



**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DEL ESTADO DE
HIDALGO**

INSTITUTO DE CIENCIAS BÁSICAS E INGENIERÍA

**PROPUESTA DE TÉCNICAS DE MEDICIÓN Y ANÁLISIS PARA EL
TRANSCEPTOR A MICROONDAS CTR147S – 8.**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA
Y TELECOMUNICACIONES**

PRESENTAN:

**DENNISSE ADRIANA BOYAS VÁZQUEZ
DIANA GUADALUPE SÁNCHEZ MENDOZA**

ASESOR:

ING. FRANCISCO JAVIER CUELLAR ORTEGA

PACHUCA DE SOTO, HGO; ENERO DE 2007

Agradecimientos

“Gracias a Dios, por que siempre ha sido la luz que guía mis pasos y un faro en el camino de mi vida”.

A mis padres Yuyito y Mayinita por el apoyo que me han brindado en el transcurso de mi vida pues han hecho más ligero mi camino, por las palabras de aliento en los momentos difíciles, por todas las cosas “Muchas Gracias”.

A mis hermanos Pablo, Lupita y Carlos, por aconsejarme y cuidarme.

Muy especialmente a mi asesor el Ing. Francisco Javier Cuellar Ortega ya que sin su apoyo este trabajo no se hubiese llevado a cabo, “Muchas Gracias”.

A mis Amigos, Ana, Diana, Fernando, Alejandro, Valdemar, Raúl, Jonathan, Jonatán, Edgar y Ángel, por brindarme su amistad.

Atentamente. Dennisse

Agradecimientos

Este trabajo esta dedicado principalmente a mis padres por que han sido el soporte principal de mi vida, gracias por su apoyo y comprensión, por los sacrificios que hicieron para poder dejarme la mejor herencia.

A Erik por ser parte de mi vida y que me apoyo en todo momento por sus palabras de aliento y por siempre darme animo para seguir adelante.

A mi hermano por que aunque no estamos siempre de acuerdo, en todo, lo quiero mucho.

A mi familia por brindarme su apoyo incondicional, especialmente a Luz por no dejarse vencer por las adversidades y luchar por la personita que vino a iluminar nuestras vidas Abby.

Al Ing. Francisco Javier Cuellar Ortega por dedicarnos su tiempo y paciencia para la realización de este trabajo.

A todos mis compañeros en especial a Ana y Dennisse por todos los momentos buenos y malos que pasamos juntas y nunca se olvidarán. Gracias Ingenieros por su amistad: Alex, Ángel, Edgar Jonatán, Kike, Valdemar

Diana

Índice

	Página
Introducción	
Objetivos	
Justificación	I
Capítulo I Antecedentes.	II
	III
1.1 Antecedentes	
1.2 Radio de Microondas	1
1.3 Concepto de Microondas	3
1.4 Frecuencias de Microondas y sus bandas	3
1.5 Beneficios de las Microondas	3
1.6 Desventajas de las Microondas	4
1.7 Sistemas de comunicaciones por microondas	5
	6
Capítulo II Técnicas de medición de voltaje y nivel.	
2.1 Nivel absoluto de voltaje y potencia	
2.2 Nivel relativo de voltaje y de potencia	9
2.3 Subíndices empleados en el decibel	9
2.4 Subíndices de decibel para mediciones de ruido	10
2.5 El principio de frecuencia heterodino en las técnicas de medición	11
2.6 Generación de frecuencias en instrumentos de medición de voltaje y nivel	13
2.6.1 Osciladores amarrados en frecuencia	15
2.6.2 Osciladores de control ajustable en décadas	16
2.6.3 Sintetizador para generar frecuencias	17
2.7 Métodos de calibración	19
2.7.1 Calibración semiautomática	22
2.7.2 Calibración automática	22
2.8 Mediciones de atenuación (pérdida)	23
2.8.1 Nivel indicado y nivel transmitido	24
2.8.2 Atenuación (pérdida) en redes de dos terminales	25
2.8.3 Coeficientes de atenuación imagen	25
2.9 La pérdida total (ganancia)	26
2.9.1 Atenuación de diafonía	27
2.9.2 Pérdida de retorno	27
2.10 Mediciones punto por punto y de barrido	28
2.10.1 Mediciones de LOOP y punta a punta	30
2.10.2 Mediciones punta a punta	30
2.11 Mediciones en las ranuras de canal	31
2.12 Mediciones de barrido	32

2.12.1 Mediciones selectivas de barrido	33
2.12.2 Mediciones de barrido en banda ancha	34
2.13 Análisis espectral – Recepción panorámica	36

Capitulo III Técnicas de medición en radio enlaces.

3.1 Tecnología de medición de radio enlace.	38
3.1.1 Mediciones de nivel y atenuación	39
3.1.2 Distorsión lineal y no lineal en sistemas FM.	40
3.1.3 Mediciones de distorsión.	41
3.1.3.1 Distorsión dependiente o linealidad.	42
3.1.3.2 Señal de prueba modulada.	44
3.2 Distorsión de retardo de grupo.	45
3.2.1 Fase diferencial.	47
3.3 Ganancia diferencial.	51
3.4 Respuesta de frecuencia FI y pérdida de retorno.	53
3.5 Medición En Sistemas De Comunicación Por Satélite.	54
3.6 Mediciones De Filtros De FI De 70MHz.	55
3.7 Mediciones de un circuito de comunicación en el de BB.	56
3.7.1 Medición de la distorsión de frecuencia de atenuación, retardo de grupo y fase.	56
3.7.2 Mediciones.	57
3.8 Procedimiento de medición para el ajuste de igualación.	59
3.9 Definición de las características de transferencia.	62

Capitulo IV Análisis del Transceptor a Microondas CTR147S-8.

4.1 Transmisor de RF	65
4.1.1 Gammas de RF del transmisor	65
4.1.2 Características mecánicas	65
4.1.3 Descripción mecánica	65
4.2 Receptor de RF	68
4.2.1 Generalidades	68
4.2.2 Características mecánicas	69
4.2.3 Descripción mecánica	69
4.3 Demodulador	71
4.3.1 Generalidades	71
4.3.2 Características mecánicas	72
4.3.3 Características eléctricas	72
4.4 Modulador	73
4.4.1 Generalidades	73
4.4.2 Características mecánicas	74
4.4.3 Características eléctricas	74
4.5 Amplificador RF	76
4.5.1 Generalidades	76
4.5.2 Funciones de la unidad	76
4.5.3 Características mecánicas	76

4.5.4 Características eléctricas	78
4.5.5 Condiciones ambientales de funcionamiento	78
4.6 Unidad convertidor de transmisión	79
4.6.1 Unidad transmisor de RF	80
4.7 Unidad TWT (Tubo de ondas progresivas)	80
4.7.1 Sub unidad de alarmas	81
4.7.2 Circuito de alarma a hélice	81
4.7.3 Puntos de medida	82
4.8 Unidad de receptor de FI	82
4.9 Unidad VCO sintonizable	82
4.9.1 Características eléctricas	83
4.9.2 Oscilador a RF	84
4.9.3 Etapa separadora	85
4.10 Modulo multiplicador y divisor	86
4.10.1 Modulo de servicio de salida	86
4.10.2 Etapa separadora de salida	86
4.11 Unidad convertidor de recepción con preamplificador	86
4.11.1 Etapa de entrada en RF	87
4.11.2 Modulo convertidor	87
4.11.3 Preamplificador de FI	87
4.12 Unidad limitador	87
4.12.1 Control de eficiencia de limitación	88
4.13 Unidad convertidor Rx con filtro	88
4.14 Unidad amplificador principal a FI	88
4.14.1 Unidad amplificador de RF	89
4.14.1.1 Módulos separadores S2 y S3	89
4.14.1.2 Modulo divisor	89
4.14.1.3 Modulo pasa bajo	90
4.14.1.4 Modulo amplificador	90
4.14.1.5 Módulos multiplicadores	90
4.15 Unidad de inserción	90
4.16 Preamplificador RF	91
4.17 Unidad filtro a FI de 70MHz	91
4.18 Unidad APC	91
4.18.1 Divisores fijos de la RF	92
4.18.2 Divisores programables	92
4.18.3 Oscilador a cuarzo	93
4.18.4 Comparador de fase	93
4.18.5 Circuitos de alarma y de silenciamiento	93
4.19 Unidad ecualizador de fase	94

Capitulo V Mediciones del analizador de radio enlace de microondas (MLA) y Prácticas al Transceptor a Microondas 147S-8.

5.1 La sensibilidad de la MLA	96
5.1.1 Sensibilidad del demodulador	96
5.1.2 Sensibilidad del MODEM	98

5.2	Distorsión de retardo de grupo de fase diferencial	101
5.2.1	Distorsión de retardo de grupo	101
5.2.2	¿Cómo afecta la distorsión de retardo de grupo en FI?	102
5.3	Fase diferencial	104
5.3.1	¿Por qué se mide la distorsión de retardo de grupo y la fase diferencial?	105
5.3.2	¿Cómo podemos medir la distorsión de retardo de grupo y la fase diferencial?	105
5.4	Linealidad en banda base (BB) y ganancia diferencial	108
5.4.1	Linealidad de banda base	108
5.4.2	Ganancia diferencial	109
5.4.3	¿Por qué medimos la linealidad de BB y la ganancia diferencial?	110
5.4.4	Medición de la linealidad de BB y ganancia diferencial	111
5.5	Respuesta de amplitud en FI	115
5.5.1	¿Qué es la respuesta de amplitud en FI?	115
5.5.2	¿Cómo medimos la respuesta de amplitud?	115
5.6	¿Qué es pérdida de retorno?	116
5.6.1	¿Cómo medimos la pérdida de retorno?	117
5.7	Métodos de longitud de cable	118
5.7.1	¿Cómo se usa el Long-Cable de prueba?	118
5.7.2	Método estándar de desacoplamiento (Híbrida)	119
5.8	Prácticas Al Modulador CTR 147S-8	123
5.8.1	Prueba de la sensibilidad del Modulador	124
5.8.2	Prueba de la respuesta de amplitud de la FI	127
5.8.3	Prueba de No-Linealidad de BB en FI	129
5.8.4	Prueba de ganancia diferencial de BB en FI	131
5.8.5	Prueba de retardo de grupo de BB en FI	133
5.8.6	Prueba de fase diferencial de BB en FI	135
5.9	Prácticas al Demodulador CTR 147S-8	137
5.9.1	Prueba de sensibilidad al Demodulador	138
5.9.2	Prueba de No-Linealidad de BB	140
5.9.3	Prueba de ganancia diferencial	142
5.9.4	Prueba de retardo de grupo	144
5.9.5	Prueba de fase diferencial	146
5.10	Pruebas de extremo (terminales)	148
5.10.1	Medición de distorsiones de BB a RF	149
	Conclusiones	152
	Anexos	153
	Glosario	159
	Bibliografía	166

Índice de Figuras

Página

Capítulo II Técnicas de medición de voltaje y nivel.

2.1 Puntos de medición en dBr	10
2.2 Principio de frecuencia heterodino para un generador de nivel y un medidor selectivo de nivel	13
2.3 Curvas de selectividad para medidores de voltaje y nivel Selectivos	14
2.4 Principio de un conjunto de medición	14
2.5 Variación del error relativo de frecuencia con el intervalo de medición	15
2.6 Principio de un oscilador amarrado	16
2.7 Principios de la suma de dos frecuencias	17
2.8 Diagrama a bloques de un oscilador por control a décadas con un oscilador sintonizable amarrado en fase	18
2.9 Frecuencia de sintetizador comprendiendo pasos de 100 KHz y 1 Hz	19
2.10 Principio de un sintetizador ajustable de frecuencia capaz de dar pasos de 1 Hz	20
2.11 Calibración semiautomática de nivel	23
2.12 Calibración automática de nivel	24
2.13 Circuito de salida de un transmisor de nivel ó generador de señal	25
2.14 Medición de atenuación en una red de dos terminales	26
2.15 Medición del coeficiente de atenuación imagen	26
2.16 Medición de atenuación de diafonía de extremo cercano	28
2.17 Medición de atenuación de diafonía de extremo lejano	28
2.18 Curva de pérdida de retorno a la salida de un múltiplex PCM	29
2.19 Medición en LOOP	30
2.20 Medición punta a punta	30
2.21 Registro continuo de los pilotos de grupo básico (84.080 KHz)	31
2.22 Generación y medición de pilotos	32
2.23 Curva de atenuación de una unidad bajo pruebas en el rango de 20 Hz a 20 KHz	32
2.24 Medición selectiva de barrido	33
2.25 Curva de atenuación de un filtro Pasa-Banda	34
2.26 Mediciones punta a punta de barrido para un sistema de comunicación de CF en el rango de 6 KHz a 18.6 MHz	34
2.27 Pérdida total de un sistema de cable de 2700 canales después de ser igualado	35

2.28 Líneas espectrales medidas con un dispositivo de nivel y un oscilador de barrido	36
---	----

Capítulo III Técnicas de medición en radio enlaces.

3.1 Medición de atenuación, distorsión y ruido blanco a través de una sección de modulación	38
3.2 Medición de atenuación, distorsión y ruido blanco en un repetidor de radio	39
3.3 Ruido de intermodulación en la trayectoria de transmisión de las señales BB y FM	40
3.4 Curvas características de modulador y demodulador no lineales	40
3.5 Respuestas de la frecuencia de la constante de fase B (F) y ganancia A (F) como ejemplo la banda de FI de 140 MHz	40
3.6 Medición de distorsión de pendiente (linealidad) por el método de intermodulación	44
3.7 Ancho de barrido de una señal	45
3.8 Medición del retardo de grupo t_g de una curva de fase con una baja frecuencia de prueba	46
3.9 Curva de distorsión de retardo de grupo ΔT_g y distorsión de pendiente $\Delta V/V_0$; rango de medición 4ns, 5%; marcadores de frecuencia 2MHz	47
3.10 Medición de distorsión de fase con una frecuencia de prueba grande	48
3.11 Ancho de barrido reducido de portadora con un rango explorado de ± 18 MHz y una frecuencia de 5.6 MHz	49
3.12 Posibles causas de distorsión cuando la curva de fase diferencial esta inclinada	50
3.13 Medición de ganancia diferencial. el rango de exploración es de ± 18 MHz, a) Frecuencia de prueba de 0.556 MHz, b) Frecuencia de prueba de 12.39 MHz	52
3.14 Muestra simultánea de la respuesta de frecuencia FI, ΔP_1 , 0.05 dB/div. y distorsión de retardo de grupo ΔT_g , 1 ns/div.	53
3.15 Respuesta de la frecuencia ΔP_1 de un filtro FI en pasabanda y bloqueo de banda	53
3.16 Curva de pérdida de retorno, en el plano de 70 MHz., marcadores de frecuencia separados de 2 MHz	54
3.17 Curva de distorsión de retardo de grupo en medición punta a punta, rango de medición de 20ns, desviación de frecuencia de ± 10 MHz	55
3.18 Medición de las características de filtro FI (versión para sistemas de satélite)	56
3.19 Mediciones en la sección de FI de un circuito de comunicación	57
3.20 Distorsión de retardo de grupo de un circuito de	

comunicación no igualado, el cual consta de 80 repetidores	58
3.21 Mediciones punta a punta en un circuito de transmisión TV	59
3.22 Influencia de una curva de fase ó retardo de grupo con rizo en la forma de la señal recibida, con igualación burda y mejorada	60
3.23 Curva de distorsión de fase y el rizo asociado como una barra en la escala %	61
3.24 Muestra simultanea de la atenuación y distorsión de retardo de grupo después de la ecualización	61
3.25 Cantidades de transferencia de una red de dos puertas	64

Capitulo IV Análisis del Transceptor a Microondas CTR147S-8.

4.1 Conector con cinco conexiones múltiples	67
4.2 Unidad transmisor de RF	68
4.3 Receptor de RF	70
4.4 Placas de cobertura lado componentes	70
4.5 Demodulador	71
4.6 Modulador	73
4.7 Amplificador de RF	77
4.8 Esquema de bloques de la unidad	79
4.9 Tubo de onda progresiva (TWT)	81
4.10 Conector de la unidad VCO	83
4.11 Esquema de bloques del VCO	84
4.12 Oscilador de RF	85
4.13 Esquema de Bloques de los circuitos en RF	89
4.14 Esquema de bloques de la unidad APC	92
4.15 Esquema de alarmas del APC	94

Capitulo V Mediciones del analizador de radio enlace de microondas (MLA) y Prácticas al Transceptor a Microondas 147S-8.

5.1 Sensibilidad del modulador	96
5.2 Sensibilidad del demodulador	97
5.3 Espectro de frecuencia	99
5.4 Curvas de BESSEL.	100
5.5 Sistema de ideal transmisión	102
5.6 Distorsión de la señal de BB causada por la sección de FI	104
5.7 Distorsión de retardo de grupo y fase diferencial	106
5.8 No linealidad de BB característica de modulador	108
5.9 Efecto de ganancia diferencial	109
5.10 Señal característica del demodulador	111
5.11 Medición de linealidad en BB o ganancia diferencial	112
5.12 Medición de la linealidad del modulador en la MLA	113

5.13 Medición de la linealidad del demodulador en la MLA	113
5.14 Respuesta de amplitud típica	115
5.16 Reflexiones de una carga desacoplada	116
5.17 Reflexiones de potencia de una carga desacoplada	119
5.18 Método de longitud del cable	120
5.19 Conexión del RME -5 y RMS-5 al Modulador	123
5.20 Ejemplo de Anulación de portadora	125
5.21 Conexión del RME -5 y RMS-5 al Demodulador	137
5.22 Conexión del RME -5 y RMS-5 al Demodulador	141
5.23 Conexión del RME -5, RMS-5 y el DOWN CONVERTER para la medición de Distorsión	148

Índice de Tablas

Página

Capítulo I Antecedentes.

1.1 Bandas de frecuencia	4
--------------------------	---

Capítulo II Técnicas de medición de voltaje y nivel.

2.1 Valores frecuentes de voltaje	10
-----------------------------------	----

Capítulo IV Análisis del Transceptor a Microondas CTR147S-8.

4.1 Gamma RF de la unidad transmisor	66
4.2 Características de la unidad amplificador de RF	76

Introducción

El Instituto de Ciencias Básicas e Ingeniería (ICBI) de la Universidad Autónoma del Estado de Hidalgo, cuenta con un cuerpo académico en la Ingeniería en Electrónica y Telecomunicaciones. Esta área académica tiene bajo su cargo un equipo Transceptor a Microondas CTR 147S-8 de 960 canales. Este Transceptor, realiza dentro de un mismo chasis funciones de transmisión como de recepción, opera en la gama de frecuencias de 7.7 a 8.5 GHz y es apto para la modulación, amplificación y demodulación de señales RF.

El uso del Transceptor a Microondas, nos permite entender conceptos tales como Sensibilidad, No Linealidad, Distorsión de Retardo de Grupo, Fase y Ganancia Diferencial de las señales RF. Estos conceptos nos ayudan a despejar dudas sobre la relación que existe entre la frecuencia, la potencia y el ruido de dichas señales.

Capítulo I. Comprende conceptos de microondas, su rango de frecuencia, ventajas, desventajas y los sistemas de comunicación que ocupa.

Capítulo II. Resumen de las técnicas de medición que ocupan los sistemas de telecomunicaciones tales como: generación de frecuencias, osciladores, métodos de calibración, mediciones de barrido, en general nos presenta conceptos que utilizaremos en los capítulos siguientes.

Capítulo III. Mediciones en sistemas telefónicos, radio enlace y satélite. La calidad de transmisión es el tema principal de este capítulo.

Capítulo IV. Contiene información del análisis de las unidades del transceptor, como son: la de transmisión, recepción, amplificación de radio frecuencia, por mencionar algunas de las unidades.

Capítulo V. Incluye las mediciones del analizador de radio enlace de microondas (MLA). Se encuentran las prácticas al Transceptor, con diferentes frecuencias de prueba y sus graficas de respuesta.

Objetivos

Objetivo General

Analizar el comportamiento del Transceptor a Microondas CTR 147S-8, con instrumentos de medición y realizar prácticas sencillas al Modulador, Demodulador y a la Sección de RF.

Objetivos Particulares

- Lograr el proceso de las prácticas y desarrollar los conocimientos adquiridos en la ingeniería, a través de esta investigación.
- Involucrar a la comunidad estudiantil, para realizar estas prácticas y así permitir el desarrollo integro del progreso académico.
- Manejo teórico y práctico de los instrumentos de medición y del Transceptor A Microondas CTR 147S-8.

Justificación

Los sistemas de radiocomunicaciones se han desarrollado vertiginosamente en los últimos años, lo que ha generado una mayor preocupación por conocer de mejor forma los fenómenos de señales RF.

La ingeniería de microondas comprende sistemas electromagnéticos que trabajan en frecuencia de 10^9 a 10^{12} Hz, correspondientes a longitudes de onda entre 30cm y 0.3mm. La pequeñez de estas longitudes de onda, que son del mismo orden de magnitud que las dimensiones de los elementos de circuito empleados, es la característica más notable de esta área. Realmente a causa de la pequeñez de estas longitudes de onda, el tiempo de propagación de los efectos eléctricos desde un punto a otro del circuito, es comparable con el periodo de las corrientes y cargas oscilantes del sistema. En consecuencia, un análisis basado en las leyes de Kirchhof y los conceptos convencionales de tensión-corriente a baja frecuencia, no describen adecuadamente los fenómenos eléctricos que tienen lugar en un circuito de microondas.

Por lo que este trabajo tiene por objeto el análisis del Transceptor a Microondas CTR147S-8, para desarrollar practicas en las secciones de modulación, demodulación, oscilador local y en la sección de amplificación, que permita a los alumnos de la ingeniería en electrónica y telecomunicaciones aplicar conceptos de sensibilidad del modulador y demodulador, distorsión, respuesta de amplitud, ganancia diferencial, retardo de grupo y fase diferencial de BB en FI, siguiendo el procedimiento correcto para su implementación y utilizando el equipo de medición adecuado para la realización de las mismas.

CAPITULO I

ANTECEDENTES.

1.1 Antecedentes

Heinrich Hertz, en 1887, fue capaz de producir las primeras ondas de radio. Las ondas de radio, como la electricidad y la luz, son formas de radiación electromagnética; la energía se envía mediante ondas de campos magnético y eléctrico. En un conductor, estas ondas se inducen y se guían mediante una corriente eléctrica que pasa a lo largo de un conductor eléctrico, pero ésta no es la única forma de propagar las ondas electromagnéticas (EM). Empleando una señal eléctrica muy potente como fuente de transmisión, una onda EM se puede propagar muy lejos a través del aire.

Una forma de comunicar información mediante ondas de radio es modulando una portadora de alta frecuencia antes de la transmisión. La técnica de modulación de radio utiliza la operación de banda lateral única (BLU) si bien la portadora normalmente se suprime. La característica distintiva de una señal portadora de radio es su alta frecuencia en relación con el ancho de banda de las frecuencias de la señal de información. La frecuencia de la portadora tiene que ser alta para que se pueda propagar como onda de radio. [14]

Después de la modulación, la señal modulada se amplifica. La amplificación refuerza la intensidad de la señal. La señal se filtra; a continuación la señal filtrada modulada a la portadora de radio frecuencia (RF) generada por un oscilador de alta calidad; después la señal modulada se filtra nuevamente para evitar la posible interferencia con otras ondas de radio de frecuencia adyacente. Finalmente, la señal se refuerza en un amplificador alta frecuencia y se envía a la antena en donde se convierte a la forma de ondas de radio.

Las ondas de radio son detectadas por un receptor, un filtro elimina las señales extrañas e interferentes antes de la demodulación. Como alternativa al filtro, se puede emplear un circuito de sintonía. Este circuito permite seleccionar las frecuencias que se requieren transmitir o recibir. A continuación se tiene la demodulación. En el receptor, la demodulación se realiza mediante la eliminación de la señal equivalente

a la frecuencia portadora del transmisor, dejando sólo el señal original ó señal de información. Después de la demodulación, la señal de información se procesa. La señal se intensifica mediante un amplificador con control automático de ganancia (CAG) para asegurar que la fidelidad de la señal de salida sea constante aún si la señal de onda de radio recibida ha sido sometida a desvanecimiento intermitente. Finalmente, la salida se ajusta para eliminar las diferentes distorsiones de señal, conocidas como retardo de grupo y distorsión de frecuencia, mediante dispositivos ecualizadores.

Al incrementarse el uso de las comunicaciones electrónicas al paso de los años, el espectro de frecuencias que, por lo regular se usa para señales de radio, se ha congestionado bastante. No es un secreto que el espectro de frecuencias electromagnético es un recurso natural finito, el cual ha venido usándose con rapidez. Una de las soluciones principales a este problema ha sido mover las comunicaciones de radio más arriba en el espectro. Al principio, la expansión sucedía en los intervalos de alta frecuencia y ultra alta frecuencia (VHF y UHF). Hoy día, sin embargo, la expansión principal en los servicios de radiocomunicación es el intervalo de microondas, de 1 a 300 GHz, el cual ofrece importantes anchos de banda para comunicaciones y otras aplicaciones. [14]

En frecuencias altas, los componentes electrónicos estándar no funcionan. Los transistores comunes no amplifican u oscilan en dichas frecuencias, y debieron perfeccionarse transistores especiales. También se desarrollaron muchos otros componentes especiales para amplificar y procesar señales de microondas.

Para aplicaciones de microondas, las líneas de transmisión de tiras paralelas y microtiras, toman el lugar de inductores, capacitores y circuitos sintonizados. Las guías de ondas sirven como líneas de transmisión y los tubos especiales, como el magnetrón y el de ondas viajeras, se utilizan para alcanzar alta potencia. Los diodos semiconductores para microondas sirven para la detección y el mezclado de la señal, así como para multiplicadores de frecuencia, atenuación, conmutación y oscilación.

1.2 Radio de Microondas

Microondas (MO) es el nombre que se le da a las ondas de radio cuya frecuencia se encuentra arriba de los 1000 MHz y cuyas longitudes de onda son de unos cuantos centímetros (por eso el prefijo micro). Los sistemas de MO comúnmente se emplean como sistemas de transmisión de alta capacidad de punto a punto en las redes de telecomunicaciones, por ejemplo: los enlaces troncales de alta capacidad entre ciudades de la red telefónica o, a menor escala (empleando antenas más pequeñas) entre oficinas de una compañía. La alta frecuencia y la longitud corta de onda del radio de MO permiten la construcción de sistemas de radio de alta capacidad con el empleo de antenas relativamente pequeñas pero altamente direccionales. Este menor tamaño genera beneficios en términos de costo, instalación y mantenimiento.

1.3 Concepto de Microondas

Microondas comprende las frecuencias ultraltas, superaltas y mucho más altas, directamente arriba de los intervalos de frecuencia más baja donde se dan ahora la mayor parte de las comunicaciones de radio y abajo de las frecuencias ópticas que cubren las frecuencias infrarrojas, visibles y ultravioleta. Los beneficios sobresalientes para radiocomunicación de estas frecuencias muy altas y sus cortas longitudes de onda que las acompañan, compensan con creces los problemas relacionados con su uso. Hoy en día, la mayor parte de los servicios de comunicaciones y el equipo usan microondas. [13]

1.4 Frecuencias de Microondas y sus bandas

La región principal de microondas por lo general se considera entre 1 y 30 GHz, no obstante que algunas definiciones incluyen frecuencias hasta de 300 GHz. Las señales de microondas en el intervalo entre 1 y 30 GHz tiene longitudes de onda de 30 cm., (más o menos 1 pie) a 1 cm., (casi 0.4 pulg.).

El espectro de microondas se divide en grupos de frecuencias ó bandas, como se puede ver en la tabla 1.1. Las frecuencias arriba de 40 GHz se denominan ondas milimétricas (mm) por que su longitud de onda es sólo de milímetros. Cabe destacar que la banda de ondas submilimétricas se rebasa en parte con la banda de UHF, la cual es de 300 a 3000 MHz. Las frecuencias arriba de 300 GHz están en la banda de ondas submilimétricas. En la actualidad, las únicas comunicaciones, en las bandas milimétricas y submilimétricas, se usan para la investigación y actividades experimentales. [13]

Designación de la banda	Intervalo de frecuencia GHz
L	1-2
S	2-4
C	4-8
X	8-12
KU	12-18
K	18-27
KA	27-40
Milimétricas	40-300
Submilimétricas	>300

Tabla 1.1 Bandas de frecuencia

1.5 Beneficios de las Microondas

Cada señal electrónica que se emplea en comunicaciones tiene un ancho de banda finito. Cuando se modula una portadora con una señal de información se producen bandas laterales. La señal resultante ocupa cierta cantidad de ancho de banda, llamada canal, en el espectro de frecuencia de radio, donde las frecuencias centrales de los canales se asignan de manera que las señales que usa cada canal no se sobrepongan e interfieran con las señales de los canales adyacentes. Conforme aumenta el número de señales de comunicaciones y de canales, se usa más y más espacio del espectro. Dado que la necesidad de comunicaciones electrónicas ha crecido con los años, el número de estaciones de comunicaciones de radio ha

aumentado en forma espectacular, haciendo que el espectro de radio se vea muy congestionado.

Los adelantos tecnológicos han ayudado a resolver algunos problemas sobre el congestionamiento. Por ejemplo, la selectividad de los receptores ha mejorado para que no sea tan grande la interferencia de los canales adyacentes. Esto permite a las estaciones operar en frecuencias espaciadas más cerca entre sí.

En el lado del transmisor se han desarrollado nuevas técnicas para acomodar más señales en el mismo espectro de frecuencias. El ejemplo clásico es el uso de banda lateral única (BLU), donde sólo se usa una de las bandas laterales en vez de las dos, contándose de esta manera en dos el uso del espectro. Otro enfoque principal para resolver el congestionamiento del espectro ha sido el hecho de moverse en intervalos de frecuencia más alta. Al principio, pudieron explotarse las bandas de VHF y UHF. Hoy día, la mayor parte de los nuevos servicios de comunicaciones se han asignado a la región de microondas.

1.6 Desventajas de las Microondas

Conforme la frecuencia es más alta, es más difícil analizar los circuitos electrónicos. El análisis de dichos circuitos en frecuencia más baja, por ejemplo, debajo de 30 MHz, se basa en relaciones de corrientes y voltajes (análisis de circuitos). Dichas relaciones no sólo son útiles en frecuencias de microondas. En vez de esto, la mayor parte de los componentes y circuitos se analizan en términos de campo eléctrico y magnético (análisis de ondas). Por lo tanto, las técnicas usadas casi siempre para análisis de antenas y de líneas de transmisión, también suelen emplearse en el diseño de circuitos de microondas. Las técnicas de medición son, por supuesto, también diferentes. En electrónica de baja frecuencia se calculan corrientes y voltajes. En circuitos de microondas las mediciones son de campos eléctricos y magnéticos. Las mediciones de potencia son más comunes que las mediciones de voltaje y corriente. [13]

Otro problema es que en frecuencias de microondas, los componentes convencionales son difíciles, si no imposibles, de utilizar. Por ejemplo, un resistor común que se ve como resistencia pura en frecuencias bajas no exhibe las mismas características en frecuencias de microondas. Las terminales cortas de un resistor, aun cuando sean menos de 2 cm., representan una cantidad significativa de reactancia inductiva en frecuencias muy altas. También existe una pequeña capacitancia entre las terminales. Estas pequeñas reactancias de fuga y distribuida a veces se llaman residuales. Debido a estos efectos, en frecuencias de microondas un resistor sencillo se percibe como un circuito complejo RLC. La solución es usar elementos de circuito distribuido, en vez de componentes agrupados, en frecuencias de microondas.

Otro problema serio es el tiempo de tránsito en los transistores, el tiempo que toma a los portadores de corriente (huecos y electrones) moverse a través del dispositivo. En frecuencias bajas, los tiempos de tránsito se suelen despreciar, pero en frecuencias de microondas, son un porcentaje alto del periodo real de la señal. Este problema se ha resuelto con el diseño de diodos para microondas cada vez más pequeños, así como transistores; también se emplean Ge y materiales especiales como el arseniuro de galio, en el cual el tiempo de tránsito es mucho menor que en el silicio. Además se han diseñado componentes especializados para aplicaciones de microondas. Esto es cierto para amplificadores de potencia, donde se emplean tubos al vacío especiales como los KLYSTRONS, magnetrones y tubos de ondas viajeras como componentes primarios utilizados para amplificación de potencia.

1.7 Sistemas de comunicaciones por microondas.

Como cualquier otro sistema de comunicación, aquellas por microondas usan transmisores, receptores, antenas y transceptores. En el intervalo de microondas se usan las mismas técnicas de modulación utilizadas en frecuencias bajas. No obstante, la parte de RF del equipo es físicamente diferente debido a los circuitos y componentes especiales que se emplean para hacer los circuitos.

Transmisores. Como cualquier otro transmisor, el de microondas empieza con un generador de portadora y una serie de amplificadores. También incluyen un modulador seguido por más etapas de amplificación de potencia. El amplificador final de potencia aplica la señal a la línea de transmisión y la antena.

Receptores. Los receptores de microondas, como los de baja frecuencia, son del tipo superheterodino. Sus entradas están hechas con componentes de microondas. La mayor parte de los receptores emplean doble conversión. Una primera conversión hacia abajo lleva a la señal dentro del intervalo de UHF ó VHF, donde se procesa con facilidad mediante métodos estándar. Una segunda conversión reduce la frecuencia a una FI apropiada para la selectividad deseada.

Transceptor. En el pasado, el equipo de comunicaciones se empleaba en forma individual en unidades según su función y, por lo tanto, los transmisores y receptores casi siempre fueron unidades separadas. Hoy día, la mayoría de los equipos de comunicaciones de radio de dos vías se empacan de manera que el transmisor y el receptor están en una unidad conocida como transceptor. [13]

Los transceptores de microondas unidades grandes de alta potencia instalados sobre una mesa, proporcionan muchas ventajas. Además de compartir una misma fuente de alimentación, los transmisores y receptores pueden compartir circuitos y, por lo tanto, logran ahorros en costos, en algunos casos, un tamaño menor. Algunos circuitos que pueden desempeñar una doble función son antenas, osciladores, sintetizadores de frecuencia, circuitos sintonizados, filtros y varias clases de amplificadores.

CAPITULO II

TÉCNICAS DE MEDICIÓN DE VOLTAJE Y NIVEL.

2.1 Nivel absoluto de voltaje y potencia

El equipo de medición de telecomunicaciones está generalmente calibrado para Nivel de Voltaje ó Nivel de Potencia. El decibel es la unidad utilizada para expresar el nivel de una señal como una expresión logarítmica de base 10. [2]

Considerando primero una relación de potencia, el número de decibeles (dB) es igual a 10 Log. , (de la relación de potencia).

$$\text{Potencia (dB)} = 10 \text{ Log. (Potencia De Salida/ Potencia De Entrada).}$$

Considerando una relación de voltaje:

$$\text{Voltaje (dB)} = 20 \text{ Log. (Voltaje De Salida/ Voltaje De Entrada).}$$

2.2 Nivel relativo de voltaje y de potencia

Si los niveles medidos son referidos a un valor definido, entonces usamos el término “nivel de voltaje relativo”.

$$PV_{REL} \text{ (dB)} = 20 \text{ Log. } | V_X / V_1 |$$

Y el término nivel de potencia relativo:

$$P_{REL} \text{ (dB)} = 10 \text{ Log. } | P_X / P_1 |$$

Por ejemplo, un voltaje puede referirse al nivel de señal, o la potencia de una banda lateral a la de portadora.

Ejemplo: duplicar un valor de voltaje equivale a + 6.02dB, duplicar uno de potencia corresponde a +3.01dB. Valores frecuentemente ocurrentes se ven en la tabla 2.1 :

$ V_X/V_1 $	1.122	1.259	1.412	1.995	3.162	10
$ P_X/P_1 $	1.259	1.586	1.995	3.981	10	100
dB	+1	+2	+3	+6	+10	+20

Tabla 2.1 Valores frecuentes de voltaje.

2.3 Subíndices empleados en el decibel

dBm: En los sistemas telefónicos la unidad universalmente aceptada es el dBm. Por definición, el dBm es un nivel de potencia referido a 1mW.

dBr: En un sistema telefónico, un punto de nivel de referencia es el punto de nivel de transmisión cero, que corresponde a un nivel de 0 dBm (1mW) y que universalmente es aceptado como tono de prueba estándar.

Es importante enfatizar que este punto de nivel de referencia es un punto físico en el sistema, no es una medición de potencia y su valor está indicado en los planos del equipo. Bajo estas circunstancias, el dBr es el dB relativo al punto de transmisión cero.

Ejemplo: Si un nivel de -10dBm es aplicado a un punto de 0dBr (figura 2.1) entonces en un punto de -22dBr se medirá un nivel de -32dBm. [2]

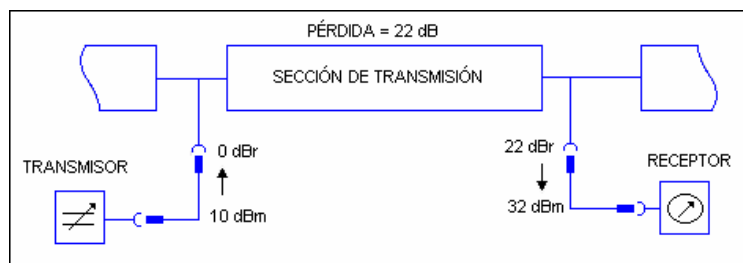


Figura 2.1 Puntos de medición en dBr

dBm0: Por definición, el dBm0 es el nivel de potencia absoluta referida al punto de nivel relativo cero (0 dBr). La designación del dBm0 permite al nivel ser expresado independientemente del punto de acceso ó de prueba. Normalmente, esta unidad se

utiliza para medir desviaciones del nivel a partir de un punto nominal de prueba dado en dBm. La relación entre las unidades dBm, dBr y dBm0 se define con la siguiente expresión:

$$dBm0 = dBm - dBr$$

Los valores de nivel dados en dBm0 son utilizados para representar las relaciones en un canal de voz. dBm0 aparece solamente para intervalos cortos en una distribución al azar. Los valores medios de intervalos largos y los niveles de piloto caen entre -10 y -20dBm0.

