se puede escribir como: $e_a = a_1e_i + a_2e_i^2 + \dots + a_n e_i^n$ (que tiene una no linealidad inadmisibles). En la práctica a_3 es muy pequeño, entonces $e_a \approx a_1e_i + a_2e_i^2$. Considerando que se trata de conseguir que la no linealidad no sea superior a 2, se tiene: $e_a = a_1e_i + a_2e_i^2$ (no linealidad buscada).
- "La máxima frecuencia modulante debe ser menor que la tercera parte de la frecuencia de portadora es decir, $W_m < W_p/3$ ".⁷
- Si el dispositivo es semicuadrático⁸ (no lineal) el índice de modulación no puede ser mayor que uno. En la práctica no se llega a este valor.

⁷ Anexo 2.

⁸ Anexo 3.

2.8.1.2.2. *Moduladores de Conmutación*

La conmutación se la puede conseguir de con dos tipos de circuitos:

- Circuitos de Conmutación Unipolar, y
- Circuitos de Conmutación Bipolar.

EL MODULADOR DE CONMUTACIÓN UNIPOLAR Y BIPOLAR

La posibilidad de variar el índice de modulación en el modulador unipolar es más fácil que en el modulador de conmutación bipolar. Los moduladores de conmutación unipolar y bipolar difieren también en lo que se refiere a la máxima frecuencia modulante. En efecto, del análisis correspondiente se desprende que la máxima frecuencia modulante para el modulador de conmutación unipolar está determinada por la desigualdad:

$$2 \cdot \omega_m < \omega_p \quad \text{Ec. 2.25}$$

mientras que para el modulador de conmutación bipolar la máxima frecuencia modulante está determinada por la relación:

$$\omega_m < \omega_p \quad \text{Ec.2.26}$$

Donde:

ω_m = máxima frecuencia angular de la señal modulante

ω_p = frecuencia angular de la señal portadora

Una ventaja del modulador de conmutación bipolar, es que para valores prácticamente idénticos de las entradas, permite obtener a la salida un voltaje cuya amplitud es el doble de la que suministra el modulador de conmutación unipolar.

a) CIRCUITO DE CONMUTACION UNIPOLAR

La modulación de conmutación o corte se obtiene muestreando la señal $g(t)$ a la frecuencia de la portadora y pasando la señal resultante a través de un filtro pasabanda centrado a la frecuencia de la portadora y con un ancho de banda apropiado para dejar pasar las dos bandas laterales (Figura 2-29).

Se utiliza para generar señales AM con índices de modulación menores o mayores que el 100%, inclusive pueden llegar a 200% que, por convención, es el índice de modulación equivalente a modulación con portadora suprimida.

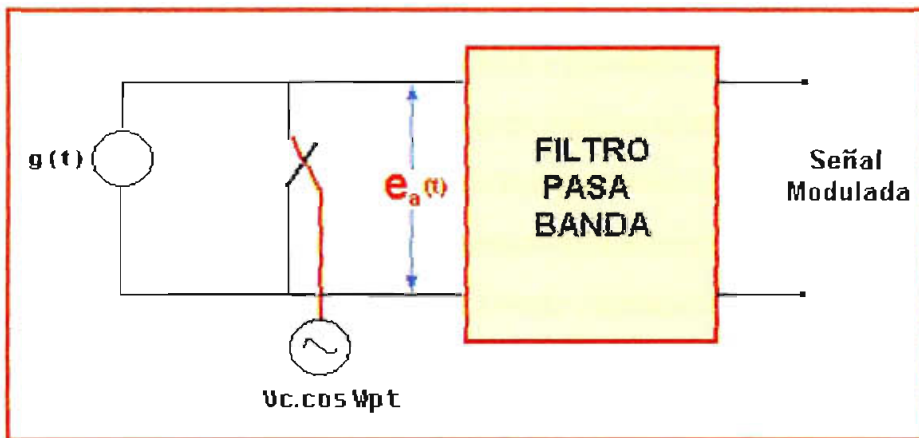


Figura 2-29. Diagrama de Bloques de un Modulador de Conmutación Unipolar.

Donde: $e_a(t)$ = onda muestreada y $f(t)$ = señal modulante
 Si $g(t) = f(t)$, se tiene Doble Banda Lateral
 Si $g(t) = [1+m.f(t)]$, y $g(t) \geq 0$ se tiene una señal AM
 $V_c \cos W_p t$ = señal portadora

- "Se dice que el circuito es de conmutación unipolar debido a que la onda muestreada puede considerarse como el producto de $g(t)$ por una señal $s(t)$, donde $s(t)$ es una onda cuadrada simétrica que varía entre 1 y 0".⁹
- "La máxima frecuencia modulante debe ser menor que la mitad de la frecuencia de portadora, es decir, $2.w_m < w_p$ ".¹⁰

⁹ Anexo 4.

¹⁰ Anexo 5.

- **Observación:** El filtro pasa-banda sirve siempre que no se crucen las señales.
- La máxima frecuencia modulante es mayor que en el modulador del dispositivo no lineal.
- El circuito que cumple esta función es el "Modulador de puente balanceado"¹¹.

b) CIRCUITO DE CONMUTACION BIPOLAR

En este caso, también se "muestra" la señal $g(t)$ a la frecuencia de la portadora y pasando la señal resultante a través de un filtro pasabanda centrado a la frecuencia de la portadora y con un ancho de banda apropiado para dejar pasar las dos bandas laterales (Figura 2-30).

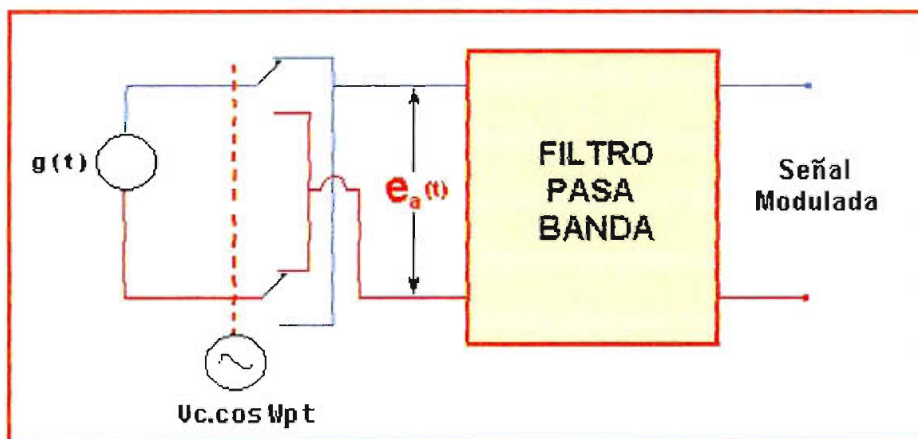


Figura 2-30. Diagrama de Bloques de un Modulador de conmutación Bipolar.

Donde: $g(t) = f(t)$ ó $g(t) = 1 + m.f(t)$
 $e_a(t)$ = onda muestreada
 $f(t)$ = señal modulante
 $V_c \cos W_p.t$ = señal portadora

"Se dice que el circuito es de conmutación bipolar debido a que la onda muestreada puede considerarse como el producto de $g(t)$ por una señal $s(t)$, donde $s(t)$ es una onda cuadrada simétrica que varía entre 1 y -1 "¹².

¹¹ Modulador de puente balanceado. Explicación. Item 2.9.3.3.2

- La máxima frecuencia de la señal modulante debe ser menor que la frecuencia de la señal portadora, es decir: $W_m < W_p$ ¹³.

Observación: El filtro pasa-banda sirve siempre que no se crucen las señales.

- También en este caso, la máxima frecuencia modulante es mayor que en el modulador del dispositivo no lineal.
- El circuito que cumple esta función es el "Circuito modulador de conmutación bipolar de doble puente de diodos".

2.8.1.2.3. Modulación por Multiplicación Análoga

Para explicar el funcionamiento de los moduladores es conveniente utilizar un modelo matemático de multiplicación de señales. Se presenta el diagrama de bloques de un multiplicador analógico en la Figura 2-31. De acuerdo con las señales que ingresan al multiplicador, estos pueden ser Multiplicadores de 2 cuadrantes, y Multiplicadores de 4 cuadrantes.

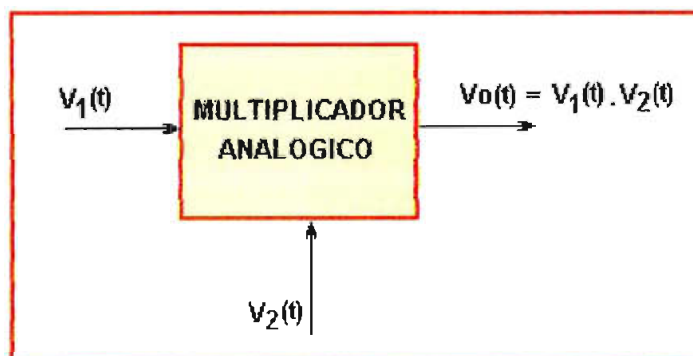


Figura 2-31. Diagrama de bloques de un multiplicador analógico.

Para un multiplicador de 2 cuadrantes, una de las señales debe ser mayor que cero y la otra una señal alterna:

$$V_1(t) \geq 0$$

Ec.2.27

¹² Anexo 6.

¹³ Anexo 7.

$V_2(t)$ es una señal alterna

Para un multiplicador de 4 cuadrantes, tanto $V_1(t)$ como $V_2(t)$ deben ser alternas, es decir: $V_1(t)$ es una señal alterna y $V_2(t)$ es una señal alterna.

En un multiplicador de 2 cuadrantes, cuando se sobremodula, el dispositivo no lineal deja de funcionar. Mientras que en un multiplicador de 4 cuadrantes, el dispositivo no lineal continúa trabajando.

2.8.2. ANALISIS MATEMATICO

2.8.2.1. *Introducción*

En este capítulo se analizan los conceptos matemáticos utilizados en Modulación AM de Doble Banda Lateral con Portadora Completa, estos son: Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda, Coeficiente de Modulación, Distribución de Voltaje, Distribución de Potencia, Modulación por medio de una Señal de Información Compleja.

2.8.2.2. *Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda*

Se realiza el análisis a partir de la expresión matemática de la señal modulada en el dominio del tiempo¹⁴:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t) + m \cdot f(t) \cdot V_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \quad \text{Ec.2-28}$$

En donde: $V_{am}(t)$ = onda modulada que varía en función del tiempo
 V_c = voltaje pico de la señal portadora (carrier = portadora).
 $V_c \cdot \cos(\omega_c \cdot t)$ = señal portadora que varía con el tiempo.
 $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, y " f_c " es la frecuencia portadora.
 m = índice de modulación.
 $f(t)$ = señal modulante en función del tiempo.

¹⁴ Anexo 8.

El esquema básico de un modulador AM se muestra en la Figura 2-32:

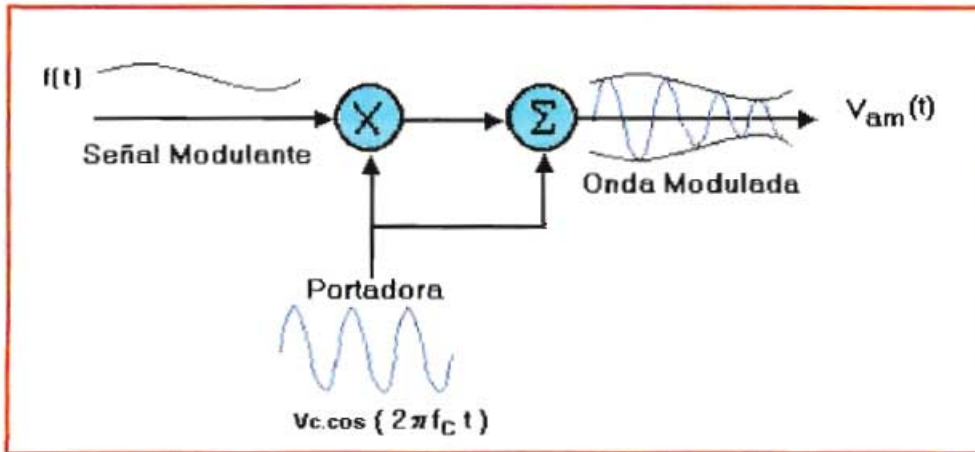


Figura 2-32. Diagrama de bloques de un modulador AM.

Aplicando la propiedad de modulación de la "Transformada de Fourier"¹⁵ a la Ecuación 2.28, se tiene:

$$V_{am}(\omega) = \pi \cdot V_c \cdot [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)] + \frac{1}{2} \cdot m \cdot V_c \cdot F(\omega + \omega_c) + \frac{1}{2} \cdot m \cdot V_c \cdot F(\omega - \omega_c) \quad \text{Ec.2.29}$$

El espectro de frecuencias se muestra en la Figura 2-33, en donde "w" es el ancho de banda de la señal modulante y ω_c es la frecuencia de portadora.



Figura 2-33. Espectro de frecuencias para una señal AM.

¹⁵ Tabla de Transformadas de Fourier. Ver anexo 12.

Las frecuencias reales siempre son positivas, por lo que en la Figura 2-34, se muestra el espectro de frecuencias que se vería prácticamente en un analizador de espectros.

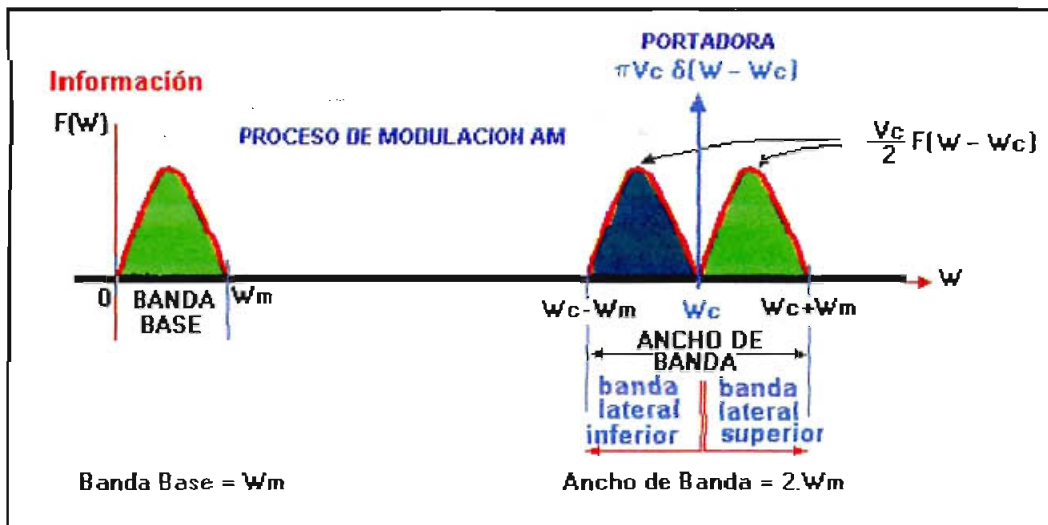


Figura 2-34. Espectro de frecuencias para una señal AM.

2.8.2.3. Coeficiente de Modulación "m"

Matemáticamente, el coeficiente de modulación "m" es definido como:

$$m = V_m / V_c \quad \text{Ec.2.24}$$

Donde:

V_m = Amplitud pico de voltaje de la señal modulante [volts]

V_c = Amplitud pico de voltaje de la portadora [volts]

m = Coeficiente de modulación [sin unidad]

El Porcentaje de modulación "M", es el índice de modulación expresado como porcentaje. (Ecuación 2.30):

$$M = [V_m / V_c] * 100 \quad \text{Ec.2.30}$$

La Ecuación 2.30, se puede escribir de la siguiente manera:

$$M = m * 100$$

Ec.2.31

La Figura 2-35, muestra la relación que existe entre la señal modulante, la señal portadora, la señal modulada y el índice de modulación.

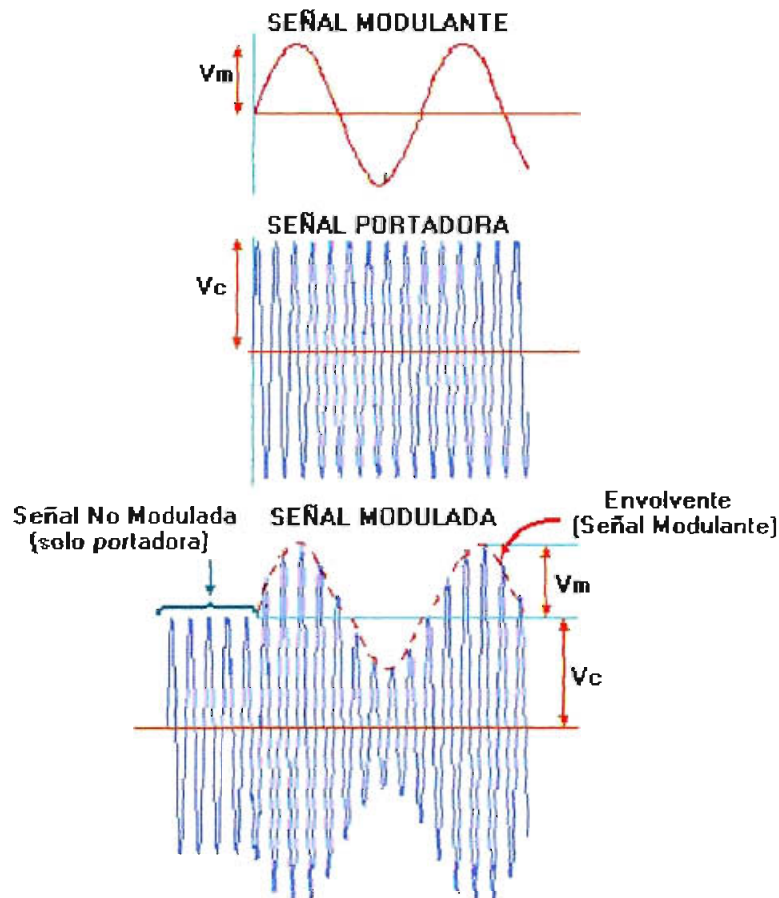


Figura 2-35. Relación entre la señal modulante, portadora, modulada y el Índice de modulación.

También se puede calcular el índice de modulación a partir del gráfico de la onda modulada, (Figuras 2.36a y 2.36b). Consideramos 2 casos: $0 < m < 1$ y $m > 1$.

- **Cálculo del Índice de Modulación para: $0 < m < 1$.** Se lo calcula de acuerdo con la Ecuación 2.32, (Figura 2.36(a)).

$$m = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \quad \circ \quad m = \frac{A - B}{A + B}$$

Ec.2.32

Donde:

V_{max} = valor absoluto máximo de la onda modulada.

V_{min} = valor absoluto mínimo de la onda modulada.

A, B = se muestran en la Figura 2-36(a).

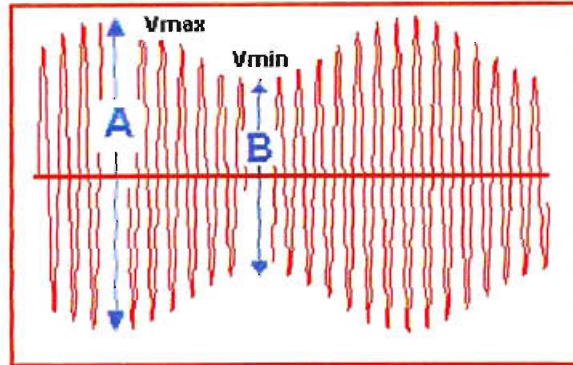


Figura 2-36(a). Señal modulada AM con modulación menor al 100%.

- **Cálculo del Índice de Modulación para: $m > 1$.** Se lo calcula de acuerdo con la Ecuación 2.33. (Figura 2.36(b).)

$$m = 1 + \frac{V_{min}}{V_{max}} \quad \text{o} \quad m = 1 + \frac{B}{A}$$

Ec.2.33

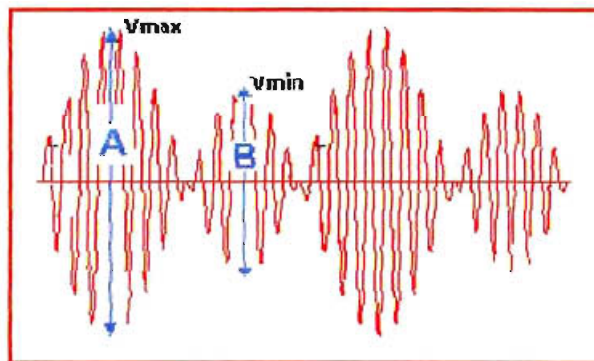


Figura 2-36(b). Señal AM-DSBFC con modulación mayor al 100%.

Donde:

V_{max} = valor absoluto máximo de la onda modulada.

V_{min} = valor absoluto máximo del lóbulo menor de la onda modulada.

A, B = se muestran en la Figura 2-36(b).

Ejemplo. Índice de Modulación.

La envolvente de una onda portadora modulada senoidalmente varía entre un valor máximo de pico de 8 v. y un mínimo de pico de 2 v., determinar el porcentaje de modulación.

Solución:

a) El porcentaje de modulación es: (de la Figura 2-36(a)):

$$M = \frac{A - B}{A + B} = \frac{8 - 2}{8 + 2} = 0,6 * 100\% = 60\%$$

Respuesta: El porcentaje de modulación es del 60%.

2.8.2.4. *Distribucion de Voltaje AM*

Se analiza lo que ocurre con la distribución de voltaje en un modulador de AM, con una señal modulante de frecuencia simple: $f(t)=V_m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)$.

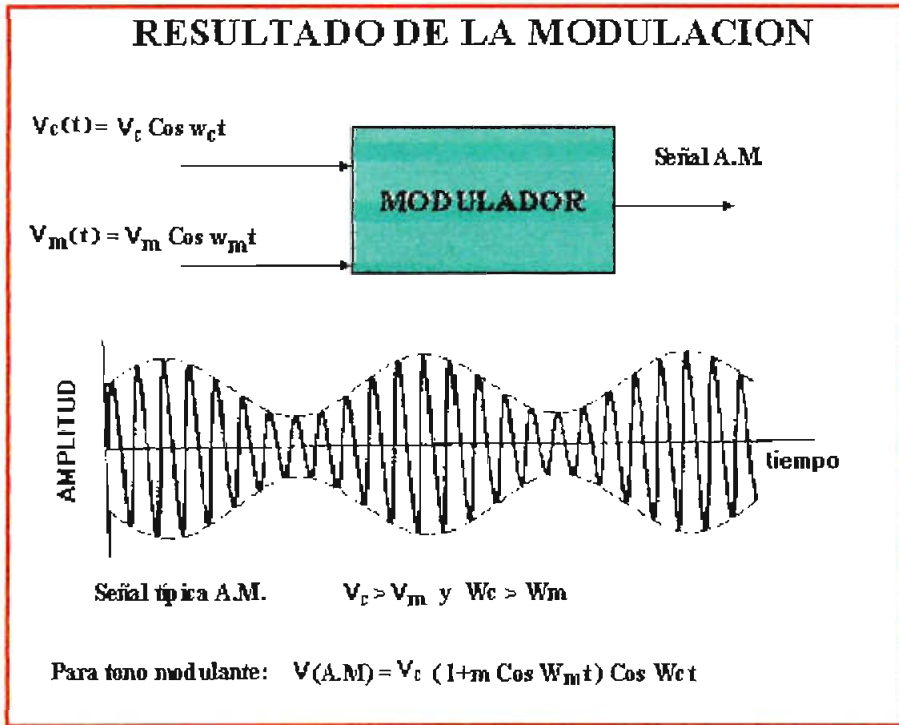


Figura 2-37. Resultado de la modulación AM.

Una portadora no modulada tiene la siguiente forma matemática:

$$V_c(t) = V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \tag{Ec.2.34}$$

Donde:

$V_c(t)$ = Forma de onda de voltaje variante en el tiempo para la portadora.

V_c = Valor máximo de voltaje para la portadora.

f_c = Frecuencia de la señal portadora.

Una expresión general para la señal modulada AM es:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot [1 + m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)] \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \tag{Ec.2.35}$$

Donde:

$V_c \cdot [1 + m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)]$ = Amplitud de la onda modulada

m = Índice de modulación

f_m = frecuencia de la señal modulante.

La Ecuación 2.35, puede reescribirse como:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) + m \cdot V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad \text{Ec.2.36}$$

Utilizando "identidades trigonométricas"¹⁶, la Ecuación 2.36, se transforma en:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) + \frac{1}{2} m \cdot V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c + f_m)t] + \frac{1}{2} m \cdot V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c - f_m)t] \quad \text{Ec.2.37}$$

Donde:

$V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$ = señal de la portadora [voltios]

$+ \frac{1}{2} m \cdot V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c + f_m)t]$ = señal de la frecuencia lateral superior [voltios]

$+ \frac{1}{2} m \cdot V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c - f_m)t]$ = señal de la frecuencia lateral inferior [voltios]

Particularmente, para una modulación al 100% ($m=1$), la amplitud de la frecuencia lateral superior e inferior es $\frac{1}{2}V_c$, con los que pueden calcular valores máximos y mínimos de la señal modulada como:

$$V_{\text{máx}} = V_c + \frac{1}{2} V_c + \frac{1}{2} V_c = 2 \cdot V_c \quad \text{Ec.2.38}$$

$$V_{\text{mín}} = V_c - \frac{1}{2} V_c - \frac{1}{2} V_c = 0 \quad \text{Ec.2.39}$$

El espectro de voltaje para una señal AM-DBL-PC, se muestra en la Figura (2-38):

¹⁶ Anexo I2.

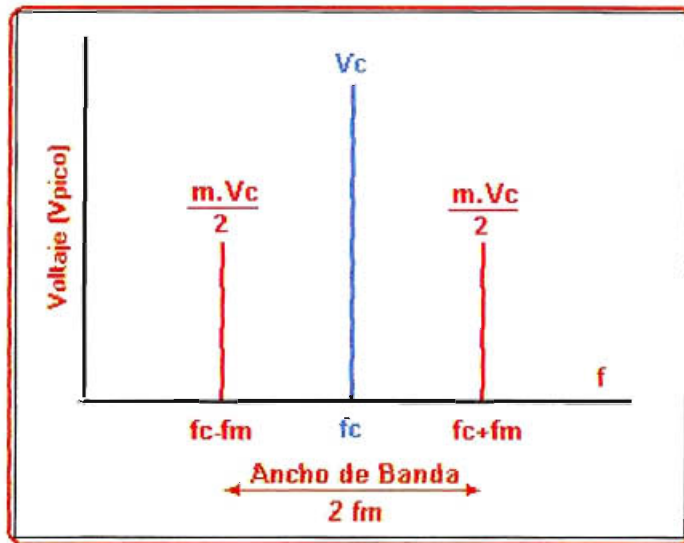


Figura 2-38. Espectro de Voltaje para una DBL-PC (modulación de tono)

2.8.2.5. Distribucion de Potencia

Para el análisis se utiliza la modulación de tono. Matemáticamente, una onda modulada AM DBL-PC, se representa como:

$$V_{am}(t) = [1 + m \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)] \cdot V_c \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad \text{Ec.2.40}$$

Donde: V_c = Amplitud máxima de la señal portadora [volts]
 f_c = Frecuencia de la señal portadora [Hertz]
 f_m = Frecuencia de la señal modulante [Hertz]

La potencia desarrollada a través de una carga por una portadora no modulada es igual al voltaje rms de la portadora al cuadrado, dividido por la resistencia de carga sobre la que actúa la señal. Matemáticamente, la potencia de la portadora no modulada se expresa como:

$$P_c = (V_c / \sqrt{2})^2 / R \quad \text{Ec.2.41}$$

Simplificando, se tiene:

$$P_c = \frac{V_c^2}{2R} \quad \text{Ec.2.42}$$

En donde: P_c = potencia de la portadora [vatios]
 V_c = voltaje pico de la portadora [voltios]
 R = Resistencia de carga [ohmios]

Las potencias de las bandas laterales superiores e inferiores se expresan matemáticamente como:

$$P_{BLS} = P_{BLI} = (m \cdot V_c / 2)^2 / 2R \quad \text{Ec.2.43}$$

En donde:
 $m \cdot V_c / 2$ = voltaje pico de las frecuencias laterales superior e inferior [voltios]

La Ecuación 2.43, es igual a:

$$P_{BLS} = P_{BLI} = m^2 \cdot V_c^2 / 8R \quad \text{Ec.2.44}$$

En donde:
 P_{BLS} = Potencia de la banda lateral superior [vatios]
 P_{BLI} = Potencia de la banda lateral inferior [vatios]
 $m \cdot V_c / 2$ = voltajes picos de las bandas laterales superior e inferior [voltios]

Sustituyendo la Ecuación 2.42, en la Ecuación 2.44, se tiene:

$$P_{BLS} = P_{BLI} = m^2 \cdot P_c / 4 \quad \text{Ec.2.45}$$

Matemáticamente, la potencia total de la señal modulada AM-DBL-PC, es:

$$P_T = P_c + P_{BLS} + P_{BLI} \quad \text{Ec.2.46}$$

En donde:

P_T = Potencia total de la envolvente de AM-DBL-PC [wattios]

P_C = Potencia de la portadora [wattios]

P_{BLS} = Potencia de la banda lateral superior [wattios]

P_{BLI} = Potencia de la banda lateral inferior [wattios]

Sustituyendo la Ecuación 2.43 en la Ecuación 2.46, se tiene:

$$P_T = P_C + m^2 \cdot P_C / 4 + m^2 \cdot P_C / 4 \quad \text{Ec. 2.47}$$

Que es igual:

$$P_T = P_C + m^2 \cdot P_C / 2 \quad \text{Ec. 2.48}$$

En donde $m^2 \cdot P_C / 2$ es la potencia total de las bandas laterales.

Factorizando se tiene:

$$P_T = P_C [1 + m^2 / 2] \quad \text{Ec. 2.49}$$

De aquí se concluye que la potencia total en una onda de AM-DBL-PC incrementa con la modulación (es decir, conforme m aumenta, P_T aumenta). Si $m=1$, la potencia en las bandas laterales $P_{BL} = \frac{1}{2} P_C$, es decir que la potencia máxima que utilizan las bandas laterales es 50% de la potencia en portadora, o un 33% de la potencia total transmitida.

La potencia se denomina "NORMALIZADA", cuando la carga sobre la que actúa la señal es 1 ohm.

Se observa el espectro de potencia para una onda AM-DBL-PC en la Figura 2-39:

2.8.3. CIRCUITOS MODULADORES DE AM (DBL-PC)

Existe una gran variedad de circuitos moduladores, muchos de ellos con diseños muy complejos. Para un fácil aprendizaje, se expondrán a continuación algunos circuitos moduladores básicos:

- Modulador AM de Bajo Nivel
- Modulador AM: Modulación por Base
- Modulador AM: Modulación por Emisor
- Modulador AM: Modulación por Colector

2.8.3.1. Modulador AM de Bajo Nivel

Este circuito usa la llamada modulación de ley cuadrática. Para obtener la características no lineal, se trabaja con un amplificador de clase A, pero que se polariza en una región no lineal. Debido a la limitada eficiencia que resulta, la modulación no lineal se emplea solamente en aplicaciones con niveles bajos. La ventaja de la modulación de bajo nivel es que se necesita menos potencia de señal modulante. La desventaja es que la RF, una vez que es modulada, debe amplificarse de manera lineal. Esto resulta en operación menos eficiente para todas las etapas de RF que amplifican la señal modulada.

Se muestra el diagrama esquemático para un modulador de RF simple de bajo nivel con un solo componente activo (el transistor) en la Figura 2-40. La señal portadora se aplica a la base del transistor y la señal modulante al emisor del transistor. Si la corriente de polarización de colector se varía, la tensión de salida también variará, consiguiéndose así la modulación. La señal modulante provoca variaciones de baja frecuencia en la corriente de emisor, éstas a su vez producen variaciones en la resistencia dinámica del transistor y en la ganancia del circuito. De esta manera se obtiene la señal modulada, en la que los picos de salida varían senoidalmente con la señal modulante, es decir, tanto la envolvente superior como la inferior tienen la forma de la señal modulante. En este tipo de modulación

en emisor, es importante que el transistor sea polarizado **clase A** con un **punto-Q** centrado.

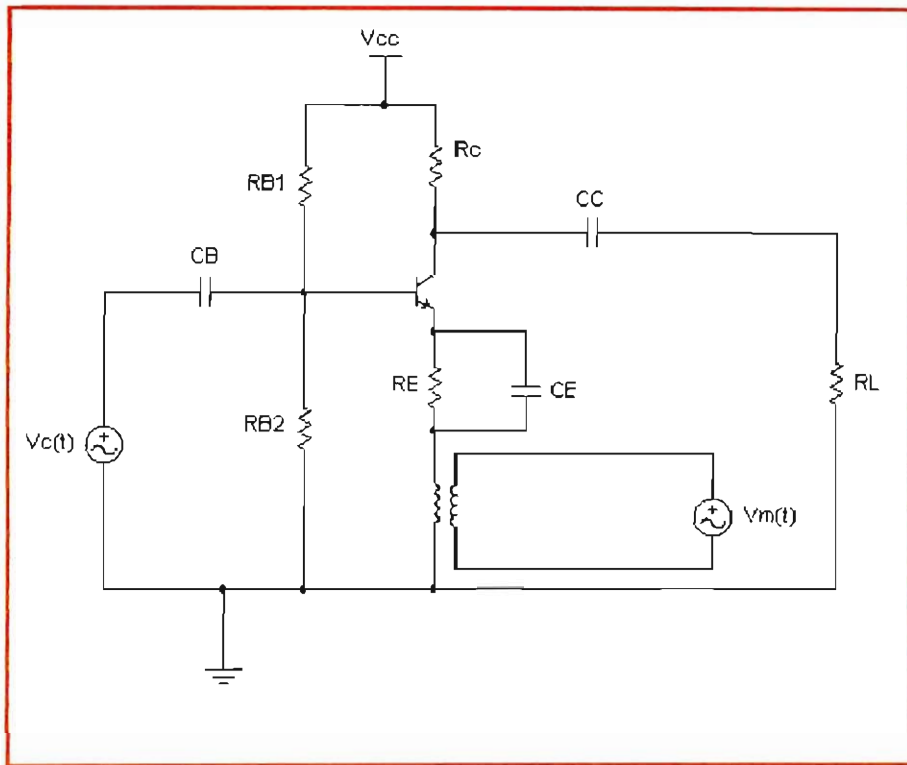


Figura 2-40. Modulador simple de bajo nivel. Modulación en emisor.

Las señales utilizadas se las expresa matemáticamente como:

Señal portadora : $v_c(t) = V_c \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$ [voltios]

Señal modulante : $v_m(t) = V_m \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)$ [voltios]

En donde:

V_c = amplitud pico de la señal portadora

f_c = frecuencia de la señal portadora

V_m = amplitud pico de la señal modulante

f_m = frecuencia de la señal modulante

2.8.3.2. *Modulador AM: Modulación por Base*

En la Figura 2-41, se muestra el circuito para obtener la modulación de amplitud por base. Este circuito es un modulador de dispositivo no lineal. La señal portadora y la señal modulante se aplican a la base del transistor, produciéndose aquí la suma de estas señales, que ingresan en la base del transistor, el cual trabaja en la región no lineal ocasionando la aparición de múltiples componentes de frecuencia. El transistor opera como un amplificador sintonizado en clase C.

El circuito tanque formado por un condensador y una inductancia con núcleo de ferrita sintonizado a la frecuencia de la señal portadora, permite obtener la señal modulada, cuya amplitud varía senoidalmente con la señal modulante.

Es importante considerar el factor de calidad del circuito tanque (filtro pasabanda) que permita dejar pasar tanto la banda lateral superior como la banda lateral inferior y la portadora.

Puesto que la frecuencia de la portadora es mucho mayor que la de la moduladora, se pueden usar condensadores y transformadores para mantener la separación de las señales. El amplificador de audio está acoplado por el transformador para mayor simplicidad. El choque para RF y el Capacitor de Base, se los utiliza como altas impedancias para aislar la frecuencia de portadora y modulante en los generadores respectivamente. Con el objeto de mantener elevadas relaciones de señal-ruido, debe mantenerse el mayor porcentaje práctico de modulación sin que exista distorsión indebida en las señales de audio de alto nivel.

Las señales utilizadas se las expresa matemáticamente como:

$$\text{Señal portadora : } v_c(t) = V_c \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad [\text{voltios}]$$

$$\text{Señal modulante : } v_m(t) = V_m \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \quad [\text{voltios}]$$

En donde:

V_c = amplitud pico de la señal portadora
 f_c = frecuencia de la señal portadora
 V_m = amplitud pico de la señal modulante
 f_m = frecuencia de la señal modulante

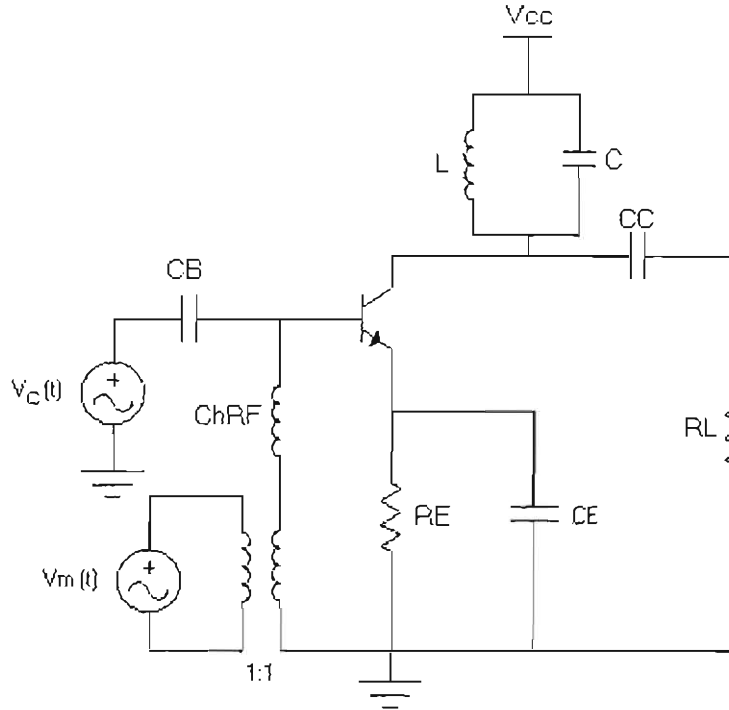


Figura 2-41. Modulador AM: Modulación en Base.

2.8.3.3. *Modulación AM: Modulación por Emisor*

En la Figura 2-42, se muestra un circuito para obtener la modulación de amplitud por emisor. Este circuito es un modulador de dispositivo no lineal. La señal portadora se aplica a la base del transistor, mientras que la señal modulante ingresa por el emisor. La señal portadora que ingresa en la base del transistor, produce en el emisor señales con varias componentes de frecuencia, debido a la no linealidad que provoca el dispositivo, y se mezclan con la señal modulante que ingresa en el emisor, obteniéndose una señal multimodulada. En colector se encuentra un circuito pasabanda que sirve para dejar pasar la señal de banda lateral inferior, banda lateral superior y la portadora, consiguiendo así la señal modulada. L_1 se comporta como alta impedancia en alta frecuencia. Las

resistencias $RE1$ y el capacitor $CE2$ tienen como función acoplar la señal modulante al circuito.

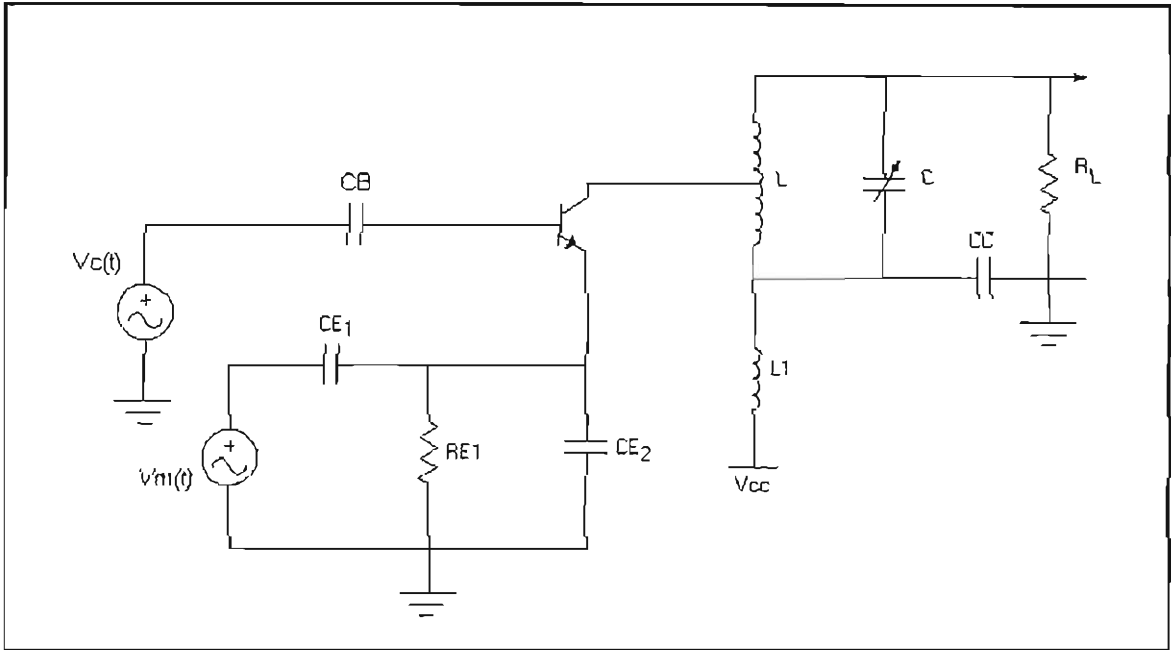


Figura 2-42. Modulador AM: Modulación por Emisor.

Las señales utilizadas se las expresa matemáticamente como:

Señal portadora : $v_c(t) = V_c \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)$ [voltios]

Señal modulante : $v_m(t) = V_m \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t)$ [voltios]

En donde:

V_c = amplitud pico de la señal portadora

f_c = frecuencia de la señal portadora

V_m = amplitud pico de la señal modulante

f_m = frecuencia de la señal modulante

2.8.3.4. *Modulación AM: Modulación por Colector*

Una de las técnicas para conseguir modulación es variar la tensión de la fuente de alimentación mientras que todas las otras cantidades permanecen fijas, esto se logra colocando un generador que produzca la tensión moduladora en serie con una fuente de alimentación continua. En la Figura 2-43 se muestra un circuito para obtener la modulación de amplitud por colector. La señal portadora se aplica a la base del transistor, mientras que la señal modulante ingresa por el colector.

La señal que ingresa a la base produce señales con varias componentes de frecuencia, que se mezclan de manera no lineal en colector. A la salida se encuentra un circuito pasabanda que sirve para dejar pasar las señales de la banda lateral superior e inferior, así como también la portadora, obteniéndose así la señal modulada en la carga. El capacitor C_3 filtra las componentes de alta frecuencia presentes.

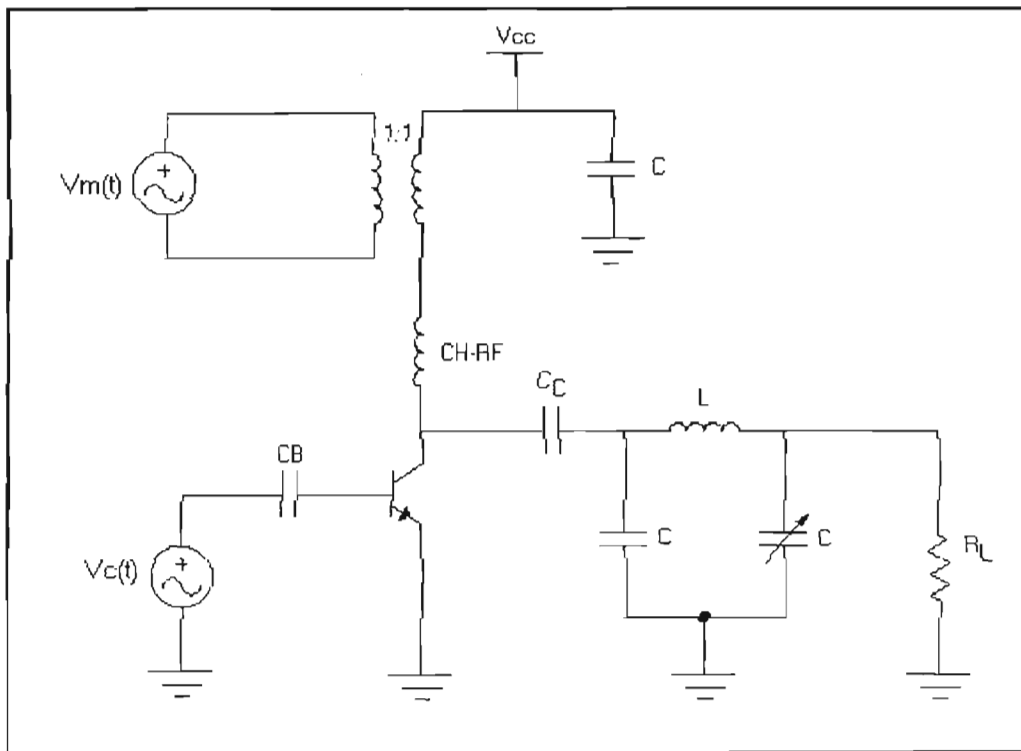


Figura 2-43. Modulador AM: Modulación por Colector.

Las señales utilizadas se las expresa matemáticamente como:

$$\text{Señal portadora : } v_c(t) = V_c \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad [\text{voltios}]$$

$$\text{Señal modulante : } v_m(t) = V_m \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \quad [\text{voltios}]$$

En donde:

V_c = amplitud pico de la señal portadora

f_c = frecuencia de la señal portadora

V_m = *amplitud pico de la señal modulante*

f_m = frecuencia de la señal modulante

2.9. DOBLE BANDA LATERAL (AM-DBL)

2.9.1. REVISION TEORICA

2.9.1.1. Introducción

La modulación de amplitud con portadora suprimida se la conoce comúnmente como **modulación AM de Doble Banda Lateral**, es una forma de modulación similar a la modulación AM, solamente que la señal portadora no se la envía en la transmisión. El hecho de que existan dos bandas laterales (superior e inferior) y no se encuentre la portadora en la señal modulada sugiere tal designación para este tipo de modulación: "Doble banda lateral con portadora suprimida (DBL)

Para comprender la modulación AM de doble banda lateral es necesario analizar los siguientes tópicos: Ejemplo Introdutorio, Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda, Distribución de Voltaje, Distribución de Potencia, Modulación por medio de una Señal de Información Compleja.

2.9.1.2. Ejemplo Introdutorio

Para comprender el funcionamiento de AM-DBL, se analiza el siguiente caso:

- Se tiene una portadora de 1000 kHz y se quiere modularla con una información cuyas frecuencias $[f_i]$ comprenden entre los 5 kHz y los 10 kHz, entonces la onda modulada AM, presentará las siguientes frecuencias:

La frecuencia de portadora: f_p

$$f_p = 1000 \text{ KHz}$$

La frecuencia de suma: $f_p + f_i$

$$(1000 \text{ kHz} + 5 \text{ kHz}) = 1005 \text{ KHz, y}$$

$$(1000 \text{ kHz} + 10 \text{ kHz}) = 1010 \text{ KHz,}$$

es decir, todas las frecuencias comprendidas entre los 1005 kHz y 1010 kHz. Formando estas frecuencias la banda lateral superior (BLS).

La frecuencia de diferencia: $f_p - f_i$

$$(1000 \text{ kHz} - 5 \text{ kHz}) = 995 \text{ kHz, y}$$

$$(1000 \text{ kHz} - 10 \text{ kHz}) = 990 \text{ kHz,}$$

es decir, todas las frecuencias comprendidas entre los 990 kHz y 995 kHz. Las cuales forman la banda lateral inferior (BLI).

El espectro de frecuencias se muestra en la Figura 2-44.

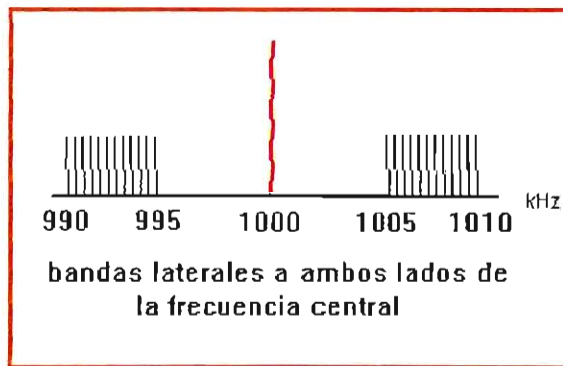


Figura 2-44. Espectro de Frecuencia para el caso analizado.

Como la frecuencia portadora no es información, los transmisores con esta clase de modulación AM DSB-SC, suprimen la portadora (de ahí que también se conozca este tipo de modulación como de “portadora suprimida”), y transmiten únicamente las bandas laterales. Esto tiene grandes ventajas sobre la modulación AM de doble banda lateral con portadora completa. Al suprimirse la portadora en ausencia de información, el ahorro de energía es muy considerable.

2.9.1.3. Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda

La señal portadora y la señal modulante que ingresan en un modulador AM, producen a la salida la señal modulada, que en este caso solamente consta de las bandas laterales, ya que la portadora no se transmite, es decir se la

suprime en la transmisión. La señal modulada es una onda compleja compuesta solamente de las frecuencias suma (f_c+f_m) y diferencia (f_c-f_m). En donde " f_c " es la frecuencia portadora" y " f_m " es la frecuencia modulante. "La suma y diferencia de frecuencias son desplazadas de la frecuencia portadora por una cantidad igual a la frecuencia de la señal modulante"¹⁸.

La frecuencia de la señal portadora debe ser considerablemente mayor que la frecuencia de la señal modulante para que no exista cruce de espectros en la señal modulada y se pueda recuperar la información.

En este tipo de modulación AM de doble banda lateral, si no existe la señal modulante, entonces no habrá señal modulada, por lo que al suprimirse la portadora en ausencia de información, el ahorro de energía es muy considerable.

