ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

ESTUDIO DE LOS PARÁMETROS DE CALIDAD DE UNA RED DE TELEVISIÓN POR CABLE BIDIRECCIONAL

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

NÚÑEZ IBARRA EMMA PAULINA

DIRECTOR: Ing. TANIA PÉREZ

Quito, Enero 2003

DECLARACIÓN

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

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

Emma Paulina Núñez Ibarra

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por Emma Paulina Núñez Ibarra, bajo mi supervisión.

Ing. Tania Pérez
DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Agradezco a mi Dios querido, principal impulsador de mi vida, quien guía mis pasos cada día.

Un agradecimiento sincero a cada una de las personas que me apoyaron para la culminación de este proyecto, en especial al personal de TVCable y sus representantes, Ing. Santiago Ortiz, Ing. Vicente Merecí y Sr. Jaime Mantilla.

DEDICATORIA

Como no dedicar este proyecto a los seres que me han dado la vida, quienes son mi ejemplo y mi apoyo: MIS QUERIDOS PADRES.

Dedico además a mis hermanos, a mi amado esposo y a mi mayor felicidad; mi hija a quien llevo en mi vientre.

CONTENIDO

CAPITULO 1: DISPOSITIVOS QUE CONFORMAN LA RED BIDIRECCIONAL

Página

1.1 RED DE TELEVISIÓN POR CABLE CATV 1

1.1.1 ARQUITECTURA DE UNA RED DE TELEVISIÓN POR CABLE CONVENCIONAL 1

1.2 USO DE LA FIBRA ÓPTICA EN REDES DE TELEVISIÓN POR CABLE 2

1.3 RED HÍBRIDA FIBRACOAXIAL 3

1.3.1 DEFINICIÓN 3

1.3.2 PARTES DE LA RED HFC 3

1.3.3 DISEÑOS DE REDES HFC 6

1.4 MEDIOS DE TRANSMISIÓN 8

1.4.1 CABLE COAXIAL 8

1.4.2 FIBRA ÓPTICA 16

1.5 CANALES DE TRANSMISIÓN 22

1.5.1 CANAL DESCENDENTE 22

1.5.2 CANAL DE RETORNO 23

1.5.3 ELEMENTOS DE LA RED HÍBRIDA FIBRA- COAXIAL 24

1.6 AMPLIFICADOR DE DISTRIBUCIÓN 28

1.6.1 DIPLEXOR 29

1.6.2 MÓDULO DE AMPLIFICACIÓN HACIA DELANTE 31

1.6.3 MÓDULO DE DISTRIBUCIÓN (BRIDGER AMPLIFIER) 37

1.6.4 FEEDERMAKER 39

1.6.5 MÓDULO DE AMPLIFICACIÓN DE RETORNO (UPSTREAM) 40

CAPITULO 2: NORMAS Y ESTÁNDARES QUE RIGEN LA RED DE CABLE BIDIRECCIONAL

2.1 PARÁMETROS EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN 42

2.1.1 DISTORSION 42

2.1.2 DISTORSION POR BATIDO TRIPLE COMPUESTO (CTB) 45

2.1.3 DISTORSION DE SEGUNDO ORDEN COMPUESTO (CSO) 46

2.1.4 MODULACIÓN CRUZADA CXM 50

2.1.5 DISTORSION EN VÍA COMÚN (COMMON PATH DISTORTION) 50

2.1.6 MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM) 52

2.1.7 INTERFERENCIAS DE BANDA ESTRECHA (INGRESS) 53

2.1.8 REFLEXIONES 55

2.1.9 RUIDO DE FASE 55

2.1.10 RUIDO IMPULSIVO 55

2.1.11 RUIDO POR EFECTO DE EMBUDO (NOISE FUNNELING) 56

2.1.12 RELACION PORTADORA A RUIDO 56

2.2 NORMAS QUE RIGEN LOS PARÁMETROS DE CALIDAD DE LA RED. 60

2.2.1 REGULACIÓN DE LA FRECUENCIA 61

2.2.2 REGULACIÓN PARA EL NIVEL DE SEÑAL 61

2.2.3 REGULACIÓN PARA PORTADORAS VISUAL Y AUDIO ADYACENTES 61

2.2.4 REGULACION PARA LA RELACIÓN PORTADORA A RUIDO 63

2.2.5 REGULACIÓN PARA DISTORSIONES POR INTERMODULACIÓN 64

2.2.6 REGULACIÓN PARA MODULACIÓN CRUZADA 64

2.2.7 REGULACIÓN PARA MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM) 64

2.2.8 ESPECIFICACIONES DE INTERFACES DE SERVICIOS DE DATOS POR CABLE (DOCSIS) 64

2.3 PÉRDIDAS EN EL ENLACE DE FIBRA ÓPTICA 68

2.3.1 PÉRDIDAS DE INSERCIÓN ÓPTICAS 68

2.3.2 PÉRDIDAS DE RETORNO ÓPTICAS 69

2.4 RUIDO EN LAS FUENTES DE LUZ 70

2.4.1 RUIDO DE PARTICIÓN DE MODOS..... 70
2.4.2 RUIDO DE INTENSIDAD RELATIVA..... 71
2.4.3 RUIDO HOPPING..... 71
2.5 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE TRANSMISIÓN EN FIBRA ÓPTICA..... 72
2.5.1 ATENUACIÓN..... 72
2.5.2 ANCHO DE BANDA..... 75
2.5.3 DISPERSIÓN..... 76

CAPITULO 3: PRUEBAS DE CALIDAD SOBRE UN SISTEMA BIDIRECCIONAL

3.1 PRUEBAS EN EL CANAL ANALÓGICO..... 79
3.1.1 MEDICIÓN DEL NIVEL DE SEÑAL..... 80
3.1.2 MEDICIÓN DE LAS PORTADORAS VISUAL Y DE AUDIO ADYACENTES..... 85
3.1.3 MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA..... 88
3.1.4 MEDICIÓN DE LA RELACIÓN PORTADORA A RUIDO..... 91
3.1.5 MEDICIÓN DE LAS DISTORSIONES DE INTERMODULACIÓN CTB(BATIDO TRIPLE COMPUESTO) Y CSO (SEGUNDO ORDEN COMPUESTO) 105
3.1.6 MEDICIÓN DE LA MODULACIÓN CRUZADA..... 111
3.1.7 MEDICIÓN DE LA MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM)..... 113
3.2 MEDICIONES DE UN CANAL ANALÓGICO UTILIZANDO SOFTWARE CALAN 85971B..... 115
3.3 PRUEBAS EN EL CANAL DIGITAL..... 126
3.3.1 MEDICIÓN DEL NIVEL DE POTENCIA EN UN CANAL DIGITAL..... 126
3.3.2 CHEQUEO DEL DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN..... 128
3.3.3 MEDICION DE LA TASA DE MODULACIÓN ERRADA..... 134
3.3.4 MEDICION DE LA TASA DE BITS ERRADOS BER (Bit Error Rate)..... 137
3.4 MEDICIÓN DEL CANAL DIGITAL CORRESPONDIENTE A UNA RED DE CABLE BIDIRECCIONAL QUE PROPORCIONA SERVICIO DE INTERNET..... 139

CAPÍTULO 4: CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES 146
RECOMENDACIONES 148

BIBLIOGRAFÍA 150

APÉNDICE

APÉNDICE A 152
APÉNDICE B 158
APÉNDICE C 166
APÉNDICE D 185

RESUMEN

El siguiente proyecto teórico-práctico contempla un estudio de los parámetros que se deben tener en cuenta para valorar la calidad de una red de televisión por cable bidireccional, la cual está en capacidad de proveer a sus usuarios multiservicios como televisión analógica y digital, transferencia de datos, internet, etc.

En su contenido, inicialmente abarca los cambios que se han producido en las redes CATV convencionales para lograr redes bidireccionales y sus principales componentes. Además se analiza las principales causas que pueden deteriorar el buen funcionamiento de las redes HFC y los parámetros primordiales a tenerse en cuenta en un control de calidad, dichos parámetros se rigen por regulaciones proporcionadas por entidades como la Comisión Federal de Comunicaciones FCC y DOCSIS (Especificaciones de Interfaces de Servicios de Datos por Cable por sus siglas en inglés).

La parte práctica del proyecto presenta procedimientos y mediciones de los parámetros, realizadas en una red que ofrece servicios de televisión analógica e internet simultáneamente.

PRESENTACIÓN

La necesidad que día a día el hombre tiene por acceder e intercambiar cualquier tipo de información (voz, vídeo, datos, imágenes de alta resolución, audio de alta calidad, etc.) de forma independiente de la distancia y el volumen de la información ha llevado a que el sector de las telecomunicaciones de pasos gigantescos en el diseño y mejoramiento de redes de comunicaciones.