Ejemplo: el nivel referido de potencia de -43dBm0 es válido como el máximo nivel de fuga de portadora para todos los puntos de prueba (a sus diferentes valores dBr). El nivel de potencia medio en el punto de -22dBr no debe entonces exceder:

$$(-22dBr \text{ a } -43dBm0) = -65dBm.$$

dBv: Es el nivel de potencia referido a 1 volt pico a pico.

dBu: Es el nivel de potencia referido a 0.775 volts (valor eficaz).

2.4 Subíndices de decibel para mediciones de ruido

En los sistemas telefónicos se utilizan dos tipos de ponderación: Sofométrica (dBmp) y mensaje de tipo "C" (dBmC). Ambos tipos de ponderación fueron obtenidos de pruebas realizadas a un numeroso grupo de personas a los cuales se les hizo escuchar en un aparato telefónico tonos de diferentes frecuencias como interferencia. El grado de interferencia fue determinado por la comparación de la potencia de cada tono interferente con la potencia de un tono de 1000 Hz el cual los oyentes captaron, en su mayoría, como interferencia. [1]

Derivados de estas pruebas se obtuvieron los circuitos telefónicos con compensación sofométrica y de (Consejo Consultivo Internacional de Telefónica y Telegrafía) CCITT

(dBmp) y con compensación Mensaje tipo "C" del BELL TELEPHONE (dBrnC).

dBmp: El nivel de potencia de ruido en un circuito telefónico, ponderado de acuerdo a la curva sofométrica del CCITT, se designa dBmp.

dBm0p: Es el nivel de potencia sofométrico absoluto en decibeles referido a un punto de nivel relativo cero (0dBr).

Ejemplo: Si el nivel de potencia de ruido referido no debe exceder -60dBm0p, entonces en el punto de prueba de -22dBr el nivel de potencia de ruido no debe ser mayor que:

$$(-60dBm0p \text{ a } -22dBr) = -82dBmp.$$

dBq: El nivel de ruido en canales de programas de sonido es medido ya sea con ponderación sofométrica ó no ponderado, En lugar de valor R. M. S., la medición nos indica casi el valor pico de la señal.

El subíndice "q" es abreviación del inglés "quasi", indicando la medición de casi el valor pico.

dBrnC: el sistema BELL TELEPHONE de E. U (Estados Unidos de América) usa la curva de ponderación tipo C en lugar de la sofométrica. El subíndice significa:

- r n = ruido de referencia,
- c = ponderación mediante curva C.

Para convertir de una a la otra, la expresión es:

$$p (dBrnc) = p (dBmp) + 90$$

Ejemplo:

$$-51dBmp = 39dBrc$$

dBa: En E. U., la ponderación se usa también de acuerdo a la curva F 1A. El subíndice “a” significa ajustado. La expresión para conversión es:

$$p (dBa) = p (dBmp) + 85$$

Ejemplo:

$$-90dBmp = -5dBa$$

2.5 El principio de frecuencia heterodino en las técnicas de medición

Todos los medidores de voltaje y nivel y la mayoría de los generadores operan usando el principio heterodino (figura 2.2).

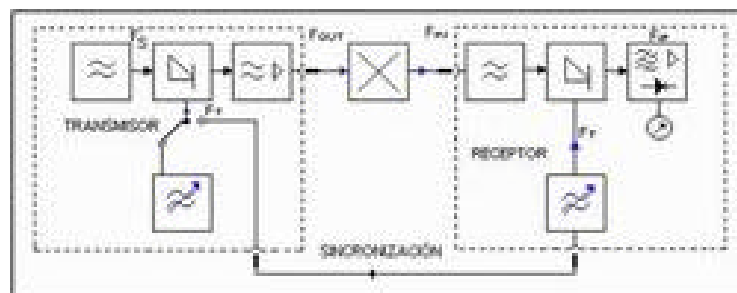


Figura 2.2 Principio de frecuencia heterodino para un generador de nivel y un medidor selectivo de nivel

En los transmisores, la frecuencia de transmisión F_{OUT} se forma de la frecuencia portadora F_T y la frecuencia de las señales F_S mezcladas, por lo cual la frecuencia constante de la señal y la variable de la portadora están siempre arriba de la máxima frecuencia transmitida. Durante la mezcla, los productos indeseables de ella se suprimen mediante un filtro paso bajo, de manera que sólo la diferencia de frecuencia requerida ($F_{OUT} = F_T - F_S$) está a la salida. [1]

En el medidor selectivo, la frecuencia de recepción F_{IN} es convertida en el mezclador con ayuda de la frecuencia portadora variable F_T a una frecuencia intermedia constante

$$F_{IF} = F_T - F_{IN}$$

En general la primera frecuencia intermedia de un medidor de nivel no nos da la ganancia y selectividad deseada. Por esta razón, los receptores modernos usan principalmente el principio de multi-conversión. En la última etapa de FI (por ejemplo 10KHz), un amplificador y divisor de voltaje operan para determinar el ancho de banda de la curva de selectividad (figura 2.3).

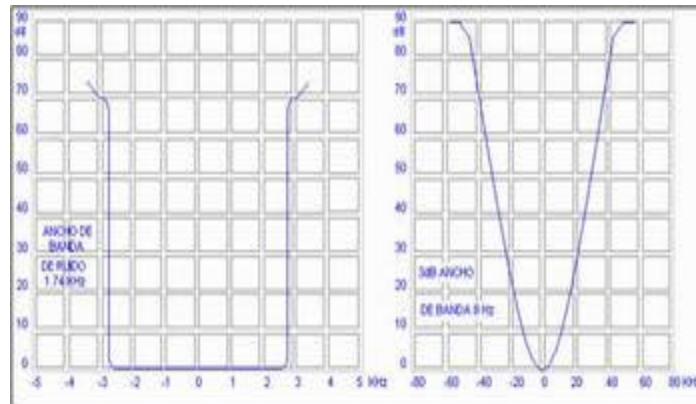


Figura 2.3 Curvas de selectividad para medidores de voltaje y nivel selectivos

El voltaje rectificado de FI es una medida de nivel de recepción. Si la frecuencia intermedia del receptor (F_{IF}) es igual a la frecuencia constante de la señal (F_S) del transmisor, la misma portadora F_T será requerido para sintonizar al transmisor y receptor. De esta manera, se evita la sintonización individual de cada parte. Si el oscilador es usado como unidad independiente es posible hacer combinaciones de unidades particularmente económicas (figura 2.4).

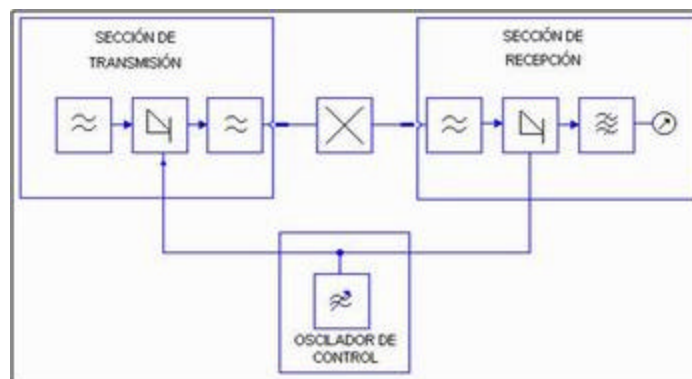


Figura 2.4 Principio de un conjunto de medición

Si el transmisor y el receptor se van a sintonizar a frecuencias diferentes ($F_{OUT} \neq F_{IN}$), por ejemplo en el caso de medición sobre un convertidor de frecuencia, se requerirá un oscilador en cada extremo.

El principio heterodino tiene la ventaja de que la frecuencia del oscilador F_T tiene que variarse muy poco (por ejemplo 1:2), en cambio la frecuencia de medición

$$F_{OUT} = F_{IN} = F_T - F_S$$

Varía en relación 1:10⁵. Esta es una ventaja definitiva cuando los instrumentos de medición sean usados en mediciones de frecuencia de barrido.

2.6 Generación de frecuencias en instrumentos de medición de voltaje y nivel

Es bien conocido que medir la frecuencia de voltaje alterno se logra contando sus cruces en cero dentro de un intervalo de medición específico. Con un intervalo de medición corto, las variaciones de fase en los cruces de cero determinan la inexactitud de la frecuencia.

Las causas de estas variaciones pueden ser: temperatura, influencias físicas y cambios de valor en los componentes electrónicos que generan la frecuencia (figura 2.5).

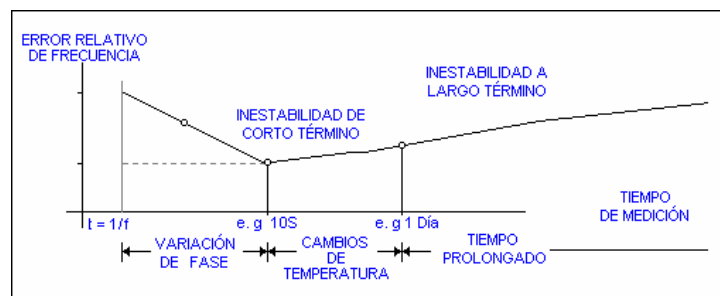


Figura 2.5 Variación del error relativo de frecuencia con el intervalo de medición

Entre los requerimientos más importantes para la medición, existen las siguientes demandas establecidas para las frecuencias generadas.

- Poca inexactitud en los ajustes.
- Mínima variación con la temperatura.
- Alta estabilidad a corto y largo plazo.

2.6.1 Osciladores amarrados en frecuencia

También conocidos como osciladores amarrados en fase, son excelentes debido a que poseen alta estabilidad con el tiempo. La figura 2.6 es un diagrama a bloques que muestra el principio de un oscilador controlado a voltaje que actúa como referencia (oscilador maestro), su estabilidad y precisión a largo plazo, son determinados por la frecuencia F_G , del oscilador amarrado en fase ó de sintonía.

Un circuito formado por pulsos genera una forma de onda de aguja con una repetición de 1MHz ó 100MHz por lo que el espectro de frecuencias resultante tiene líneas separadas por 1MHz ó 100MHz, respectivamente. Este intervalo determina la capacidad de amarre en pasos de 1MHz ó 100MHz. [2]

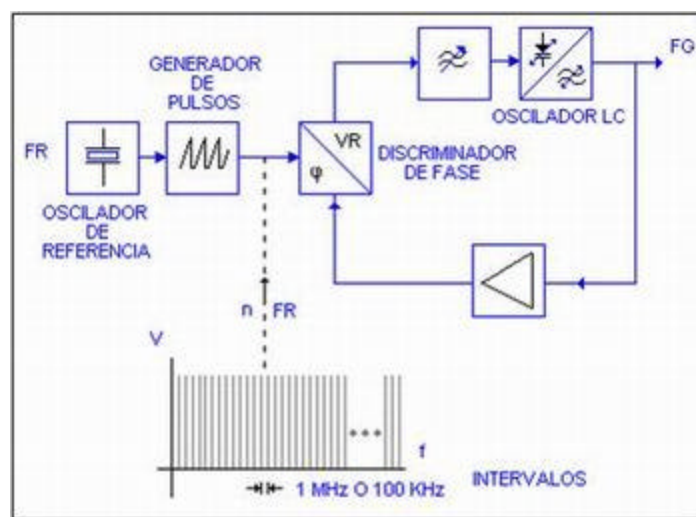


Figura 2.6 Principio de un oscilador amarrado

El voltaje de error V_R , a la salida del discriminador de fase, es determinado por la diferencia de fase ocurrente entre el oscilador de referencia y el oscilador LC. Si una desviación está presente entre la n -ésima armónica de F_R (frecuencia del oscilador maestro) y F_G (frecuencia del oscilador de sintonía), entonces la fase cambia y lo mismo hace el voltaje de error. Con la ayuda de la capacitancia variable con el voltaje, la frecuencia del oscilador LC es cambiada hasta que la condición de amarre $F_G = n \cdot F_R$ es obtenida. En esta condición la diferencia de fase es constante y la diferencia de frecuencia es cero.

Para ajustar continuamente la señal portadora F_T (figura 2.6) un oscilador sintonizable (VERNIER) adicional es necesario. Adicionando F_G , que es la frecuencia del oscilador de amarre, a F_I , (frecuencia del oscilador VERNIER) ó de interpolación, el resultado es F_T , la frecuencia portadora. Los principios funcionales de esto se ven en la figura 2.7.

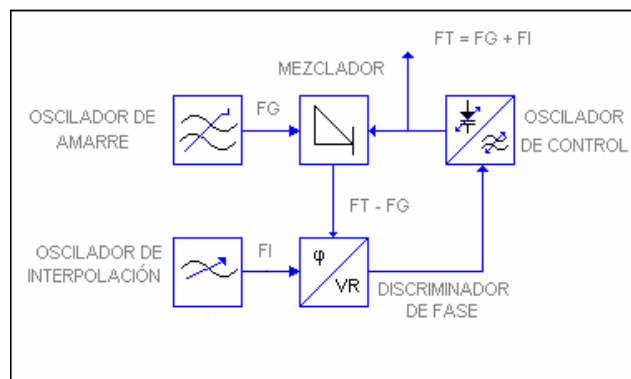


Figura 2.7 Principios de la suma de dos frecuencias

2.6.2 Osciladores de control ajustable en décadas

Para un más exacto y estable ajuste de frecuencias en un valor ó en pasos definidos, un oscilador de control ajustable en décadas, es conveniente.

Como se ve en la figura 2.8, la frecuencia producida por el oscilador sintonizable es medida en el controlador y comparada con un valor seleccionado. Si hay una diferencia entre las dos frecuencias, el voltaje corrector de error automáticamente

hace que la frecuencia del oscilador cambie hasta que coincida con la frecuencia seleccionada. Este proceso funcional es posible cuando el contador de frecuencias, tiene un intervalo de compuerta controlado a cristal (por ejemplo 10ns), mide la frecuencia del oscilador auto excitado. Después de este proceso, el estado del contador es comparado con la frecuencia seleccionada en décadas; con eso, la frecuencia del oscilador de sintonía puede ser mayor ó menor. Una medida de la diferencia de frecuencia es el ancho del pulso provisto por el circuito de comparación de tiempo. Integrar el pulso mas reciente, causa una disminución ó aumento del voltaje de control del error y por lo tanto una frecuencia del oscilador de sintonía menor ó mayor. [3]

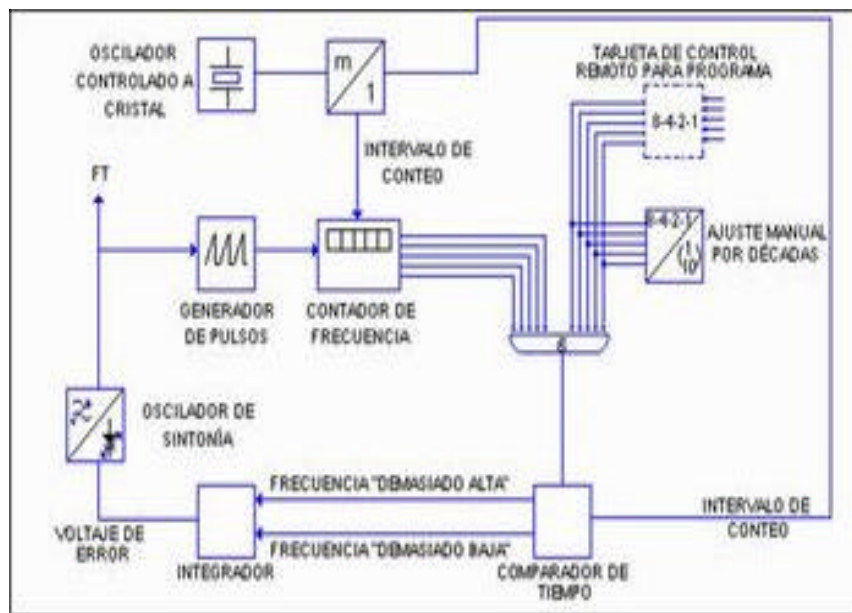


Figura 2.8 Diagrama a bloques de un oscilador por control a décadas con un oscilador sintonizable amarrado en fase

Si el oscilador de control se aumenta con un generador acoplado, (dispositivo auxiliar), entonces para la frecuencia resulta un generador de nivel ajustable en décadas y con control remoto.

2.6.3 Sintetizador para generar frecuencias

El principio del sintonizador se basa en la generación de pasos de frecuencia controlados a cristal ó sintonizador (por ejemplo en pasos de 100KHz) y de pequeños pasos de interpolación (ejemplo 1Hz) véase figura 2.9.

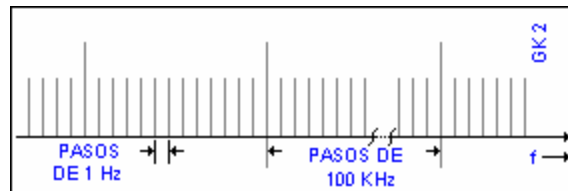


Figura 2.9 Frecuencia de sintetizador comprendiendo pasos de 100 KHz y 1 Hz

Para describir los medios por los cuales el sintonizador funciona, el oscilador de portadora de un medidor de nivel es usado (25MHz). En este caso el sintetizador debe generar la frecuencia $F_T = 40\text{MHz}$ a 65MHz .

Los grupos funcionales de éste (figura 2.10) son: oscilador de referencia, oscilador de amarre, oscilador de interpolación, oscilador de portadora.

El oscilador de referencia determina la exacta frecuencia. Esta se consigue mediante un oscilador estándar el cual genera 100MHz, después de la división de frecuencia.

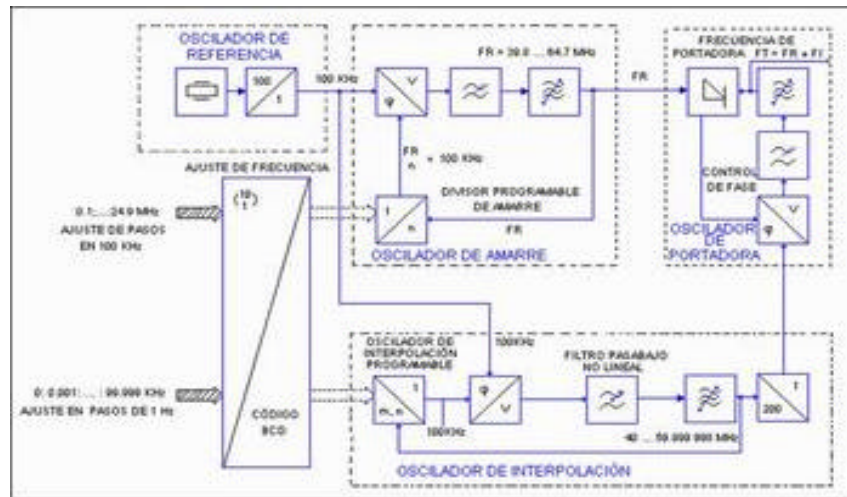


Figura 2.10 Principio de un sintetizador ajustable de frecuencia capaz de dar pasos de 1 Hz

El oscilador de amarre genera las frecuencias $F_R = 39.8 \text{ MHz}$ a 64.7 MHz en pasos de 100 kHz . Para generar estas frecuencias, la del oscilador se distribuye por un divisor programable de tal manera que siempre hay 100 kHz presentes. La frecuencia es comparada en un circuito de control de fase cero con una referencia de 100 kHz . Esto toma un lazo amarrado en fase (PLL) el cual se describió en la sección "Osciladores amarrados en Frecuencia".

El oscilador de interpolación manda la frecuencia $f_1 = 200 \text{ kHz}$ a 299.99 kHz en pasos de 1 Hz . Para ello, el divisor programable es necesario, este tiene una relación fraccionaria de división. Las relaciones m y n , derivadas del desplazador de punto decimal, tienen la ventaja de que el número de etapas divisoras conectadas consecutivamente están todas incluidas en los osciladores de amarre e interpolación.

Frecuencias relativamente altas entre 40 y 60 MHz son producidas por el oscilador de interpolación. Después de $200:1$ divisiones de frecuencia la de interpolación $f_1 = 200$ a 299.99 kHz es el valor deseado. Debido a que la división de $200:1$, el divisor de interpolación necesita cambios solo en pasos de 200 Hz . Otra ventaja de esta división es que la interferencia de fase se reduce en $200:1$, y la frecuencia de referencia relativamente alta de 100 kHz es posible.

Ya que la relación de división del divisor de interpolación es un número fraccional, la relación de fase entre el voltaje de referencia de 100KHz y el voltaje de salida del divisor de interpolación cambia con el tiempo. Para prevenir este cambio de fase, el medidor de fase manda un voltaje adicional al oscilador con el que compensa cualquier cambio en el voltaje de control de tal manera que la fase del oscilador de 40 a 60MHz permanece constante cuando está en el estado estable. Además de la capacidad de pasos de 1Hz mencionado, el sintetizador llena los siguientes requerimientos.

- Corto tiempo de sintonía después que la frecuencia se cambió.
- No trastorno de fase cuando la frecuencia es cambiada.

El filtro pasa-bajos no lineal en el lazo de control determina el tiempo de sintonía. El cambio grande en fase y con éste el cambio de voltaje variable que ocurre durante una modificación de frecuencia resulta en una frecuencia de límite de filtro pasa-bajo relativamente grande y por consecuencia un corto tiempo de sintonía.

En la condición de estado estable, solo cambios de fase muy pequeños, aparecen de tal manera que el voltaje variable controlado así como la frecuencia límite de filtro pasa-bajo puedan permanecer bajos. Una influencia favorable en el tiempo de respuesta es la de la alta frecuencia de referencia, a 100KHz.

De manera que las perturbaciones de fase de corta duración no causen un espectro de interferencia. Este proceso es requerido por el control de fase ó el oscilador de portadora.

La función del oscilador de portadora es la adición de las frecuencias F_R y F_I generadas por los osciladores de amarre e interpolación (figura 2.6 ilustra los principios de operación y el texto, su funcionamiento). La frecuencia portadora es el resultado de:

$$F_T = F_R + F_I$$

2.7 Métodos de calibración

Cuando usamos medidores de voltaje ó nivel, existe un error de medición, introducido por la incertidumbre del nivel de calibración, el error de atenuación del PRE-atenuador y el error de respuesta en frecuencia del circuito de entrada (PRE-atenuador, filtro pasa-bajo y mezclador). Estos errores individuales deben mantenerse tan pequeños como se pueda y si es posible, eliminarlos. Para esto, dos métodos de calibración se describen a continuación. [2]

2.7.1 Calibración semiautomática

Con este método, el error de voltaje del divisor del PRE-atenuador se elimina de acuerdo a la magnitud de la señal por medir, el atenuador de entrada es ajustado de tal manera que las etapas siguientes no sean sobreexcitadas y su ruido intrínseco no afecte a la exactitud de la medición. La atenuación del atenuador calibrado es extremadamente precisa, de manera en los niveles de FI es adecuada para permitir que el resultado medido sea leído directamente en el medidor analógico.

Si el botón de calibración es oprimido, entonces la entrada al receptor es separada de la señal de prueba y aplicada al oscilador de calibración el cual da una frecuencia a un nivel muy constante. También, cuando el botón de calibración es oprimido, el oscilador de frecuencia portadora, F_T , automáticamente se ajuste a la frecuencia del oscilador de calibración. Entonces la señal de calibración pasa por la posición predeterminada del atenuador de entrada, la cual no ha sido cambiada. De acuerdo a esta posición, el atenuador de FI calibrado es ajustado de tal manera que la señal de calibración causa deflexión completa de la aguja del medidor analógico como se muestra en la figura 2.11.

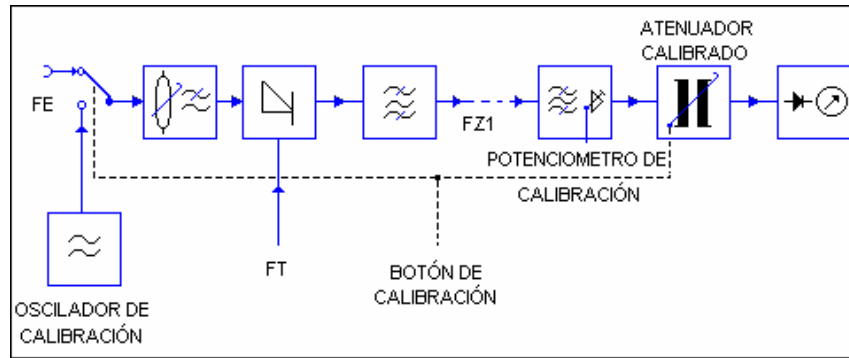


Figura 2.11 Calibración semiautomática de nivel

Si la lectura se desvía del valor nominal durante la calibración, entonces la ganancia es corregida manualmente con ayuda de un potenciómetro.

2.7.2 Calibración automática

El error de respuesta de frecuencia del circuito de entrada puede ser eliminado en instrumentos de medición de nivel que tenga una amplia gama de frecuencias de recepción.

En el modo automático, el oscilador de calibración produce una frecuencia que es siempre igual a la de recepción F_E . Con éste propósito, el mezclador de calibración (figura 2.12) obtiene tanto la frecuencia de portadora variable F_T , y la frecuencia fija del oscilador de calibración; ésta última es igual a la primera F_1 ($fz1$). La siguiente frecuencia del nivel de calibración es, por lo tanto:

$$F_E = F_T - fz1$$

La secuencia automática tiene un reloj de ciclo de calibración para determinar la duración: calibración 0.1s, lectura 0.9s, calibración 0.1s, etc. Al principio del proceso de calibración, el valor medido en el display es almacenado en un capacitor y el display aislado. Más adelante, el nivel de calibración es conmutado al PRE-atenuador de banda ancha cuyo ajuste debe permanecer sin cambio. Con este proceso, el atenuador de FI de relación transformadora en el nivel de 10KHz, brinca a una posición a la cual, de acuerdo al ajuste del PRE-atenuador, ha sido dirigido. La señal

de calibración, después de convertida a 10KHz, es rectificadora y comparada a un voltaje de referencia en el amplificador diferencial.

Si el voltaje de calibración se desvía del de referencia, entonces el control automático de ganancia (AGC) de 10KHz, corrige la ganancia y con ello la respuesta de frecuencia. El ajuste del amplificador diferencial almacena el voltaje directo necesario para ajustar al amplificador AGC.

Las ventajas de la calibración automática son:

- El nivel absoluto de error permanece muy pequeño.
- La calibración no requiere ajustes manuales.

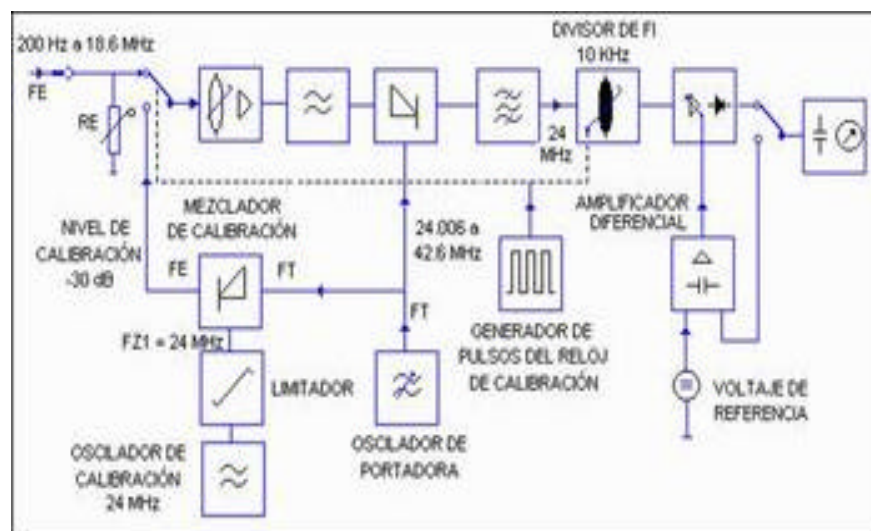


Figura 2.12 Calibración automática de nivel

2.8 Mediciones de atenuación (pérdida)

En telecomunicaciones, los diferentes tipos de atenuación tomados en cuenta, caracterizan redes de dos terminales, líneas o circuitos de transmisión, etc., y pertenecen a las especificaciones más esenciales. Antes de tocar las mediciones de atenuación, es conveniente descubrir la relación entre los niveles indicados y transmitidos. [2]

2.8.1 Nivel indicado y nivel transmitido

En el caso de generadores de señal y transmisores de nivel, debe notarse que el indicador (figura 2.13), solo indica el voltaje Terminal $V_1 = V_0$ cuando la condición de acoplamiento:

$$Z_L = Z_{OUT}$$

Es satisfecha. La impedancia de carga Z_L se desvía en valor o ángulo de fase de la impedancia de salida Z_{OUT} , entonces la desigualdad $V_1 \neq V_0$ se aplica.

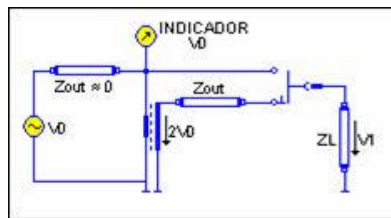


Figura 2.13 Circuito de salida de un transmisor de nivel ó generador de señal

En la posición del selector " $Z_{OUT} \sim 0$ " el voltaje Terminal V_1 siempre corresponde al valor indicado V_0 . Esto se aplica, sin embargo, solo a un valor mínimo de impedancia de por ejemplo $Z_L = 75\Omega$.

2.8.2 Atenuación (pérdida) en redes de dos terminales

Esta es definida por la proporción de la potencia aparente de entrada, $S_1 = V_1 I_1$; a la potencia aparente de salida; $S_2 = V_2 I_2$. Para esto, es requerido que la red este terminada a la entrada y salida con su impedancia característica $Z_1 = Z_2 = 75\Omega$; de ahí el transmisor y receptor deben tener: $Z_{OUT} = Z_{IN} = 75\Omega$.

La atenuación de la red es entonces:

$$A_V (dB) = 10 \text{ Log } S_1/S_2$$

Si P_1 es el nivel de potencia ajustado e indicado en el transmisor (aplicado a la entrada de la red) y P_2 es la potencia medida, entonces:

$$P1 \text{ (dBm)} = 10 \text{ Log } (S1/1mW)$$

$$P2 \text{ (dBm)} = 10 \text{ Log } (S2/1mW)$$

La atenuación de la red será:

$$A_V \text{ (dBm)} = P1 \text{ (dBm)} - P2 \text{ (dBm)}$$

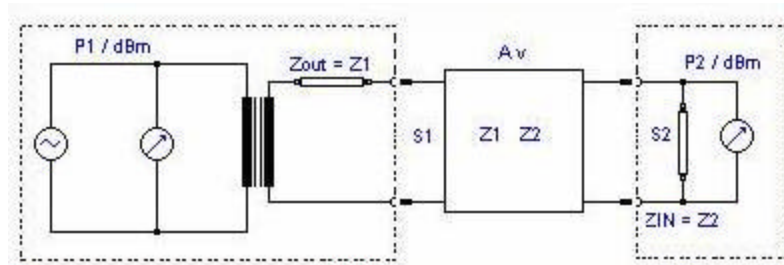


Figura 2.14 Medición de atenuación en una red de dos terminales

2.8.3 Coeficientes de atenuación imagen

Atenuación imagen es la pérdida que aparece bajo condiciones reales de operación. En ésta, no existe un acoplamiento perfecto, lo que introduce pérdida adicional. [1]

En el caso de medición del coeficiente de atenuación imagen (figura 2.15), se considera la proporción de la máxima potencia aparente S_0 (que produce el transmisor al acoplar Z_{OUT} con Z_{I1}) a la potencia aparente recibida realmente S_{IN} . Por lo tanto aplicamos;

$$A_B \text{ (dB)} = 10 \text{ Log } S_0/S_{IN}$$

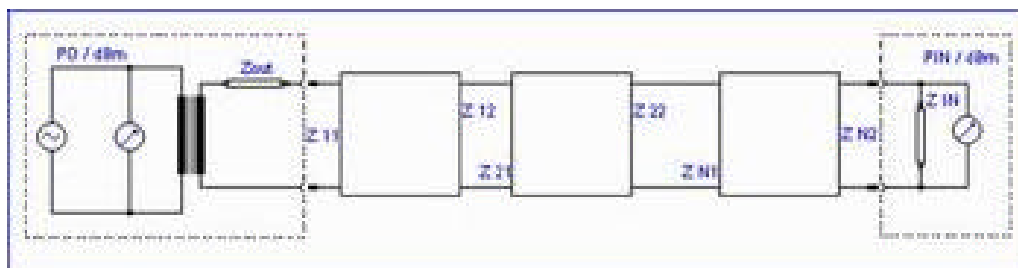


Figura 2.15 Medición del coeficiente de atenuación imagen

De acuerdo a esta definición, el medidor en el transmisor de nivel (figura 2.13) también continuamente indica el nivel, aún en condiciones desbalanceadas, que aparecería a la salida cuando esta correctamente acoplada, con el nivel de potencia P_O ajustador e indicado en el transmisor, y con P_{IN} el nivel recibido medido, tenemos entonces:

$$AB (dB) = P_O (dBm) - P_{IN} (dBm)$$

La distorsión de atenuación es el término aplicado a los diferentes valores de atenuación imagen medidos a diferentes frecuencias. Frecuentemente, la variación de atenuación con frecuencia es medida, y como valor de referencia la atenuación imagen, A_{BR} , es ligada a una frecuencia de referencia e incluida en la expresión.

$$?_A (dB) = A_B (dB) - A_{BR} (dB)$$

En técnicas de AF, la frecuencia de referencia es usualmente 800Hz (en Estados Unidos 1000Hz) y 814Hz para PCM. Para sistemas CF, se usan 100KHz o 1MHz entre otras.

2.9 La pérdida total (ganancia)

Es definida como la atenuación imagen de un circuito de comunicación operando bajo la condición de que el generador de nivel y el medidor tienen una impedancia de 600Ω a la salida y entrada respectivamente. [1]

2.9.1 Atenuación de diafonía

La atenuación de diafonía de extremo cercano está dada por (figura 2.16)

$$A_N (dB) = P_{11} (dBm) - P_{21} (dBm)$$

Y la atenuación de diafonía de extremo lejano (figura 2.17)

$$A_F (dB) = P_{11} (dBm) - P_{21} (dBm)$$

Nota: La atenuación de diafonía es llamada también “pérdida de acoplamiento”

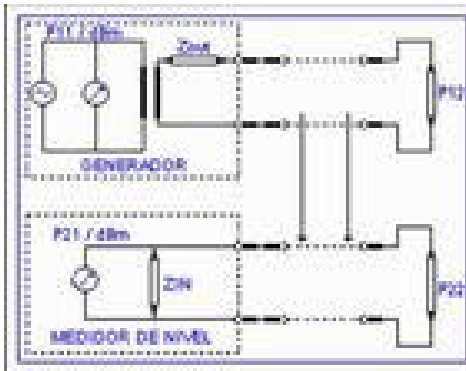


Figura 2.16 Medición de atenuación de diafonía de extremo cercano

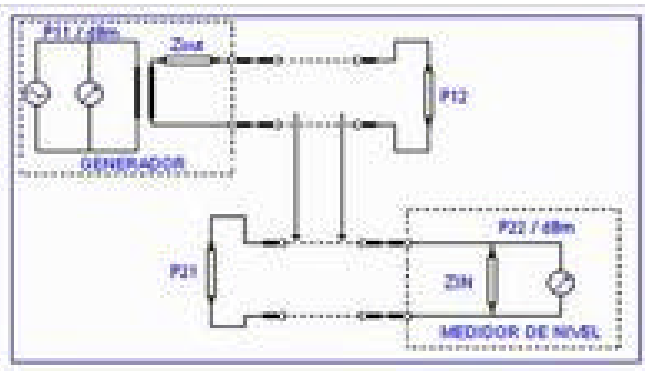


Figura 2.17 Medición de atenuación de diafonía de extremo lejano

Por lo anterior, para medir la atenuación de diafonía, una señal de ruido simulando las conversiones puede ser usada en lugar de la señal senoidal de prueba.

2.9.2 Pérdida de retorno

La pérdida de retorno ó coeficiente de reflexión es un término usual para establecer el grado de impedancia de igualación entre dos dispositivos. En transmisión de sistemas de microondas es muy importante para una carga la impedancia acoplada a sus fuentes, así cualquier desproporción evita la máxima transferencia de potencia pero, bajo ciertas circunstancias puede ser responsable la distorsión en la forma del rizo del retardo de grupo. [3]

Si una línea de transmisión, no está exactamente terminada con su impedancia característica, entonces como resultado de la onda de retorno, ocurre una curva de respuesta de frecuencia distorsionada para la distorsión de atenuación de frecuencia y distorsión de retardo de grupo.

La expresión siguiente nos da la medida del acoplamiento entre las impedancias de entrada y salida Z_X , a una impedancia característica Z_0 .

$$A_R (dB) = 20 \text{ Log. } Z_X + Z_0 / Z_X - Z_0$$

Hay muchos métodos para medir la pérdida de retorno, los métodos de barrido son los generalmente usados en enlaces de microondas, siendo el requerido para medir sobre una banda de frecuencia.

La figura 2.18 ilustra como ejemplo la curva de pérdida de retorno a la salida de 4 hilos, de múltiplex PCM que está siendo medido con un medidor de barrido (alta frecuencia) AF.

Para los circuitos híbridos usados ampliamente en telecomunicaciones, se requieren redes correctoras de impedancias.