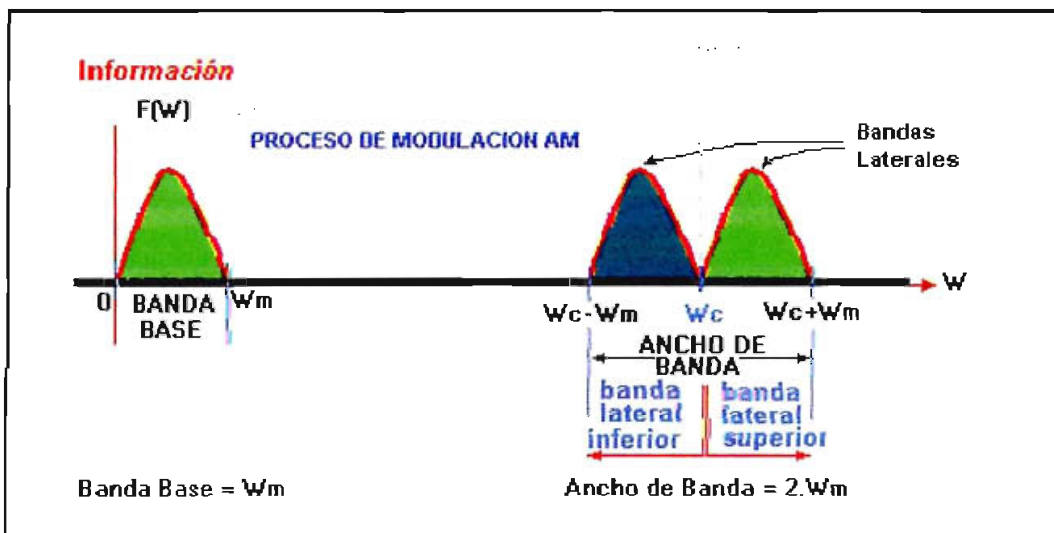


Figura 2-45. Espectro de Frecuencias para una señal AM de Doble Banda Lateral.

La Figura 2-45 muestra el efecto de la modulación, que traslada la señal modulante en el dominio de la frecuencia para reflejarse simétricamente alrededor de la frecuencia portadora, pero deja inalterada su forma. Nótese que la portadora sirve como una referencia para ubicar las bandas laterales y no se transmite a la

¹⁸ Análisis matemático Item 2.9.2.1.

salida, es decir que la señal modulada que se transmite no debe contener a la portadora, además se aprecia en el espectro que contiene dos bandas laterales: Banda Lateral Inferior (BLI) y Banda Lateral Superior (BLS) por lo que también ocupa doble ancho de banda.

2.9.1.4. Distribución de Voltaje

En un modulador de AM de doble banda lateral, la amplitud de la onda AM varía proporcionalmente a la amplitud de la señal modulante. Considerando la señal modulada AM-DBL como proveniente de una señal AM DBL-PC modulada al 100%, pero eliminando el término que contiene a la señal portadora pura, se puede considerar la señal modulada como el producto de la señal modulante por la portadora no modulada.

En la señal modulada, los picos máximos dibujan una envolvente en la que no se identifica la información como en el caso de AM DBL-PC. Esto se produce cuando la señal modulante es menor que cero, causando una inversión de fase en la onda modulada, esta inversión de fase provoca la distorsión en la envolvente.

“La señal modulada está formada solamente por las señales de las frecuencias laterales producidas al multiplicarse la señal modulante con la señal portadora no modulada. La frecuencia de la señal modulante es diferente de la frecuencia de la señal portadora, lo que permite la aparición de bandas laterales”¹⁹.

La amplitud de la portadora está afectada por el proceso de la modulación, debe desaparecer la portadora a la salida luego de la modulación. Sin embargo, la *amplitud de las frecuencias laterales superiores e inferiores dependen de la amplitud de la portadora y del coeficiente de modulación utilizado en AM DBL-PC, en este caso $m=1$.* (Figura 2-46).

¹⁹ *Análisis matemático Item 2.9.2.2.*

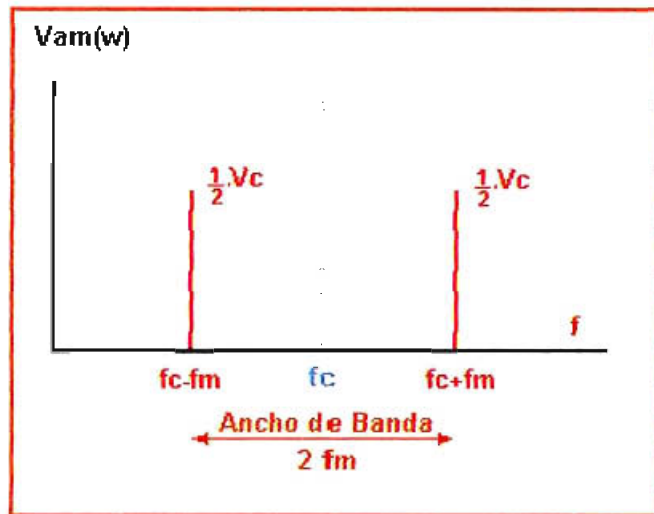


Figura 2-46. Espectro de Voltaje para una señal de Doble Banda Lateral (Modulación de tono, $m=1$).

2.9.1.5. Distribución de Potencia

Analizando la distribución de potencia con una modulación de tono, la salida de un modulador AM de Doble Banda Lateral, tiene 2 señales: la banda lateral superior y la banda lateral inferior, entonces la potencia total es igual a la suma de las potencias de la banda lateral superior y la banda lateral inferior. La máxima potencia total de la banda lateral (potencia de la banda lateral superior e inferior), es igual a la mitad del voltaje rms al cuadrado de la señal portadora.

Una de las ventajas más importantes de la transmisión AM de Doble Banda Lateral es que ya no se desperdicia potencia en la transmisión de la portadora debido a que se encuentra suprimida en la señal modulada. La información está contenida solamente en las bandas laterales. Esta ventaja tiene su precio al tener que usar circuitos de demodulación relativamente sofisticados (y por consiguiente más costosos) en el receptor, lo cual representa una desventaja en la modulación AM de Doble Banda Lateral.

Se observa el espectro de potencia para una onda AM de Doble Banda Lateral en la Figura 2-47.

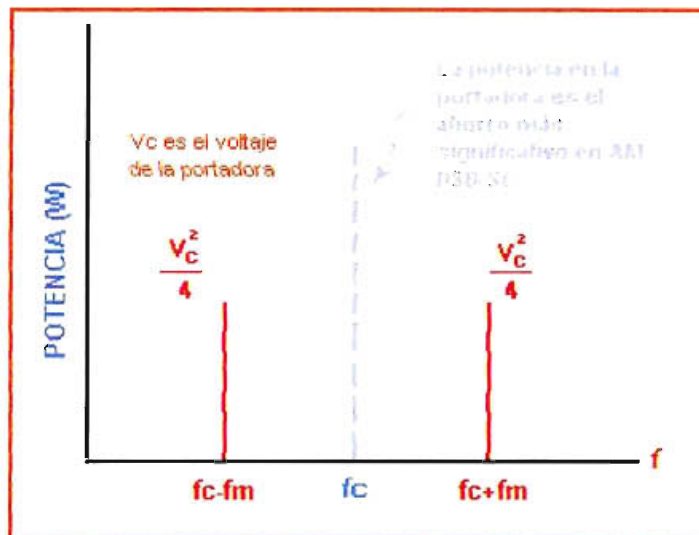


Figura 2-47. Espectro de potencia para una señal AM de Doble Banda Lateral (Modulación de tono).

2.9.1.6. Modulación por medio de una Señal de Información Compleja

En la práctica, la señal modulante frecuentemente es una forma de onda compleja compuesta de muchas ondas seno con diferentes amplitudes y frecuencias. Se analiza brevemente una señal modulante que contiene dos frecuencias y luego se generaliza cuando esta señal tiene muchas más frecuencias, de idéntica forma que con modulación AM DBL-PC.

Si una señal modulante contiene dos frecuencias (f_{m1} y f_{m2}) la onda modulada contendrá la portadora y dos conjuntos de frecuencias laterales espaciadas simétricamente sobre la portadora. Cuando varias frecuencias modulan simultáneamente la amplitud de una portadora, se genera la portadora y a cada lado de la portadora varios conjuntos de frecuencias laterales espaciados simétricamente sobre la portadora. A la salida no existirá la portadora, solamente se distinguen las bandas laterales respectivas.

2.9.2. ANALISIS MATEMATICO

2.9.2.1. Espectro de Frecuencia y Ancho de Banda

Se realiza el análisis matemático a partir de una señal AM de de Doble Banda Lateral con Portadora Completa, pero con algunas restricciones. Se supone una modulación al 100% y que la señal portadora no forma parte de la señal modulada. Por lo que una expresión matemática para una señal de doble banda lateral²⁰ es:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot f(t) \cdot \cos(\omega_c \cdot t) \quad \text{Ec.2.60}$$

donde:

$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t$ y f_c = frecuencia de la señal portadora

V_c = Amplitud máxima de la señal portadora

$f(t)$ = señal modulante

El esquema básico de un modulador AM de Doble Banda Lateral, que cumple la Ecuación 2.60, se muestra en la Figura 2-48, a continuación:

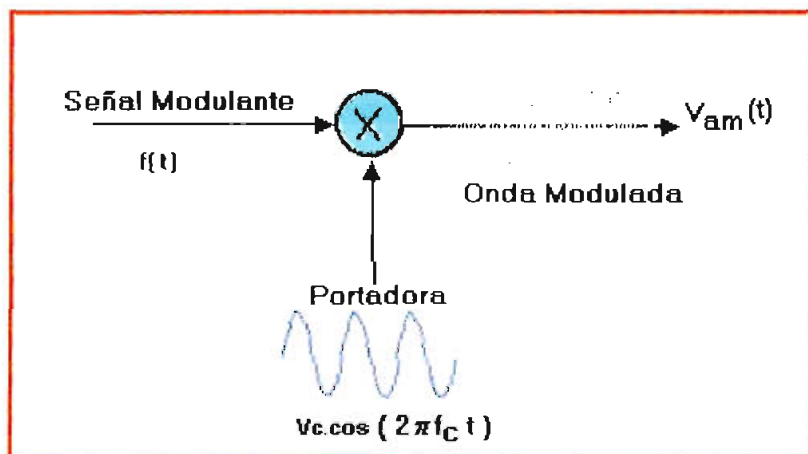


Figura 2-48. Diagrama de bloques de un modulador AM DSB-SC.

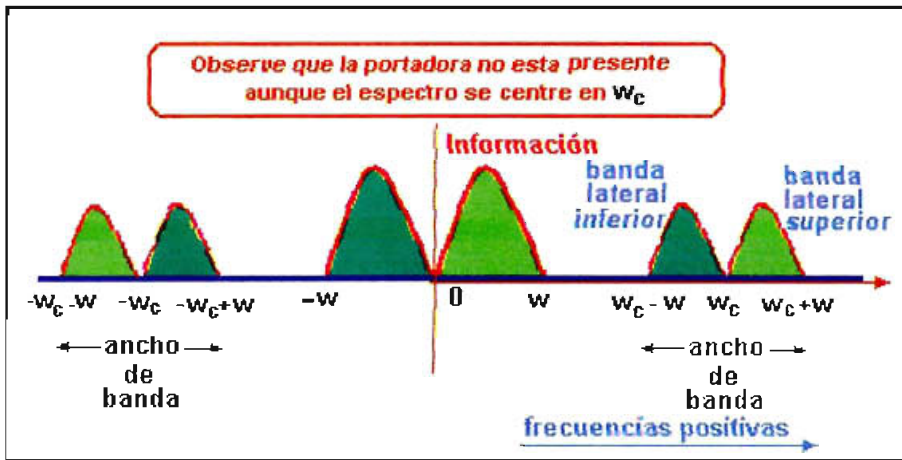
Aplicando la "propiedad de modulación de la transformada de Fourier"²¹ a la Ecuación 2.60, se tiene:

²⁰ Anexo 9.

²¹ Anexo 12.

$$V_{am}(\omega) = \frac{1}{2} \cdot V_c \cdot F(\omega + \omega_c) + \frac{1}{2} \cdot V_c \cdot F(\omega - \omega_c) \tag{Ec.2.61}$$

La Ecuación 2.61, indica que la modulación de amplitud traslada el espectro de frecuencia de una señal en $\pm \omega_c$ rad/s, pero deja inalterada su forma. Se puede observar el espectro de frecuencias en la Figura 2-49, donde se aprecia las bandas laterales y el ancho de banda de la señal modulada AM de doble banda lateral y además la ausencia de la portadora.



Espectro de Frecuencias para una señal AM DSB-SC

Figura 2-49. Espectro de Frecuencias para una señal AM de Doble Banda Lateral.

2.9.2.2. Distribución de Voltaje

Para comprender de mejor manera el análisis, se considera una señal modulante de frecuencia simple (modulación de tono). Sea la señal modulante un tono modulante de frecuencia "f_m", definido matemáticamente así:

$$f(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \tag{Ec.2.62}$$

Y la señal portadora, como:

$$V_c(t) = V_c \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \tag{Ec.2.63}$$

Donde:

$V_c(t)$ = forma de onda de voltaje variante en el tiempo para la portadora [voltios]

V_c = Valor máximo de voltaje para la portadora [voltios]

f_c = frecuencia de la portadora [Hertz]

Una expresión matemática para la señal modulada AM de doble banda lateral es:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot f(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad \text{Ec.2.64}$$

Si reemplazamos $f(t)$ en la Ecuación 2.64, se tiene:

$$V_{am}(t) = V_c \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_m \cdot t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t) \quad \text{Ec.2.65}$$

Utilizando las "identidades trigonométricas"²², la Ecuación 2.65, toma la forma:

$$V_{am}(t) = \frac{1}{2} V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c + f_m)t] + \frac{1}{2} V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c - f_m)t] \quad \text{Ec.2.66}$$

Donde:

$$\frac{1}{2} V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c + f_m) \cdot t] = \text{señal de la frecuencia lateral superior [volts]}$$

$$\frac{1}{2} V_c \cdot \cos[2 \cdot \pi \cdot (f_c - f_m) \cdot t] = \text{señal de la frecuencia lateral inferior [volts]}$$

El espectro de voltaje en función de la frecuencia es el siguiente (Figura 2-50):

²² Anexo 12.

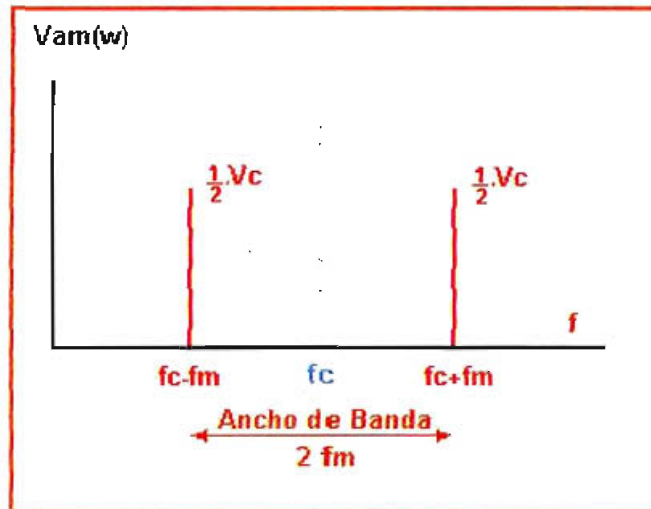


Figura 2-50. Espectro de Voltaje para la modulación AM de Doble Banda Lateral de un tono.

2.9.2.3. Distribución de Potencia

La potencia desarrollada a través de una carga por una señal es igual al voltaje rms de la señal al cuadrado, dividido por la resistencia de carga sobre la que actúa la señal; la potencia se denomina "normalizada", cuando la carga es 1 ohm.

Matemáticamente, la "potencia total"²³ de transmisión de la señal modulada, se expresa como:

$$P_T = \overline{V_{am}^2(t)} \quad \text{Ec.2.67}$$

Reemplazando la Ecuación 2.64 en la Ecuación 2.67, se tiene:

$$P_T = \overline{f^2(t) \cdot V_c^2 \cdot \cos^2(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)} \quad \text{Ec.2.68}$$

Reordenando y agrupando la Ecuación 2.68, se puede escribir como:

$$= \overline{V_c^2 \cdot \cos^2(2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot t)} \cdot \overline{f^2(t)} \quad \text{Ec.2.69}$$

²³ Anexo 12.

Resultando que:

$$P_T = \frac{1}{2} V_c^2 \cdot \overline{f^2(t)} \quad \text{Ec.2.70}$$

Convención para no sobremodular (normalizada): $|f(t)| \leq 1$ Ec.2.71

Si se utiliza esta convención, se tiene que:

$$\overline{f^2(t)} \leq 1 \quad \text{Ec.2.72}$$

Por lo que la potencia total P_T , es:

$$P_T < \frac{1}{2} V_c^2 \quad \text{Ec.2.73}$$

Se observa el espectro de potencia para una onda AM de Doble Banda Lateral en la Figura (2-51):

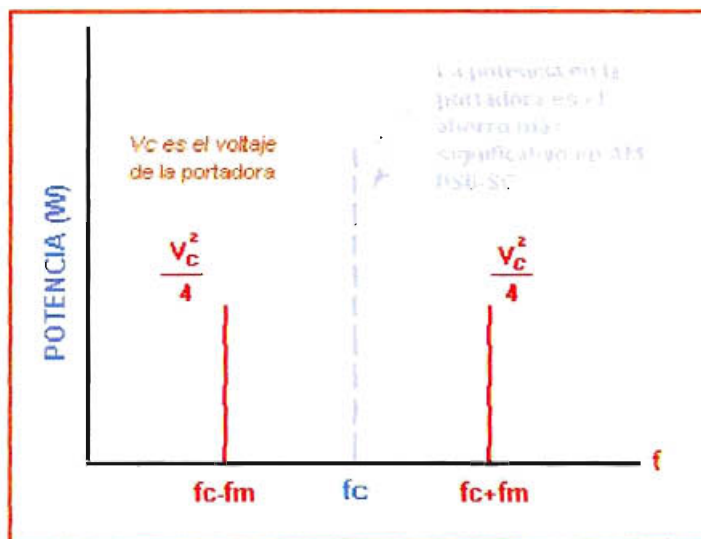


Figura 2-51. Espectro de Potencia para una onda AM de Doble Banda Lateral.

2.9.2.4. Modulación por medio de una Señal de Información Compleja

Si una señal modulante contiene dos tonos modulantes (f_{m1} y f_{m2}), la onda modulada contendrá dos conjuntos de frecuencias laterales espaciadas simétricamente sobre la portadora. De acuerdo con el análisis matemático

realizado en la "Distribución de Voltaje de la modulación AM de Doble Banda Lateral", la onda modulante puede escribirse como:

$$f(t) = \cos(2\pi.f_{m1}.t) + \cos(2\pi.f_{m2}.t) \quad \text{Ec.2.74}$$

la señal modulada tiene la siguiente expresión:

$$V_{am}(t) = V_c.f(t).\cos(2\pi.f_c.t) \quad \text{Ec.2.75}$$

Finalmente, reemplazando la Ecuación 2.74 en la Ecuación 2.75, y utilizando "identidades trigonométricas"²⁴, se tiene:

$$\begin{aligned} V_{am}(t) = & \frac{1}{2}.V_c.\cos[2\pi.(f_c+f_{m1})t] + \frac{1}{2}.V_c.\cos[2\pi.(f_c-f_{m1})t] + \frac{1}{2}.V_c.\cos[2\pi.(f_c+f_{m2})t] + \\ & + \frac{1}{2}.V_c.\cos[2\pi.(f_c-f_{m2})t] \end{aligned} \quad \text{Ec.2.76}$$

En donde:

f_c = frecuencia de portadora

f_{m1} = frecuencia del tono modulante 1.

f_{m2} = frecuencia del tono modulante 2.

Lo que confirma que la onda modulada contendrá la portadora y dos conjuntos de frecuencias laterales espaciadas simétricamente sobre la portadora. Se generaliza para una señal modulante que contiene varias frecuencias.

²⁴ Anexo 12.

2.9.3. CIRCUITOS MODULADORES DE DOBLE BANDA LATERAL

2.9.3.1. Introducción

Debido a que los "Circuitos Moduladores AM"²⁵, son circuitos que originan ondas moduladas conteniendo las bandas laterales, así como también la señal portadora, se puede pensar en utilizar estos circuitos adaptando técnicas para conseguir suprimir la señal portadora de la onda modulada y así conseguir la modulación de Doble Banda Lateral; otra opción es generar nuevos circuitos moduladores que a la salida no produzcan la señal portadora. Se analizan estas dos alternativas a continuación.

2.9.3.2. Filtros²⁶

Aunque la primera alternativa es utilizar los circuitos moduladores AM y luego usar filtros que permitan el paso solamente de las señales de interés, y descarten el resto de señales por ejemplo la señal portadora. El uso de estos filtros convencionales para este fin, son muy difíciles de diseñar debido a que no tienen suficientes factores de calidad (Q) para remover la portadora sin también remover una porción de la banda lateral.

2.9.3.3. Moduladores Balanceados

Los mezcladores balanceados son algunos de los circuitos más importantes utilizados actualmente en los sistemas de comunicación. A los mezcladores balanceados se les llama también moduladores balanceados, moduladores de productos, detectores de productos, multiplicadores de 4 cuadrantes, etc., estos circuitos han logrado solucionar varios problemas que existían al producir señales de AM de doble banda lateral.

²⁵ Moduladores AM: modulación por base, por emisor, o por colector. Item 2.8.3.2/3/4.

²⁶ Más teoría sobre filtros se encuentra en el CD-del programa.

Uno de estos problemas muy difícil de resolver es suprimir la señal portadora desde la onda modulada AM o reducir su amplitud utilizando filtros convencionales, pero los filtros simplemente no tienen suficientes factores de calidad (Q) para remover la portadora sin también remover una porción de la banda lateral. Entonces se han desarrollado circuitos moduladores que remueven inherentemente la portadora durante el proceso de modulación. Un circuito que produce una señal de **doble banda lateral con portadora suprimida** es un modulador balanceado. El diagrama de bloques se presenta a continuación:

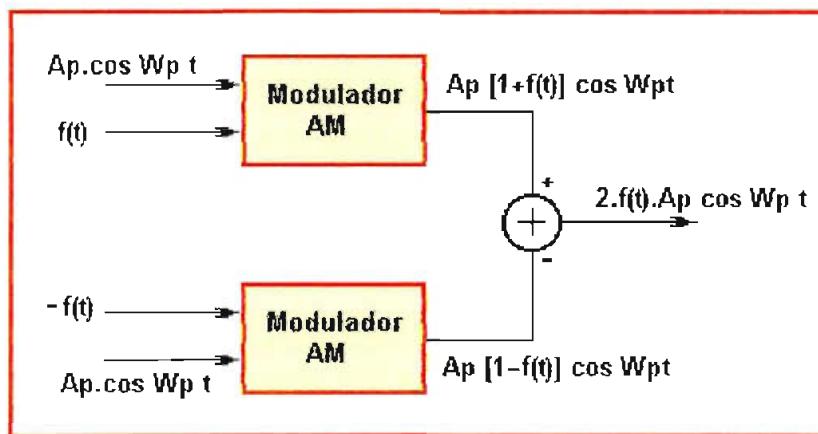


Figura 2-52. Diagrama de bloques de un modulador balanceado.

Estos circuitos producen una señal de doble banda lateral con portadora suprimida. Es la mejor solución para producir señales de Doble Banda Lateral. Algunos de estos circuitos son:

- Modulador de anillo balanceado
- Modulador de puente balanceado
- Moduladores balanceados lineales de circuito integrado

2.9.3.3.1. *Modulador de Anillo Balanceado*

La Figura (2-53), muestra el diagrama esquemático para un modulador de anillo balanceado.

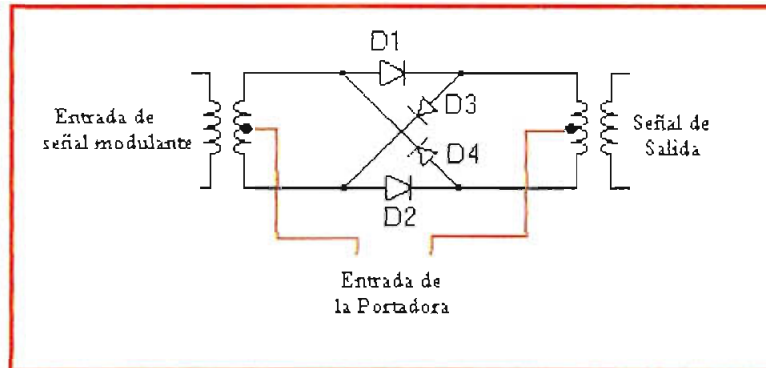


Figura 2-53. Modulador de anillo balanceado.

Un modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora de frecuencia sencilla y la señal modulante, que puede ser una forma de onda compleja o de frecuencia sencilla. Para que opere adecuadamente un modulador balanceado, la amplitud de la portadora tiene que ser suficientemente mayor que la amplitud de la señal modulante (aproximadamente de seis a siete veces más grande). Esto asegura que la portadora, y no la señal modulante, controle la condición de activado o desactivado de los cuatro diodos interruptores (o conmutados). Una condición para el correcto funcionamiento del puente de diodos es que los 4 diodos estén perfectamente balanceados, es decir, que tengan similares características.

Operación del Circuito

Los diodos D1 a D4 son interruptores eléctricos que controlan si la señal modulante pasa del transformador de entrada al transformador de salida como está o con un cambio de fase de 180° . Con la polaridad de la portadora, como se muestra en la Figura 2-54, los diodos interruptores D1 y D2 están directamente polarizados y activados, mientras que los diodos interruptores D3 y D4 están polarizados inversamente y desactivados. En consecuencia la señal modulante se

transfiere a través de los interruptores cerrados al transformador de salida, sin inversión de fase.

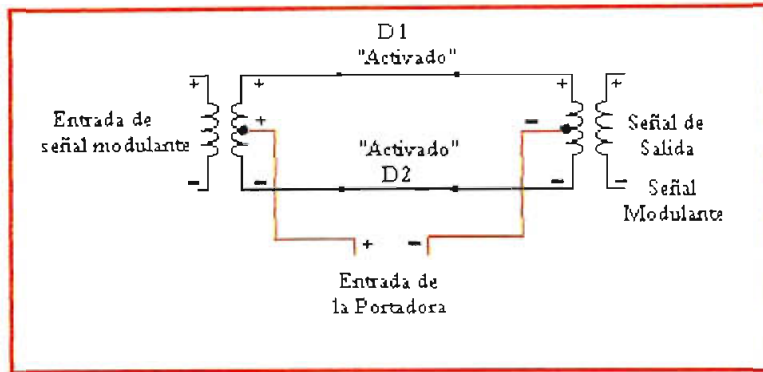


Figura 2-54. Modulador de anillo balanceado. D1 y D2 activado con polarización.

Cuando la polaridad de la portadora se invierte, como se muestra en la Figura 2-55, los diodos D1 y D2 están polarizados inversamente y desactivados mientras que los diodos interruptores D3 y D4 están polarizados directamente y activados. Por consiguiente, la señal modulante experimenta una inversión de fase de 180° antes de alcanzar el transformador de salida.

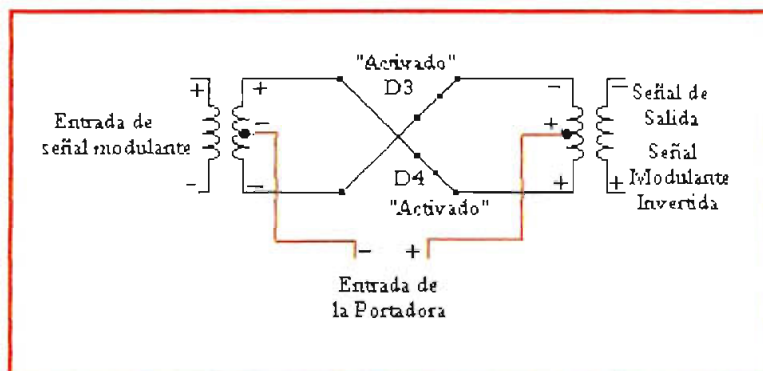


Figura 2-55. Modulador de anillo balanceado. D3 y D4 activado con polarización.

La corriente de la portadora fluye de su fuente a los límites centrales de los transformadores, donde se divide y va en direcciones opuestas a través de las mitades superiores e inferiores de los transformadores. Por lo tanto, sus campos magnéticos se cancelan en los bobinados secundarios del transformador y la portadora se suprime. Si los diodos no están perfectamente acoplados, o si los transformadores no están exactamente conectados y encapsulados en el centro,

el circuito está fuera de balance y la portadora no está totalmente suprimida. En la práctica, es imposible lograr un balance perfecto, por lo que siempre estará presente una pequeña componente de la portadora en la señal de salida.

Los detectores de fase utilizados en los circuitos de fase cerrada (PLL), son moduladores balanceados. Los mezcladores balanceados se utilizan extensamente, tanto en transmisores como en receptores de AM, de FM y muchos de los esquemas de modulación digital. Los mezcladores balanceados tienen dos ventajas inherentes sobre otros tipos de mezcladores: la reducción de ruido y la supresión de portadora.

2.9.3.3.2. *Modulador de Puente Balanceado*

La Figura (2-56), muestra el diagrama esquemático para un modulador de puente balanceado.

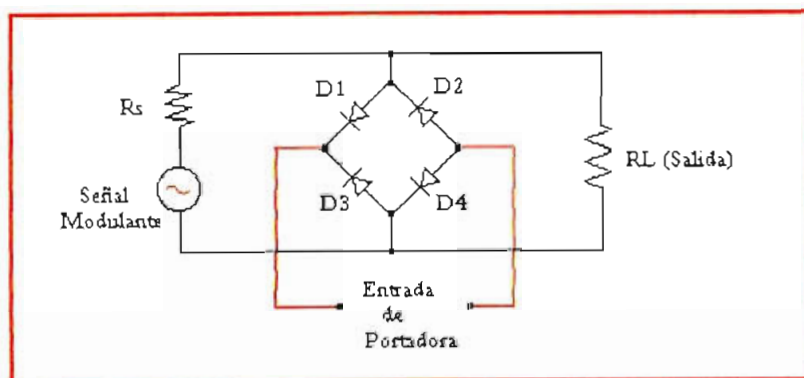


Figura 2-56. Modulador de puente balanceado.

La operación del modulador de puente, al igual que el modulador de anillo balanceado, depende completamente de la acción de conmutación de los diodos D1 al D4, bajo la influencia de los voltajes de la portadora y de la señal modulante. El voltaje de la portadora controla la condición de activado o desactivado de los diodos y, por lo tanto, debe ser de manera apreciable más grande que el voltaje de la señal modulante.

Operación del Circuito

Para las polaridades de la portadora que se indican en la Figura 2-57(a), los cuatro diodos están polarizados inversamente y desactivados. En consecuencia, el voltaje de la señal de audio se transfiere directamente a la resistencia de carga (R_L).

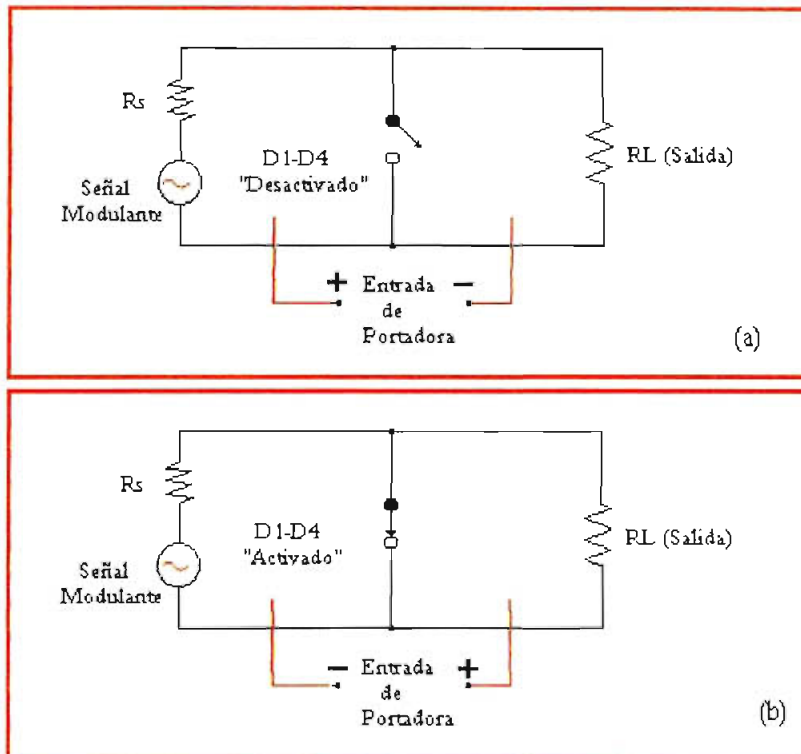


Figura 2-57. Modulador de Puente Balanceado: (a) Diodos polarizados desactivados (b) Diodos polarizados activados.

La Figura 2-57(b), muestra el circuito equivalente para una portadora con una polaridad opuesta. Los cuatro diodos están directamente polarizados y activados, y la resistencia de carga está desviada, o sea, está haciendo corto. Conforme cambia el voltaje de la portadora de positivo a negativo, y viceversa, la forma de onda de salida contiene una serie de pulsos que comprende principalmente las frecuencias de las bandas laterales, superiores e inferiores.

2.9.3.3.3. *Moduladores Balanceados Lineales de Circuito Integrado*

Se encuentran disponibles circuitos moduladores balanceados lineales de circuito integrado (LIC), como el LM1496 de Motorola Inc., que puede proporcionar la supresión de la portadora de 50 dB, en 10MHz y hasta 65 dB, en 500 kHz. Es un modulador-demodulador de doble balanceado que produce una señal de salida que es proporcional al producto de sus señales de entrada. Los circuitos integrados son ideales para las aplicaciones que requieren de una *operación balanceada*. Más información técnica sobre este circuito integrado puede encontrar en los **Manuales de la National Semiconductor** o ver anexo²⁷.

²⁷ Información Técnica en Anexo 13.

2.10. BANDA LATERAL UNICA (BLU)

2.10.1. INTRODUCCION

La modulación AM de Banda Lateral Unica [BLU], aparece como una alternativa a la modulación AM de Doble Banda Lateral convencional (AM DBL-PC), debido a que tiene varias desventajas relevantes que se especifican a continuación:

- En los sistemas convencionales de AM (DBL-PC), por lo menos dos tercios de la potencia transmitida se encuentra en la portadora. Sin embargo, no existe información en la portadora, por lo que esta potencia se desperdicia; la información está contenida en las bandas laterales. Al suprimirse la portadora en ausencia de información, el ahorro de energía es muy considerable.
- La información contenida en la banda lateral superior es idéntica a la información que contiene la banda lateral inferior, con lo que no se aprovecha de manera óptima el ancho de banda. Una ventaja de la BLU es la reducción del ancho de banda que se consigue al eliminar una de las bandas laterales. Cuando se selecciona el modo USB (Under Side Band) se están filtrando todas las frecuencias de la banda lateral inferior, que podrán ser ocupadas por otra estación.
- Por tanto, los sistemas de modulación AM DBL son ineficientes tanto en potencia como en el ancho de banda, que son dos de las consideraciones importantes al diseñar un sistema de comunicación electrónica. Sin embargo, esta duplicación es una desventaja cuando determinada banda de frecuencias se satura; hace falta investigar si es realmente necesaria.

El sistema de modulación por Banda Lateral Unica es óptimo en potencia y uso del espectro (ancho de banda), pero los equipos de transmisión son muy costosos, AM de Banda Lateral Unica es apropiado para señales que tienen un

contenido nulo o poco significativo de bajas frecuencias, por ejemplo TV no puede transmitirse con BLU.

La modulación BLU (o SSB por sus siglas en inglés: Side Single Band) es usada habitualmente por los servicios marítimos (estaciones costeras, telefonía dirigida a barcos) o los aviones (en viajes transoceánicos) cuando las distancias a salvar son grandes y se necesitan grandes potencias de emisión.

Hay muchos tipos diferentes de sistemas de comunicaciones de banda lateral. Algunos conservan el ancho de banda o la potencia, y algunos conservan ambos.

Se analizan los siguientes tipos de Modulación AM de BLU (ó SSB):

- AM de Banda Lateral Unica (BLU)
- AM de Banda Lateral Unica con Portadora Completa (BLU-PC)
- AM de Banda Lateral Unica con Portadora Suprimida (BLU-PS)
- AM de Banda Lateral Unica con Portadora Reducida (BLU-PR)

2.10.2. REVISION TEORICA

2.10.2.1. Modulación AM de Banda Lateral Unica (BLU)

Es útil recordar las densidades espectrales de las señales DBL (suponiendo, por conveniencia, portadora suprimida). La densidad espectral de cualquier señal de valor real presenta la "condición de simetría"²⁸ (Figura 2-58(a)):

$$F(-\omega)=F^*(\omega) \quad \text{Ec.2.77}$$

Luego de multiplicarse la Ecuación 2.77, por una señal senoidal a ω_c rad/s, la mitad de esta densidad espectral se traslada en frecuencia y se centra en ω_c y la otra mitad se traslada a $-\omega_c$ como se muestra en la Figura 2-58(b).

²⁸ Condición de Simetría. Anexo 12.

En la Figura 2-58(a) y 2-58(b) puede verse que lo que originalmente era el contenido positivo de frecuencias de $F(\omega)$ se convierte en la banda lateral superior para $\omega > 0$ y la inferior para $\omega < 0$. En todo este proceso se satisface la Ecuación 2.77. Cada par de bandas laterales (es decir, superior o inferior) contiene la información completa sobre la señal original.

Ahora aparece una idea interesante: ¿por qué no transmitir sólo el par de bandas laterales superior o inferior, dado que cada par contiene toda la información acerca de la señal?. Se advierte que la Ecuación 2.77, será aún satisfecha y que la señal original podrá recuperarse de nuevo a partir del par superior o inferior de bandas laterales por medio de una traslación de frecuencias adecuada, como se sugiere en la Figura 2-58(e).

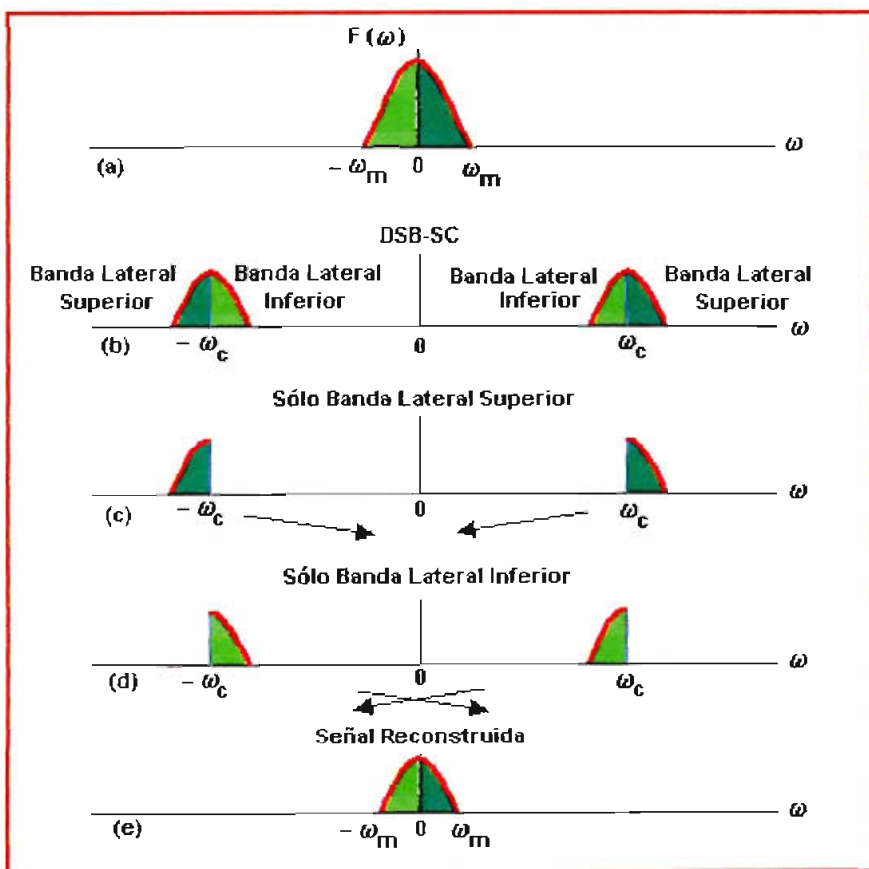


Figura 2-58. Espectros de Señales DBL y BLU.

Este tipo de modulación es eficiente porque no requiere más ancho de banda que el de la señal original y sólo la mitad del de la señal DBL correspondiente. Este tipo de modulación es apropiado para señales que tienen un contenido nulo o poco significativo de bajas frecuencias. Por lo general, la BLU, se la identifica con la modulación AM de Banda Lateral Unica con portadora suprimida.

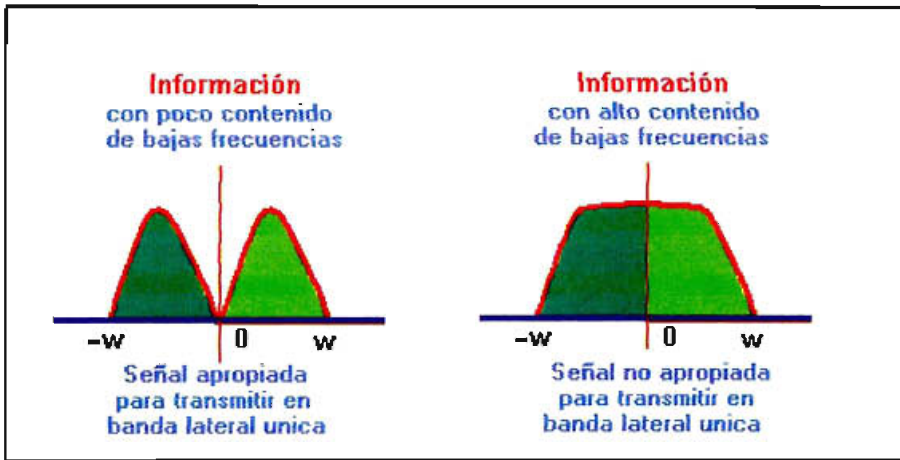


Figura 2-59. Espectro de frecuencias para dos tipos de señales.

Se utiliza BLU, para señales que tienen un contenido nulo o poco significativo de bajas frecuencias (Figura 2-59), esto es debido a las características del filtro pasa-bandas real que se utiliza para separar alguna de las bandas. El filtro pasa-bandas ideal conseguiría separar las bajas frecuencias, pero un filtrado vertical no se lo puede conseguir prácticamente. [Figura 2-60].

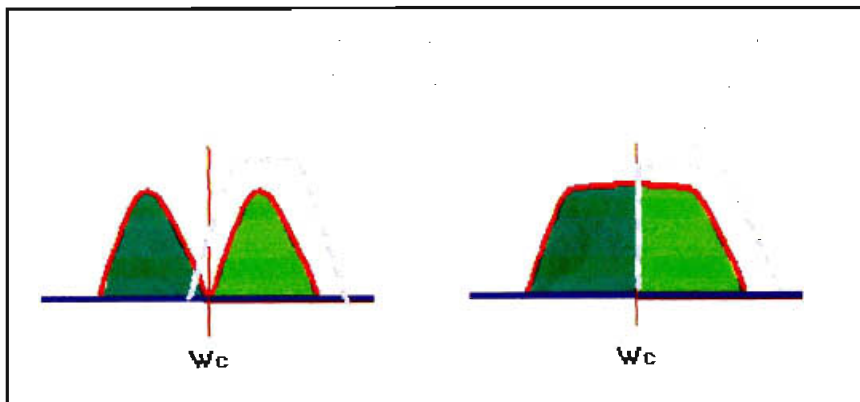


Figura 2-60. Filtros utilizados en BLU. (a) Filtro pasa-banda real (b) Filtro pasa-banda ideal

El espectro de frecuencias se muestra en la Figura 2-61.

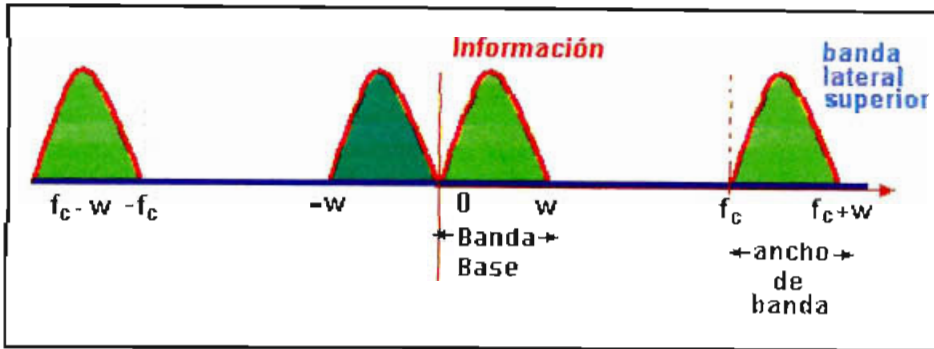


Figura 2-61. Espectro de frecuencia de una señal BLU. Banda Lateral Superior.

2.10.2.2. AM de Banda Lateral Única con Portadora Completa (BLU-PC)

Una señal AM de Banda Lateral Única con Portadora Completa (BLU-PC), es una forma de modulación de amplitud en donde la portadora se transmite a toda potencia, pero solamente por una de las bandas laterales. Por lo tanto, las transmisiones de BLU-PC requieren solamente la mitad de ancho de banda que la AM convencional de doble banda lateral. El espectro de frecuencias y la distribución de potencia relativa para BLU-PC se muestran en la Figura (2-62), en donde se aprecia la diferencia entre la Doble Banda Lateral y la Banda Lateral Única, ambos sistemas con portadora completa.

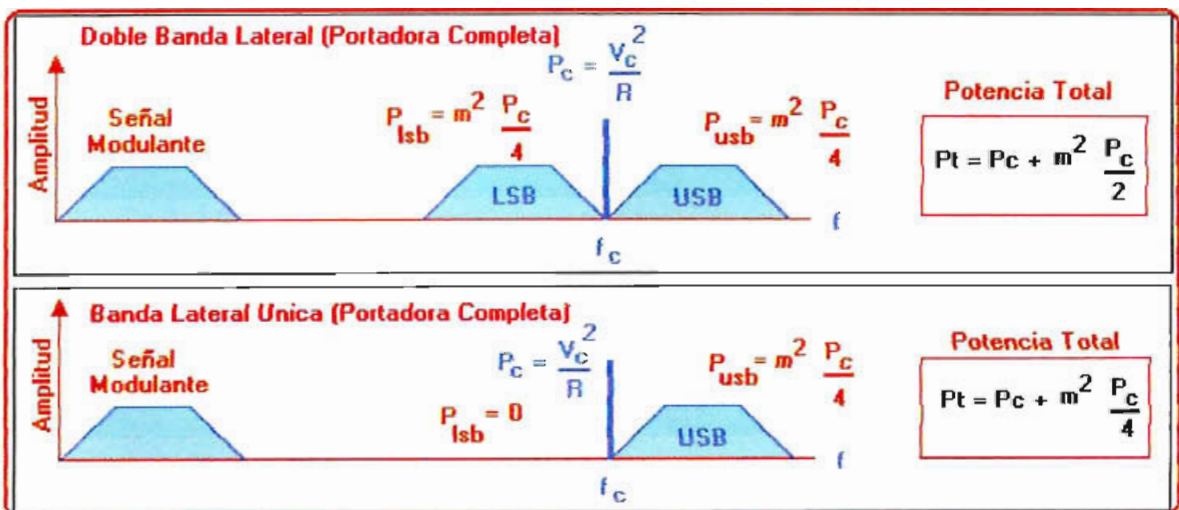


Figura 2-62. Espectro de Frecuencia (a) AM convencional de DBL-PC (b) Banda Lateral Única con Portadora Completa.

Se observa que con el 100% de modulación, la potencia de la portadora (P_c) constituye cuatro quintas partes (80%) del total de la potencia transmitida (P_t), y solamente una quinta parte (20%) de la potencia total está en la banda lateral.

Para la AM convencional de **Doble Banda Lateral con 100% de modulación**, dos tercios (67%) de la potencia total transmitida está en la portadora y un tercio (33%) está en las bandas laterales.

Por lo tanto, aunque BLU-PC requiere de menos potencia total, en realidad utiliza un porcentaje más pequeño de esa potencia para la porción de transporte de la información.

La Figura (2-63) muestra la forma de onda para una onda BLU-PC 100% modulada, con una señal modulante de frecuencia única. La envolvente de la banda lateral única con portadora completa, 100% modulada, es idéntica a una envolvente de la doble banda lateral portadora completa 50% modulada.

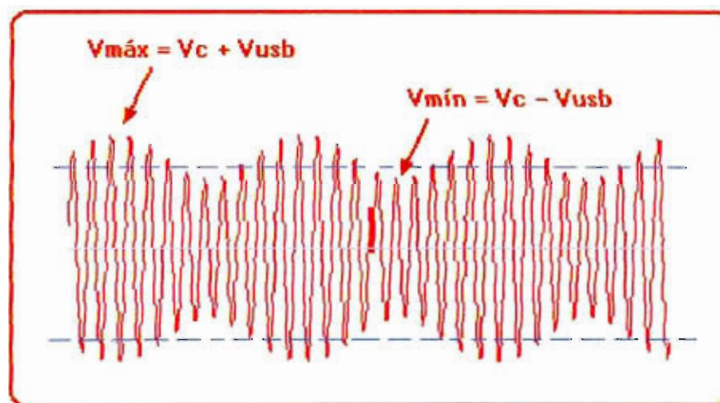


Figura 2-63. Forma de Onda de BLU-PC, 100% modulación.