Este es el caso de las redes de televisión por cable más conocidas como CATV (community antenna televisión, televisión por antena comunitaria) cuyo nuevo reto es brindar un abanico de servicios y aplicaciones, a más de señales de televisión, pero para ello es necesario una reestructuración de la red.

La propensión actual ha llevado a considerar las redes híbridas fibra óptica – cable coaxial HFC (hibrid fiber / coaxial) como el cambio que necesitan las redes de distribución de televisión basadas en el uso exclusivo de cable coaxial.

La red híbrida fibra - coaxial se basa en el uso de la fibra óptica como medio de transmisión en conjunto con el ya conocido cable coaxial, lo que hace posible ampliar el ancho de banda en relación con el de las redes convencionales, brindando la capacidad de soportar toda clase de servicios como: televisión analógica, televisión digital, telefonía, flujos de datos bidireccionales con elevadas velocidades y por ende proveer de grandes y múltiples aplicaciones tales como: Video por Demanda (VoD), Pago por Ver, servicios Multimedia y acceder a la más grande red de comunicaciones el Internet entre otros.

En el presente proyecto se analizan los parámetros de calidad, procedimientos de medición y pruebas que deben cumplir las redes HFC para brindar una red bidireccional confiable y segura.

CAPITULO 1

DISPOSITIVOS QUE CONFORMAN LA RED BIDIRECCIONAL

1.1 RED DE TELEVISIÓN POR CABLE CATV

La red de televisión por cable fue diseñada para brindar en sus principios servicio de televisión analógica dentro y fuera de las grandes ciudades, básicamente está formada por cable coaxial como único medio de transmisión, además posee dispositivos activos (amplificadores de banda ancha, amplificadores de línea) y dispositivos pasivos (derivadores, acopladores, etc.).

1.1.1 ARQUITECTURA DE UNA RED DE TELEVISIÓN POR CABLE CONVENCIONAL

Como elemento básico se tiene el cable coaxial de banda ancha que es repartido en la totalidad de la red, posee cuatro componentes principales: cabecera, línea troncal, línea de distribución y línea de bajada o acometida al usuario.

El propósito de estas subredes es llevar la señal de televisión desde la cabecera hasta el usuario.

Las redes de cable están topológicamente organizadas en forma de un árbol, con la cabecera en lo alto del árbol, la línea troncal, de distribución y de acometida forman sucesivamente ramas menores, como se puede apreciar en la figura 1.1.

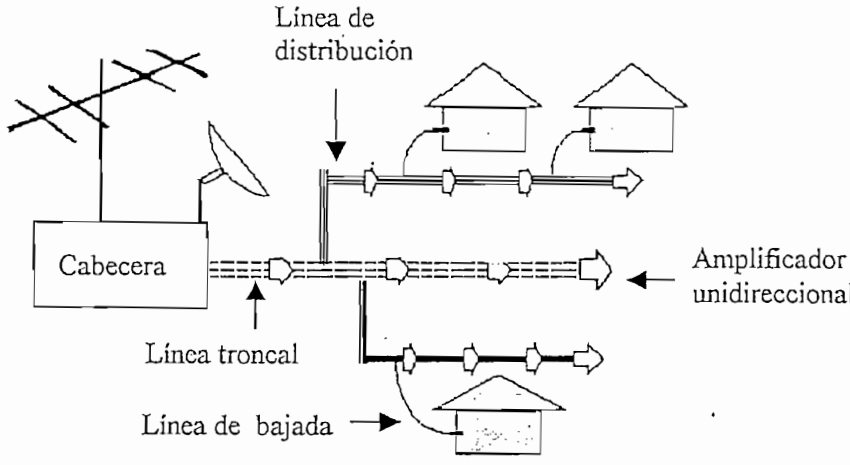


Figura 1.1 Topología de la red de televisión por cable convencional

1.2 USO DE FIBRA ÓPTICA EN REDES DE TELEVISIÓN POR CABLE.

A pesar de que el cable coaxial constituye un medio de transmisión cuya estructura permite que señales externas no interfieran con las señales transmitidas, y de que presenta menor atenuación y mayor ancho de banda que un cable tradicional como el par trenzado, se ve limitado en la transmisión de señales a altas frecuencias en grandes distancias debido a su alto grado de atenuación en dichas frecuencias y al ruido que superaría a la señal a lo largo del recorrido.

Estos factores negativos hacen que la red necesite amplificadores para restaurar la señal cada cierta distancia, añadiendo a la vez el ruido causado por estos amplificadores.

En la búsqueda por encontrar materiales capaces de soportar transmisiones a altas frecuencias, resistentes a temperaturas variables y diversas condiciones

ambientales, en la década de los sesenta se inicia el uso de fibra óptica como medio de transmisión.

La fibra óptica gracias a sus grandes ventajas* permite reestructurar las redes de televisión por cable tradicional disminuyendo el número de amplificadores que añaden ruido, recorriendo mayores distancias y ofreciendo mayor capacidad debido al mayor ancho de banda, brindando así una red más confiable. En 1988 surgen las redes híbridas fibra-coaxial (con sus siglas en inglés HFC Hybrid Fiber Coaxial) en la industria del cable reemplazando el cable coaxial en la línea troncal por fibra óptica.

1.3 RED HÍBRIDA FIBRA- COAXIAL

1.3.1 DEFINICIÓN

Es una red de telecomunicaciones bidireccional que se basa en el uso de la fibra óptica y de cable coaxial como medios de transmisión.

1.3.2 COMPONENTES DE LA RED HFC

Al igual que el sistema de televisión por cable convencional posee cuatro partes fundamentales indicadas en la figura 1.2 y que se enuncian a continuación:

- Cabecera o Headend.
- Red o Línea troncal.
- Red o Línea de distribución.
- Red o Línea de bajada o acometida al abonado.

- Cabecera (HEADEND).

Es la central de recopilación de toda la información, allí se encuentran los equipos que reciben señales de diversos satélites, microondas terrenas, redes particulares que ofrecen servicios adicionales, tal es el caso de los proveedores

* Para mayor información sobre fibra óptica ver sección 1.4.2

de Internet, puede también ser el origen de programación local, entre otras. En la cabecera además se procesan las señales para el envío a los usuarios en dirección directa y se receptan las señales provenientes de los usuarios en dirección de retorno.

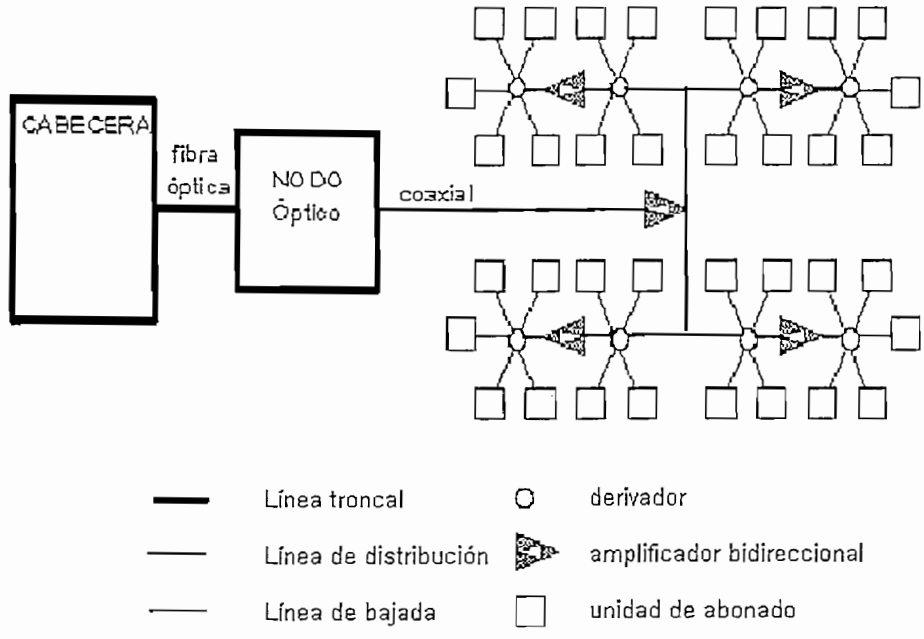


Figura 1.2 Sistema HFC

- Línea Troncal (TRUNK LINE).

La línea troncal se encarga de transportar las señales desde la cabecera hasta un receptor/ transmisor óptico conocido como nodo óptico (dispositivo encargado de transformar señales eléctricas en ópticas y viceversa) y desde el nodo óptico a la cabecera.

La topología en este tramo es tipo estrella, esto significa que de la cabecera salen numerosos cables de fibra y se reparten a las diversas estaciones ópticas (nodos ópticos).

El medio de transmisión utilizado en este tramo es fibra óptica, a diferencia de las redes de cable convencionales que utilizan cable coaxial. La finalidad del uso de fibra óptica en esta línea es disminuir o prescindir de la larga serie de

amplificadores que provocan ruido e interferencias, esto hace que la red sea de alta calidad y posibilite trasladar de mejor manera los servicios.