El término pérdida de desacoplamiento, es usado frecuentemente en asociación con una red correctora de impedancias siendo acoplada a la impedancia de entrada de la línea de transmisión. Si Z_N es la reactancia de la red correctora y W_X es la impedancia de entrada de la línea, entonces para pérdida de desacoplamiento.

$$AF (dB) = 20 \text{ Log } W_X + Z_N / W_X - Z_N$$

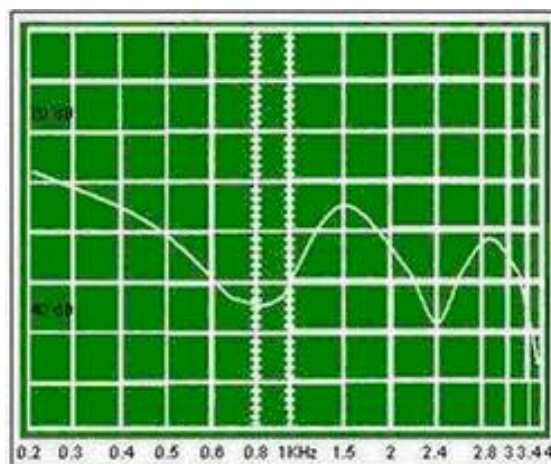


Figura 2.18 Curva de pérdida de retorno a la salida de un múltiplex PCM

2.10 Mediciones punto por punto y de barrido

Ambos procedimientos son empleados para alineamientos iniciales de sistemas de comunicación y pruebas de rutina en sistemas ya trabajando o para localización de fallas.

Los instrumentos equipados con microprocesador, son especialmente fáciles de operar para mediciones punto por punto y de barrido. Simples botones de ajuste dan control sobre las corridas automáticas de frecuencia durante las mediciones de barrido y sobre el control automático de pasos de frecuencia o las frecuencias para medición de ranuras almacenadas en el instrumento. [1]

2.10.1 Mediciones de LOOP y punta a punta

En las mediciones en LOOP (figura 2.19), tanto el generador de nivel como el medidor están ubicados en el mismo extremo del sistema. Por lo tanto, son necesarias conexiones auxiliares entre ellos. Así la frecuencia del generador de nivel y el medidor selectivo puede ser ajustada con la ayuda de la posición de frecuencia sincrónica en el medidor de nivel.

En el caso de mediciones punta a punta (figura 2.20), el generador de nivel y el medidor están sustituidos en extremos diferentes estando conectados por medio de la trayectoria de transmisión.

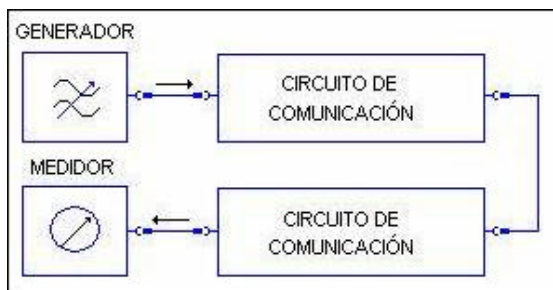


Figura 2.19 Medición en LOOP

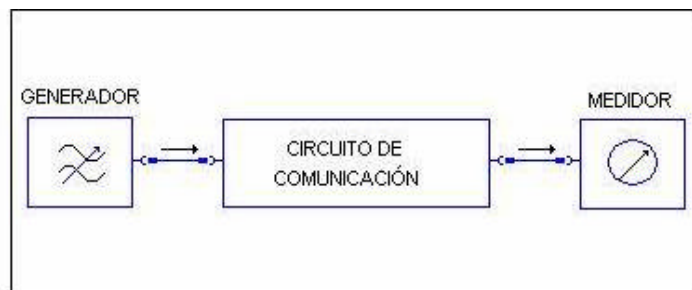


Figura 2.20 Medición punta a punta

2.10.2 Mediciones punta a punta

Las mediciones punta a punta mediante el ajuste manual de la frecuencia a valores pretabulados son usuales, por ejemplo, para la medición de atenuación de imagen. Frecuentemente, estas mediciones se realizan en un sistema de comunicación operativa del sistema.

2.11 Mediciones en las ranuras de canal

Los niveles de piloto de grupo, súper grupo, master grupo y súper-master grupo son una medida de la estabilidad de los sistemas de comunicación. Como ejemplo, la medición y registro de las fluctuaciones del nivel de un piloto pueden ser efectuados con un medidor de nivel que tenga alta estabilidad en frecuencia y nivel (figura 2.21). [1]

Como consecuencia de la fuga de portadora (84KHz), y de las frecuencias de señalización que aparecen en las estrechas ranuras asignadas a los pilotos, el nivel de éstos debe medirse con un medidor selectivo de nivel cuyo filtro de selectividad tiene un ancho de banda de 30Hz a 3dB.

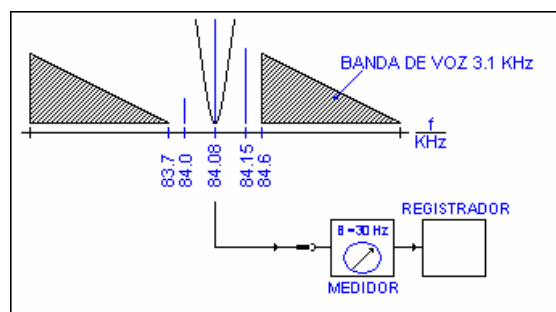


Figura 2.21 Registro continuo de los pilotos de grupo básico (84.080 KHz)

La medición del nivel de fuga de portadora en las ranuras de 900Hz de ancho (figura 2.22), es otra medición posible.

La comprobación de la distorsión atenuación/frecuencia de un circuito de banda CF (frecuencia de canal), cargado con tráfico, es posible con la medición selectiva punta a punta automática (figura 2.22). Las señales de prueba se transmiten por ejemplo cada 2 seg., y sus frecuencias se localizan en las ranuras entre dos súper-grupos.

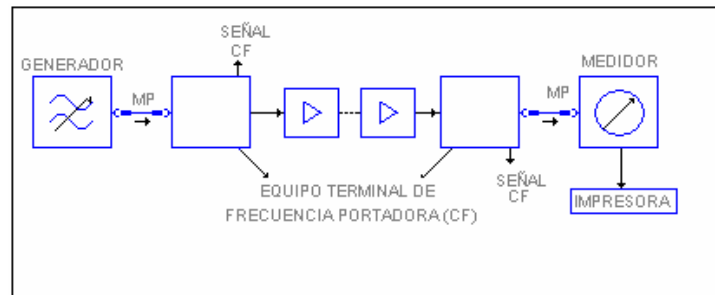


Figura 2.22 Generación y medición de pilotos

2.12 Mediciones de barrido

Este proceso permite una representación libre de ranuras de la curva de medición o de un espectro de frecuencia en un corto tiempo y con documentación de los resultados. Así la variación de la atenuación con la frecuencia, la ganancia y pérdida de retorno de un sistema bajo prueba son representadas como una curva (figura 2.23). Así las características de un objeto de prueba, por ejemplo, polos de atenuación o propiedades no deseables como picos de resonancia pueden ser detectados. Alineamiento de sistemas, análisis espectral de mezclas de frecuencia y pruebas rutinarias en los sistemas ya en uso son otras aplicaciones típicas. [1]

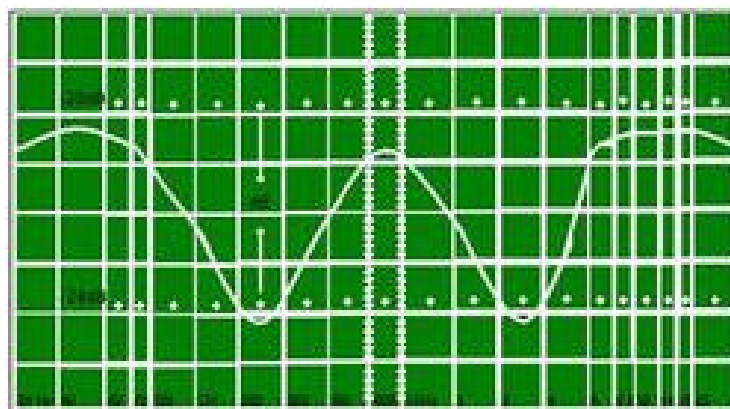


Figura 2.23 Curva de atenuación de una unidad bajo pruebas en el rango de 20 Hz a 20 KHz

Cuando la frecuencia es barrida, la señal medida es variada con el tiempo ó exponencialmente, y el resultado mostrado en la pantalla o registrador grafico. Con líneas horizontales superpuestas y marcadores de frecuencia, es posible medir y marcar la curva de medición.

La relación de cambio de frecuencia = Rango de Frecuencia/ Frecuencia de Barrido.

Tiene su límite superior determinado por el tiempo de respuesta del objeto bajo prueba o el medidor. Cuando se usan DISPLAYS, la velocidad de barrido mas baja está determinada por la persistencia de la pantalla.

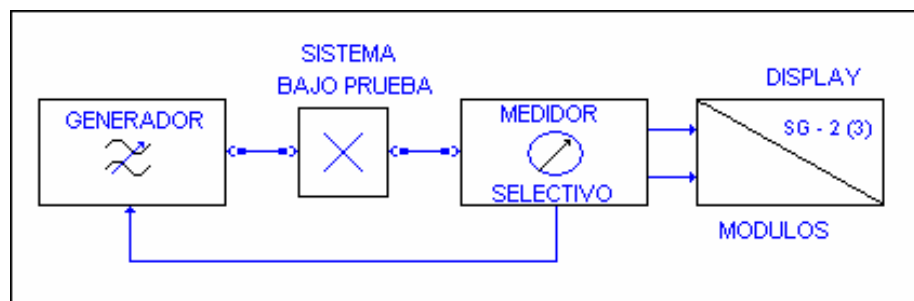


Figura 2.24 Medición selectiva de barrido

2.12.1 Mediciones selectivas de barrido

Cuando el modo de barrido selectivo es empleado, la frecuencia común del oscilador local del generador y del medidor selectivo, varía proporcionalmente con el tiempo. La figura 2.24 muestra como ejemplo una medición de este tipo.

Los medidores selectivos actuales permiten mediciones hasta de -120dBm (menos de 1V). Para grandes diferencias de atenuación tales como las que ocurren en las mediciones de filtros, se emplea la representación logarítmica (figura 2.25)

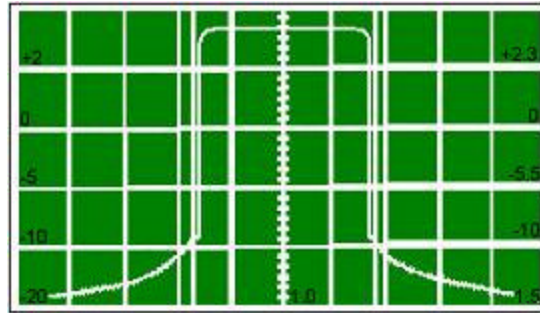


Figura 2.25 Curva de atenuación de un filtro Pasa-Banda

2.12.2 Mediciones de barrido en banda ancha

Para el alineamiento inicial y pruebas de rutina en circuitos CF, son necesarios procedimientos de medición de barrido. Por este medio, la grafica de la variación de pérdida total con la frecuencia puede ser mostrada como una curva de una pantalla de tubo de rayos catódicos (TRC).

Con la ayuda de barrido punta a punta (figura 2.26), el ajuste de igualadores especiales usados en los repetidores de sistemas de cable para CF es considerablemente simplificador.

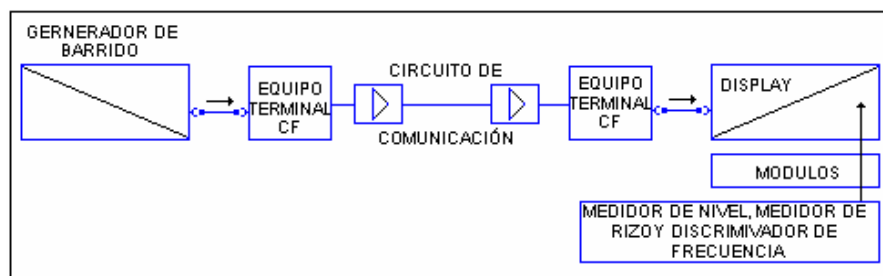


Figura 2.26 Mediciones punta a punta de barrido para un sistema de comunicación de CF en el rango de 6 KHz a 18.6 MHz

Ya que el generador de nivel y el medidor están separados, se requiere una medición de nivel de banda ancha en el lado receptor. El voltaje de deflexión del eje X es producido por un discriminador de frecuencia que recupera al voltaje X de la frecuencia de prueba.

Después de la detección en el receptor de banda ancha, la señal es un voltaje compuesto de componentes DC y AC, por lo cual la curva de voltaje AC en el tiempo es una ilustración de la variación de la pérdida total con la frecuencia. El valor RMS es un indicativo de la magnitud de la pérdida total. El porcentaje de rizo esta dado por:

$$W = VRMS/V * 100\%$$

Este se muestra en la figura 2.27 como una gráfica horizontal en la escala logarítmica de la pantalla de tubo de rayos catódicos (TRC), de la unidad de DISPLAY.

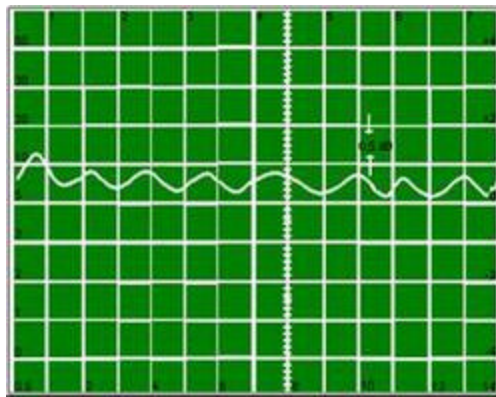


Figura 2.27 Pérdida total de un sistema de cable de 2700 canales después de ser igualado

El valor promedio de V, una medida de la señal recibida que no fue modulada en amplitud, se mantiene constante mediante un LOOP de control. Así, un alineamiento cíclico de los elementos de ajuste de un igualador para lograr un mínimo de rizo, puede usarse en tiempo relativamente corto. Una representación osciloscópica de la curva de la pérdida total es conveniente para identificar una discontinuidad si ésta aparece, por ejemplo, una variación excesiva en atenuación.

El procedimiento explicado permite ver simultáneamente la pérdida total y el rizo en la pantalla (figura 2.27).

2.13 Análisis espectral – recepción panorámica

Otros campos de aplicación del barrido incluyen el análisis de los espectros de mezclas de frecuencia y recepción panorámica por ejemplo, sistemas de transmisión con tráfico. [1]

Las líneas espectrales pueden grabarse con un registrador X-Y, o mostradas en pantalla (TRC) (figura 2.28).

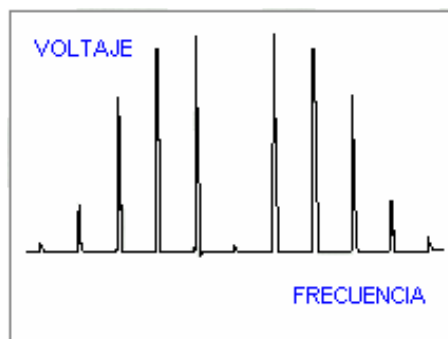


Figura 2.28 Líneas espectrales medidas con un dispositivo de nivel y un oscilador de barrido

La resolución es determinada por el ancho de banda del filtro de FI. Mientras más estrecho es seleccionado el ancho de banda, menor es la velocidad de la variación de frecuencia de barrido que debe seleccionarse. El rango dinámico de un receptor selectivo es caracterizado por:

- Muy poca distorsión introducida.
- Muy poco ruido introducido.
- Alta pureza espectral de la frecuencia del oscilador local producida por el oscilador de barrido.

CAPITULO III

TÉCNICAS DE MEDICIÓN EN RADIO ENLACES

3.1 Tecnología de medición de radio enlaces

Un radio enlace no está libre de distorsión lineal y no-lineal. Los límites de tolerancias especificados para las características de transmisión, sin embargo, garantizan que los requerimientos de calidad impuestos para la señal recibida sean cubiertos (para voz, sonido, imágenes ó datos).

Las funciones de medición más importantes en los sistemas de radio enlaces y satélite modulados en frecuencia portadora, incluyen la medición de las características de transmisión de banda base (BB) y de frecuencia intermedia (FI) figuras 3.1 y 3.2. [1]

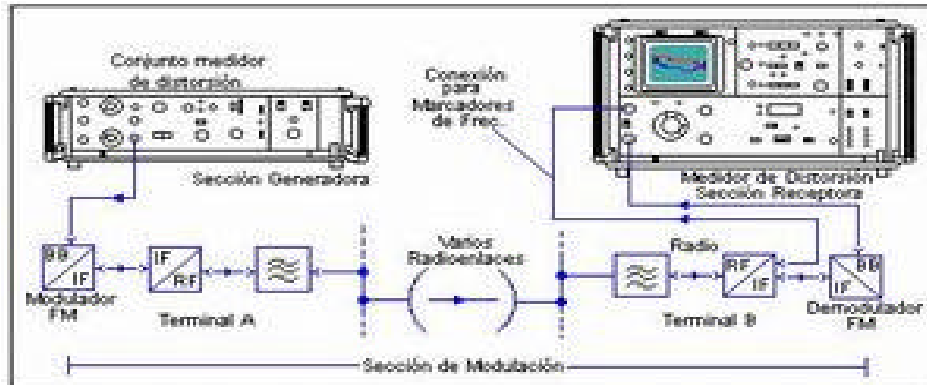


Figura 3.1 Medición de atenuación, distorsión y ruido blanco a través de una sección de modulación

Para medir las características de transmisión y analizar las fuentes de deterioro de ésta es necesario medir:

- Niveles de Atenuación.
- Ruido Básico y de Intermodulación.
- Distorsión de Retardo de Grupo y de Fase Diferencial
- Linealidad y Ganancia Diferencial

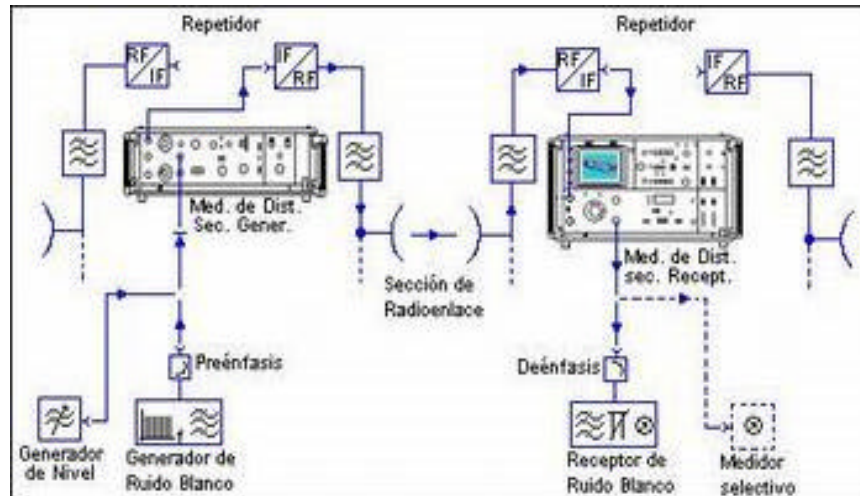


Figura 3.2 Medición de atenuación, distorsión y ruido blanco en un repetidor de radio

3.1.1 Mediciones de nivel y atenuación

Aunque en un radioenlace las mediciones de nivel y atenuación a la frecuencia de banda base (BB) no ocupan un espacio tan amplio como en un sistema de frecuencia portadora, se requiere en aquel una alta precisión y la medición de valores muy pequeños.

Por Ejemplo:

Tolerancia de $\pm 0.2\text{dB}$ son usuales para los niveles absolutos de los pilotos y niveles relativos.

Desviación de Atenuación de $\pm 1\text{dB}$ en el rango de 10KHz a 9MHz es especificada para un MODEM de 1800 canales.

Debe ser posible medir el nivel de interferencia hasta -110dBm en la salida de banda base, por lo cual valores de 15MHz son usuales como límite superior de frecuencia.

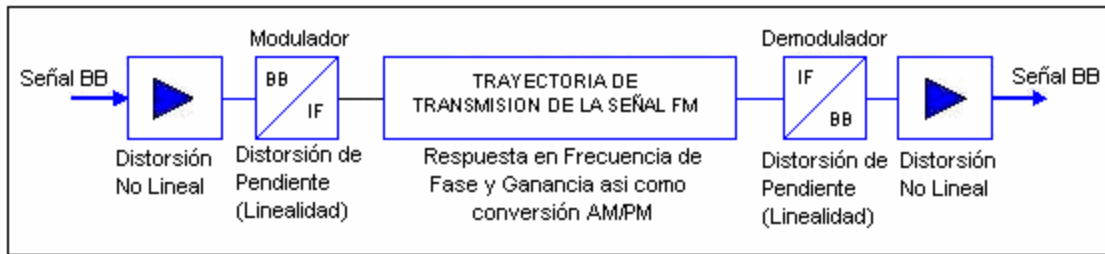


Figura 3.3 Ruido de intermodulación en la trayectoria de transmisión de las señales BB y FM

3.1.2 Distorsión lineal y no lineal en sistemas FM

Para ilustrar los variados campos de aplicación y funciones de medición de un juego de medición de distorsión, primero se describirán todas las posibles causas de distorsión de intermodulación y los métodos de medición necesarios, concluyendo con las diferentes mediciones en BB y FI.

Con un juego medidor de distorsión es posible hallar las fuentes de ruido de intermodulación en un radio enlace.

El ruido de intermodulación ocurre (figura 3.3) como resultado de:

- Características de amplificación No-Lineal en los módulos de BB.
- Curvas características del modulador y demodulador desviadas (figura 3.4)
- Distorsión lineal en la trayectoria de transmisión de la señal modulada en frecuencia por ejemplo, respuesta de frecuencia desigual de la etapa de amplificación y relación no proporcional de la fase con la influencia de la frecuencia de la señal FM.(figura 3.5)

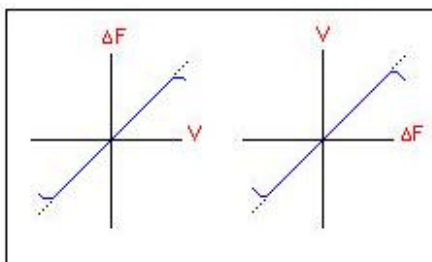


Figura 3.4 Curvas características de modulador y demodulador no lineales

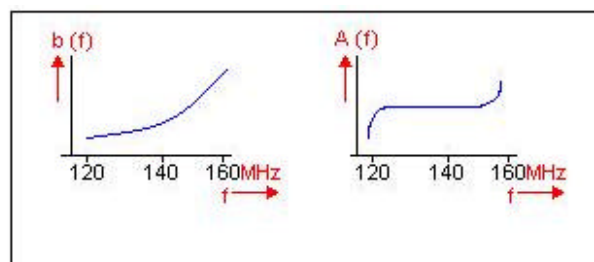


Figura 3.5 Respuestas de la frecuencia de la constante de fase B (F) y ganancia A (F) como ejemplo la banda de FI de 140 MHz

Otras causas de distorsión también pueden ser:

- Líneas de transmisión mal acopladas en el rango de transmisión de RF e IF lo cual resulta en curvas de atenuación y fase distorsionadas.
- Ecos de la señal RF debido a trayectos múltiples.

Más ruido de intermodulación ocurre como resultado de convertir la modulación de fase, lo cual es llamado conversión AM/PM. La AM puede resultar de una modulación de frecuencia debido a una respuesta de frecuencia y fase no lineal.

Las fuentes de conversión AM/PM son:

- El modulador de la sección transmisora y el limitador de amplitud perteneciente al demodulador. Si por ejemplo, en componentes semiconductores la capacitancia de la unión varía con el voltaje, puede ocurrir una variación del ángulo de fase (1° por dB).
- El tubo de onda progresiva (TWT) en el amplificador RF donde el ángulo de fase (por ejemplo 2 a 4 por dB), es dependiente de la amplitud de la entrada.

A parte de los ruidos de intermodulación, originados por las causas mencionadas, la variación de la atenuación de la señal BB con la frecuencia es también esperada (de la salida del modulador a la entrada del demodulador). Por ejemplo, una respuesta de amplitud desigual ó una respuesta de fase No-Lineal en la trayectoria de transmisión de la señal FM modifican la variación total con la frecuencia de la señal BB. [1]

3.1.3 Mediciones de distorsión

Una de las funciones más importantes de un medidor de distorsión es el reconocimiento, medición y muestra de las características de transmisión de BB y de las FI de 35, 70, ó 140MHz. De esta manera es posible encontrar fuentes de ruido de intermodulación; con la ayuda del resultado mostrado en la pantalla es posible

estimar la magnitud de la potencia de ruido de intermodulación. Mas detalles de esta relación serán dados en la sección de “Fase Diferencial” y “Ganancia Diferencial”.

A continuación tenemos una revisión de los procedimientos de medición usados para determinar distorsión con un juego medidor de este parámetro.

3.1.3.1 Distorsión dependiente ó linealidad

Una curva característica de transferencia con pendiente variable como la mostrada en la figura 3.4 resulta en variación de la ganancia con la amplitud.

La distorsión de pendiente (linealidad) $V/V_0 \cdot 100\%$ que es medida a una baja frecuencia menor 1MHz es una medición de la No-Linealidad de las curvas características del modulador ó demodulador (figura 3.6). Para estas mediciones es posible ajustar en el medidor rangos de 0.5% a 50% (imagen completa).

El método de intermodulación es usado para medir distorsión de la pendiente (linealidad); como muestra la figura 3.7, la baja frecuencia y barrido senoidal del voltaje de deflexión cuya amplitud es relativamente alta, tiene un voltaje de prueba de alta frecuencia de baja amplitud superpuesto en él, aditivamente.

Las frecuencias ajustables de un medidor de distorsión son:

18Hz ó 70Hz para el voltaje de barrido, donde los 18Hz son válidos para los sistemas de satélite y 92.593, 277.78, 555.556KHz ó alternativamente 83.3, 250.500KHz para el voltaje de prueba de alta frecuencia. Frecuencia de pruebas menores de 1MHz son mencionadas en la sección “Fase Senoidal”.

El valor instantáneo del voltaje de barrido desplaza al punto de trabajo del voltaje de prueba a lo largo de la curva de transferencia de tal manera que éste puede “explotar” a la curva característica. [1]

Con una curva deformada, el valor instantáneo de la pendiente varía con la amplitud del barrido produciéndose un voltaje de prueba modulado en amplitud. La forma de la

curva envolvente del voltaje de prueba es así una medida de la distorsión de la pendiente (linealidad) $V/V_0 \cdot 100\%$

Donde:

V corresponde a la variación de la pendiente

V_0 a la pendiente de cero modulación

Por ejemplo, en el origen de las coordenadas. La curva de esta distorsión es mostrada en una pantalla (figura 3.9). Con una curva característica de modulador y demodulador no variable con la frecuencia, el resultado medido tampoco lo es con el voltaje de prueba sobrepuesto. En general no hay variaciones con frecuencias de medición menores de 1MHz.

Si la constante de fase del espécimen bajo prueba varía con la modulación, por ejemplo, con el valor instantáneo del voltaje de barrido, la fase del voltaje de prueba sobrepuesto varía.

Como el cambio tiene lugar a la frecuencia de reloj del voltaje de barrido de baja frecuencia, un voltaje de prueba modulado en fase ocurre. En un medidor de cambio de fase es registrado y (de la misma manera que en distorsión de pendiente), mostrado en la pantalla.

De esta manera es posible examinar, por ejemplo en el caso de transmisión de imagen, si la información de matiz es afectada por la de brillantez.

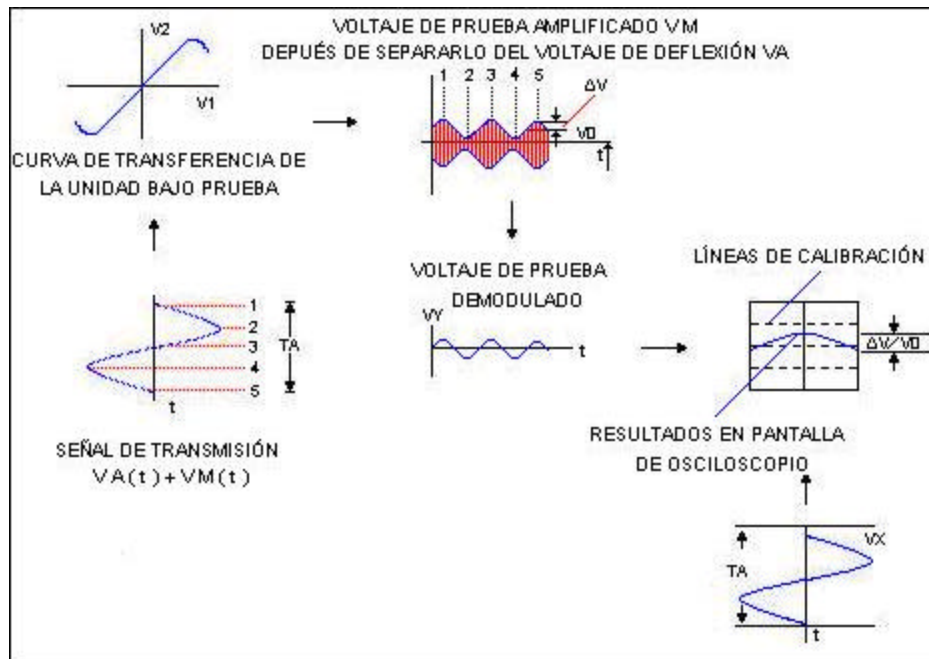


Figura 3.6 Medición de distorsión de pendiente (linealidad) por el método de intermodulación

3.1.3.2 Señal de prueba modulada en frecuencia

Para medir distorsión de retardo de grupo, fase diferencial y ganancia diferencial en los niveles FI de 35, 70, ó 140MHz, una señal FM es generada en el modulador del equipo medidor. La FI es barrida lentamente sobre un rango ajustable de exploración por el voltaje de barrido. El máximo rango explorado en cada caso es (figura 3.7):

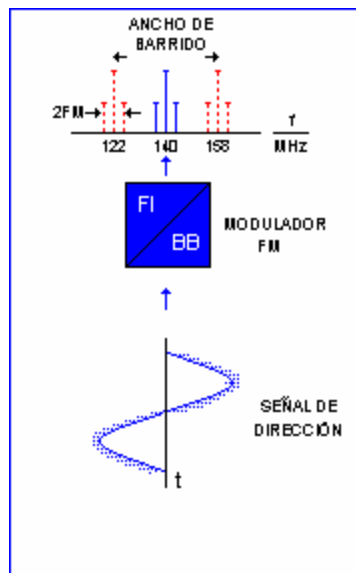


Figura 3.7 Ancho de barrido de una señal

$\pm 5\text{MHz}$ en las frecuencias centrales de 27.5 a 42.5MHz.

$\pm 25\text{MHz}$ a la frecuencia central de 70MHz

$\pm 50\text{MHz}$ a la frecuencia central de 140MHz

El voltaje de prueba a la frecuencia de prueba FM produce la modulación. Los parámetros de fM son:

Desviación de frecuencia Δf

Frecuencia de Modulación f_m

Desviación de Fase ó índice de modulación

La expresión siguiente relaciona los parámetros anteriores:

$$\beta = \Delta f / f_m$$

Una desviación de fase de $\beta=0.1$ nos dice que el ángulo de modulación es de 5.7° (referido a la portadora sin modular). Como el voltaje de medición es relativamente bajo, la desviación de fase $\beta \ll 1$, de tal manera que solo una banda lateral superior y una inferior se localizan a cada lado de la portadora, y en los intervalos positivos y negativos de la frecuencia de prueba.

Como resultado de la lenta variación en la frecuencia portadora, puede suportarse que con la tripleta de línea (portadora y bandas laterales), la respuesta en frecuencia de la ganancia y fase es “explorada” a la frecuencia de reloj de la señal de barrido. [1]

3.2 Distorsión de retardo de grupo

Si las características de una curva de fase son medidas (figura 3.8) una frecuencia de prueba $<1\text{MHz}$ (ver distorsión de pendiente), puede considerarse que esta curva será lineal dentro del estrecho intervalo de frecuencia:

$$2WM = (\beta z + WM) - (\beta z - WM)$$

Donde:

$\omega z/2\pi$ La Frecuencia Portadora Barrida.

$WM/2\pi$ La Frecuencia de Prueba Seleccionada.

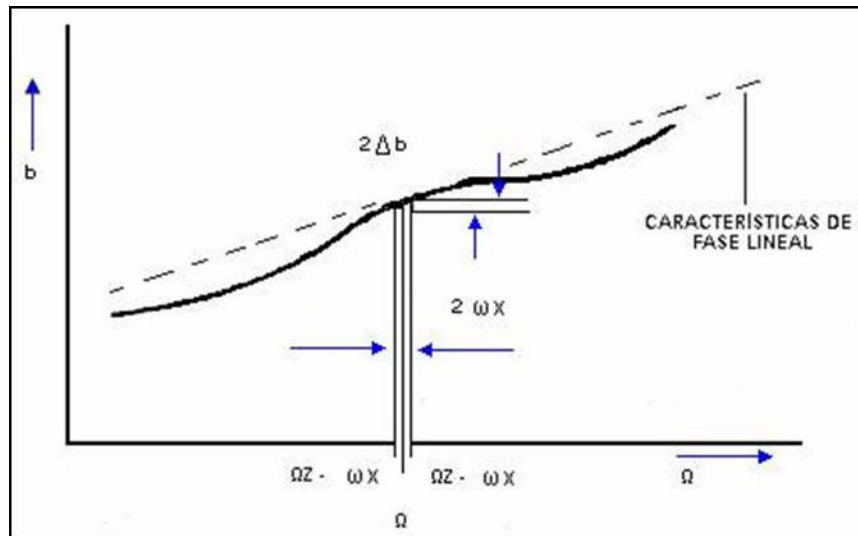


Figura 3.8 Medición del retardo de grupo tg de una curva de fase con una baja frecuencia de prueba

La frecuencia de prueba también puede designarse frecuencia de división de acuerdo al método de Nyquist. Para el retardo de grupo, tenemos, de la figura 3.9:

$$g = dB(\omega z)/d\omega \sim \Delta b(\omega z)/WM$$

Con una respuesta de frecuencia y fase No-Lineal, la diferencia de fase Δb varía al barrer con la tripleta $(\omega z - WM)$ ωz , $(\omega z + WM)$. La fase variable Δb del voltaje de medición es medida en la sección receptora del medidor. A una frecuencia de prueba conocida WM , esta variación de fase es una medida de la distorsión de retardo de grupo g , la cual es mostrada en la pantalla en forma de curva (figura 3.9). [1]

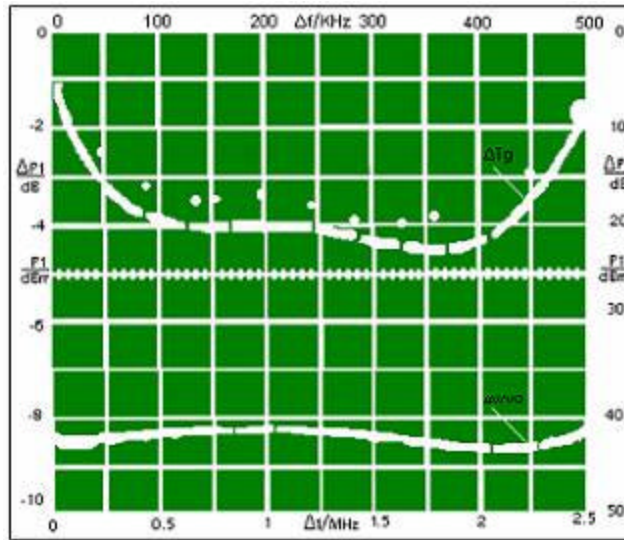


Figura 3.9 Curva de distorsión de retardo de grupo ΔT_g y distorsión de pendiente $\Delta V/V_0$; rango de medición 4ns, 5%; marcadores de frecuencia 2MHz

Los rangos de medición son de 1 a 100 μ s de tal manera que el rango de medición más sensible es de 0.1 μ s /división.

Por ejemplo, si la distorsión más pequeña que es posible medir es de 9.2 μ s (con la frecuencia de prueba $f_m = 556 \text{ kHz}$), entonces la desviación angular extremadamente pequeña de 0.04° es medida.

Si usamos frecuencias de prueba menores de 1MHz (generalmente 556kHz), es posible trazar la respuesta de frecuencia del retardo de grupo resultante de por ejemplo una línea desacoplada. Esta medición también es usada para el ajuste de los igualadores de retardo; para ajuste fino, se recomiendan frecuencias mayores de 1MHz lo cual se explicará en las secciones siguientes. [2]

3.2.1 Fase diferencial

La distorsión de retardo de grupo muy leve es difícil reconocer al usar frecuencias de prueba bajas. En este caso ya no es posible hablar de retardo de grupo. Con frecuencias mayores de 1MHz la variación en fase $\Delta \phi$ (Δz), es medida; esto ocurre al barrer en el rango de frecuencia requerido (rango explorado).

Como resultado de una curva de fase No-Lineal, la señal de prueba de alta frecuencia (figura 3.6) es modulada en fase después de la demodulación FM, el ángulo de fase varía en el tiempo exactamente igual que el valor instantáneo V_a del voltaje de barrido de baja frecuencia, lo cual determina el ancho del barrido (figura 3.7). Si $f_{\text{máx.}}$ y $f_{\text{mín.}}$ son los ángulos de fase máximo y mínimo de la señal de prueba de alta frecuencia remodulada apareciendo durante el proceso de barrido, entonces la fase diferencial es:

$$\Delta f = f_{\text{máx.}} - f_{\text{mín.}} \text{ Medido en \% radianes}$$

$$(1\text{rad} = 360^\circ / 2\pi = 57.3^\circ)$$

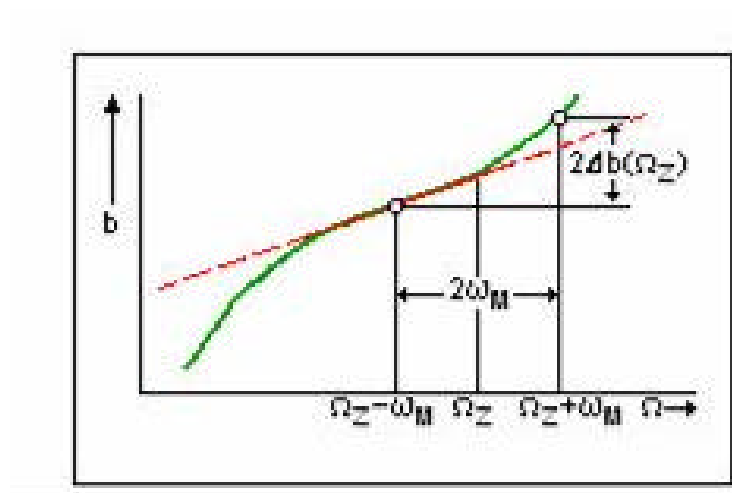


Figura 3.10 Medición de distorsión de fase con una frecuencia de prueba grande

Una Fase Diferencial de $\Delta f = 0.5\%$ Rad. Corresponde a una desviación de ángulo de fase de $0.5 (0.573) \sim 0.29^\circ$.