Debe recordarse, que los picos máximos negativos y positivos de una onda de AM de DBL-PC, ocurren cuando la portadora y ambas bandas laterales alcanzan sus respectivos picos al mismo tiempo, y el cambio pico de la envolvente es igual a la suma de las amplitudes de las frecuencias laterales superior e inferior. Con las transmisiones de banda lateral única, sólo hay una

banda lateral (ya sea la superior o la inferior) para agregar a la portadora. Por lo tanto, el cambio pico de la envolvente es sólo la mitad de lo que es con la transmisión de doble banda lateral. Por consiguiente, se hace un intercambio. El BLU-PC requiere de menos ancho de banda que el DBL-PC, pero también produce una señal demodulada con una amplitud más baja. Sin embargo, cuando se quita la mitad del ancho de banda, también se quita la mitad de la potencia total de ruido (o sea, reducido por 3 dB). Si se quita una de las bandas laterales, la potencia en la porción de la información de la onda también se reduce a la mitad. *En consecuencia, las relaciones señal-a-ruido para las bandas laterales única y doble son iguales.*

Con BLU-PC, la relación de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal modulante, y el porcentaje de modulación es proporcional a la amplitud de la señal modulante. Por lo tanto, así como en la transmisión AM DBL-PC, la información se encuentra en la envolvente de la señal modulada.

2.10.2.3. Banda Lateral Única con Portadora Suprimida (BLU)

La señal AM de Banda Lateral Única con Portadora Suprimida (SSB-SC: Single Side Band-Supressed Carrier) es una forma de modulación de amplitud en donde la portadora se suprime totalmente y se elimina una de las bandas laterales. Por lo tanto, el SSB-SC requiere de la mitad del ancho de banda que la AM convencional de Doble Banda Lateral y considerablemente menos potencia transmitida.

El espectro de frecuencias y la distribución relativa de la potencia para SSB-SC con transmisión de banda lateral superior se muestra en la Figura (2-64).

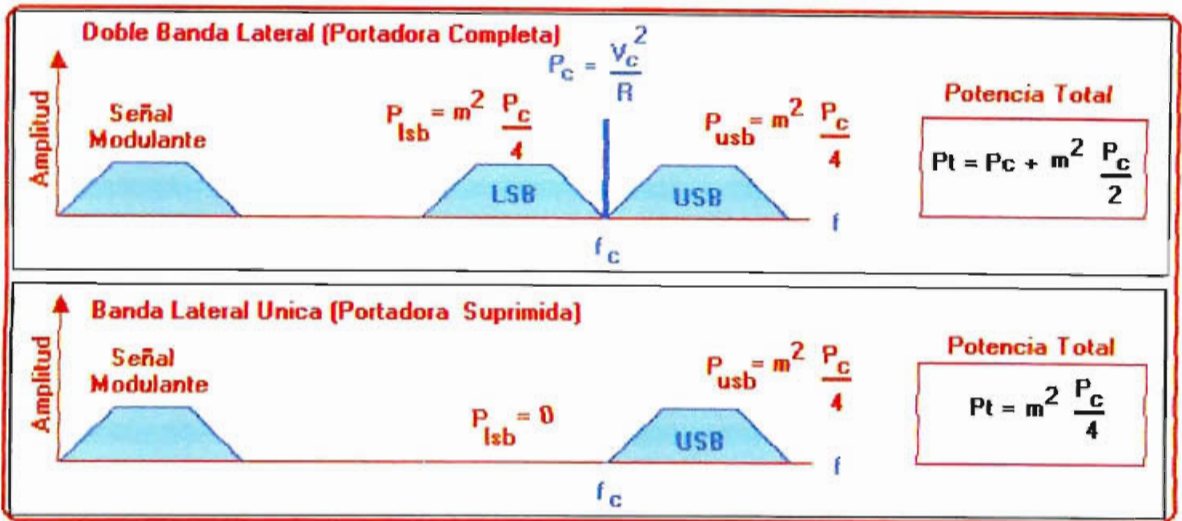


Figura 2-64. Sistemas AM de Banda Lateral. (a) AM convencional de DBL-PC. (b) Banda Lateral Unica con Portadora Suprimida.

Puede verse que la potencia de la banda lateral comprende el 100% del total de la potencia transmitida. La Figura (2-65) muestra una forma de onda de SSB-SC para una señal modulante de frecuencia sencilla.

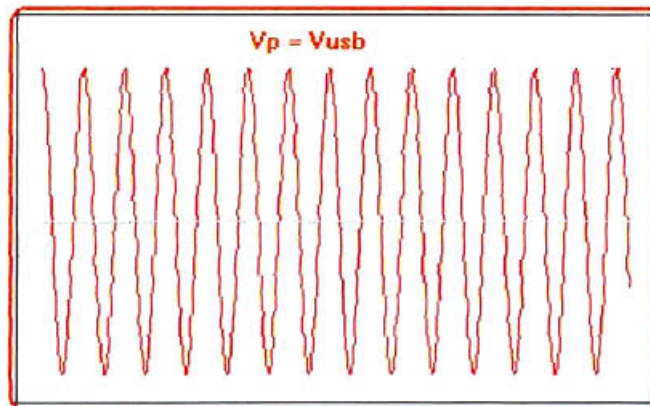


Figura 2-65. Forma de Onda de una señal SSB-SC.

La forma de onda no es una envolvente (Figura 2-65); es simplemente una onda senoidal a una frecuencia sencilla igual a la frecuencia de la portadora más la frecuencia de la señal modulante, o la frecuencia de la portadora menos la frecuencia de la señal modulante, dependiendo de la banda lateral en que se transmita.

2.10.2.3.1. *Potencia de Transmisión*

Debido a que solamente se transmite por una banda, la potencia de transmisión de BLU es la mitad de la potencia de transmisión de Doble Banda Lateral. Entonces:

$$P_{BLU} = \frac{1}{2} P_{DBL-PC} \quad \text{Ec.2.78}$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} V_c^2 \cdot \overline{f^2(t)} \right] \quad \text{Ec.2.79}$$

$$P_{SSB} = \frac{1}{4} V_c^2 \cdot \overline{f^2(t)} \quad \text{Ec.2.80}$$

Donde:

P_{SSB} = Potencia de transmisión en Banda Lateral Unica [vatios]

P_{DSB-SC} = Potencia de transmisión en DBL (Portadora Suprimida) [vatios]

$f(t)$ = señal modulante [voltios]

Convención para no sobremodular (normalizada): $|f(t)| \leq 1$

Si se utiliza esta convención, se tiene que:

$$\overline{f^2(t)} \leq 1 \quad \text{Ec.2.81}$$

Por lo que la potencia total P_T de transmisión BLU, es:

$$P_{tSSB} < \frac{1}{4} V_c^2 \quad \text{Ec.2.82}$$

2.10.2.4. *Banda Lateral Unica con Portadora Reducida (BLU-PR)*

La modulación AM de Banda Lateral Unica con Portadora Reducida (también conocida como por sus siglas en inglés como SSB-RC: Single Side Band-Reduced Carrier), es una forma de modulación de amplitud en donde una banda lateral se suprime totalmente y el voltaje de la portadora se reduce aproximadamente 10% de su amplitud no modulada, con esto se consigue que el

96% de la potencia total transmitida se encuentre en la banda lateral no suprimida.

Para producir un componente de portadora reducida, la portadora está totalmente suprimida durante la modulación y luego reinsertada con una amplitud reducida. Por tanto, SSB-RC se llama a veces una Banda Lateral Unica de Portadora Reinsertada. La portadora reinsertada suele llamarse una "portadora piloto" y se reinserta para facilitar la demodulación.

El espectro de frecuencias y la distribución relativa de potencia para el SSB-RC se muestra en la Figura (2-66).

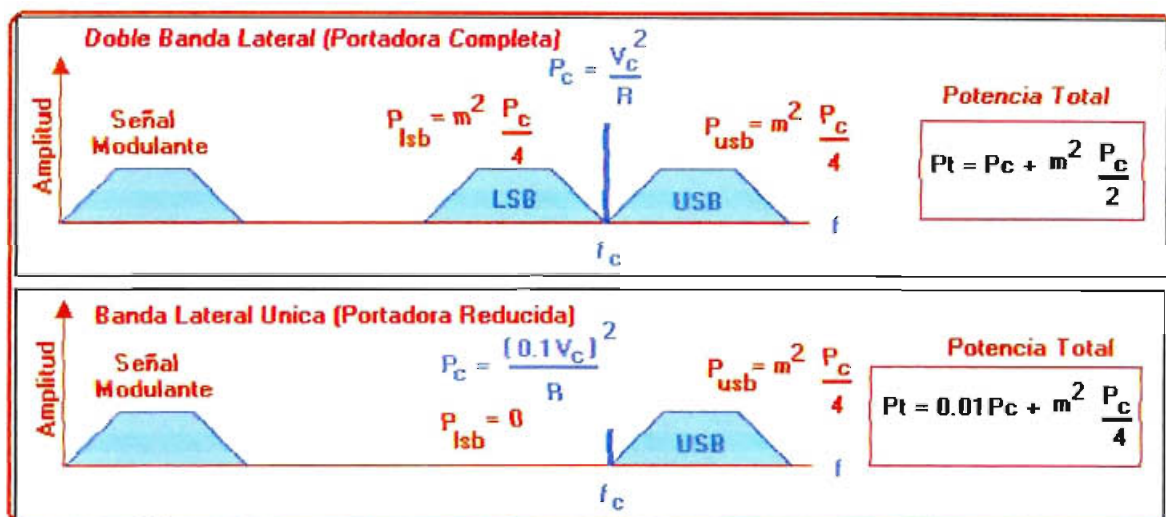


Figura 2-66. Sistemas AM de Banda Lateral. (a) AM Convencional de DBL-PC. (b) Banda Lateral Unica con Portadora Reducida (BLU-PR).

La Figura (2-66.a) muestra la forma de onda transmitida para una señal modulante de frecuencia única cuando la portadora y las amplitudes de la banda lateral son iguales, y la Figura (2-66.b) muestra la forma de onda cuando la amplitud de la portadora es menor que la amplitud de la banda lateral, también se advierte que la potencia de la banda lateral constituye casi el 100% de la potencia transmitida. Al igual que la modulación AM de doble banda lateral con portadora completa, la relación de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal modulante.

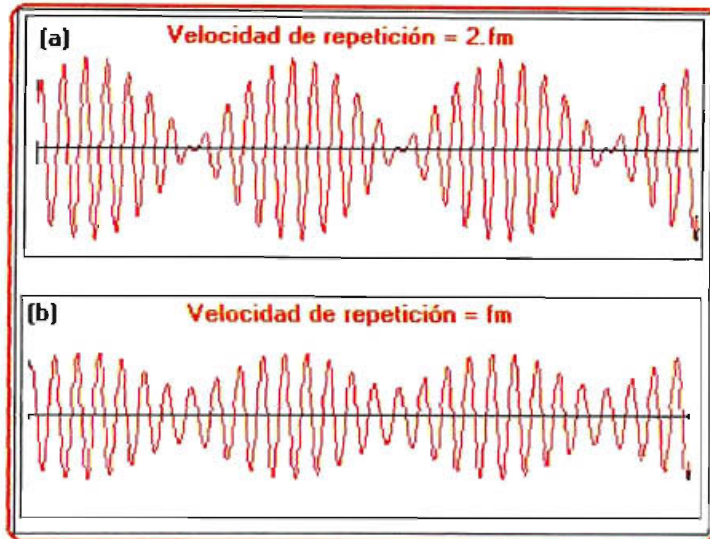


Figura 2-67. Forma de Onda de BLU-PR: (a) Nivel de la portadora igual al nivel de banda lateral. (b) Nivel de la portadora menor al nivel de la banda lateral.

Para demodular una forma de onda de portadora reducida con un detector de picos convencional, la portadora debe separarse, amplificarse y, luego, reinsertarse a un nivel más alto en el receptor. Por lo tanto, la transmisión de la portadora suprimida a veces se llama portadora elevada porque la portadora se eleva en el receptor antes de la demodulación. Con la detección de la portadora elevada, la amplificación de la portadora en el receptor tiene que ser suficiente para elevar el nivel de la portadora a un valor mayor que la señal de banda lateral. El SSB-RC requiere de más de la mitad de ancho de banda que la AM convencional y, puesto que la portadora se transmite a un nivel reducido, también conserva considerable potencia.

2.10.3. ANALISIS MATEMATICO

2.10.3.1. Generación de Señales SSB

METODO DE DESFASAMIENTO

Es posible generar SSB por medio de una adecuada puesta en fase de las señales. Considérese una señal exponencial compleja de frecuencia simple. Esta señal tiene una densidad espectral unilateral que sólo tomando la parte real se convierte en bilateral. En forma específica, sea:

la señal moduladora: $f(t) = e^{j\omega_m t}$

y la portadora: $e^{j\omega_c t}$

Las densidades espectrales de estas señales se muestran en la Figura 2-68:

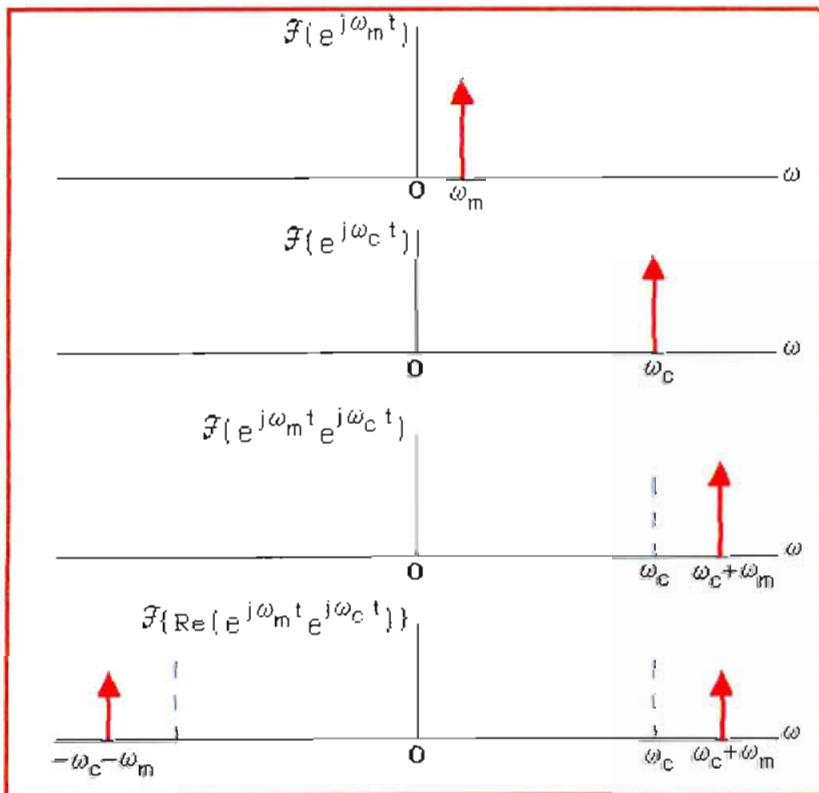


Figura 2-68. Generación analítica de SSB; banda lateral superior.

Multiplicando la señal portadora y la modulante, se obtiene:

$$f(t) \cdot e^{j\omega_c t} = e^{j\omega_c t} e^{j\omega t} \quad \text{Ec.2.83}$$

desplazando en frecuencia la densidad espectral de acuerdo con la propiedad de *traslación de frecuencia* de la transformada de Fourier.

Si se toma ahora la parte real, se tiene:

$$\text{Re}\{e^{j\omega_c t} e^{j\omega t}\} = \text{Re}\{e^{j\omega_c t}\} \text{Re}\{e^{j\omega t}\} - \text{Im}\{e^{j\omega_c t}\} \text{Im}\{e^{j\omega t}\} \quad \text{Ec.2.84}$$

$$= \cos \omega_c t \cdot \cos \omega t - \text{sen } \omega_c t \cdot \text{sen } \omega t \quad \text{Ec.2.85}$$

El procedimiento de tomar la parte real restaura la característica bilateral para la densidad espectral, por lo que este resultado puede obtenerse usando señales de valor real. Como esto representa la banda lateral superior puede escribirse:

$$f_{SSB+}(t) = \cos \omega_c t \cdot \cos \omega t - \text{sen } \omega_c t \cdot \text{sen } \omega t \quad \text{Ec.2.86}$$

(Nota: La banda lateral inferior puede obtenerse de manera similar haciendo $e^{-j\omega_c t}$).

$$f_{SSB-}(t) = \cos \omega_c t \cdot \cos \omega t + \text{sen } \omega_c t \cdot \text{sen } \omega t \quad \text{Ec.2.87}$$

Aunque estos resultados provienen del caso senoidal, son válidos para un caso más general²⁹, por lo que puede escribirse:

$$f_{SSB\pm}(t) = f(t) \cdot \cos \omega_c t \pm \hat{f}(t) \cdot \text{sen } \omega_c t \quad \text{Ec.2.88}$$

²⁹ Revisar *Señales Analíticas y Transformadas de Hilbert*. Numeral 2.10.3.2.

Donde:

$\hat{f}(t)$ es la señal obtenida al desplazar la fase de $f(t)$ 90° en cada frecuencia.

El método de desfaseamiento para generar señales SSB se describe gráficamente en la Figura (2-69).

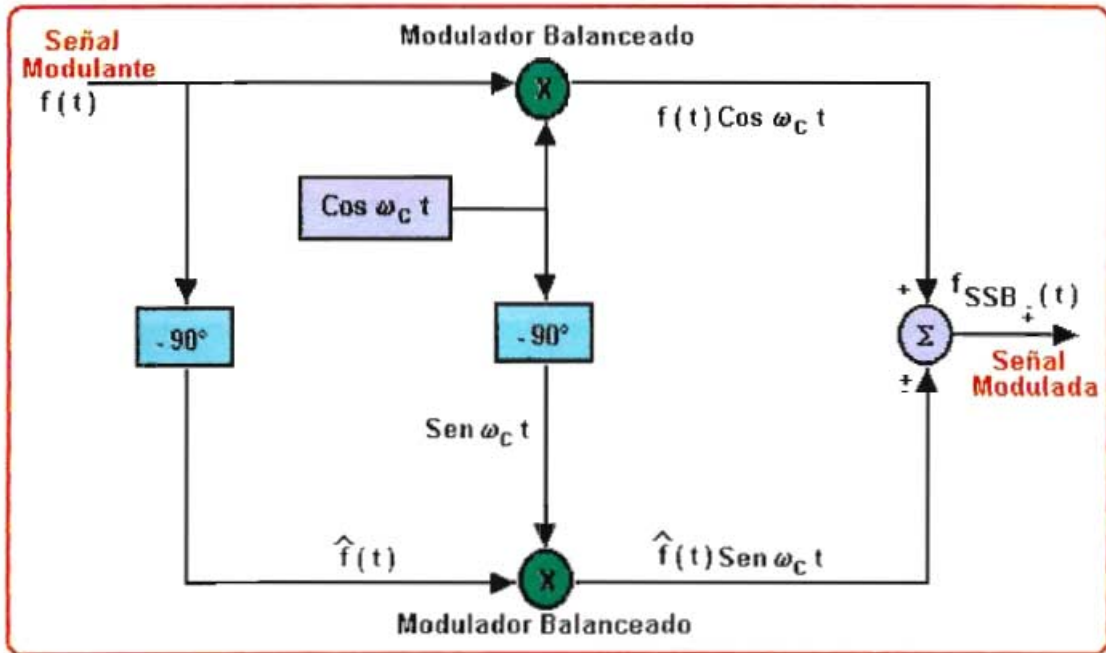


Figura 2-69. Método de desfaseamiento para generar SSB.

2.10.3.2. Señales Analíticas y Transformada de Hilbert

Las señales pasabanda de valor real pueden ser representadas en términos de señales de valor complejo con densidades espectrales unilaterales³⁰. Tales señales se llaman analíticas y son útiles para describir el comportamiento general de las señales.

SEÑAL ANALITICA

Es una señal de valor complejo cuya densidad espectral es unilateral y cuya parte real es la señal de valor real original. No todas las señales de valor

complejo son analíticas, pero todas las señales analíticas deben ser de valor complejo.

“El objetivo es producir una señal SSB, a partir de una señal $f(t)$ ”.

Sea una señal de valor real dada $f(t)$ y su representación en señal analítica $z(t)$. Si $f(t)$ es la parte real de $z(t)$, puede escribirse:

$$z(t) = f(t) + j \cdot \hat{f}(t) \quad \text{Ec.2.89}$$

donde:

$\hat{f}(t)$ debe determinarse.

La transformada de Fourier de la Ecuación 2.89 es:

$$Z(\omega) = F(\omega) + j \cdot \hat{F}(\omega) \quad \text{Ec.2.90}$$

Para ser una señal analítica, $Z(\omega)$ debe ser unilateral.

Sea $Z(\omega) = 0$ para $\omega < 0$; puesto que la parte real de las Ecuaciones 2.89 y 2.90 no puede cambiarse, se deduce que:

$$\hat{F}(\omega) = j \cdot F(\omega), \quad \omega < 0 \quad \text{Ec.2.91}$$

Para mantener una característica de fase que sea función impar de la frecuencia, se requiere que:

$$\hat{F}(\omega) = -j \cdot F(\omega), \quad \omega > 0 \quad \text{Ec.2.92}$$

Combinando las Ecuaciones 2.91 y 2.92, se tiene:

$$\hat{F}(\omega) = \begin{cases} -j \cdot F(\omega) & \omega > 0 \\ j \cdot F(\omega) & \omega < 0 \end{cases} = -j \cdot F(\omega) \cdot \text{sgn}(\omega) \quad \text{Ec.2.93}$$

³⁰ Revisar Item 2.10.3.1.

Con la Ecuación 2.93 en la Ecuación 2.90, puede verificarse que la densidad espectral de $z(t)$ es unilateral:

$$Z(\omega) = \begin{cases} 2.F(\omega) & \omega > 0 \\ 0 & \omega < 0 \end{cases} \quad \text{Ec.2.94}$$

La función $\hat{f}(t)$ puede hallarse tomando la transformada de Fourier inversa:

$$\hat{f}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{F}(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega \quad \text{Ec.2.95}$$

La función $\hat{f}(t)$ se llama función cuadratura de $f(t)$ porque cada componente de frecuencia $\hat{f}(t)$ se encuentra en cuadratura de fase (es decir, 90°) con las de $f(t)$. Esta es una relación general y no se limita a las senoidales que se analizaron en Generación de Señales SSB: Método de Desfasamiento (numeral 2.10.3.1).

Las condiciones descritas por la Ecuación 2.93 definen lo que se conoce como **Transformada de Hilbert**; esto es, la función $\hat{f}(t)$ es la Transformada de Hilbert de $f(t)$ si se cumple la Ecuación 2.93. En estos casos específicos, pueden usarse las Ecuaciones 2.93 y 2.95 para hallar $\hat{f}(t)$ a partir de $f(t)$.

También se puede escribir relaciones en el dominio del tiempo usando:

$$\text{sgn}(\omega) \leftrightarrow \frac{j}{\pi} \quad \text{Ec.2.96}$$

La aplicación de la propiedad de convolución en el tiempo a la Ecuación 2.93 produce:

$$f(t) = f(t) \otimes \frac{1}{\pi t} \tag{Ec.2.97}$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \tag{Ec.2.98}$$

La Ecuación 2.98, es una definición alterna de la transformada de Hilbert, aunque no tan útil como la interpretación de desfaseamiento, debido a la forma impropia de la integral.

Análisis de la Transformada de Hilbert con la señal SSB

Dada una señal $f(t)$, se forma una señal analítica $z(t)$ añadiendo $\hat{f}(t)$ en cuadratura, esto es:

$$z(t) = f(t) + j \cdot \hat{f}(t) \tag{Ec.2.99}$$

La densidad espectral de $Z(\omega)$ es unilateral, como se aprecia en la Figura (2-70).

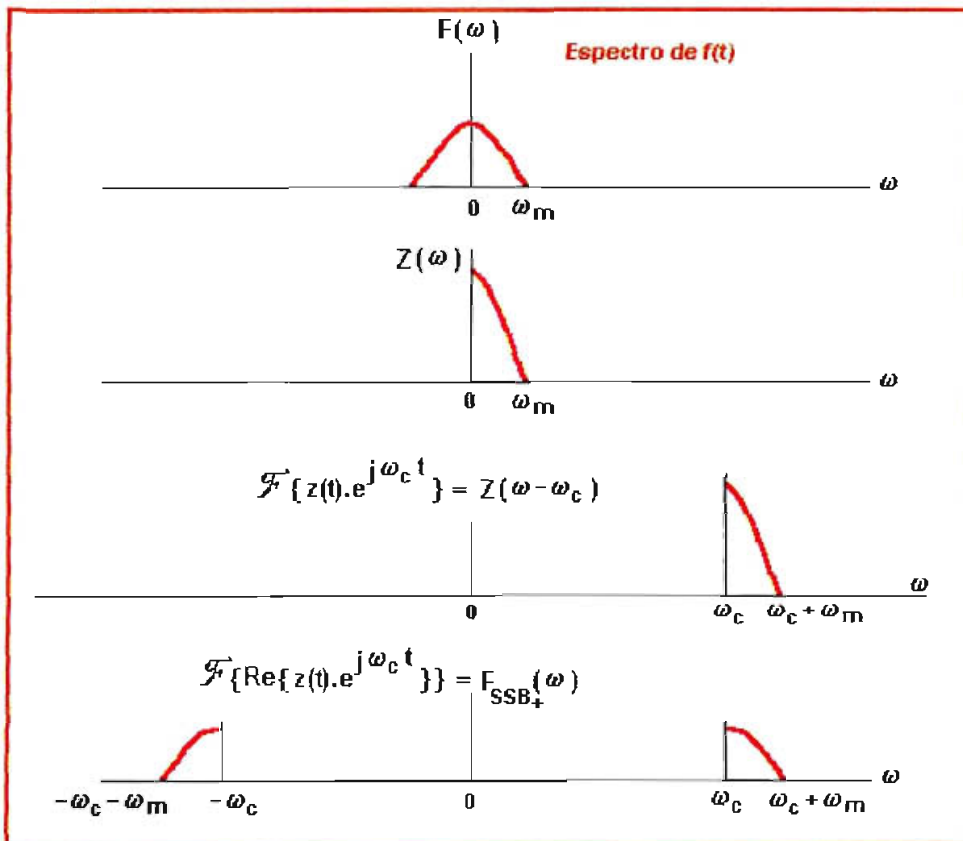


Figura 2-70. Generación de SSB usando señales analíticas.

Multiplicando $z(t)$ por $e^{j\omega_c t}$ se traslada $Z(\omega)$ a $Z(\omega-\omega_c)$. Por último, la parte real de $Z(\omega-\omega_c)$ se sitúa a la mitad de la densidad espectral, con la fase invertida y simétricamente alrededor de $\omega=0$, como se muestra en la Figura (2-70).

El equivalente en el dominio del tiempo es:

$$\operatorname{Re}\{z(t) e^{j\omega_c t}\} = \operatorname{Re}\left\{\left[f(t) + j \hat{f}(t)\right] e^{j\omega_c t}\right\} \quad \text{Ec.2.100}$$

$$= f(t) \cos \omega_c t - \hat{f}(t) \sin \omega_c t \quad \text{Ec.2.101}$$

Este resultado se comprueba con la Ecuación 2.89. Las relaciones analizadas son para el caso de la banda lateral superior.

2.10.3.3. Potencia De Transmisión

Debido a que solamente se transmite por una banda, la potencia de transmisión de SSB es la mitad de la potencia de transmisión de Doble Banda Lateral. Entonces:

$$P_{\text{SSB}} = \frac{1}{2} P_{\text{DBL}} \quad \text{Ec.2.102}$$

$$= \frac{1}{2} \left[\frac{1}{2} V_c^2 \cdot \overline{f^2(t)} \right] \quad \text{Ec.2.103}$$

$$P_{\text{SSB}} = \frac{1}{4} V_c^2 \cdot \overline{f^2(t)} \quad \text{Ec.2.104}$$

Donde:

P_{SSB} = Potencia de transmisión en Banda Lateral Unica [vatios]

P_{DBL} = Potencia de transmisión en DBL (Portadora Suprimida) [vatios]

$f(t)$ = señal modulante [voltios]

Convención para no sobremodular (normalizada): $|f(t)| \leq 1$

Si se utiliza esta convención, se tiene que:

$$\overline{f^2(t)} \leq 1 \quad \text{Ec.2.105}$$

Por lo que la potencia total P_T de transmisión SSB, es:

$$P_{tSSB} < \frac{1}{4} V_c^2 \quad \text{Ec.2.106}$$

2.10.4. CIRCUITOS DE BANDA LATERAL UNICA

2.10.4.1. Generación de Señales SSB

Para generar señales SSB, se utilizan varias técnicas, entre las cuales se tienen:

- Método del Filtro
- Método de Desfasamiento

a) METODO DEL FILTRO

Una forma de generar señales SSB es producir antes una señal modulada de doble banda lateral, y luego suprimir mediante filtración una de las bandas laterales como se muestra en la Figura (2-71).

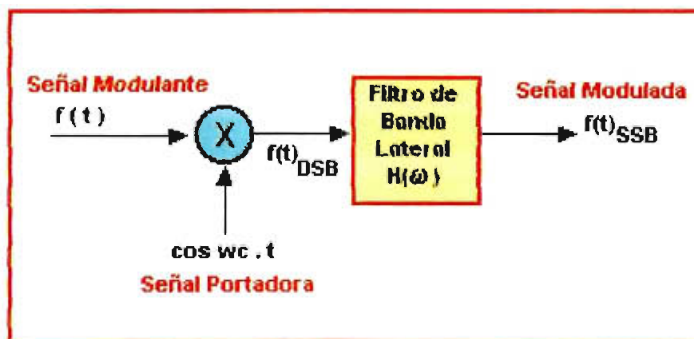


Figura 2-71. Diagrama de Bloques de un Modulador SSB filtrando la banda lateral superior.

Se puede observar el espectro de frecuencias en el modulador SSB filtrando la banda lateral superior en la Figura (2-72) a continuación:

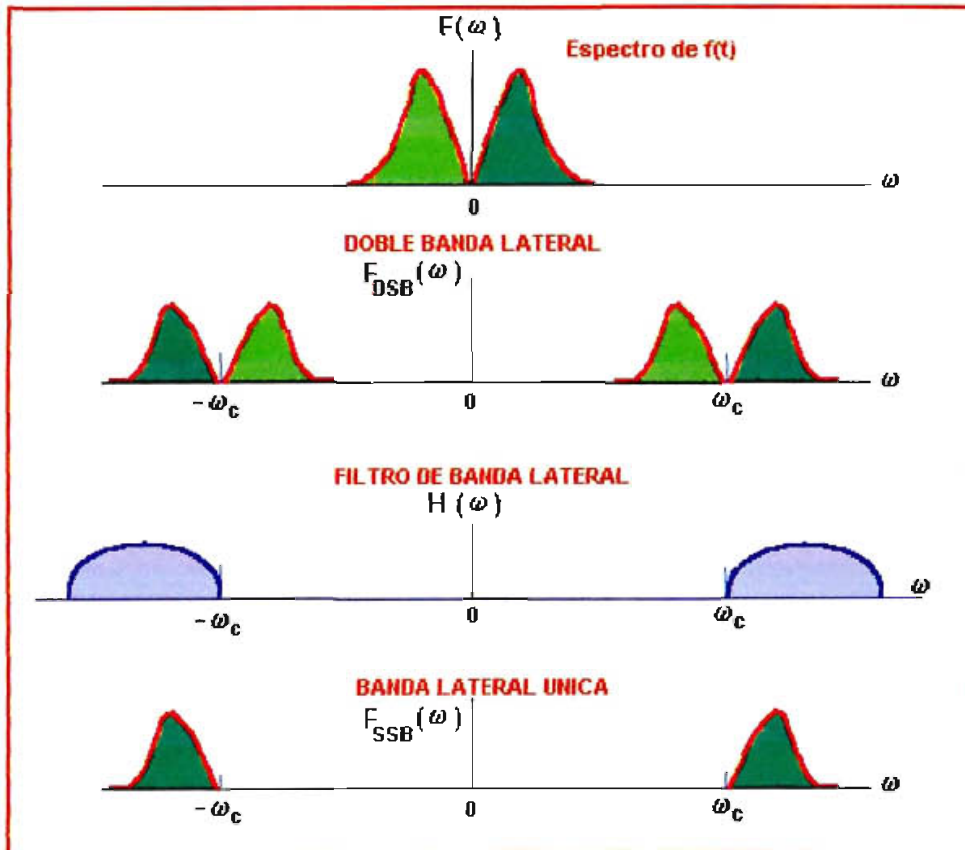


Figura 2-72. Modulador SSB filtrando la banda lateral superior (espectro de frecuencia).

En la práctica, estas operaciones no son tan fáciles como parecen, y la primera dificultad es llenar los requisitos del filtro. El filtro de banda lateral debe tener características de corte muy abruptas en ω_c y aceptar todas en el otro lado de ω_c . Como es imposible obtener una característica de filtro ideal, se debe tomar en cuenta algunas consideraciones importantes:

- Si la señal moduladora no contiene componentes de baja frecuencia importantes, no habrá componentes significativas en la cercanía de ω_c después de la modulación. Por tanto, una respuesta que no disminuya hasta frecuencia cero permitirá usar un filtro con pendiente menos pronunciada.
- Es más sencillo construir un filtro de banda lateral a una frecuencia adecuada a los componentes de éste que a la frecuencia transmitida.

Puede usarse la heterodinización para trasladar el espectro cuanto se desee, después de la filtración.

Aún con estas previsiones, diseñar filtros de banda lateral no es fácil. En la práctica, para el intervalo de 0.05-0.5 Mhz se usan filtros resonadores electromecánicos y en el intervalo de 1-10 Mhz, filtros de cristal.

FILTROS DE CRISTAL

Es evidente que los filtros son una parte esencial de cualquier sistema de comunicación electrónica y especialmente los sistemas de banda lateral única. Los filtros convencionales no tiene una Q (factor de calidad) lo suficiente alta para la mayoría de los transmisores de banda lateral única. Por lo tanto, los filtros utilizados para la generación de bandas laterales únicas usualmente están contruidos de materiales de cristal. En la Figura 2-73, se muestra el diagrama esquemático para un filtro típico de pasa-bandas.

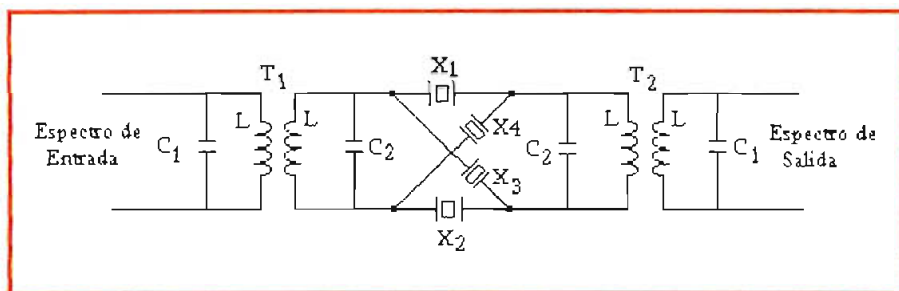


Figura 2-73. Diagrama esquemático de un Filtro de Red Cristalina.

Los cristales X_1 y X_2 se cortan para operar en la frecuencia de corte inferior del filtro, X_3 y X_4 se cortan para operar en la frecuencia de corte superior. Los transformadores de entrada y salida están sintonizados al centro del pasabandas, que tiende a extender la diferencia entre las frecuencias de resonante en serie y en paralelo.

La operación del filtro cristalino es similar a la operación de un circuito de puente. Cuando las reactancias de los brazos del puente son iguales y tienen el

mismo signo (ya sea inductivo o capacitivo), las señales propagándose a través de las dos trayectorias posibles del puente se cancelan mutuamente. En la frecuencia donde las reactancias tienen magnitudes iguales y los signos opuestos (uno inductivo y otro capacitivo), la señal se propaga a través de la red con amplitud máxima.

En la Figura 2-74, se muestra una curva típica para un filtro pasabandas de red cristalina. "Los filtros de cristal están disponibles con una Q tan alta como 100.000"³¹.

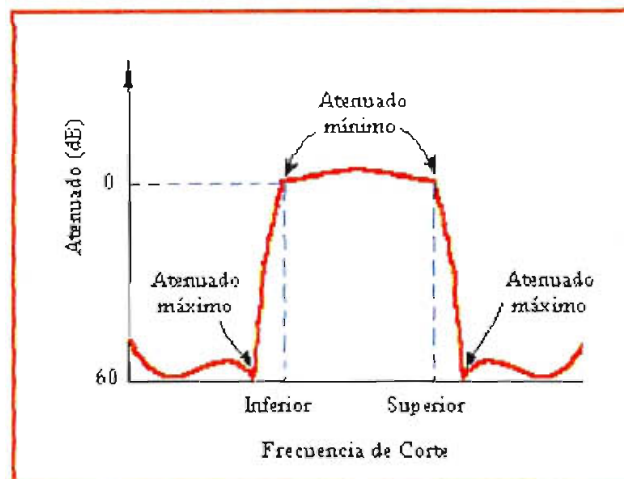


Figura 2-74. Curva característica de un Filtro de Red Cristalina.

b) METODO DE DESFASAMIENTO

También es posible generar SSB por medio de una adecuada puesta en fase de las señales. Estas señales se pueden producir con Moduladores Balanceados, siempre que la señal moduladora así como la portadora experimenten un desfase de 90° .

Este método de desfase para producir señales SSB aparece en la Figura (2-75), y se emplea en la generación de baja frecuencia y digital de señales SSB.

³¹ WAYNE, Tomasi. *Sistema de Comunicaciones Electrónicas*. Pág.212

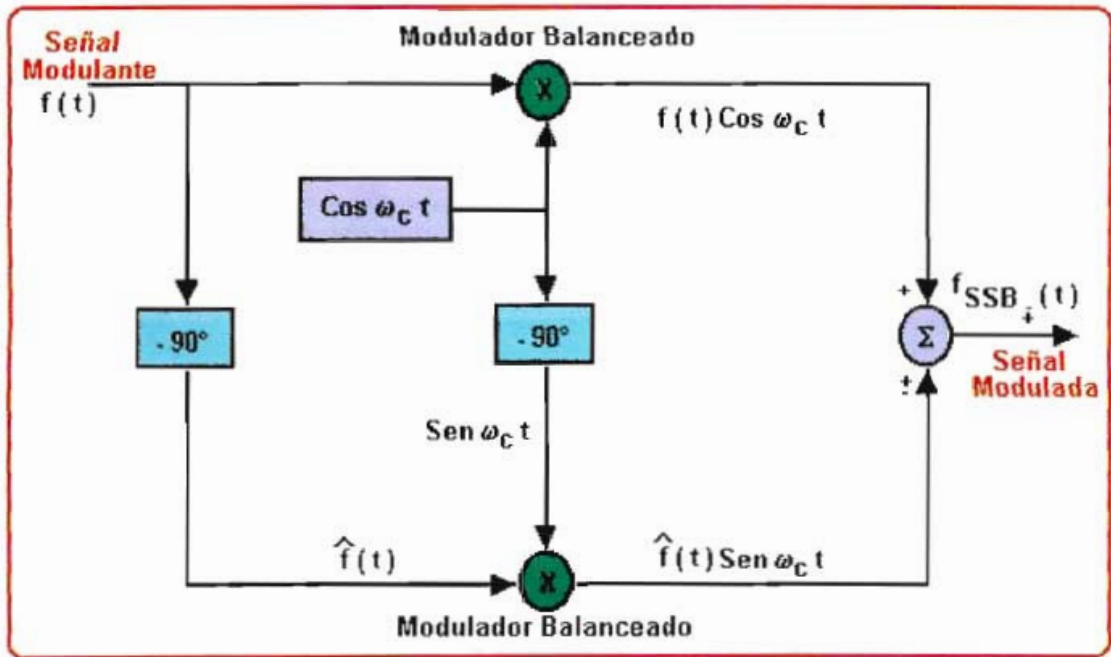


Figura 2-75. Método de desfase para generar SSB.

El principal problema en el diseño de este sistema es la realización práctica de la red de desfase en 90° de $f(t)$, porque todas las componentes de frecuencia deben desfasarse exactamente 90° . Por tanto, dichos sistemas tienen anchos de banda muy restringidos.

2.11. BANDA LATERAL VESTIGIAL [VSB]

VSB (*Vestigial Side Band*)

2.11.1. REVISION TEORICA

La generación de señales BLU puede resultar difícil cuando el ancho de banda de la señal moduladora es amplio o cuando no pueden despreciarse las componentes de baja frecuencia. Para conservar el espacio espectral, puede hacerse un compromiso entre BLU y DBL en lo que se conoce como modulación de Banda Lateral Vestigial (VSB – Vestigial SideBand).

En otras palabras, la AM de Banda Lateral Vestigial (VSB) es una forma de modulación de *amplitud* en donde se transmite la portadora, una banda lateral completa y parte de la segunda banda lateral, de la siguiente manera:

Si **la portadora** se transmite, la señal deseada puede recobrase con un "detector de envolvente"³². Si no se envía portadora, se puede recobrar usando un "detector síncrono"³³.

Las frecuencias inferiores de la señal modulante se transmiten en doble banda lateral, beneficiándose de la modulación al 100%, y

Las frecuencias superiores de la señal modulante se transmiten en banda lateral única, no pudiendo lograr más que el efecto del 50% de modulación.

Es decir, se da mucha importancia a las señales modulantes de frecuencia inferior, y producen señales de amplitud mayor en el demodulador que las frecuencias superiores. Es importante notar que, la supresión parcial de una banda lateral reduce el ancho de banda con respecto al ancho de banda de AM DBL, pero no alcanza la eficiencia de espectro de Banda Lateral Unica.

³² Demodulación Detector de Envolvente

³³ Demodulación Síncronica

La modulación por Banda Lateral Vestigial se utiliza para transmitir señales que tienen un gran ancho de banda y componentes altamente significativas de baja frecuencia, como es el caso de la transmisión de vídeo en los sistemas de televisión públicos.

El espectro de frecuencias y la distribución relativa de la potencia, para una VSB, se muestran en la Figura (2-76).

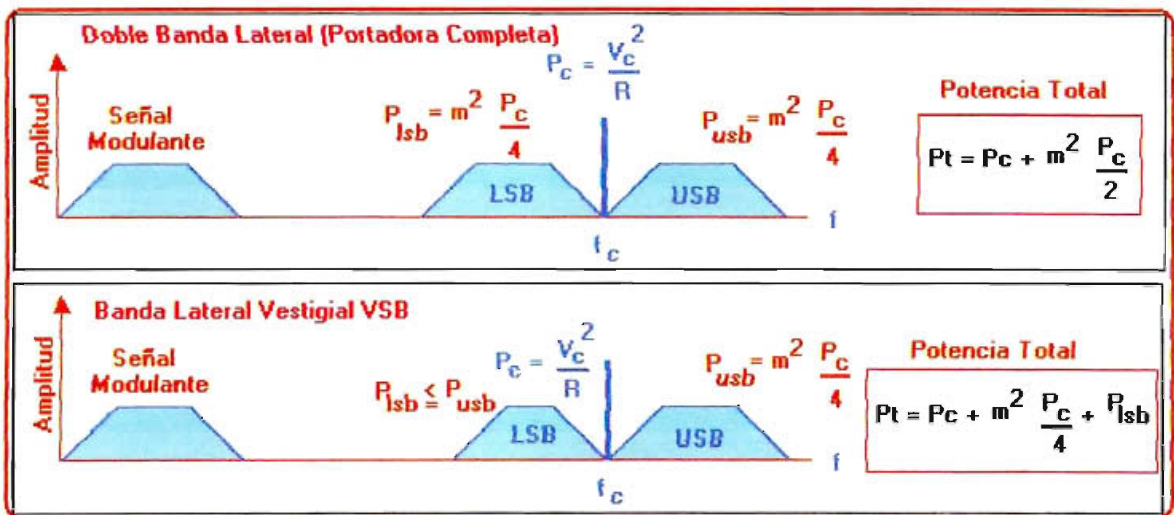


Figura 2-76. Sistemas AM de Banda Lateral. (a) AM convencional de DBL-PC. (b) Banda Lateral Vestigial "VSB".

Uno de los sistemas más conocidos que utilizan VSB es la transmisión de la imagen en una señal de radiodifusión para la televisión comercial. En una transmisión de televisión, se envían 525 líneas de formación de video (imagen) cada 1/30 de segundo (es decir, 15750 líneas por segundo; la frecuencia de traza horizontal: *Normas para EEUU, donde se usan líneas de 50 Hz, la norma es enviar 625 líneas cada 1/25 de segundo). Disponiendo de tiempo para retrazar y sincronizar, esto requiere un ancho de banda de vídeo mínimo de 4 MHz para transmitir un arreglo de elementos de imagen (no obstante, la densidad espectral del vídeo típico no es plana, sino muy cargada a las frecuencias más bajas). El uso de la modulación DSB para la transmisión de vídeo requiere una asignación por frecuencias de 8 MHz por canal. Esto se considera excesivo, por lo que se

emplea una versión de modulación VSB para reducir el ancho de banda de vídeo a cerca de 5 MHz.

En la Figura (2-77) se ilustra el espectro de un canal público de televisión (Nótese que el espectro de vídeo aparece en las líneas de muestra de 15.75 kHz. Aquí la frecuencia de muestreo (horizontal) es mucho menor que el ancho de banda de la señal. El teorema del muestreo no establece que la señal no puede ser recobrada sino simplemente que no puede recuperarse sólo por filtrado. Así, el receptor de televisión debe utilizar técnicas de sincronización para recuperar la información de vídeo original). La característica del filtro no se sitúa sobre la portadora sino 1 MHz por debajo de ella. La filtración en el receptor se usa para completar la característica de la banda lateral residual, como se ve en la Figura (2-77):

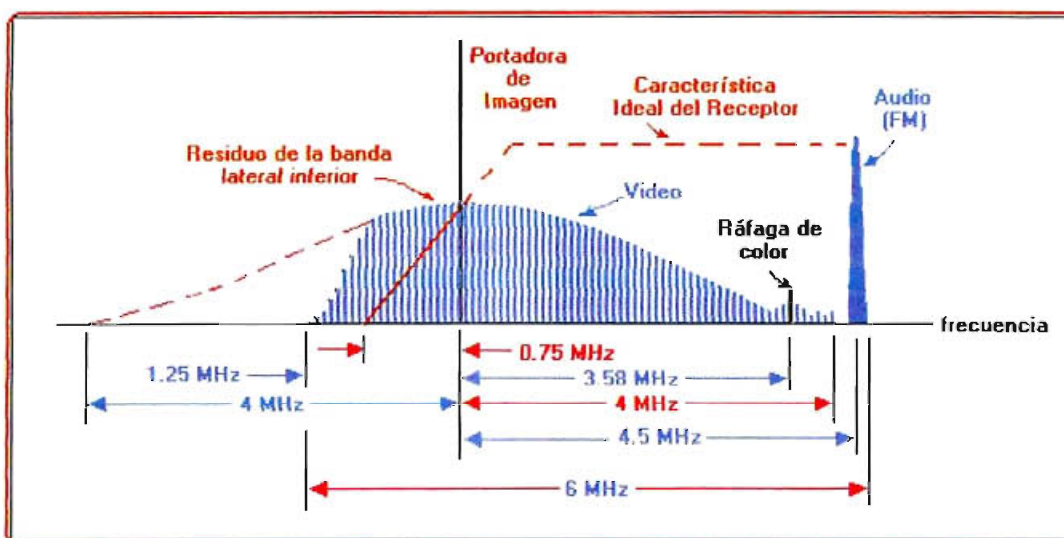


Figura 2-77. Espectro de una transmisión pública de televisión.

2.11.2. ANALISIS MATEMATICO

El análisis matemático de este tipo de modulación está basado en la "Modulación de Doble Banda Lateral" y "Banda Lateral Unica" y "Filtros VSB".

2.11.2.1. Filtro VSB

La operación de filtración puede representarse con un filtro $H_V(\omega)$ que pasa algo de la banda lateral inferior (o superior) y la mayor de la superior (o inferior). En la Figura (2-78) se muestra la característica de magnitud de este filtro.

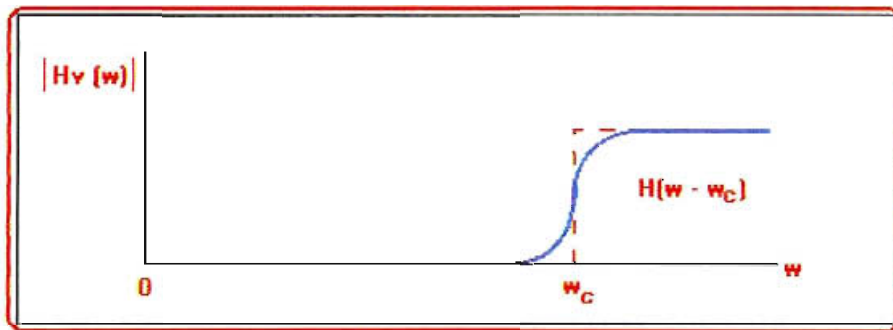


Figura 2-78. Filtración VSB.

La densidad espectral de la señal de banda lateral residual resultante es:

$$f_{VSB}(\omega) = \left[\frac{1}{2} F(\omega - \omega_c) + \frac{1}{2} F(\omega + \omega_c) \right] H_V(\omega) \quad \text{Ec.2.107}$$

Se desea determinar los requisitos del filtro para que el detector síncrono restituya $f(t)$ sin distorsión.