La fibra óptica utilizada tiene las siguientes características:

- Fibra de tipo monomodo.
- La atenuación aproximada es de 1 dB/Km [1] en 1300nm de longitud de onda y 0.5dB/Km en los 1550nm.
- Las variaciones de atenuación son constantes en rangos de temperatura razonables y son independientes de la frecuencia.
- El cable de fibra contiene entre 12 y 144 hilos generalmente.

- Línea de distribución (FEEDER LINE).

La función de la línea de distribución es enlazar mediante cable coaxial cada nodo óptico con la línea de acometida del usuario.

Su topología es de tipo árbol – rama, por lo que posee distintos dispositivos como derivadores, amplificadores bidireccionales de distribución, amplificadores de línea (line extender), acopladores entre otros.

A más de transmitir señales de RF llevan señales de AC que sirven para alimentar los amplificadores utilizados.

El cable coaxial utilizado presenta las siguientes características:

- Sus dimensiones son de 0.500`` a 0.875`` de diámetro.
- Posee una impedancia de 75 ohmios.
- La atenuación del cable está en el orden de los 0.015 dB/ pie a 750 MHz y 0.003 dB / pie a 40 MHz.
- La atenuación depende de la temperatura, es así que por cada °F que se incremente, la atenuación se incrementa en un 0.1% a 1.2%.

[1] db/Km unidad de atenuación ver apéndice A

- Línea de bajada o Acometida al usuario.

Constituye la última prolongación del coaxial desde la red de distribución hasta el usuario. Únicamente transmite señales de RF no señales de AC, debido a que en este último tramo se utiliza dispositivos pasivos (derivadores) que no necesitan alimentación para su funcionamiento.

1.3.3 DISEÑOS DE REDES HFC.

El objetivo de las redes HFC, es llegar con fibra óptica cada vez más cerca del usuario. Así se puede destacar diversos diseños:

- Fibra al Distribuidor (Fiber to the feeder FTTF)

Este tipo de diseño se visualiza en la figura 1.3, consiste en el tendido de fibra en la línea troncal, su objetivo es reemplazar los amplificadores troncales entre la cabecera (headend) y los nodos ópticos.

La red de distribución es de cable coaxial, y se emplean hasta cuatro amplificadores de distribución en cascada para mantener el nivel necesario de las señales eléctricas. Su capacidad puede llegar hasta 20.000 usuarios por nodo óptico.

Otros nombres asignados a dicho diseño son "fiber to the bridger" (fibra al puente), "fiber to the node "(fibra al nodo), "fiber to the standard or mini cell" (fibra a la mini celda).

- Fibra a la Acera (Fiber–to - the- curb FTTC.)

Este tipo de diseño consiste en instalar fibra óptica desde la cabecera hasta cada vecindario en donde se encuentra un convertidor opto eléctrico (nodo) y desde éste punto cable coaxial hasta el usuario, como se representa en la figura 1.4.

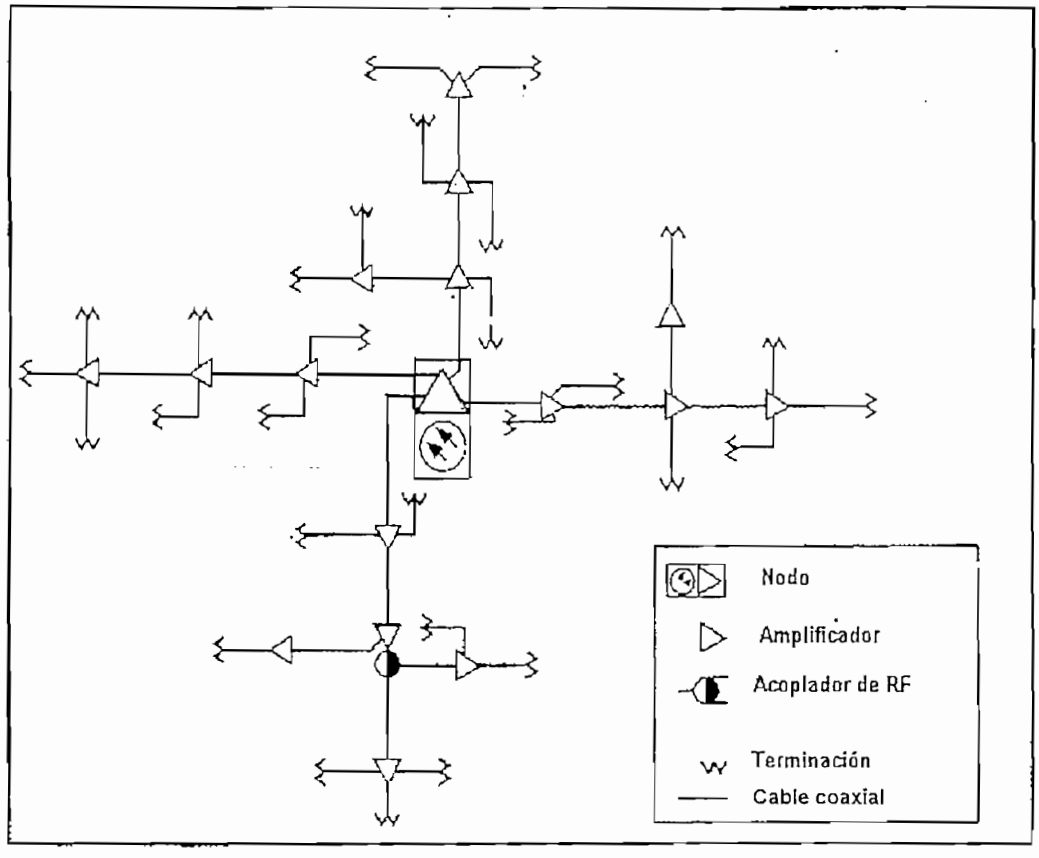


Figura 1.3 Estructura de Fibra al Distribuidor

Su ventaja es la eliminación de muchos o todos los amplificadores en la red de distribución, en el caso de no ser eliminados todos, se permite hasta dos amplificadores en cascada.

Su limitación es el número de usuarios a los que puede proveer, cuyo monto llega máximo a 200 abonados por nodo.

- Fibra al Edificio (Fiber to the building FTTB)

Consiste en emplear fibra desde la cabecera hasta el edificio donde se encuentra un convertidor opto-eléctrico y desde ahí cable coaxial hasta el abonado.

Su limitación es el número reducido de usuarios al que se puede brindar el servicio.

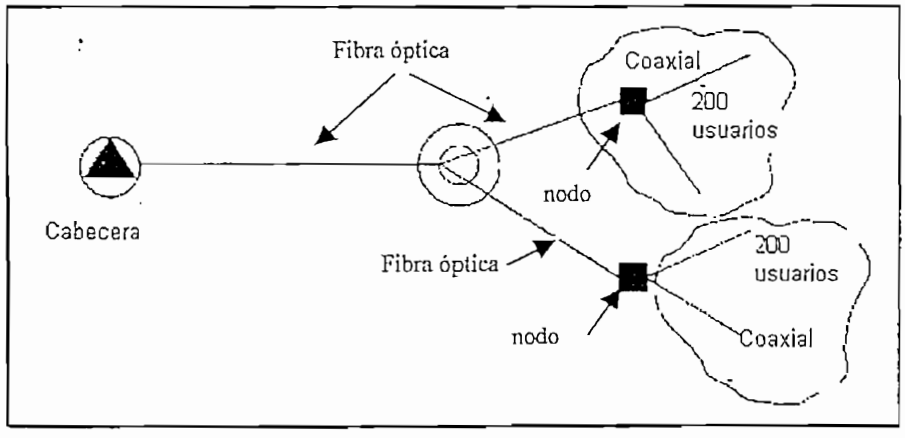


Figura 1.4 Diseño de Fibra a la Acera

- Fibra a los Hogares (Fiber to the home FTTH)

Tendido de fibra hacia cada vivienda. Es una red completamente óptica, pero en el aspecto económico demasiada cara.

1.4 MEDIOS DE TRANSMISIÓN

Las redes Híbridas Fibra - Coaxial utilizan como medios de transmisión el cable coaxial en la línea de distribución y línea de acometida al usuario, mientras en la línea troncal se emplea fibra óptica.

En esta sección se detallará los componentes y características de estos dos medios de transmisión.

1.4.1 CABLE COAXIAL

El cable coaxial constituye la línea o medio de transmisión utilizado en la línea de distribución y acometida al usuario en las redes híbridas fibra - coaxial.

Por su estructura presenta mayor blindaje a interferencias externas y puede trasladar señales a mayores distancias con mayor velocidad, con bajas pérdidas y a un ancho de banda superior que los tradicionales cables de par trenzado.