En el receptor del juego medidor los rangos de medición de 0.5% rad. A 50% para la altura total de la imagen pueden ser usadas para ver la curva.

Para la frecuencia de prueba de $f_M > 1\text{MHz}$, el medidor ofrece los valores ajustables:

2.4, 5.6, 8.2, 12.39MHz, y como opción las frecuencias sub portadoras de color.

Cuando medidos la fase y ganancia diferencial, se usan frecuencias de prueba relativamente altas (mayores a 1MHz). En este caso el ancho de barrido Δf de la portadora de FI generado por el voltaje de barrido debe ser reducido de tal manera, que la primera banda lateral de la señal modulada en frecuencia esté todavía dentro de la banda de paso (figura 3.11).

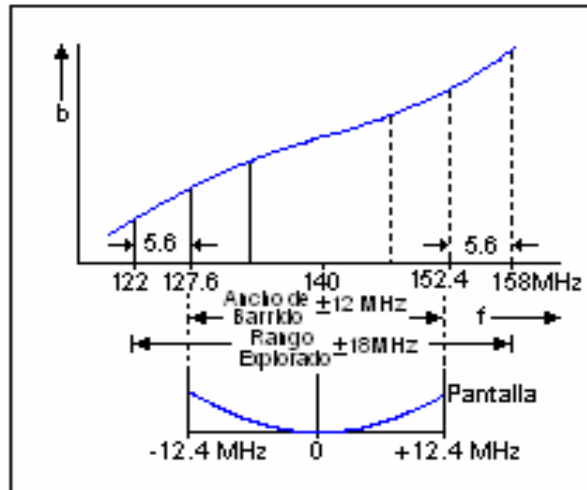


Figura 3.11 Ancho de barrido reducido de portadora con un rango explorado de ± 18 MHz y una frecuencia de 5.6 MHz

En el medidor la desviación de frecuencia portadora Δf es reducida automáticamente al aumentar la señal de prueba FM cuando el selector de "rango explorado" está puesto en ON.

Lo límites del rango explorado $\Delta f \pm f_M$ en un juego medidor típico son:

$$70\text{MHz: } \Delta f \pm f_M = \pm 3 a \pm 25\text{MHz}$$

$$140\text{MHz: } \Delta f \pm f_M = \pm 3 a \pm 30\text{MHz}$$

Las frecuencias de prueba del medidor simplifican la búsqueda de fuentes de ruido y hacen posible una óptima muestra de los resultados. Esto se ve fácilmente en los ejemplos siguientes:

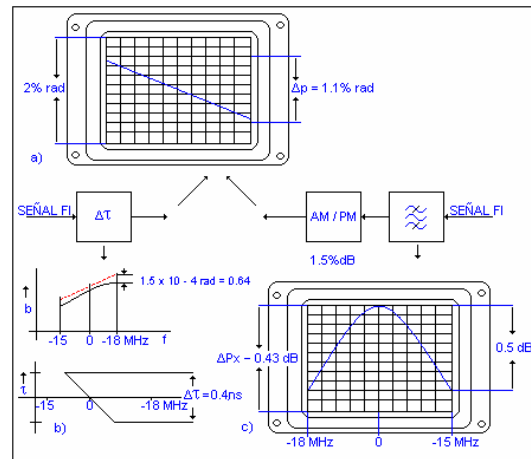


Figura 3.12 Posibles causas de distorsión cuando la curva de fase diferencial esta inclinada

Para el análisis de las fuentes de ruido de intermodulación, un factor importante es el conocimiento de si la curva de fase diferencial mostrada en el aparato es resultado de una respuesta No-Lineal de fase ó de una conversión AM/PM. Si la curva no es irregular, entonces la causa puede considerarse como distorsión de retardo de grupo.

Sin embargo, si en un sistema bajo prueba (con la frecuencia de prueba de 8.2MHz y el rango de exploración de ± 18 MHz) es medida la fase diferencial y el valor fácilmente measurable de $\Delta f = 1.1\%$ rad (figura 3.12a), entonces este valor corresponde a la distorsión de retardo de grupo $\Delta T = 0.4\mu s$ (figura 3.12b). Un valor tan bajo de retardo de grupo puede ser solo determinado con una frecuencia baja de prueba (556KHz).

Si una conversión AM/PM es la causa de la curva ya mencionada en el sistema bajo prueba, entonces el equipo mide la respuesta de frecuencia de la señal FI como una curva parabólica (figura 3.12c).

Si el valor es leído como $\Delta P = 0.43$ dB, entonces la simple relación dada en (1) para la conversión AM/PM, el resultado es de $1.5^\circ/\text{dB}$.

La componente mayor del ruido de intermodulación en la trayectoria de transmisión de la señal de FI es causada por una curva de distorsión de retardo de grupo ó de fase diferencial inclinada.

La inclinación de $\Delta f = 1.1\%$ (figura 3.12a) que corresponde a una distorsión de retardo de grupo de $\Delta\tau_g = 0.4\mu s$ resulta en una potencia de ruido de intermodulación de 4 pW_0 en un sistema FM 2600/6700 con una carga simuladora de voz de $+22.3 \text{ dBm}_0$ (3dB de sobrecarga), y medidos en el canal telefónico superior.

La garantizar la transmisión fiel de imágenes a color, la fase diferencial debe ser medida con la subportadora de color (por ejemplo 4.43MHz). Usualmente la variación angular con esta medición sobre una sección moduladora debe ser $\Delta f = 3^\circ$, correspondiendo a una fase diferencial de 5.3% rad. [2]

3.3 Ganancia diferencial

La variación de la ganancia con la frecuencia en el nivel de FI puede influenciar la desviación de fase de la señal FM, resultando en ruido de intermodulación, principalmente en los canales de voz situados, en el límite superior de la señal de BB. La influencia de la respuesta irregular de la ganancia V puede también determinarse con la ayuda del método de intermodulación. Como se ve en la figura 13a, una frecuencia de prueba baja, ($<1 \text{ MHz}$), la portadora y las bandas laterales son atenuadas casi proporcionalmente a la frecuencia cuando son barridos de tal manera que ninguna desviación de fase notable ?? sucede. [3]

A frecuencias mayores ($>1 \text{ MHz}$), la portadora y las bandas laterales se atenúan de manera diferente.

Esto causa una variación de desviación de fase ?? (figura 3.13b).

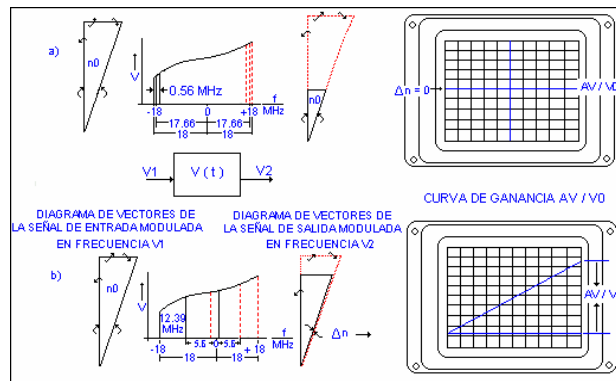


Figura 3.13 Medición de ganancia diferencial. el rango de exploración es de ± 18 MHz,
 a) Frecuencia de prueba de 0.556 MHz, b) Frecuencia de prueba de 12.39 MHz

Si la desviación de fase varía durante el barrido y por lo tanto la desviación de frecuencia varía con la velocidad del barrido, entonces tenemos una señal de prueba modulada en amplitud.

Cuando con esta señal $V_{M \text{ máx.}}$, y $V_{M \text{ mín.}}$, son los voltajes máximos y mínimos que aparecen, la expresión para la ganancia diferencial:

$$V/V_0 = \frac{V_{M \text{ máx.}} - V_{M \text{ mín.}}}{V_{M0}} * 100\% \text{ medido en } \%$$

V_{M0} es el voltaje de prueba de barrido, por ejemplo a la frecuencia central de FI.

Los rangos de medición de 0.5 a 50% están disponibles para formar la ganancia diferencial. Las frecuencias de prueba >1 MHz se explican en la sección de "Fase Diferencial".

Para el análisis de las fuentes de ruido de intermodulación se requieren altas frecuencias de prueba y es interesante notar si la característica de la ganancia diferencial es el resultado de una respuesta de frecuencia irregular ó de una característica de fase No-Lineal con consecuente conversión AM/PM. Si esta última es la causa de la ganancia diferencial V/V_0 mostrado en la figura 3.13b, la distorsión de retardo de grupo medida debe tener una característica parabólica.

Para la transmisión de TV en color, es necesaria la medición de ganancia diferencial con la subportadora de color (4.43MHz). [2]

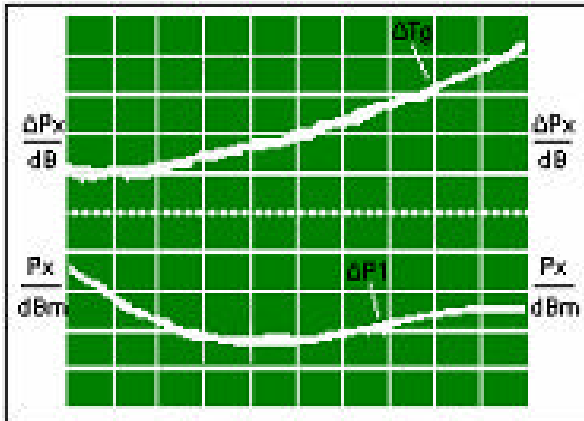


Figura 3.14 Muestra simultánea de la respuesta de frecuencia FI, ΔP_1 , 0.05 dB/div. y distorsión de retardo de grupo ΔT_g , 1 ns/div

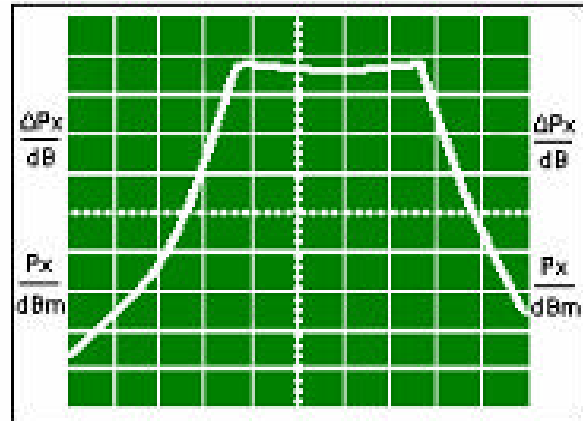


Figura 3.15 Respuesta de la frecuencia ΔP_1 de un filtro FI en pasa-banda y bloqueo de banda

3.4 Respuesta de frecuencia FI y pérdida de retorno

Otra medición importante es la variación del nivel de FI con la frecuencia ó respuesta de FI. Si está característica no es uniforme, puede crear distorsión en la señal FM, por lo que un ruido de intermodulación es causado.

La medición de la respuesta de FI se realiza a través de:

- La gran sensibilidad, de 0.5 dB/división en el modo de medición ΔP (figura 3.14)
- La medición de diferencias de atenuación mayores (figura 3.15)
- El display simultánea de dos resultados (figura 3.14)

Una prueba cuidadosa de las unidades de FI es necesario para prevenir que la atenuación y retardo de grupo distorsionen la señal FM.

Para esta labor de medición, un puente de medición de pérdida de retorno es el instrumento indicado. Para mostrar la curva AR (figura 3.16), el rango de 50dB puede usarse. [1]

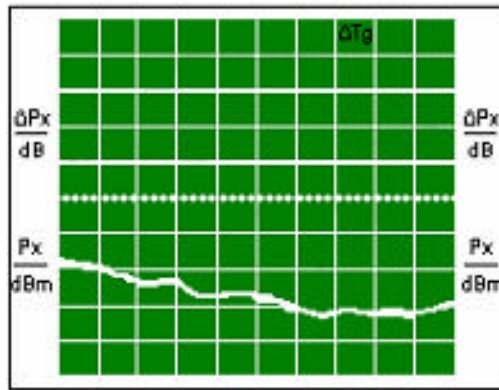


Figura 3.16 Curva de pérdida de retorno, en el plano de 70 MHz., marcadores de frecuencia separados de 2 MHz

3.5 Medición en sistemas de comunicación por satélite

Las mediciones de distorsión preescritas en la guía de operaciones por satélite son fácilmente realizadas mediante los medidores de distorsión actuales, los cuales disponen de facilidades como las siguientes:

- Voltaje de barrido 18Hz Senoidal
- Frecuencias de voltaje de prueba para la medición de distorsión:

92.593KHz para 60 canales

277.778KHz para 60 canales

-3.58 y 4.43MHz para la transmisión de la sub portadora de color.

- Una determinación exacta de los límites de frecuencia, lo cual es especialmente importante en la medición de filtros de FI. Un marcador de frecuencia y dos marcadores ajustables laterales. La diferencia de frecuencia entre el marcador central y los laterales es mostrada en el contador incorporado; la resolución es de 1KHz ó 10KHz.
- También los filtros FI para 12 canales de voz (los que tienen un ancho de banda de 1.25MHz) pueden ser medidos. El rango de barrido 70MHz +0.565MHz, es posible para la muestra de la banda de paso de 1.3MHz. ancho de barrido mínimo de ± 0.5 MHz. [1]

- Los medidores actuales cuando se usan para mediciones de distorsión de la señal demodulada, pueden ser usados en su ancho de banda de 300Hz. Como resultado de este ancho de banda tan estrecho el ruido que acompaña a la señal es rechazado sin ninguna influencia en la forma del resultado medido, pudiéndose inclusive medir la 16va. Armónica de éste.
- El resultado medido puede ser mostrado en un graficador XY (figura 3.17).
- La imagen simultánea de dos resultados (por ejemplo: respuesta de frecuencia P_1 y distorsión de retardo de grupo ΔP_1) en pantalla facilita las mediciones.

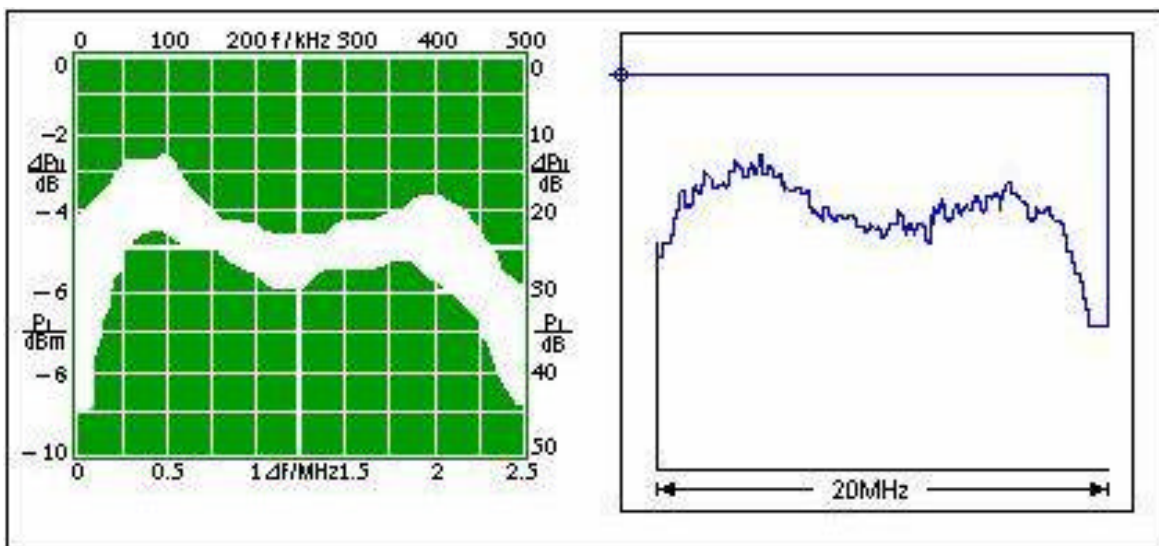


Figura 3.17 Curva de distorsión de retardo de grupo en medición punta a punta, rango de medición de 20ns, desviación de frecuencia de ± 10 MHz

3.6 Mediciones de filtros de FI de 70MHz

Este tipo de filtro, usado en las terminales terrestres de radio enlaces, deben tener una distorsión de frecuencia de atenuación y retardo de grupo. El circuito para medir las características de estos filtros, con un generador proporcionando los marcadores de frecuencia, es mostrado en la figura 3.18.

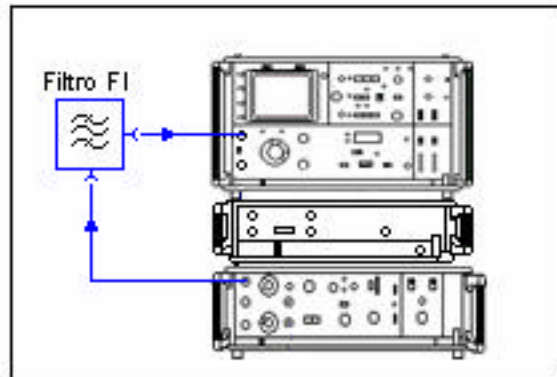


Figura 3.18 Medición de las características de filtro FI (versión para sistemas de satélite)

3.7 Mediciones de un circuito de comunicación en el de B. B

Un medidor de distorsión es también útil para medir en el radio enlace del satélite las siguientes variables: distorsión de linealidad V/V_0 , fase diferencial ϕ_f y la ganancia diferencial V/V_0 para la transmisión de TV. [1]

3.7.1 Medición de la distorsión de frecuencia con atenuación, retardo de grupo y fase

En la transmisión de señales moduladas en forma de pulso, usados por ejemplo en señales de televisión y datos, podemos encontrar distorsión en la forma de la señal recibida, causada por la variación de la atenuación con la frecuencia ó una curva característica de fase (no opcional) No-Lineal.

Existen equipos de medición diseñados para este tipo de medición, los cuales operan en los siguientes rangos:

- Rango de 100KHz a 14MHz
- Rango de 50KHz a 100MHz

A continuación se describen las características del segundo:

3.7.2 Mediciones

Entre las más importantes aplicaciones del medidor de transmisión de señal de pulsos están las mediciones en la transmisión de TV.

Esta transmisión (en el ancho de banda de video de aproximadamente 5MHz) puede tener lugar sobre circuitos de radio ó de cable coaxial.

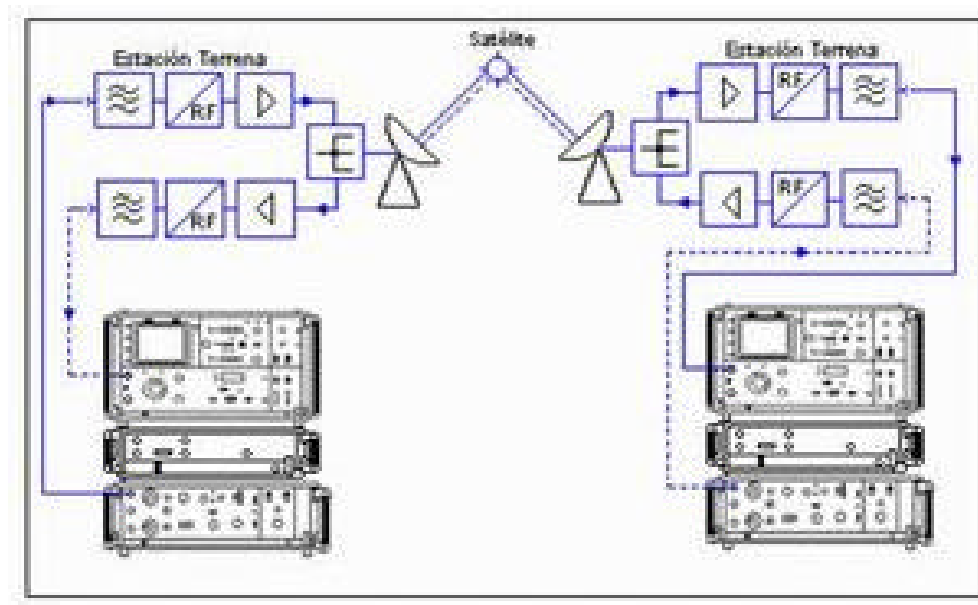


Figura 3.19 Mediciones en la sección de FI de un circuito de comunicación

Para estas últimas, la modulación de amplitud con banda lateral residual puede aplicarse (pero necesita un ancho de banda de 6MHz). Las transmisiones de señal son hechas sobre los bien conocidos sistemas CF de gran longitud, como:

Sistemas de 18MHz V 3600 (312KHz a 17.7MHz)

Sistemas de 60MHz V 10800 (4.3KHz a 60MHz)

En el sistema de 18MHz pueden transmitirse dos canales de TV. Simultánea y en el de 60MHz, hasta 60 canales de TV.

Las distorsiones de atenuación y retardo de grupo tienen gran influencia sobre la calidad de la imagen. Estas distorsiones son aportadas por los repetidores de línea (figura 3.20) y los equipos de recepción y transmisión.

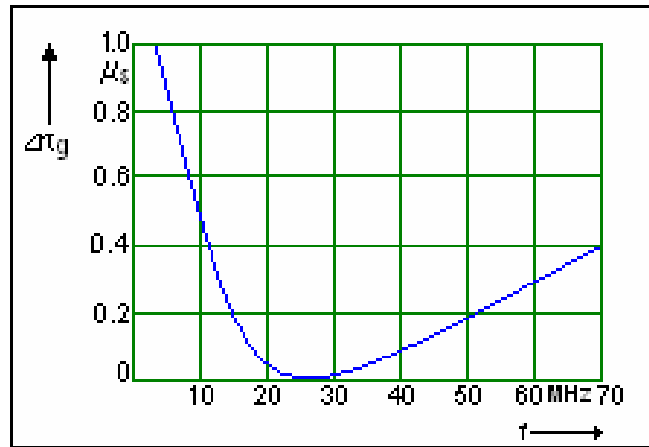


Figura 3.20 Distorsión de retardo de grupo de un circuito de comunicación no igualado, el cual consta de 80 repetidores

Un medidor de rango 50KHz – 100MHz es particularmente útil para mediciones de distorsión y como guía para los ajustes de los igualadores de atenuación y retardo de grupo.

Después de la igualación de por ejemplo, un circuito de 400Km. De longitud tenemos valores de retardo de grupo $\pm 25\mu\text{s}$ y de distorsión de atenuación de $\pm 0.2\text{dB/división}$ con un CRT de 10 divisiones.

El procedimiento de medición empleado permite efectuar mediciones punta a punta (figura 3.21), con las secciones de transmisión y recepción en terminales separadas.

El ajuste de la igualación de atenuación y retardo de grupo es una labor de medición, acerca de la cual se escribirá más adelante. En esta sección daremos información acerca de cómo mostrar simultáneamente dos resultados y la información de distorsión de fase.

La variación de nivel absoluto con la frecuencia puede también mostrarse en el medidor de transmisión de señales de pulsos, el rango ajustable de imagen es de

2dB a 10dB y para el nivel de entrada, el rango es de -43dBm a +15dBm. Por estos medios un puente de medición ayuda a mostrar la curva de variación de pérdida de retorno frecuencia.

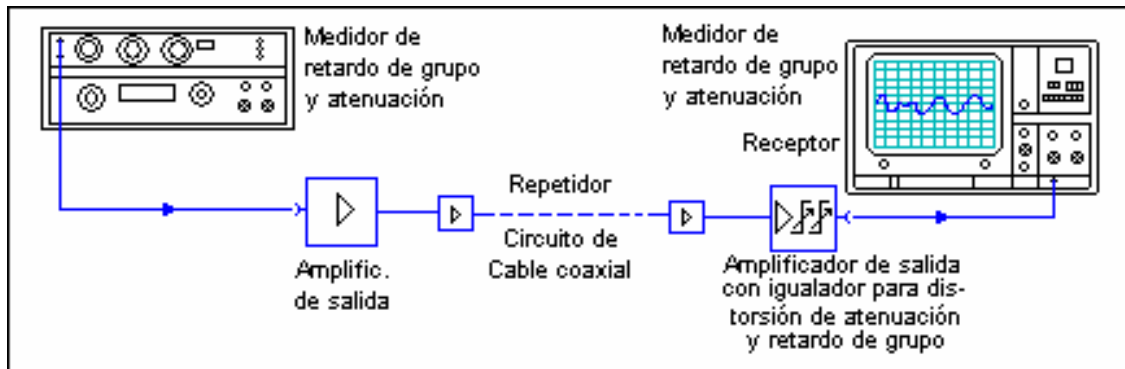


Figura 3.21 Mediciones punta a punta en un circuito de transmisión TV

3.8 Procedimientos de medición para el ajuste de igualación

Como se ha dicho, la distorsión de atenuación de frecuencia y también la distorsión de fase pueden alterar la forma de la señal recibida. En lugar de medir la distorsión de fase en un circuito de comunicaciones, en situaciones prácticas se mide la distorsión de retardo de grupo en una medición punta a punta, esta última distorsión es medida mucho más fácilmente que la de fase. Esta también es la razón de que la distorsión de retardo de grupo es siempre la medida de la distorsión tolerable especificada en los acuerdos internacionales.

Cuando en un circuito de comunicación ha sido igualado, existe una curva de retardo de grupo distorsionada con rizo, la cual es condicionada por el número de etapas aplicadas en el igualador. Por lo tanto, es notorio que la amplitud de rizo no es definitivamente una medida de la distorsión existente en la señal, como se muestra en el ejemplo de figura 3.22. [1]

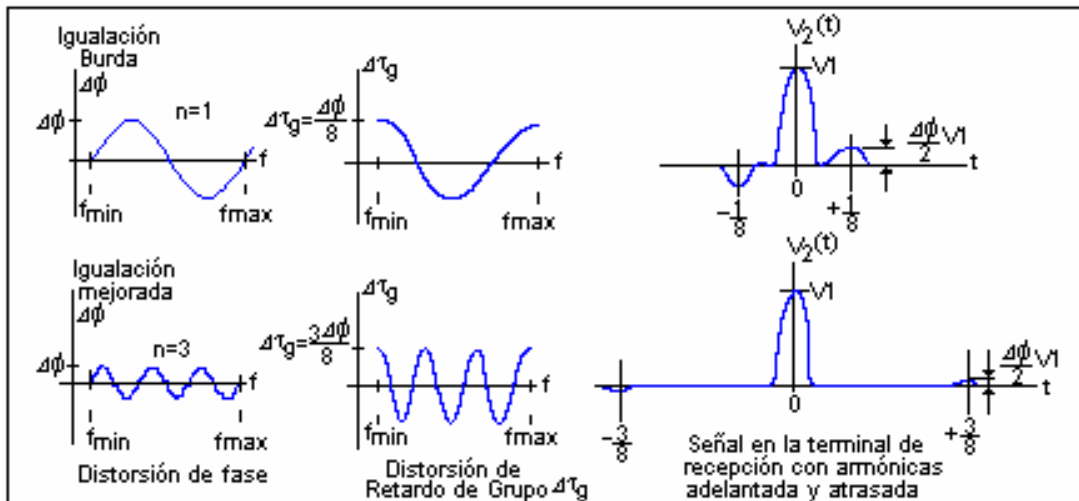


Figura 3.22 Influencia de una curva de fase ó retardo de grupo con rizo en la forma de la señal recibida, con igualación burda y mejorada

Supongamos que el circuito tiene una distorsión de atenuación despreciable y una curva de retardo de rizo. Puede demostrarse que en el lado de recepción la señal real esta aún acompañada con señales similares retrasadas ó adelantadas en fase, pero con menor amplitud; esto es solo determinado por la amplitud $\Delta\phi$ de la curva de fase de rizo. El intervalo de tiempo de las armónicas retrasadas ó adelantadas con relación a la señal real es determinado por el número de intervalos de rizo (n), localizados dentro del ancho de banda $B = f_{m\acute{a}x.} - f_{m\acute{i}n.}$, que será igualado.

Obviamente una característica con rizo afecta la intensidad de la distorsión de retardo de grupo y no el grado de distorsión de la señal. Debido al retardo de grupo actuando como una medida de la pendiente de la curva de fase, la consecuencia de una curva de este tipo con rizo es una amplitud mayor de retardo de grupo (figura 3.22).

Un medidor típico permite la muestra de las curvas de distorsión de atenuación $\Delta a(f)$, de retardo de grupo $\Delta\tau_g(f)$ y también la distorsión de fase con la frecuencia $\Delta\phi(f)$, en el tubo de rayos catódicos. La distorsión de fase es obtenida de la integración de la distorsión de retardo de grupo.

Para acortar el tiempo de ajuste durante la igualación, por muchos años el rizo de la distorsión de atenuación-frecuencia a sido mostrado en el TRC rumbo a la curva.

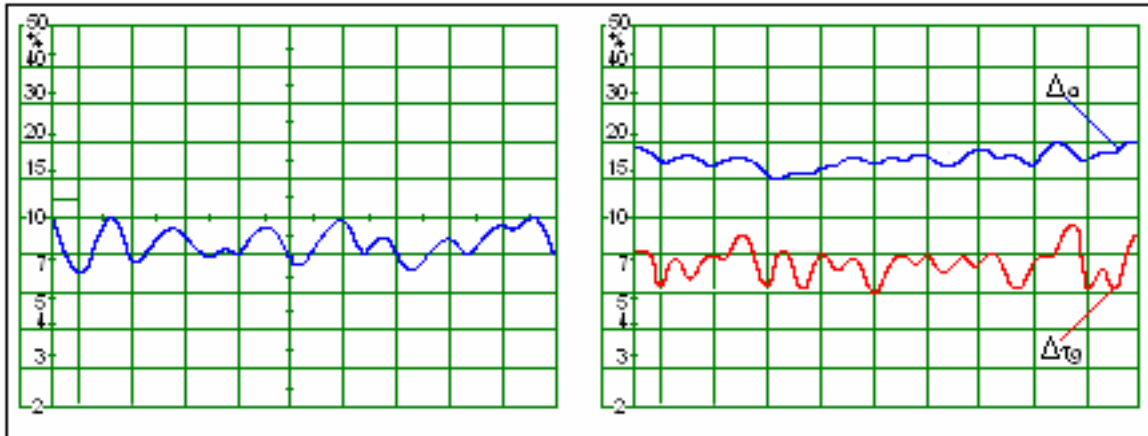


Figura 3.23 Curva de distorsión de fase y el rizo asociado como una barra en la escala %

Figura 3.24 Muestra simultanea de la Atenuación y distorsión de retardo De grupo después de la ecualización

Nota. Cuando el modo de barrido es usado, un voltaje de AC aparece después de demodulación en el medidor, este voltaje es una ilustración de la distorsión de atenuación ó fase. En un circuito detector adicional, el valor R. M. S del voltaje AC es turnado.

Si el rizo de la curva de retardo de grupo es empleado durante el ajuste de un igualador, entonces ésta no tiene efecto sobre el rizo, como se ve en la figura 3.22, una igualación de fase mejorada da una señal menos distorsionada, pero en ambos casos, la distorsión de retardo de grupo es igual en valor con la igualación, solo el número de períodos de rizo es aumentado.

Un mejor ajuste de igualador es posible, ya que el rizo de la distorsión de fase es considerablemente menor.

Como ejemplo, la figura 3.23 muestra la indicación de rizo y la curva de distorsión de fase.

Además del rizo de fase, el de la variación de amplitud (una medida de la cantidad de distorsión de atenuación frecuencia), es mostrado, así el ajuste del igualador de atenuación es mucho más fácil.

Para muchas mediciones, la muestra simultánea de dos resultados medidos por ejemplo $\alpha(f)$ ó $\beta(f)$ es realmente ventajoso (figura 3.24). Esto es particularmente notorio cuando existe alguna relación entre los dos resultados. [1]

3.9 Definición de las características de transferencia

Para los parámetros de transferencia de una red de dos puertos (figura 3.25), las siguientes expresiones son empleadas:

Función De Transferencia De Una Red De Dos Puertos

$$F_{ejf} = V_{ejf 1} / V_{ejf 2}$$

Magnitud De La Función De Transferencia

$$F = V_1/V_2 = V_{1/v2} / V_{2/v2} \quad \text{con: } V_1 = V_{1/v2} \text{ y } V_2 = V_{2/v2}$$

Atenuación

$$A \text{ (dB)} = 20 \text{ Log. } F = 20 \text{ Log. } (V_1/V_2)$$

Nivel De Salida De Una Red De Dos Puertos

$$P_2 \text{ (dBm)} = 20 \text{ log. } (V_2/274\text{mV})$$

$$274\text{mV a través de } 75\Omega \sim 0\text{dBm}$$

Es posible medir la variación de potencia P_2 (figura 3.25b) con la frecuencia. Más aún, la variación de nivel con la frecuencia $\beta(f)$, es medida (figura 3.25c), lo cual

puede ser igual a la variación de atenuación con la frecuencia $\alpha(f)$ existente en la red de dos puertos. [1]

Fase De La Función De Transferencia

$$F = \alpha - \beta \quad \text{figura 3.25d}$$

Retardo De Grupo

$$G = \frac{d\alpha}{df} = \frac{1}{2p} \frac{d\beta}{df} \quad \text{figura 3.25e}$$

Es posible también medir la variación de distorsión de retardo de grupo con la frecuencia $\beta(f)$ de la red de dos puertos (figura 3.25f).

Distorsión De Fase

De las características de distorsión de grupo $\beta(f)$, y con la ayuda de la integración del $\alpha(f)$ (la variación de fase en la frecuencia), es posible determinar;

$$\alpha(f) = 2p \int \beta(f) df \quad \text{figura 3.25g}$$

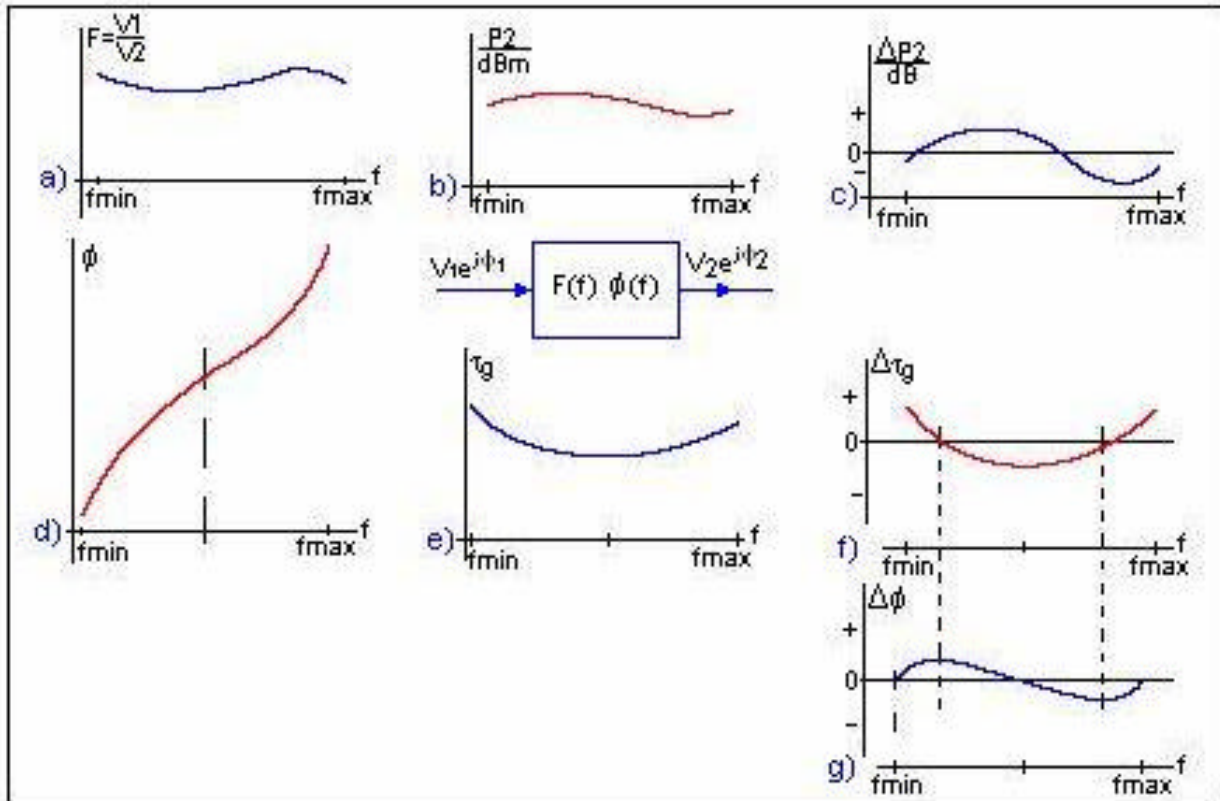


Figura 3.25 Cantidades de transferencia de una red de dos puertas

- a) Magnitud de función de transferencia
- b) Nivel a la salida de la red de dos puertas
- c) Variación de nivel de salida ΔP_2 \approx distorsión de atenuación-frecuencia
- d) Fase de la función de transferencia
- e) Retardo de grupo
- f) Distorsión de retardo de grupo con la frecuencia
- g) Distorsión de fase con la frecuencia

CAPITULO IV

ANÁLISIS DEL TRANSCÉPTOR A MICROONDAS CTR147S-8.

4.1 Transmisor de RF

4.1.1 Gammas de RF del transmisor

El conjunto del transmisor de RF tiene diversas gammas de frecuencias dependiendo el código de la unidad, las cuales se pueden encontrar en el manual de operación del equipo transceptor. [6]

En la tabla 4.1 se exponen las gammas de RF pertenecientes al transmisor de RF.