La salida del detector síncrono es:

$$v_o(t) = [f_{VSB}(t) \cdot \cos \omega_c t]_{LP} \quad \text{Ec.2.108}$$

o

$$V_o(\omega) = \frac{1}{4} F(\omega) H_V(\omega + \omega_c) + \frac{1}{4} F(\omega) H_V(\omega - \omega_c) \quad \text{Ec.2.109}$$

Para una reproducción confiable de $f(t)$, se requiere que:

$$[Hv(\omega - \omega_c) + Hv(\omega + \omega_c)]_{LP} = \text{constante}, \quad |\omega| < \omega_m \quad \text{Ec.2.110}$$

Las traslaciones de frecuencia indicadas en la Ecuación 2.110, se ilustran en la Figura (2-79). Nótese que, al menos por lo que respecta a la magnitud, la Ecuación 2.110 se satisface si $\text{abs}\{Hv(w)\}$ es asimétrica en relación con la frecuencia portadora w_c . Por este motivo, se hace que la constante de la Ecuación 2.110 sea $2Hv(w_c)$. En estas condiciones, la Ecuación 2.110 se convierte en la Ecuación 2.111, con la asimetría requerida respecto a la frecuencia portadora:

$$[Hv(\omega - \omega_c) + Hv(\omega + \omega_c)] = -[Hv(\omega + \omega_c) - Hv(\omega_c)] \quad \text{Ec.2.111}$$

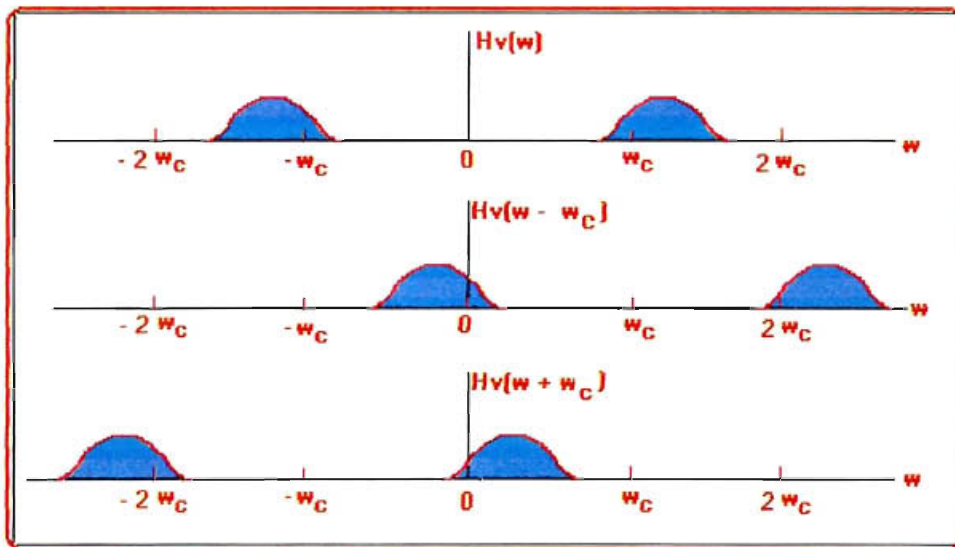


Figura 2-79. Características de la Filtración VSB.

Por tanto, la filtración necesaria de una señal VSB es una simetría de filtración complementaria, con respecto a la frecuencia portadora, como se muestra en la Figura 2-78. Las relaciones de fase necesarias no son tan fáciles de cumplir, y la VSB se utiliza generalmente en los casos en que la respuesta de fase correcta no es de importancia primordial. Aquí se supone detección síncrona, aunque los mismos principios son válidos también cuando existe una portadora grande y se utiliza un detector de envolvente.

2.11.3. CIRCUITOS MODULADORES DE AM (VSB)

Los circuitos moduladores AM de Banda Lateral Vestigial, se los construye mediante filtros VSB y/o circuitos moduladores balanceados, utilizados en Modulación de Doble Banda Lateral y/o Banda Lateral Unica.

2.12. AM DE BANDA LATERAL INDEPENDIENTE (ISB)

ISB (Independent Sideband)

2.12.1. REVISION TEORICA

La modulación AM de Banda Lateral Independiente (ISB) es una forma de transmisión de doble banda lateral en la que el transmisor consiste de dos moduladores de banda lateral única independiente con portadora suprimida. Un modulador produce sólo la banda lateral superior y el otro produce sólo la banda lateral inferior.

Las señales de salida de la banda lateral única, provenientes de los dos moduladores, se combinan para formar una señal de doble banda lateral en la que las dos bandas laterales son totalmente independientes, excepto porque son simétricas sobre una frecuencia portadora común. Una banda lateral se coloca por encima de la portadora en el espectro de frecuencias y la otra por debajo. En el demodulador, la portadora generalmente se reinserta a un nivel reducido de idéntica forma que la transmisión de SSB-RC.

La Figura (2-80) muestra el espectro de frecuencias y la distribución de potencia para una ISB.

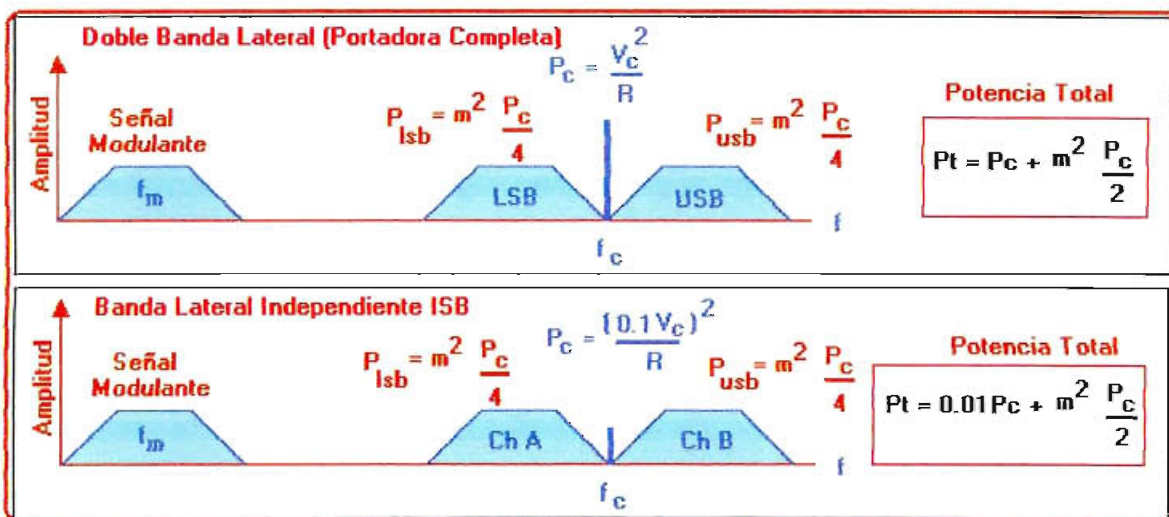


Figura 2-80. Sistemas de Banda Lateral Unica. (a) AM convencional de DBL-PC
(b) Banda Lateral Independiente ISB

La Figura (2-81) muestra la forma de onda transmitida para dos señales de información de frecuencia sencilla independiente (f_{m1} y f_{m2}). Las dos señales de información son iguales en cuanto a frecuencia; por lo tanto, la forma de onda es idéntica a una forma de onda de doble banda lateral con portadora suprimida, con una relación de repetición igual al doble de la frecuencia de la señal modulante.

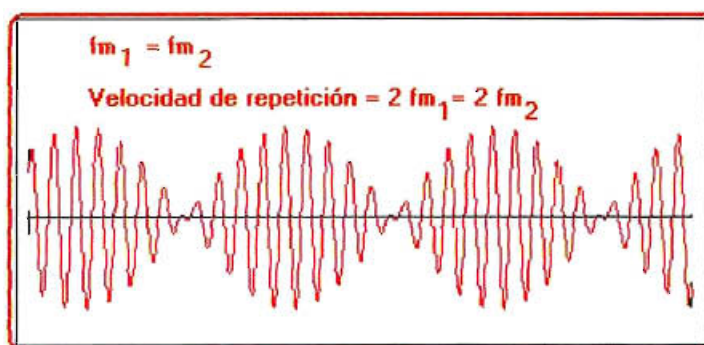


Figura 2-81. Forma de onda ISB.

El ISB conserva tanto la potencia de transmisión como el ancho de banda, conforme se transmiten las dos fuentes de información dentro del mismo espectro de frecuencias, como lo requeriría una sola fuente utilizando una transmisión de doble banda lateral convencional.

En los Estados Unidos se utiliza esta técnica ISB, para la transmisión de AM estéreo. Un canal (el izquierdo) se transmite en la banda lateral inferior y el otro (el derecho) se transmite en la banda lateral superior.

2.12.2. ANALISIS MATEMATICO

Este tipo de modulación está basado en la Modulación de Doble Banda Lateral, y Banda lateral Única (SSB).

2.12.3. CIRCUITOS MODULADORES (ISB)

Los circuitos moduladores AM-ISB, se los construye mediante filtros y/o circuitos moduladores balanceados, luego de generar dos señales SSB por separado pero con una misma señal portadora.

MODULACION EN FRECUENCIA

2.13. INTRODUCCION

Desde el inicio de las radiotransmisiones a principio de siglo, los gigantes de las telecomunicaciones como la RCA y la AT&T habían contratado equipos de ingenieros para encontrar un remedio para las interferencias eléctricas. Lo que distingue al inventor americano Edwin Armstrong, que en 1933 registró cuatro patentes en la frecuencia radiofónica de la FM, fue el deseo de enfrentarse a la tradición. Mientras los expertos trataban el sistema ya existente de transmisión por modulación de amplitud (AM), Armstrong ideó un sistema que modulaba la frecuencia de las ondas radiofónicas, en vez de la amplitud.

El sistema de Armstrong, prácticamente inmune a las interferencias eléctricas y dócil a una amplia gama de sonidos, consiguió una claridad de transmisión más allá de lo imaginable. Muchos ingenieros habían experimentado anteriormente con la FM, pero la habían desechado a causa de las distorsiones de sonido que provocaba. Armstrong descubrió que cuando la banda de frecuencia modulada se ensanchaba, las distorsiones desaparecían, y las interferencias eléctricas también. La mayoría pensaba que una banda más estrecha significaba menos interferencias eléctricas; Armstrong demostró que estas interferencias estaban en función de la amplitud y que los principios para reducir en AM no podían aplicarse a la FM.

Actualmente se conoce que en una señal analógica, pueden variarse tres propiedades: la amplitud, la frecuencia y la fase. En la modulación de amplitud, se variaba la amplitud de una señal portadora. En la modulación angular se pueden variar la frecuencia o la fase de una señal portadora de acuerdo a la señal modulante. Por lo tanto, la modulación angular clasifica dos tipos de modulación:

- Modulación en Frecuencia (FM), y
- Modulación en Fase (PM)

Este capítulo comprende el estudio de la modulación en frecuencia (FM). Sin embargo, es importante notar las ventajas de la modulación FM sobre la modulación en AM, tales como:

La modulación FM tiene menos interferencia de algunas clases de estática que la modulación AM. (La mayor parte de la estática es modulación en amplitud y un buen receptor de FM es "sordo" a esta modulación). Además la perturbación debida al "desvanecimiento" de la señal es menor en FM.

Las estaciones de FM, transmiten a frecuencias mucho mayores que las estaciones de AM, y tienen menor alcance que éstas, debido a que las altas frecuencias no siguen la curvatura de la Tierra, ya que se propagan en línea recta, pero la transmisión de FM puede concentrarse más fácilmente en cualquier dirección escogida. Las señales de FM rara vez pueden recibirse más allá de 150 kilómetros. En consecuencia pueden ser conseguidas por dichas estaciones, puesto que es poco probable que dos estaciones de la misma longitud de onda y separadas algunos centenares de kilómetros, puedan interferir entre sí.

Los circuitos de sintonización en los receptores de FM presentan más perturbaciones de desviación de frecuencia debido a los cambios de temperatura. Por esta razón, algunos receptores caseros de FM deben volverse a sintonizar después de haberse calentado.

La modulación FM, ofrece mejor fidelidad, reducción de ruido y uso eficiente de la portadora que la modulación AM.

Para radioescuchas exigentes, existe otra notable diferencia entre estos dos sistemas de modulación, que puede deberse a las regulaciones legales. A causa de la naturaleza de los sistemas de AM y porque las licencias de las estaciones se asignan en intervalos de frecuencia de 10 kHz, los sistemas oficiales de comunicación obligan de hecho a todas las estaciones de radiodifusión de AM a reducir radicalmente la amplitud de las notas mayores de 5 kHz, lo que significa que una reproducción genuina de alta fidelidad de la música

o de la palabra es imposible en la banda de radiodifusión de AM. En cambio, dichas limitaciones no se imponen a la radiodifusión de FM. Por lo que, este tipo de modulación es utilizada ampliamente en radiodifusión de radio comercial, transmisión de sonido de televisión, radio móvil de dos sentidos, radio celular y en sistemas de comunicaciones por microondas y satélite.

Una de las principales desventajas es el requerimiento de un mayor ancho de banda, así como también circuitos más complejos.

2.14. MODULACION EN FRECUENCIA [FM]

2.14.1. REVISION TEORICA

2.14.1.1. Modulación Angular

Una señal senoidal continua puede variar cambiando su amplitud y/o su ángulo de fase. (Figura 2-82).

$$v(t) = a(t) \cos[\omega_c t + \phi_i(t)]$$

Figura 2-82. Identificación de términos en una señal senoidal.

Si en la señal senoidal se mantiene constante el ángulo de fase total y se varía la amplitud “a(t)” proporcionalmente a una señal modulante “f(t)”, se tiene **Amplitud Modulada**. Pero, si la amplitud “a(t)” permanece constante y el ángulo de fase total varía en proporción a “f(t)”, se tiene **Modulación Angular**.

Si se modifica de alguna manera la **fase incremental** entonces variará el ángulo de fase total de la señal modulada. De acuerdo con esto, se tienen dos tipos de modulación angular relacionados entre sí: Modulación en Frecuencia y Modulación en Fase.

Modulación en Frecuencia (FM) y Modulación en Fase (PM)

La diferencia entre la modulación en frecuencia (FM) y en fase (PM), está en cuál propiedad de la portadora (la frecuencia o la fase) está variando directamente por la señal modulante y cuál propiedad está variando indirectamente. Siempre que la frecuencia de la portadora está variando, la fase también se encuentra variando, y viceversa. Por lo tanto, FM y PM, deben ocurrir cuando se realiza cualquiera de las formas de la modulación angular.

- Si la frecuencia de la portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante, resulta una señal de Frecuencia Modulada (FM).
- Si la fase de la portadora varía directamente de acuerdo con la señal modulante, resulta una señal de Fase Modulada (PM).

En consecuencia, la FM directa es la PM indirecta y la PM directa es la FM indirecta. La modulación en frecuencia y en fase pueden definirse de la siguiente manera:

Modulación en Frecuencia directa (FM): Existe al variar la *frecuencia* de la portadora de amplitud constante, directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante, con una relación igual a la frecuencia de la señal modulante.

Modulación en Fase directa (PM): Existe al variar la *fase* de una portadora con amplitud constante, directamente proporcional a la amplitud de la señal modulante, con una relación igual a la frecuencia de la señal modulante.

La Figura (2-83), muestra la forma de onda para una portadora sinusoidal para la cual la modulación angular está ocurriendo.

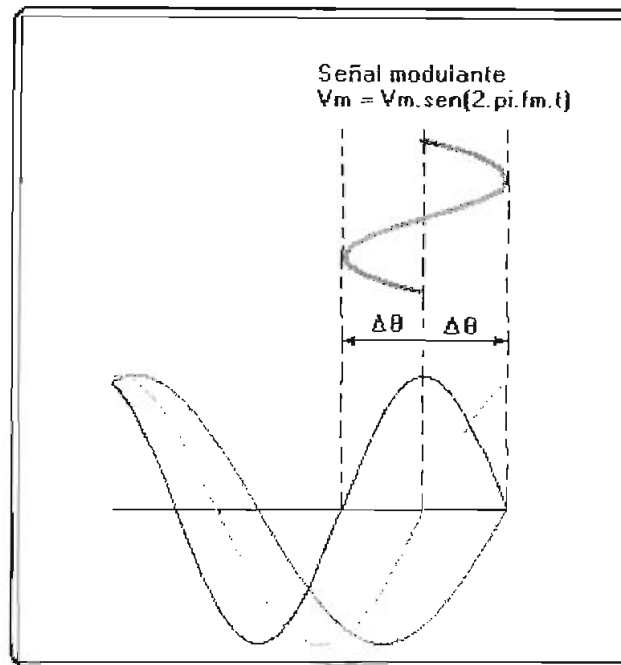


Figura 2-83. Frecuencia variante con el tiempo.

La frecuencia y la fase de la portadora están cambiando proporcionalmente, con la amplitud de la señal modulante $[V_m]$. El cambio en frecuencia $[\Delta f]$, se llama desviación de frecuencia y el cambio de fase $[\Delta\theta]$ se llama desviación de fase.

Siempre que el período $[T]$ de una portadora sinusoidal cambia, también cambia su frecuencia y, si los cambios son continuos, la onda ya no es una señal de frecuencia sencilla. La forma de onda resultante contiene la frecuencia de la portadora original (a veces llamada *frecuencia de reposo de la portadora*) y un número infinito de pares de frecuencias laterales desplazadas en ambos lados de la portadora por un número entero como múltiplo de la frecuencia de la señal modulante.

La Figura (2-84), muestra una portadora sinusoidal en la cual la frecuencia será cambiada (desviada), en un periodo de tiempo. La porción ancha de la forma de onda corresponde al cambio de pico-a-pico en el período de la portadora $[\Delta T]$. El periodo mínimo $[T_{\text{mín}}]$ corresponde a la máxima frecuencia y el periodo máximo $[T_{\text{máx}}]$ corresponde a la frecuencia mínima (Figura 2-84). La desviación

en frecuencia pico-a-pico se determina simplemente midiendo la diferencia entre las frecuencias máximas y mínimas:

$$\Delta f_{p-p} = 1 / T_{\text{mín}} - 1 / T_{\text{máx}}$$

Ec.2.112

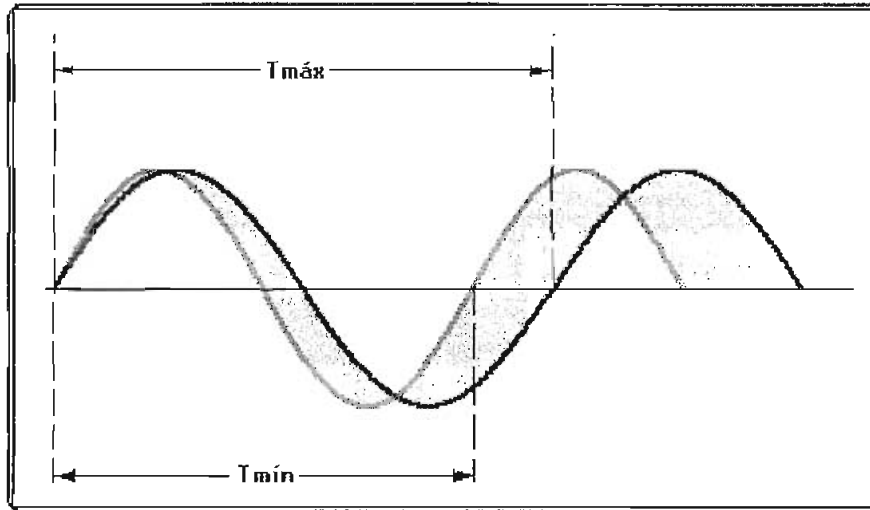


Figura 2-84. Variación de la Fase en una señal senoidal.

2.14.1.2. Definiciones en FM y PM

Sea una señal senoidal definida por la Ecuación 2.113:

$$v(t) = A_p \cdot \cos [\underbrace{\omega_c t + \phi_i(t)}_{\text{Angulo de Fase Total}}]$$

$\underbrace{\phi_i(t)}_{\text{Fase Incremental}}$

Ec. 2.113

Donde:

$\omega_c \cdot t = 2\pi \cdot f_c \cdot t =$ "fase de referencia" de la portadora [radianes]

$f_c =$ "frecuencia de referencia" de la portadora [hertz]

$A_p =$ amplitud de la señal portadora [voltios]

MODULACION ANGULAR.- Se tiene modulación angular cuando la información $[f(t)]$ está incorporada en el ángulo de la portadora. Es decir, en la fase incremental $\Phi_i(t)$. Para comprender mejor la diferencia entre FM y PM se tienen las siguientes definiciones:

FASE INSTANTANEA.- La fase instantánea es la *fase precisa de la portadora*, en un instante de tiempo, y se muestra matemáticamente como:

$$\text{Fase instantánea} = \omega_c \cdot t + \Phi_i(t) \quad [\text{radianes}] \quad \text{Ec.2.114}$$

FRECUENCIA INSTANTANEA.- La frecuencia instantánea es la *frecuencia precisa de la portadora*, en un instante de tiempo, y se define como la primera derivada con respecto al tiempo de la fase instantánea. Matemáticamente se muestra como:

$$\text{Frecuencia instantánea} = d/dt [\omega_c \cdot t + \theta(t)] = \omega_c + \Phi_i'(t) \quad [\text{rad/seg}] \quad \text{Ec.2.115}$$

DESVIACION DE FASE INSTANTANEA.- La desviación de fase instantánea es el *cambio instantáneo en la fase de la portadora*, en un instante de tiempo, e indica cuanto está cambiando la fase de la portadora con respecto a su fase de referencia. La desviación de fase instantánea se muestra matemáticamente como:

$$\text{Desviación de la fase instantánea} = \Phi_i(t) \quad [\text{radianes}] \quad \text{Ec.2.116}$$

DESVIACION DE FRECUENCIA INSTANTANEA.- La desviación de frecuencia instantánea es el *cambio instantáneo en la frecuencia de la portadora*, y se define como la primera derivada con respecto al tiempo de la desviación de fase instantánea. Por lo que, la desviación de fase instantánea es la primera integral de la desviación de frecuencia instantánea. Matemáticamente la desviación de frecuencia instantánea es:

$$\text{Desviación de frecuencia instantánea} = \Phi_i'(t) \quad [\text{rad/seg}] \quad \text{Ec.2.117}$$

MODULACION EN FASE.- Puede definirse como la modulación angular en la cual, la desviación de fase instantánea [$\Phi_i(t)$], es proporcional al voltaje de la señal modulante, es decir:

$$\Phi_i(t) = \Delta\theta \cdot f(t) \quad \text{Ec.2.118}$$

Donde:

$f(t)$ = señal modulante que varía en el tiempo

$\Delta\theta$ = constante de desviación de fase.

MODULACION EN FRECUENCIA.- Es la modulación angular en la cual, la desviación de la frecuencia instantánea [$\Phi'(t)$], es proporcional al voltaje de la señal modulante, así:

$$\Phi'_i(t) = \Delta f \cdot f(t) \quad \text{Ec.2.119}$$

Integrando entre 0 y t, se tiene finalmente:

$$\Phi_i(t) = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \int f(t) \cdot dt \quad \text{Ec.2.120}$$

Donde:

$f(t)$ = señal modulante que varía en el tiempo.

Δf = constante de desviación de frecuencia.

La magnitud de la desviación en frecuencia y en fase es proporcional a la amplitud de la señal modulante y la relación en que la desviación ocurre es igual a la frecuencia de la señal modulante.

2.14.1.3. MODULACIÓN EN FRECUENCIA Y EN FASE

Este es otro análisis para comprender mejor la *diferencia* entre la modulación FM y PM.

El ángulo de una señal senoidal se describe en términos de una frecuencia y un ángulo de fase. Sin embargo, antes de continuar se debe decidir qué significa exactamente frecuencia de una senoidal. Si ésta tiene una velocidad angular constante ω_0 se dice que la frecuencia de la senoidal es de ω_0 radianes por segundo. Sin embargo, ¿qué pasa si la velocidad angular no es constante?

Aquí resulta ventajoso utilizar la representación fasorial.

La representación fasorial de una senoidal de amplitud constante se muestra en la Figura (2-85).

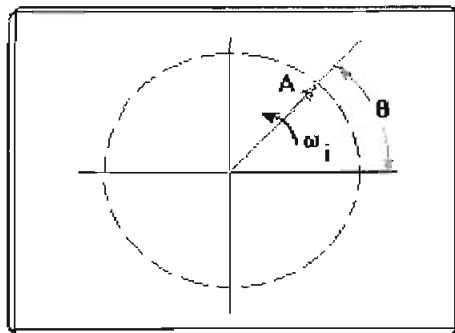


Figura 2-85. Representación fasorial general

El fasor tiene magnitud A y ángulo de fase $\theta(t)$. Si $\theta(t)$ aumenta en forma lineal con el tiempo (es decir, $\theta(t) = \omega_0 t$), se dice que el fasor tiene una velocidad angular constante, o "frecuencia", de radianes por segundo. Si la velocidad angular no es constante, aún puede escribirse una relación entre la velocidad angular instantánea $\omega_i(t)$ y $\theta(t)$:

$$\theta(t) = \int \omega_i(\tau) d\tau + \theta_0 \quad \text{Ec.2.121}$$

Derivando ambos lados de la Ecuación 2.121, se tiene:

$$\omega_i(t) = d\theta / dt \quad \text{Ec.2.122}$$

Se concluye, por tanto, que la frecuencia instantánea de una señal senoidal es la derivada con respecto al tiempo de su fase. Nótese que esta definición concuerda con nuestro concepto usual de frecuencia cuando la fase es lineal con el tiempo.

Ahora, el concepto de frecuencia instantánea permite describir dos posibilidades obvias para la modulación de ángulo (hay muchas más). Si el ángulo de fase $\theta(t)$ varía de forma lineal con la señal de entrada $f(t)$, se puede escribir:

$$\theta(t) = \omega_c \cdot t + m \cdot f(t) + \theta_0 \quad \text{Ec.2.123}$$

donde:

ω_c , m , θ_0 son constantes

Como la fase está relacionada en forma lineal con $f(t)$, este tipo de modulación de ángulo se llama **modulación de fase** (PM, phase modulation). La frecuencia instantánea de esta señal de fase modulada es:

$$\omega_I = d\theta / dt = \omega_c + m \cdot d/dt f(t) \quad \text{Ec.2.124}$$

Otra posibilidad es hacer que la frecuencia instantánea sea proporcional a la señal de entrada,

$$\omega_I = \omega_c + m \cdot f(t) \quad \text{Ec.2.125}$$

Donde:

ω_I , m son constantes

Como la frecuencia está relacionada en forma lineal con $f(t)$, este tipo de modulación de ángulo se llama **modulación de frecuencia** (FM, frequency modulation).

El ángulo de fase de esta señal de frecuencia modulada es (integrando en los límites de 0 a t):

$$\theta(t) = \int \omega_i(\tau) d\tau = \omega_c \cdot t + \int m_f \cdot f(\tau) d\tau + \theta_0 \quad \text{Ec.2.126}$$

Una comparación de las Ecuaciones (2.123) y (2.126), muestra que la PM y la FM están estrechamente relacionadas:

- En la PM, el ángulo de fase de la señal portadora varía en forma lineal con la señal moduladora.
- En la FM, el ángulo de fase de la señal portadora varía de manera lineal con la integral de la señal moduladora.

Por tanto, si la señal moduladora $f(t)$ primero se integra y luego se usa para modular la fase de una portadora, se obtendrá una señal de frecuencia modulada.

Como las modulaciones de frecuencia y de fase están muy relacionadas, cualquier variación de fase producirá necesariamente una variación de la frecuencia y viceversa.

La diferencia esencial entre FM y PM es la naturaleza de la dependencia en la señal moduladora. Aunque la FM se examinará con más detalle, el análisis es válido también para PM, con sólo algunas pequeñas diferencias.

En el caso de las señales AM, siempre hubo una correspondencia uno a uno entre la señal modulada y la modulante. Cuando rige esta condición, se dice que la modulación es lineal. Sin embargo, para PM y FM esto no siempre es cierto.

2.14.2. ANALISIS MATEMATICO

2.14.2.1. Modulación Angular

La modulación angular resulta cuando el ángulo de fase de una onda sinusoidal, varía con respecto al tiempo. Sea una señal senoidal definida por la Ecuación 2.127:

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + \Phi_i(t)] \quad \text{Ec.2.127}$$

Donde:

$w_c \cdot t = 2\pi \cdot f_c \cdot t =$ "fase de referencia" de la portadora [radianes]

$f_c =$ "frecuencia de referencia" de la portadora [hertz]

$A_p =$ amplitud de la señal portadora [voltios]

$\Phi_i(t) =$ fase incremental o desviación de fase instantánea [radianes]

Con las definiciones anteriores (numeral 2.14.1.2), se puede resumir la modulación angular en la siguiente tabla:

TIPO DE MODULACION	SEÑAL MODULADA	DESVIACION DE FASE INSTANTANEA
Fase Modulada	$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + \Delta\theta \cdot f(t)]$	$\Delta\theta \cdot f(t)$
Frecuencia Modulada	$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + 2\pi \cdot \Delta f \cdot \int f(t) \cdot dt]$	$2\pi \cdot \Delta f \cdot \int f(t) \cdot dt$

Tabla 2-3. Cuadro comparativo entre PM y FM.

Convención para no sobremodular (normalizada), la señal modulante $f(t)$ debe cumplir:

$$|f(t)| \leq 1 \quad \text{Ec.2.128}$$

Además, note que si $f(t)$ tiene componente DC (corriente continua), entonces la desviación de fase se hace infinita, por lo que para eliminar la componente continua se usan capacitores de bloqueo en el transmisor.

ESPECTRO DE FRECUENCIA Y ANCHO DE BANDA

El ancho de banda teórico de una señal FM pura es infinito, pero prácticamente es imposible transmitir si se requiere un ancho de banda infinito. Los sistemas FM prácticos utilizan un ancho de banda finito, y es interesante saber ¿cuál es el ancho de banda significativo?. El ancho de banda significativo depende del sistema y de la aplicación.

Ancho de Banda teórico en FM = infinito

(Matemáticamente verdadero, pero prácticamente imposible).

En la práctica se utiliza el siguiente criterio:

Ancho de Banda práctico en FM = $2 \cdot \Delta f + 2 \cdot f_m$ (Regla de Carson)

Donde: Δf = constante de desviación de frecuencia.

f_m = frecuencia modulante máxima.

POTENCIA DE TRANSMISION

Matemáticamente, la potencia total de transmisión de la señal modulada, se expresa como:

$$P_T = \overline{v^2(t)} \quad \text{Ec.2.129}$$

Reemplazando la Ecuación 2.127, en la Ecuación 2.129, se tiene:

$$P_T = \overline{A_p^2 \cdot \cos^2[w_c \cdot t + \Phi_i(t)]} \quad \text{Ec.2.130}$$

De donde se tiene finalmente que:

$$P_T = \frac{1}{2} A_p^2 \quad \text{Ec.2.131}$$

La potencia total de una señal FM es constante, no varía con el índice de modulación, pero el período es variable por lo que se consume mayor ancho de banda para aumentar el índice de modulación.

2.14.2.2. Desviación de Frecuencia para un Tono Modulante en FM

La desviación de frecuencia para la modulación de frecuencia FM, es:

$$\Phi_i(t) = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \int f(t) \cdot dt \quad \text{Ec.2.132}$$

Donde:

$\Phi_i(t)$ es la desviación de frecuencia

Δf es la constante de desviación de frecuencia

$f(t)$ es la señal modulante.

Sea la señal modulante $f(t)$ un tono modulante, tal que:

$$f(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t) \quad \text{Ec.2.133}$$

Donde:

$$\omega_m = 2\pi \cdot f_m \quad \text{Ec.2.134}$$

La desviación de fase instantánea está dada (integrando entre 0 y t), por:

$$\Phi_i(t) = 2\pi \cdot \Delta f \cdot \int A_m \cdot \cos(\omega_m \cdot t) \cdot dt \quad \text{Ec.2.135}$$

resolviendo, se obtiene:

$$\Phi_i(t) = [2\pi \cdot A_m \cdot \Delta f / \omega_m] \cdot \text{sen } \omega_m \cdot t \quad \text{Ec.2.136}$$

y reemplazando la Ecuación 2.134 en la Ecuación 2.136, da como resultado:

$$\Phi_i(t) = [A_m \cdot \Delta f / f_m] \cdot \text{sen } \omega_m \cdot t \quad \text{Ec.2.137}$$

Donde:

$[A_m \cdot \Delta f / f_m] = \beta$ es el "Índice de Modulación FM", generalmente la amplitud del tono modulante A_m , se lo normaliza igual a uno, a menos que se diga lo contrario.

Finalmente se tiene:

$$\Phi_i(t) = \beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t \quad \text{Ec.2.137}$$

2.14.2.3. Índice de modulación "β": propiedades.

- El índice de modulación "β", está definido solo para modulación de tono. Relaciona la amplitud de la señal modulante con la variación que produce en la frecuencia de la portadora.
- El índice de modulación "β", representa la máxima desviación de fase (en radianes), producida por el tono modulante.

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + \beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t] \quad \text{Ec.2.138}$$

$$\Phi_i(t) = \beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t \quad \text{Ec.2.139}$$

de donde: $\Phi_{i \text{ MAX}} = \pm\beta$

- El índice de modulación "β", es directamente proporcional a la amplitud del tono (si no ha sido normalizada a 1), e inversamente proporcional a la frecuencia del tono.

$$\beta = A_m \cdot \Delta f / f_m \quad \text{Ec.2.140}$$

$$\text{Además, } |f(t)| \leq 1 \quad \text{Ec.2.141}$$

Por lo que no aparece en el índice de modulación "β"

- El índice de modulación puede tener el mismo valor para diferentes tonos.
- Diferentes tonos que tengan el mismo índice de modulación “ β ”, producen la misma desviación relativa de fase, pero a diferentes velocidades debido al factor “ $\text{sen } w_m \cdot t$ ”.
- Si se tienen varios tonos normalizados tendrá mayor índice de modulación “ β ”, aquel que tenga menor frecuencia; y tendrá menor índice de modulación “ β ”, aquel cuya frecuencia sea mayor.

$$\beta = \Delta f / f_m \quad \text{Ec.2.142}$$

si $\Delta f = \text{constante}$

β depende inversamente de f_m

El valor de “ Δf ” y por lo tanto del índice de modulación “ β ” dependen de las características del modulador. Si no hay límite de “ f ”, entonces “ Δf ” puede ser grande. Si se modula a 4MHz en el receptor se puede captar de 88MHz en adelante. Se capta un armónico altísimo en el receptor.

2.14.2.4. Análisis Espectral FM

Se analiza la modulación angular de un señal definida así:

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + \Phi_i(t)] \quad \text{Ec.2.143}$$

donde:

$\Phi_i(t)$ es la desviación de frecuencia para un tono modulante en FM

Si se reemplaza el valor de $\Phi_i(t)$ para este caso, en la Ecuación 2.143, se tiene:

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + \beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t] \quad \text{Ec.2.144}$$

donde:

β es el "índice de modulación FM"

Utilizando identidades trigonométricas, se concluye que:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t \cdot \cos [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t] - \text{sen } w_c \cdot t \cdot \text{sen } [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t]] \quad \text{Ec.2.145}$$

La Ecuación 2.145, es muy complicada para analizar, por lo que es obvio que habrá que aproximar este resultado o buscar algún método alternativo para su análisis.

Dependiendo del valor que tenga el índice de modulación para FM " β ", se tiene:

- FM de Banda Angosta
- FM de Banda Ancha

2.14.2.5. FM de Banda Angosta

Una señal modulada FM, con un tono modulante, tiene la siguiente forma:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t \cdot \cos [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t] - \text{sen } w_c \cdot t \cdot \text{sen } [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t]] \quad \text{Ec.2.145}$$

FM de banda angosta necesita que el índice de modulación " β " sea lo bastante pequeño para realizar algunas aproximaciones (Ec.2.146 y Ec.2.147). Por lo general, $\beta < 0.2$, satisface esta condición.

Para valores pequeños de β se puede escribir:

$$\cos(\beta \cdot \text{sen } w_m t) \approx 1 \quad \text{Ec.2.146}$$

$$\text{sen}(\beta \cdot \text{sen } w_m t) \approx \beta \cdot \text{sen } w_m t \quad \text{Ec.2.147}$$

Usando las ecuaciones [Ec.2.146] y [Ec.2.147] en la Ecuación 2.145, se obtiene una solución aproximada para " β " pequeña:

$$v_{FM}(t) = A_p \cos w_c t - \beta A_p \sin w_c t \sin w_m t \quad \text{Ec.2.148}$$

Comparando esta Ecuación 2.148, con una expresión equivalente para una señal AM:

$$V_{AM}(t) = A_p \cos w_c t + m A_p \cos w_c t \cos w_m t \quad \text{Ec.2.149}$$

Aunque las señales FM de banda angosta y AM tienen similitudes, constituyen métodos de modulación claramente diferentes. Las similitudes y diferencias son más evidentes si se las representa fasorialmente. La forma fasorial de las Ecuaciones [Ec.2.148] y [Ec.2.149] se muestran a continuación:

$$v_{FM}(t) = \text{Re} \{A_p e^{j w_c t} [1 + j \beta \sin w_m t]\} \quad \text{Ec.2.150}$$

$$v_{FM}(t) = \text{Re} \{A_p e^{j w_c t} [1 + \frac{1}{2} \beta e^{j w_m t} - \frac{1}{2} \beta e^{-j w_m t}]\} \quad \text{Ec.2.151}$$

Así mismo, la Ecuación [Ec.2.148] se puede escribir en forma fasorial como:

$$v_{AM}(t) = \text{Re} \{A_p e^{j w_c t} [1 + m \sin w_m t]\} \quad \text{Ec.2.152}$$

$$v_{AM}(t) = \text{Re} \{A_p e^{j w_c t} [1 + \frac{1}{2} m e^{j w_m t} + \frac{1}{2} \beta e^{-j w_m t}]\} \quad \text{Ec.2.153}$$

Tomando como referencia el término $A_p e^{j w_c t}$, la representación fasorial de cada una de estas señales se muestran en la Figura (2-86). La señal resultante puede hallarse rotando el diagrama fasorial completo a razón de w_c rad/s y tomando después la proyección de la resultante sobre el eje real.

En la Figura (2-86), se hacen evidentes las diferencias entre las Ecuaciones [Ec.2.148] y [Ec.2.149]. En la señal AM, la modulación se agrega en

fase con la portadora, mientras que en la FM de Banda Angosta se agrega en cuadratura. La FM de Banda Angosta da origen a una variación de fase con muy pequeño cambio de amplitud, mientras que la AM proporciona variación de amplitud sin desviación de fase.

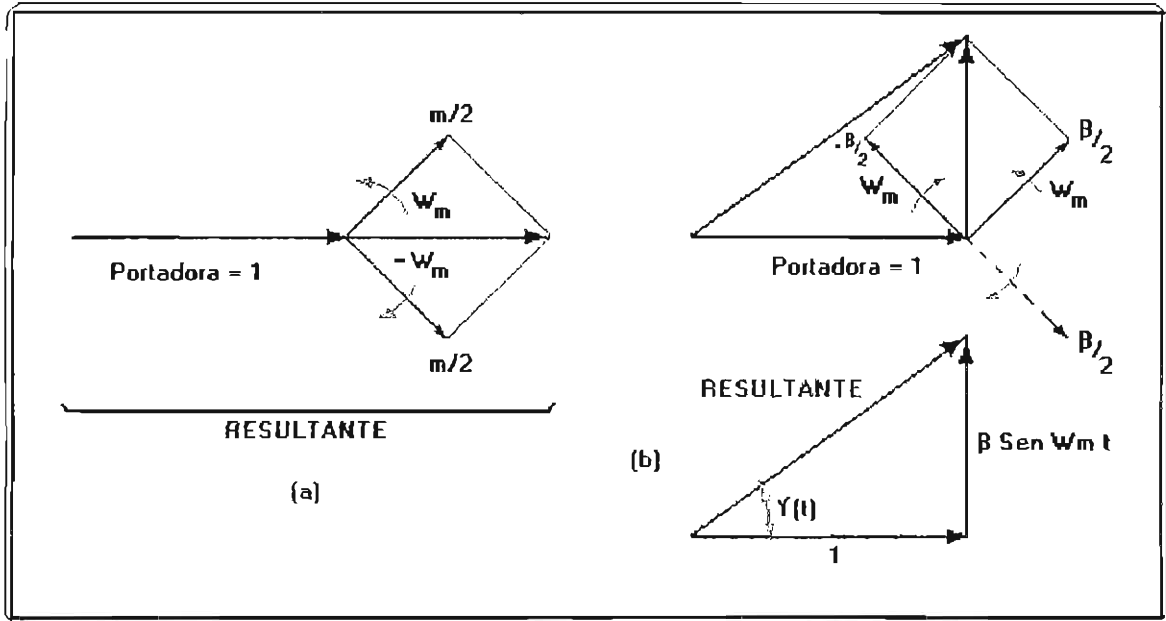


Figura 2-86. Representación fasorial de (a) AM. y (b) FM de Banda Angosta.

Es instructivo determinar los límites de "β" a partir de los resultados de los diagramas fasoriales de la Figura 2-86(b); el ángulo de fase con la portadora es:

$$\gamma(t) = \tan^{-1} (\beta \cdot \text{sen } \omega_m t) \tag{Ec.2.154}$$

La desviación instantánea en frecuencia respecto a la frecuencia de la portadora debe ser igual a $\Delta\omega \cdot \cos \omega_m t = \beta \cdot \omega_m \cdot \cos \omega_m t$, y se halla derivando el ángulo de fase, o

$$\frac{d\gamma}{dt} = \frac{\beta \cdot \omega_m \cdot \cos \omega_m t}{1 + \beta^2 \text{sen}^2 \omega_m t} \approx \beta \cdot \omega_m \cdot \cos \omega_m t \quad \text{si } \beta^2 \cdot \text{sen}^2 \omega_m t \ll 1 \tag{Ec.2.155}$$

La amplitud del fasor resultante debe ser una constante (A); verificando en el diagrama fasorial, se halla

$$A\sqrt{1 + \beta^2 \cdot \text{sen}^2 w_m t} \approx A \quad \text{si} \quad \beta^2 \cdot \text{sen}^2 w_m t \ll 1 \quad \text{Ec.2.156}$$

Como $\text{sen}^2 w_m t \leq 1$, estas aproximaciones son válidas si $\beta^2 < 1$.

Eligiendo $\beta^2 < 0.1$, se halla que $[\beta < 1/\sqrt{10} = 0.316]$, es una cota razonable para la aproximación de banda angosta.

En la práctica pueden usarse valores hasta de 0.50 si la amplitud modulada resultante se elimina limitando la amplitud de la señal de ángulo modulado.

La suma de la modulación en cuadratura con la portadora en la FM de banda angosta, a diferencia de la suma en fase en AM, sugieren un método de generación de FM (o PM) de banda angosta, usando desfases y moduladores balanceados, como se muestra en la Figura (2-87). Este método se usa comúnmente en la generación de señales FM y PM de banda angosta. Aunque se ha examinado el caso de FM, el de PM se sigue de la misma forma.

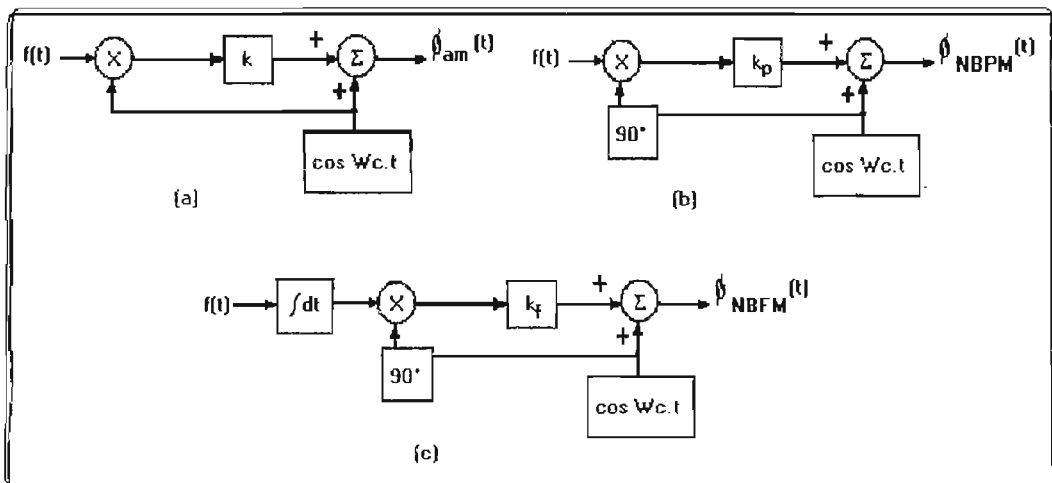


Figura 2-87. Generación de señales con moduladores balanceados

(a) AM, (b) PM banda angosta, (c) FM banda angosta.

Conclusiones importantes del análisis:

- La FM (y la PM) de banda angosta, al igual que AM, es un ejemplo de modulación lineal.
- En AM la modulación se agrega en fase con la portadora.
- En FM de banda angosta la modulación se agrega en cuadratura.
- Ambos sistemas requieren un ancho de banda igual a dos veces el ancho de banda de la información, es decir $W=2.w_m$ para transmitir una señal de w_m (rad/s) de ancho espectral.
- El índice de modulación en FM es $\beta=\Delta w/w_m$ y, para FM de banda angosta, un criterio útil es $\beta < 0.2$.

En general, para una señal modulante $f(t)$ cualquiera se tiene la señal FM:

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + 2\pi \cdot \Delta f \cdot \int f(t) \cdot dt] \quad \text{Ec.2.157}$$

Donde la integral está definida entre 0 y t.

Sea: $k = 2\pi \cdot \Delta f$, y $g(t) = \int f(t) \cdot dt$ una señal alterna sin componente DC, entonces la Ecuación [Ec.2.157] se puede escribir como:

$$v(t) = A_p \cdot \cos[w_c \cdot t + k \cdot g(t)] \quad \text{Ec.2.158}$$

Para obtener FM de banda angosta: $|g(t)| \leq 1$ y $k \ll 1$, entonces:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t \cdot \cos [k \cdot g(t)] - \text{sen } w_c \cdot t \cdot \text{sen } [k \cdot g(t)]] \quad \text{Ec.2.159}$$

Además para una señal de banda angosta se cumple que:

$$\cos [k \cdot g(t)] \approx 1 \quad \text{Ec.2.160}$$

$$\text{sen } [k \cdot g(t)] \approx k \cdot g(t) \quad \text{Ec.2.161}$$

con lo que finalmente se concluye:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t - k \cdot g(t) \cdot \text{sen } w_c \cdot t] \quad \text{Ec.2.162}$$

2.14.2.6. FM de Banda Ancha

Una señal modulada FM, con un tono modulante, tiene la siguiente forma:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t \cdot \cos [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t] - \text{sen } w_c \cdot t \cdot \text{sen} [\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t]] \quad \text{Ec.2.163}$$

La Ecuación 2.163, puede ser escrita de la siguiente manera, de acuerdo con el análisis de las funciones de Bessel:

$$v(t) = A_p \cdot [\cos w_c \cdot t \cdot [J_0(\beta) + \sum_{n \text{ par}} 2 \cdot J_n(\beta) \cdot \cos (n \cdot w_m \cdot t)] - \text{sen } w_c \cdot t \cdot \sum_{n \text{ impar}} 2 \cdot J_n(\beta) \cdot \text{sen} (n \cdot w_m \cdot t)] \quad \text{Ec.2.164}$$

Donde:

$J_n(\beta)$ = Funciones de Bessel de Primera clase, orden "n", argumento "β".

Aplicando identidades trigonométricas de producto de cosenos y senos se obtiene:

$$v(t) = A_p \cdot J_0(\beta) \cdot \cos w_c \cdot t + \sum_{n \text{ par}} A_p \cdot J_n(\beta) \cdot [\cos (w_c + n \cdot w_m) \cdot t + \cos (w_c - n \cdot w_m) \cdot t] + \sum_{n \text{ impar}} A_p \cdot J_n(\beta) \cdot [\cos (w_c + n \cdot w_m) \cdot t + \cos (w_c - n \cdot w_m) \cdot t] \quad \text{Ec.2.165}$$

Utilizando una de las "propiedades de las funciones de Bessel"³⁴, se tiene para todo "n":

$$v(t) = A_p \cdot [\sum J_n(\beta) \cdot \cos (w_c + n \cdot w_m) \cdot t] \quad \text{Ec.2.166}$$

Desarrollando la Ecuación 2.166, se tiene:

³⁴ Anexo 12.

$$\begin{aligned}
 V(t) = & \mathbf{A_p \cdot J_0(\beta) \cdot \cos w_c \cdot t} + A_p \cdot J_1(\beta) \cdot \cos (w_c + 1 \cdot w_m)t - A_p \cdot J_1(\beta) \cdot \cos (w_c - 1 \cdot w_m)t + \\
 & + A_p \cdot J_2(\beta) \cdot \cos (w_c + 2 \cdot w_m)t + A_p \cdot J_2(\beta) \cdot \cos (w_c - 2 \cdot w_m)t + \\
 & + A_p \cdot J_3(\beta) \cdot \cos (w_c + 3 \cdot w_m)t - A_p \cdot J_3(\beta) \cdot \cos (w_c - 3 \cdot w_m)t + \dots \quad \text{Ec.2.167}
 \end{aligned}$$

Un breve análisis de la Ecuación 2.167, muestra que existe una portadora e infinitas bandas laterales. Las bandas laterales y la portadora dependen de la función de Bessel de su orden. El ancho de banda es infinito, por lo que sería imposible transmitir, sin embargo, con el fin de conseguir la transmisión se eliminan las frecuencias más alejadas.

Del análisis se pueden obtener las siguientes conclusiones:

1. La amplitud de la portadora varía con $J_0(\beta)$ y por lo tanto depende de la señal modulante (a través de β). Para $\beta=2.4$; 5.5; etc, la amplitud de la portadora se hace cero. (Figura 2-88).

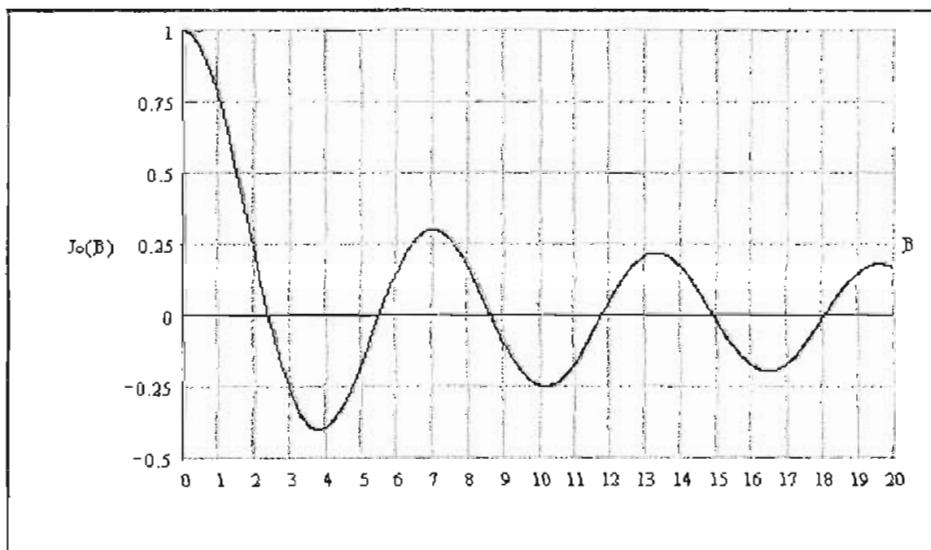


Figura 2.88. Función de la función de Bessel de primera clase. $J_0(\beta)$

2. El ancho de banda de transmisión es función de β , si $\beta < 1$, solo tienen importancia J_0 y J_1 (Figura 2-89), de tal manera que el espectro consta solo de portadora y 2 bandas laterales (FM de banda angosta).