PROPIEDADES ELÉCTRICAS

El cable coaxial presenta los siguientes parámetros:

a). Atenuación.
b). Impedancia característica.
c). Resistencia loop DC.
d). Pérdida de retorno.
e). Efecto skin o pelicular.

a). ATENUACIÓN

La atenuación consiste en la reducción de la amplitud de las señales de RF que viajan sobre el cable coaxial.
La atenuación es función de:

- El material y el tamaño del conductor central.
- Pérdidas dieléctricas.
- Frecuencia de la señal.
- Temperatura.
- Efecto pelicular.

- Atenuación en el conductor central.

Las señales de RF que se trasladan en el conductor central del cable coaxial se ven afectadas por la resistencia que presenta el material del que está construido, es por ello que se requiere utilizar un material que presente baja resistencia como el cobre.

Debido al costo del cobre, comúnmente es usada una combinación entre cobre y aluminio, material que presenta mayor resistencia que el cobre pero es menos

costoso. El centro del conductor es de aluminio y está cubierto por una delgada capa de cobre el cual reduce la atenuación.

Las señales de RF son conducidas únicamente por la parte externa del conductor central (capa de cobre) que proporciona menor resistencia, esto se conoce como efecto pelicular o skin y la profundidad de conductividad define este efecto para los cables coaxiales.

El voltaje AC viaja a través de todo el conductor a bajas frecuencias, como se puede apreciar en la figura 1.5 y además viaja por la envoltura de aluminio que cubre el dieléctrico.

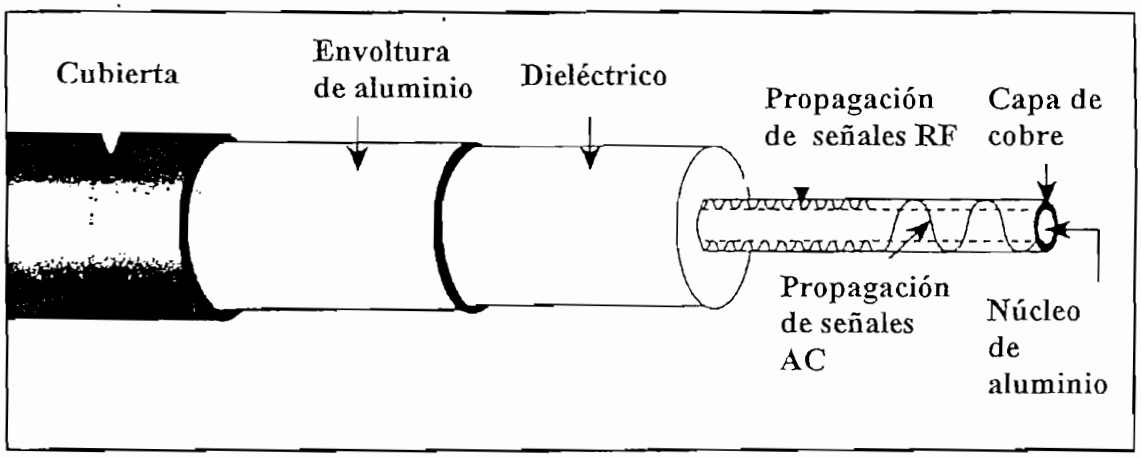


Figura 1.5 Propagación de señales en un cable coaxial

Otro factor causante de atenuación en el conductor central es el tamaño tanto del área transversal como de la longitud del cable.

- Atenuación en el dieléctrico

Una característica importante es la velocidad de propagación que depende totalmente del material usado como dieléctrico.

La velocidad de propagación es la velocidad máxima con *la cual se puede* transmitir una señal en la línea de transmisión, se representa en porcentaje como

la relación de la velocidad de propagación y la velocidad de la luz en el espacio libre.

"A mayor velocidad de propagación, menos atenuación"

En la tabla 1.1 se encuentra los materiales aislantes más utilizados:

Material Aislante	Velocidad de Propagación %	Material Aislante	Velocidad de Propagación %
Polietileno Sólido	66.2	Plástico	72.0
Polietileno Celular	81.5	Polipropileno Celular	81.6
Polietileno Pelicular	79.0	Aire	100
Polietileno con Aire	84.5	Teflón	70.0

Tabla 1.1 Lista de materiales aislantes con sus velocidades de propagación

- Atenuación respecto a la frecuencia.

La atenuación del cable varía con la frecuencia. Esta relación es dada por los fabricantes.

"Por cada cuatro veces que se incremente la frecuencia, la atenuación aproximadamente se duplica ".

La relación de atenuación y frecuencia es:

$$Atenuación_{f2} = Atenuación_{f1} * \sqrt{\frac{f2}{f1}} \qquad (1.1)$$

donde:

f_1 frecuencia a la cual se conoce la atenuación del cable en determinada longitud.

f_2 frecuencia a la cual se quiere conocer la atenuación en determinada longitud.

- Atenuación respecto a la temperatura.

La variación de temperatura a la que opera el cable (no la temperatura ambiente) causa un cambio en la atenuación del cable coaxial.

La temperatura del cable puede ser 10 °F a 20°F mayor que la temperatura del ambiente en la línea de distribución o de acometida, esto se debe al efecto de la radiación del sol y la envoltura del plástico negro que se utiliza.

"Generalmente por cada °F de temperatura que aumente, la atenuación aumenta entre un 0.1% a 1.2% y el nivel de señal decrece "

b). IMPEDANCIA CARACTERÍSTICA.

Es aquella a la cual el cable permite la adaptación óptima de los elementos que interconecta facilitando la mayor transferencia de energía. La impedancia de los cables coaxiales utilizados en las redes de CATV es de 75 ohmios.

La impedancia característica está determinada por la inductancia y capacitancia distribuídas; debido a la influencia que ejerce el efecto pelicular sobre la inductancia.

Además depende de la constante dieléctrica del material entre los conductores externos y el centro y el tamaño del conductor central.

- Inductancia.

Es un parámetro que se calcula por unidad de longitud y depende de la frecuencia de trabajo, de las dimensiones del conductor y del tipo de material del conductor.

Se expresa como:

$$L\ \ (H/km) = 2*10^{-4}*\ln\frac{Di+\delta}{di+\delta} \qquad (1.2)$$

donde:

Di diámetro externo del conductor

di diámetro interno del conductor

δ profundidad de conductividad, depende de la frecuencia y material del conductor.

- Capacitancia

Es una característica eléctrica del cable al igual que la inductancia, se calcula por unidad de longitud, depende del material del conductor y de las dimensiones del material además es independiente de la frecuencia.

Se expresa:

$$C \ (F/km) = \frac{10^{-5} * \varepsilon_r}{18 * \ln(Dc/dc)} \qquad (1.3)$$

donde:

ε_r constante dieléctrica relativa del material

Dc diámetro externo del conductor

dc diámetro interno del conductor

c). RESISTENCIA LOOP DC.

Mientras la atenuación del cable (dB /100´) afecta la amplitud de las señales RF, la resistencia loop dc (Ω /1000´) afecta la amplitud de la potencia AC en el cable.

La resistencia loop DC determina la cantidad de voltaje AC en el cable. Una pequeña cantidad de voltaje es consumida por el cable y el voltaje restante es aplicado a las entradas de los amplificadores.

El valor de la resistencia loop dc(R_l) de un cable es la suma de la resistencia del conductor central R_{cc} y la resistencia de la envoltura de aluminio que la cubre R_a por donde viaja la potencia AC

R_l (resistencia loop DC del cable) = R_{cc} (resistencia específica del conductor central) + R_a (resistencia específica de la envoltura de aluminio) (1.4)

La resistencia loop dc decrece con el incremento del diámetro exterior del cable. En la tabla 1.2. se enlista la resistencia loop DC para diferentes tamaños y tipos de cable coaxial.

d). PÉRDIDA DE RETORNO O REFLEXIÓN.

La pérdida de retorno es una medición del coeficiente de reflexión, el cual es la relación del voltaje de la señal incidente en un punto y el voltaje de la señal reflejada en el mismo punto.

En sí la pérdida de retorno es la diferencia en dB entre la señal que llega al final del cable y la señal que se refleja.

Las reflexiones de señal ocurren cuando el cable coaxial tiene un valor pobre o pequeño de la pérdida de retorno estructural (structural return loss) que es el término que designa a los cambios en la estructura física del cable provocados en el momento de la fabricación, mal conexión o mala maniobra del cable coaxial, estos daños decrecen la pérdida de retorno más allá de valores aceptables.

El cable coaxial es manufacturado con una pérdida de retorno estructural de 28 dB a 32 dB.

e). EFECTO PELICULAR.

Cuando fluye una corriente a lo largo del núcleo del cable, el flujo magnético asociado con él está en forma de círculos concéntricos, ocasionando que la *densidad* de flujo sea mayor en el centro del núcleo que en su superficie.

Por tanto las líneas de flujo rodean la corriente reduciendo la movilidad de electrones. Por esta razón las señales RF son trasladadas por la superficie del núcleo. Esto se conoce como efecto pelicular o skin.