Código Unidad	Gama de frecuencias (MHz)
605 - 305 / 13	7725-8000
605 - 305 / 14	8000-8275
605 - 305 / 15	8200-8500

Tabla 4.1 Gamma RF de la unidad transmisor

4.1.2 Características mecánicas

- Dimensiones de la unidad: 115 x 284 x 230 mm
- Peso total (con equipamiento máximo): 6 Kg.

4.1.3 Descripción mecánica

El conjunto del transmisor de RF está constituido por una estructura mecánica en la cual van insertadas todas las unidades que constituyen dicho equipo.

Cada una de las unidades esta fijada a la parte frontal de la estructura mecánica por medio de dos tornillos; mientras que por la parte posterior dichas unidades se mantiene juntas por medio de una apropiada placa de hierro.

La composición mecánica y las interconexiones entre las diferentes unidades que constituyen la unidad, están ilustradas en el diagrama eléctrico que se encuentra en la sección de anexos de este documento.

La estructura mecánica posee en la parte posterior un conector con cinco conexiones múltiples, la central se utiliza para las conexiones eléctricas de la unidad transmisor de RF con el bastidor.

En los otros cuatro enchufes múltiples, se conectan rápidamente los conectores de las cuatro unidades y precisamente del convertidor con amplificador de FI, del VCO, del limitador y del APC. (figura 4.1)

Los conectores coaxiales previstos en la parte frontal, cuando el equipo esta completamente equipado, son los siguientes:

- Salida RF tipo GTE 7 mm
- O.L y APC tipo SMA
- FI y monitoria cuarzo tipo 1,6 / 5,6

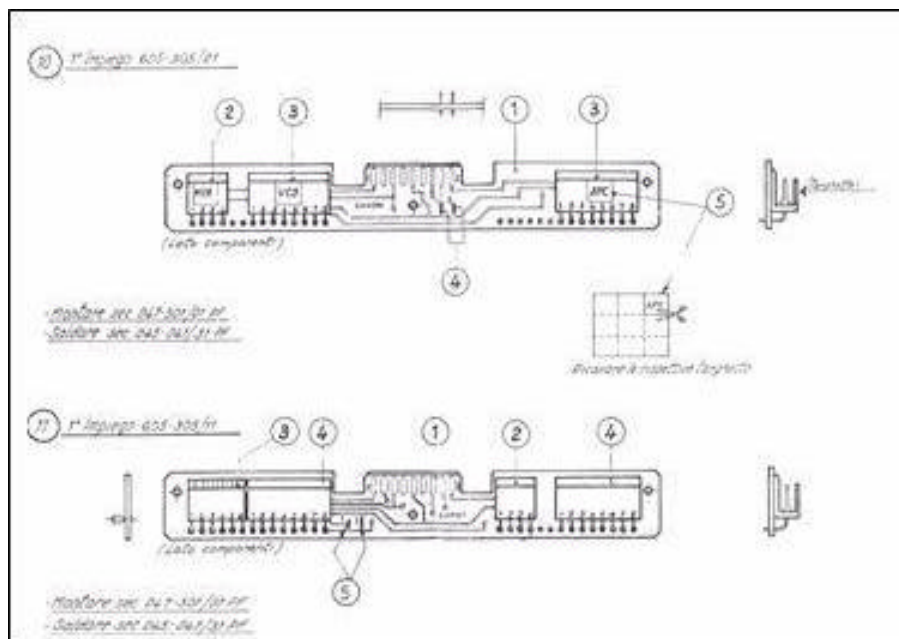


Figura 4.1 Conector con cinco conexiones múltiples

Para facilitar el acceso al lado de componentes de cada una de las unidades, hay que quitar las placas de cobertura con la ayuda de un desarmador de cruz. En la parte frontal de la estructura mecánica ha sido prevista una tarjeta en la cual se hallan indicados los códigos de las unidades que en ella deben ser alojadas, esto para facilitar la identificación de las partes. (figura 4.2)



Figura 4.2 Unidad transmisor de RF

4.2 Receptor de RF

4.2.1 Generalidades

El conjunto del receptor de RF esta constituido por la unidad convertidor de recepción con preamplificador de FI.

Este sub-bastidor es predispuesto para alojar también las siguientes unidades: APC y VCO.

La unidad convertidor de recepción con preamplificador se halla indicada en la lista de materiales de 605-305/22...24; mientras que las unidades VCO y APC se hallan mencionadas a nivel de equipamiento de bastidor y sus códigos poseen la particularidad de variar según sea la RF de funcionamiento. [6]

4.2.2 Características mecánicas

- Dimensiones de la unidad 114 x 246 x220 mm
- Peso total (con equipamiento completo) aproximadamente 4 Kg.

4.2.3 Descripción mecánica

El conjunto del receptor de RF está compuesto por una estructura mecánica en la cual van insertadas todas la unidades que constituyen dicho equipo.

Cada una de las unidades es fijada a la parte frontal de la estructura mecánica por medio de dos tornillos; mientras que por la parte posterior las unidades son mantenidas juntas por medio de una apropiada placa de hierro. (figura 4.3)

La composición mecánica con sus dispositivos de fijación así como las interconexiones entre las diferentes unidades previstas, se muestran en el diagrama eléctrico que se encuentra en la sección de anexos.

La estructura mecánica esta provista por la parte posterior de un conector que posee cuatro conexiones múltiples, una de ellas se utiliza para las conexiones eléctricas del receptor de RF con el bastidor.

Las otras tres conexiones múltiples van a conectarse con los conectores enchufables pertenecientes a las unidades del convertidor con preamplificador de FI, del VCO y del APC.



Figura 4.3 Receptor de RF

Cuando el equipo esta completamente instalado, las conexiones previstas en la parte frontal, son las siguientes:

- Salida RF Tipo guía de onda WR 75
- O.L. y APC Tipo SMA
- F.I. y monitoria cuarzo Tipo 1,6 / 5,6

Para facilitar el acceso al lado de componentes de cada una de las unidades, hay que quitar las placas de cobertura que se muestran a continuación en la figura 4.4.

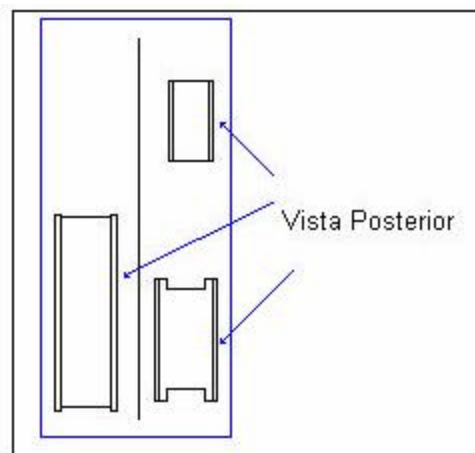


Figura 4.4 Placas de cobertura lado componentes

En la parte frontal de la estructura mecánica ha sido prevista una tarjeta en la cual están indicados los códigos de las unidades que en ella se deben alojar, esto para una rápida identificación de las partes.[6]

4.3 Demodulador

4.3.1 Generalidades

Esta unidad cumple con las siguientes funciones:

- Limita la modulación de amplitud de la señal a FI modulada existente en su entrada.
- Convierte la modulación de frecuencia, contenida en la FI, en la información de banda base (BB).

El equipo demodulador lleva una conexión coaxial sobre su parte frontal que debe de estar bien insertada en sus tomas. Se debe comprobar que la clavija de la parte posterior este bien insertada en su lugar y que el tope este enganchado. (figura 4.5)



Figura 4.5 Demodulador

4.3.2 Características mecánicas

- Dimensiones máximas 163 x 124 x 38 mm
- Peso global 0.83 kg.

El montaje de la unidad demodulador en el equipo demodulador se hace por medio de dos tornillos sobre la parte frontal del equipo demodulador y un tornillo sobre la parte posterior.[9]

4.3.3 Características eléctricas

- Frecuencia nominal de entrada 70 MHz
- Peso de banda de entrada 32 MHz
- Impedancia de entrada 75 ohms desequilibrados
- Nivel de la señal a FI de entrada +0.8 dBm
- Pérdidas de retorno de entrada en la banda 70 MHz \pm 15 MHz = 30 dB
- Banda de salida 0.2 dB 25 Hz – 9.3 MHz
- Impedancia de salida 75 ohms desequilibrados
- Nivel de salida -20 dBr para $\Delta f = 200$ kHz eficaces.
- Pérdidas de retorno de salida en la banda:
 - 25 Hz – 8.3 MHz = 26 dB
 - Hasta 9.3 MHz = 24 dB
- No linealidad en la banda
70 MHz \pm 8 MHz = 1.5 %
- Retardo de grupo en banda
70 MHz \pm 8 MHz = 1 ns
- Eficiencia de limitación = 35 dB
- Conversión AM/PM = 0.2 ° / dB

- Alimentación: +30 V \pm 1 V
-12 V \pm 1 V
- Consumo: 190 mA \pm 10% de +30 V
35 mA \pm 10% de -12 V
- Conectores de entrada FI y salida BB Tipo 1,6 / 5,6

4.4 Modulador

4.4.1 Generalidades

Esta unidad tiene la función de transferir la información contenida en la banda base a una frecuencia portadora de 70 MHz. El tipo de modulación es de frecuencia con sensibilidad de modulación lineal con el nivel de la señal moduladora.[9]

El montaje de la unidad modulador en el equipo modulador se hace por medio de dos tornillos puestos sobre la parte frontal del equipo modulador y con otro puesto sobre la parte posterior. (Figura 4.6)



Figura 4.6 Modulador

4.4.2 Características mecánicas

- Dimensiones máximas 218 x 125 38 mm
- Peso total 850 gr.

4.4.3 Características eléctricas

- Paso de banda de entrada 25 Hz – 9.3 MHz
- Impedancia de entrada 75 ohms desequilibrados
- Pérdidas de retorno de entrada en la banda 25 Hz – 9.3 MHz 27 dB
- Nivel de entrada para $\Delta f = 200$ kHz eficaces -37 dBm
- FI nominal 70 MHz
- Estabilidad de la FI ± 5 kHz
- Impedancia de salida IF 75 ohms desequilibrados
- Impedancia de salida MON 75 ohms desequilibrados
- Impedancia de salida para APC 75 ohms desequilibrados
- Impedancia de salida piloto 75 ohms desequilibrados
- Pérdidas de retorno en la salida a FI en 70 MHz ± 12 MHz 27 dB
- Pérdidas de retorno en la salida MON en 70 MHz ± 12 MHz 27 dB
- Pérdidas de retorno en la salida para APC en 70 MHz ± 12 MHz 25 dB
- Pérdidas de retorno salida PIL (a la frecuencia piloto) 24 dB
- Nivel de salida FI +5.2 dBm ± 0.5 dB
- Nivel de salida MON +5.2 dBm ± 0.5 dB
- Nivel de salida para APC +1 dBm ± 1 dB

-
-
- Nivel de salida piloto -40 dBm \pm 1.5 dB para
 $\Delta f = 140$ kHz eficaces
 - Retardo de grupo en la banda 70
MHz \pm 8 MHz 1 ns
 - No linealidad en la banda 70
MHz \pm 10 MHz 0.5 %
 - Eficiencia de limitación 10 dB
 - Silenciamiento a la salida principal
FI 35 dB
 - Regulación umbral alarma FI De -8 dB a -2 Db
 - Alimentación: +30 V \pm 1 V
-12 V \pm 1 V
 - Consumo: 160 mA \pm 10% de +30 V
90 mA \pm 10% de -12 V
 - Conectores de entrada BB, de
salida FI y APC Tipo 1,6 / 5,6

La unidad moduladora de frecuencia consta de los siguientes circuitos principales:

- Circuito modulador.
- Etapa limitadora.
- Etapa ecualizadora.

4.5 Amplificador RF

4.5.1 Generalidades

Esta unidad es empleada como amplificador de RF en equipos radio que operan en la banda de 7.7 a 8.5 GHz. En la tabla 4.2 que a continuación se expone, se muestran los diferentes usos de esta unidad.

Código de la unidad	Banda de funcionamiento	Banda RF de empleo	Frecuencia central de Reg.
606-037 / 15	7725-7970	7725-7845 7845-7970	7790 7902
606-037 / 16	8035-8275	8038-8155 8155-8275	8100 8210
606-037 / 17	8195-8500	8200-8350 8350-8500	8275 8422

Tabla 4.2 Características de la unidad amplificador de RF

4.5.2 Funciones de la unidad

La unidad cumple con la función de amplificar la señal de RF que posee un nivel de salida constante aun en el caso de variaciones del nivel de entrada de ± 3 dB con respecto al valor nominal. Los circuitos de la unidad son de banda ancha, esto porque la señal amplificada es modulada y por consiguiente no deben causar distorsiones a la señal, y también porque la unidad debe funcionar sobre muchas portadoras de radiofrecuencia. La banda RF también es estampada sobre la unidad amplificadora.[6]

4.5.3 Características mecánicas

- Dimensiones de la unidad 190 x 240 x 120 mm
- Peso total 4.5 kg.

La unidad esta constituida por un radiador sobre el cual a sido montada una caja que contiene los circuitos de radiofrecuencia, una placa de cobre que es necesaria para la fijación al bastidor de la misma unidad, y una placa que sirve como apoyo gravitacional de la misma.

Una segunda caja ha sido prevista también. En ella se alojan los circuitos para la alimentación de las partes en radiofrecuencia y las alarmas. Esta caja es fijada por medio de dos tornillos a la caja que contienen los circuitos en radiofrecuencia. La placa de cobertura de esta última esta provista de un material que sirve para absorber las radiaciones a microondas de manera tal que impide el propagarse de las mismas, en el interior de la unidad misma, es decir de las señales perturbadoras. Esta placa de cobertura no debe jamás ser retirada puesto que la intervención de los circuitos a microondas esta limitada al personal de la GTE.

En la parte frontal de la unidad, se encuentra un conector coaxial de tipo 7 mm GTE que se utiliza para la entrada de la señal a microondas, así como también un conector del tipo SMA que sirve para las medidas de la señal de salida.

En la parte superior de la unidad, se halla previsto un conector coaxial de tipo GTE 7 mm para la salida de la señal en RF. (figura 4.7)



Figura 4.7 Amplificador de RF

4.5.4 Características eléctricas

- Banda de frecuencia Véase la tabla 4.2
- Impedancia característica
(entrada, salida y monitoria) 50 ohmios
- Coeficiente de reflexión
a la entrada en la banda
RF de empleo 20 dB
- Nivel nominal de entrada +1.5 dBm \pm 0.5 dB
- Nivel de salida +30.5 dBm
- Nivel de la monitoria 0 dBm \pm 5 dB
- Respuesta amplitud / frecuencia
En toda la banda RF de trabajo 1 dB
- Respuesta amplitud / frecuencia
En la banda de 30 MHz 0.3 dB
- Alarma para el nivel en RF de
Salida -4 dB (ajustable de -6 a -2 dB)
- Histéresis de alarma 1 dB
- Alimentación +30 V \pm 1V
-30 V \pm 1 V
- Consumo 800 mA \pm 50 mA por +30 V
25 mA \pm 5 mA por -30 V

4.5.5 Condiciones ambientales de funcionamiento

- Temperatura ambiente de 0° C a 50 °C
- Humedad relativa 95% máx. Hasta los 35 °C
75 % máx. Hasta los 50 °C

4.6 Unidad convertidor de transmisión

El convertidor de transmisión que esta provisto de filtro RF, cumple con la función de trasladar la señal, sin que por ello deteriore sus características, desde el campo de la frecuencia intermedia al campo de la radiofrecuencia.

Esta unidad posee una estructura “balanceada” de dos diodos con lo cual permite la obtención de una muy buena atenuación de la señal del oscilador local en la salida del convertidor.

Forma parte del transmisor de RF y esta constituida por tres partes, esto es: amplificador de FI, convertidor, alarmas. Puede emplearse sintonizada sobre una radiofrecuencia cualquiera, pero siempre y cuando dicha frecuencia se halle dentro de la banda de funcionamiento.

El amplificador de FI tiene por función la de suministrar una tensión que es necesaria para los diodos del convertidor.[6]

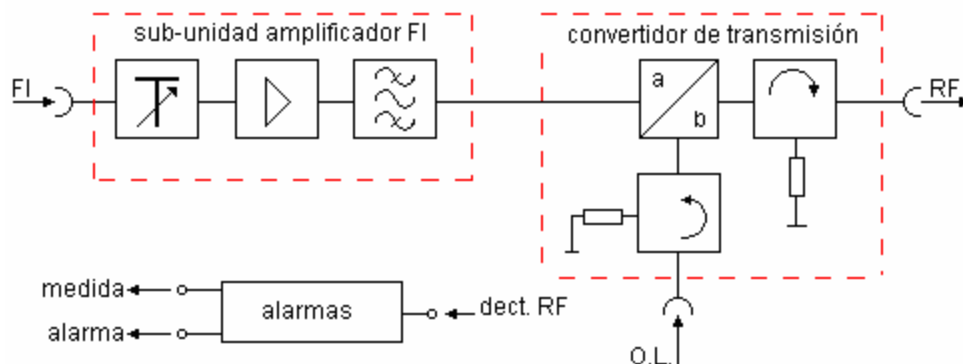


Figura. 4.8 Esquema de bloques de la unidad

Los circuitos de alarma reciben la tensión detectada de la señal de RF en la salida del convertidor pero también restituyen un mando electrónico de alarma, esto en el caso de que se presente una disminución del nivel RF de 5dB con respecto al valor nominal. (figura 4.8)

4.6.1 Unidad transmisor de RF

El conjunto del transmisor de RF está compuesto por la unidad convertidor de transmisión con amplificador de FI, y por el filtro pasa banda con circulador y detector de RF. Este equipo ha sido predispuesto para alojar también las siguientes unidades: VCO, APC, limitador y ecualizador de FI. El convertidor de transmisión con amplificador de FI, el filtro pasa banda con circulador y detector de RF se encuentran indicados en la lista de materiales de 605-305/13,14,15 que se encuentran en el manual del transceptor, mientras que las otras unidades se hallan enumeradas a nivel de equipamiento del bastidor. [6]

4.7 Unidad TWT

Esta unidad tiene por objeto fundamental el de amplificar la señal RF, además esta provista por circuitos de banda ancha, esto porque la señal amplificada es modulada y por consiguiente no se debe provocar distorsiones en la señal, y también porque la unidad debe funcionar con muchas portadoras en radiofrecuencia.

En la figura 4.9 se puede observar un tubo de ondas progresivas (TWT) y las partes que lo conforman.

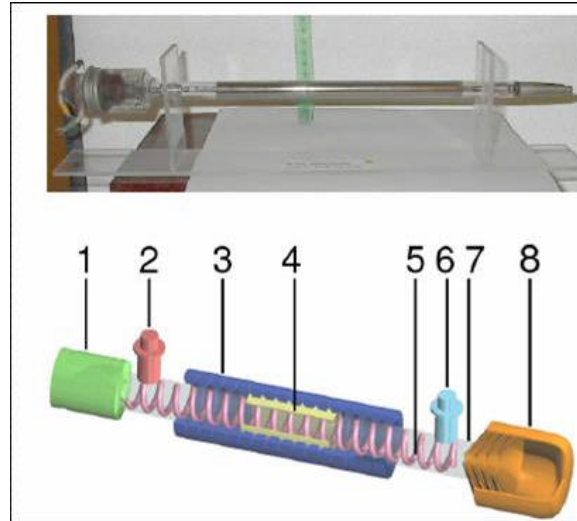


Figura. 4.9 tubo de onda progresiva (TWT)

1. cañón electrónico; 2. entrada de RF; 3. imanes externos; 4. atenuador;
5. hélice; 6. salida de RF; 7. envoltorio del tubo de vacío; 8. colector

4.7.1 Sub unidad de alarmas

Suministra los criterios de alarmas por disminución de la señal de RF de la salida y porque la corriente de hélice del TWT que sobrepase los límites fijados por el fabricante del tubo, permite además que se lleve a cabo la medida continua del nivel de la señal en la salida.

4.7.2 Circuito de alarma a hélice

Este circuito esta constituido por dos transistores y por los componentes que los acompañan, tiene por objeto la repetición de alarma a hélice que la fuente de alimentación suministra y la envía a una Terminal bajo la forma de mando electrónico. El detector que ha sido provisto en la salida de la señal RF amplificada, suministra una tensión continua. Esta tensión cumple la función de pilotar el circuito de alarma AMPL RF . [6]

4.7.3 Puntos de medida

La unidad de servicio de salida que esta formada por un circulador con acoplador y detector, tiene la función de suministrar la salida de la unidad que se examina. Cuando la corriente de hélice es superior al limite que el fabricante ha preestablecido del tubo (4mA), se halla previsto un circuito dentro de la fuente de alimentación, que suministra un mando el cual tiene por objeto pilotar el circuito de alarma que esta alojado en la sub-unidad, y además, cumple con la función de interrumpir las altas tensiones del tubo.

4.8 Unidad receptor de FI

Esta compuesta por la unidad de filtro de FI (Frecuencia intermedia) y por la unidad amplificador de FI a ganancia variable. También aloja en su interior la unidad ecualizada de fase FI. Esta unidad también da alojamiento a la unidad ecualizador de fase. El receptor FI posee una banda de selectividad típica propia en los enlaces de 1800 canales telefónicos. Es empleado en los enlaces con capacidad de transmisión de 960 canales.

4.9 Unidad VCO sintonizable

Esta unidad es utilizada como un oscilador local en equipos de radio que operan en la banda de los 7.7 a 8.5 GHz. El VCO se encuentra montado en un sistema APC, cumple con la función de generar una señal RF que posee una muy alta estabilidad de frecuencia, además es del tipo sintonizable, en su banda de funcionamiento, por medio de regularización mecánica.

La unidad VCO esta provista de un cableado que termina en un conector como el de la figura 4.10 que presenta las siguientes características:

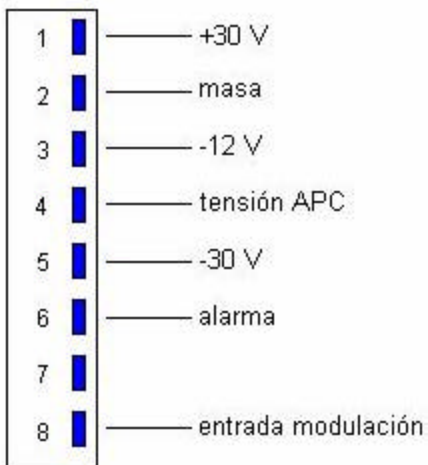


Figura 4.10 Conector de la unidad VCO

4.9.1 Características eléctricas

- Impedancia característica de la salida principal, de la monitoria y de la salida APC: 50 ohmios
- Pérdidas de retorno de las salidas en RF: 20 dB
- Nivel nominal RF:
 - Salida principal +16dBm \pm 1 dB
 - Monitoria 0 dBm \pm 3 dB
 - Salida para el APC + 2,5 dBm \pm 1 dB
- Impedancia de entrada de la modulación: 150 ohmios desequilibrados
- Banda de modulación: 0.3 – 800 KHz
- Nivel de entrada de la señal moduladora:
 - Para $\Delta f = 64$ KHz eficaces -22 dBm

- Tensión de entrada APC De +2V a +26V
- Alimentación:
 - 30V ± 2V
 - +30V±1V
 - 12V±1.5V
- Consumo de energía:
 - 85 mA ± 20% por -30V
 - 15mA ±10% por +30V
 - 5mA ± 10% por -12V

En la figura 4.11 se muestra el esquema de bloques de los circuitos en RF, los circuitos previstos son de banda ancha. El cambio de frecuencia comporta que la sintonía deba ser hecha solo sobre el circuito divisor y sobre el oscilador.[6]

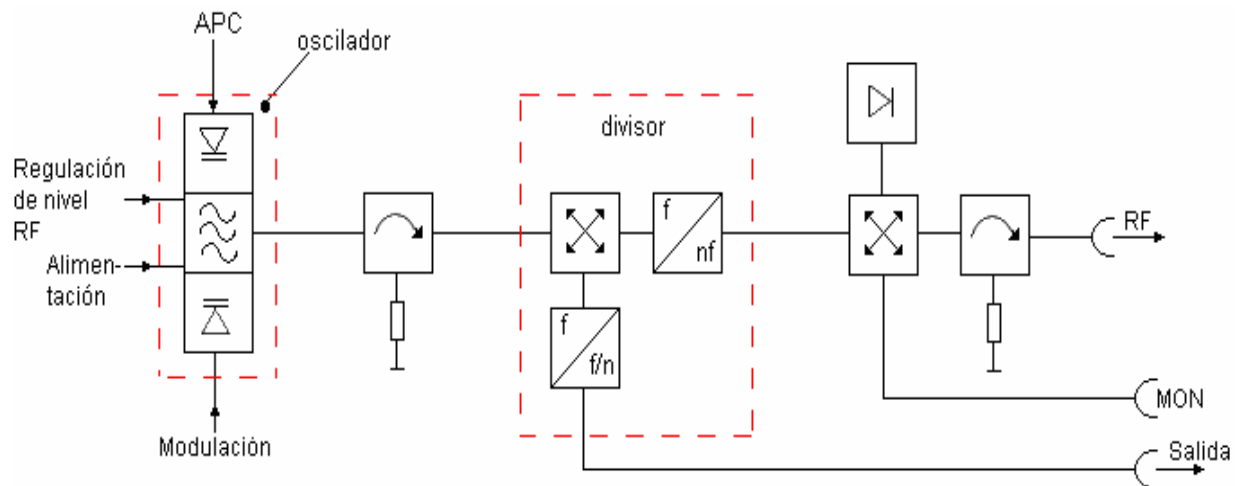


Figura 4.11 Esquema de bloques del VCO

4.9.2 Oscilador a RF

La oscilación tiene lugar con un transistor RF cuya capacidad intrínseca, emisor-base, es el elemento de realimentación. La frecuencia de oscilación del transistor resulta controlada por una cavidad de resonancia.

En la cavidad se hallan montados dos diodos varactores; uno se emplea para el control de la frecuencia de oscilación y es pilotado por el APC; el otro diodo es empleado para la modulación. La sintonía del oscilador se obtiene por medio de un condensador de tipo variable que se halla colocado en la cavidad resonadora. Dicho condensador es regulado a través de dos tornillos de sintonía situados en la parte frontal: un tornillo se utiliza para las regularizaciones gruesas y el otro para las regularizaciones finas. (figura 4.12)



Figura 4.12 Oscilador de RF

4.9.3 Etapa separadora

La señal desde la salida del oscilador es enviada a un circulador que cumple con la función del separador, puesto que una de sus puertas está cerrada por una terminación resistiva. La finalidad de este separador es la de llevar a cabo un alto desacoplamiento entre el oscilador y el sucesivo duplicador de frecuencia.

4.10 Modulo multiplicador y divisor

Este circuito esta provisto de un divisor de frecuencia. Dicho divisor se emplea para suministrar a la unidad APC la señal que se ha de emplear para el control de la estabilidad del oscilador RF.

Un diodo varicap es el encargado de controlar la sintonía de oscilación. El circuito multiplicador de frecuencia por dos esta sustituido por un diodo microondas auto polarizado.[6]

4.10.1 Modulo de servicio de salida

Esta constituido por un acoplador direccional en $\pi/2$ al que le sigue un hibrido de 3 dB cuyas dos salidas van a terminar respectivamente en el conector de la monitoria RF y su detector.

4.10.2 Etapa separadora de salida

Es un circulador que se usa para la adaptación de salida y la separación de los circuitos exteriores a los cuales se conecta.

4.11 Unidad convertidor de recepción con preamplificador

Su función es la de convertir la señal RF que llega al receptor, a la frecuencia intermedia de 70 MHz, esto se lleva a cabo por medio de un batimento con la frecuencia que el oscilador local genera. La señal FI es amplificada en etapas que poseen una baja contribución de ruido. La sub-unidad de amplificación esta provista también de un dispositivo para la regularización automática del nivel de salida FI.

La unidad esta constituida por dos partes: el convertidor de recepción y el preamplificador de FI, además puede emplearse sobre una radiofrecuencia cualquiera, la única condición que debe cumplir es que dicha radiofrecuencia debe hallarse contenida dentro de la banda de funcionamiento.

4.11.1 Etapa de entrada en RF

La entrada de la señal en RF esta formada por un trozo de guía de onda R70 provista de dos tornillos de regulación, que sirven para la adaptación de la entrada.

4.11.2 Modulo convertidor

A este convertidor llega tanto la señal RF como la señal del oscilador local. El convertidor es del tipo balanceado. La estructura del convertidor garantiza una buena supresión de ruido del tipo blanco que llega desde el oscilador local. En la entrada RF ha sido previsto un acoplador cuya función es la de transmitir una señal a RF para las medidas sobre el convertidor.

El valor de acoplamiento se halla escrito en la parte frontal de la estructura mecánica dentro de la cual es montada la unidad.

4.11.3 Preamplificador de FI

Las características fundamentales del preamplificador son: su bajo factor de ruido y su ganancia elevada. Con esto se puede contener al máximo la cifra de ruido del convertidor, la sub-unidad cumple con la función de filtraje de las señales indeseables fuera de banda, el control automático de ganancia y la compensación de la no linealidad de la característica de amplitud/frecuencia del convertidor.[6]

4.12 Unidad limitador

Cumple con la función de limitar la modulación de amplitud que esta presente en la señal de 70MHz modulada en frecuencia. Esta limitación es una función muy indispensable puesto que por ella se obtiene una señal con nivel constante en la entrada del convertidor de RF de transmisión. La unidad esta provista de una salida para la medida del nivel de la señal de entrada en FI (FI IN).

4.12.1 Control de eficiencia de limitación

Se debe controlar que la eficiencia de limitación entre la entrada y salida principal sea igual a 30 dB como mínimo. Esta medida debe efectuarse con el método dinámico, modulando la amplitud de la frecuencia de 70 MHz con un tono de 1KHz e índice de modulación del 10%, y midiendo el residuo de modulación de amplitud en la salida. La eficiencia la podemos expresar de la siguiente manera:

$$n = 20 \text{ Log } \frac{\text{índice de modulación entrante}}{\text{Índice de modulación saliente}}$$

4.13 Unidad convertidor Rx con filtro

El convertidor RX con filtro forma parte de la unidad “Receptor RF con preamplificador” y esta formado por un filtro del tipo pasa-banda con separador y por un convertidor con preamplificador en FI que se ha montado en un armazón mecánica, esta armazón lleva montada en la parte posterior un conector provisto de cinco conexiones múltiples; la central se utiliza para las conexiones de la unidad receptor con el bastidor. Las otras cuatro conexiones múltiples van conectadas a los conectores enchufables rápidamente del convertidor RX con preamplificador FI y de las otras unidades que constituyen el receptor.

4.14 Unidad amplificador principal a FI

La unidad es apta para la transmisión de 1800 canales telefónicos, provista de un circuito de CAG (Control Automático de Ganancia) selectivo, o para la transmisión de 960 canales con un circuito CAG que no es selectivo.

Su función es la de amplificar la señal de FI, que se recibe desde el receptor RF, así como de suministrar en la salida FI un nivel constante por medio del circuito de CAG. Tanto en el caso en que el circuito de silenciamiento interviniese, como en el caso de que la alarma que llega desde el circuito de APC se activase, la señal de FI es reemplazada. [6]

4.14.1 Unidad amplificador de RF

Es empleada como amplificador de RF en equipos radio que operan en la banda de los 7.7 a 8.5 GHz. Cumple con la función de amplificar la señal de RF que posee un nivel de entrada de ± 3 dB con respecto al valor nominal. Los circuitos de la unidad son de banda ancha, esto porque la señal amplificada es modulada y por consiguiente no deben causar distorsiones a la señal, y también porque la unidad debe funcionar sobre muchas portadoras de radiofrecuencia.

Cada modulo de la unidad puede funcionar sobre una banda de 300 MHz, algunos hasta 600 MHz, los módulos han sido calibrados para funcionar en 150 MHz de banda. En la figura 4.13 se muestra el esquema a bloques de los circuitos en RF.

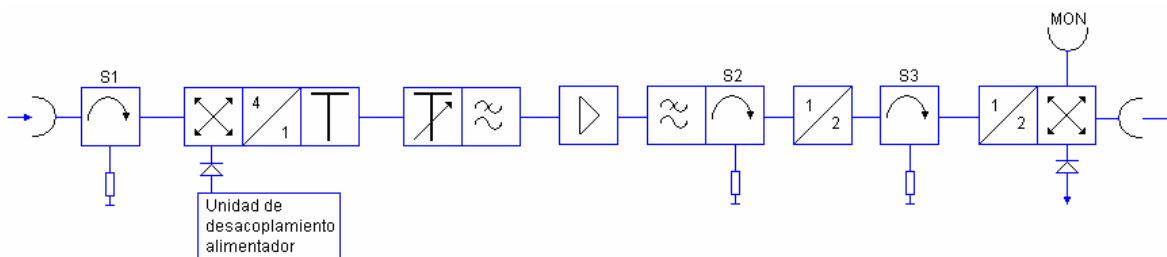


Figura 4.13 Esquema de Bloques de los circuitos en RF

4.14.1.1 Módulos separadores S2 y S3

Los separadores cumplen con la función de garantizar un desacoplamiento bueno entre los módulos entre los cuales se hallan conectados.

4.14.1.2 Modulo divisor

Esta constituido por un oscilador libre que ha sido sincronizado en el cuarto armónico de la señal RF de entrada el divisor reduce de 1.8 GHz la frecuencia de trabajo del modulo amplificador.

4.14.1.3 Modulo pasa bajo

El primer modulo pasa-bajo lleva a cabo la atenuación de los armónicos que el modulo divisor precedente genera. El segundo pasa bajo efectúa la atenuación de los armónicos generados por el modulo amplificador. La atenuación del pasa bajo es superior de 25dB a 4.6 y 8 GHz.

4.14.1.4 Modulo amplificador

El circuito amplificador esta constituido de cuatro transistores que han sido conectados en serie. Los amplificadores son de clase C, este tipo de amplificadores tienen la particularidad de que en su salida se tiene ganancia de tensión y de corriente con respecto a la señal de entrada.

La clase C trabaja para una banda de frecuencias estrecha y resulta apropiado en equipos de radiofrecuencia.

4.14.1.5 Módulos multiplicadores

Tienen la función de llevar la frecuencia de la señal modulada a 7 GHz. El modulo multiplicador final esta provisto también de un detector que se emplea para la medida en corriente continua de la señal de salida, así como un acoplador para la medida RF (MON RF).[6]

4.15 Unidad de inserción

La unidad es empleada para la inserción de 120/300 canales en enlaces cuya capacidad de transmisión es de 960 y 1800 canales telefónicos. Cumple la función en las estaciones repetidoras, de insertar una señal que transita, por medio de la modulación de frecuencia del VCO de transmisión, además de la SBB también los primeros 120 o 300 canales de BB que son reservados al tráfico local.

La misma lleva a cabo la combinación de las dos señales de BB y de SBB al mismo tiempo que les confiere en forma separada a cada una de ellas el nivel que es necesario para modular el VCO con la desviación de frecuencia correcta.

4.16 Preamplificador RF

Esta unidad se emplea como preamplificador RF de bajo ruido en aparatos de radio que funcionan en la gama de los 7.1 a 8.5GHz. Tiene por objeto amplificar la señal de RF de entrada a través de dos etapas con baja figura de ruido, disminuyendo las contribuciones de ruido del convertidor de recepción y de las etapas FI. Los circuitos de amplificación están realizados mediante transistores de efecto campo (FET) que presentan un bajo factor de ruido.

4.17 Unidad filtro a FI de 70 MHz

Tiene la función de ecualizar la fase y filtrar la señal de FI modulada. La ecualización de fase compensa la característica del retardo de grupo de la señal FI y la mantiene dentro de 1ns en la banda pasante. La ecualización es llevada a cabo por tres células ecualizadoras, además contiene un filtro pasa banda que lleva a cabo la selectividad que se necesita para la señal de FI.

4.18 Unidad APC

La unidad APC (Control Automático de Fase) tiene la función de conferir a la señal en radiofrecuencia, que la unidad VCO con el oscilador libre ha generado, las características de estabilidad en frecuencia que pueden compararse a aquellas suministradas por un oscilador controlado a cuarzo.

Esta recibe en su entrada la señal en radiofrecuencia que el oscilador del VCO le envía, y pilota con una tensión, en corriente continua, que se utiliza para llevar a cabo la variación de la capacidad de funcionamiento del varactor del oscilador y por

consiguiente llegar a estabilizar la frecuencia de oscilación, la misma esta provista de circuitos necesarios para realizar las funciones principales que se indican en la figura 4.14 y por los circuitos auxiliares, tales como: el estabilizador de tensión y los circuitos de alarma y de silenciamiento.[6]

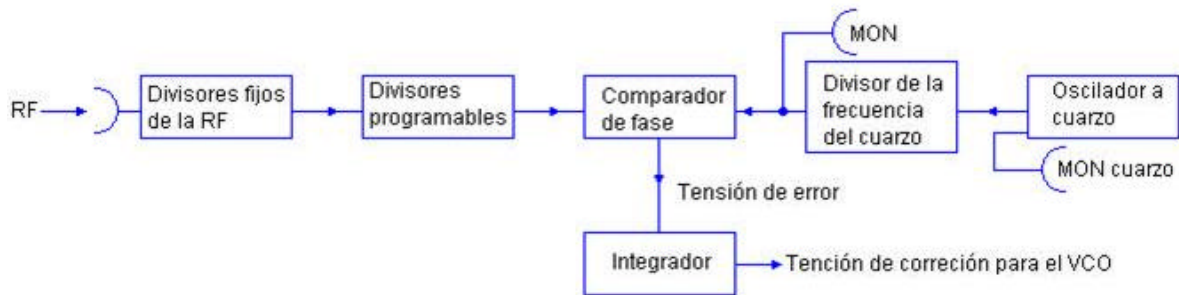


Figura 4.14 Esquema de bloques de la unidad APC

4.18.1 Divisores fijos de la RF

La señal en radiofrecuencia que es aplicada a la entrada de la unidad, es dividida, la señal que se obtiene luego, posee una frecuencia que esta comprendida entre 5.8 MHz y 9 MHz, esto depende de la frecuencia que posee la señal en radiofrecuencia.