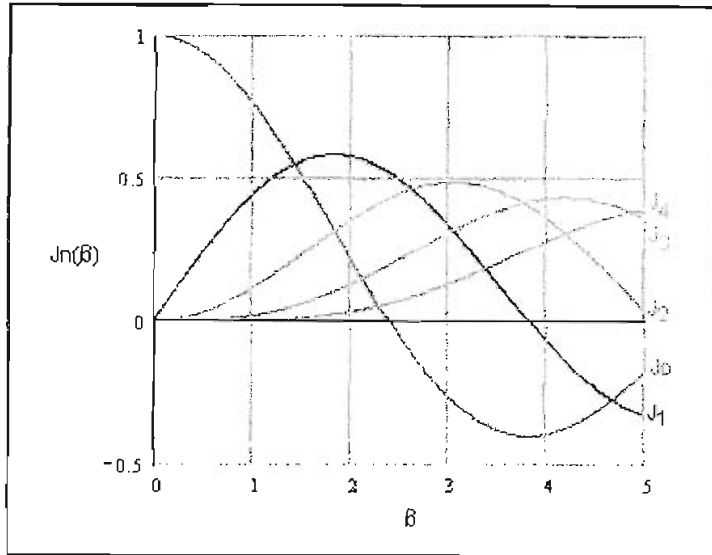


Figura 2-89. Función de la función de Bessel de primera clase. $J_n(\beta)$.

3. Un valor grande de β , exige un gran ancho de banda.

2.14.2.7. ANCHO DE BANDA FM

Una señal FM, se la puede escribir matemáticamente como:

$$v(t) = A_p \cdot [\sum J_n(\beta) \cdot \cos (w_c + n \cdot w_m)t] \tag{Ec.2.168}$$

Desarrollando la Ecuación 2.168, se tiene:

$$v(t) = A_p \cdot J_0(\beta) \cdot \cos w_c \cdot t + A_p \cdot J_1(\beta) \cdot \cos (w_c + 1 \cdot w_m)t - A_p \cdot J_1(\beta) \cdot \cos (w_c - 1 \cdot w_m)t + \\ + A_p \cdot J_2(\beta) \cdot \cos (w_c + 2 \cdot w_m)t + A_p \cdot J_2(\beta) \cdot \cos (w_c - 2 \cdot w_m)t + \\ + A_p \cdot J_3(\beta) \cdot \cos (w_c + 3 \cdot w_m)t - A_p \cdot J_3(\beta) \cdot \cos (w_c - 3 \cdot w_m)t + \dots \tag{Ec.2.169}$$

La Ecuación 2.169, muestra que una señal FM tiene una portadora e infinitas bandas laterales. Las bandas laterales y la portadora dependen de la función de Bessel de su orden. El ancho de banda es infinito, según esto, sería imposible transmitir una señal, sin embargo, para propósitos prácticos con el fin de conseguir la transmisión se eliminan las frecuencias más alejadas.

- El ancho de banda de transmisión es función de β , si $\beta < 1$, solo tienen importancia J_0 y J_1 , de tal manera que el espectro consta solamente de portadora y 2 bandas laterales (FM de banda angosta).
- Un valor grande de β , exige un gran ancho de banda.

Una medida de la conversión proporcional de la amplitud pico de la señal modulante a frecuencia, es la desviación de frecuencia pico " Δw " que representa la cantidad máxima en que w_i se desvía del valor "promedio" de w_c . Esto se aprecia en la Figura 2-90.

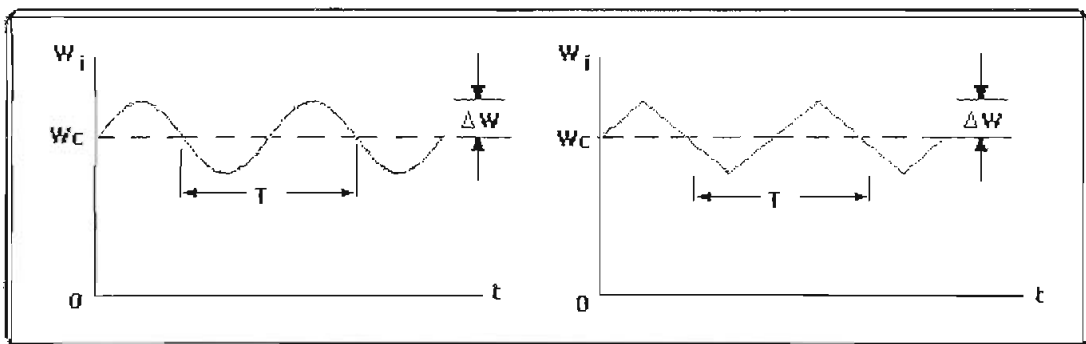


Figura 2-90. Definición de desviación de frecuencia máxima (pico).

Para describir el espectro de frecuencia se utilizan dos mecanismos:

- La tasa de cambio de la señal modulante, es decir su contenido de frecuencia.
- La conversión proporcional entre la amplitud de la señal de información (modulante) y la frecuencia instantánea de la señal FM.

La frecuencia instantánea sigue a la amplitud de la señal moduladora, pero esto no implica por fuerza que la densidad espectral siga el mismo esquema, los conceptos de frecuencia instantánea y de frecuencia como se usa en la transformada de Fourier no son idénticos.

En FM de banda angosta, el segundo efecto se despreció a favor del primero, dado que $\Delta\omega \ll \omega_m$. Se ve que en el caso senoidal el índice de modulación da una medida relativa de la importancia de estos dos efectos en FM.

Sean las funciones:

$$f(t) = \cos \omega_m t, \text{ y} \quad \text{Ec.2.170}$$

$$\omega_i = \omega_c + \Delta\omega \cos \omega_m t. \quad \text{Ec.2.171}$$

El contenido espectral de la señal moduladora se halla en ω_m rad/s.

La conversión de amplitud pico a frecuencia es de $\Delta\omega$ [rad/s].

Se observa que:

- Para valores muy bajos de $\beta = \Delta\omega/\omega_m$ (esto es $\Delta\omega \ll \omega_m$), el espectro será de banda limitada a $2\omega_m$.
- Para valores muy altos de $\beta = \Delta\omega/\omega_m$ (esto es $\Delta\omega \gg \omega_m$), predominará la conversión amplitud a frecuencia y puede esperarse que el ancho de banda sea del orden de $2\Delta\omega$.

Por lo tanto, una señal FM con modulación senoidal, a diferencia de la AM, tiene un número infinito de bandas laterales. Sin embargo, las magnitudes de las componentes espectrales de las bandas laterales de orden superior se hacen despreciables y, para todo propósito práctico, la potencia está contenida en un ancho de banda finito.

REGLA DEL 1%

El número de bandas laterales importantes para la transmisión FM de una señal dependerá del propósito y de los requisitos de fidelidad. La regla del 1% es una

regla teórica que en la práctica no es conveniente utilizar. Se basa en que si una banda lateral tiene magnitud igual o mayor que el 1% de la de la portadora no modulada, entonces es significativa, es decir, si

$$|J_n(\beta)| \geq 0.01 \quad \text{Ec.2.172}$$

El número real de bandas laterales significativas para diferentes valores de β pueden hallarse en gráficas o en tablas de funciones de Bessel. En la Figura (2-91) se aprecia la razón n/β para $|J_n(\beta)| \geq 0.01$, razón que se aproxima a uno al hacerse β muy grande. Entonces, el ancho de banda para β muy grande puede aproximarse tomando la última banda lateral significativa en $n=\beta$, de manera que:

$$W = 2 \cdot n \cdot w_m \approx 2 \cdot \beta \cdot w_m = 2 \cdot [\Delta w / w_m] \cdot w_m$$

$$W \approx 2 \cdot \Delta w \quad \text{para } \beta \text{ grande} \quad \text{Ec.2.173}$$

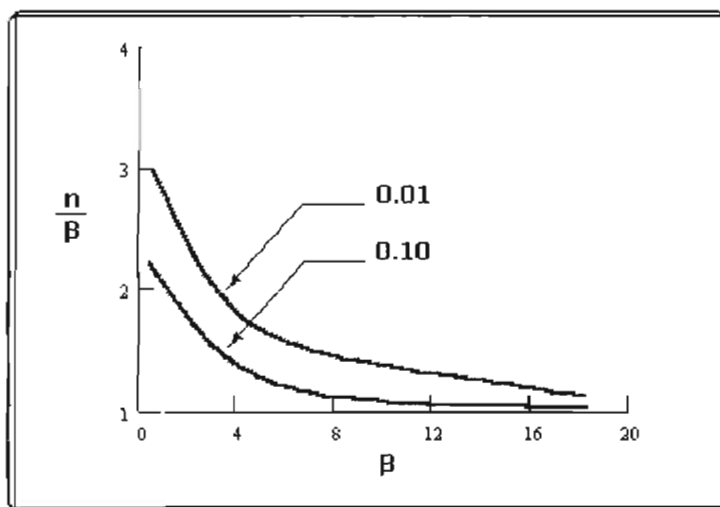


Figura 2-91. Número de bandas laterales de FM para las cuales $|J_n(\beta)| \geq 0.01$ y $|J_n(\beta)| \geq 0.10$

Para valores muy pequeños de β , las únicas funciones de Bessel de magnitud significativa son $J_0(\beta)$ y $J_1(\beta)$. Por tanto, el ancho de banda para el caso de banda angosta es:

$$W = 2 \cdot w_m \quad \text{para } \beta \text{ pequeña} \quad \text{Ec.2.174}$$

REGLA DE CARSON

Existe una regla general propuesta por J. R. Carson³⁵ que toma en cuenta los casos intermedios, esta es:

$$W \approx 2 \cdot (\Delta w + w_m) \quad \text{Ec.2.175}$$

Que también puede escribirse como:

$$W \approx 2 \cdot w_m \cdot (1 + \beta) \quad \text{Ec.2.176}$$

Cuando existen varios tonos modulantes, hay que tomar el tono que tenga la mayor frecuencia y esta es igual a w_m .

La regla de Carson se aproxima a los límites correctos para β muy grande y muy pequeña; en la práctica se emplea mucho porque da una aproximación muy conveniente y razonablemente exacta. Proporciona un ancho de banda menor que la definición de bandas laterales significativas, con un error máximo de $\beta=1$ en el entorno.

Sin embargo la potencia promedio despreciada en las bandas laterales es pequeña e inferior al 1% de la potencia promedio total de la señal moduladora sea una senoidal pura y se generaliza la regla de Carson a señales moduladoras de banda limitada y potencia finita. Una justificación intuitiva de esto es que los dos términos de la regla de Carson corresponde a los efectos de los dos mecanismos de generación de FM, y que estos efectos se suman en el ancho de la banda. Sin embargo la mejor justificación es que sí funciona.

REGLA DEL VALOR INTERMEDIO

$$\text{Ancho de banda} = 2 \cdot \Delta f + 4 \cdot f_m = 2 \cdot f_m \cdot (\beta + 2) \quad \text{Ec.2.177}$$

³⁵ J.R. Carson fue uno de los primeros en investigar la FM en los años veinte.

2.14.3. CIRCUITOS MODULADORES FM

2.14.3.1. GENERACION DE SEÑALES FM DE BANDA ANCHA

Se tienen 2 formas de generar señales FM de banda ancha:

- METODO DIRECTO
- METODO INDIRECTO

a) METODO DIRECTO

Consiste en generar una señal FM de banda angosta y luego con una cadena de multiplicadores de frecuencia se eleva la constante de desviación de frecuencia al nivel deseado. Esta forma de generar señales FM es muy costosa por lo que no se utiliza en la actualidad.

En este método se modula directamente la frecuencia instantánea de una portadora (que varía linealmente con la señal modulante), hasta alcanzar la desviación de frecuencia deseada.

Se tienen 3 métodos de generación de señales FM directa:

Variación cuasi-estática de la frecuencia de oscilación de un oscilador:

Este método impone restricciones muy severas en Δf y f_m , para evitar no linealidades en la frecuencia instantánea de FM.

Simulación de la ecuación diferencial FM en un computador analógico:

Permite generación de FM sin restricciones en Δf ni f_m .

Generación de una onda FM triangular con VCO (Oscilador controlado por voltaje):

Permite generación de FM sin restricciones en Δf ni f_m .

2.14.3.1.1. *Variación Cuasiestática de la Frecuencia de un Oscilador*

La variación cuasiestática se refiere a la variación lenta de la frecuencia. Generalmente se utilizan osciladores de alta frecuencia: Colpitts³⁶, Hartley³⁷, etc. Controlados por un cristal para que la frecuencia de portadora sea estable. En radiodifusión es necesario respetar la banda de cada emisora para evitar interferencias. La variación de la frecuencia se obtiene a través de una capacitancia (o inductancia) que varía en función de la señal modulante tal como un diodo varactor³⁸.

La forma en que se obtiene un capacitor variable es añadiendo un valor incremental a un valor fijo de capacitancia. Sea $C=c(t)$ una capacitancia que varía linealmente con la señal modulante, entonces:

$$C = c(t) = C_0 + \Delta c(t) = C_0 + k.f(t) \quad \text{Ec.2.178}$$

Donde C_0 es el valor fijo de capacitancia y $\Delta c(t) = k.f(t)$ el valor incremental.

Además si se considera que Δc es pequeño comparado con C_0 , en este caso, la frecuencia instantánea del circuito varía linealmente con $f(t)$.

Si $f(t)$ representa la señal modulante, la Ecuación 2.178 indica que es posible obtener una capacitancia proporcional a la señal modulante. Puesto que la frecuencia de oscilación del oscilador está dada por:

$$f_i = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Ec.2.179}$$

Si C es una capacitancia varía linealmente con la señal modulante, entonces:

$$1/f_i = 2\pi[L.c(t)]^{1/2} \quad \text{Ec.2.180}$$

³⁶ Anexo 9.

³⁷ Anexo 10.

³⁸ Anexo 11

$$1/f_i = 2\pi\{L.[C_0 + \Delta c(t)]\}^{1/2} \quad \text{Ec.2.181}$$

factorizando, se tiene:

$$1/f_i = 2\pi\{L.C_0.[1 + \Delta c(t) / C_0]\}^{1/2} \quad \text{Ec.2.182}$$

$$1/f_i = (1/f_p).[1 + \Delta c(t) / C_0]^{1/2} \quad \text{Ec.2.183}$$

Donde:

$$1/f_p = 2\pi\{L.C_0\}^{1/2} \quad \text{Ec.2.184}$$

Finalmente:

$$f_i = f_p. [1 + \Delta c(t) / C_0]^{-1/2} \quad \text{Ec.2.185}$$

Utilizando el binomio de Newton:

$$f_i = f_p. \{1 - \frac{1}{2} [\Delta c(t)/C_0] + (3/8).[\Delta c(t)/C_0]^2 - \dots\} \quad \text{Ec.2.186}$$

Si $[\Delta c(t)/C_0] \ll 1$: Para tener una distorsión cuadrática menor que el 1% se debe cumplir:

$$\frac{(3/8).[\Delta c(t)/C_0]^2}{\frac{1}{2} [\Delta c(t)/C_0]} < 0.01 \quad \text{Ec.2.187}$$

que simplificando se tiene:

$$[\Delta c(t)/C_0] < [4/300] \quad \text{Ec.2.188}$$

Entonces:

$$f_i \approx f_p. [1 - \frac{1}{2} \Delta c(t)/C_0] \quad \text{Ec.2.189}$$

Se pueden hacer algunas observaciones al respecto de esta ecuación: Si la señal modulante es cero, entonces solo hay portadora. Además Δf es máximo cuando $c(t)$ es máximo.

Se debe cumplir que: $|f(t)| \leq 1$, entonces $\Delta c(t) = k.f(t)$ tendrá su valor máximo cuando $|f(t)| = 1$ obteniendo $\Delta c_{MAX} = k$

La Ecuación 2.189, puede escribirse como:

$$f_i \approx f_p - \frac{1}{2} \cdot f_p \cdot \Delta c(t)/C_o \quad \text{Ec.2.190}$$

Donde:

f_p = frecuencia de portadora

$\frac{1}{2} \cdot f_p \cdot \Delta c(t)/C_o$ = "Δf" desviación instantánea de frecuencia

Por lo que la desviación máxima de frecuencia es:

$$\Delta f_{\text{MAX}} = \frac{1}{2} [f_p \cdot \Delta c_{\text{MAX}}/C_o] \quad \text{Ec.2.191}$$

Para la distorsión cuadrática menor que el 1%, se tiene:

$$[\Delta c_{\text{MAX}}/C_o] \leq [4/300] \quad \text{Ec.2.192}$$

Finalmente, se puede concluir que si se satisface la desigualdad [Ec.2.192], entre f_i , frecuencia del oscilador (frecuencia de portadora), y $f(t)$ (señal modulante) existe una relación que puede considerarse aproximadamente lineal. Entonces, el oscilador entregará una senoide cuya desviación de frecuencia, respecto de la frecuencia central de portadora, dependa directamente de la señal modulante y se tendrá, una señal modulada en frecuencia. Un circuito práctico es el modulador con diodo varactor.

2.14.3.1.2. Simulación de la Ecuación Diferencial FM en un Computador Analógico

Este tipo de generación de FM no es utilizado por su alto costo, además los circuitos operacionales que se emplean, presentan varias limitantes cuando operan con altas variaciones de frecuencia.

Es usado con fines demostrativos. Por lo que solamente se indica el diagrama de bloques de la simulación analógica de la señal FM de banda ancha en la Figura 2-92.

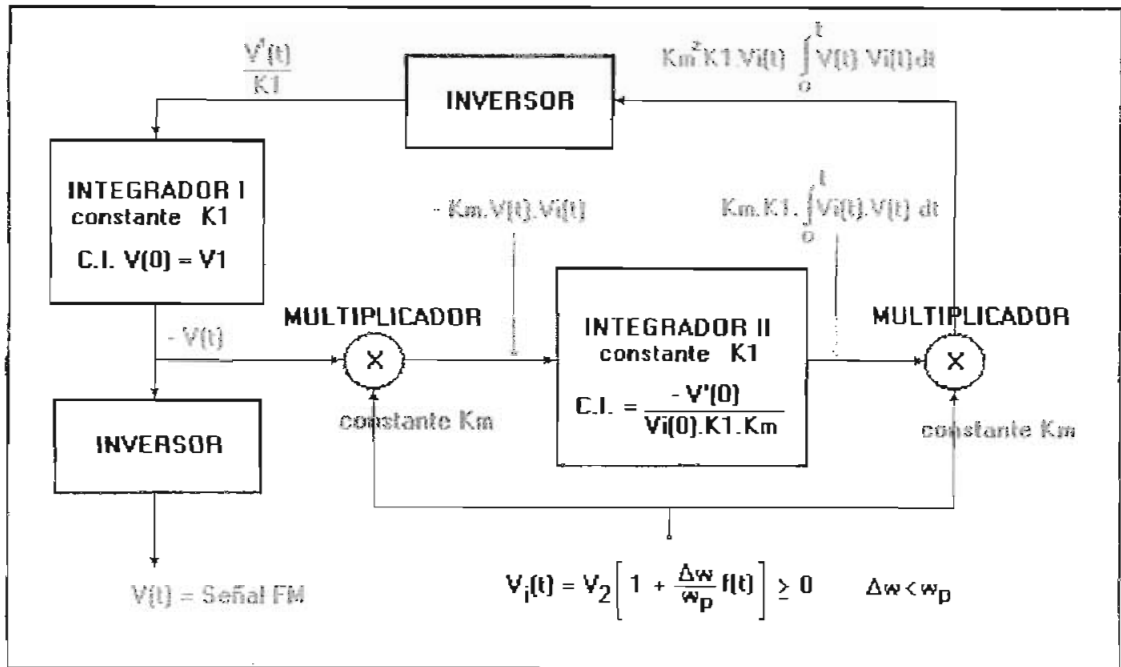


Figura 2-92. Diagrama de bloques para el computador análogo que simula la ecuación diferencial FM.

2.14.3.1.3. Generación de una Onda FM Triangular con Vco (Oscilador Controlado Por Voltaje)

El oscilador controlado por voltaje es un circuito que al ser excitado por un voltaje DC negativo, más un voltaje alterno, permite obtener a la salida una onda triangular (o cuadrada) modulada en frecuencia.

Aún cuando la circuitería interna del integrado puede variar de acuerdo al fabricante, el principio básico de funcionamiento de este tipo de oscilador controlado por voltaje (Voltage controlled oscillator, VCO) se puede explicar en base al siguiente diagrama de bloques:

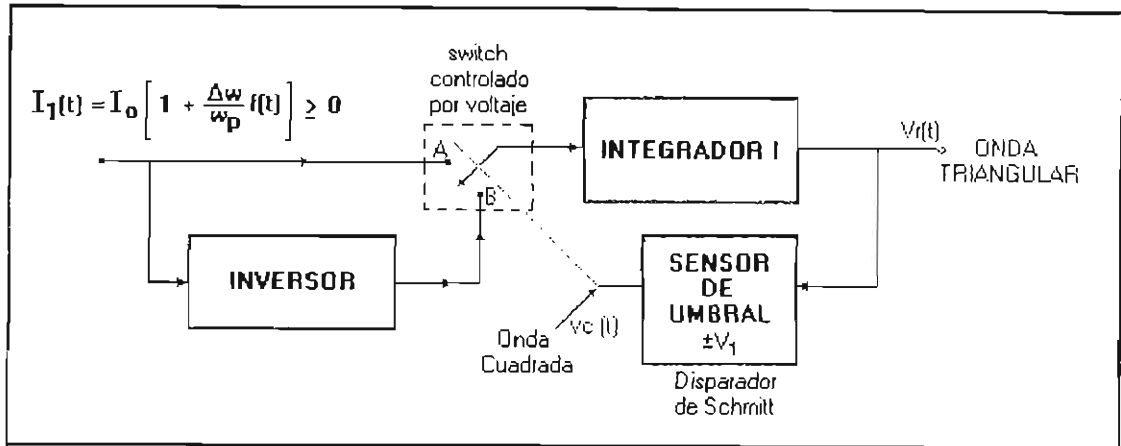


Figura 2-93. Diagrama de Bloques de un VCO.

La onda triangular de frecuencia variable se obtiene por la carga alternada de un condensador alimentado por una corriente cuyo sentido se invierte cada vez que el voltaje sobre el condensador alcanza los niveles extremos $\pm V_1$. Si el condensador es alimentado por una corriente "I₀" de valor constante, a la salida se tendrá una forma de onda triangular de frecuencia constante. (Figura 2-94).

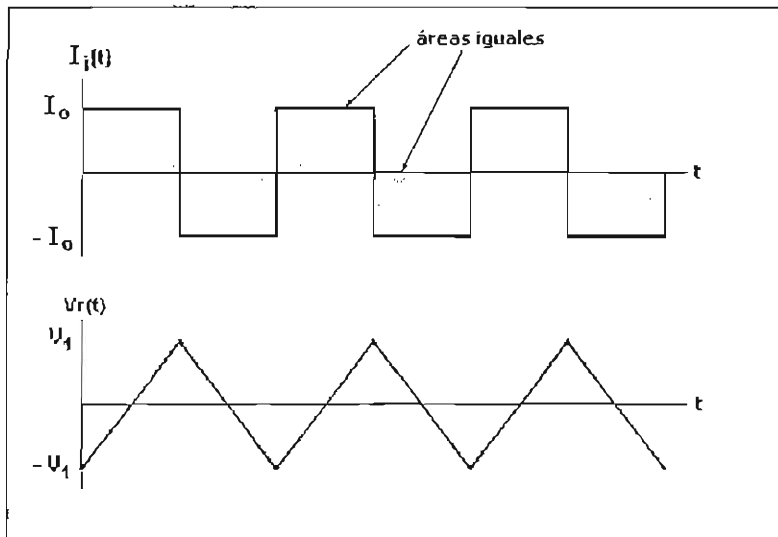


Figura 2-94. Generación de una onda triangular de frecuencia constante.

Si a la corriente constante se superpone una onda variable, que puede ser la señal modulante, entonces la frecuencia de la onda triangular se hace

directamente dependiente de dicha señal, con lo cual se tiene una onda triangular modulada en frecuencia. (Figura 2-95).

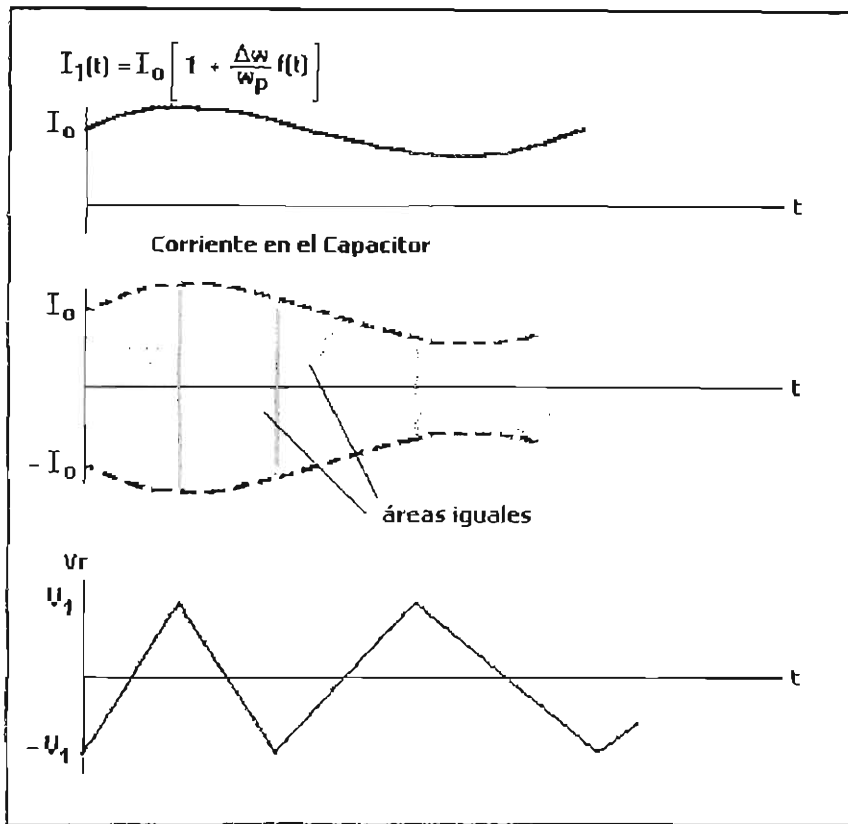


Figura 2-95. Generación de una onda triangular de frecuencia variable.

Existe una gran variedad de circuitos integrados puede trabajar como VCO, uno de ellos es el circuito integrado XR-2207, de la Corporación Exar (Fremont California, U.S.A.), que es un oscilador de voltaje controlado monolítico (VCO) cuyas características incluyen una excelente estabilidad en la frecuencia y un amplio rango de sintonización. El circuito proporciona salidas simultáneas de ondas triangulares y cuadradas con niveles de frecuencia de 0.01 Hz a 1 MHz. El XR-2207 es perfecto para FM, FSK, y la generación de tonos o barrido, así como para aplicaciones de circuitos de fase cerrada. Las características de este integrado se pueden encontrar en el manual de la EXAR o en el anexo 13.

La Figura 2-96, indica la forma en que los elementos están conectados al circuito integrado XR-2207 trabajando como VCO para generar una onda triangular.

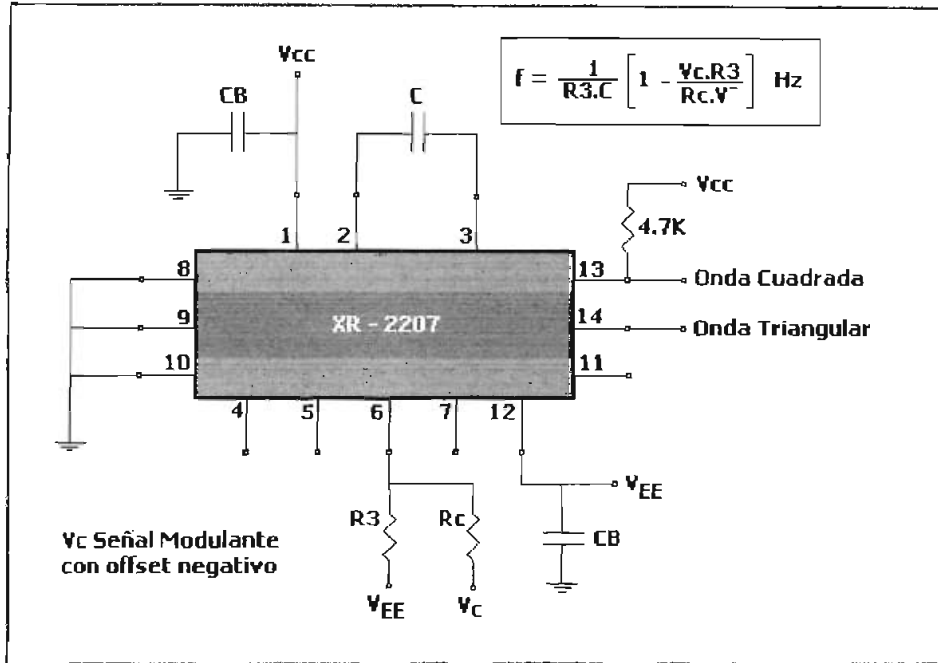


Figura 2-96. Circuito Integrado XR-2207 como VCO.

Donde:

V_{cc} , V_{EE} = voltaje de polarización del circuito integrado. (+ V_{cc} =- V_{EE}), fuente bipolar.

V_c = voltaje DC negativo al que se superpone un voltaje alterno sinusoidal que representa la señal modulante. Si solamente actúa el voltaje DC negativo, se tendrá una onda triangular de frecuencia constante. Si al voltaje DC se superpone un voltaje alterno se tendrá una onda triangular modulada sinusoidalmente en frecuencia.

f = Frecuencia del oscilador, f aumenta conforme V_c se hace más negativo.

2.14.3.1.4. Modulador FM con Diodo Varactor

La forma más común de obtener una capacitancia variable es conectando un diodo varactor³⁹ inversamente polarizado, en paralelo con el circuito LC de realimentación de un oscilador.

Puesto que la capacitancia de este tipo de diodos depende del voltaje inverso sobre los mismos, bastará superponer el voltaje alterno de la modulante a una polarización inversa fija del diodo, para tener una capacitancia variable.

Observación: Se ha asumido que la variación de la capacitancia del diodo varactor es directamente proporcional a la variación de la señal modulante, en realidad esta relación no es lineal.

El modulador de la Figura 2-97, utiliza este principio para generar una señal FM. Este modulador está conformado por un oscilador Colpitts, en donde C_{v1} , C_{v2} , C_o (capacitancia en reposo del diodo varactor) son los componentes para determinar la frecuencia de referencia del oscilador.

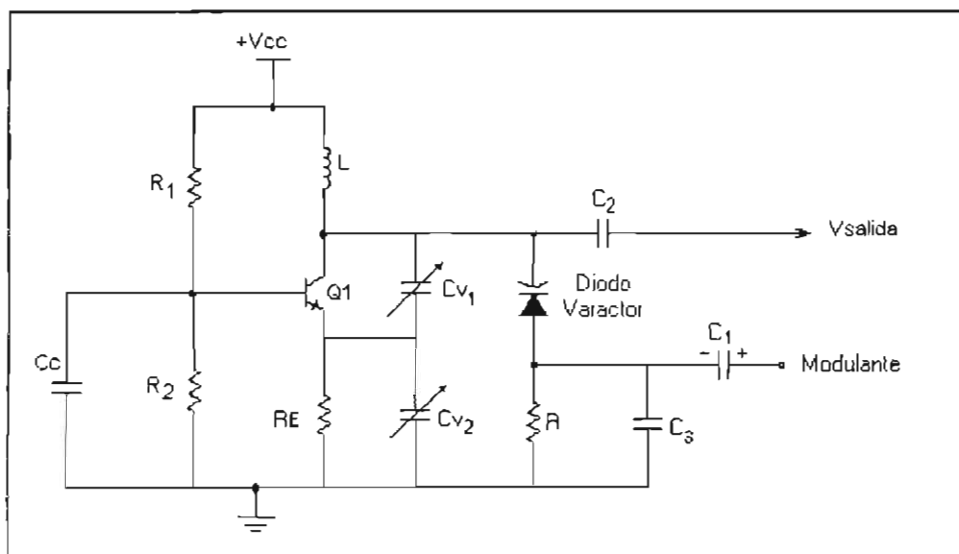


Figura 2-97. Modulador FM con diodo varactor.

³⁹ Anexo 11.

DEMODULACION EN AMPLITUD

2.15. INTRODUCCION

La recepción de AM es el proceso inverso a la transmisión de AM. La demodulación es el proceso inverso a la modulación, y se da en los receptores de señales en circuitos que se llaman demoduladores. Se trata de recuperar la señal modulante (información) a partir de la onda modulada en amplitud AM que llega al receptor. Un receptor convencional de AM, convierte una onda modulada en AM nuevamente a la fuente original de información (o sea, demodula la onda). (Figura 2-100).

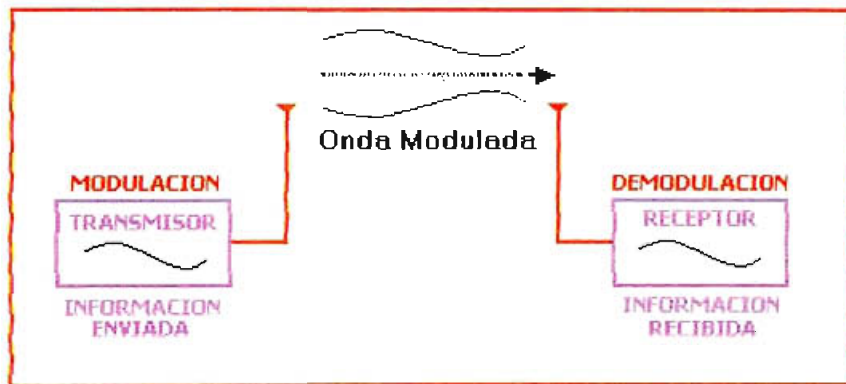


Figura 2-100. modulación y demodulación en la transmisión y recepción.

Se conoce que la modulación traslada el espectro de la señal de la banda base a una zona de alta frecuencia, para recuperar la información, la demodulación cumple la función de restituir el espectro de la señal modulada a la banda base (Figura 2-101). El proceso se completa con la actuación de un filtro pasabajos que elimina los armónicos generados en el transcurso de la demodulación.

DEMODULACION EN AMPLITUD

2.15. INTRODUCCION

La recepción de AM es el proceso inverso a la transmisión de AM. La demodulación es el proceso inverso a la modulación, y se da en los receptores de señales en circuitos que se llaman demoduladores. Se trata de recuperar la señal modulante (información) a partir de la onda modulada en amplitud AM que llega al receptor. Un receptor convencional de AM, convierte una onda modulada en AM nuevamente a la fuente original de información (o sea, demodula la onda). (Figura 2-100).

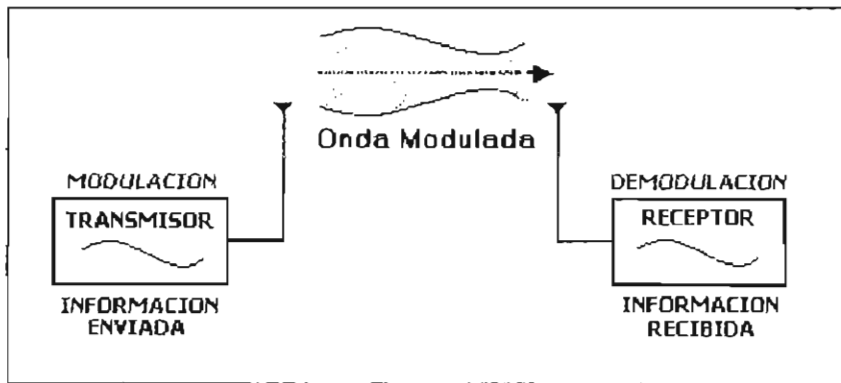


Figura 2-100. modulación y demodulación en la transmisión y recepción.

Se conoce que la modulación traslada el espectro de la señal de la banda base a una zona de alta frecuencia, para recuperar la información, la demodulación cumple la función de restituir el espectro de la señal modulada a la banda base (Figura 2-101). El proceso se completa con la actuación de un filtro pasabajos que elimina los armónicos generados en el transcurso de la demodulación.

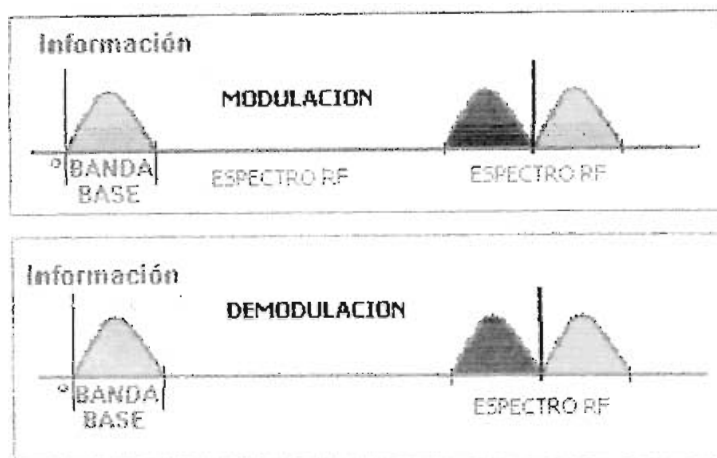


Figura 2-101. Restitución del espectro de la señal modulada a banda base.

2.16 DEMODULACION EN AMPLITUD

2.16.1. REVISION TEORICA

Existen varios tipos de demodulación AM:

- Demodulación sincrónica.
- Demodulación de envolvente promedio.
- Demodulación de envolvente pico.

2.16.1.1. Demodulación Sincrónica

En un detector sincrónico, se generan frecuencias en el receptor y se las utiliza para la demodulación sincronizando estas para oscilar a las frecuencias generadas en el transmisor (el receptor debe tener algún medio de recuperar la portadora recibida y de sincronizarse con ella).

El circuito de recuperación de portadora coherente detecta y regenera una señal de portadora que es coherente, tanto en frecuencia como en fase, con la portadora del transmisor original. El modulador balanceado es un detector de

producto; la salida es el producto de las dos entradas (modulante y portadora recuperada). El filtro pasabajas separa los datos recuperados de la señal demodulada compleja.

La demodulación sincrónica consiste en recuperar la información, multiplicando la señal recibida (RF modulada) por una senoide de la misma frecuencia y fase de la portadora original. El proceso se completa con un filtro pasa bajos, que permite el paso de la señal de baja frecuencia y elimina los armónicos no deseados. (Figura 2-102).

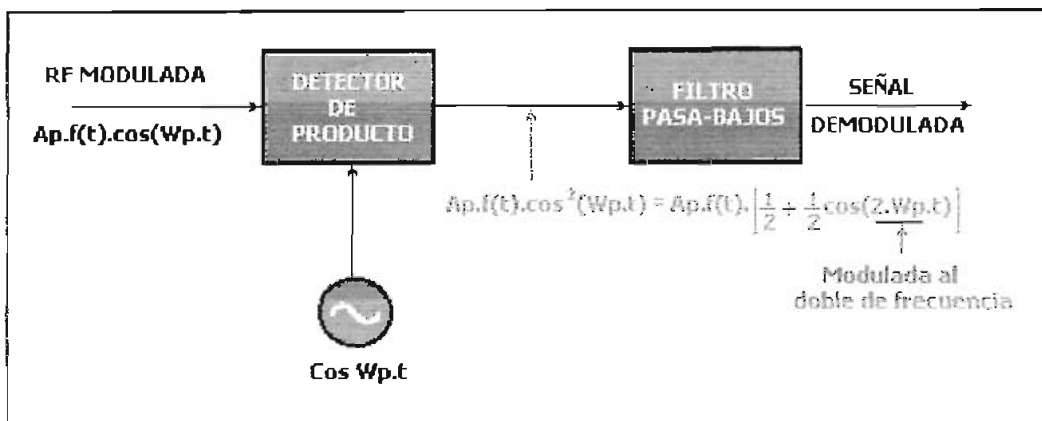


Figura 2-102. Diagrama de bloques de un demodulador sincrónico.

Para generar una onda portadora local coherente y obtener la señal original de la fuente, se puede utilizar:

1. **Sincronización manual del oscilador local.**- Se requiere un transistor y un oscilador local de frecuencias estables; debido a que no se puede sincronizar una señal fina, no es muy utilizado.
2. **Extracción de una portadora piloto de la señal modulada.**- En el transmisor, en su última etapa de amplificación se añade una portadora piloto: $[A_p \cdot \cos W_p \cdot t]$. Se pueden utilizar dos métodos: detección homodina; y, lazo de fijación de fase (Phase Locked Loop), esta última usa la portadora piloto para sincronizar el oscilador local.

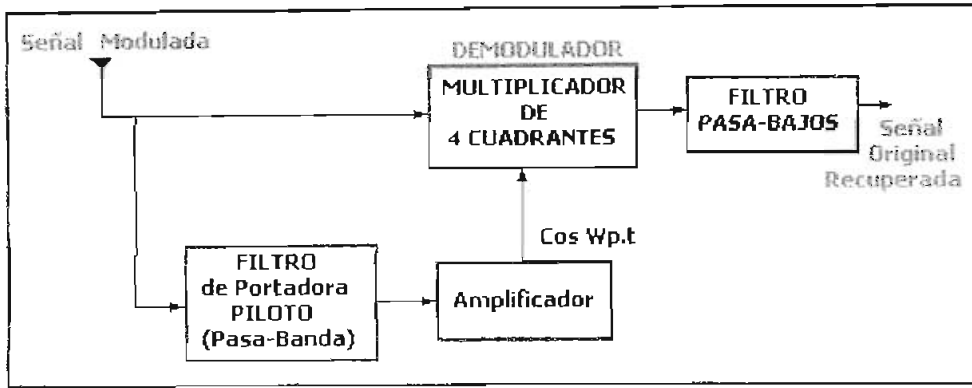


Figura 2-103. Detección Homodina.

3. **Autosincronización de la señal recibida.**- Utiliza técnicas de realimentación para autosincronizar la señal del oscilador local. Una vez obtenida la señal sincrónica, la detección puede efectuarse de dos formas: Por reinserción de portadora y posterior detección con un detector de envolvente; y con la utilización de la portadora en una demodulación sincrónica.

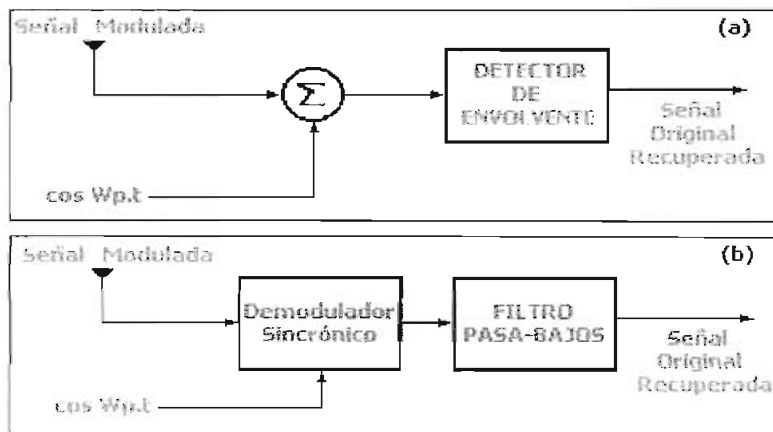


Figura 2-104. Autosincronización de la señal modulada(a) Reinserción de portadora. (b) Utilización de portadora en un demodulador sincrónico.

2.16.1.2. **Detector de Envolvente Promedio**

El detector de envolvente promedio utiliza un tipo de demodulación no coherente (asincrónica), en donde no se generan frecuencias en el receptor, o las frecuencias utilizadas para la demodulación son completamente independientes

de la frecuencia de la portadora del transmisor. La detección no coherente frecuentemente se llama detección de envoltura, porque la información se recupera a partir de la forma de onda recibida detectando la forma de la envoltura modulada.

La demodulación de envoltura promedio consiste en rectificar la onda recibida (RF modulada), recuperándose luego la señal de banda base contenida en la onda rectificada por medio de un filtro pasabajos.

El diagrama esquemático del detector de envoltura promedio se muestra en la Figura 2-105:

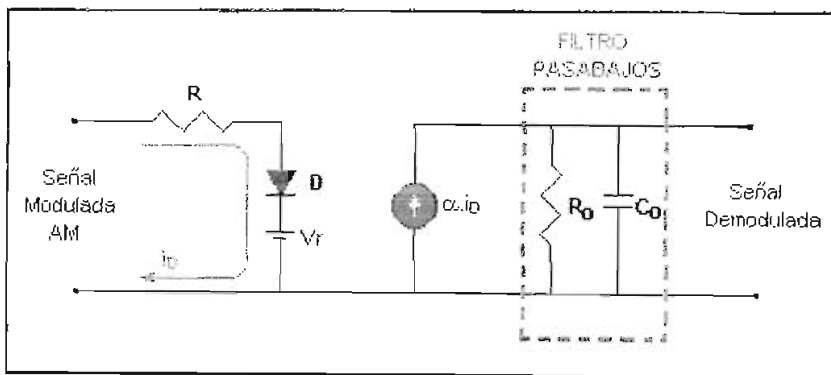


Figura 2-105. Diagrama de bloques de un detector de envoltura promedio.

La Figura 2-106, presenta el circuito de un detector de envoltura promedio.

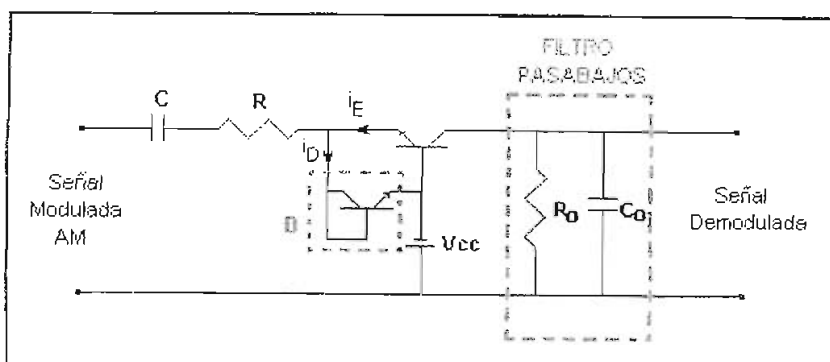


Figura 2-106. Detector de envoltura promedio.

El circuito está constituido por dos transistores NPN, uno de los cuales hace el papel del diodo D. La fuente V_{cc} suministra la polarización para mantener inversamente polarizada la unión base-colector del transistor. El capacitor C tiene la función de aislar $V_i(t)$ de la fuente V_{cc} . La unión base emisor actúa como un rectificador de media onda, en tanto que el diodo D provee un camino de retorno a la corriente del condensador y en esta forma evita la fijación (clamping); esto es, si el valor promedio de $V_i(t)$ es cero, el condensador debe cargarse al voltaje V_{cc} para mantener el valor promedio de la corriente I_D igual al valor promedio de la corriente I_E .

2.16.1.3. Detector de Envolverte Pico

El circuito detector de envolvente pico consta solamente de un diodo rectificador seguido de un filtro pasabajos. Se muestra un diagrama esquemático para un demodulador de AM sencillo no coherente en la Figura 2-107:

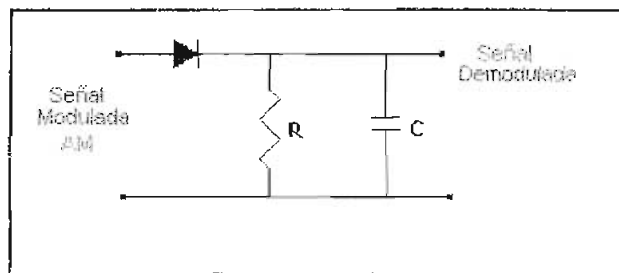


Figura 2-107. Detector de picos.

Diodo como mezclador.- Debido a que un diodo es un dispositivo no lineal, ocurre una mezcla no lineal en el diodo, cuando dos o más señales se aplican a su entrada. Si una señal modulada AM (que contiene tres componentes de frecuencia: portadora, suma y diferencia), es la entrada al detector de AM, se generan a la salida nuevas frecuencias y en total se encuentran: las frecuencias de entrada, armónicas de las tres frecuencias (de la señal modulada), y los productos cruzados de todas las combinaciones posibles de las tres frecuencias y sus armónicas. Debido a que el circuito R-C es un filtro pasabajos, solamente dejará pasar las frecuencias de diferencia. Debido a las características de

amplitud relativa de las frecuencias laterales superior e inferior y la portadora, la diferencia entre la frecuencia de la portadora y la frecuencia lateral, ya sea superior o inferior, es la señal de salida predominante.

Detector de picos.- El circuito es llamado comúnmente detector de picos, porque detecta los picos de la envolvente de entrada. Esencialmente, la señal de la portadora captura el diodo y lo obliga a activarse y a desactivarse (rectificar) sincrónicamente (tanto en frecuencia como fase). Así, las frecuencias laterales se mezclan con la portadora, y se recuperan las señales de banda base original. Con fines explicativos se asume que la forma de onda modulada $V_{am}(t)$ viene dada por la curva de trazos de la Figura 2-108 y que el diodo es ideal (es decir, su resistencia inversa es infinita y su resistencia directa es cero).