Diámetro exterior del cable	Resistencia Loop DC para el conductor de cobre (Ω /1000´)			
	COMM/ SCOPE		TIMES FIBER	
	Parameter III	QR	T10	TX10
0.500´´	1.68	_	1.70	_
0.540´´	_	1.61		
0.565´´	_	_	_	1.30
0.625´´	1.07	_	1.10	_
0.750´´	0.76	_	0.75	_
0.875´´	0.55	_	0.56	_

Tabla 1.2 Resistencia Loop para distintos tamaños y tipos de cable coaxial

La profundidad de conductividad es el parámetro que define el efecto skin para cables coaxiales de la siguiente manera:

$$\delta = \frac{15.9}{\sqrt{\chi * f}} \quad (1.5)$$

donde :

δ profundidad de conductividad (mm)

χ conductividad del material ($m/(\Omega * mm^2)$)

f frecuencia de trabajo KHz.

COMPONENTES DEL CABLE COAXIAL

El cable coaxial presenta los siguientes elementos:

- **Núcleo o conductor central.-** está formado por un material rígido generalmente cobre o una combinación de aluminio y cobre.

- **Dieléctrico o material aislante.-** su objetivo es mantener la concentricidad perfecta entre el conductor central y el conductor externo.

El mejor aislante lo constituye el aire, lamentablemente su uso es imposible debido a que siempre el conductor central debe estar equidistante respecto del conductor externo.
Entre los materiales utilizados se encuentra el polietileno sólido, el teflón, el plástico, etc.

- **Conductor externo.**- es un conductor cilíndrico constituido por una cinta de cobre o aluminio laminada, su función es asegurar la inmunidad de la señal ante campos electromagnéticos externos.

- **Cubierta de protección.**- confiere protección contra agentes externos como la humedad, el sol, se usa tubos PVC o vinil.

Cada uno de los componentes citados se visualizan en la figura 1.6.

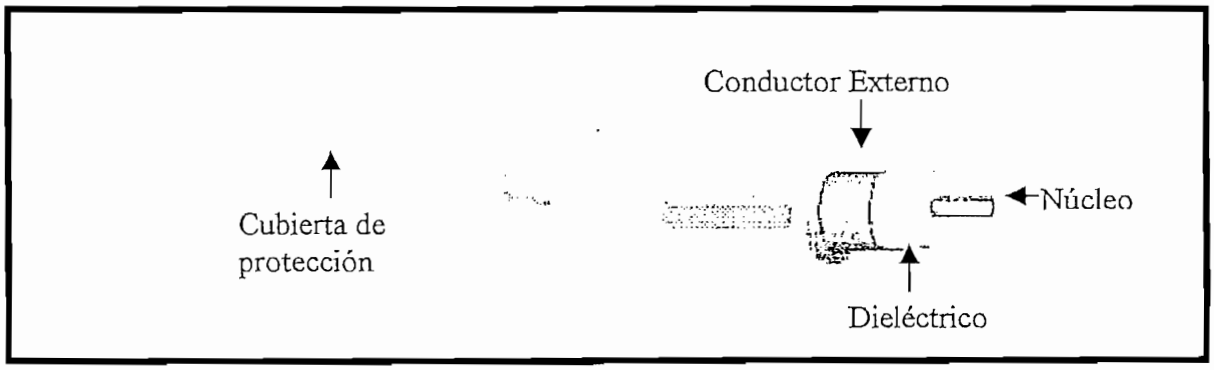


Figura 1.6 Componentes de un cable coaxial.

1.4.2 FIBRA ÓPTICA

En la búsqueda por encontrar materiales conductores capaces de soportar transmisiones a altas frecuencias, resistentes a temperaturas variables y condiciones ambientales, se inició los primeros estudios de las fibras ópticas a mediados de los años sesenta.

La fibra óptica es el medio más actual para enviar información y el que más avances tecnológicos ha tenido en los últimos tiempos.

La fibra óptica emplea luz para la transmisión de señales digitales y analógicas, está hecha de vidrio o plástico y es resistente a la interferencia electromagnética. Además no genera radiación a su alrededor lo que la convierte en un medio de transmisión seguro con relación a su confidencialidad.

COMPONENTES DE LA FIBRA ÓPTICA

Está constituida de los siguientes elementos:

- **Núcleo.**- es la parte central y consiste en un fino filamento de material dieléctrico como el silicio fundido ultrapuro, vidrio como el cuarzo fundido, a través del cual se produce la propagación de la onda lumínica.
  Esta propagación se produce porque el valor del índice de refracción del núcleo es mayor que el del revestimiento, con lo que el haz lumínico se propaga en su interior.

- **Revestimiento o Envoltura.-** es la capa central concéntrica con el núcleo y el recubrimiento, en la que se produce la reflexión de la onda lumínica, debido a que el índice de refracción es menor que el del núcleo. Los materiales utilizados para su construcción son el vidrio, cuarzo o plástico.

- **Recubrimiento Primario.-** cubierta de plástico completamente opaca y fina que protege el revestimiento y en la que se produce la reflexión de cualquier haz lumínico externo impidiendo que ingrese al interior de la fibra óptica (esto se produce porque el valor del índice de refracción del recubrimiento es siempre mayor que el del revestimiento).
  Además sirve de protección mecánica del conductor, dándole una mayor solidez y evitando la formación de microcurvaturas en el núcleo de la fibra óptica.
  Está fabricado con acrilato curado con radiación ultravioleta, posee dos capas; la capa interior es elástica y flexible mientras que la exterior posee mayor dureza y rigidez.

En la figura 1.7 se muestra los componentes descritos. Además de estos tres elementos básicos, la fibra óptica posee recubrimientos extras que mantienen estables sus características de transmisión, protegen a la fibra de agentes del medio ambiente como cambios de temperatura y humedad, adicionalmente brindan resistencia a la corrosión, fuego y químicos.

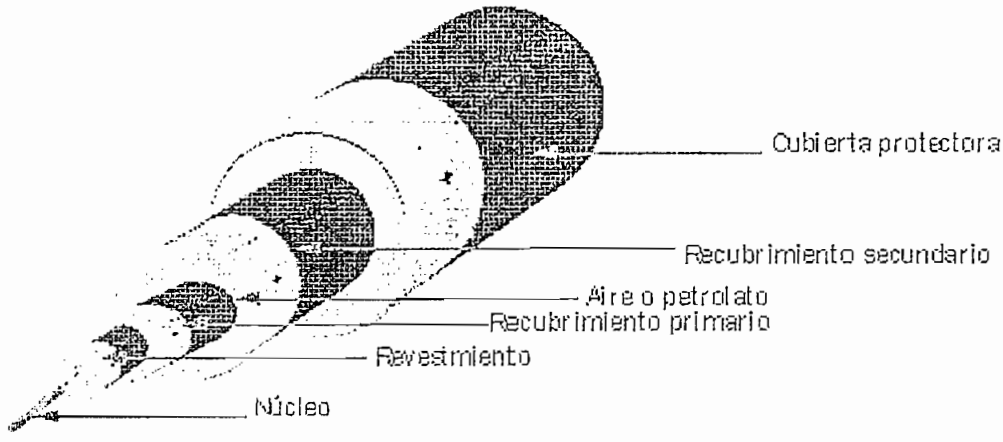


Figura 1.7 Componentes de la fibra óptica

PROPIEDADES

a). Ancho de Banda

Mayor capacidad debido al mayor ancho de banda existente en frecuencias ópticas. El gran ancho de banda le da una capacidad de transmisión elevada posibilitando la transmisión simultanea de voz, datos y vídeo. En la práctica mayor a 10 Gbps limitados en la actualidad por los componentes electrónicos asociados.

b). Aislamiento Eléctrico

El uso de materiales aislantes eléctricamente permite que interferencias electromagnéticas y ruido externos no influyan en la transmisión de información.

Problemas como centelleos o cortocircuitos son eliminados haciéndolo un medio muy seguro por sectores donde hay instalaciones de alta tensión.

c). Velocidad

Debido al gran ancho de banda que presenta es posible que la información viaje a grandes velocidades semejantes a lo que viajan las ondas electromagnéticas en el espacio $3x\,10^{8}$ m/s, solo que en este caso lo que se transmite es luz.

d). Frecuencias

En las telecomunicaciones por fibra óptica se utilizan las longitudes de onda del infrarrojo cercano, es decir de 800 a 1600nm, siendo los valores preferidos de 850, 1300 y 1550nm. La figura 1.8 indica la ubicación de las frecuencias de fibra óptica en el espectro electromagnético.

e). Peso

Las fibras ópticas poseen un mínimo peso en comparación a los cables coaxiales aproximadamente 10 veces más liviano.

d). Temperatura.

Es independiente para la atenuación y se mantiene constante en un rango desde –55° C a +125°C sin degradación de sus características.