4.18.2 Divisores programables

Sus valores de división son de 2 a 15.999, la programación depende de la frecuencia de entrada y de la frecuencia de comparación, la frecuencia de comparación depende de la banda de funcionamiento del transceptor en la cual la unidad APC va montada.

4.18.3 Oscilador A Cuarzo

La frecuencia de oscilación a la cual trabaja esta comprendida entre los 6.2 y 8 MHz. Esto último depende del tipo de cuarzo que se emplee, la tolerancia de la frecuencia de oscilación es de ± 12 Hz.

4.18.4 Comparador de fase

Los circuitos integrados llevan a cabo la comparación de fase entre las dos señales que llegan desde las dos cadenas de divisores. En el caso en el cual las dos señales sean isofrecuenciales, en la salida se tendrá un punto común, un valor de tensión que es proporcional a la diferencia de fase de las dos señales.

En el caso en que en el comparador de fase lleguen señales que poseen frecuencias distintas, en la salida se tendrá un valor de tensión diferente al anterior y que es proporcional a la diferencia de las frecuencias. La señal en la salida es del tipo digital cuya amplitud y duración de los impulsos son variables con un periodo de 1.1 - 1.5ms.[6]

4.18.5 Circuitos de alarma y de silenciamiento

La unidad esta provista de circuitos que cumplen la función de emitir una señal de alarma cuando ocurren las siguientes condiciones: falta de por lo menos una de las dos señales en la entrada del comparador de fase, tensión de corrección, por VCO fuera de tolerancia, comparación entre las señales con diversidad de frecuencia fuera de la tolerancia, alarma de fase.

En la figura 4.15 se muestra el esquema de bloques de los circuitos de alarma.

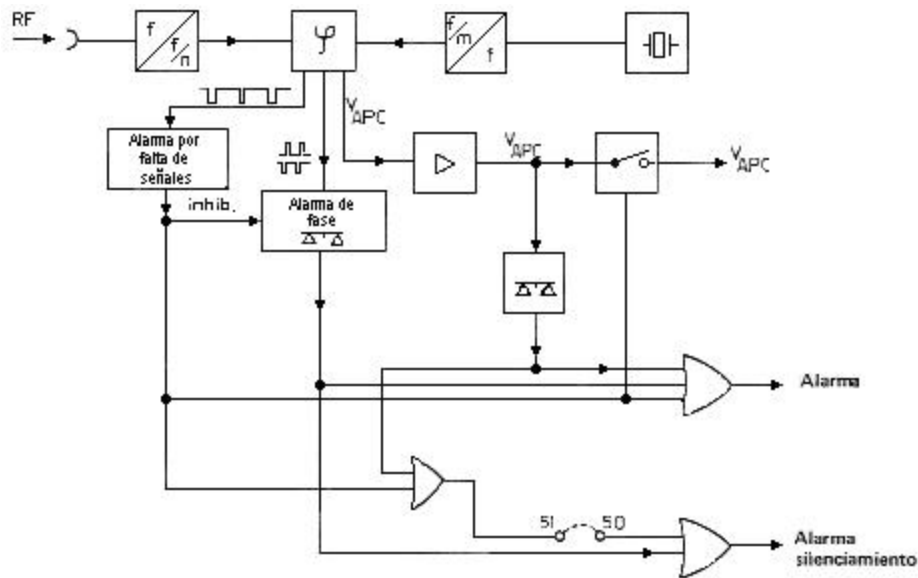


Figura 4.15 Esquema de alarmas del APC

4.19 Unidad ecualizador de fase

Existen cuatro diferentes tipos de ecualizadores de fase, los cuales están constituidos por una célula pasa todo que presenta una impedancia constante y el retardo de grupo variable que varía la frecuencia.

El primer ecualizador de fase cumple con la función de ecualizar el retardo de grupo del equipo transceptor, el segundo tiene la función de introducir en la señal de FI=70MHz una característica de retardo de grupo sin que por ello sea alterada la característica, el tercer ecualizador ecualiza el retardo de grupo del equipo transceptor y por ultimo el ecualizador de fase de 70MHz es utilizada esencialmente para compensar el retardo de grupo que introducen los filtros de derivación tanto de transmisión como de recepción. La diferencia que existe entre las diferentes unidades ecualizadoras de fase es la de poseer cada una de ellas distinta capacidad de ecualización.

Esta formada por dos sub unidades. La primera contiene la etapa de adaptamiento de entrada y un ecualizador, mientras que la segunda incluye una etapa de salida y un segundo ecualizador. [6]

CAPITULO V

**MEDICIONES DEL ANALIZADOR DE
RADIO ENLACE DE MICROONDAS
(MLA) Y PRÁCTICAS AL
TRANSCEPTOR A MICROONDAS
147S-8.**

5.1 La sensibilidad del analizador de radio enlace de Microondas (MLA)

En un sistema de modulación en frecuencia (FM), la salida de frecuencia del modulador depende del nivel de entrada de la señal (modulada).

Con cero señales o sin ellas, la frecuencia de salida se fija en f_c , centro de frecuencia. Cualquier cambio de nivel en la entrada, causa una desviación en la frecuencia de salida desde el centro de frecuencia por Δf_c . La sensibilidad es una medición de la desviación de frecuencia (Δf_c) producida por una entrada de potencia específica (P) y es expresada como la relación $\Delta f_c/P$. (figura 5.1)

Por lo tanto si una potencia de entrada de X dBm, produce una desviación de Y KHz, la sensibilidad del modulador es:

$$S = Y\text{KHz}/X\text{dBm}$$

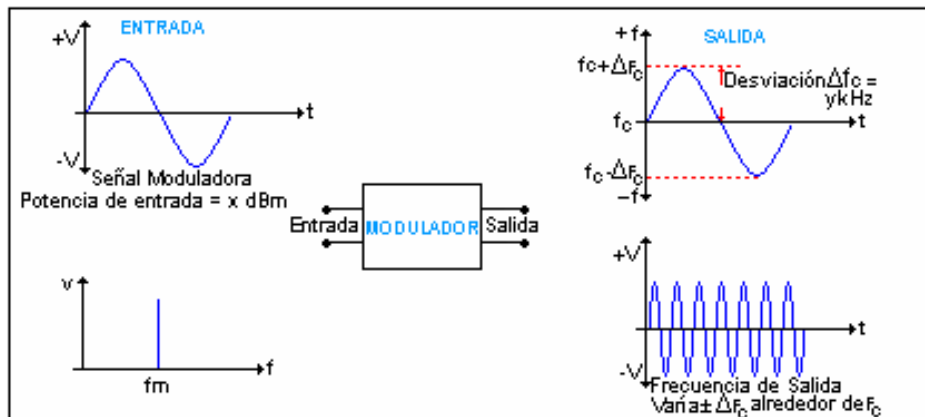


Figura 5.1 Sensibilidad del modulador

5.1.1 Sensibilidad del demodulador

La demodulación puede ser considerada como una función inversa a la del modulador, por ejemplo:

Si el nivel de la señal (P) a la salida del demodulador es una pendiente de la desviación (Δf_c) en su entrada, la sensibilidad del demodulador es una medición del nivel de potencia (P) producida por una desviación de frecuencia específica (Δf_c) y es expresada como la relación ($P/\Delta f_c$). [3]

Por lo tanto si una desviación de entrada de YKHz produce un nivel de salida de XdBm, entonces la sensibilidad del demodulador es:

$$S = XdBm/YKHz$$

Nota: las mediciones de sensibilidad del MODEM, son usualmente desarrolladas con una entrada senoidal y una desviación de frecuencia en Khz. RMS ó Khz. pico,

Donde:

$$Khz. RMS = Khz. pico * 0.707$$

Si la desviación envolvente no es senoidal entonces la relación RMS para la sensibilidad es dudosa.

El analizador de Radio Enlace de microondas siempre da una relación RMS la cual es fácilmente convertida a relación pico donde: (figura 5.2) [3]

$$Khz. pico = Khz. RMS * 1.414$$

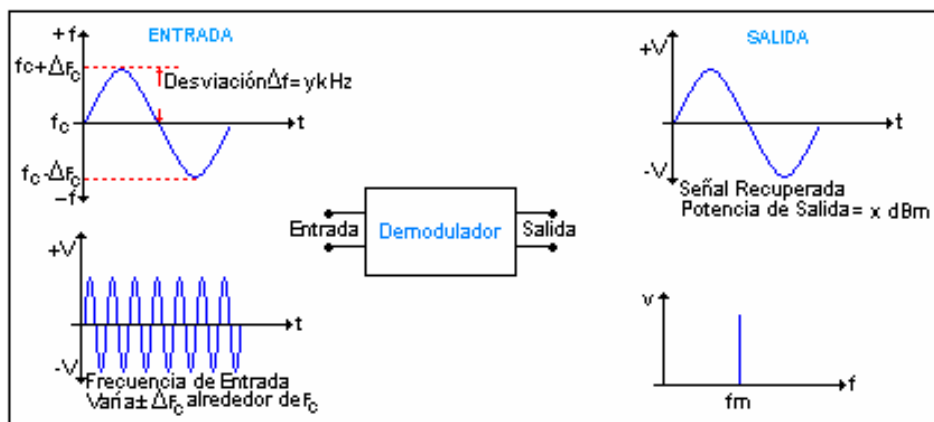


Figura 5.2 Sensibilidad del demodulador

5.1.2 Sensibilidad del MODEM

Para obtener la sensibilidad del modulador, se requiere mediciones de desviación de frecuencia, obtenidos a la salida del modulador, de una frecuencia senoidal modulada de nivel de potencia conocida a la entrada.

Para obtener la sensibilidad del demodulador, se requiere mediciones del nivel de potencia de la señal a la salida del demodulador, aplicado de una señal de frecuencia modulada con una desviación conocida a la entrada.

Para ambas mediciones se requiere, establecer un nivel de potencia y una desviación de frecuencia, la medición de potencia es directa pero la desviación no lo es. La medición de desviación de frecuencia requiere un equipo especializado ó puede usarse un método indirecto.

Para entender éste método indirecto, considérese un espectro de frecuencia portadora (F_c) frecuencia modulada por una frecuencia senoidal (FM). Este espectro muestra bandas laterales igualmente espaciadas desde la portadora en múltiplos de frecuencia modulada, las amplitudes relativas de la portadora y bandas laterales, varían de manera apreciable con cambio en la frecuencia modulada (FM) y la desviación de la portadora (ΔF_c). La razón de desviación de frecuencia modulada, es el término índice de modulación (m) y el número de bandas laterales y amplitudes relativas a la portadora, varían con el índice de modulación. (figura 5.3) [2]

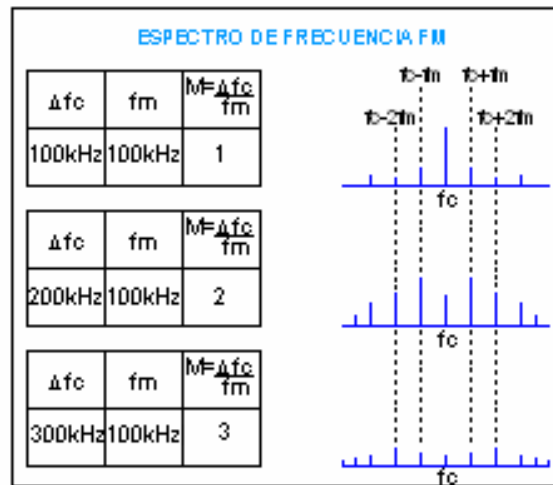


Figura 5.3 Espectro de frecuencia

Las amplitudes relativas de la portadora y las bandas laterales trazan el índice de modulación, obteniéndose una serie de curvas conocidas como funciones de BESSEL. De estas curvas de la figura 5.4 se puede ver, que existen índices de modulación de la portadora y amplitudes de bandas laterales que son cero, (conocido como cero de BESSEL ó CROSSY NULL). Pero usando un analizador de espectro para detectar este cero de BESSEL, conociendo la frecuencia modulada (FM) y la desviación (Δf_c) se puede calcular la formula siguiente, el índice de modulación:

$$M = \Delta f_c / f_m$$

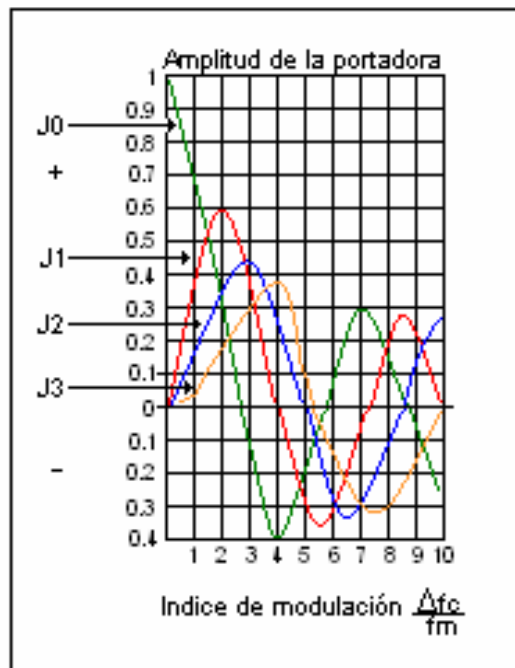


Figura 5.4 Curvas de BESSEL

La detección del cero de BESSEL es el método usado para medición de la sensibilidad del modulador. Una FM conocida con un nivel de potencia variable calibrada del generador de la sección del transmisor MLA se aplica al modulador bajo prueba y la salida de éste modulador (frecuencia intermedia FI), a la sección receptora del MLA.

Cuando el receptor es usado en la forma FI la salida del modulador es mezclada con una señal de la frecuencia de barrido de un oscilador local.

Una resultante cero se produce cuando el oscilador local ésta a la misma frecuencia de la portadora o cualquiera de las bandas laterales. Un filtro paso bajo solamente permite el paso de frecuencia de 50KHz de resultante cero, para pasar al osciloscopio.

El tiempo base del osciloscopio se deriva del mismo barrido del generador y es usado para manejar el oscilador local y obtener así un espectro de la portadora y bandas laterales; hasta obtener la primera portadora nula. Como el nivel de la potencia de

De acuerdo a esta ecuación, el tiempo transitorio dependerá de la fase y la frecuencia característica del sistema de transmisión, para un transitorio de tiempo constante, esta característica debe ser lineal contrario al mostrado en figura 5.5 a.

En la práctica, el tiempo transitorio raras veces es constante, por lo tanto la característica fase/frecuencia no puede ser lineal. Una medida de la distorsión de fase debido a esta variación en tiempo transitorio, es el retardo de grupo, y puede ser definida como la derivada de la fase entre la frecuencia característica.

$$\text{Retardo de Grupo: } T_g = \frac{d\phi}{d\omega}$$

La representación grafica de la derivada de la fase entre la frecuencia característica, producirá una respuesta de retardo de grupo sobre la banda de interés. Las variaciones de la respuesta del retardo de grupo son medidas por MLA y es comúnmente conocida. [2]

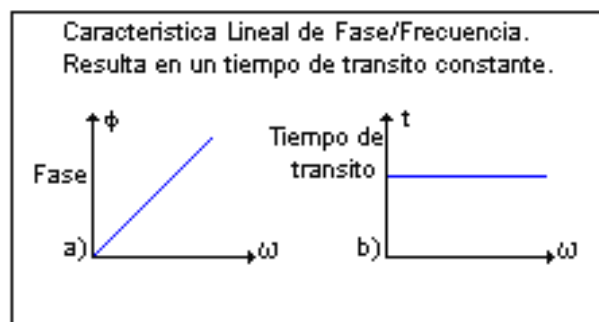


Figura 5.5 Sistema de ideal transmisión

5.2.2 ¿Cómo afecta la distorsión de retardo de grupo en FI a la señal modulada?

La distorsión del retardo de grupo en las secciones de FI de enlaces de microondas, puede introducir distorsión en la fase y amplitud de la señal modulada de la banda base (BB). Para entender esta distorsión de retardo de grupo consideramos el diagrama de la figura 5.6

Si una senoide de frecuencia (FBB) entra al modulador, causará a la frecuencia central (70MHz FI) se desvíe entre 60 y 80MHz y en la frecuencia de FBB.

Si la sección de FI tiene las características de retardo de grupo mostrado; entonces todas estas frecuencias experimentan el mismo retardo a través de esta sección. Para simplificar esta explicación consideramos solamente tres frecuencias de FI de señal de entrada que son (60, 70 y 80MHz) con una frecuencia de 70MHz de frecuencia central como punto de referencia.

Se puede ver de las características mostradas en la figura 5.6 que la distorsión de retardo de grupo incrementa la señal de FI desde 70MHz, hasta 80MHz, la distorsión de retardo de grupo tendrá un incremento de T_2 segundos con respecto a 70MHz de punto de referencia.

Similarmente como la FI decrece en frecuencia desde 70 a 60MHz la distorsión de retardo de grupo se reduce a T_1 segundos respecto al punto de referencia de 70MHz. Por lo tanto el retardo absoluto a través de la sección FI, es directamente relacionado a la característica del retardo de grupo los 80MHz tomaran mayor tiempo (proporcional a T_2) y los 60MHz tomaran menos tiempo (proporcional a T_1) que los 70MHz que pasan a través de la sección FI. Observando la salida de la sección de FI, se puede ver que la forma de la envolvente de modulación ha cambiado debido a las variaciones del retardo encontrado por las diferentes frecuencias de FI. Así cuando la señal de FI es remodulada, la BB recobrada será distorsionada.

El tipo de distorsión introducida sobre la señal BB es conocida como distorsión armónica. Si la BB de entrada es una señal compleja, por ejemplo: si consiste de dos o más senoides entonces la distorsión obtenida es conocida como distorsión por ínter modulación. Esta forma de distorsión es un resultado indeseable entre dos o más entidades senoidales, donde la distorsión obtenida es conocida como distorsión por ínter modulación. Esta formada de distorsión es un resultado indeseable entre dos o más entradas cuando pasan a través de un elemento no lineal en la transmisión.

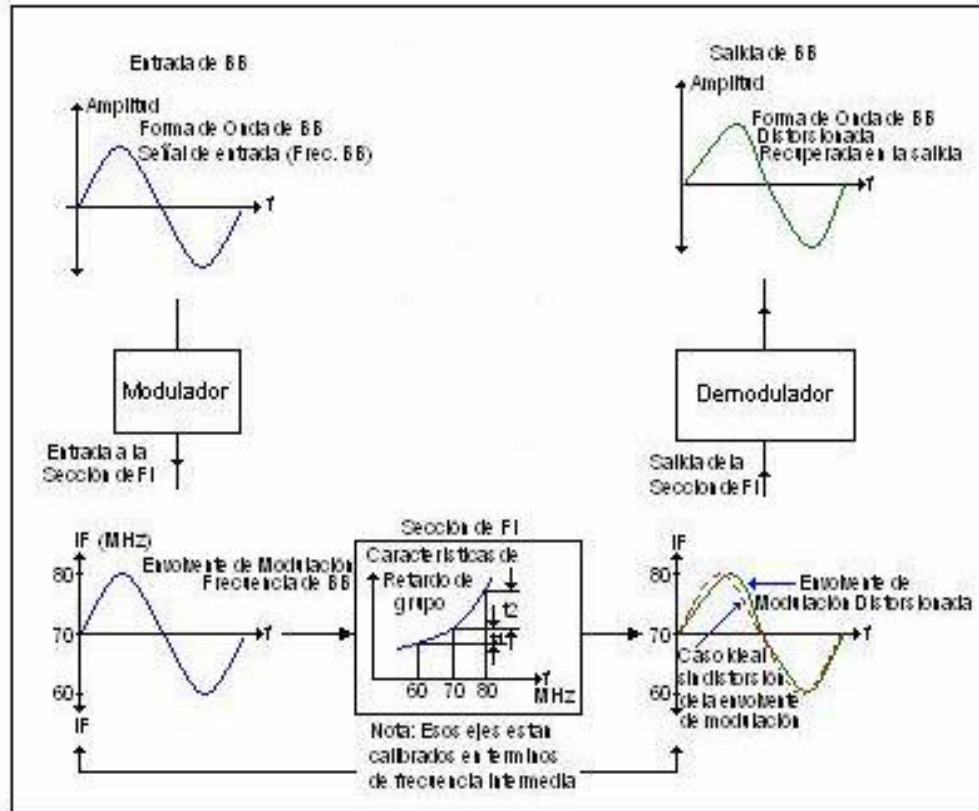


Figura 5.6 Distorsión de la señal de BB causada por la sección de FI

5.3 Fase diferencial

La diferencia en desviación de fase entre dos estados de amplitud instantánea de una señal de alta frecuencia y nivel bajo superpuesta a una señal de baja frecuencia. La fase diferencial es pues una medición de intermodulación de dos o más frecuencias específicas. [3]

5.3.1 ¿Por que se mide la distorsión de retardo de grupo y la fase diferencial?

La distorsión de retardo de grupo y la fase diferencial están íntimamente relacionadas, ambas se relacionan con la distorsión de fase de la señal BB como se mostrará posteriormente, ambas mediciones de distorsión usan la misma técnica, una señal de exploración de BB de alta frecuencia entre ambas mediciones es la frecuencia de BB, usada para la prueba.

La respuesta del retardo de grupo de una señal es generalmente independiente de la frecuencia de BB, usadas. Sin embargo ciertos circuitos de FI, introducen distorsión de fase la cual es dependiente de la frecuencia (tiene un incremento de ruido con el incremento de la frecuencia). Así el uso relativo de altas frecuencias de BB. Para explorar señales, enfatizara la distorsión la cual depende de la frecuencia (fase diferencial), también la medición de la fase diferencial valuable en alineamientos de señales en sistemas de radio enlaces, sistema CARRIER y TV a color.

5.3.2 ¿como podemos medir la distorsión de retardo de grupo y la fase diferencial?

La guía para la técnica de medición usada, se puede establecer examinando la definición de fase diferencial. El retardo usado para la medición de desviación de fase de una señal de alta frecuencia a un nivel bajo en presencia de una señal de una frecuencia baja y nivel alto, es conocido como el método de dos tonos. La señal de alta frecuencia es terminada en banda básica y la señal de baja frecuencia es terminada en barrido.

Considerando una señal de FI como centro de frecuencia W_C modulada por un tono de prueba de frecuencia W_M . Si el índice de modulación es menor que la unidad, solamente producirá dos bandas laterales ($W_C + W_M$) y ($W_C - W_M$), ahora consideramos esta FI y dos bandas laterales en la relación a la característica lineal fase/frecuencia mostradas en la figura 5.7 ambas bandas laterales tienen igual desviación de fase (ϕ) con respecto a la portadora (W_C).

Si la portadora es barrida sobre el rango, de FI, la desviación de fase (ϕ) permanecerá constante y no habrá variación en la pendiente AB la cual es mostrada por la MLA como una medición de variación en la diferencia de fase.

De la discusión del retardo de grupo hay que recordar que fue definida como la derivada de la característica de fase/frecuencia.

Retardo de Grupo: $T_g = \frac{d\phi}{d\omega}$ /??

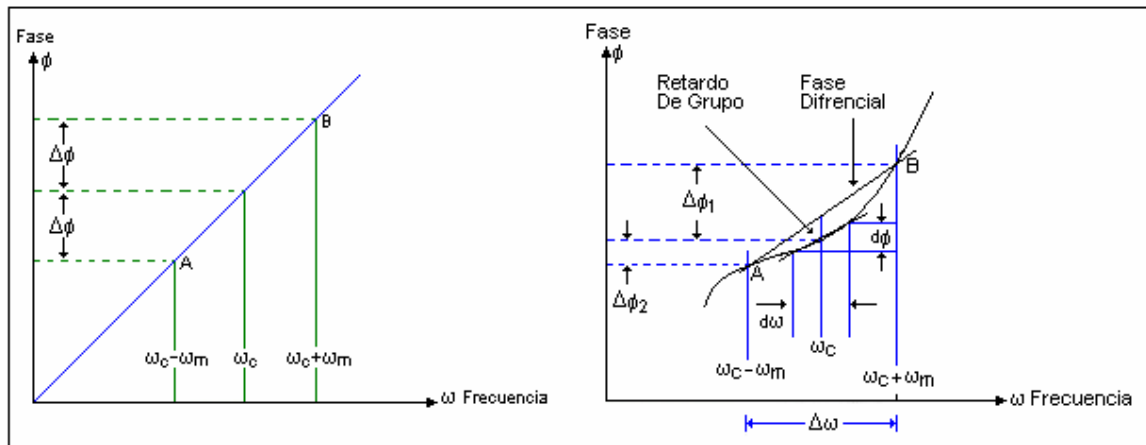


Figura 5.7 Distorsión de retardo de grupo y fase diferencial

Refiriéndose otra vez a la característica fase/frecuencia de la figura 5.7, si ahora modulamos la frecuencia del tono de prueba (BB) por ejemplo, reducimos $\Delta\omega$, entonces, A y B las cerraremos simultáneamente hasta el límite cuando $\Delta\omega \rightarrow 0$, estaremos en un punto tangente en la característica fase/frecuencia, $T_g = \frac{d\phi}{d\omega}$. Si usamos una portadora de barrido como anteriormente, el MLA medirá las variaciones en la respuesta del retardo de grupo la cual es la distorsión de retardo de grupo.

Se muestra que para obtener la fotografía más precisa de la distorsión de retardo de grupo, debemos reducir $\Delta\omega$ lo más cerca de cero.

Sin embargo en la practica, el ruido viene a ser un problema cuando $\Delta\omega$ se reduce. La frecuencia de BB es usada para medir la distorsión de retardo de grupo, sin embargo, normalmente es limitada entre el rango de 80 y 500KHz.

La única diferencia en el método usado para la medición de la distorsión del retardo de grupo y fase diferencial es en la magnitud de ($\Delta\omega$), por ejemplo en la frecuencia de prueba de la BB.

Un generador de FI es modulado en frecuencia con un tono de BB para obtener la portadora deseada y el primer par de bandas laterales, estas son barridas a través del rango de FI de la misma prueba, como se mostró previamente, las bandas laterales se ven con diferente desviación de fase de la característica fase/frecuencia. La señal de BB es después demodulada para recobrar el tono de BB el cual es comparado con la BB original para producir la figura en el osciloscopio de las variaciones de la distorsión de retardo de grupo o fase diferencial sobre el rango de FI.

Este arreglo sin embargo sufre un mayor problema, por ejemplo, es necesario un enlace directo entre el generador de BB comparador de fase, generador de barrido y el osciloscopio. Un enlace directo no es posible cuando se hacen mediciones en enlaces de microondas.

Así como puede requerirse el barrido y generador de BB en un lugar y el comparador de fase y el osciloscopio en otro lugar a 50Km.

Por esta razón el MLA trata de usar los mismos bloques pero incorporados y adicionando circuitos para eliminar cualquier enlace directo entre las secciones transmisor y receptor.

El demodulador es reemplazado por un modulador de rastreo el cual continuamente rastrea el barrido de FI entrante. El proceso siguiente, la FI entrante regenera la señal de barrido al demodulador de rastreo el cual puede ser usado para manejar el osciloscopio en la base del tiempo, eliminando la necesidad para una conexión directa para barrido entre el transmisor y el receptor.

Para eliminar la necesidad de la conexión en BB entre el transmisor y el receptor, un tono de BB exactamente de la misma frecuencia y estabilidad es generada en la sección de recepción. La inclusión de un punto de fase en el receptor asegura una correcta relación de fase entre la señal de BB original y la nueva señal BB generada.

5.4 Linealidad banda base (BB) y ganancia diferencial

5.4.1 Linealidad de banda base (BB)

Linealidad de BB (también conocida como la no linealidad del modulador al demodulador) es una medición de habilidad del modulador y demodulador para actuar como un transductor lineal en el proceso de FM. En FM, la frecuencia portadora es desviada del centro de frecuencia por el voltaje modulado y en el caso ideal ésta desviación es proporcional al voltaje modulado. [3]

En realidad la característica amplitud de BB/Desviación de FI, no es lineal y se parece a la figura 5.8. Una buena medición de la no linealidad de tales características es para tomar su primera derivada. Por esta razón la medición se refiere algunas veces como la respuesta derivativa.

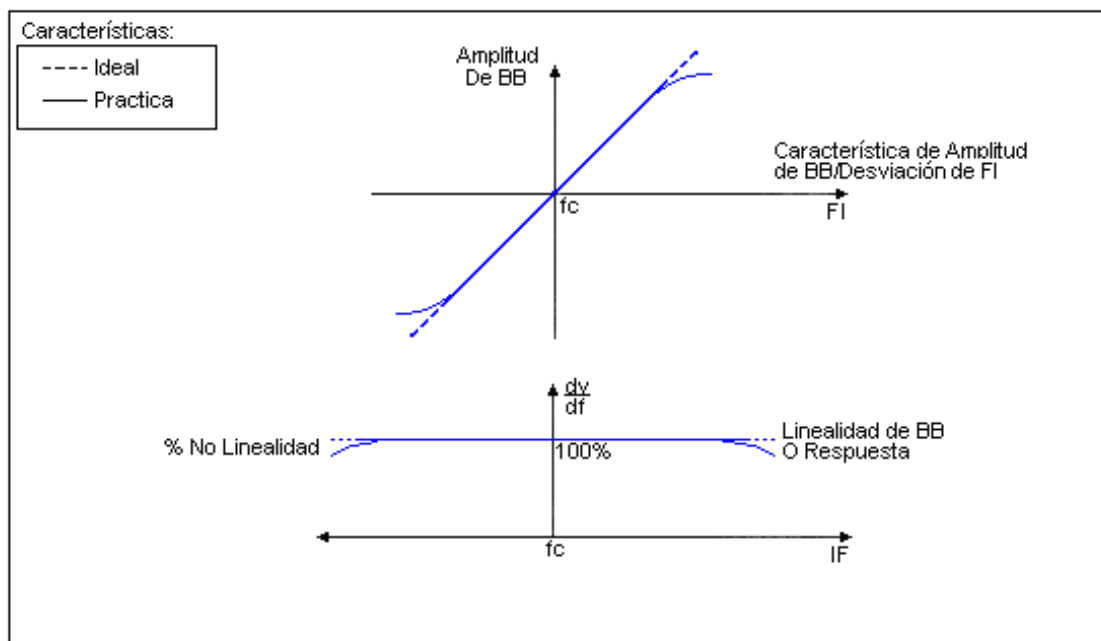


Figura 5.8 No linealidad de BB característica de modulador

La línea punteada de la respuesta derivativa, muestra la derivada ideal y representada la sensibilidad del modulador, la línea continua muestra la sensibilidad

la cual puede ser calibrada como un porcentaje de la ideal, para dar la no linealidad del modulador.

5.4.2 Ganancia diferencial

La ganancia diferencial es definida como “La Diferencia en ganancia encontrada entre dos amplitudes instantáneas de una señal de alta frecuencia y nivel bajo y una señal de baja frecuencia”. Es una medida de Intermodulación a dos frecuencias específicas. (ver figura 5.9)

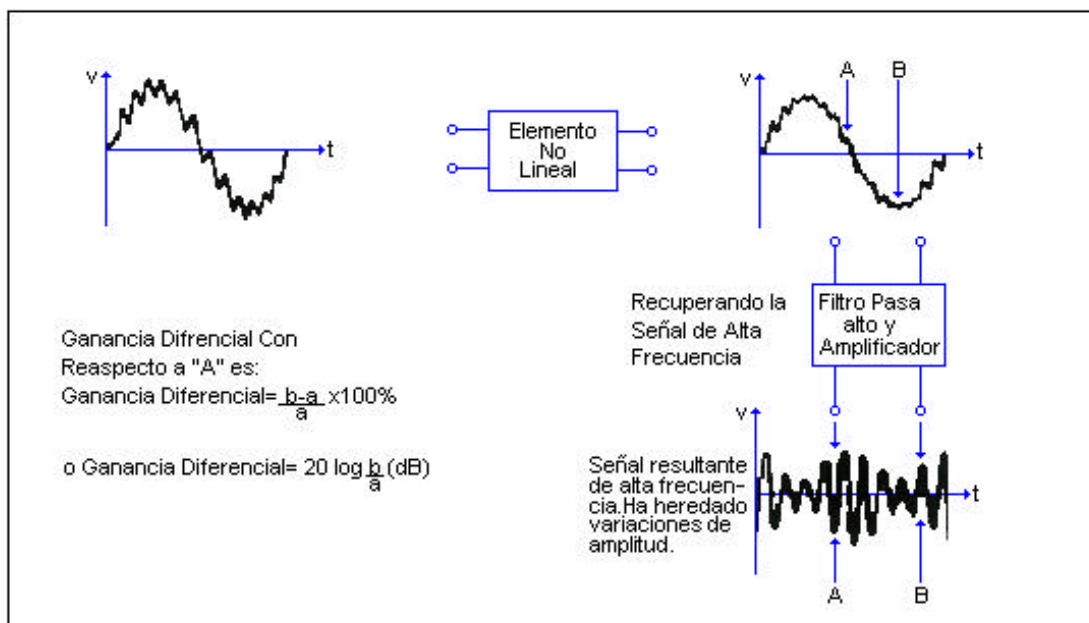


Figura 5.9 Efecto de ganancia diferencial

5.4.3 ¿Por que medimos la linealidad de BB y la ganancia diferencial?

La linealidad y la ganancia diferencial están estrechamente relacionadas ya que ambas se refieren a cambios de amplitudes en la señal BB (la linealidad modulador/demodulador es una componente de la ganancia diferencial total). Así será demostrado más adelante en esta sección, en ambas mediciones usamos la misma técnica ejemplo, una señal de exploración de BB de alta frecuencia superpuesta a una señal de barrido de baja frecuencia. La única diferencia entre las

mediciones de linealidad de BB y Ganancia diferencial es la frecuencia de exploración de BB usada. La linealidad de BB de moduladores y demoduladores es grandemente independiente de la frecuencia BB.

Sin embargo, algunos moduladores y demoduladores tienen construcción interna que introducen distorsión en la señal de BB, la cual depende de la frecuencia (se incrementa grandemente con el incremento de la frecuencia de BB). Esta toma de distorsión de FI, puede sumar o cancelar la salida no lineal de BB debida solo al modulador/demodulador. Si queremos medir la linealidad de BB debida solo al modulador/demodulador, entonces es conveniente usar una señal de BB relativamente baja y así minimizar la distorsión introducida por la sección FI. Sin embargo, nosotros queremos medir la FI combinada y la no linealidad modulador/demodulador, entonces hacemos una medición de ganancia diferencial usando señales de exploración de BB de alta frecuencia, la medición de ganancia diferencial debida a las secciones de FI de un enlace usamos moduladores y demoduladores altamente lineales, de estos tipos están contenidos dentro del MLA, con señales de exploración de BB de frecuencias mas altas.

Así la medición de ganancia diferencial incluye a menudo al modulador y demodulador, podemos pensar también en la ganancia diferencial como el cambio en la desviación de la portadora en la señal modulada de alta frecuencia el barrido de la portadora a través de la banda de interés modulada por una señal de baja frecuencia.

[3]

5.4.4 Medición de linealidad de BB y ganancia diferencial

El índice para la técnica usada en la medición puede ser determinada examinando la definición de ganancia diferencial. El método usado para la medición en cambios de amplitud de una señal de baja frecuencia y nivel alto, es conocido como el método de prueba de tonos. La señal de alta frecuencia de la BB y la de baja frecuencia la señal de barrido.

Considerando una portadora de FI (F_C) modulada por una señal de BB (F_M), causará una desviación de la portadora (ΔF_C). Así una señal que entra al demodulador tendrá la característica de la figura 5.10.

Entonces la señal que sale del demodulador será fijada a un nivel D. C (V_C) y la señal de exploración de BB varía de $\pm \Delta v_m$ para obtener la derivada característica en F_C , se requiere que:

$$\Delta v / \Delta F_C$$

Dado que Δv_m y F_C son pequeños entonces podemos decir:

$$\Delta v / \Delta F_C = \Delta v_m / \Delta F_C$$

Si usamos una desviación fija ΔF_C y medimos Δv_m , ahora barremos lentamente F_C sinusoidalmente a través de una banda de FI y la figura de la señal de BB contra una frecuencia base de FI, entonces la figura será la respuesta derivativa o no lineal del modulador.

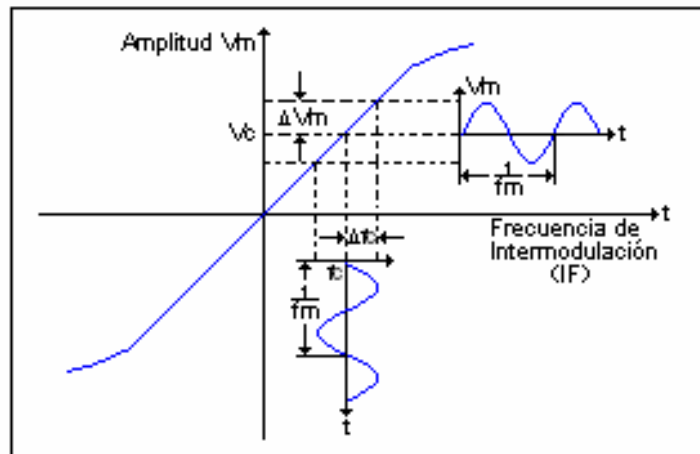


Figura 5.10 Señal característica del demodulador

El circuito a bloques básico para la medición de linealidad en BB o ganancia diferencial por el método de frecuencia de barrido se muestra en la figura 5.11, bajo la misma prueba puede estar el demodulador y modulador o cualquier sección de FI de un enlace de microondas.

Una híbrida combina una frecuencia de BB conocida de bajo nivel del generador de BB con una señal de barrido, de baja frecuencia y alto nivel del generador de barrido una combinación de BB más (BB + barrido) un tono de prueba de barrido en la salida de la híbrida es aplicada a la entrada del modulador.