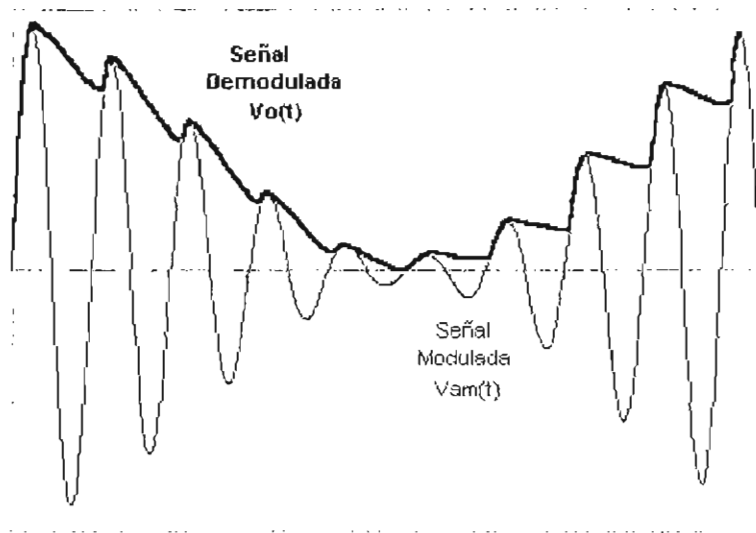


Figura 2-108. Formas de onda de entrada y salida de un circuito detector de pico.

Durante el primer ciclo, el diodo se encuentra polarizado directamente, el capacitor se carga hasta el valor pico máximo y $V_o(t) = V_{am}(t)$, como se muestra en la **Figura 2-108** (curva “intensa”). En un tiempo algo posterior al del pico del ciclo, $V_{am} < V_o$ por lo que el diodo no conducirá. Entonces, el condensador comienza a descargarse a través de la resistencia R , en consecuencia $V_o(t)$ decaerá exponencialmente hasta que en el ciclo siguiente, el valor de $V_o = V_{am}$. Se supondrá que la velocidad de decrecimiento de la tensión es $e^{-t/RC}$, y es considerablemente menor que la velocidad máxima de caída de la senoide de

frecuencia "Wc". Entonces el diodo actúa como un cortocircuito, por lo que $V_o(t)=V_{am}(t)$ hasta el valor pico máximo de este nuevo ciclo. El resultado de la carga y descarga del capacitor sobre la resistencia da lugar a la tensión de salida $V_o(t)$ que se indica por la curva "**intensa**" en la **Figura 2-108**.

Esta curva presenta algunos inconvenientes. Si se aumenta la frecuencia portadora mientras que la frecuencia moduladora se mantiene constante, se reducirá el tiempo de descarga del condensador y disminuirán las imperfecciones de la curva. Usualmente, la frecuencia de la señal modulada "Wc" es 100 o más veces mayor que la frecuencia de la señal modulante "Wm", por lo que la tensión de salida puede seguir a la envolvente de modulación muy de cerca.

Para que no se produzca distorsión de la onda de salida, debe elegirse adecuadamente el producto "R.C". Por ejemplo, si es demasiado pequeño, $V_o(t)$ disminuirá demasiado entre ciclos sucesivos de la portadora y aparecerán las imperfecciones de la Figura 2-108. Para eliminar este efecto, se debe cumplir:

$$X_c \ll R \quad @ \quad f_c \qquad \text{Ec. 2.194.a}$$

Es decir que el producto R.C debe cumplir:

$$R.C \gg 1 / \omega_c \qquad \text{Ec.2.194.b}$$

Por otra parte, si R.C es demasiado grande, $V_o(t)$ no será capaz de disminuir con rapidez suficiente para seguir a la envolvente de modulación. Para evitar que ocurra esto,

$$X_c \gg R \quad @ \quad f_m \qquad \text{Ec.2.195.a}$$

Es decir que el producto R.C debe cumplir:

$$R.C \ll 1 / \omega_m \qquad \text{Ec.2.195.b}$$

Para que las relaciones anteriores sean compatibles:

$$W_c \gg W_m \quad \text{Ec.2.196}$$

Este es usualmente el caso y el circuito de la Figura 2-107, conduce a buenos resultados.

La tensión de salida del circuito de la **Figura 2-107**, tiene una componente continua que puede interferir con la polarización del siguiente paso amplificador. A menudo se emplea un acoplamiento resistencia-capacidad para eliminar esto.

En la Figura 2-109, se muestra un resumen de lo que sucede con las formas de onda de las señales a través del circuito detector de envolvente pico.

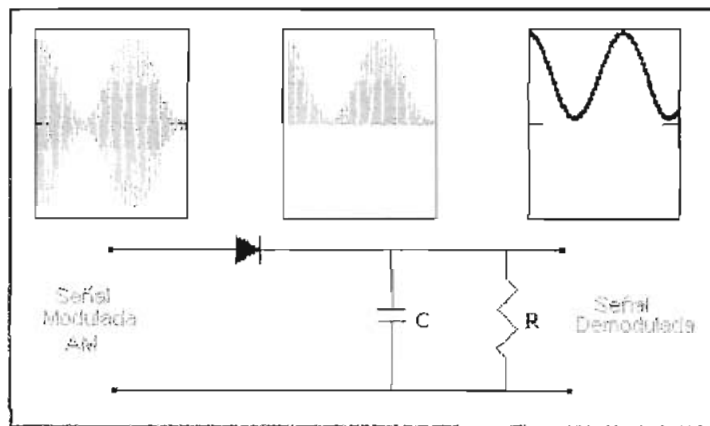


Figura 2-109. Detector de envolvente pico. Formas de onda sobre el circuito A la izquierda: señal de RF modulada en amplitud. Al centro: señal rectificada sobre el circuito. A la derecha: Señal filtrada de audio.

Se puede concluir que la constante RC del filtro no debe ser muy pequeña, ya que no eliminaría la radiofrecuencia, ni muy grande, ya que no podría seguir a la señal. Si f_m es la máxima frecuencia contenida en la señal modulante, se puede demostrar que:

$$RC < 1 / [2\pi \cdot f_m] \quad \text{Ec.2.197}$$

2.16.2. ANALISIS MATEMATICO

2.16.2.1. Detector Sincrónico

En general un detector sincrónico tiene etapas que se muestran en el diagrama de bloques de la Figura 2-110.

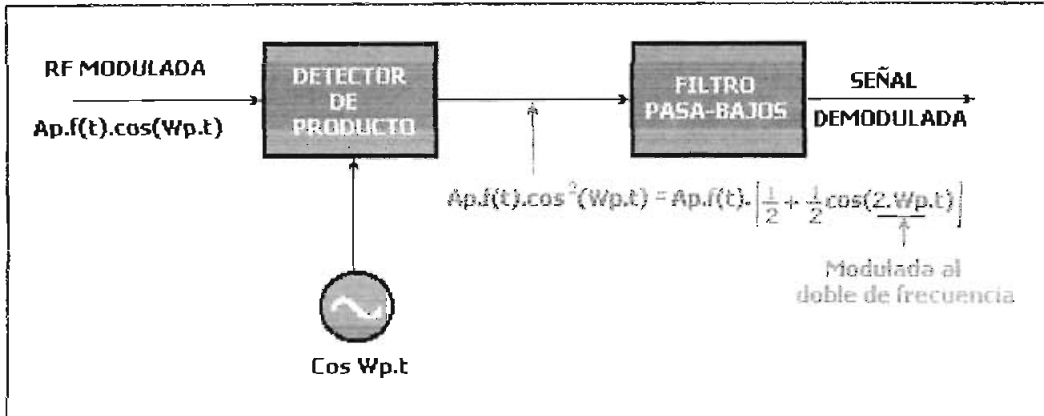


Figura 2-110. Diagrama de bloques de un demodulador sincrónico.

Matemáticamente el proceso de demodulación sincrónica depende del método de modulación AM utilizado.

a) Detección Sincrónica de una Señal AM

Sea la señal modulada AM, definida matemáticamente como:

$$S(t) = A_p \cdot [1 + m \cdot f(t)] \cdot \cos(W_p \cdot t) \tag{Ec.2.198}$$

Si multiplicamos por una señal senoidal: $\cos(W_p \cdot t)$, se tiene:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = A_p \cdot [1 + m \cdot f(t)] \cdot \cos^2(W_p \cdot t) \tag{Ec.2.199}$$

Aplicando identidades trigonométricas:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = A_p \cdot [1 + m \cdot f(t)] \cdot \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \right] \tag{Ec.2.200}$$

Que se puede escribir como:

$$S(t).cos (Wp.t) = \frac{1}{2}.Ap.[1 + m.f(t)] + \frac{1}{2}.Ap.[1 + m.f(t)].cos (2.Wp.t)] \quad Ec.2.201$$

En donde:

$\frac{1}{2}.Ap.[1 + m.f(t)] \rightarrow$ Señal en Banda Base + DC.

$\frac{1}{2}.Ap.[1 + m.f(t)].cos (2.Wp.t) \rightarrow$ Señal AM a una frecuencia de $(2.Wp)$.

Con un filtro adecuado se puede obtener la señal original (modulante). El proceso se visualiza en la Figura 2-111.

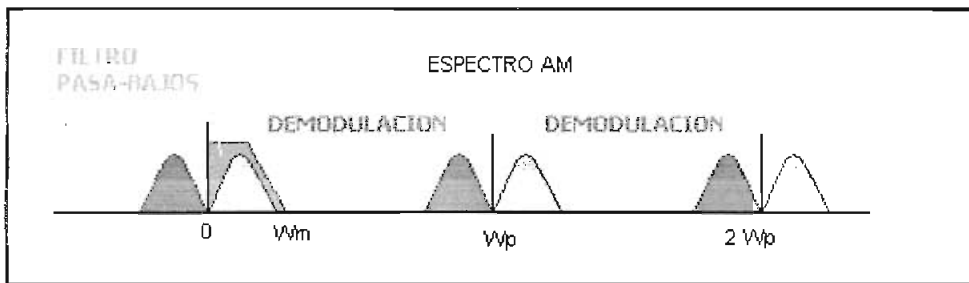


Figura 2-111. Modulación sincrónica AM. Espectro de frecuencias.

b) Detección Sincrónica de una Señal de Doble Banda Lateral

Sea la señal modulada AM de Doble Banda Lateral, definida matemáticamente como:

$$S(t) = Ap.f(t).cos (Wp.t) \quad Ec.2.202$$

Si multiplicamos por una señal senoidal: $cos (Wp.t)$, se tiene:

$$S(t).cos (Wp.t) = Ap.f(t).cos^2 (Wp.t) \quad Ec.2.203$$

Aplicando identidades trigonométricas:

$$S(t).cos (Wp.t) = Ap.f(t).[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}.cos (2.Wp.t)] \quad Ec.2.204$$

Que se puede escribir como:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot A_p \cdot f(t) + \frac{1}{2} \cdot A_p \cdot f(t) \cdot \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \quad \text{Ec.2.205}$$

En donde:

$\frac{1}{2} \cdot A_p \cdot f(t) \rightarrow$ Señal en Banda Base

$\frac{1}{2} \cdot A_p \cdot f(t) \cdot \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \rightarrow$ Doble Banda Lateral a una frecuencia de $(2 \cdot W_p)$.

Con un filtro adecuado se puede obtener la señal original (modulante). El proceso se visualiza en la Figura 2-112.

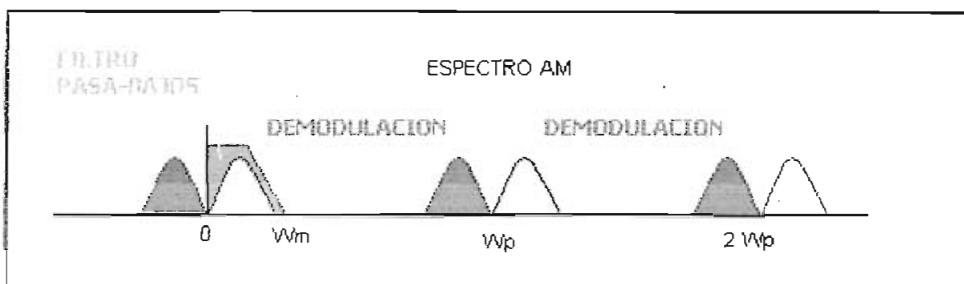


Figura 2-112. Modulación sincrónica DOBLE BANDA LATERAL.
Espectro de frecuencias.

c) Detección Sincrónica de una Señal de Banda Lateral Unica

Sea la señal modulada AM de Banda Lateral Unica, definida matemáticamente como:

$$S(t) = f(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) \pm \hat{f}(t) \cdot \sin(W_p \cdot t) \quad \text{Ec.2.206}$$

Si multiplicamos por una señal senoidal: $\cos(W_p \cdot t)$, se tiene:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = f(t) \cdot \cos^2(W_p \cdot t) \pm \hat{f}(t) \cdot \sin(W_p \cdot t) \cdot \cos(W_p \cdot t) \quad \text{Ec.2.207}$$

Aplicando identidades trigonométricas:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = f(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \right] \pm \frac{1}{2} \hat{f}(t) \cdot \sin(2 \cdot W_p \cdot t) \quad \text{Ec.2.208}$$

Que se puede escribir como:

$$S(t) \cdot \cos(W_p \cdot t) = \frac{1}{2} \cdot f(t) + \frac{1}{2} \cdot f(t) \cdot \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \pm \frac{1}{2} \cdot \hat{f}(t) \cdot \sin(2 \cdot W_p \cdot t) \quad \text{Ec.2.209}$$

En donde:

$\frac{1}{2} \cdot f(t) \rightarrow$ Señal en Banda Base.

$\frac{1}{2} \cdot f(t) \cdot \cos(2 \cdot W_p \cdot t) \pm \frac{1}{2} \cdot \hat{f}(t) \cdot \sin(2 \cdot W_p \cdot t) \rightarrow$ Señal de Banda Lateral Unica a una frecuencia de $(2 \cdot W_p)$.

Con un filtro adecuado se puede obtener la señal original (modulante). El proceso se visualiza en la Figura 2-113.

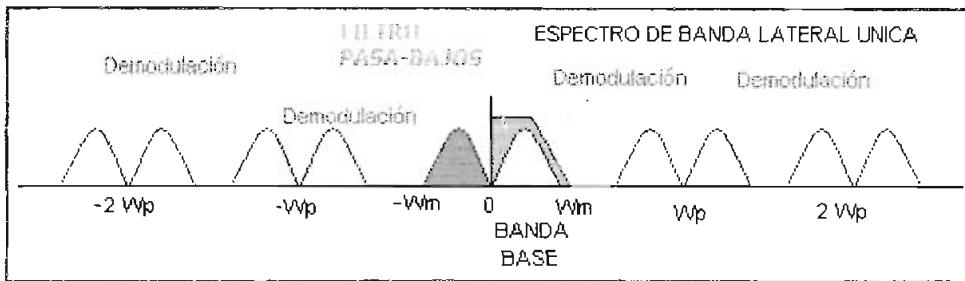


Figura 2-113. Modulación sincrónica BANDA LATERAL UNICA. Espectro de frecuencias.

2.16.2.2. Detector de Envoltura Promedio

El diagrama esquemático del detector de envoltura promedio se muestra a continuación (Figura 2-114):

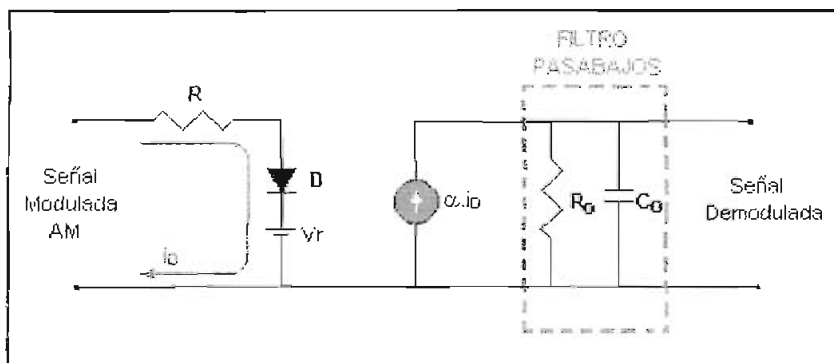


Figura 2-114. Diagrama de bloques de un detector de envoltura promedio.

Funcionamiento.- Si la señal modulada AM tiene la forma indicada en la Figura 2-115:

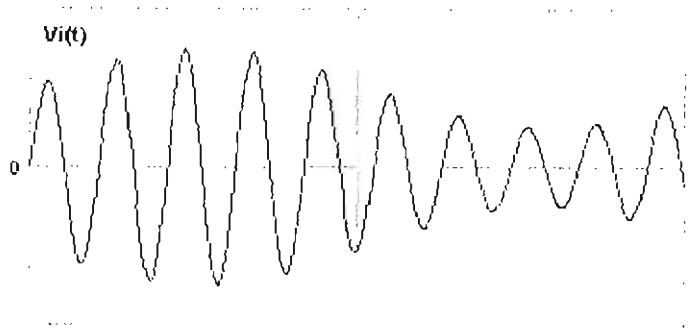


Figura 2-115. Señal de RF modulada en amplitud.

Entonces la corriente $I_D(t)$ tendrá la forma indicada en la Figura 2-116.

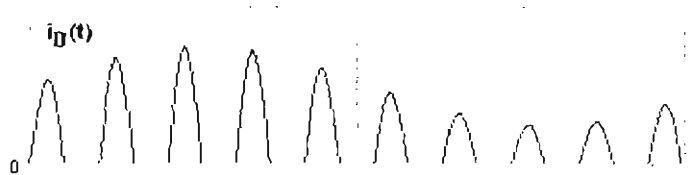


Figura 2-116. Señal de RF rectificada.

Donde:

$$I_D(t) = [V_i - V_r] / R, \quad \text{Si } V_i > V_r \quad \text{Ec.2.210}$$

e $I_D=0$ para valores del V_i menores o iguales que V_r . Donde V_r es el voltaje de polarización directa sobre el diodo.

Si se asume $V_r = 0$, (con $V_r=0$ se tienen semiperíodos de conducción iguales al semiperíodo de apertura. ¿Porqué conviene suponer que el voltaje umbral es aproximadamente cero para tener semiperíodos de conducción iguales al semiperíodo de apertura? Para que la rectificación sea lo más ideal posible) entonces,

$$I_D = V_i / R, \text{ para } V_i > 0 \text{ y} \quad \text{Ec.2.211}$$

$$I_D = 0, \text{ para } V_i \leq 0 \quad \text{Ec.2.212}$$

(Para hacer $V_r=0$ es conveniente utilizar transistores de germanio, o aplicar un voltaje V_i de entrada grande, respecto de V_r , si se utilizan transistores de silicio). Entonces I_D puede considerarse como el producto de la onda de corriente V_i/R , existente en todo momento, por una secuencia de pulsos rectangulares como los indicados en la Figura 2-117.

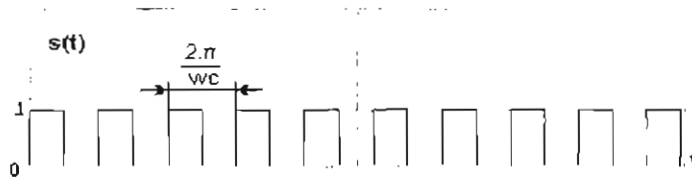


Figura 2-117. Función de conmutación para la corriente de RF en el diodo.

Si la señal modulada AM es:

$$V_i(t) = [1 + f(t)]. \text{Cos} (W_p.t), \tag{Ec.2.213}$$

Entonces (asumiendo $V_r=0$) la corriente $I_D(t)$ es el producto de la RF modulada $V_i(t)$ por la función de conmutación de la Figura 2-117.

Siendo la corriente del colector $\alpha \cdot I_D(t)$, el voltaje de salida tendrá la forma:

$$V_o(t) = \alpha \cdot I_D(t) \cdot Z_L \tag{Ec.2.214}$$

Donde: Z_L es la impedancia del filtro de salida.

Puesto que Z_L representa la impedancia de un filtro pasabajos, el único término de $I_D(t)$ presente a la salida del detector será el de baja frecuencia. Este se obtiene a partir del producto parcial:

$$(2 / \pi R)[1+m.f(t)].\text{cos}^2(W_p.t) \tag{Ec.2.215}$$

y (luego del filtro) es igual a:

$$(1 / \pi R)[1+m.f(t)] \tag{Ec.2.216}$$

por lo tanto:

$$V_o(t) = (\alpha / \pi R)[1+m.f(t)].Z_L \quad \text{Ec.2.217}$$

Pero:

$$Z_L = R_o / [1 + j.W.R_o.Co] \quad \text{Ec.2.218}$$

Sin embargo a bajas frecuencias se cumple $Z_L \approx R_o$, y por tanto:

$$V_o(t) = (\alpha.R_o / \pi R)[1+m.f(t)] \quad \text{Ec.2.219}$$

Que es la señal modulante (información) más una componente continua DC. Con lo que se completa el proceso de demodulación.

2.16.3. CIRCUITOS DEMODULADORES DE AM

2.16.3.1. Detector de Envolverte Promedio

La Figura 2-118, presenta el circuito de un detector de envolvente promedio.

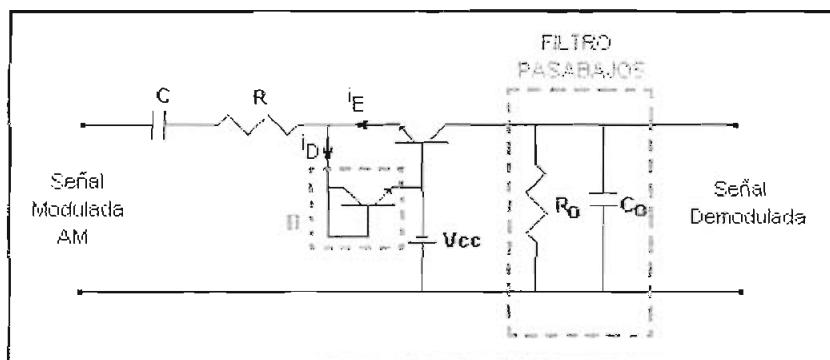


Figura 2-118. Detector de envolvente promedio.

El circuito está constituido por dos transistores NPN, uno de los cuales hace el papel del diodo D. La fuente V_{cc} suministra la polarización para mantener inversamente polarizada la unión base-colector del transistor. C es un condensador que aísla $V_i(t)$ de la fuente V_{cc} . La unión base emisor actúa como un rectificador de media onda, en tanto que el diodo D provee un camino de retorno a

la corriente del condensador y en esta forma evita la fijación (clamping); esto es, si el valor promedio de $V_i(t)$ es cero, el condensador debe cargarse al voltaje V_{cc} para mantener el valor promedio de la corriente I_D igual al valor promedio de la corriente I_E .

2.16.3.2. Detector de Envolvente Pico

El circuito detector de envolvente pico consta solamente de un diodo rectificador seguido de un filtro pasabajos. Se muestra un diagrama esquemático para un demodulador de AM sencillo no coherente en la Figura 2-119.

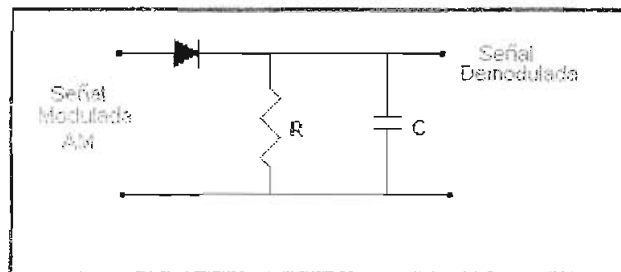


Figura 2-119. Detector de picos.

Detector de picos.- El circuito es llamado comúnmente detector de picos, porque detecta los picos de la envolvente de entrada. Esencialmente, la señal de la portadora captura el diodo y lo obliga a activarse y a desactivarse (rectificar) sincrónicamente (tanto en frecuencia como fase). Así, las frecuencias laterales se mezclan con la portadora, y se recuperan las señales de banda base original.

DEMODULACION EN FRECUENCIA

2.17. GENERALIDADES

La recuperación de una señal a partir de una onda modulada que llega al receptor es conocida con el nombre de demodulación. Es decir, la demodulación es el proceso inverso a la modulación.

En el dominio de la frecuencia: Así como la modulación consiste en la traslación del espectro de la señal de la banda base a una zona de alta frecuencia así también la demodulación consiste en la restitución del espectro de la señal a la banda base. El proceso se completa con la actuación de un filtro pasabajos, que elimina los armónicos generados en el proceso de demodulación.

Los receptores que se utilizan para las señales de modulación angular son muy similares a los que se usan para la recepción de AM, excepto por el método utilizado para extraer la información de audio de la forma de onda de FI (Frecuencia Intermedia) compuesta.

Con la modulación angular, la información está en la portadora en forma de variaciones de frecuencia o fase. Con este sistema se mejora la relación señal a ruido en el proceso de demodulación consiguiéndose mejor calidad que en el caso de AM, esta es la ventaja principal de la modulación angular.

La característica general en la demodulación de señales FM es proporcionar una señal de salida cuya amplitud sea linealmente proporcional a la frecuencia instantánea de la señal de entrada. En una modulación AM convencional, la señal modulante produce cambios de amplitud en la señal modulada, sin embargo, el ruido también se introduce en el sistema variando la amplitud de la envolvente, por lo que, si se desea eliminar el ruido, también se eliminaría parte de la señal de información.

Una de las principales ventajas en la modulación y demodulación en frecuencia se tiene cuando en este tipo de receptores, las variaciones de amplitud causadas por el ruido pueden eliminarse simplemente recortando los picos de la envolvente antes de la detección en la onda modulada, con lo que la relación señal a ruido es mucho mejor que en la demodulación AM. Existen muchas formas de recuperar la información a partir de la señal FM.

2.18. DEMODULACION EN FRECUENCIA

2.18.1. REVISIÓN TEÓRICA

2.18.1.1. Receptor de FM

Un receptor de FM, trabaja en la banda de 88 a 108 MHz, y por este hecho su diseño es más crítico, los cables son más cortos y los componentes más pequeños. Se analiza el diagrama de bloques de un receptor FM en la Figura 2-120.

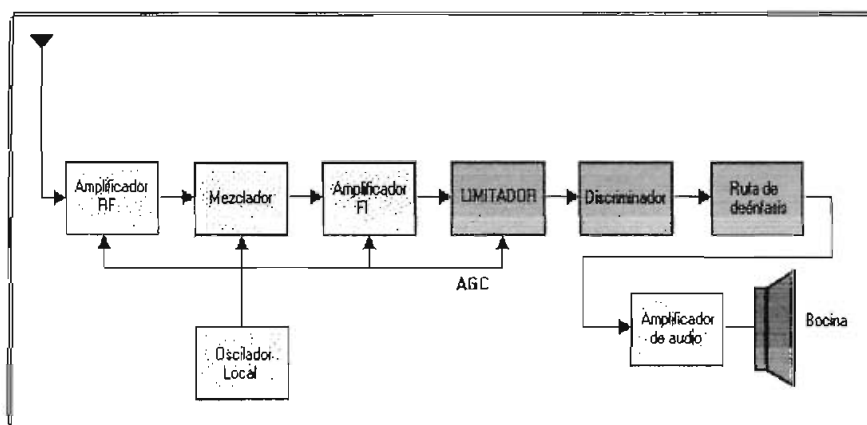


Figura 2-120. Diagrama a bloques de un RECEPTOR FM

Los bloques que difieren con respecto al receptor de AM son:

- a) **El Limitador.**- La función del limitador es suprimir el ruido impulsivo superpuesto a la señal de FM transmitida inicialmente. Para esto se utilizan

amplificadores en cascada con una polarización adecuada que cortan los picos positivos y negativos indeseados.

b) **El Discriminador o Demodulador.**- Existen algunos tipos de demoduladores FM, tales como: Detector por pendiente, Detector Travis, Detector por retardo, Discriminador Foster-Seeley, Detector de Relación, Detectores de FM usando PLL, etc. Estos se analizan en detalle más adelante en el numeral 2.18.1.2.

c) **El Circuito de deénfasis.**- Los transmisores de FM proveen una amplificación artificial en las altas frecuencias de audio mediante un circuito denominado de preénfasis. En el receptor de FM se compensa con el circuito de deénfasis. (Figura 2-121).

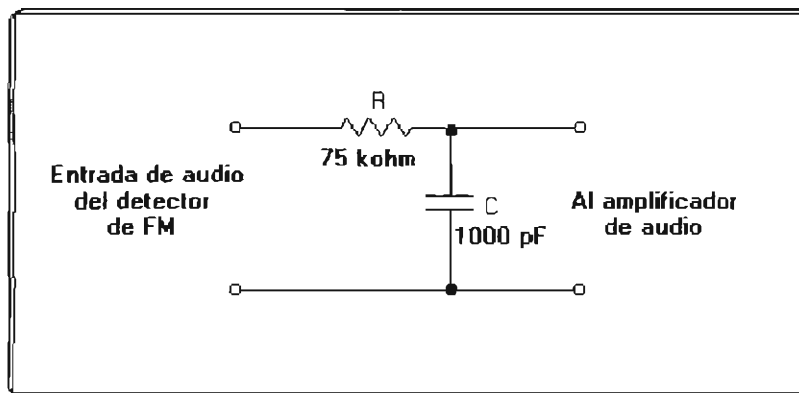


Figura 2-121. Circuito de deénfasis

La constante de tiempo del circuito es $= R.C = 75K * 1000 \text{ pF} = 75 \text{ uSeg.}$

2.18.2. ANÁLISIS MATEMÁTICO Y CIRCUITOS

2.18.2.1. Método Directo para Demodular Señales FM

El método directo consiste en utilizar un sistema que tenga una característica lineal de transferencia de voltaje a frecuencia, llamado discriminador de frecuencia.

2.18.2.1.1. Discriminador de Frecuencia

Un discriminador simple necesita que la característica de amplitud contra frecuencia sea lineal.

El más simple es el derivador ideal, cuya función de transferencia es lineal y está dada por:

$$H(\omega) = j\omega \quad \text{Ec.2.220}$$

Además, una expresión general para la señal FM es:

$$v(t) = A_p \cos[\omega_c t + k_f \int f(t) dt] \quad \text{Ec.2.221}$$

siendo:

$$k_f = 2\pi \Delta f$$

A_p = Amplitud de la señal Portadora

ω_c = frecuencia de portadora

*La integral debe evaluarse entre 0 y t.

Suponiendo que la amplitud de la señal portadora " A_p " es constante, se tiene:

$$\frac{d}{dt} v(t) = -A_p [\omega_c + k_f f(t)] \cdot \text{sen} \{ \omega_c t + k_f \int f(t) dt \} \quad \text{Ec.2.222}$$

Si $k_f f(t) \ll \omega_c$, se ve que la Ecuación 2.222, tiene la forma de una señal AM cuya envolvente es:

$$A_p \omega_c [1 + \{ k_f / \omega_c \} f(t)] \quad \text{Ec.2.223}$$

Y cuya frecuencia portadora es: $\omega_c + k_f f(t)$

El derivador cambia la señal FM en AM con la diferencia de que la frecuencia portadora ha variado un poco. La señal AM puede detectarse por medio de un detector de envolvente que, mientras $k_f f(t) \ll \omega_c$, no podrá detectar el ligero cambio en la frecuencia portadora.

El derivador ideal se puede aproximar con cualquier dispositivo cuya magnitud de la función de transferencia sea lineal en el intervalo de frecuencias de interés (Figura 2-122).

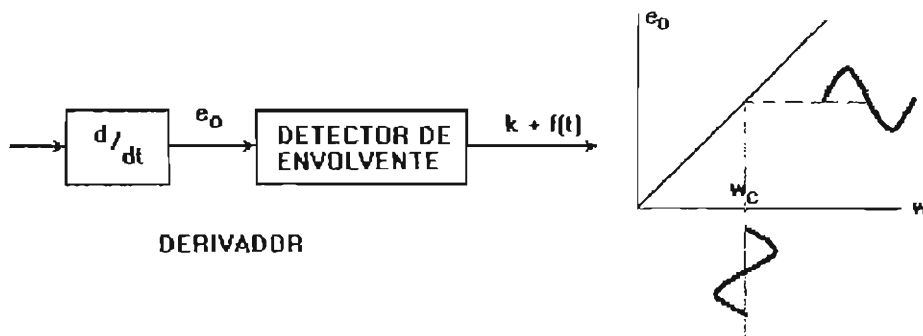


Figura 2-122. Demodulación de FM. Discriminador (derivador).

Estos discriminadores se conocen como detectores de pendiente. Aunque son económicos, tienen un intervalo lineal muy limitado y su empleo se restringe a señales de entrada con pequeñas variaciones de frecuencia.

2.18.2.1.2. *Detector por Pendiente*

Una forma de detección de FM es la de utilizar un detector de pendiente. Este convierte una señal FI modulada en frecuencia en una señal FI modulada en amplitud, que puede detectarse con un detector convencional de AM. Este método depende de la falta de alineación de un circuito tanque ordinario. El centro de la pendiente está sintonizado en la frecuencia FI de la FM de entrada. Este tipo de detector es obviamente de baja calidad, porque la pendiente de la curva no es lineal.

Está sujeto a distorsión por ruido en AM. Sin embargo, el detector de pendiente se utiliza en receptores de baja calidad económicos, con banda estrecha. (Figura 2-123).

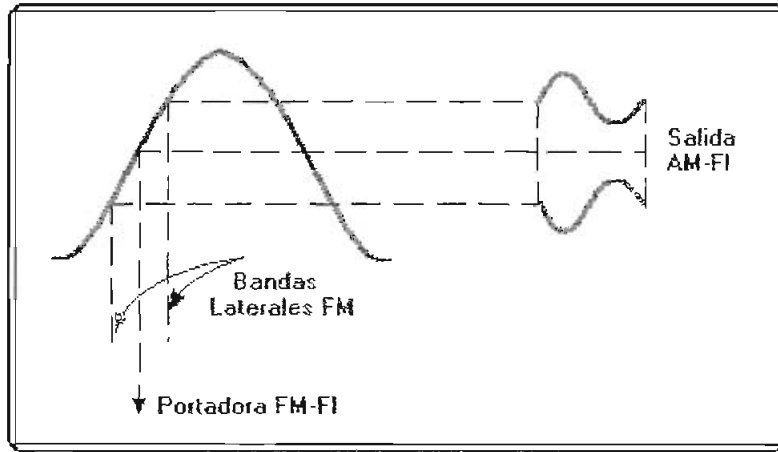


Figura 2-123. Detección por pendiente

En la Figura 2-124, se utiliza un circuito R-L, seguido por un detector de envolvente como aproximación al derivador.

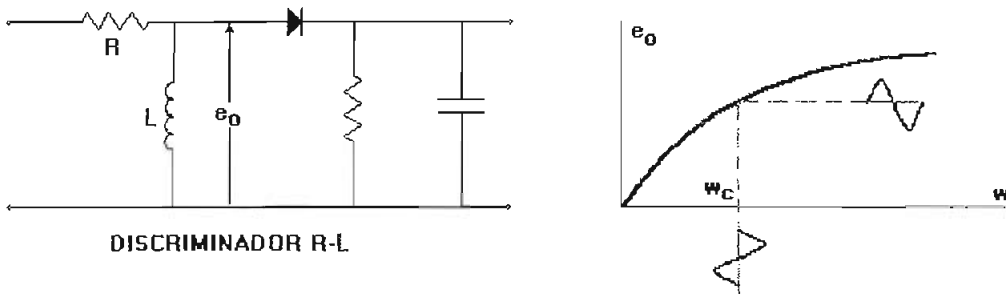


Figura 2-124. Demodulación FM. Discriminador R-L.

En la Figura 2-125, se ilustra una versión pasabanda de este circuito.

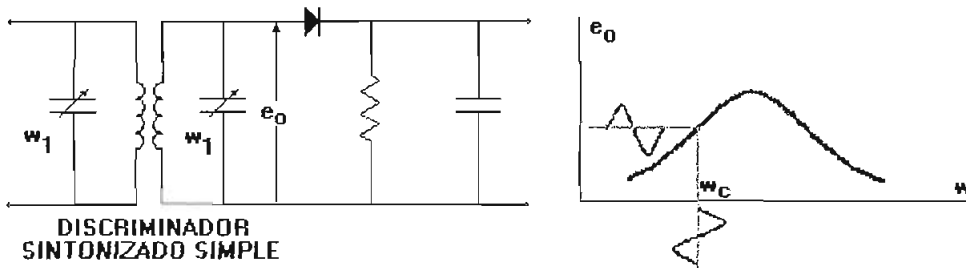


Figura 2-125. Demodulación FM. Discriminador sintonizado simple.

Puede obtenerse una respuesta más lineal restando dos respuestas de magnitud pasabanda. En la Figura 2-126, se aprecia el discriminador balanceado de triple sintonía, tiene mejor sensibilidad y linealidad. También proporciona una respuesta de salida cero a la frecuencia portadora, lo que es una ventaja en el diseño de equipos de grabación.

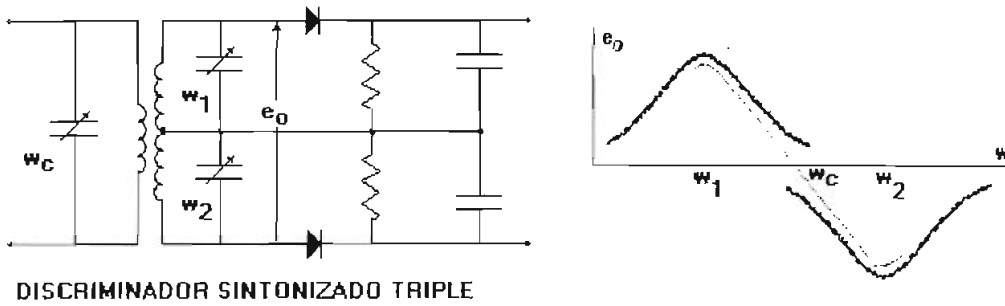


Figura 2-126. Demodulación FM. Discriminador sintonizado triple.

2.18.2.1.3. *Detector Travis*

El Detector Travis, llamado también de Pendiente Balanceado, es más lineal que el detector de pendiente. Cada circuito tanque secundario está sintonizado en extremos opuestos de la banda (Figura 2-127).

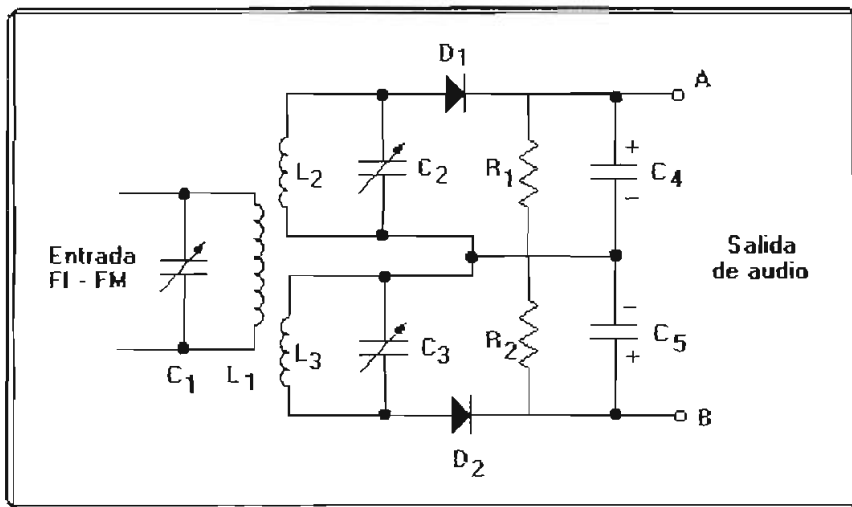


Figura 2-127. Detector Travis

El tanque de entrada C1-L1 es la salida del amplificador precedente de FI y está sintonizado en 10.7 MHz (FM-FI)¹. La mitad superior del tanque secundario L2-C2 está sintonizada en la frecuencia máxima de la banda lateral superior (10.7MHz+75kHz). De igual forma, el tanque L3-C3 está sintonizado en 10.7MHz-75kHz. Las desviaciones de frecuencia de la banda lateral superior hacen que conduzca D1 y que la terminal A de salida sea positiva. Así mismo, las desviaciones de frecuencia de la banda lateral inferior causan que D2 conduzca y que se tenga un potencial positivo en el punto B de salida.

La señal de salida entre las terminales A y B es la salida de audio. En la Figura 2-128 se puede ver como varía el audio con la desviación de frecuencia.

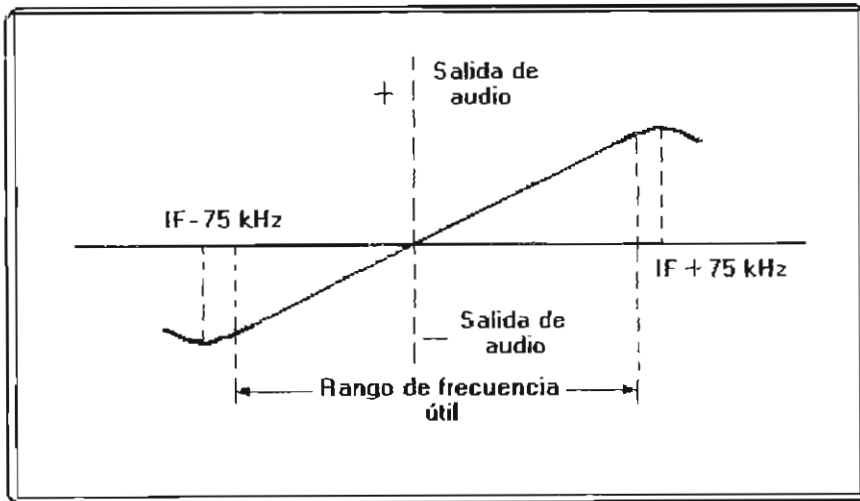


Figura 2-128. Curva característica en S de un detector FM.

Se trata de la curva ordinaria en S utilizada por todos los detectores. También este detector está sujeto a distorsiones por ruido AM.

2.18.2.1.4. Demodulador de Retardo

Otra posibilidad es usar una aproximación de retardo/desfasamiento al derivador. Esto evita los problemas de sintonía múltiple, manteniendo alta

¹ La elección usual de la frecuencia intermedia es de 10.7 MHz. (Stremier Ferrel, pag.331)

sensibilidad y buena linealidad. El diagrama de bloques del demodulador de retardo se muestra en la Figura 2-129 que tiene aplicación en la demodulación de señales FM de microondas.

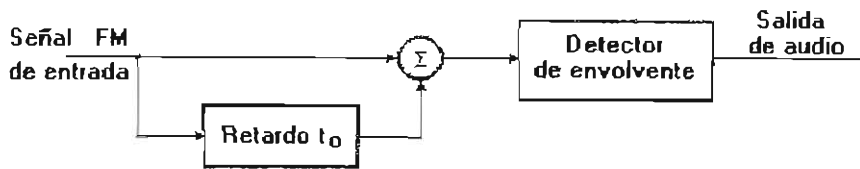


Figura 2-129. Demodulador de retardo. Diagrama de Bloques.

2.18.2.1.5. Discriminador Foster-Seeley

A frecuencias inferiores de la región de microondas, se puede aprovechar la característica de desfase casi lineal de un circuito sintonizado cerca de la resonancia. Uno de éstos es el circuito discriminador Foster-Seeley (Figura 2-130).

El Detector Travis fue reemplazado por el discriminador Foster-Seeley. La alineación de este circuito es más simple que la del detector con doble sintonización, con los tanques primario y secundario sintonizados en la FI de la portadora FM.

El circuito se encuentra en sintonía con la frecuencia portadora y la tensión de salida varía con la desviación de frecuencia como resultado de los desfases del circuito secundario. La operación del circuito se ilustra mejor usando diagramas fasoriales. El discriminador Foster-Seeley es muy lineal y produce una salida balanceada. Es sensible a la amplitud y requiere limitación de amplitud previa.

El discriminador Foster-Seeley es el detector de FM con mayor fidelidad y con la más grande señal de salida. Necesita un circuito de limitación, y no genera una tensión de AGC (Control de Ganancia Automática).

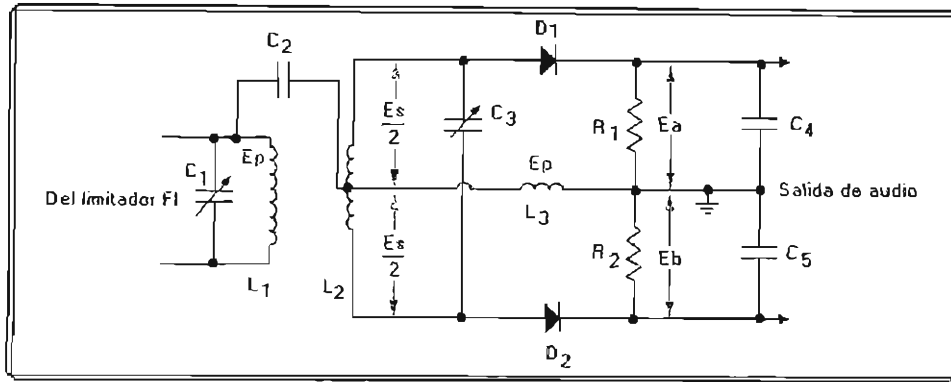


Figura 2-130. Discriminador Foster-Seeley

El funcionamiento del discriminador Foster-Seeley es básicamente el del doble tanque sintonizado. Se puede observar que entre el primario y secundario del transformador se produce una desviación de fase de 90° . Cuando la frecuencia f_i se desvía en la portadora, la variación de la fase puede ser mayor o menor que 90° . El voltaje (E_p) del primario se acopla por medio de C_2 a la bobina L_3 . Cada mitad de la tensión ($\frac{1}{2}E_s$) del secundario se genera en cada mitad de la bobina.

Si se toma en cuenta la caída de la tensión en las terminales de D_1 y D_2 , el vector suma ($\frac{1}{2}E_s + E_p$) aparecerá como los voltajes E_a y E_b , respectivamente. Los capacitores C_4 y C_5 actúan como capacitores de filtro en FI para las resistencias de cargas R_1 y R_2 .

La tensión de salida en audio es la diferencia entre las tensiones E_a y E_b . La Figura 2-131 ilustra que el voltaje de salida cero para una frecuencia de entrada (f) es igual a la portadora de FI (f_0). La Figura 2-129(b) ilustra las relaciones vectoriales cuando $f > f_0$. Esto da como resultado que $E_a > E_b$ y una salida de audio. La Figura 2-129(c) muestra la polaridad opuesta de la salida de audio cuando $f < f_0$.

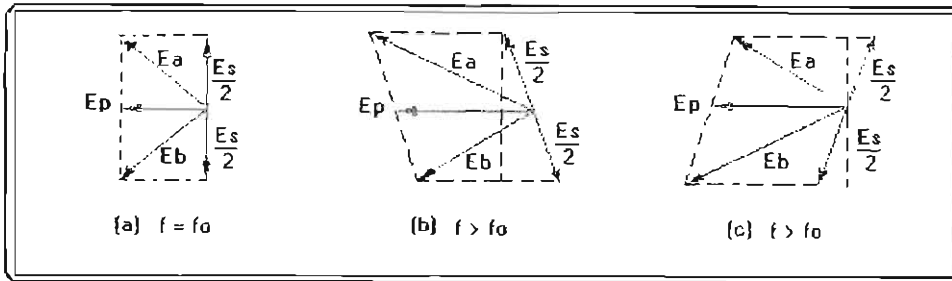


Figura 2-131. Relaciones fasoriales de señales de discriminador.

El voltaje de AGC para un receptor FM que utiliza el discriminador Foster-Seeley se genera en las etapas FI. La señal de FI se acopla a un detector ordinario de AM. Este circuito no considera la variación de frecuencia y crea una tensión continua proporcional a la amplitud de la portadora. Naturalmente, la señal de salida del limitador no puede utilizarse para este propósito.

2.18.2.1.6. *Detector de Relación*

Un circuito utilizado comúnmente en receptores comerciales que es similar aunque no necesita limitación previa, es el detector de relación. A diferencia del circuito Foster-Seeley, los diodos del detector de relación están conectados en serie con el circuito sintonizado secundario y la salida se toma a través de un circuito puente. Un gran capacitor colocado a través de la diagonal opuesta del puente mantiene la tensión total relativamente constante, suprimiendo los efectos de las variaciones de amplitud. El detector de relación se usa en muchos receptores FM de entretenimiento como TV. La calidad de este detector es inferior al discriminador Foster-Seeley y también su voltaje de salida es menor. Sin embargo, el detector de relación no requiere de mucha limitación de la señal y puede generar una tensión de AGC (Control de Ganancia Automático).

En la Figura 2-132 se muestra un detector de relación.

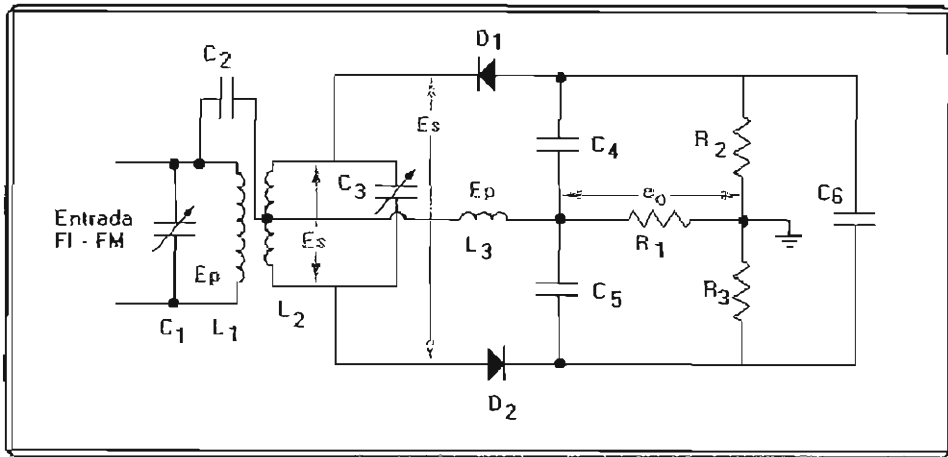


Figura 2-132. Detector de Relación

Los diodos D1 y D2 están conectados en serie. El voltaje del secundario (E_s) y el del primario (E_p) está aplicados por medio de L_3 a los condensadores C_4 y C_5 . El voltaje total se mantiene constante por el condensador C_5 . Sin embargo, este voltaje se divide entre los condensadores C_4 y C_5 . La diferencia de voltaje entre estos dos condensadores varía con la desviación de frecuencia. Esta diferencia de voltaje determina la tensión e_o de la salida de audio.

Teóricamente, el detector no requiere un limitador, pero en la práctica los fabricantes incluyen normalmente una etapa de limitación. Frecuentemente las resistencias y los condensadores del circuito están contenidos en un circuito integrado. Secciones completas de receptores AM y FM están construidas en circuitos integrados.