CARACTERISTICAS

El análisis de las características se centra en las fibras monomodo por ser el tipo de fibra utilizadas en la red HFC. Las fibras monomodo son las que mejor se adaptan a los sistemas de telecomunicaciones de grandes distancias por tener menor atenuación y mayor ancho de banda que las fibras multimodo.

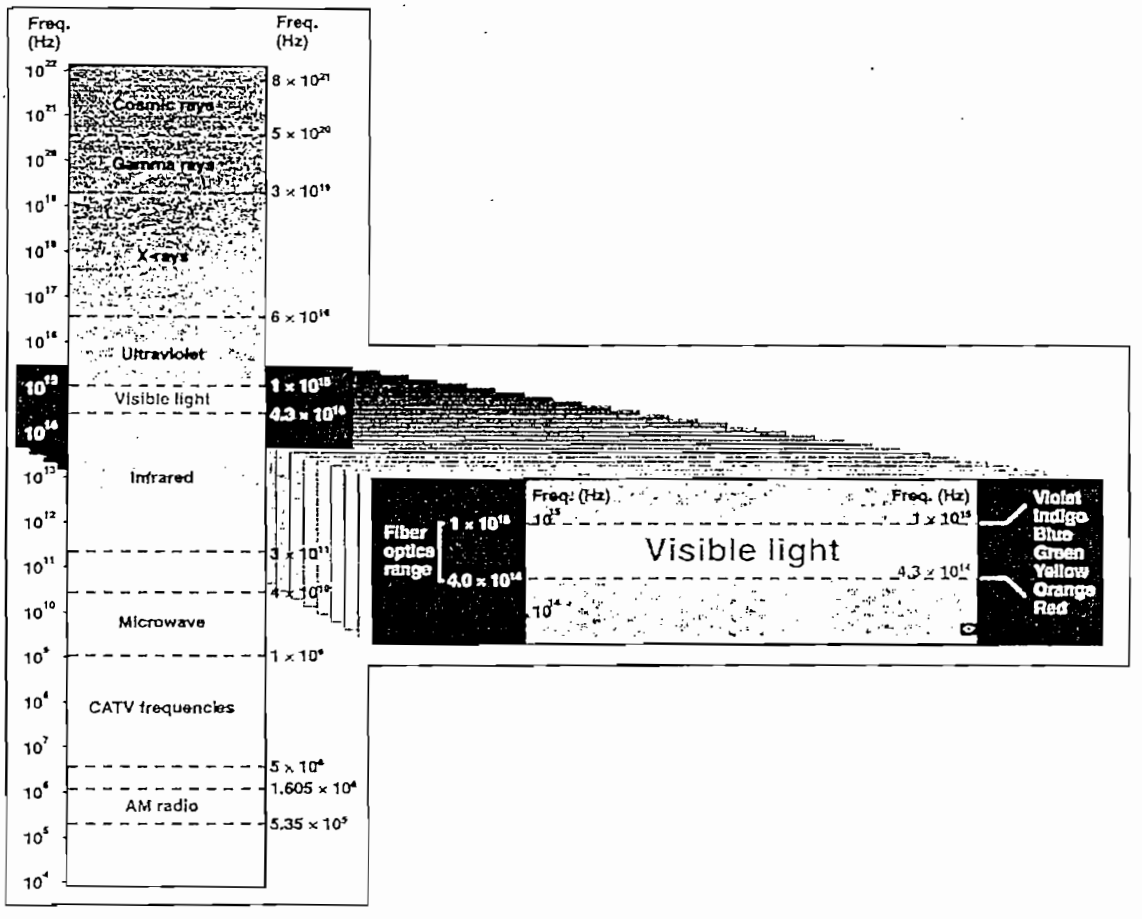


Figura 1.8. Ubicación de las frecuencias utilizadas por la fibra óptica en el espectro electromagnético.

La diferencia entre las fibras monomodo y multimodo radica en el modo de propagación del haz lumínico, en la fibra monomodo tan solo se propaga por el núcleo, mientras en las fibras multimodo se propagan por diversos trayectos, en la figura 1.9 se puede apreciar los modos de propagación.

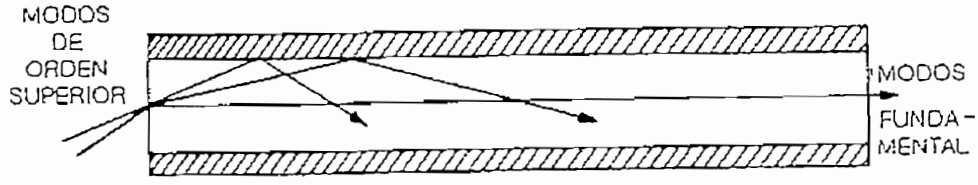


Figura 1.9 Modos de propagación del haz lumínico en fibras monomodo y multimodo

La recomendación G-652 del C.C.I.T.T. normaliza las características geométricas y de transmisión de las fibras monomodo.

Características Geométricas

- Diámetro del núcleo: diámetro del círculo definido por el centro del núcleo y su circunferencia circunscrita, debe ser menor a 10 μm para asegurar que el modo a propagarse sea únicamente el fundamental.

- Diámetro del revestimiento: es el diámetro de la circunferencia circunscrita que mejor se adapta a la sección transversal del revestimiento, su valor es de 125 μm ± 2.4 %.

- Longitud de onda de corte: o longitud de onda límite es el valor de la longitud de onda mínima para la cual se propaga solamente el modo fundamental, está comprendida entre 1.100 nm y 1.280 nm.

Características de transmisión

También definidas en la recomendación G-652 son:

- Coeficiente de atenuación: tiene un valor por debajo de 1 dB/km para una longitud de onda de 1.300 nm y un valor inferior a 0.5 dB/km para una longitud de onda de 1.550nm.

- Coeficiente de dispersión cromática: se especifica como el producto de la dispersión cromática (explicada en el segundo capítulo) por longitud de onda de la fibra óptica y por unidad de anchura espectral (ps/nm x km). Su valor será inferior a 3.5 ps/nm x km para valores de longitud de onda comprendidas en el rango de 1.285 nm a 1.330 nm.
Inferior a 6 ps/nm x km para valores de longitud entre 1.270 nm a 1.340 nm.
Inferior a 20 ps/nm x km para una longitud de onda de 1.550 nm.

1.5. CANALES DE TRANSMISIÓN

1.5.1 CANAL DESCENDENTE.

El canal descendente es aquel por el cual se transmite señales analógicas y digitales de acuerdo al tipo de servicio que se va a proveer a los usuarios, es decir señales transmitidas desde la cabecera hacia los hogares de los usuarios.

Los canales descendentes o forward están localizados en frecuencias sobre los 52 MHz.

En la figura 1.10 se presenta la localización en el espectro de frecuencias de los canales tanto descendentes como ascendentes, las señales digitales se trasmiten en frecuencias superiores a las utilizadas para señales analógicas. El número de canales descendentes depende del sistema y los servicios que se ofrecen, pudiendo alcanzar hasta 161 en el estándar IRC (Incrementally Related Carrier) esto implica llegar hasta 1000 MHz (1GHz). En el apéndice B se presenta el plan de canales con sus respectivas frecuencias.

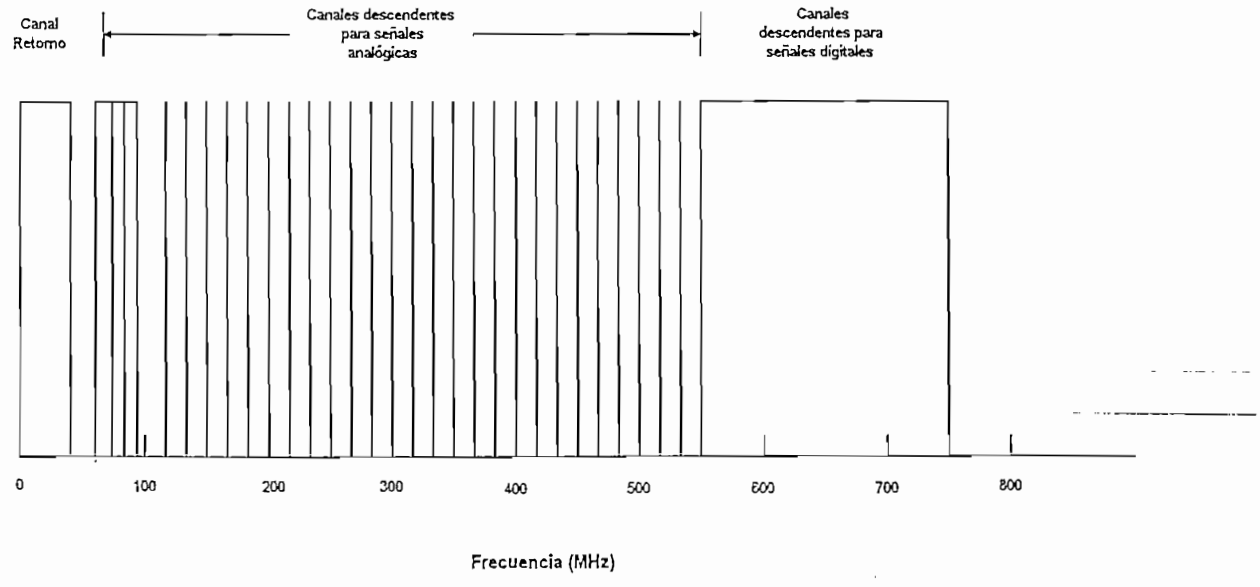


Figura 1.10 División del espectro para los canales descendentes y ascendentes.