El resultado a la salida del modulador es una señal modulada de FI. Empezando el barrido a través de la banda de FI. Esta señal de FI es además demodulada y la BB compuesta más la señal de barrido es recabada. Un filtro paso alto permite el paso solamente a la señal de BB a través del detector. La BB detectada es exhibida en el osciloscopio usando la señal de barrido del generador como base de tiempo. Existe sin embargo un problema mayor asociado a éste problema, es decir, el enlace directo requerido entre el generador de barrido y el osciloscopio, un enlace directo no siempre es posible cuando se hacen mediciones en una enlace de microondas puesto que puede requerirse tener el generador de barrido y el osciloscopio en estaciones distantes a más de 50Kms.

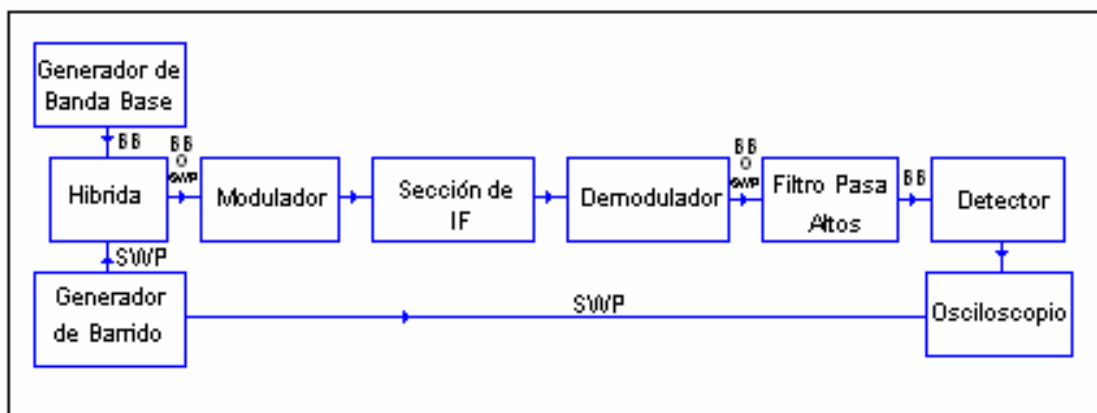


Figura 5.11 Medición de linealidad en BB o ganancia diferencial

El MLA usa los mismos bloques discutidos a cerca de mediciones de linealidad en BB y fase diferencial, (figuras 5.12 y 5.13) sin embargo el demodulador empleado en la MLA es altamente lineal. Un demodulador de rastreo de banda angosta el cual rastrea continuamente el centro de frecuencia del rastreo de FI, entrante. Este rastreo

recobra la señal de barrido la cual maneja la base de tiempo del osciloscopio. Así eliminaremos la conexión directamente entre el emisor y receptor.

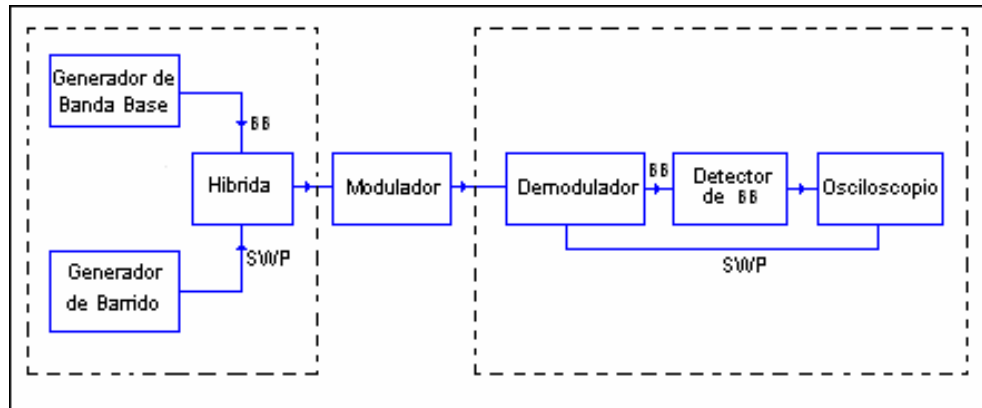


Figura 5.12 Medición de la linealidad del modulador en la MLA

La BB recobra por el demodulador de rastreo es detectada y las variaciones de amplitud de BB mostrada contra una frecuencia base de FI en el osciloscopio.

Para las mediciones de linealidad de BB y ganancia diferencial del demodulador, los filtros de la sección del receptor del MLA separan la BB y la señal de barrido.

El barrido es usado para manejar la base del tiempo del osciloscopio mientras que la señal de BB es detectada y las variaciones de amplitud son mostradas contra una base de frecuencia de FI.

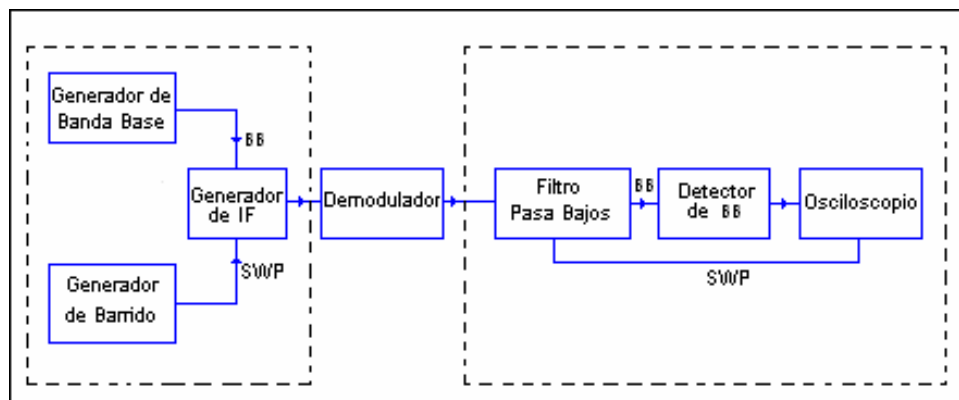


Figura 5.13 Medición de la linealidad del demodulador en la MLA

5.5 Respuesta de amplitud en FI

5.5.1 ¿Qué es la respuesta de amplitud en FI?

Si una excitación senoidal de amplitud constante y frecuencia variable es aplicada a la entrada de un sistema, entonces la variación en amplitud con la frecuencia a la salida del sistema es la respuesta en amplitud. En primera podemos medir la respuesta de amplitud de un sonido extraño, el cual usa modulación en frecuencia para enviar información. Sin embargo ciertos dispositivos usados en enlaces de microondas son sensibles a las variaciones de amplitud si están presentes, resultará una frecuencia de modificación no deseada de una señal de la portadora. Este evento es conocido como conversión de amplitud modulada a frecuencia modulada (AM a FM) puede ocurrir en los límites y en los tubos de onda progresiva. Por lo tanto es esencial que la respuesta de amplitud de los circuitos FI sea constante a través del ancho de banda. [2]

5.5.2 ¿Como medimos la respuesta de amplitud?

Para obtener la respuesta de amplitud en FI, se requiere medir las variaciones de la amplitud de la señal, sobre el ancho de banda de FI, un método comúnmente usado para obtener la respuesta de amplitud es hacer mediciones de un número discreto de frecuencia en toda la banda de interés, además, obtener la respuesta por interpolación. Este método consume el tiempo a no ser que los incrementos de la frecuencia sean pequeños, no se notaran las rápidas variaciones en la respuesta, un método mejor es el mostrado con un barrido lento a una señal de entrada y amplitud constantes a través de la banda de interés monitoreado continuamente a la salida.

Para medir la respuesta en amplitud por el método de frecuencia de barrido es como se muestra en la figura 5.14. Un generador de FI de amplitud constante es barrido a través de la banda de interés y aplicada a la entrada de la misma bajo prueba a la señal de FI, en la salida de prueba se detecta cualquier variación en amplitud es

mostrada y es mostrada en el osciloscopio, así la base del tiempo del osciloscopio es controlada con la misma señal de barrido como el generador de FI, obteniendo una frecuencia lineal base.

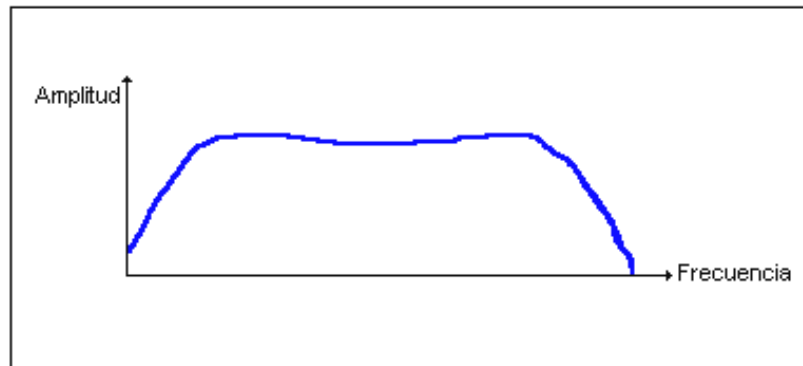


Figura 5.14 Respuesta de amplitud típica

Existe sin embargo un problema mayor asociado con éste método ejemplo: un enlace directo se requiere entre el generador y el osciloscopio, un enlace directo no siempre es posible cuando hacemos mediciones en enlaces de microondas por lo tanto puede requerirse tener el generador de barrido y el osciloscopio situados a 50Km apartados. [2]

5.6 ¿Que es pérdida de retorno?

Consideramos una fuente conectada a una carga como la figura 5.16, si la impedancia de la fuente (Z_S) y la impedancia de la carga no son iguales, entonces la impedancia de la carga no podía absorber toda la energía de la fuente y parte de la señal será reflejada. La señal incidente permite viajar hacia la carga E_I y la señal reflejada viaja en la dirección opuesta E_R . El radio vector de esos dos voltajes es el coeficiente de reflexión (?). [3]

$$\text{Así: } ? = E_R/E_I < ?$$

Donde: ? es la diferencia en la fase entre E_R y E_I .

Usualmente solo requerimos conocer la magnitud del coeficiente de reflexión.

$$\Gamma = |E_r/E_i|$$

A menudo es más conveniente usar el coeficiente de reflexión en forma diferente, ejemplo: la cantidad de dB de voltaje reflejado respecto al voltaje incidente esto es conocido como la pérdida de retorno y tenemos.

$$\text{Pérdida de Retorno} = -20 \text{ Log } \Gamma$$

Nota: El signo negativo indica que es una carga y no ganancia.

La pérdida de retorno ó coeficiente de reflexión es un término usual para establecer el grado de impedancia de igualación entre dos dispositivos. En transmisión de sistemas de microondas es muy importante para una carga la impedancia acoplada a sus fuentes, así cualquier desproporción evita la máxima transferencia de potencia pero, bajo ciertas circunstancias puede ser responsable la distorsión en la forma del rizo del retardo de grupo.

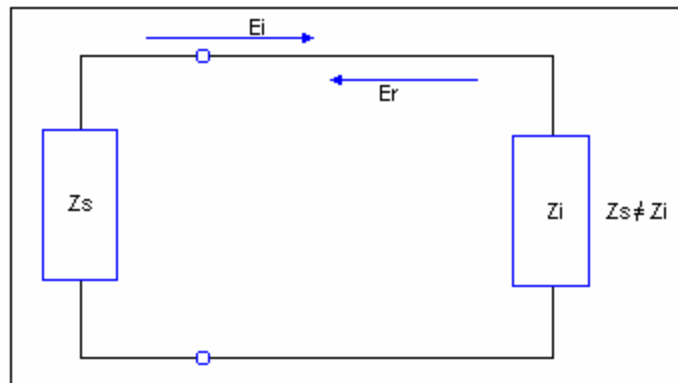


Figura 5.16 Reflexiones de una carga desacoplada

5.6.1 ¿Cómo medimos la pérdida de retorno?

Hay muchos métodos para medir la pérdida de retorno, los métodos de barrido son los generalmente usados en enlaces de microondas, siendo el requerido para medir sobre una banda de frecuencia.

Los métodos de frecuencia de barrido son:

- Método de Longitud de cable
- Método estándar de desacoplamiento.

5.7 Método de longitud de cable

Para realizar la medición de pérdida de retorno por éste método se conecta un cable a la terminación bajo prueba. Si la señal de prueba es barrida senoidalmente a través de la banda de FI entonces las reflexiones de la terminación bajo prueba causará una señal de rizados las cuales pueden ser detectadas y mostradas al osciloscopio, ejemplo: $p=1$ entonces la amplitud de rizo mostrado en el osciloscopio será grandemente aumentado si en la prueba el circuito se abre.

La atenuación es insertada hasta que la amplitud del rizo obtenido es retardado como la misma prueba conectada, puede mostrarse que:

Pérdida de Retorno (dB) = 2 Atenuación insertada (dB) matemáticamente mas adelante, se demuestra. [3]

5.7.1 ¿Cómo se usa el LONG – CABLE en la prueba?

El número de rizados mostrado en el osciloscopio son una función de la longitud del cable y a la anchura del barrido de FI, sin embargo debe ser el último rizo mostrado para realizar la medición y perfectamente cerca de 10 variaciones sobre la banda de FI para ser observados. Una longitud de cable de menos 20m, es recomendable (en abundancia de cable es recomendable de 50 a 100m) para mejores resultados.

El MLA usa la misma técnica de circuitos bosquejados anteriormente. La pieza T es reemplazada por una hibrida HP 15520A y el barrido por el manejo del osciloscopio se recobra internamente en el receptor desde la señal de FI.

Si la señal de FI es separada en dos híbridas una parte de la señal es enrutada hacia el atenuador variable (375DA) y hacia el cable de prueba, las reflexiones del impulso bajo la prueba con la parte permanente de la señal causan amplitudes de rizos. Los rizos son detectados por el receptor y mostrados en el osciloscopio. La prueba es cambiada y se inserta un atenuador usando el 3750A hasta que la amplitud del rizo se muestra en el osciloscopio de la misma manera que el anterior. La pérdida de retorno de prueba es dos veces la atenuación mostrada por el 3750A. [7]

5.7.2 Método estándar de desacoplamiento (híbrida)

Antes de discurrir la técnica de medición consideremos otra vez la definición de pérdida de retorno.

La pérdida de retorno es la cantidad de voltaje reflejado (E_r) y es menor que el voltaje incidente (E_i) en términos de decibeles (dB). [7]

$$\text{Pérdida de retorno} = 20 \text{ Log } E_r/E_i \dots 1$$

El nivel de potencia de la onda transmitida y reflejada será:

$$P_i = E_i^2/R \text{ y } P_r = E_r^2/R$$

Donde: $E_r/E_i = \sqrt{P_r/P_i}$

Sustituyendo en la ecuación 1 podemos decir:

$$\text{Pérdida de Retorno} = -20 \text{ Log } \sqrt{P_r/P_i} = 10 \text{ Log } P_r/P_i = 10 (\text{Log } P_i - \text{Log } P_r)$$

La pérdida de retorno es la cantidad de potencia reflejada (P_r) y es menor que la potencia incidente en términos de dB, de esta base podemos desarrollar el método estándar de designación de medición de pérdida de retorno, consideramos la figura 5.17.

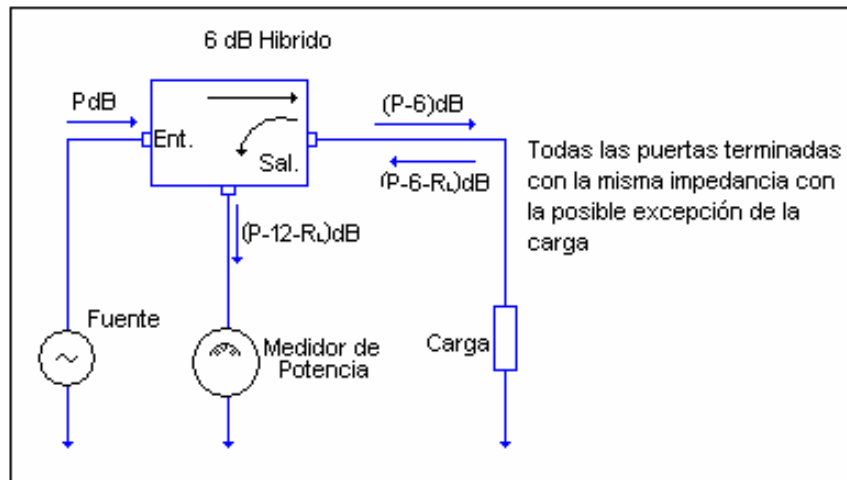


Figura 5.17 Reflexiones de potencia de una carga desacoplada

Alguna potencia es reflejada en la carga desacoplada y es dirigida al medidor de potencia a través de la híbrida de 6dB, que actúa como un acoplador direccional.

La potencia media es dependiente directamente de la carga desacoplada. Si la carga es reemplazada por un desacoplamiento conocido, además el medidor de potencia puede ser calibrado a este desacoplamiento; entonces un desacoplamiento desconocido producirá una lectura de medición dando directamente la pérdida de retorno. [7]

Este método es conveniente para fijar una medición a frecuencia fija, pero es inconveniente para mediciones de barrido, de frecuencia, puesto que la medición sumamente muestra el promedio de la pérdida de retorno para la banda de frecuencia. Sin embargo, por detección de la señal en el medidor es aplicada a un osciloscopio, las variaciones de la pérdida de retorno sobre una banda de frecuencias puede ser mostrada.

El medidor de potencia y la figura del osciloscopio son calibrados usando un desbalanceo conocido. El desbalanceo estándar es reemplazado por el elemento de prueba. Si el osciloscopio está acoplado a DC, la pantalla mostrará la pérdida de retorno de la frecuencia de barrido, relativo al desacoplamiento de la posición. Para

mayor sensibilidad, el osciloscopio puede estar acoplado a AC, las variaciones de ambos casos de medición de potencia es el promedio de la perdida de retorno sobre la banda.

Continuación del método de longitud del cable figura 5.18.

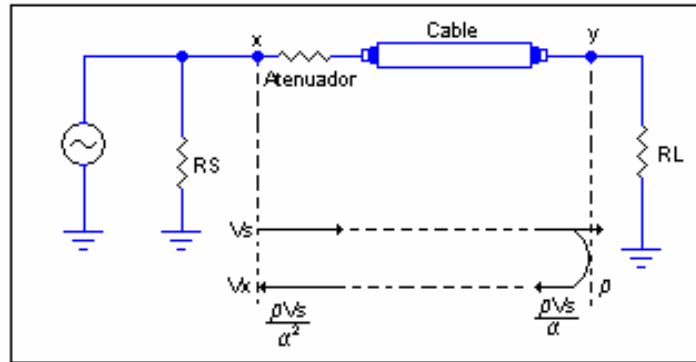


Figura 5.18 Método de longitud del cable

V_s = voltaje transmitido por la fuentes

V_x = voltaje de la fuente reflejada desde la carga

ρ = perdida de retorno de la carga

A = atenuación combinada con el cable y el atenuador

Con un barrido de entrada de señal transmitida (V_s) y reflejada (V_x) produce la combinación de ondas, una resultante la cual es un rizo de amplitud pico a pico de $2V_x$ donde:

$$2V_x = 2\rho V_s/a^2$$

Así el factor de atenuación del cable es A_o y el factor de atenuación del atenuador variable es A . por tanto:

Así el atenuador es 0dB, ejemplo $A = 1$

Entonces
$$2V_x = 2\rho V_s/A_o^2 \dots 1$$

Si la carga es removida con un cable de circuito abierto, el coeficiente de reflexión será único ahora si la atenuación se inserta la misma amplitud de rizo se consigue, entonces tenemos:

$$2V_x = 2V_s/A_o^2 A_o^2 \dots 2$$

De la ecuación 1 y 2 tenemos:

$$2V_s/A_o^1 = 2V_s/A_o^2 A_1^1 = A_1^2 = 1/? \dots 3$$

Expresando ambos lados de la ecuación (3) en dB tenemos:

$$-20 \text{ Log } ? = 20 \text{ Log } A_1^2 = 2 * 20 \text{ Log } A_1$$

Pero $-20 \text{ Log } ? =$ a la perdida de retorno (RL) y
 $20 \text{ Log } A_1 =$ atenuador N1 mostrado.

Por lo tanto podemos decir:

$$RL = 2N$$

En otras palabras la perdida de retorno de la carga es dos veces el atenuador puesto.

5.8 Practicas al modulador CTR 147S-8.

Panorama General

Objetivo Al término de las prácticas, el participante realizará la medición de niveles y pruebas básicas al Modulador de un radio analógico, de acuerdo a las especificaciones del fabricante.

-
- Material y Equipo**
- Un generador
 - Un Medidor
 - Un Receptor
 - Un Analizador MLA de WANDEL & GOLTERMAN RME-5
 - Un Analizador MLA de WANDEL & GOLTERMAN RMS-5
 - Maqueta De Transceptor ó Radio Analógico

-
- Contenido** Práctica
- 5.8.1 Prueba de sensibilidad al modulador
 - 5.8.2 Prueba de la respuesta de amplitud de la FI
 - 5.8.3 Prueba de no linealidad de BB en FI
 - 5.8.4 Prueba de ganancia diferencial de BB en FI
 - 5.8.5 Prueba de retardo de grupo de BB en FI
 - 5.8.6 Prueba de fase diferencial de BB en FI

Práctica 5.8.1 Prueba de la sensibilidad del modulador

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. a. Selecciona la frecuencia de prueba 83.3 KHz. b. Verifica la tensión de barrido en cero (U_A). c. Ajusta el nivel de frecuencia de prueba (F_M) a 10 dBs abajo del nivel nominal de entrada del MOD en cuestión con U_M .
2	Configurar el receptor del RME 5 con los siguientes parámetros. a. Selecciona el modo de entrada a señal de FI (PIZ_F/I_F). b. Selecciona la frecuencia de FI normalmente es 70 MHz. c. Selecciona la medición BESSEL SPECT
3	Conecta los equipos de acuerdo a la figura 5.1 <div style="text-align: center;"> <p>Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p> </div>
4	Observa la relación de nivel de la portadora y las bandas laterales.
5	Incrementa el nivel del generador lentamente, hasta que la portadora, quede cancelada. En este instante el índice de modulación es 2.4 (Primer Cero BESSEL); por lo tanto la desviación de frecuencia generada por el MOD es de 200 KHz pico. (El medidor da valores en RMS por lo que deberá multiplicarse por 1.41 ($\sqrt{2}$) para convertirlo a valores pico).
6	Compara el nivel proporcionado por el fabricante; no debe haber una desviación mayor a 0.2 dBm; de ser mayor se requiere ajuste.

Práctica 5.8.1 Prueba de la sensibilidad del modulador, continuación.

Observaciones.

El Método de medición es por anulación de portadora. Esta deberá anularse cuando $m = 2.405$ que corresponde al primer cero BESSEL.

La frecuencia modulante F_M se obtiene de la formula de la desviación de frecuencia del modulador o índice de modulación:

$$M = \Delta f / F_M$$

Donde:

Δf es la desviación del modulador

M es el primer cero BESSEL en 2.405 (funciones de BESSEL)

F_M es la frecuencia modulante donde:

$$F_M = 200 \sqrt{2} / 2.405$$

La $\sqrt{2}$ es por la conversión de los valores pico a RMS de la frecuencia fija de 200 KHz. La frecuencia distinta a esta frecuencia deberá emplearse la formula siguiente para la inserción a los niveles correctos de la nueva frecuencia de prueba. (1).

$$A = 20 \text{ Log. } F_M (2.405/200\sqrt{2})$$

El nivel UA + UM será el nominal a la entrada al MOD.

FM	Nivel (dBm)	Δf (KHz.) RMS	Δf (KHz.) pico
83.3 KHz.	-40.1	139.97	199.97
250 KHz.	-40.8	139.9	199.99
500 KHz.	-41.2	140	200

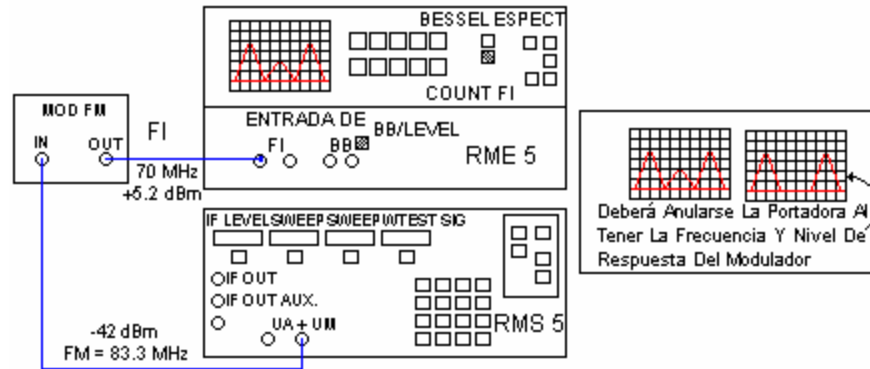
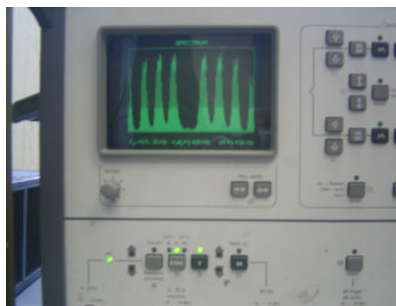


Figura 5.20 Ejemplo de Anulación de portadora

Práctica 5.8.1 Prueba de la sensibilidad del modulador, continuación.

Gráfica.



Sensibilidad del Modulador: Es la medida de desviación de frecuencia (Δf_c) producida por una potencia de entrada (P). [3]

$$\Delta f_c/P$$

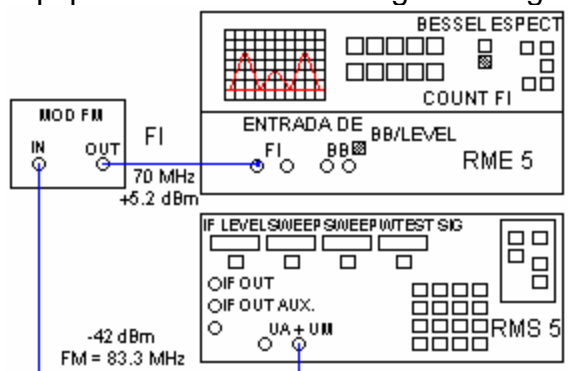
Donde:

- Δf_c esta dada en KHz
- P esta dada en dBm.

Conclusiones: Podemos observar que la señal RF introducida, no altera de forma significativa la sensibilidad del modulador. Aún con diferentes frecuencias de prueba.

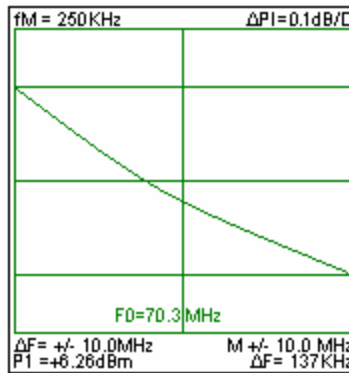
Práctica 5.8.2 Prueba de la respuesta de amplitud de la FI

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros.</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la frecuencia de prueba FM 250 KHz. (puede ser cualquiera de las disponibles en el aparato. Aunque no interviene en la prueba directamente, es necesaria para la sincronía del receptor). Ajusta la frecuencia de prueba (F_M) al nivel nominal de entrada al Modulador con (UM dBm) (-42 dBm NEC 500). Selecciona la frecuencia de barrido a 70 Hz. Con (FA/Hz.) Ajustar el nivel de barrido. (UA) para que aparezcan los marcadores en ± 10 MHz. (aprox. 160 mV) en el NEC 500
2	<p>Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Seleccionar la entrada FI (PIZF/IF). Seleccionar la frecuencia de FI a 70 MHz. <p>Seleccionar la prueba ?PI respuesta de amplitud FI (dB) y oprimir la tecla IF.</p>
3	<p>Conecta los equipos de acuerdo a la siguiente figura.</p>  <p>Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p>
4	<p>Observa en el monitor el barrido de la FI ajusta el nivel de barrido del generador, hasta obtener ± 10 MHz. ?F (en el caso de 960 se ajusta a ± 8 MHz.) utilizar HOR LINES para medir entre el valor de la frecuencia máximo y mínimo.</p>
5	<p>Analiza la curva obtenida en el monitor. La diferencia entre el máximo y mínimo nivel dentro de la banda considerada es al distorsión de la respuesta de amplitud.</p>

Práctica 5.8.2 Prueba de la respuesta de amplitud de la FI, *continuación.*

Gráfica.



FM	83.3 KHz	250 KHz	500 KHz	Valores en
PI	+6.17	+6.26	+6.35	dBm
F0	70.3	70.3	70.3	MHz
?F	10	10	10	MHz
?f	137	137	137	KHz
?PI	0.1	0.1	0.1	dBm/Div.
M	10	10	10	MHz/Div.

Conclusiones: Hay variaciones de nivel en un rango de -10 a 10 MHz de
0.09dBm, lo cual no representa una caída en la respuesta de la FI.
la variación en amplitud con la frecuencia a la salida del sistema
es la respuesta en amplitud.

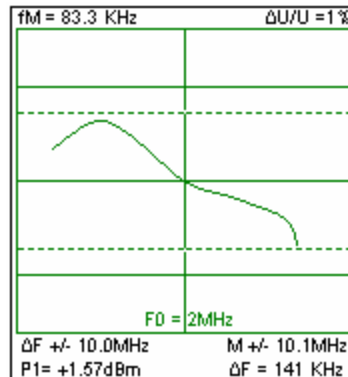
Práctica 5.8.3 Prueba de No-Linealidad de BB en FI.

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros.</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la frecuencia de prueba FM 250 KHz. (La prueba se corre después con las frecuencias de 83.3 KHz y 500 KHz). Ajusta la frecuencia de prueba F_M a valor nominal. Selecciona la frecuencia de barrido a 70 Hz. Con (FA/Hz.) Ajustar la tensión de barrido UA para que aparezcan los marcadores en ± 10 MHz. (aprox. 160 mV) en el NEC 500
2	<p>Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Seleccionar la entrada FI (PIZF/IF). Seleccionar la frecuencia de FI a 70 MHz. Selecciona la prueba ?U/U0 No-Linealidad (%) Prende los marcadores HOR LINES para la medición <p><i>A esta prueba se le llama Ganancia Diferencial si se emplean frecuencias mayores a 1 MHz.</i></p>
3	<p>Conecta los equipos de acuerdo a la siguiente figura.</p> <p style="text-align: center;">Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p>
4	<p>Observa en el monitor los parámetros de la señal; es decir F_0 (frecuencia Central), ΔF (Ancho de Barrido), F_M (Frecuencia Moduladora de Prueba), Δf (Desviación de Frecuencia de la Portadora), PI (Nivel de la FI), ?U/U (Escala de la cuadrícula del Monitor), M (Marcadores de Separación de la frecuencia de F en MHz).</p>
5	<p>Copia la curva y determinar el valor de la distorsión</p>

Práctica 5.8.3 Prueba de No-Linealidad de BB en FI., *continuación.*

Gráfica.



FM	83.3 KHz	250 KHz	500 KHz	Valores en
?U/U0	1	1	1	%
F0	2	2	2	MHz
?F	10.1	10.1	10.1	MHz
?f	141	141	141	KHz
PI	+1.57	+1.57	+1.57	dBm
?U/U	1	1	1	%/Div.
M	10.1	10.1	10.1	MHz/Div.

No-Linealidad: Es una medida de la habilidad del MODEM para actuar como un transductor lineal en el proceso FM. En el cual la portadora es desviada de una frecuencia central por el voltaje modulador y en el caso ideal esta desviación es proporcional al voltaje modulador. [3]

Conclusiones: Podemos observar que la respuesta de No-Linealidad del MOD

cae dentro de la estabilidad que debe ser menor o igual al 1%

aún con diferentes frecuencias de prueba.

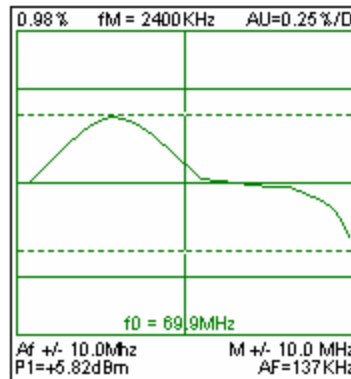
Práctica 5.8.4 Prueba de ganancia diferencial de BB en FI

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros.</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la frecuencia de prueba FM 2400 KHz. Ajusta la frecuencia de prueba F_M a valor nominal. Selecciona la frecuencia de barrido a 70 Hz. Con (FA/Hz.) Ajustar la tensión de barrido UA para que aparezcan los marcadores en ± 10 MHz. (aprox. 160 mV) en el NEC 500
2	<p>Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Seleccionar la entrada FI (PIZF/IF). Seleccionar la frecuencia de FI a 70 MHz. <p><i>A esta prueba se le llama No Linealidad en BB si se emplean frecuencias menores a 1 MHz.</i></p>
3	<p>Conecta los equipos de acuerdo a la siguiente figura.</p> <p style="text-align: center;">Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p>
4	<p>Observa en el monitor los parámetros de la señal; es decir F_0 (frecuencia Central), ΔF (Ancho de Barrido), F_M (Frecuencia Moduladora de Prueba), Δf (Desviación de Frecuencia de la Portadora), P_I (Nivel de la FI), $\Delta U/U_0$ (Escala de la cuadrícula del Monitor), M (Marcadores de Separación de la frecuencia de F en MHz).</p>
5	<p>Copia la curva y determinar el valor de la distorsión</p>

Práctica 5.8.4 Prueba de ganancia diferencial de BB en FI., *continuación.*

Gráfica.



FM	2400 KHz	Valores en
?U/U0	0.98	%
F0	70	MHz
?F	10	MHz
?f	137	KHz
PI	+5.82	dBm
?U/U	0.25	%/Div.
M	10.1	MHz/Div.

Ganancia Diferencial: Se define como “La Diferencia en Ganancia” experimentada por una señal de bajo nivel y alta frecuencia a dos instantes de amplitud de una señal sobrepuesta de baja frecuencia y alto nivel. [2]

Conclusiones: Solo examinamos la frecuencia de 2400 KHz ya que el
 transceptor tiene 960 canales y tiene un límite de en las
 frecuencias que pueden transitar a través de el. El limite para un
 sistema de 960 canales es de 4000 KHz.

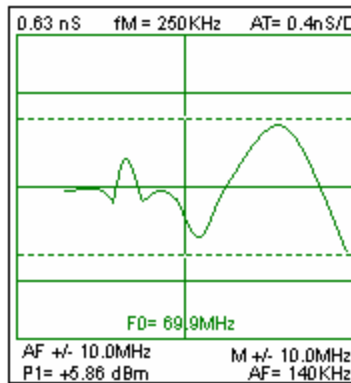
Práctica 5.8.5 Prueba de retardo de grupo de BB en FI

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. a. Selecciona la frecuencia de prueba FM 2400 KHz. b. Ajusta la frecuencia de prueba F_M a valor nominal. c. Selecciona la frecuencia de barrido a 70 Hz. Con (FA/Hz.) d. Ajustar la tensión de barrido UA para que aparezcan los marcadores en ± 10 MHz. (aprox. 160 mV) en el NEC 500
2	Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros: a. Seleccionar la entrada FI (PIZF/IF). b. Seleccionar la frecuencia de FI a 70 MHz. <i>A esta prueba se le llama Ganancia Diferencial en BB si se emplean frecuencias mayores a 1 MHz.</i>
3	Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura. <div style="text-align: center;"> </div> <p style="text-align: center;">Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p>
4	Observa en el monitor los parámetros de la señal; es decir F_0 (frecuencia Central), ΔF (Ancho de Barrido), F_M (Frecuencia Moduladora de Prueba), Δf (Desviación de Frecuencia de la Portadora), P_I (Nivel de la FI), Δt (Escala de la cuadrícula del Monitor), M (Marcadores de Separación de la frecuencia de F en MHz).
5	Copia la curva y determinar el valor de la distorsión

Práctica 5.8.5 Prueba de retardo de grupo de BB en FI, *continuación.*

Gráfica.

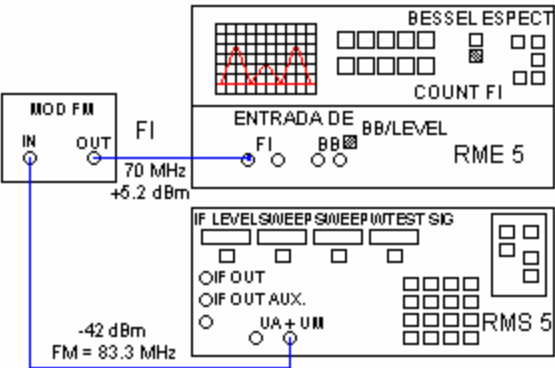


FM	83.3 KHz	250 KHz	500 KHz	Valores en
?t	0.63	0.63	0.63	nS
F0	69.9	69.9	69.9	MHz
?F	10	10	10	MHz
?f	140	140	140	KHz
PI	+5.86	+5.86	+5.86	dBm
?t	0.4	0.4	0.4	nS/Div.
M	10	10	10	MHz/Div.

Conclusiones: El retardo de grupo no afecta al modulador aunque en un punto de la medición la grafica tiene variaciones pero esta dentro del rango que es de 1nS.

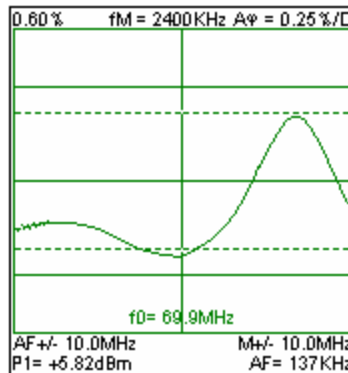
Práctica 5.8.6 Prueba de fase diferencial de BB en FI.

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros.</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la frecuencia de prueba FM 2400 KHz. Ajusta la frecuencia de prueba F_M a valor nominal del MOD bajo prueba. Selecciona la frecuencia de barrido a 70 Hz. Con (FA/Hz.) Ajustar la tensión de barrido UA para que aparezcan los marcadores en ± 10 MHz. (aprox. 160 mV) en el NEC 500
2	<p>Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Seleccionar la entrada FI (PIZF/IF). Seleccionar la frecuencia de FI a 70 MHz. <p><i>Selecciona la prueba ?f (%). A esta prueba se le llama Retardo de Grupo si se emplean frecuencias menores a 1 MHz.</i></p>
3	<p>Conecta los equipos de acuerdo a la siguiente figura.</p>  <p>Figura 5.19 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Modulador</p>
4	<p>Observa en el monitor los parámetros que muestra la pantalla del receptor.</p>
5	<p>Copia la curva y determinar el valor de la distorsión</p>

Práctica 5.8.6 Prueba de fase diferencial de BB en FI., *continuación.*

Gráfica.