Otra posibilidad para recuperar la información sobre la señal moduladora se encuentra contenida en los cruces por cero de la señal FM. Se recorta (limita) la amplitud de la señal FM y se detecta la variación en los cruces por cero de la señal cuadrada resultante. El espaciamento de los cruces por cero puede medirse contando el número de cruces en un intervalo de tiempo dado o midiendo el tiempo para determinado número de cruces por cero.

Todos los métodos anteriores tienen algunas similitudes y la elección depende de la linealidad requerida, el balance cero, la facilidad de alineación, la sensibilidad a la amplitud, la confiabilidad y los factores económicos.

2.18.2.1.7. *Control Automático de Frecuencia (AFC)*

El control automático de frecuencia (AFC) en los receptores FM considera el rango de frecuencias y la banda utilizada en estos aparatos. Para un receptor FM que opere en 100 MHz (con un oscilador local en 110.7 MHz) es suficiente una variación de frecuencia de 75 kHz para que los circuitos de FI y el discriminador estén completamente fuera de banda. El valor en porcentaje de la variación de frecuencia considerada es solamente

$$\frac{0.075}{110} 100 = 0.068\%$$

Para evitar una variación de frecuencia del oscilador local se filtra y se convierte en dc la salida del detector. Esta tensión continua de corrección se aplica a un diodo varactor o a un transistor modulador a reactancia para regresar el oscilador local a la frecuencia central.

En los receptores de FM se puede incluir un circuito, para anular los efectos del AFC. Se trata de un interruptor que abre el circuito de control automático de frecuencia y permite al operador sintonizar una señal débil muy cercana y una señal fuerte. Esto sería muy difícil con el AFC conectado, porque el oscilador local tendería a enlazarse con la señal más fuerte.

2.18.2.2. Método Indirecto para Demodular Señales FM

2.18.2.2.1. Descripción y Funcionamiento del PLL

Los demoduladores FM de lazo de fase cerrada (PLL: phase-locked loop) son los más utilizados actualmente, esto se debe a su facilidad de alineación y eficiente operación en presencia de ruido.

El diagrama de bloques del PLL, se muestra en la Figura 2-133.

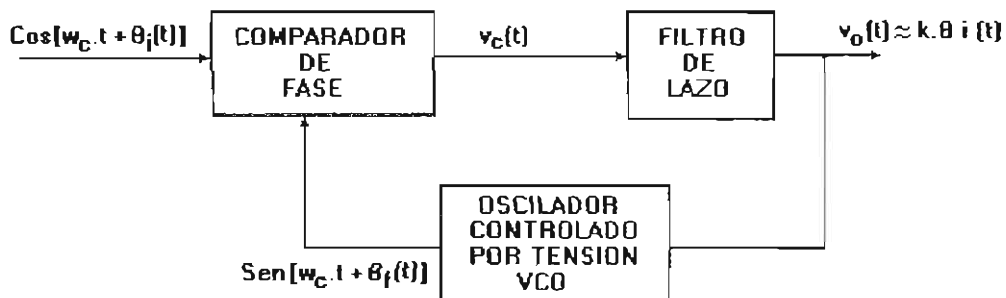


Figura 2-133. Diagrama de bloques del PLL.

El Comparador de Fase².- Las entradas al comparador de fase se suponen periódicas y con la misma frecuencia fundamental. El comparador de fase detecta la diferencia en tiempo entre las dos señales y produce una tensión de salida proporcional al valor promedio del producto de las dos entradas, en función de sus desplazamientos relativos en el tiempo.

Un comparador de fase se puede construir utilizando un multiplicador y un filtro pasabajas cuyo propósito es atenuar las componentes de segunda frecuencia armónica que aparecen en la multiplicación.

El comparador de fase genera los puntos nulos (de tensión cero) que constituyen los puntos de operación deseados y el resto del PLL se diseña para mantener la

² STREMLER, Ferrel G., "Introducción a los Sistemas de Comunicación", 3ª Edición., Addison-Wesley Iberoamericana., USA., 1993. pág.334

diferencia en el tiempo entre las señales de entrada lo más cerca posible de los puntos de operación, ya que las pendientes tienen características lineales cerca de los nulos.

Aunque las características del comparador de fase dependen de la diferencia de tiempo entre entradas, es conveniente usar una designación de fase tal que $\theta_i(t)$ es la fase de entrada y $\theta_f(t)$ la de retroalimentación. La diferencia de tiempo es $[\theta_i(t) - \theta_f(t)]$ y la tensión de salida del comparador $v_c(t)$ alrededor de un punto de operación es:

$$V_c(t) = k_c \cdot [\theta_i(t) - \theta_f(t)] \quad \text{Ec.2.224}$$

La constante de proporcionalidad k_c es el factor de ganancia del comparador de fase y tiene dimensiones de volt por radian. El análisis por medio de la Ecuación 2.224 se llama de PLL "linealizado".

El filtro de lazo controla la respuesta dinámica del PLL.

El oscilador controlado por tensión (VCO) genera una señal periódica de amplitud constante cuya frecuencia fundamental es proporcional a la tensión de entrada. Si w_f es la frecuencia instantánea con respecto a la fundamental, se tiene:

$$w_f(t) = k_f \cdot v_o(t) \quad \text{Ec.2.225}$$

donde la tensión $v_o(t)$ es la salida del filtro de lazo (Figura 2-133). La constante k_f tiene dimensiones de radianes por segundo por voltio. Entonces, la fase del VCO es, dentro de una constante arbitraria.

$$\theta_f(t) = k_f \int_0^t v_o(\xi) d\xi \quad \text{Ec.2.226}$$

La ecuación 2.224 y 2.226 describen la respuesta dinámica del PLL. Los parámetros controladores son los factores de ganancia del lazo k_c , k_f y los parámetros del filtro del lazo.

Diferenciando la Ecuación 2.226, se obtiene:

$$v_o(t) = \frac{1}{k_f} \frac{d\theta_f}{dt} \quad \text{Ec.2.227}$$

Si la ganancia del lazo es alta, $[\theta_i(t) - \theta_r(t)]$ es pequeño, $\theta_i(t) \approx \theta_r(t)$ y la Ecuación 2.227 establece que la tensión de salida es proporcional a la frecuencia instantánea de la entrada referida a la portadora. Por tanto, el PLL efectúa la demodulación deseada de la señal FM de entrada.

CAPITULO 3.

CONTENIDO DEL MODULO DE DISEÑO Y SIMULACION

3.1. INTRODUCCION

En este capítulo se incluyen los diseños de los circuitos utilizados en el módulo de Diseño y Simulación, así se tiene:

- Modulador de Amplitud: Modulación por Base
- Modulador de Amplitud: Modulación por Emisor
- Modulador de Amplitud: Modulación por Colector
- Demodulador A.M.: Detector de Envolverte Pico
- Demodulador A.M.: Detector de Envolverte Promedio
- Modulador F.M.: Con Diodo Varactor
- Demodulador F.M.: Detector de Envolverte

3.1.1. MODULADOR DE AMPLITUD: MODULACIÓN POR BASE

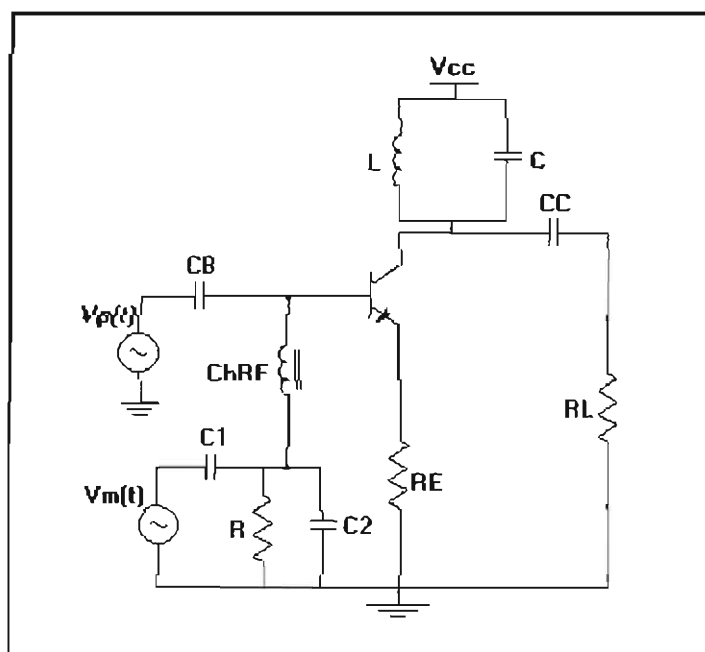


Figura 3.1.- Modulador de Amplitud por Base

Para el diseño de este circuito (Figura 3-1), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de entrada para la señal de portadora**

A = ganancia de voltaje [adimensional]

Y_m = Voltaje de entrada [Voltios]

f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

- **Datos de entrada para el circuito**

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

m = índice de modulación [adimensional]

Q = factor de calidad del circuito [adimensional]

- **Datos de entrada para la señal modulante**

f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

- **Datos de entrada para el transistor**

h_o = Admitancia de salida [ohmios]

C_{ob} = Capacitancia parásita de la juntura Base-Colector [Faradios]

β = Factor de amplificación de corriente directa de emisor común [adimensional]

DISEÑO:

Como se muestra en la Figura 3.2, con los valores de los voltajes picos máximos se calcula el voltaje de polarización V_{CC}

$$V_{CC} = Y_{Om} + V_{act} + \frac{Y_{Om}}{A} \quad \text{Ec.3.1}$$

$$V_{CC} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) \cdot Y_{Om} + V_{act} \quad \text{Ec.3.2}$$

Donde:

Y_{om} = amplitud máxima de la señal modulada [voltios]

V_{act} = voltaje que garantiza que la operación del transistor esté en la región activa

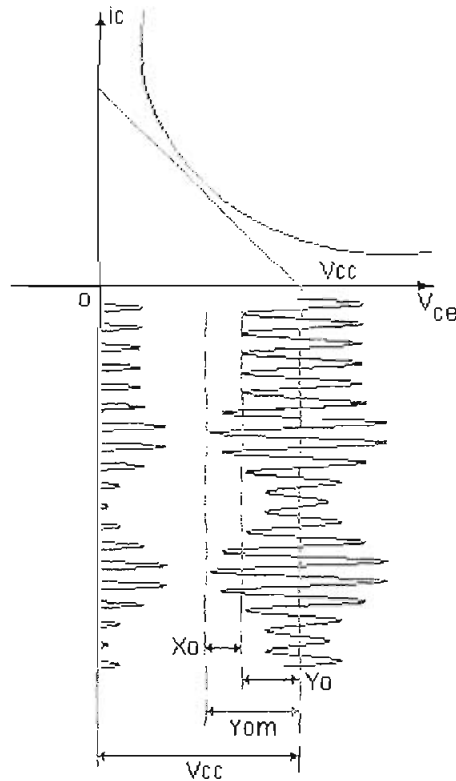


Figura 3.2. Análisis para señal modulada

El índice de modulación "m" está dado por:

$$m = \frac{X_o}{Y_o} = \frac{Y_{om} - Y_o}{Y_o} \quad \text{Ec.3.3}$$

Donde:

X_o = señal modulante (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

Y_o = señal portadora (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

Y_{om} = señal modulada (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

De la Ecuación (3.3), se tiene que:

$$Y_{Om} = m \cdot Y_o + Y_o \quad \text{Ec.3.4}$$

$$Y_{Om} = (1 + m) \cdot Y_o \quad \text{Ec.3.5}$$

La señal de salida de la señal portadora está dada por:

$$Y_o = A \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.6}$$

Siendo la señal de entrada de portadora que se amplifica para producir Y_o :

$$Y'_{in} = Y_{in} - V_{JBE} \quad \text{Ec.3.7}$$

de donde la señal de salida es:

$$Y_o = A \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.8}$$

La señal modulante viene dada por :

$$(Y'_{in} + X_{in}) \cdot A = Y_{Om} \quad \text{Ec.3.9}$$

$$(Y'_{in} + X_{in}) \cdot A = (1 + m) \cdot Y_o \quad \text{Ec.3.10}$$

$$(Y'_{in} + X_{in}) \cdot A = (1 + m) \cdot A \cdot Y'_{in} \quad \text{Ec.3.11}$$

$$(Y'_{in} + X_{in}) = (1 + m) \cdot Y'_{in} \quad \text{Ec.3.12}$$

por lo tanto se tiene que:

$$X_{in} = m \cdot Y'_{in} \quad \text{Ec.3.13}$$

$$X_{in} = m \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.14}$$

reemplazando el valor de la juntura base emisor:

$$X_m = m \cdot (Y_m - 0.6) \quad \text{Ec.3.15}$$

el factor de calidad Q , está dado por:

$$Q = \frac{R_{eq}}{X_L} \quad \text{Ec.3.16}$$

La resistencia equivalente resulta del análisis del circuito equivalente correspondiente Figura 3.3:

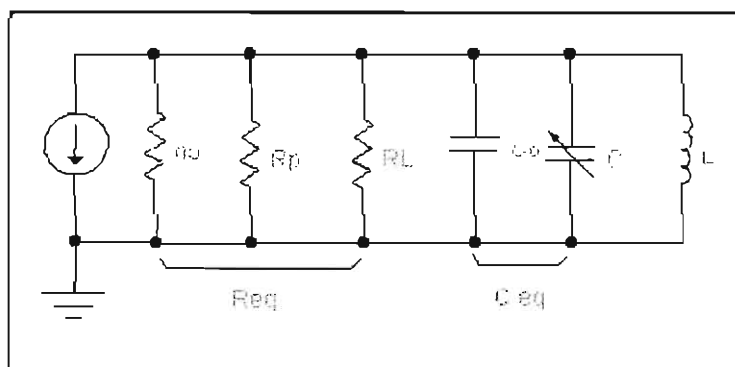


Figura 3.3.- Circuito Equivalente de salida para el Modulador de Amplitud por Base

Siendo esta:

$$R_{eq} = h_o // R_p // R_L \quad \text{Ec.3.17}$$

El paralelo $h_o // R_p$ debe ser mucho mayor que R_L para minimizar las pérdidas en la bobina, entonces:

$$h_o // R_p \gg R_L \quad \text{Ec.3.18}$$

En este punto existen dos alternativas: si h_o es dato de entrada se determinará R_p como:

$$\left(\frac{1}{R_p} \right)^{-1} = \left(\frac{1}{10 \cdot R_L} - \frac{1}{h_o} \right)^{-1} \quad \text{Ec.3.19}$$

caso contrario si h_o no es dato de entrada se determinará R_p como :

$$R_p \geq 10 \cdot R_L \quad \text{Ec.3.20}$$

en donde se asume que $h_o = \infty$ (infinito), además se tiene que:

$$Q_b \geq \frac{R_p}{X_L} \quad \text{Ec.3.21}$$

en cualquiera de los casos el valor de L viene dado por:

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_T} \quad \text{Ec.3.22}$$

con la frecuencia de la portadora f_y :

$$f_y = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad \text{Ec.3.23}$$

se encuentra el valor de C_{eq} , que además es igual a:

$$C_{eq} = C + C_o \quad \text{Ec.3.24}$$

Por el teorema de Miller se tiene que el valor de la capacitancia parásita a la salida es:

$$C_o = \left(\frac{A-1}{A} \right) \cdot C_{ob} \quad \text{Ec.3.25}$$

con lo que a partir de la Ecuación 3.24, se puede calcular el valor del capacitor C .

La reactancia del capacitor de colector debe ser cortocircuito para la frecuencia de portadora, entonces:

$$X_{cc} \ll R_L \quad \text{Ec.3.26}$$

por lo tanto el valor del capacitor de colector es :

$$C \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot R_L} \quad \text{Ec.3.27}$$

La corriente de salida pico está dada por la siguiente ecuación:

$$i_{OP} = \frac{Y_O}{R_{eq}} \quad \text{Ec.3.28}$$

La corriente media correspondiente es:

$$I_{Emed} = \frac{i_{OP}}{\pi} \quad \text{Ec.3.29}$$

Así la resistencia dinámica del circuito está dada por:

$$re = \frac{25mV}{I_{Emed}} \quad \text{Ec.3.30}$$

Luego se calcula el valor de la resistencia R_E para cumplir con el valor de la ganancia, siendo:

$$R_E = \frac{R_{eq}}{A} - re \quad \text{Ec.3.31}$$

Con los datos de entrada del transistor, se puede calcular el límite máximo de baja frecuencia:

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta} \quad \text{Ec.3.32}$$

Que sirve para hacer la comparación con la frecuencia de trabajo " f_y " y utilizar un beta adecuado con el que se pueda diseñando el circuito, así:

- Si $f_y < f_\beta \Rightarrow$ se utiliza β (beta de baja frecuencia)
- Si $f_y \geq f_\beta \Rightarrow$ se utiliza $\beta_o = \frac{f_T}{f_y}$ (beta de alta frecuencia)

Dependiendo del beta de trabajo (β o β_o), la impedancia de entrada al transistor viene dada por:

$$Z_{inT} = (\beta + 1) \cdot (re + R_E) \quad \text{ó} \quad Z_{inT} = (\beta_o + 1) \cdot (re + R_E) \quad \text{Ec.3.33}$$

El valor de la reactancia correspondiente al capacitor de base debe ser mucho menor que la impedancia de entrada, para que toda la señal de entrada ingrese al circuito, así:

$$X_{CB} \ll Z_{inT} \quad \text{Ec.3.34}$$

con lo que se obtiene el valor del capacitor de base, que debe ser:

$$C_B \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_Y \cdot Z_{inT}} \quad \text{Ec.3.35}$$

El valor de la reactancia correspondiente a la inductancia del choque, debe ser mucho mayor que la impedancia de entrada, para que toda la señal de entrada ingrese a la base del transistor, así:

$$X_{ChRF} \gg Z_{inT} \quad \text{Ec.3.36}$$

con lo que se obtiene el valor del capacitor de base, que debe ser:

$$Ch_{RF} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_Y \cdot Z_{inT} \cdot 10} \quad \text{Ec.3.37}$$

el valor del capacitor C_2 debe cumplir que:

$$X_{C2} \ll X_{ChRF} \quad \text{Ec.3.38}$$

siendo así:

$$C_2 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_Y \cdot X_{ChRF}} \quad \text{Ec.3.39}$$

la resistencia R debe cumplir:

$$R \gg X_{C_2} \quad \text{Ec. 3.40}$$

Con lo que se garantiza que la señal de portadora que llegue a este terminal se vaya a tierra a través del Capacitor C_2 .

Por último la reactancia correspondiente al capacitor C_1 debe cumplir:

$$X_{C_1} \ll R // Z_{inT} \quad \text{Ec.3.41}$$

Con lo que se puede calcular el capacitor C_1 .

$$C_1 \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_x \cdot X_{C_1}} \quad \text{Ec.3.42}$$

3.1.2. MODULADOR DE AMPLITUD POR EMISOR

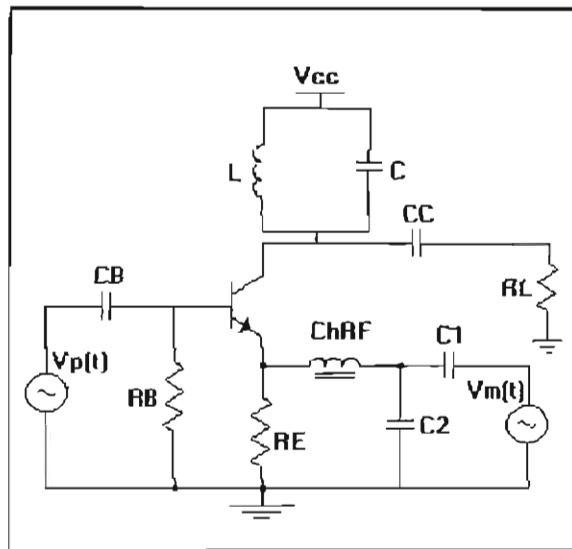


Figura 3.4.- Modulador de Amplitud por Emisor

Para el diseño de este circuito (Figura 3.4), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de entrada para la señal de portadora**
 - A = ganancia de voltaje [adimensional]
 - V_m = Voltaje de entrada [Voltios]
 - f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

- **Datos de entrada para el circuito**
 - R_L = Resistencia de carga [ohmios]
 - m = factor de modulación [adimensional]
 - Q = factor de calidad [adimensional]

- **Datos de entrada para la señal modulante**
 - f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

- **Datos de entrada para el transistor**
 - h_o = Admitancia de salida [ohmios]

C_{ob} = Capacitancia parásita de la juntura Base Collector [Faradios]

β = Factor de amplificación de corriente directa de emisor común
[adimensional]

DISEÑO:

De acuerdo con la Figura 3.5, el índice de modulación "m" está dado por:

$$m = \frac{X_o}{Y_o} = \frac{Y_{Om} - Y_o}{Y_o} \quad \text{Ec.3.43}$$

Donde:

X_o = señal modulante (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

Y_o = señal portadora (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

Y_{om} = señal modulada (amplitud máxima) a la salida del modulador [voltios]

De la Ecuación (3.43), se tiene que:

$$Y_{Om} = m \cdot Y_o + Y_o \quad \text{Ec.3.44}$$

$$Y_{Om} = (1 + m) \cdot Y_o \quad \text{Ec.3.45}$$

Como se muestra en la Figura 3.5, con los valores de los voltajes picos máximos se calcula el voltaje de polarización V_{cc}

$$V_{CC} = Y_{Om} + V_{act} + \frac{Y_{Om}}{A} \quad \text{Ec.3.46}$$

$$V_{CC} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) \cdot Y_{Om} + V_{act} \quad \text{Ec.3.47}$$

Donde:

Y_{om} = amplitud máxima de la señal modulada [voltios]

V_{act} = voltaje que garantiza que la operación del transistor esté en la región activa.

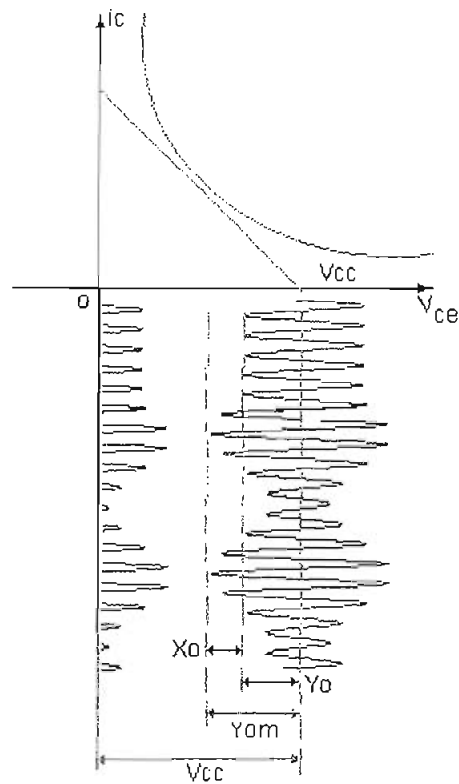


Figura 3.5. Análisis para señal modulada

La señal de salida de la señal portadora está dada por:

$$Y_O = A \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.48}$$

Siendo la señal de entrada de portadora que se amplifica para producir Y_O :

$$Y'_{in} = Y_m - V_{JBE} \quad \text{Ec.3.49}$$

La señal modulante viene dada por :

$$(Y'_{in} + X_m) \cdot A = Y_{Om} \quad \text{Ec.3.50}$$

$$(Y'_{in} + X_m) \cdot A = (1 + m) \cdot Y_O \quad \text{Ec.3.51}$$

$$(Y'_{in} + X_m) \cdot A = (1 + m) \cdot A \cdot Y'_m \quad \text{Ec.3.52}$$

$$(Y'_{in} + X_{in}) = (1 + m) \cdot Y'_{in} \quad \text{Ec.3.53}$$

por lo tanto se tiene que:

$$X_{in} = m \cdot Y'_{in} \quad \text{Ec.3.54}$$

$$X_{in} = m \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.55}$$

reemplazando el valor de la juntura base emisor:

$$X_{in} = m \cdot (Y_{in} - 0.6) \quad \text{Ec.3.56}$$

el factor de calidad Q del circuito, está dado por:

$$Q = \frac{R_{eq}}{X_L} \quad \text{Ec.3.57}$$

La resistencia equivalente resulta del análisis del circuito equivalente correspondiente Figura 3.6:

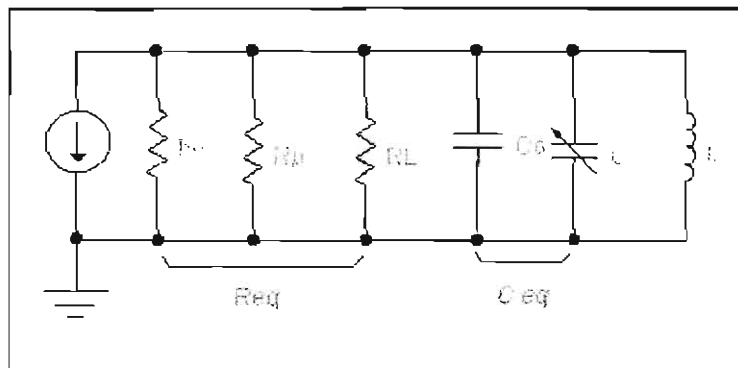


Figura 3.6.- Circuito Equivalente de salida para el Modulador de Amplitud por Emisor

Siendo esta:

$$R_{eq} = h_o // R_p // R_L \quad \text{Ec.3.58}$$

El paralelo $h_o // R_p$ debe ser mucho mayor que R_L para minimizar las pérdidas en la bobina, entonces:

$$h_o // R_p \gg R_L \quad \text{Ec.3.59}$$

En este punto existen dos alternativas: si h_o es dato de entrada se determinará R_p como :

$$\left(\frac{1}{R_p}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{10 \cdot R_L} - \frac{1}{h_o}\right)^{-1} \quad \text{Ec.3.60}$$

caso contrario si h_o no es dato de entrada se determinará R_p como :

$$R_p \geq 10 \cdot R_L \quad \text{Ec.3.61}$$

en donde se asume que $h_o = \infty$ (infinito), además se tiene que:

$$Q_b \geq \frac{R_p}{X_L} \quad \text{Ec.3.62}$$

en cualquiera de los casos el valor de L viene dado por:

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_r} \quad \text{Ec.3.63}$$

con la frecuencia de la portadora f_r :

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad \text{Ec.3.64}$$

se encuentra el valor de C_{eq} , que además es igual a:

$$C_{eq} = C + C_o \quad \text{Ec.3.65}$$

Por el teorema de Miller se tiene que el valor de la capacitancia parásita a la salida es:

$$C_o = \left(\frac{A-1}{A} \right) \cdot C_{ob} \quad \text{Ec.3.66}$$

con lo que a partir de la Ecuación 3.65, se puede calcular el valor del capacitor C .

La reactancia del capacitor de colector debe ser cortocircuito a la frecuencia de portadora, entonces:

$$X_{cc} \ll R_L \quad \text{Ec.3.67}$$

por lo tanto el valor del capacitor de colector es :

$$C \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_c \cdot R_L} \quad \text{Ec.3.68}$$

La corriente de salida pico está dada por la siguiente ecuación:

$$i_{OP} = \frac{Y_o}{R_{eq}} \quad \text{Ec.3.69}$$

La corriente media correspondiente es:

$$I_{Emed} = \frac{i_{OP}}{\pi} \quad \text{Ec.3.70}$$

Así la resistencia dinámica del circuito está dada por:

$$r_e = \frac{25mV}{I_{Emed}} \quad \text{Ec.3.71}$$

Luego se calcula el valor de la resistencia R_E para cumplir con el valor de la ganancia, siendo:

$$R_E = \frac{R_{oq}}{A} - r_e \quad \text{Ec.3.72}$$

Con los datos de entrada del transistor, se puede calcular el límite máximo de baja frecuencia:

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta} \quad \text{Ec.3.73}$$

Que sirve para hacer la comparación con la frecuencia de trabajo "f_y" y utilizar un beta adecuado con el que se pueda diseñando el circuito, así:

- Si $f_y < f_{\beta} \Rightarrow$ se utiliza β (beta de baja frecuencia)
- Si $f_y \geq f_{\beta} \Rightarrow$ se utiliza $\beta_o = \frac{f_T}{f_y}$ (beta de alta frecuencia)

Dependiendo del beta de trabajo (β o β_o), la impedancia de entrada al transistor viene dada por:

$$Z_{inT} = (\beta + 1) \cdot (r_e + R_E) \quad \text{ó} \quad Z_{inT} = (\beta_o + 1) \cdot (r_e + R_E) \quad \text{Ec.3.74}$$

El valor de la resistencia de base R_B se determina de acuerdo con:

$$R_B \gg Z_{inT} \quad \text{Ec.3.75}$$

Con lo que se puede calcular la impedancia de entrada al circuito:

$$Z_{in} = R_B // Z_{inT} \quad \text{Ec.3.76}$$

El valor de la reactancia correspondiente al capacitor de base debe ser mucho menor que la impedancia de entrada, para que toda la señal de entrada ingrese al circuito, así:

$$X_{CB} \ll Z_{in} \quad \text{Ec.3.77}$$

con lo que se obtiene el valor del capacitor de base, que debe ser:

$$C_B \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot Z_{in}} \quad \text{Ec.3.78}$$

El valor de la reactancia (evaluada a la frecuencia de portadora) correspondiente a la inductancia del choque, debe ser mucho mayor que la resistencia de emisor, para que la señal de entrada de portadora permanezca en el emisor del transistor, así:

$$X_{ChRF} \gg R_E \quad \text{Ec.3.79}$$

con lo que se obtiene el valor del choque para RF, así:

$$ChRF \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot X_{ChRF}} \quad \text{Ec.3.80}$$

el valor del capacitor C_2 debe cumplir que:

$$X_{C2} \ll X_{ChRF} \quad @ f_y \quad \text{Ec.3.81}$$

siendo así:

$$C_2 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot X_{ChRF}} \quad \text{Ec.3.82}$$

Por último la reactancia correspondiente al capacitor C_1 debe cumplir:

$$X_{C1} \ll RE // \left(re + \frac{RB}{\beta} \right) \quad @ f_x \quad \text{Ec.3.83}$$

Con lo que se puede calcular el capacitor C_1 :

$$C_1 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_x \cdot X_{C1}} \quad \text{Ec.3.84}$$

3.1.3. MODULADOR DE AMPLITUD POR COLECTOR

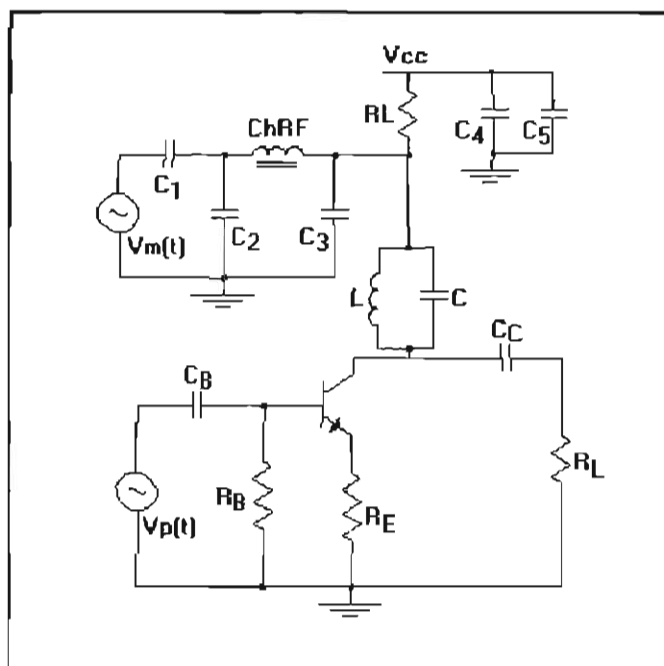


Figura 3.7.- Modulador de Amplitud por Colector

Para el diseño de este circuito (Figura 3.7), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de entrada para la señal de portadora**

A = ganancia de voltaje [adimensional]

V_{in} = Voltaje de entrada [Voltios]

f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

- **Datos de entrada para el circuito**

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

m = factor de modulación [adimensional]

Q = factor de calidad del circuito [adimensional]

- **Datos de entrada para la señal modulante**

f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

- **Datos de entrada para el transistor**

h_o = Admitancia de salida [ohmios]

C_{ob} = Capacitancia parásita de la juntura Base Collector [Faradios]

β = Factor de amplificación de corriente directa de emisor común
[adimensional]

f_T = Frecuencia a la que la ganancia de corriente es igual a 1.

DISEÑO:

De acuerdo con la Figura 3.5, el voltaje a la salida está dado por :

$$Y_o = A \cdot (Y_{in} - V_{JBE}) \quad \text{Ec.3.85}$$

siendo el voltaje de salida máximo

$$Y_{om} = (1 + m) \cdot Y_o \quad \text{Ec.3.86}$$

por tanto el voltaje de polarización V_{cc} :

$$V_{cc} = \left(1 + \frac{1}{A}\right) \cdot Y_{om} + V_{act} \quad \text{Ec.3.87}$$

De acuerdo con el tipo de configuración (modulación por colector) se tiene que la señal modulante que ingresa en colector es la misma señal de salida, entonces:

$$X_{in} = X_o \quad \text{Ec.3.88}$$

donde:

$$X_o = m \cdot Y_o \quad \text{Ec.3.89}$$

para que el circuito no dependa de las pérdidas en la bobina L , se debe cumplir que:

$$h_o // R_p \gg R_L \quad \text{Ec.3.90}$$

Siendo:

$$R_{eq} = h_o // R_p // R_L \quad \text{Ec.3.91}$$

El factor de calidad de la bobina viene dado por:

$$Q_b \geq \frac{R_p}{X_L} \quad \text{Ec.3.92}$$

Con lo que el valor de L es:

$$L = \frac{X_L}{2 \cdot \pi \cdot f_y} \quad \text{Ec.3.93}$$

por el teorema de Miller se tiene que el valor de la capacitancia parásita a la salida es:

$$C_o = \left(\frac{A-1}{A} \right) \cdot C_{ob} \quad \text{Ec.3.94}$$

de donde se obtiene el valor de : C_o

$$\text{Con la frecuencia de la portadora } f_y: f_y = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{eq}}} \quad \text{Ec.3.95}$$

Se encuentra el valor de C_{eq} , que además es igual a : $C_{eq} = C + C_o$ Ec.3.96

con lo que se puede calcular el valor del capacitor C , así:

$$C = C_{eq} - C_o \quad \text{Ec.3.97}$$

La reactancia del capacitor de colector debe ser mucho menor que la resistencia de carga para que toda la señal pase hacia la carga, así

$$X_{cc} \ll R_L \quad \text{Ec.3.98}$$

por lo tanto el valor del capacitor de colector es:

$$C_c = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot R_L} \quad \text{Ec.3.99}$$

La corriente de salida pico está dada por la siguiente ecuación:

$$i_{OP} = \frac{Y_o}{R_{eq}} \quad \text{Ec.3.100}$$

la corriente media correspondiente es:

$$I_{Emed} = \frac{i_{OP}}{\pi} \quad \text{Ec.3.101}$$

así la resistencia dinámica del circuito está dada por:

$$re = \frac{25mV}{I_{Emed}} \quad \text{Ec.3.102}$$

luego se calcula el valor de la resistencia R_E para cumplir con el valor de la ganancia, siendo :

$$R_E = \frac{R_{eq}}{A} - re$$

Con los datos de entrada se puede calcular el límite máximo de baja frecuencia:

$$f_\beta = \frac{f_T}{\beta} \quad \text{Ec.3.103}$$

Que sirve para hacer la comparación con la frecuencia de trabajo " f_y " y utilizar un beta adecuado con el que se pueda trabajar, así:

- Si $f_y < f_\beta \Rightarrow$ se utiliza β (beta de baja frecuencia)
- Si $f_y \geq f_\beta \Rightarrow$ se utiliza $\beta_o = \frac{f_T}{f_y}$ (beta de alta frecuencia)

Dependiendo del beta de trabajo (β o β_o), la impedancia de entrada al transistor viene dada por:

$$Z_{inT} = (\beta + 1) \cdot (re + R_E) \quad \text{ó} \quad Z_{inT} = (\beta_o + 1) \cdot (re + R_E) \quad \text{Ec.3.104}$$

El valor de la resistencia de base debe ser mucho mayor que la impedancia de entrada, para que no tener la base flotante así:

$$R_B \gg Z_{inT} \quad \text{Ec.3.105}$$

con lo que se calcula el valor de R_B , además la impedancia de entrada al circuito está dada por:

$$Z_{in} = R_B // Z_{inT} \quad \text{Ec.3.106}$$

Así la reactancia capacitiva de la base debe ser:

$$X_{CB} \ll Z_{in} \quad \text{Ec.3.107}$$

con lo que se obtiene el valor del capacitor de base, que debe ser:

$$C_B \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_Y \cdot Z_{inT}} \quad \text{Ec.3.108}$$

El valor de la reactancia correspondiente al capacitor C_3 , debe ser mucho mayor que la resistencia de carga, para que toda la señal de entrada vaya al circuito, así:

$$X_{C3} \ll R_L \quad \text{Ec.3.109}$$

luego el valor de C_3 está dado por: $C_3 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_Y \cdot R_L}$ Ec.3.110

El valor de la reactancia correspondiente a la inductancia del choque, debe ser mucho mayor que la capacitancia de C_3 de entrada, para que toda la señal de entrada vaya al circuito, así:

$$X_{Ch} \gg X_{C3} \quad \text{Ec.3.111}$$

con lo que se obtiene el valor del capacitor de base, que debe ser:

$$ChRF \geq \frac{X_{Ch}}{2 \cdot \pi \cdot f_Y} \quad \text{Ec.3.112}$$

el valor del capacitor C_2 debe cumplir que:

$$X_{C2} \ll X_{Ch} \quad \text{Ec.3.113}$$

siendo así: $C_2 \geq \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot f_y \cdot X_{ch}}$ Ec.3.114

se asume R_c de tal valor que no cargue al generador de la señal modulante:

$$R_c \gg X_{c1}$$

con lo que se puede calcular el capacitor C_1 ; C_4 y C_5 se asumen tal que V_{cc} esté a tierra tanto para f_x como para f_y .

3.1.4. DEMODULADOR AM: DETECTOR DE ENVOLVENTE PICO

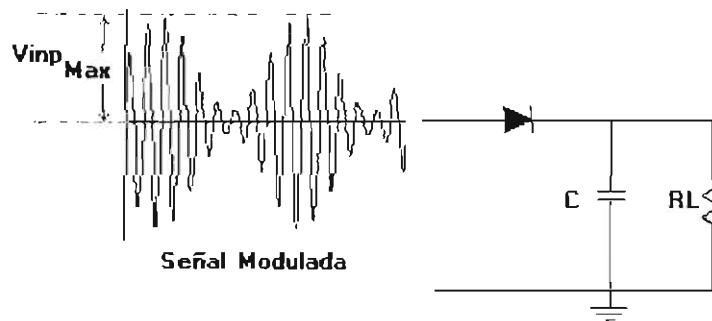


Figura 3.8. - Demodulador AM: Detector de Envolvente pico

Para el diseño de este circuito (Figura 3.8), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de entrada**

$V_{inp_{max}}$ = Voltaje de entrada máximo [Voltios]

f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

m = Índice de modulación [adimensional]

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

DISEÑO:

De acuerdo con la teoría, se tienen dos alternativas:

$$X_C \ll R_L \quad @ \quad f_c, \text{ es decir } R_L \cdot C \gg 1 / \omega_c \quad \text{Ec.3.115}$$

y,

$$X_C \gg R_L \quad @ \quad f_m, \text{ es decir } R_L \cdot C \ll 1 / \omega_m \quad \text{Ec.3.116}$$

Entonces, se ha utilizado la segunda opción:

$$C = [1 / (2 * \pi * f_m * R_L)] / 10 \quad \text{Ec.3.117}$$

3.1.5. DEMODULADOR AM: DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO

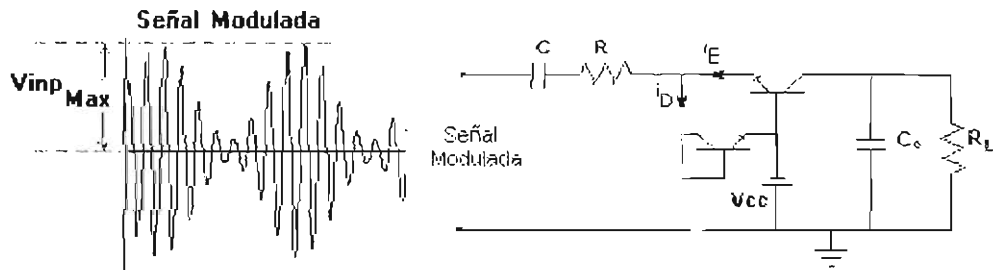


Figura 3.9. - Demodulador AM: Detector de Envolvente Promedio

Para el diseño de este circuito (Figura 3.9), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de entrada**

$V_{inp_{max}}$ = Voltaje de entrada máximo [Voltios] (debe ser mayor que 0.6V.)

f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

m = Índice de modulación [adimensional]

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

En este diseño se asume transistores de Germanio:

Obs: Para diodos de germanio ($I_s = 2E-7[A]$)

Para diodos de silicio ($I_s = 2E-12[A]$)

DISEÑO:

El voltaje pico de portadora mínimo que se puede utilizar es:

$$V_c \geq \frac{4V_o}{1-m}$$

Ec.3.118

donde:

$$V_o = \frac{k.T}{q} \left[5 - \ln \left(\frac{q}{kT} \cdot R \cdot I_s \right) \right] \quad \text{Ec}^{1.3.119}$$

k = constante de Boltzmann = $1.38\text{E-}23$ [J / °K]

T = temperatura ambiente (25°C)

q = carga elemental = $1.6021\text{E-}19$ C

R_1 = resistencia (Figura 3.9)

I_s = corriente de saturación inversa (diodo)

V_{cc} se selecciona para evitar que el transistor entre en saturación:

$$\text{abs}(V_{cc}) \geq \text{abs}(2.V_c + 0.6 + V_{act}) \quad \text{Ec.3.120}$$

El menor valor de $v_o(t)$ (asumiendo $\alpha = 1$) para evitar saturación debe ser mayor que $(V_{cc} + V_{act})$, por lo que se tiene para valores máximos:

$$\frac{R_o}{R} \left[-\frac{V_c}{\pi} (1 + m) + \frac{V_o}{2} \right] \geq -\text{abs}(V_{cc} + V_{act}) \quad \text{Ec}^2.3.121$$

de la Ecuación 3.121, se obtiene el valor de R_o :

$$R_o \leq \frac{-\text{abs}(V_{cc} + V_{act}) \cdot R}{\left[-\frac{V_c}{\pi} (1 + m) + \frac{V_o}{2} \right]} \quad \text{Ec.3.122}$$

Note que debe cumplirse:

$$R_L < R_o \quad \text{Ec.3.123}$$

Además:

$$\frac{1}{R_o \cdot C_o} = w_o \geq w_m \quad \text{Ec.3.124}$$

¹ Ing. Patricio Rosero. Comunicación Analógica. Apuntes de Clase. 1998.

² Ing. Patricio Rosero. Comunicación Analógica. Apuntes de Clase. 1998.

donde:

ω_o = es la frecuencia de corte del filtro $R_o//C_o$.

ω_m = componente máxima de frecuencia de la señal modulante.

De la Ecuación 3.123, se obtiene el valor de C_o , que es igual a:

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot \omega_o} \quad \text{Ec.3.125}$$

Para calcular el valor de C , (a la frecuencia de portadora) se debe cumplir que:

$X_c \ll R$, con lo que:

$$C > \frac{10}{\omega_c \cdot R} \quad \text{Ec.3.126}$$

donde: $\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c$, y f_c es la frecuencia de portadora.

3.1.6. MODULADOR DE FRECUENCIA: CON DIODO VARACTOR

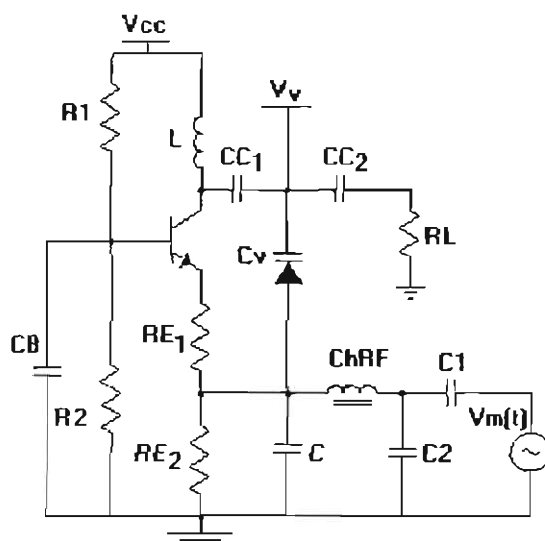


Figura 3.10.- Modulador de Frecuencia: Con diodo varactor

Para el diseño de este circuito (Figura 3.10), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de Entrada del Circuito**

A = ganancia de voltaje [adimensional]

V_v = Voltaje de salida de la señal portadora [Voltios]

f_p = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

f_m = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

BW = ancho de banda del circuito

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

- **Datos de entrada para el transistor**

h_o = Admitancia de salida [ohmios]

C_{ob} = Capacitancia parásita de la juntura Base Collector [Faradios]

β = Factor de amplificación de corriente directa de emisor común
[adimensional]

f_T = Frecuencia a la que la ganancia de corriente es igual a 1.

DISEÑO:

Se diseña el oscilador, para que trabaje en estado estable con la capacitancia del diodo varactor fija. La resistencia equivalente resulta del análisis del circuito equivalente correspondiente Figura 3.11:

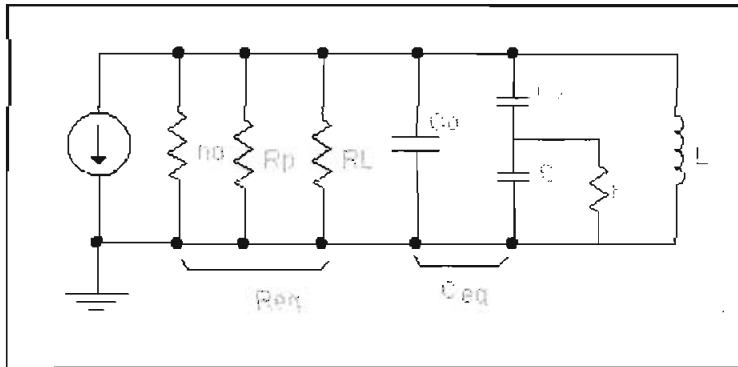


Figura 3.11.- Circuito Equivalente de salida para el oscilador.

Siendo esta:

$$R_{eq} = h_o // R_p // R_L \tag{Ec.3.127}$$

El paralelo $h_o // R_p$ debe ser mucho mayor que R_L para minimizar las pérdidas en la bobina, entonces:

$$h_o // R_p \gg R_L \tag{Ec.3.128}$$

En este punto existen dos alternativas: si h_o es dato de entrada se determinará R_p como :

$$\left(\frac{1}{R_p}\right)^{-1} = \left(\frac{1}{10 \cdot R_L} - \frac{1}{h_o}\right)^{-1} \tag{Ec.3.129}$$

caso contrario si h_o no es dato de entrada (se asume $h_o = \infty$) y se determina R_p como :

$$R_p \geq 10 \cdot R_L \tag{Ec.3.130}$$

Además se tiene que:

$$R_{E1} + r_e = R_{eq} / A \tag{Ec.3.131}$$

A partir de:

$$r_e + R_{E1} = R_{eq} / A \quad \text{Ec.3.131.a}$$

Para que el circuito tenga estabilidad con respecto a la ganancia:

$$r_e \ll r_e + R_{E1} \quad \text{Ec.3.131.b}$$

Además para que no exista recorte, se debe cumplir que corriente de salida pico:

$$i_{op} = \frac{v_{op}}{R_{eq}} \quad \text{Ec.3.132}$$

Debido a la Ecuación 3.131.b, la corriente de emisor (prima) esta dada por:

$$i_E' > \frac{0.025}{(r_e + R_{E1}) / 10} \quad \text{Ec.3.133}$$

La corriente de emisor real debe ser mayor que cualquiera de las anteriores (Ec.3.132 y Ec.3.133), con lo que:

$$I_E > i_{op} \quad \text{o} \quad I_E > I_E' \quad \text{Ec.3.134}$$

La resistencia dinámica se la obtiene con la corriente de emisor I_E , así:

$$r_e = 0.025 / I_E \quad \text{Ec.3.135}$$

De la Ecuación 3.131.a., se obtiene el valor de R_{E1} :

$$R_{E1} = R_{eq} / A - r_e \quad \text{Ec.3.136}$$

Con los datos de entrada del transistor, se puede calcular el límite máximo de baja frecuencia:

$$f_{\beta} = \frac{f_T}{\beta} \quad \text{Ec.3.137}$$

Que sirve para hacer la comparación con la frecuencia de trabajo "fy" y utilizar un beta adecuado con el que se pueda seguir diseñando el circuito, así:

- Si $f_y < f_{\beta} \Rightarrow$ se utiliza β (beta de baja frecuencia)
- Si $f_y \geq f_{\beta} \Rightarrow$ se utiliza $\beta_o = \frac{f_T}{f_y}$ (beta de alta frecuencia)

Dependiendo del beta de trabajo (β o β_o), la corriente en la base del transistor viene dada por:

$$I_B = I_E / \beta \quad \text{Ec.3.138}$$

La corriente que circula por R_2 es:

$$I_2 = 10 * I_B \quad \text{Ec.3.139}$$

La corriente que circula por R_1 es:

$$I_1 = I_2 + I_B \quad \text{Ec.3.140}$$

Además, para que no se sature el transistor, el voltaje colector-emisor debe cumplir:

$$V_{CE} = V_{op} + V_{act} \quad \text{Ec.3.141}$$

Por estabilidad, el voltaje de emisor es:

$$V_E > 1 \quad \text{Ec.3.142}$$

Con lo que se puede calcular V_{CC} como:

$$V_{CC} = V_{CE} + V_E \quad \text{Ec.3.143}$$

El voltaje en la base viene dado por:

$$V_B = V_E + V_{BE} \quad \text{Ec.3.144}$$

Entonces, se puede calcular R_2 y R_1 como:

$$R_2 = V_B / I_2 \quad \text{Ec.3.145}$$

$$R_1 = (V_{CC} - V_B) / I_1 \quad \text{Ec.3.146}$$

Además, se conoce que:

$$R_{ET} = V_E / I_E \quad \text{Ec.3.147}$$

$$R_{E2} = R_{ET} - R_{E1} \quad \text{Ec.3.148}$$

La impedancia de entrada al circuito (configuración base común) está dada por:

$$R_{in} = 1 / ((1 / R_{E2}) + (1 / (r_e + R_{E1}))) \quad \text{Ec.3.149}$$

Con lo que:

$$X_C = R_{in} / 10 \quad \text{Ec.3.150}$$

De donde:

$$C = 1 / [2\pi \cdot f_y \cdot X_C] \quad \text{Ec.3.151}$$

Como condición de oscilación, se tiene:

$$C_v = C / (A - 1) \quad \text{Ec.3.152}$$

El voltaje en RE2, está dado por:

$$V_{RE2} = I_E \cdot R_{E2} \quad \text{Ec.3.153}$$

Con lo cual, el voltaje de polarización del diodo varactor es:

$$V_v = V_{RE2} + V_r \quad \text{Ec.3.154}$$

Donde: V_r es el voltaje correspondiente a la capacitancia del diodo varactor (C_v).