1.5.2 CANAL DE RETORNO.

El canal de retorno es conocido como canal ascendente y se encarga de enviar las señales upstream (hacia arriba) desde los diversos hogares, empresas o sitios donde se encuentra el usuario mediante la red hacia la cabecera (centro de procesamiento y aglomeración de los diversos servicios).

Para que el canal ascendente funcione es necesario que la red disponga de dispositivos ya no unidireccionales como en las redes de cable tradicionales, sino bidireccionales (amplificadores, nodos ópticos), que deben estar en buen funcionamiento y cumplir estrictamente con parámetros de calidad impuestos por organismos como la FCC(Federal Communications Commission), NCTA (National Cable Televisión Association) entre otros.

El ancho de banda que ocupa el canal de retorno es de 50 MHz comprendida entre los 5 y 55MHz aproximadamente y es compartido por todos los hogares (500 usuarios / nodo) enlazados a un mismo nodo óptico. El espectro de frecuencias asignados para el canal de retorno está dividido en anchos de banda variables de acuerdo a lo que cada servicio necesite, esto no ocurre en el canal descendente donde se encuentra estandarizado el uso de canales de 6MHz.

Las bandas de frecuencias sobre las que funciona el canal de retorno tienen ciertos problemas debido a la presencia de señales de radio de onda corta, radioaficionados y banda ciudadana asignados para trabajar en los mismos rangos, además existen interferencias debido a desperfectos en la red como cables mal apantallados, conectores defectuosos entre otros.

El espectro del canal de retorno es considerado más ruidoso que el canal descendente, sobre todo en su parte más baja entre 5 y 15-20 MHz.

Todas las señales que viajan sobre el canal de retorno son digitales, esto se debe a las grandes ventajas que posee la digitalización; una de las más importantes es el ahorro espectral, necesario para enviar un gran número de servicios por el estrecho ancho de banda del canal de retorno.

1.5.3 ELEMENTOS DE LA RED HÍBRIDA FIBRA- COAXIAL

VIA DIRECTA.

En la figura 1.11 se muestra un sistema HFC esquematizado en diagrama de bloques.

La transmisión de señales a través del sistema se inicia con la combinación de todas las señales que pueden ser: señales de televisión analógica, señales de televisión digital recibidas mediante satélite, internet, señales de telefonía, etc., que luego de ser procesadas y amplificadas son aplicadas al transmisor de fibra óptica ubicado en la cabecera (headend) que usualmente incorpora un láser semiconductor que convierte señales eléctricas en haces lumínicos que serán transportadas por la red de fibra óptica.

Las señales ópticas de sistema HFC son transmitidas solamente por fibra óptica monomodo, la cual tiene un coeficiente de atenuación inferior a 1dB/km en la longitud de onda de 1300 nm y 0.50 dB/km en 1550nm.

Al final de la red de fibra óptica se ubica un nodo óptico, que recibe la señal óptica, la convierte a señal eléctrica, la amplifica y distribuye sobre la red de cable coaxial.

En general hay tres o cuatro salidas desde el nodo. El cable coaxial usado en esta porción de la red HFC tiene un diámetro de 0.500´´ a 0.875´´, su atenuación está en el orden de 0.015 dB/pie en 750MHZ y 0.003dB/pie en 40MHz. Ésta atenuación es dependiente de la temperatura, incrementándose aproximadamente 0.2%/ºF debido a la elongación del cable.

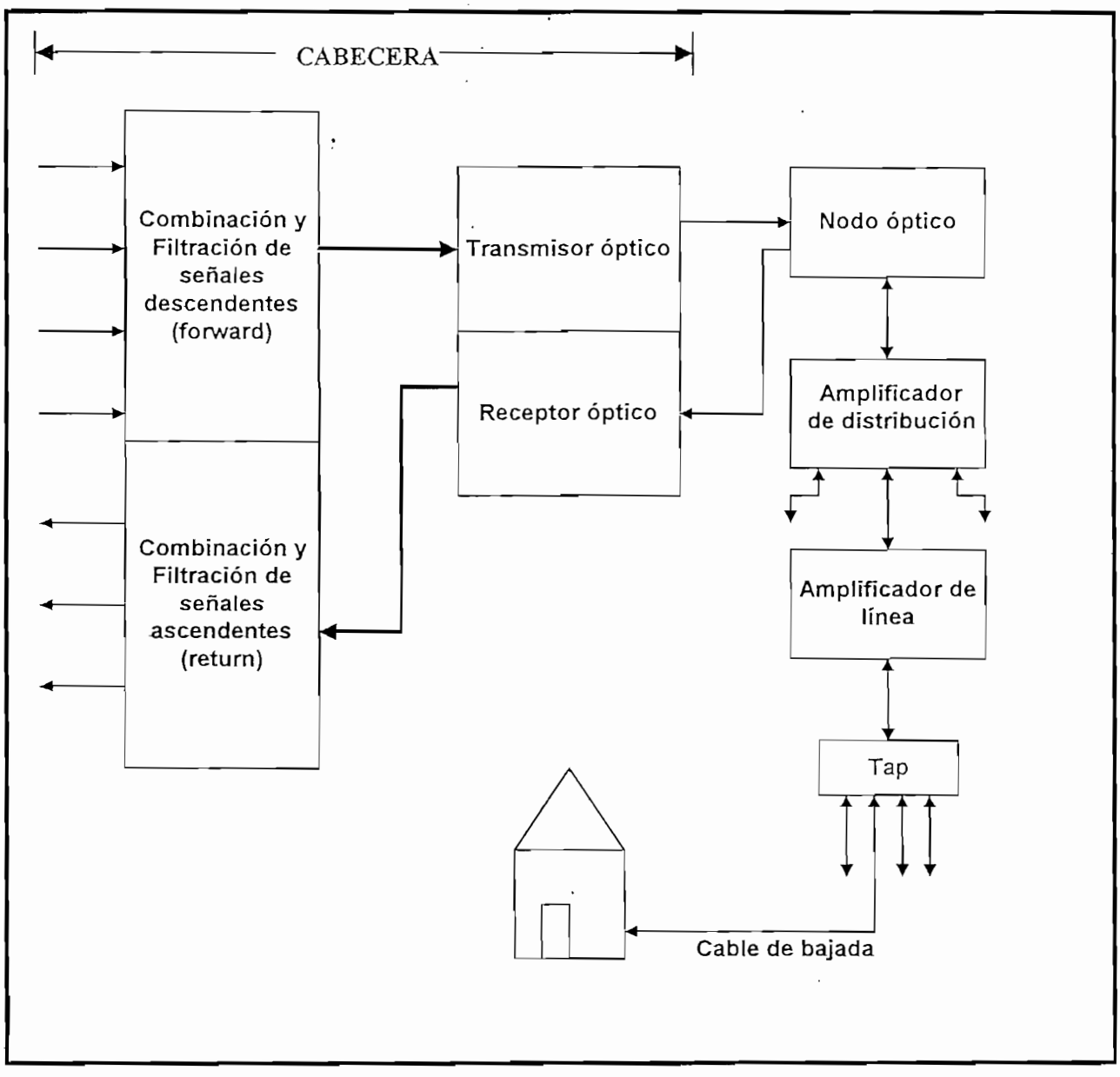


Figura 1.11 Elementos del sistema HFC

Se utiliza amplificadores de distribución en la red de cable coaxial, los cuales amplifican la señal RF y la distribuyen por las salidas que poseen, existen amplificadores de distribución con dos a cuatro salidas.

Los cables coaxiales que salen del amplificador de distribución tienen dos propósitos: brindan la señal RF a los hogares de los usuarios a través de taps (dispositivos de acoplamiento) y llevan la señal a otros amplificadores de distribución o amplificadores line extender que poseen una sola salida, para de esta forma seguir extendiendo la red HFC.

Los sistemas HFC típicos tiene cascadas de 4 o 6 amplificadores de distribución y amplificadores de línea (line extender) luego del nodo.

La red de cable está diseñada para que la salida de forward (señal que se dirige de la cabecera al usuario) de cada amplificador en la cascada sea la misma, designada como ganancia unitaria, esto se debe a que el cable tiene elevada atenuación en las frecuencias altas, la característica de salida del amplificador es compensada a altas frecuencias de 8 a 12 dB. A la vez ésto es beneficioso para la reducción de la distorsión por intermodulación* entre las señales de varios canales.