FM	2400 KHz	Valores en
?f	0.60	%
F0	69.9	MHz
?F	10	MHz
?f	137	KHz
PI	+5.82	dBm
?f	0.25	%/Div.
M	10.0	MHz/Div.

Fase Diferencial: Se define como “La Diferencia En Corrimiento De Fase” experimentado por una señal de bajo nivel y alta frecuencia a dos instantes de amplitud de una señal de baja frecuencia y alto nivel, una medida de intermodulación a dos frecuencias específicas. [3]

Conclusiones: Estas frecuencias analizadas están dentro del rango que es del

1%.

5.9 Practicas al demodulador CTR 147S-8

Panorama General.

Objetivo Al término de las prácticas, el participante realizará la medición de niveles y pruebas básicas al Demodulador de un radio analógico, de acuerdo a las especificaciones del fabricante.

Material y Equipo

- Conjunto MLA de WANDEL & GOLTERMAN RM-5
- Un Generador de BB
- Un Medidor Selectivo
- Maqueta De Radio Analógico

Contenido Práctica

5.9.1 Prueba de sensibilidad al demodulador

5.9.2 Prueba de No Linealidad de BB

5.9.3 Prueba de ganancia diferencial

5.9.4 Prueba de retardo de grupo

5.9.5 Prueba de fase diferencial

Práctica 5.9.1 Prueba de sensibilidad al demodulador

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros.</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la FI a 70 MHz Z_F/F_I Ajusta el nivel de salida PIF de la FI de acuerdo al nivel de RX. Del Demodulador. Verifica el barrido de frecuencia ΔF a 0 MHz. Selecciona la frecuencia de prueba FM de 83.3 KHz. Ajusta la desviación de frecuencia Δf a 140 KHz.
2	<p>Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> conecta la salida del Demodulador a BF/BB oprimiendo la tecla BB Conecta Z_F/F_I (Aux.) del RMS 5 a (PIZF/IF) del RME 5 Selecciona la prueba de BESSEL SPECTRUM.
3	<p>Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura.</p> <p>Figura 5.21 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Demodulador</p>
4	<p>Observa en el monitor el espectro en la pantalla del receptor y comprueba la cancelación de la FI, no ser así retocar la desviación de frecuencia del transmisor.</p>
5	<p>Ajusta el medidor selectivo para medir la frecuencia de 83.3 KHz, y verifica que el nivel de salida no éste desviado. Se permite una tolerancia de 0.2 dBm; si es mayor, el demodulador requiere ajuste.</p>

Práctica 5.9.1 Prueba de sensibilidad al demodulador, continuación.

Observación.

En caso de no contar con un medidor selectivo, el receptor RME 5 cuenta con una entrada para BF/BB y prueba de nivel de BB.

El método consiste en anular la portadora aplicando a la entrada del DEM una desviación conocida, obteniendo del mismo el nivel nominal de salida. [3]

Anota los valores obtenidos en el medidor selectivo y/o en el RME 5.

Frecuencia	Nivel	Valores en:
83.3 KHz	-23.30	dBm
250 KHz	-23.41	dBm
500 KHz	-23.43	dBm

Sensibilidad De Demodulador: Es la medida del nivel de salida (P), producido por una desviación de frecuencia (Δf_c) específica y se expresa como la relación

$$P / \Delta f_c$$

Donde:

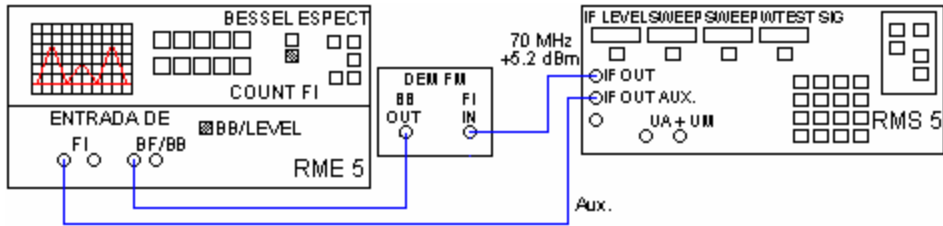
P esta dada en dBm.

Δf_c esta dada en KHz.

Conclusiones: Podemos observar que el demodulador esta desajustado por las variaciones que tiene el nivel de señal demodulada.

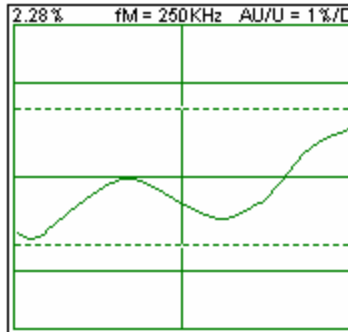
Práctica 5.9.2 Prueba de No-Linealidad de BB.

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la FI a 70 MHz Z_F/F_I Selecciona el barrido ΔF a ± 10 MHz Selecciona la frecuencia de prueba FM de 250 KHz (esta prueba se realizará también con las frecuencias 83.3 y 500 KHz). Ajusta la desviación Δf a 140 KHz Ajusta el nivel de salida de la FI PIF de acuerdo al nivel nominal del DEM bajo prueba.
2	Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros: <ol style="list-style-type: none"> Selecciona señal de entrada banda base BF/BB Oprime el botón BB Selecciona el barrido recuperado de FI botón UX (FI) Selecciona la prueba $\Delta U/U_0$ (No-Linealidad %). Conecta la segunda salida de FI (Aux.) del transmisor RMS 5 con la entrada PI Z_F/IF. Del receptor, RME 5, para poder recuperar las marcas. En caso de seleccionar el barrido recuperado de banda base UX (BB) se ajustará la fase de la señal recuperada accionando el botón FORWARD BACKWARD y los botones de flechas, (PHASE) hasta obtener una sola señal. Desactivar entonces la función. Nótese que no se tienen marcas en el monitor.
3	Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura. <div style="text-align: center;">  <p>Figura 5.22 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Demodulador</p> </div>
4	Copia la gráfica y analiza la distorsión

Práctica 5.9.2 Prueba de No-Linealidad de BB, *continuación.*

Gráfica.

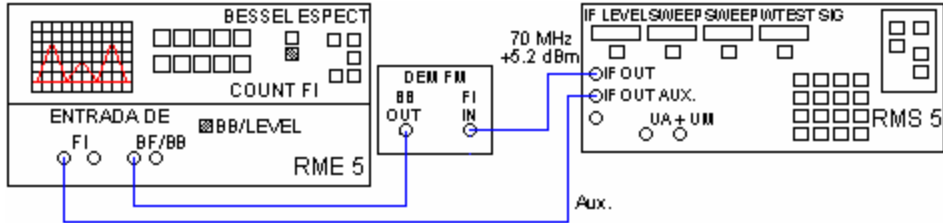


FM	83.3 KHz	250 KHz	500 KHz	Valores en
?U/U0	2.28	2.28	2.28	%
F0	70	70	70	MHz
?F	10	10	10	MHz
?f	141	141	141	KHz
PI	+5.82	+5.82	+5.82	dBm
?U/U	1	1	1	%/Div.
M	10	10	10	MHz/Div.

Conclusiones: Podemos observar que el demodulador se encuentra desajustado ya que supera el 1% en la prueba de No-Linealidad.

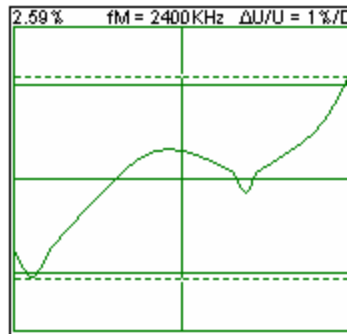
Práctica 5.9.3 Prueba de ganancia diferencial

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la FI a 70 MHz Z_F/F_I Selecciona el barrido ΔF a ± 10 MHz Activa la función de reducción de barrido. Selecciona la frecuencia de prueba FM de 2400 KHz. Ajusta la desviación de frecuencia Δf a 140 KHz. Ajusta el nivel de salida de la FI PIF de acuerdo al nivel nominal del DEM bajo prueba.
2	Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros: <ol style="list-style-type: none"> Selecciona señal de entrada banda base BF/BB Oprime el botón BB Selecciona el barrido recuperado de FI botón UX (FI) Selecciona la prueba $\Delta U/U_0$ (Ganancia Diferencial). Conecta la segunda salida de FI (Aux.) del transmisor RMS 5 con la entrada PI Z_F/IF. Del receptor, RME 5, para poder recuperar las marcas. En caso de seleccionar el barrido recuperado de banda base UX (BB) se ajustará la fase de la señal recuperada accionando el botón FORWARD BACKWARD y los botones de flechas, (PHASE) hasta obtener una sola señal. Desactivar entonces la función. Nótese que no se tienen marcas en el monitor.
3	Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura. <div style="text-align: center;">  <p>Figura 5.22 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Demodulador</p> </div>
4	Copia la gráfica y analiza la distorsión

Práctica 5.9.3 Prueba de ganancia diferencial, *continuación.*

Gráfica.



FM	2400 KHz	Valores en
?U/U0	2.59	%
F0	70	MHz
?F	10	MHz
?f	140	KHz
PI	+5.82	dBm
?U/U	1	%/Div.
M	10	MHz/Div.

Conclusiones: En la prueba de ganancia diferencial es donde más se ve afectada la respuesta del demodulador ya que tiene 2.59%

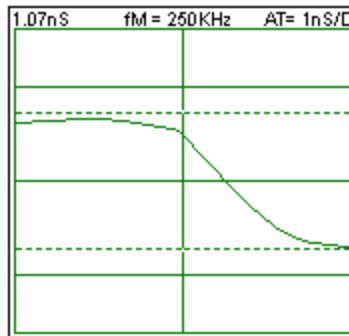
Práctica 5.9.4 Prueba de retardo de grupo

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la FI a 70 MHz Z_F/F_I Selecciona el barrido ΔF a ± 10 MHz Selecciona la frecuencia de prueba FM de 250 KHz (esta prueba se realizará con las 83.3 y 500 KHz) Ajusta la desviación de frecuencia Δf a 140 KHz. Ajusta el nivel de salida de la FI PIF de acuerdo al nivel nominal del DEM bajo prueba.
2	Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros: <ol style="list-style-type: none"> Selecciona señal de entrada banda base BF/BB Oprime el botón BB Selecciona el barrido recuperado de FI botón UX (FI) Selecciona la prueba Δt (Retardo De Grupo nS). Conecta la segunda salida de FI (Aux.) del transmisor RMS 5 con la entrada PI ZF/IF. Del receptor, RME 5, para poder recuperar las marcas. En caso de seleccionar el barrido recuperado de banda base UX (BB) se ajustará la fase de la señal recuperada accionando el botón FORWARD BACKWARD y los botones de flechas, (PHASE) hasta obtener una sola señal. Desactivar entonces la función.
3	Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura. <div style="text-align: center;"> <p>Figura 5.22 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Demodulador</p> </div>
4	Copia la gráfica y analiza la distorsión

Práctica 5.9.4 Prueba de retardo de grupo, *continuación*.

Gráfica.

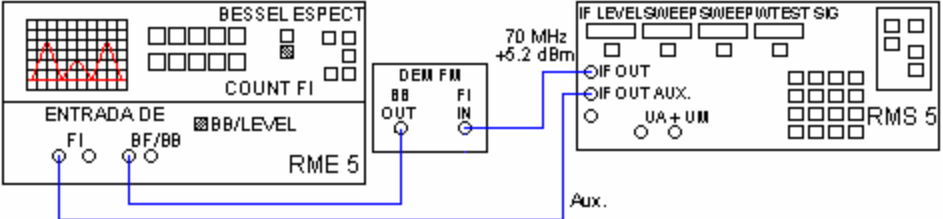


FM	83.3 KHz	250 KHz	500 KHz	Valores en
?t	1.07	1.07	1.07	nS
F0	70	70	70	MHz
?F	10	10	10	MHz
?f	139.9	139.9	139.9	KHz
PI	+5.82	+5.82	+5.82	dBm
?t	1	1	1	nS/Div.
M	10	10	10	MHz/Div.

Conclusiones: En la grafica podemos observar que el demodulador al principio de la prueba trata de estabilizarse pero tiene una ligera caída de 0.7%.

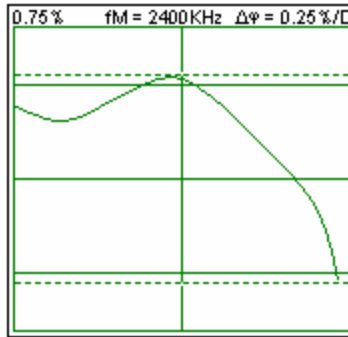
Práctica 5.9.5 Prueba de fase diferencial

Procedimiento.

Paso	Acción
1	Configura el generador RMS 5 con los siguientes parámetros. <ol style="list-style-type: none"> Selecciona la FI a 70 MHz Z_F/F_I. Selecciona el barrido ΔF a ± 10 MHz. Activar la reducción de barrido. Selecciona la frecuencia de prueba FM de 2400 KHz Ajusta la desviación de frecuencia Δf a 140 KHz Ajusta el nivel de salida de la FI PIF de acuerdo al nivel nominal del DEM bajo prueba.
2	Configurar el receptor RME 5 con los siguientes parámetros: <ol style="list-style-type: none"> Selecciona señal de entrada banda base BF/BB Oprime el botón BB Selecciona el barrido recuperado de FI botón UX (FI) Selecciona la prueba Δf (Fase Diferencial). Conecta la segunda salida de FI (Aux.) del transmisor RMS 5 con la entrada PI Z_F/I_F. Del receptor, RME 5, para poder recuperar las marcas. En caso de seleccionar el barrido recuperado de banda base UX (BB) se ajustará la fase de la señal recuperada accionando el botón FORWARD BACKWARD y los botones de flechas, (PHASE) hasta obtener una sola señal. Desactivar entonces la función.
3	Conecta los instrumentos de acuerdo a la siguiente figura. <div style="text-align: center;">  </div> <p style="text-align: center;">Figura 5.22 Conexión del RME-5 y RMS-5 al Demodulador</p>
4	Copia la gráfica y analiza la distorsión

Práctica 5.9.5 Prueba de fase diferencial, *continuación*.

Gráfica.



FM	2400 KHz	Valores en
? f	0.75	%
F0	70	MHz
? F	10	MHz
? f	139.9	KHz
PI	+5.82	dBm
? f	0.25	%/Div.
M	10	MHz/Div.

Conclusiones: A pesar de que en la grafica se aprecian diferentes variaciones
está prueba fue la más estable del demodulador con 0.75%.

5.10 Pruebas de extremo (terminales)

Panorama General

Objetivo Al término de las prácticas, el participante realizará las pruebas básicas a un radio enlace de extremo a extremo, de acuerdo a los procedimientos descritos.

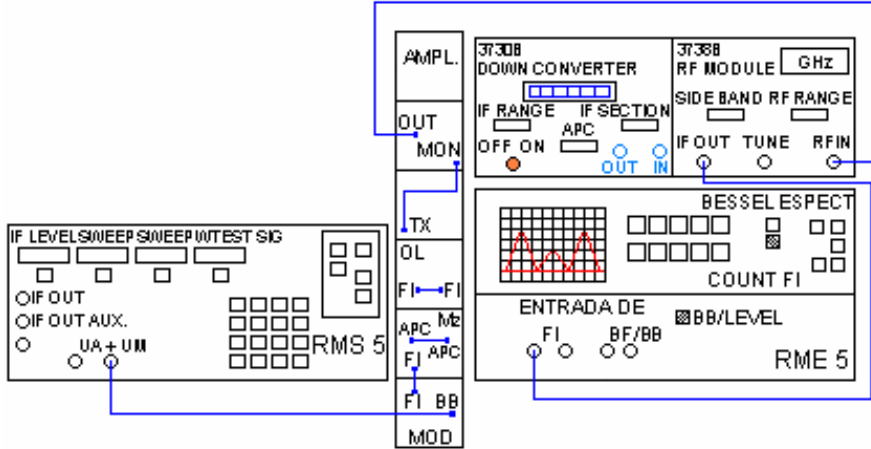
-
- Material y Equipo**
- Maqueta De Radio Analógico.
 - Conjunto Analizador MLA De WANDEL & GOLTERMAN.
 - Generador Sintetizador De Frecuencias De Prueba Hasta 20 MHz.
 - Un Medidor Selectivo De Nivel.

Contenido Práctica

5.10.1 Medición de distorsión de BB a RF

Práctica 5.10.1 Medición de distorsiones de BB a RF

Procedimiento.

Paso	Acción
1	<p>Conecta el equipo de medición al radio, como se muestra en la siguiente figura.</p>  <p>Figura 5.23 Conexión del RME-5, RMS-5 y el DOWN CONVERTER para la medición de Distorsión</p>
2	<p>Configura el generador RMS 5 de acuerdo a los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Frecuencia de prueba FM de BB 250 KHz. Calibra la salida de BB al nivel nominal del modulador. Selecciona el barrido de 70 Hz F_A/Hz. Ajusta el nivel de salida del barrido al valor encontrado para la práctica del modulador (160mV).
3	<p>Configura el medidor RME 5 de acuerdo a los siguientes parámetros:</p> <ol style="list-style-type: none"> Selecciona señal de entrada BB. Conecta la FI AL DOWN CONVERTER para observar la respuesta de la IF. Selecciona la prueba (No-Linealidad).
4	<p>Una vez tomada la lectura de distorsión, copia la curva.</p>
5	<p>Ahora cambia la frecuencia de prueba en el generador y la selección de la distorsión en el receptor, para obtener:</p> <ol style="list-style-type: none"> Retardo de Grupo Fase Diferencial Ganancia Diferencial
6	<p>Copia las curvas analizadas</p>

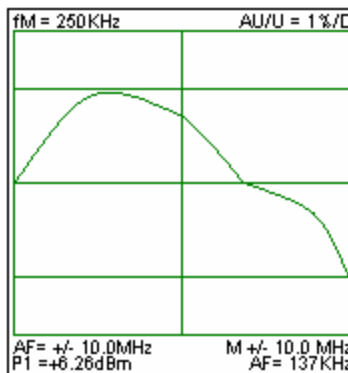
Práctica 5.10.1 Medición de distorsiones de BB a RF, continuación

Observación.

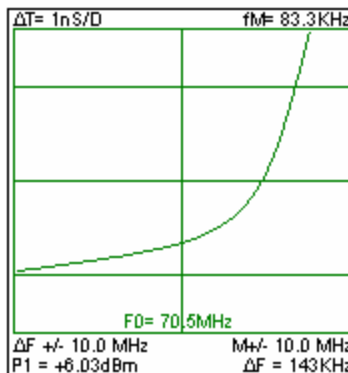
En caso de no contar con la salida auxiliar de FI, corre la prueba con el barrido recuperado de BB, siguiendo el procedimiento de No-Linealidad de BB del Demodulador. [3]

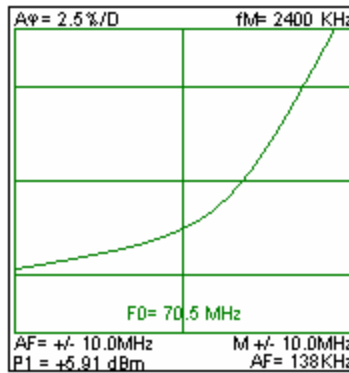
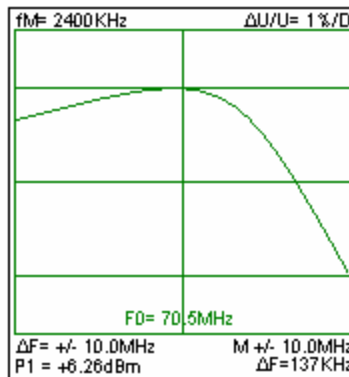
Gráfica.

No- Linealidad.



Retardo de Grupo.



Práctica 5.10.1 Medición de distorsiones de BB a RF, *continuación***Fase Diferencial.****Ganancia Diferencial.**

Conclusiones: Introducimos una señal RF de 8.21 GHz esta señal pasa por las secciones de transmisión y el oscilador, se convierte en una FI. la salida se conecta al RME-5 para observar la respuesta de esta señal que cae dentro de los parámetros de estabilidad. En todas las pruebas.

CONCLUSIONES

Podemos finalizar diciendo que se documentaron satisfactoriamente las prácticas realizadas al transceptor, además de conocer la construcción del mismo, con esto hemos aprendido como se relaciona la potencia, la frecuencia y el ruido, en este sistema de comunicación cuando se le introducen señales RF.

El concepto de sensibilidad; es una medición de la desviación de la frecuencia producida por una entrada de potencia específica.

No linealidad; es una medida de la habilidad del MODEM para actuar como un transductor es decir, que transforma el efecto de una energía a una señal eléctrica, en el cual la portadora es desviada de una frecuencia central por el voltaje modulador y en un caso ideal esta desviación es proporcional al voltaje modulador.

Ganancia diferencial; es la diferencia de ganancia experimentada por una señal de baja potencia y alta frecuencia a dos instantes de amplitud de una señal sobrepuesta de baja frecuencia y alta potencia.

Fase diferencial; desviación de fase entre dos estados de amplitud instantánea de una señal de alta frecuencia y baja potencia sobrepuesta a una señal de baja frecuencia. La fase diferencial es pues una medición de intermodulación de dos o más frecuencias específicas

Retardo de grupo; es un efecto transitorio en el tiempo. El tiempo transitorio de una trayectoria de transmisión, se define como el tiempo requerido para que un voltaje o corriente específico viaje a través de la trayectoria de transmisión. La distorsión del retardo de grupo en las secciones de FI de enlaces de microondas, puede introducir distorsión en la fase y amplitud de la señal modulada de la banda base (BB).

Todos estos conceptos pueden ser comprobados, observando los resultados en los instrumentos de medición, explotándose de manera útil los equipos existentes en el laboratorio.

RME-5/RMS-5



Arreglo de Medición de un Radio Enlace 35/70/140 MHz IF El Generador RMS-5 & El Receptor RME-5

- Rango de IF 70 ± 30 MHz como las opciones: 140 ± 50 MHz y/o 35 ± 5 (10) MHz.
- Siete frecuencias de prueba entre 25 kHz y 5.6 MHz.
- Frecuencias de barrido entre 18 y 70 Hz.
- IF y BB Medición de Distorsión
- Distorsión de Retardo de Grupo.
- Distorsión de No Linealidad.
- Fase Diferencial.
- Ganancia Diferencial.

Otras Medidas y Parámetros de IF

- Distorsión de Atenuación/ Frecuencia (IF-a-IF respuesta de frecuencia)
- Distorsión de Atenuación/ Frecuencia.
- Pérdida de retorno de IF, con RFZ-1 puente de pérdida de retorno.
- "Y externo" (eg. para RF detector de señales)
- Nivel de IF (a la frecuencia de centro F0)
- Prueba de Desviación de Frecuencia
- Ancho de Barrido
- Marcadores de frecuencia
- Frecuencia Central
- Contador IF para No barrer la señal IF
- En Modo Espectro – para analizar la sensibilidad del modulador y del demodulador.

Futuras Medidas De la BB.

- Nivel de BB para no barrer las señales entre 10kHz y 12.5MHz
- Pérdida de Retorno de BB – para no barrer las señales sinusoidales entre 75kHz y 12.5MHz (usando RFZ-1 puente de pérdida de retorno)

Peso Aproximado

RMS-5 Generador: aprox. 13 kg.

RME-5 Receptor: aprox. 19.5 kg.

Down Converter



Agilent HP 3730A Down Converter

Agilent HP 3730A Down Converter su función es la de convertir la frecuencia. En rango de 1.7 a 12 GHz dependiendo de la entrada en uso.

Especificaciones:

- Nivel de Entrada Mínima es -20 dBm.
- Exactitud de ± 0.5 MHz a 70 MHz (± 2 MHz fs).
- Impedancia de Entrada RF 50 Ω
- IF de Salida 75 Ω .

Analizador De Espectro



Agilent 8593E/ HP 8593E ANALIZADOR DE ESPECTRO,
9 KHz a 22 GHz W/ Op.

Agilent 8593E/ HP 8593E es un Analizador de Espectro de Microondas que ofrece muchos rasgos, como un despliegue en la pantalla de funciones avanzadas de medida. Las interfaces duales y un rastreador son opcionales para construir el generador. El 8593E puede ajustarse para las aplicaciones separadas como televisión por cable EMC, la radio digital celular, así como las comunicaciones RF.

Especificaciones:

- Rango de Frecuencia 9 KHz – 22GHz.
- Exactitud de la Frecuencia de Referencia +/- 2ppm/
- Impedancia de Entrada 50Ω
- Resolución de Banda Ancha 1KHz – 3MHz
- Video de Banda Ancha 30Hz – 1MHz,
- Rango Dinámico -129dBm - +50dBm
- Opcional 041 HPIB y Interfase Paralela
- Opcional 103 detector casi-pico
- Opcional 119 Figura de ruido
- Opcional 140 Resolución Estrecha de Banda Ancha y Precisión de la Frecuencia de Referencia.

La simbología que se encuentra a continuación es normalmente utilizada para realizar esquemas funcionales “SF” y esquemas en bloques “SB”. Los símbolos son conformes con las indicaciones normativas de Administraciones Nacionales y con la normativa IEC.

	Punto de medición		Convertidor de frecuencia
	Generador de impulsos		Generador de onda cuadrada
	Generador Sinusoidal de Frecuencia Variable		Oscilador controlado en tensión
	Generador de ruido		Oscilador de cuarzo controlado en tensión
	Generador de cuarzo		Convertidor de frecuencia no balanceado
	Convertidor de frecuencia balanceado		Multiplicador de frecuencia
	Divisor de frecuencia		Filtro pasa alto
	Filtro pasa bajo		Filtro pasa banda
	Filtro elimina banda		Amplificador generico
	Amplificador en continua		Estadio rectificador
	Amplificador limitador		Amplificador detector
	Comparador diferencial		Transformador
	Terminación		Hibrida con balanceamiento externo
	Seccionador		Desfasador
	Ecualizador generico o de amplitud		Integrador
	Preenfasis		Detector
	Deenfasis		Limitador de amplitud
	Corrector de amplitud		Modulador generico
	Acoplador direccional		Circulador
	Circulador terminado con resistencia		Detector balanceado

GLOSARIO DE TÉRMINOS

A

Acoplador: Conector utilizado para unir cables o para conectar un cable a un dispositivo.

AFC: Control automático de frecuencia.

AGC: Control automático de ganancia.

AM: Amplitud Modulada.

Amplificador AF/RF: Tiene como función sintonizar de forma correcta la señal a fin de que al llegar al detector tenga una intensidad lo suficientemente fuerte.

Amplificador: Dispositivo para aumentar la amplitud, o potencia, de una señal eléctrica.

Amplitud: Magnitud que designa una desviación máxima con respecto a un valor medio.

Ancho de banda: La diferencia entre la frecuencia más alta y la más baja de un canal de transmisión

APC: Control automático de fase.

Armónica: Serie de vibraciones subsidiarias que acompañan a una vibración primaria o fundamental

Atenuación: La energía de la señal es inversamente proporcional a la distancia, de manera que disminuye con esta. En medios guiados la atenuación es logarítmica, por lo que se suele expresar en dB/Km. En medios no guiados su dependencia no es solo la distancia, si no también de las condiciones atmosféricas.

B

Banda Ancha: Técnica de comunicaciones en la que las señales digitales se transmiten moduladas.

BB: Banda Base

Bus: Conjunto de líneas conductoras, utilizadas para la transmisión de datos entre los componentes de un sistema.

C

CAG: Control automático de ganancia.

Canal: Margen de frecuencias entre cuyos límites se realiza una transmisión radioeléctrica.

Capacitancia: Valor de la impedancia en un circuito.

Carga: Característica de cualquier partícula que participa en la interacción electromagnética.

CCITT: Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía.

Circuito: Trayecto o ruta de una corriente eléctrica.

Condensador: Dispositivo que almacena carga eléctrica.

Convertidor: Circuito electrónico que convierte una señal. Por ejemplo una señal analógica en digital.

Corriente: Flujo de electrones a través del conductor, desde el cuerpo cargado negativamente al cargado positivamente.

D

Demodulador: Dispositivo que separa la onda portadora de la moduladora.

Desviación: Diferencia numérica entre cada número de un conjunto de valores y la media aritmética de ellos.

Diodo: Componente electrónico que permite el paso de la corriente en un solo sentido. Los primeros dispositivos de este tipo fueron los diodos de tubo de vacío, que consistían en un receptáculo de vidrio o de acero al vacío que contenía dos electrodos: un cátodo y un ánodo.

Distorsión: Alteración que un circuito provoca en una señal que lo atraviesa.

E

Ecualizador: Circuito que atenúa selectivamente la señal de entrada de un receptor.

Espectro: Resultado obtenido de desdoblar un haz heterogéneo de radiación electromagnética en sus diversas componentes de diferente longitud de onda.

F

Fase: Cada una de las componentes primarias de una corriente alterna.

FET: (Field-Effect Transistor), transistor de efecto campo, que funciona sobre la base del principio de repulsión o de atracción de cargas debido a la superposición de un campo eléctrico.

FI: Frecuencia Intermedia.

Filtro De Ponderación: Examina el nivel de presión sonora en función de la frecuencia.

Filtro de FI: El filtro de FI, que define la banda final de modulación, está formado por un filtro activo de 3 etapas (orden_3), centrado en 450 KHz y con 20 KHz de banda a -3 dB.

Filtro Paso Alto: Es el que permite el paso de frecuencias desde una frecuencia de corte determinada hacia arriba, sin que exista un límite superior especificado. Presentan ceros a bajas frecuencias y polos a altas frecuencias.

Filtro Paso Bajo: Es aquel que permite el paso de frecuencias bajas, desde frecuencia 0 o continua hasta una determinada. Presentan ceros a alta frecuencia y polos a bajas frecuencia.

Filtro Sofométrico: Es un filtro paso banda que permite que pase solamente el rango de frecuencias que el oído humano es capaz de percibir. El oído humano tiene una percepción logarítmica del sonido, no lineal y, además, no puede oír las frecuencias demasiado altas ni demasiado bajas, incluso aunque estén producidas por la voz humana.

FM: Frecuencia Modulada.

Frecuencia: Término empleado en física para indicar el número de veces que se repite en un segundo cualquier fenómeno periódico.

G

Ganancia: Cociente entre el valor de una magnitud obtenido a la salida de un sistema y el que poseía a la entrada.

Guía de onda: Puede ser un pequeño dipolo o un orificio de un conductor especial.

H

Heterodinar: Mezclar dos frecuencias en un dispositivo no lineal o trasladar una frecuencia a otra usando mezclador no lineal.

Hertz: Unidad de frecuencia correspondiente a un segundo. Se denominan también ciclo/segundo. Su símbolo es Hz.

Hibrida: Método estándar de desacoplamiento.

I

Impedancia: Cociente entre la tensión eficaz aplicada a un circuito eléctrico o electrónico y la intensidad que por el circula.

Interferencia: Efecto que se produce cuando dos o más ondas se entrecruzan. Cuando las ondas interfieren entre sí, la amplitud de la onda resultante depende de las frecuencias, fases relativas (posiciones relativas de crestas y valles) y amplitudes de las ondas iniciales.

L

Limitador: Dispositivo eléctrico o electrónico que limita el valor de una amplitud de onda.

Long-Cable: Longitud de cable .

M

Microondas: Ondas electromagnéticas de radio situadas entre los rayos infrarrojos (cuya frecuencia es mayor) y las ondas de radio convencionales. Su longitud de onda va aproximadamente desde 1 mm hasta 30 cm.

MLA: Analizador de radio enlace a microondas.

MODEM: Es un acrónimo de modulador/demodulador de una señal que es enviada a través de la línea de transmisión.

N

NPR: Relación Potencia a Ruido.

NSR: Se define como el margen que hay entre el nivel de referencia (información significativa) y el ruido de fondo de un determinado sistema. Este margen es medido en decibelios.

O

Oscilador: Generan señales periódicas y convierten de potencia DC a RF. Los osciladores constan de un amplificador y de algún tipo de retroalimentación: la señal de salida se reconduce a la entrada del amplificador. Los elementos determinantes de la frecuencia pueden ser un circuito de inductancia-capacitancia sintonizado o un cristal vibrador. Los osciladores controlados por cristal ofrecen mayor precisión y estabilidad.

Osciloscopio: 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.

P

PM: Modulación de fase

Portadora: Señal analógica que puede utilizarse para la transmisión de información. La información se incorpora a la portadora mediante modulación de frecuencia (FM) o modulación de amplitud (AM)

Potencia: El trabajo, o transferencia de energía, realizado por unidad de tiempo. La potencia siempre se expresa en unidades de energía divididas entre unidades de tiempo.

La unidad de potencia en el Sistema Internacional es el vatio, que equivale a la potencia necesaria para efectuar 1 julio de trabajo por segundo. Una unidad de potencia tradicional es el caballo de vapor (CV), que equivale aproximadamente a 746 vatios.

pW0p: La potencia de ruido en pico WATTS medido en un nivel cero de transmisión en dBm.

R

Radianes: La unidad de ángulo igual al ángulo central formado por un arco de longitud igual al radio del círculo.

Radio: Sistema de comunicación mediante ondas electromagnéticas que se propagan por el espacio. Se utilizan ondas radiofónicas de diferente longitud para distintos fines; por lo general se identifican mediante su frecuencia, que es la inversa de la longitud de onda de la radiación. Las ondas más cortas poseen una frecuencia (número de ciclos por segundo) más alta; las ondas más largas tienen una frecuencia más baja (menos ciclos por segundo).

Radio enlace: Sistema de telecomunicación basado en la propagación de ondas electromagnéticas en el espacio libre. Se trata de sistemas con gran número de canales, fundados en el principio de la multiplicación por codificación de frecuencias.

Receptor: Todo sistema o aparato capaz de recibir señales.

Reflexión: Propiedad del movimiento ondulatorio por la que una onda retorna al propio medio de propagación tras incidir sobre una superficie.

Repetidor: Dispositivo que se intercala a lo largo de una línea de telecomunicación con el objeto de recibir, amplificar y corregir las señales para que sea posible retransmitirlas a los receptores terminales.

Resonancia: Característica de un circuito eléctrico por la cual las impedancias combinadas de la capacitancia y la inductancia se anulan o se refuerzan entre sí, dando lugar a impedancias máximas o mínimas. La impedancia de la corriente alterna equivale a la resistencia de la corriente.

RF: Radio frecuencia

Ruido: Señal acústica, eléctrica o electrónica formada por una mezcla aleatoria de longitudes de onda.

Ruido Impulsivo: Consiste en ráfagas repentinas de pulsos de forma irregular, se produce durante la transmisión por inducción mutua y por la radiación electromagnética en consecuencia, se considera como ruido externo.

Ruido Intrínseco O De Intermodulación: Es la generación de frecuencias indeseables de suma y diferencia. Para que exista ruido intrínseco debe haber dos o más señales de entrada.

S

S/N: Relación señal a ruido.

SBB: Sub. Banda Base

Semiconductor: Material sólido o líquido capaz de conducir la electricidad mejor que un aislante, pero peor que un metal.

Sensibilidad: La mínima señal para la cual un receptor de radio es capaz de dar a la salida una señal utilizable.

Señal: Magnitud de naturaleza física empleada en telecomunicaciones para transmitir una información.

Sistema: Cualquier conjunto de dispositivos que colaboran en la realización de una tarea.

T

Terminal: Punto que puede ser conectado físicamente a algún otro, normalmente a través de un cable, para formar una conexión eléctrica.

Transceptor: Transmisor y receptor combinados, para señales radio eléctricas.

Transistor: Denominación común para un grupo de componentes electrónicos utilizados como amplificadores u osciladores en sistemas de comunicaciones, control y computación

Transmisor: Todo aparato capaz de transmitir cualquier tipo de información ya se óptica, electromagnética. Acústica, etc.

TRC: Tubo de rayos catódicos.

TWT: Tubo de ondas progresivas

V

VCO: Oscilador controlado por voltaje

VM0: Voltaje de prueba de barrido.

Voltaje: Diferencia de potencial entre los extremos de un conductor.

- [1] Telmex, “Técnicas de Medición empleadas en la transmisión analógica y Digital“. Editorial, Telmex
- [2] Telmex. “Técnicas de Medición“. Editorial, Telmex.
- [3] “Coordinación de desarrollo en Ingeniería INTTELMEX Actualización en recomendaciones para mediciones analógicas“. Editorial, Telmex.
- [4] “Sistemas de Comunicaciones Electrónicas“, W. Tomasi. Editorial, Prentice Hall. 1996 México.
- [5] “Electrónica de Comunicaciones“, M. Sierra, B. Galocha y J. de la Calle. Editorial, Pearson Prentice Hall.
- [6] “Manual de Instrucciones del Transceptor a microondas CTR147S-8” Editorial, Siemens Telecomunizaceni. S.p.A
- [7] “Curso MW-1 Componentes y Mediciones de Microondas” Editorial, Degem Systems.
- [8] “Telecomunicaciones” Biblioteca de Consulta Microsoft® Encarta®2006® 1993-2005 Microsoft Corporation. Derechos Reservados.
- [9] “Modemodulador de frecuencia CMF-27, Manual de instrucciones“. Editorial GTE Telecomunicazioni
- [10] <http://es.wikipedia.org/wiki/ruido>
- [11] <http://www.tecnologiatelecom.com/glosario>
- [12] http://www.electronicadecomunicaciones.edu.upm/curso2005_2006/
- [13] “Sistemas Electrónicos de Comunicación“, Luis E. Frenzel. Editorial Alfa Omega, 2000 México.
- [14] “Introducción a las Telecomunicaciones Modernas“, Enrique Herrera Pérez. Editorial Limusa.