Por el teorema de Miller se tiene que el valor de la capacitancia parásita a la salida es:

$$C_o = \left(\frac{A - 1}{A} \right) \cdot C_{ob} \quad \text{Ec.3.25}$$

Entonces, la capacitancia equivalente esta dada por:

$$C_{eq} = [(C_v \cdot C) / (C_v + C)] + C_o \quad \text{Ec.3.156}$$

La inductancia L se la obtiene como:

$$L = 1 / [C_{eq} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_y)^2] \quad \text{Ec.3.157}$$

Debido a que existe una variación de frecuencia, se calcula una nueva capacitancia equivalente debido a esta variación como:

$$C_{eq'} = 1 / ([2\pi \cdot (f_p + BW/2)]^2 \cdot L) \quad \text{Ec.3.158}$$

Donde BW es el ancho de banda.

Ahora, se tiene que C_v en serie con C es:

$$C_{v \text{ serie } C} = C_{eq'} - C_o \quad \text{Ec.3.159}$$

Entonces:

$$C_v' = 1/[1/(C_{v \text{ serie } C}) - 1/C] \quad \text{Ec.3.160}$$

Con estos datos, se tiene el voltaje de entrada de la señal modulante como:

$$V_{inx} = \text{Abs}(V_r - V_r') \quad \text{Ec.3.161}$$

Donde: V_r' es el voltaje correspondiente a la capacitancia del diodo varactor (C_v').

La variación de capacitancia en el diodo varactor es:

$$\Delta C_v = (C_v - C_v') \quad \text{Ec.3.162}$$

La variación del voltaje en el diodo varactor es:

$$\Delta V_r = \text{Abs}(V_r - V_r') \quad \text{Ec.3.163}$$

Se tiene el paralelo entre R_1 y R_2 como:

$$R_1 // R_2 = R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) \quad \text{Ec.3.164}$$

Para el cálculo del capacitor de base se debe considerar que:

$$X_{CB} \ll R_1 // R_2 \quad \text{Ec.3.165}$$

$$X_{CB} \ll \beta(r_e + R_{E1}) \quad \text{Ec.3.166}$$

Con lo que un valor para el capacitor de base C_B es:

$$C_B > 1 / (2\pi \cdot f_p \cdot X_{CB}) \quad \text{Ec.3.167}$$

También se tiene que:

$$X_{CB} = \beta \cdot (r_e + R_{E1}) / 10 \quad \text{Ec.3.167.a}$$

Con el cual se tiene otro valor para el capacitor de base C_B :

$$C_B > 1 / (2\pi \cdot f_p \cdot X_{CB}) \quad \text{Ec.3.167.b}$$

C_B , se escoge el mayor entre la Ecuación 3.167, y la Ecuación 3.167.b.

Para el obtener el valor del ChRF, la reactancia inductiva del choque de RF, debe ser mucho mayor que la reactancia capacitiva de C, de este modo:

$$X_C = 1 / (2\pi \cdot f_y \cdot C) \quad \text{Ec.3.169}$$

y,

$$X_{ChRF} > 10 * X_C \quad \text{Ec.3.170}$$

Con lo que:

$$ChRF = X_{ChRF} / (2\pi \cdot f_y) \quad \text{Ec.3.171}$$

Entonces, también se tiene que:

$$X_{C2} = X_{ChRF} / 10 \quad \text{Ec.3.172}$$

De donde:

$$C_2 = 1 / (2\pi \cdot f_y \cdot X_{C2}) \quad \text{Ec.3.173}$$

La reactancia del capacitor C_1 , debe ser mucho menor que la impedancia de entrada vista en emisor para baja frecuencia, de tal manera que:

$$X_{C1} \ll R_{inBF} \quad \text{Ec.3.173a}$$

Siendo:

$$R_{inBF} = R_{E2} // (r_e + R_{E1}) \quad \text{Ec.3.173b}$$

Con lo que:

$$X_{C1} < R_{E2} // \frac{(r_e + R_{E1})}{10} \quad \text{Ec.3.174}$$

Entonces:

$$C_1 = 1 / (2\pi \cdot f_x \cdot X_{C1}) \quad \text{Ec.3.175}$$

Para el cálculo de los capacitores en colector, la reactancia capacitiva debe ser cortocircuito para la señal portadora que llegue a la carga, por tanto:

$$X_{CC1} < R_L / 10 \quad \text{Ec.3.176}$$

Con lo cual:

$$C_{C1} < 1 / (2\pi \cdot f_p \cdot X_{CC1}) \quad \text{Ec.3.177}$$

La misma consideración se la tiene para C_{C2} por lo que:

$$C_{C2} = C_{C1} \quad \text{Ec.3.178}$$

3.1.6. DEMODULADOR DE FRECUENCIA: DETECTOR DE ENVOLVENTE PROMEDIO

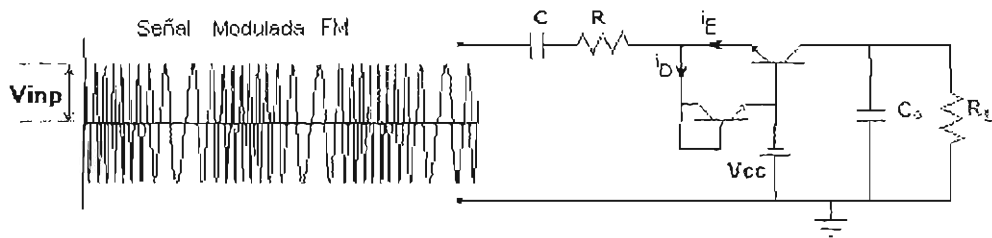


Figura 3.12.- Demodulador de Frecuencia: Detector de envolvente promedio.

Para el diseño de este circuito (Figura 3.12), se necesitan los siguientes datos de entrada:

- **Datos de Entrada del Circuito**

V_p = Voltaje de entrada de la señal modulada [Voltios]

f_y = frecuencia de la señal portadora [Hertz]

f_x = frecuencia de la señal modulante [Hertz]

BW = ancho de banda del circuito

R_L = Resistencia de carga [ohmios]

- **Datos de entrada para el transistor**

h_o = Admitancia de salida [ohmios]

C_{ob} = Capacitancia parásita de la juntura Base Collector [Faradios]

β = Factor de amplificación de corriente directa de emisor común
[adimensional]

f_T = Frecuencia a la que la ganancia de corriente es igual a 1.

El diseño de este circuito es similar al detector de envolvente promedio de AM, (Ítem 3.1.5). Debe notarse que el capacitor C convierte la señal FM en una señal AM, la que se recupera con este detector de envolvente promedio.

CAPITULO 4. COMENTARIOS Y CONCLUSIONES

- El programa ha sido diseñado principalmente para el usuario que se inicia en el área de telecomunicaciones, y uno de los objetivos es que alcance un alto grado educativo en lo referente a Modulación y Demodulación AM y FM. Debido al ahorro de tiempo para la enseñanza que implica el uso de este tutorial, un estudio mucho más profundo sobre un tema en particular sobre moduladores y demoduladores AM y FM, puede ser realizado y obtener mejor calidad en el aprendizaje. Se recomienda que el profesor encargado de esta materia utilice el programa con este fin ya que obtendrá mejores resultados de sus alumnos.
- El programa tutorial didáctico para la enseñanza de moduladores y demoduladores AM y FM, ha aprovechado muchas de las aplicaciones gráficas y de multimedia que ofrece el ambiente de Windows, de manera que el usuario aprenderá rápidamente a través de un computador y captará de mejor forma los conceptos.
- Este programa fue desarrollado bajo una concepción modular por lo que se pueden realizar ampliaciones o modificaciones de los conceptos teóricos y/o de los circuitos a diseñarse y/o a simular utilizando para este propósito Microsoft Visual Basic Profesional en el que puede revisarse el código fuente.

- Para obtener un mayor beneficio al utilizar este tutorial, el usuario debe tener conocimientos previos de electrónica, alta frecuencia, spice (programa simulador de circuitos electricos y electrónicos) y de computación, especialmente Windows, entre otros.
- El módulo de teoría contiene una extensa y valiosa información sobre Modulación y Demodulación AM y FM, definiciones, conceptos matemáticos y circuitos. Se ha obtenido esta información en una gran cantidad de libros, folletos, revistas, internet, consultas personales a muchos profesionales con experiencia en este campo, por lo que se recomienda al usuario que quiere investigar más profundamente los temas en cuestión recurrir a la bibliografía o direcciones de internet referidas.
- Los circuitos que se encuentran en el módulo de Diseño y Simulación se implementaron en el Laboratorio de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, y fueron probados, garantizando los criterios de diseño de cada uno de ellos. Además, muchos de estos circuitos han sido armados en las prácticas de Comunicación Analógica reafirmando su buen funcionamiento.
- En lo que concierne a la simulación de los circuitos, se ha utilizado la herramienta computacional ICAPS de Intusoft, que es un excelente simulador de circuitos eléctricos y electrónicos, y se recomienda el aprendizaje de este programa a los estudiantes que inicien el estudio de ingeniería eléctrica.

- Para obtener un mayor beneficio al utilizar este tutorial, el usuario debe tener conocimientos previos de electrónica, alta frecuencia, spice (programa simulador de circuitos electricos y electrónicos) y de computación, especialmente Windows, entre otros.
- El módulo de teoría contiene una extensa y valiosa información sobre Modulación y Demodulación AM y FM, definiciones, conceptos matemáticos y circuitos. Se ha obtenido esta información en una gran cantidad de libros, folletos, revistas, internet, consultas personales a muchos profesionales con experiencia en este campo, por lo que se recomienda al usuario que quiere investigar más profundamente los temas en cuestión recurrir a la bibliografía o direcciones de internet referidas.
- Los circuitos que se encuentran en el módulo de Diseño y Simulación se implementaron en el Laboratorio de la Facultad de Ingeniería Eléctrica, y fueron probados, garantizando los criterios de diseño de cada uno de ellos. Además, muchos de estos circuitos han sido armados en las prácticas de Comunicación Analógica reafirmando su buen funcionamiento.
- En lo que concierne a la simulación de los circuitos, se ha utilizado la herramienta computacional ICAPS de Intusoft, que es un excelente simulador de circuitos eléctricos y electrónicos, y se recomienda el aprendizaje de este programa a los estudiantes que inicien el estudio de ingeniería eléctrica.

- El programa ha sido utilizado preliminarmente por varias personas que no tenían ningún conocimiento sobre conceptos tales como Modulación y Demodulación AM y FM, y han aprendido de una manera relativamente rápida estos temas; también fue utilizado por personas que sabían la materia y reafirmaban sus conocimientos, demostrando más interés en continuar estudiando y utilizando el programa.
- Finalmente, el aprendizaje interactivo tiene muchas ventajas con respecto al método tradicional de enseñanza, como es mejor eficiencia y optimización de tiempo, más interesante, lo que permite que un usuario desarrolle de mejor manera su conocimiento, sin embargo, siempre es importante utilizar el laboratorio con fines prácticos y mucho mejor luego de haber realizado la simulación de algún circuito específico en estudio. De este modo se incentivarán y formarán mejores profesionales al servicio del país en un mundo más competitivo que demanda más calidad y productividad.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. STREMLER, Ferrel G.. "Introducción a los Sistemas de Comunicación", 3ª Edición., Addison-Wesley Iberoamericana., USA., 1993.
2. COOPER., D.William., "Instrumentación Electrónica Moderna y Técnicas de Medición", 1ª.Edición., Prentice Hall., México., 1991.
3. HEYMAN, Mark Steven., "La Esencia de Visual Basic 4"., 1ª. Edición., Prentice Hall., México., 1996.
4. BOYLESTAD, Robert A.. "Electrónica Teoría de Circuitos"., 4ª. Edición., México., 1989.
5. MALVINO: "Principios de Electrónica", Tercera Edición, México, 1986.
6. Microsoft Visual Basic 5.0: "Manual del Programador", 1997.
7. ICAPS/4Rx: "Manual del Usuario", Intusoft, 1997, www.intusoft.com
8. TOMASI, Wayne., "Sistemas de Comunicaciones Electrónicas"., 2ª. Edición., Prentice Hall., México., 1996.
9. KREYSZIG., Erwin., "Matemáticas Avanzadas para Ingeniería".. Vol. 2., 5ª. Edición., Editorial LIMUSA., México., 1991.
10. ATWOOD, y Alley., "Ingeniería Electrónica"., 3ª. Edición., Editorial LIMUSA., México., 1981.
11. PROFESSIONAL REFERENCE., "Reference Data for Engineers: Radio, Electronics, Computer, & Communications"., Eighth Edition, Prentice Hall Computer Publishing., 11711 North College, Carmel, Indiana USA, Octubre 1992.
12. ENGINEERING HANDBOOK., "National Association of Broadcasters NAB"., Eighth Edition., Texas USA., Marzo 1992.

13. THE AMERICAN RADIORELAY LEAGUE, "The ARRL Handbook for Radio Amateur", 71 Edition., Newington, Connecticut 06111 USA., 1994.
14. LAPATINE, Sol., "Electrónica en Sistemas de Comunicación", Ed. Limusa Noriega Editores., México., 1996
15. SISTEMI ELETTRONICI., "EXC14- User and Maintenance Manual: FM STL TRANSMITTER", SIEL, Milano, Italia., Mayo 1995.
16. SISTEMI ELETTRONICI., "RTX13- User and Maintenance Manual: STL TRANSMITTER". SIEL, Milano, Italia., Mayo 1994.
17. DR. GUALBERTO HIDALGO, "Prácticas de Comunicación Análoga", Escuela Politécnica Nacional.
18. LG.COWLES, "Circuitos de Transistores: Cálculos y Aplicaciones", Editorial Gustavo Grilli, S.A. Barcelona. 1981.

ANEXOS

ANEXO 1. LA SEÑAL PORTADORA PUEDE SER CUALQUIER SEÑAL PERIÓDICA CUYA FRECUENCIA FUNDAMENTAL SEA ω_c (rad/s), DONDE: $\omega_c = 2.\pi.f_c$, y f_c ES LA FRECUENCIA DE ESTA SEÑAL PORTADORA EN HERTZ. (Demostración)

- Cualquier señal periódica $P_T(t)$ con potencia promedio finita puede representarse con la serie de Fourier,

$$p_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n e^{jn\omega_0 t} \quad \text{Ec.D-1}$$

donde $\omega_0 = 2.\pi / T$, siendo T el período de la función $P_T(t)$

- Haciendo $\omega_0 = \omega_c$, y multiplicando la Ecuación (D-1) por $f(t)$:

$$f(t).p_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n.f(t).e^{jn\omega_c t} \quad \text{Ec.D-2}$$

- Aplicando a esta ecuación la propiedad de traslación de frecuencia de la transformada de Fourier, se tiene:

$$F\{f(t).p_T(t)\} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} P_n.F(\omega - n.\omega_c) \quad \text{Ec.D-3}$$

- Aquí se ve que el espectro de $f(t).P_T(t)$ contiene a $F(\omega)$ y a $F(\omega)$ trasladada por $\pm \omega_c$, $\pm 2.\omega_c$, ..., $\pm n.\omega_c$,... Las amplitudes de estas réplicas espectrales sucesivas de $F(\omega)$ están ponderadas por las constantes $P_0, P_1, P_2, \dots, P_n, \dots$

ANEXO 2. MODULADORES DE DISPOSITIVO NO LINEAL: LA MÁXIMA FRECUENCIA MODULANTE DEBE SER MENOR QUE $W_p/3$ ES DECIR, $W_m < W_p/3$ (Explicación)

De acuerdo con la Figura 2-28, la señal e_i se la puede escribir matemáticamente como:

$$e_i = V_c.[1+m.f(t)] + V_c.\cos W_p.t$$

Sea:

$$e_2 = V_c.\cos W_p.t$$

$$g(t) = V_c.[1+m.f(t)]$$

además:

$$e_a = a_1e_i + a_2e_i^2 + a_3e_i^3 + \dots + a_n e_i^n$$

Por lo que:

$$e_a = a_1[g(t) + e_2] +$$

$$a_2[g^2(t) + 2g(t)e_2 + e_2^2] +$$

$$a_3[g^3(t) + 3g^2(t)e_2 + 3g(t)e_2^2 + e_2^3] +$$

$$\dots$$

$$a_n[g^n(t) + ng^{n-1}(t)e_2 + \dots]$$

Si $n > 2$ todos los términos de la forma $a_n.n.g^n(t)e_2$ distorsionan el espectro de las bandas laterales que se desea transmitir. Para un modulador de dispositivo no lineal ($n=2$) la máxima frecuencia modulante debe ser menor $W_p/3$.

Se analiza esto, si el dispositivo es cuadrático, sea:

$$e_a = a_1e_i + a_2e_i^2$$

También:

$$e_a = a_1[g(t) + e_2]$$

$$+ a_2[g^2(t) + 2g(t)e_2 + e_2^2]$$

Se debe cuidar que los espectros no se crucen entre sí, para poder transmitir la información, entonces, para que no haya cruce de espectros se debe cumplir que:

$$2.W_m < W_p - W_m$$

simplificando, se tiene finalmente:

$$W_m < W_p/3$$

ANEXO 3. DISPOSITIVO SEMICUADRÁTICO

Un dispositivo semicuadrático solo responde a voltajes positivos (Figura A-1), de la siguiente manera:

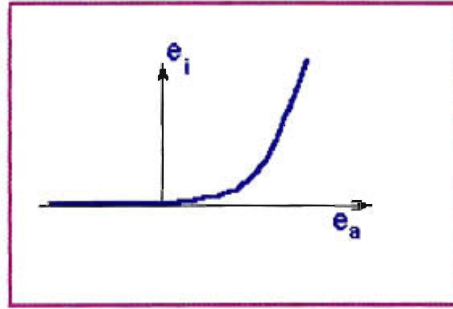


Figura A-1 . Dispositivo semicuadrático.

Donde:

$$e_a = 0 \quad \text{si } e_i \leq 0$$

$$e_a = a_1 e_i + a_2 e_i^2 \quad \text{si } e_i > 0$$

ANEXO 4. CIRCUITO DE CONMUTACION UNIPOLAR

La onda "muestreada puede considerarse como el producto de $g(t)$ por una señal $s(t)$, donde $s(t)$ es una onda cuadrada simétrica que varía entre 1 y 0. (Figura A-2)

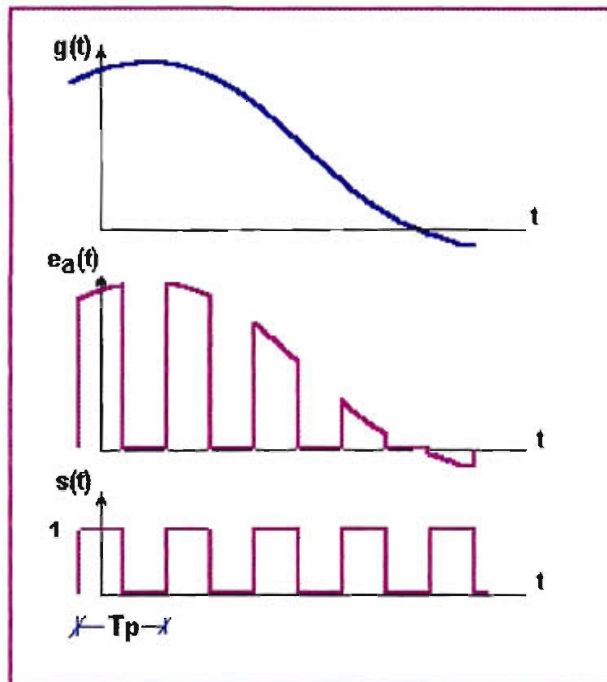


Figura A-2. Formas de onda en el modulador de conmutación unipolar.

Sea la señal $s(t)$ una onda cuadrada periódica, entonces se la puede describir como:

$S(t) = 1$ para un semiperíodo de $v_1(t)$, y 0 para el semiperíodo siguiente de $v_1(t)$ donde $v_1(t)$ representa la señal portadora.

Utilizando series de Fourier, la señal $s(t)$ puede representarse como:

$$S(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cdot \cos(Wpt) - \frac{2}{3\pi} \cdot \cos(3 \cdot Wpt) + \dots$$

Donde: Wp es la frecuencia de la onda cuadrada periódica.

Por lo que la onda muestreada $ea(t)$, tendrá la siguiente forma:

$$ea(t) = \frac{1}{2} \cdot g(t) + \frac{2}{\pi} \cdot g(t) \cdot \cos(Wpt) - \frac{2}{3\pi} \cdot g(t) \cdot \cos(3 \cdot Wpt) + \dots$$

Se ve que $ea(t)$ es una señal multimodulada, que contiene la señal $g(t)$ sin modular y afectada del factor $\frac{1}{2}$, y la señal $g(t)$ modulada a las frecuencias Wp , $3 \cdot Wp$, etc.. Si los espectros de los diferentes términos de $ea(t)$ están apropiadamente separados, será suficiente pasar $ea(t)$ por un filtro pasabanda, centrado en Wp y con el ancho de banda apropiado para dejar pasar las dos bandas laterales, para obtener una señal modulada linealmente a la frecuencia Wp , es decir el segundo término de $ea(t)$.

Además:

- ▶ Si $g(t) = f(t)$, se tiene Doble Banda Lateral
- ▶ Si $g(t) = 1 + m \cdot f(t)$, y $g(t) \geq 0$ se tiene una señal AM

ANEXO 5. CIRCUITO DE CONMUTACION UNIPOLAR LA MÁXIMA FRECUENCIA MODULANTE DEBE SER MENOR QUE LA MITAD DE LA FRECUENCIA DE PORTADORA, ES DECIR, $2.W_m < W_p$ (Explicación).

De acuerdo con la Figura 2-29. El espectro de la señal $e_a(t)$ es:

$$E_a(\omega) = F\{1/2.g(t)\} + F\{(2/\pi).g(t).\cos(W_p t)\} - F\{(2/3\pi).g(t).\cos(3.W_p t)\} + \dots$$

Se supone conocido el espectro de $f(t)$. Si $g(t) = 1+m.f(t)$, entonces para que no haya cruce espectral se debe tener que:

$$W_m < W_p - W_m$$

Reagrupando y simplificando, se tiene finalmente:

$$2.W_m < W_p$$

ANEXO 6. CIRCUITO DE CONMUTACION BIPOLAR.

La onda "muestreada puede considerarse como el producto de $g(t)$ por una señal $s(t)$, donde $s(t)$ es una onda cuadrada simétrica que varía entre 1 y -1. (Figura A-3)

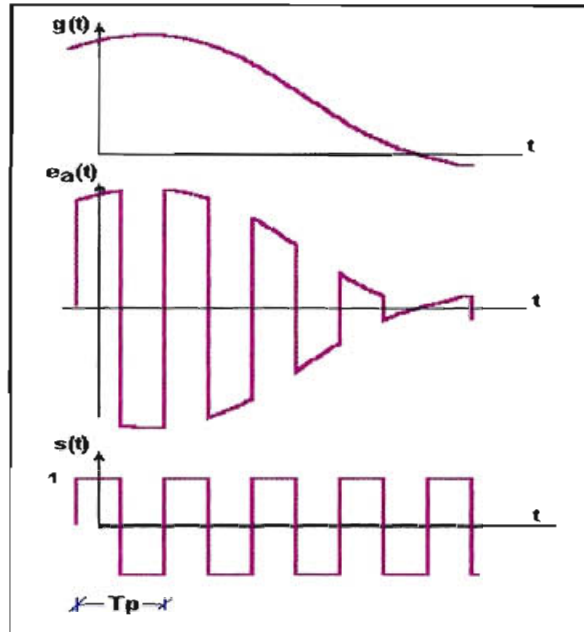


Figura A-3. Formas de onda en el modulador de conmutación bipolar.

Así se tiene:

$S(t) = 1$ para un semiperíodo de $v_1(t)$, y
 -1 para el semiperíodo siguiente de $v_1(t)$

Utilizando series de Fourier, $s(t)$ puede representarse como:

$$S(t) = (4/\pi) \cdot \cos(Wp t) - (4/3\pi) \cdot \cos(3 \cdot Wp t) + \dots$$

Donde: Wp es la frecuencia de la onda cuadrada.

Por lo que la onda muestreada $ea(t)$, tendrá la siguiente forma:

$$ea(t) = (4/\pi) \cdot g(t) \cdot \cos(Wp t) - (4/3\pi) \cdot g(t) \cdot \cos(3 \cdot Wp t) + \dots$$

Se ve que $ea(t)$ es una señal multimodulada, que contiene la señal $g(t)$ modulada a las frecuencias Wp , $3 \cdot Wp$, etc.. Si los espectros de los diferentes términos de $ea(t)$ están apropiadamente separados, será suficiente pasar $ea(t)$ por un filtro pasabanda, centrado en Wp y con el ancho de banda apropiado para dejar pasar las dos bandas laterales, para obtener una señal modulada linealmente a la frecuencia Wp , es decir el segundo término de $ea(t)$.

Además:

Si $g(t) = f(t)$, se tiene Doble Banda Lateral

Si $g(t) = 1 + m \cdot f(t)$, y $g(t) \geq 0$ se tiene una señal AM

ANEXO 7. CIRCUITO DE CONMUTACION BIPOLAR

La máxima frecuencia de la señal modulante debe ser menor que la frecuencia de la señal portadora, es decir: $W_m < W_p$

El espectro de la señal $ea(t)$ es

$$Ea(w) = F\{(4/\pi).g(t).\cos (W_p t)\} - F\{(4/3\pi).g(t).\cos (3.W_p t)\} + \dots$$

Se supone conocido el espectro de $f(t)$. Si $g(t) = 1+m.f(t)$, entonces para que no haya cruce espectral se debe tener que:

$$W_m < W_p$$

ANEXO 8. Análisis de la expresión matemática para la señal modulada AM.

La señal AM por definición es aquella en la cual se varía la amplitud de una portadora conforme a la señal modulante, la señal modulada se obtiene por medio de dispositivos no lineales como el transistor, la señal de salida en un dispositivo no lineal es:

$$V_{sal} = A \cdot V_{ent} + B \cdot V_{ent}^2 \quad \text{Ec. A-8.1}$$

Si la señal senoidal de entrada es:

$$V_{ent} = \text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.2}$$

Asumiendo $A=1$ y $B=1$ (por facilidad y para apreciar de mejor manera la explicación). El voltaje a la salida es:

$$V_{sal} = (\text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t) + (\text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t)^2 \quad \text{Ec. A-8.3}$$

$$V_{sal} = \text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t + \text{Sen}^2 w_x \cdot t - \text{Cos } (w_x + w_y) \cdot t + \text{Cos } (w_x - w_y) \cdot t + \text{Sen}^2 w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.4}$$

$$V_{sal} = \text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t + \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \text{Cos } 2 \cdot w_x \cdot t - \text{Cos}(w_x + w_y) \cdot t + \text{Cos}(w_x - w_y) \cdot t + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{Cos } 2 \cdot w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.5}$$

$$V_{sal} = 1 + \text{Sen } w_x \cdot t + \text{Sen } w_y \cdot t + \frac{1}{2} \text{Cos } 2 \cdot w_x \cdot t - \frac{1}{2} \text{Cos } 2 \cdot w_y \cdot t - \text{Cos } (w_x + w_y) \cdot t + \text{Cos } (w_x - w_y) \cdot t \quad \text{Ec. A-8.6}$$

Se observa en la Ecuación A-8.6, que la señal a la salida contiene varias componentes de frecuencia, estas son:

Las frecuencias fundamentales: w_x, w_y
 Armónicos: $2 \cdot w_x, 2 \cdot w_y$
 Frecuencias Suma y Diferencia: $(w_x + w_y), (w_x - w_y)$

Se aprecia también que se filtran los armónicos y la frecuencia modulante w_x en la señal de salida, ésta toma la forma:

$$V_{sal} = 1 + \text{Sen } w_y \cdot t - \text{Cos } (w_x + w_y) \cdot t + \text{Cos } (w_x - w_y) \cdot t \quad \text{Ec. A-8.7}$$

Utilizando identidades trigonométricas se tiene que:

$$V_{sal} = 1 + \text{Sen } w_y \cdot t + \text{Sen } w_x \cdot t \cdot \text{Sen } w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.8}$$

De donde: $V_{sal} = [1 + \text{Sen } w_x \cdot t] \cdot \text{Sen } w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.9}$

Finalmente, generalizando si la señal modulante es: $f(t) = \text{Sen } w_x \cdot t$, la señal modulada $V_{am}(t) = V_{sal}$, la amplitud de la señal portadora V_c , y utilizando el índice de modulación m , entonces:

$$V_{am}(t) = [1 + m \cdot f(t)] \cdot \text{Sen } w_y \cdot t \quad \text{Ec. A-8.10}$$

Nota: La señal modulante y portadora pueden ser tipo seno o coseno.

ANEXO 9. OSCILADOR COLPITTS

La Figura A-4, muestra un diagrama esquemático de un oscilador Colpitts. La operación de un oscilador Colpitts es muy similar a la de Hartley excepto que un divisor capacitivo se utiliza en lugar de una bobina especial. Q_1 proporciona la amplificación, C_c proporciona la ruta para la retroalimentación regenerativa, L_1 , C_{1a} y C_{1b} son los componentes para determinar la frecuencia, y V_{cc} es la fuente de voltaje cd.

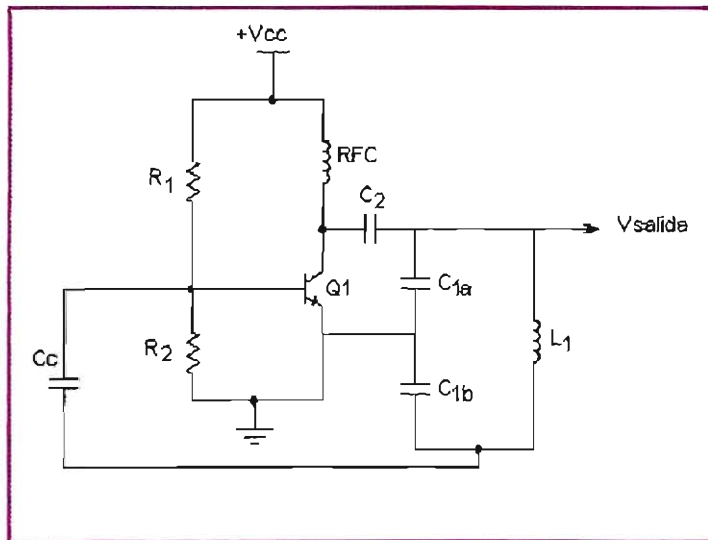


Figura A-4. Oscilador Colpitts. Diagrama Esquemático

Con la siguiente fórmula se obtiene una aproximación cercana a la frecuencia de oscilación del oscilador Colpitts:

$$f_o = 1 / 2.\pi.\sqrt{(L.C)} \quad \text{Ec. A-9.1}$$

en donde:

$$L=L1$$

$$C = [C_{1a}.C_{1b}] / [C_{1a} + C_{1b}]$$

ANEXO 10. OSCILADOR HARTLEY

La Figura A-5, muestra un diagrama esquemático de un oscilador Hartley. El amplificador transistorizado (Q_1) proporciona la amplificación necesaria para una ganancia de voltaje de lazo unitaria a frecuencia de resonancia. El capacitor de acoplamiento (C_c) proporciona la ruta para la retroalimentación regenerativa. L_1 y C_1 son los componentes que determinan la frecuencia, y V_{cc} es la fuente de voltaje cd.

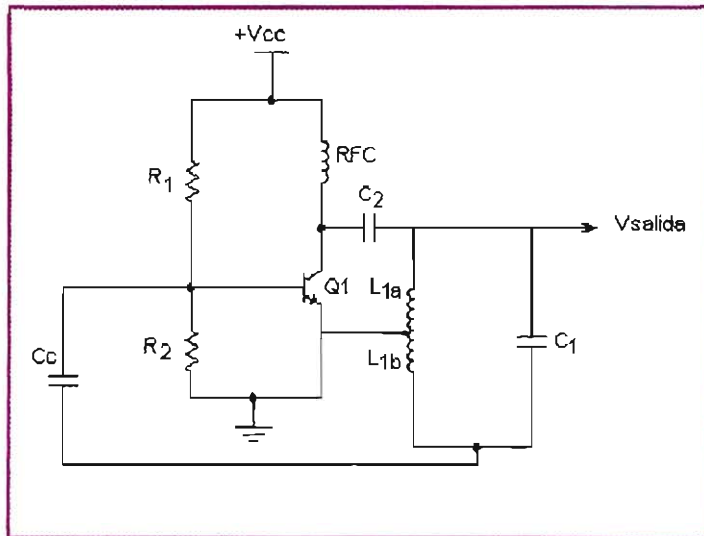


Figura A-5. Oscilador Hartley. Diagrama Esquemático

Se obtiene una aproximación cercana para la frecuencia de oscilación del oscilador Hartley con la siguiente fórmula:

$$f_o = 1 / 2. \pi. \sqrt{(L.C)} \quad \text{Ec.A-10.1}$$

en donde:

$$L = L_{1a} + L_{1b}$$

$$C = C_1$$

ANEXO 11. DIODO VARACTOR: Capacitor Variable de Voltaje – Varicap

Es un diodo cuya capacitancia interna mejora cuando se invierte la polarización, y al variar el voltaje de polarización inversa, se puede ajustar la capacitancia del diodo. Un diodo varactor tiene una capa especial de deflexión (agotamiento) entre los materiales de tipo p y n y se construye con varios grados y tipos de material dopado (contaminado).

En la Figura A-6, se presentan los símbolos empleados más comúnmente para el diodo varicap y una primera aproximación para su circuito equivalente en la región de polarización inversa. Puesto que se halla en la región de polarización inversa, la resistencia en el circuito equivalente es muy grande en magnitud (los valores comunes son de 1 Mohm o mayores) en tanto que R_s , la resistencia geométrica del diodo es, como se indica en la Figura A-6, sumamente pequeña. La magnitud de C variará de aproximadamente 2 a 100 pF, dependiendo del varicap que se considere. Para asegurar que R_r sea lo más grande posible (para una corriente de fuga mínima), se utiliza casi siempre el silicio en los diodos varicap. El hecho de que el dispositivo se ha de emplear a muy altas frecuencias obliga a incluir la inductancia L , aún cuando ésta se mide en nanohenries. Recordando que $X_L = 2\pi \cdot f \cdot L$ y una frecuencia de 10GHz con $L_s = 1\text{nH}$ dará como resultado $X_{L_s} = 2\pi \cdot f \cdot L_s = (6.28)(10^{10})(10^{-9}) = 62.8 \text{ ohm}$. Por consiguiente, es claro que existe una frecuencia límite asociada con el uso de cada diodo varicap.

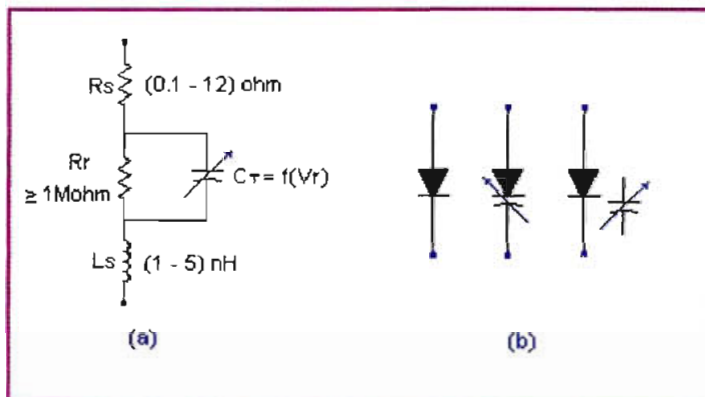


Figura A-6. Diodo varicap: (a) Circuito equivalente en la región de polarización inversa. (b) Símbolos

Suponiendo la gama de frecuencias adecuadas, un bajo valor de R_s y X_L , en comparación con otros elementos en serie de la red, el circuito equivalente para el varicap de la Figura nn1a puede entonces sustituirse por el capacitor variable solo.

La Figura A-7, muestra la capacitancia contra las curvas del voltaje de polarización inversa para un diodo varactor típico. Se puede aproximar la capacitancia de un diodo varactor como:

$$C_d = C \cdot [1 + 2 |V_r|]^{-1/2}$$

Ec.A-11.1

En donde:

C = capacitancia del diodo con polarización inversa de 0 V (faradios)

$|V_r|$ = magnitud del voltaje de polarización inversa del diodo (voltios)

C_d = capacitancia del diodo con polarización inversa (faradios)

Nótese que el pico inicial declina en C_d con el aumento de la polarización inversa. El intervalo normal de V_r para diodos varicap se limita a aproximadamente 20V.

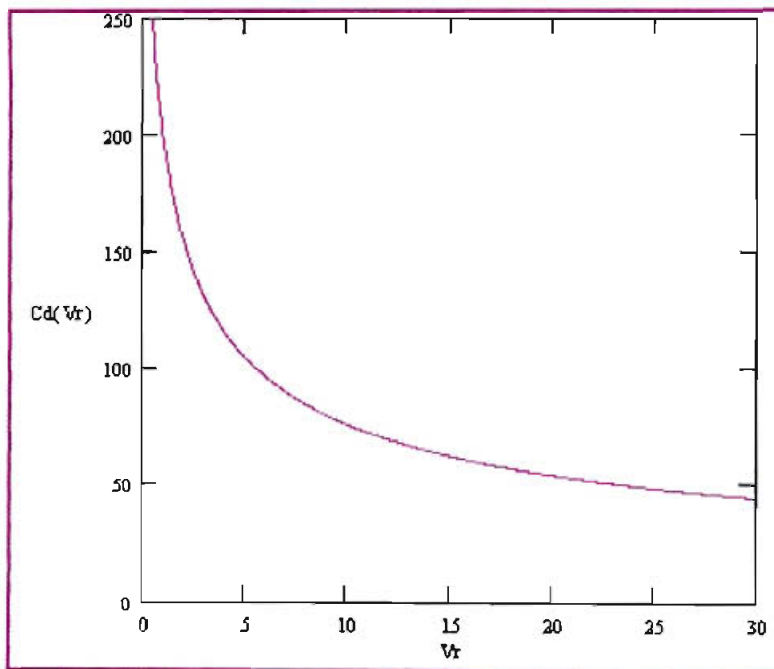


Figura A-7. Características del diodo varactor.

ANEXO 12. AYUDAS MATEMÁTICO**IDENTIDADES TRIGONOMÉTRICAS**

$$\operatorname{sen} A \operatorname{sen} B = -\frac{1}{2} \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cos(A - B)$$

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} \cos(A + B) + \frac{1}{2} \cos(A - B)$$

$$\operatorname{sen} A \cos B = \frac{1}{2} \operatorname{sen}(A + B) + \frac{1}{2} \operatorname{sen}(A - B)$$

$$\operatorname{sen}(A \pm B) = \operatorname{sen} A \cos B \pm \cos A \operatorname{sen} B$$

$$\cos(A + B) = \cos A \cos B - \operatorname{sen} A \operatorname{sen} B$$

$$\cos(A - B) = \cos A \cos B + \operatorname{sen} A \operatorname{sen} B$$

APROXIMACIONES TRIGONOMETRICAS

Para valores pequeños de β se puede escribir:

$$\cos(\beta \cdot \operatorname{sen} w_m t) \approx 1$$

$$\operatorname{sen}(\beta \cdot \operatorname{sen} w_m t) \approx \beta \cdot \operatorname{sen} w_m t$$

ALGUNAS TRANSFORMADAS DE FOURIER

$$F\{\cos(\omega_c t)\} = \pi \cdot [\delta(\omega + \omega_c) + \delta(\omega - \omega_c)]$$

$$F\{\operatorname{sen}(\omega_c t)\} = j\pi \cdot [\delta(\omega + \omega_c) - \delta(\omega - \omega_c)]$$

$$F\{f(t) \cdot \cos(\omega_c t)\} = \frac{1}{2} \cdot [F(\omega + \omega_c) + F(\omega - \omega_c)]$$

$$F\{f(t) \cdot \operatorname{sen}(\omega_c t)\} = j \cdot \frac{1}{2} \cdot [F(\omega + \omega_c) - F(\omega - \omega_c)]$$

PROPIEDADES DE SIMETRÍA DE LAS SEÑALES DE TIEMPO:

$F(\omega)$ es la transformada de Fourier de $f(t)$

Si $f(t)$ es una función par, entonces $F(\omega)$ es una función par

Si $f(t)$ es una función impar, entonces $F(\omega)$ es una función impar.

Si $f(t)$ es una función real de tiempo, entonces $F(-\omega) = F^*(\omega)$,

Donde: $F^*(\omega)$ es una señal compleja, y

$\operatorname{Re}\{F(\omega)\}$ es par

$\operatorname{Im}\{F(\omega)\}$ es impar

El argumento $|F(\omega)|$ es par

El ángulo $\angle F(\omega)$ es impar

Si $f(t)$ es una función real y par, entonces $F(\omega)$ es real y par.

Si $f(t)$ es una función real e impar, entonces $F(\omega)$ es imaginaria pura e impar.

ENERGÍA TOTAL

La energía total viene dada por:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt$$

La potencia promedio para una señal periódica $f(t)$ de período T , es igual a:

$$\frac{1}{T} \int_{-T}^{+T} |f(t)|^2 dt$$

La potencia promedio en $f(t)$, es igual a la suma de las potencias promedios de sus componentes de frecuencia.

Fórmula muy útil:

Si $m \neq n$, entonces:

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(mt) \cdot \cos(nt) dt = 0$$

pero si $m=n$, la integral vale $\frac{1}{2}$, es decir:

$$I = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos^2(mt) dt = \frac{1}{2}$$

PREFIJOS

Orden	Prefijo	Símbolo
10^{12}	tera	T
10^9	giga	G
10^6	mega	M
10^3	kilo	k
10^2	hecto	h
10	deca	da
10^{-1}	deci	d
10^{-2}	centi	c
10^{-3}	mili	m
10^{-6}	micro	u
10^{-9}	nano	n
10^{-12}	pico	p
10^{-15}	femto	f
10^{-16}	atto	a

ANÁLISIS DE LAS FUNCIONES

$$\begin{aligned} \cos(\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t) &= J_0(\beta) + \sum_{n \text{ par}} 2 \cdot J_n(\beta) \cdot \cos(n \cdot w_m \cdot t) && \text{[para } n \text{ par]} \\ \text{sen}(\beta \cdot \text{sen } w_m \cdot t) &= \sum_{n \text{ impar}} 2 \cdot J_n(\beta) \cdot \text{sen}(n \cdot w_m \cdot t) && \text{[para } n \text{ impar]} \end{aligned}$$

Demostración:

Sea la función:

$$F(t) = e^{1/2 \cdot x \cdot t} e^{-1/2 \cdot x \cdot t} = \sum A_n \cdot t^n, \text{ desde } n = -\infty \text{ a } +\infty$$

Sustituyendo las exponenciales por las series de Taylor:

$$e^{(1/2 \cdot x) \cdot t} = 1 + (1/2 \cdot x) \cdot t / 1! + (1/2 \cdot x)^2 \cdot t^2 / 2! + (1/2 \cdot x)^3 \cdot t^3 / 3! + (1/2 \cdot x)^4 \cdot t^4 / 4! + \dots$$

$$e^{-(1/2 \cdot x) \cdot t} = 1 - (1/2 \cdot x) \cdot t / 1! + (1/2 \cdot x)^2 \cdot t^2 / 2! - (1/2 \cdot x)^3 \cdot t^3 / 3! + (1/2 \cdot x)^4 \cdot t^4 / 4! + \dots$$

Resolviendo el sumatorio, se tiene:

$$A_0 = 1 - (1/2 \cdot x)^2 / (1!)^2 + (1/2 \cdot x)^4 / (2!)^2 - (1/2 \cdot x)^6 / (3!)^2$$

$$A_1 = (1/2 \cdot x) / (1!) - (1/2 \cdot x)^3 / (2! \cdot 1!) + (1/2 \cdot x)^5 / (3! \cdot 2!) - (1/2 \cdot x)^7 / (4! \cdot 3!)$$

En general:

$$A_n = (1/2 \cdot x)^n / n! - (1/2 \cdot x)^{n+2} / [(n+1)! \cdot (1!)] + (1/2 \cdot x)^{n+4} / [(n+2)! \cdot (2!)]$$

$$A_{-n} = (-1/2 \cdot x)^n / n! - (-1/2 \cdot x)^{n+2} / [(n+1)! \cdot (1!)] + (-1/2 \cdot x)^{n+4} / [(n+2)! \cdot (2!)] - \dots$$

Análisis de las Funciones de Bessel de orden "n" y de la primera clase

Sea la función de Bessel:

$$J_n(x) = \sum [(-1)^m (1/2 \cdot x)^{2m+n}] / [m! (n+m)!], \text{ desde } m = 0 \text{ a } +\infty$$

$$J_n(x) = (1/2 \cdot x)^n / n! - (1/2 \cdot x)^{n+2} / [(n+1)! \cdot 1!] + (1/2 \cdot x)^{n+4} / [(n+2)! \cdot 2!] - \dots$$

Comparando A_n con $J_n(x)$ se concluye que los coeficientes son ecuaciones de Bessel, por lo tanto:

$$A_n = J_n(x)$$

Entonces se tiene que:

$$F(t) = e^{(1/2 \cdot x) \cdot t} e^{-(1/2 \cdot x) \cdot t} = \sum A_n \cdot t^n = \sum J_n \cdot t^n, \text{ desde } n = -\infty \text{ a } +\infty$$

Es decir,

$$F(t) = J_0(x) + J_1(x) \cdot t + J_1(x) \cdot t^{-1} + J_2(x) \cdot t^2 + J_2(x) \cdot t^{-2} + \dots$$

$$F(t) = J_0(x) + J_1(x) \cdot (t - t^{-1}) + J_2(x) \cdot (t^2 + t^{-2}) + \dots$$

Se tiene que:

$$J_{-n}(x) = (-1)^n J_n(x)$$

$$J_{-n}(x) = J_n(x) \quad \text{para "n" par}$$

$$J_{-n}(x) = -J_n(x) \quad \text{para "n" impar}$$

Realizando un cambio de variable, se obtiene:

$$F(t) = e^{(\frac{1}{2}x+1)t} e^{(-\frac{1}{2}x)t}$$

Sea:

$$\begin{aligned} t &= e^{jW_m t} \\ t^{-1} &= e^{-jW_m t} \\ x &= \beta \end{aligned}$$

entonces reemplazando en la Ecuación anterior, y simplificando se tiene:

$$F\{ e^{jW_m t} \} = e^{j\beta \text{sen } W_m t}$$

Por lo que:

$$F(t) = \cos(\beta \text{sen } w_m t) + j \text{sen}(\beta \text{sen } w_m t)$$

$$\begin{aligned} F(t) &= J_0(\beta) + J_1(\beta) [e^{j.W_m.t} - e^{-j.W_m.t}] + J_2(\beta) [e^{2j.W_m.t} + e^{-j.2.W_m.t}] + \\ &+ J_3(\beta) [e^{3j.W_m.t} - e^{-j.3.W_m.t}] + J_4(\beta) [e^{4j.W_m.t} + e^{-j.4.W_m.t}] + \dots \end{aligned}$$

Los términos impares se los multiplica y divide por 2j. (imaginarios)

Los términos pares se los multiplica y divide por 2. (reales)

Obteniendo:

$$e^{j\beta \text{sen } W_m t} = J_0(\beta) + 2.j.J_1(\beta).\text{sen } w_m.t + 2.J_2(\beta).\cos(2.w_m.t) + 2.j.J_3(\beta).\text{sen}(3.w_m.t) + 2.J_4(\beta).\cos(4.w_m.t) + \dots$$

Si se igualan las partes reales y partes imaginarias, se tiene:

$$\cos(\beta \text{sen } w_m.t) = J_0(\beta) + 2.J_2(\beta).\cos(2.w_m.t) + 2.J_4(\beta).\cos(4.w_m.t) + \dots$$

$$\text{sen}(\beta \text{sen } w_m.t) = 2.J_1(\beta).\text{sen } w_m.t + 2.J_3(\beta).\text{sen}(3.w_m.t) + \dots$$

De donde se concluye que:

$$\begin{aligned} \cos(\beta \text{sen } w_m.t) &= J_0(\beta) + \sum_{n \text{ par}} 2.J_n(\beta).\cos(n.w_m.t) \quad [\text{para } n \text{ par}] \\ \text{sen}(\beta \text{sen } w_m.t) &= \sum_{n \text{ impar}} 2.J_n(\beta).\text{sen}(n.w_m.t) \quad [\text{para } n \text{ impar}] \end{aligned}$$

ALGUNAS PROPIEDADES DE LAS FUNCIONES DE BESSEL

$J_n(\beta)$ son de valor real

$J_{-n}(\beta) = (-1)^n . J_n(\beta)$, es decir:

$$J_n(\beta) = J_{-n}(\beta), \quad \text{para } n \text{ par}$$

$$J_n(\beta) = -J_{-n}(\beta), \quad \text{para } n \text{ impar}$$

$$\sum J_n^2(\beta) = 1, \quad \text{Sumatorio desde } n = -\infty \text{ a } +\infty$$