Como las señales digitales de los servicios que se ofrecen por medio del sistema HFC son insertadas en frecuencias sobre las señales analógicas, la relación portadora a ruido requerida para las transmisiones digitales no son tan exigentes como para las analógicas, la potencia de la señal digital es en general reducida por un valor fijado (6 a 12 dB), lo cual reduce el valor de potencia adicional cargada en los amplificadores, observe la figura 1.12.

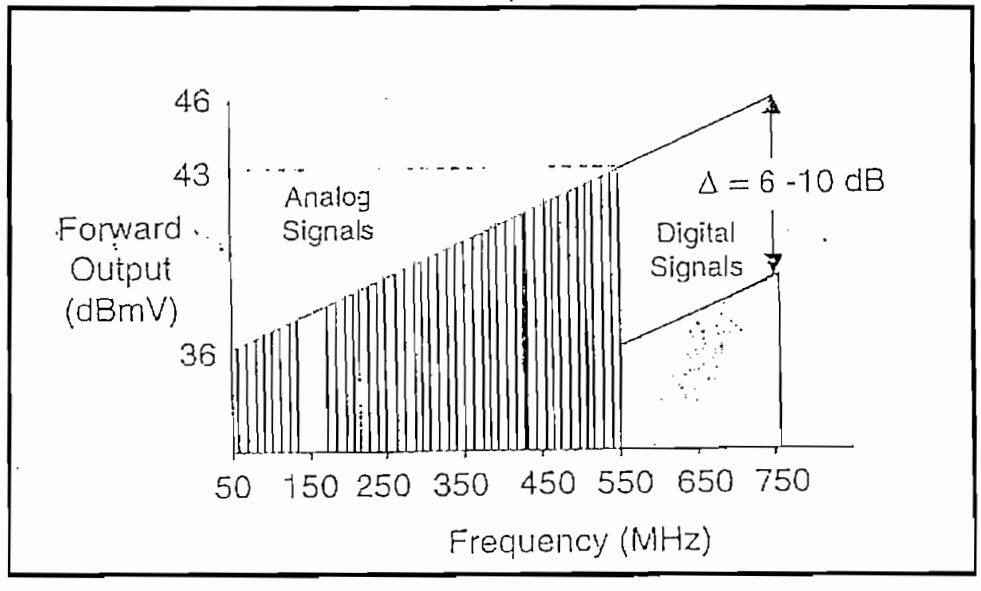


Figura 1.12 Variación de niveles de señal en un amplificador

* Distorsión por intermodulación se analiza en el capitulo 2

Los usuarios son servidos por aproximadamente 75 - 150 pies de cable coaxial de acometida de un diámetro muy pequeño (usualmente RG-11) que lleva la señal desde el tap al hogar. RG-11 tiene una atenuación de 0.038dB/pie en 750MHz y 0.008 dB/pie en 40MHz.

VÍA DE RETORNO.

La misma vía de cable coaxial es utilizada para la transmisión de señales directas y de retorno. Una señal de retorno desde el hogar del usuario sube mediante el cable de acometida al tap, luego pasa los amplificadores line extender y de distribución hasta llegar al nodo óptico.

Cuando la señal de retorno se encuentra en el nodo es diplexada, amplificada e ingresada a un láser de retorno donde cambia de señal eléctrica a óptica, luego será trasmitida hacia la cabecera sobre fibra óptica. La fibra óptica utilizada para la vía directa es la misma para la de retorno. En la cabecera la señal óptica es fotodetectada y convertida a eléctrica.

ALIMENTACIÓN

La corriente alterna (AC) es distribuida en la red de cable coaxial para accionar los nodos y amplificadores. La potencia es inducida desde el servicio eléctrico, por tanto está siempre en la frecuencia de 60 Hz excepto en partes de Europa, Australia y Nueva Zelanda donde el estándar es de 50Hz.

En cada nodo o amplificador, la potencia AC es separada de la señal de RF por un filtro pasa bajos y llevada a una caja de potencia que convierte a 24 voltios DC, este es el voltaje de abastecimiento estándar para las componentes de los amplificadores y nodos.

La corriente AC es luego reinsertada dentro de los puertos de salida, para ser trasladada a otros amplificadores que necesitan ser accionados.
A continuación se explica cómo está constituido un amplificador de distribución.

1.6 AMPLIFICADOR DE DISTRIBUCIÓN

Los amplificadores de distribución son dispositivos colocados a lo largo de la línea de distribución del sistema HFC cuya función es amplificar todas las señales de RF que ingresen para compensar la atenuación.

CONFIGURACIÓN TÍPICA DE UN AMPLIFICADOR DE DISTRIBUCIÓN

Un amplificador de distribución está formado de varios módulos que se enuncian a continuación y se presentan en la figura 1.13:

- Filtros diplexores.
- Módulo de amplificación hacia adelante (DOWNSTREAM).
- Módulo de distribución.
- Módulo de amplificación de retorno (UPSTREAM).
- Feedermaker

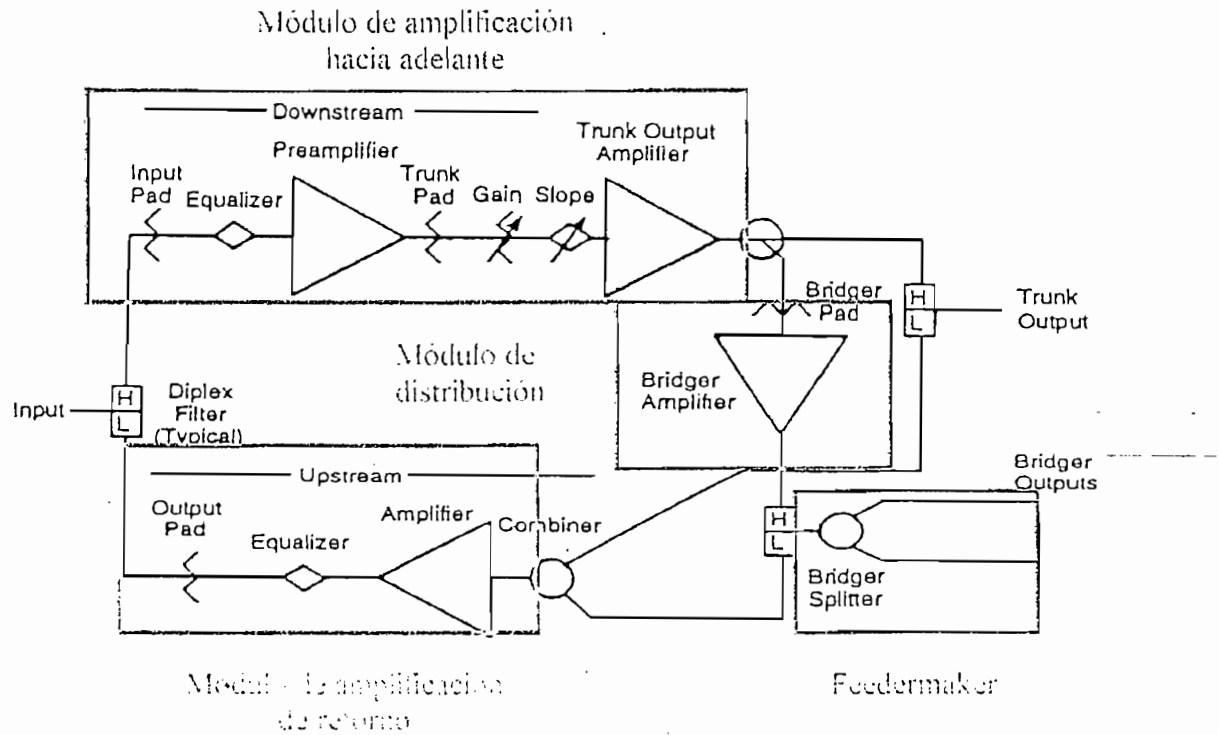


Figura 1.13 Amplificador de distribución

1.6.1 DIPLEXOR

Son filtros instalados interiormente a la entrada y salida del amplificador de distribución y a la salida del módulo de distribución, su finalidad es separar las señales de forward (señales que van desde la cabecera al usuario) de las señales de retorno (señales en dirección opuesta que van del usuario a la cabecera) y distribuirlas a los módulos de amplificación sea de forward o de retorno respectivamente.

El diplexor está formado por un filtro pasa bajo y un filtro pasa alto; el filtro pasa bajo del diplexor localizado en la entrada del amplificador de distribución conecta la salida del módulo de amplificación de retorno a la entrada del amplificador de distribución, mientras el filtro pasa alto selecciona las señales forward (directas) de RF y las envía al módulo de amplificación hacia adelante, este proceso es representado en la figura 1.14.

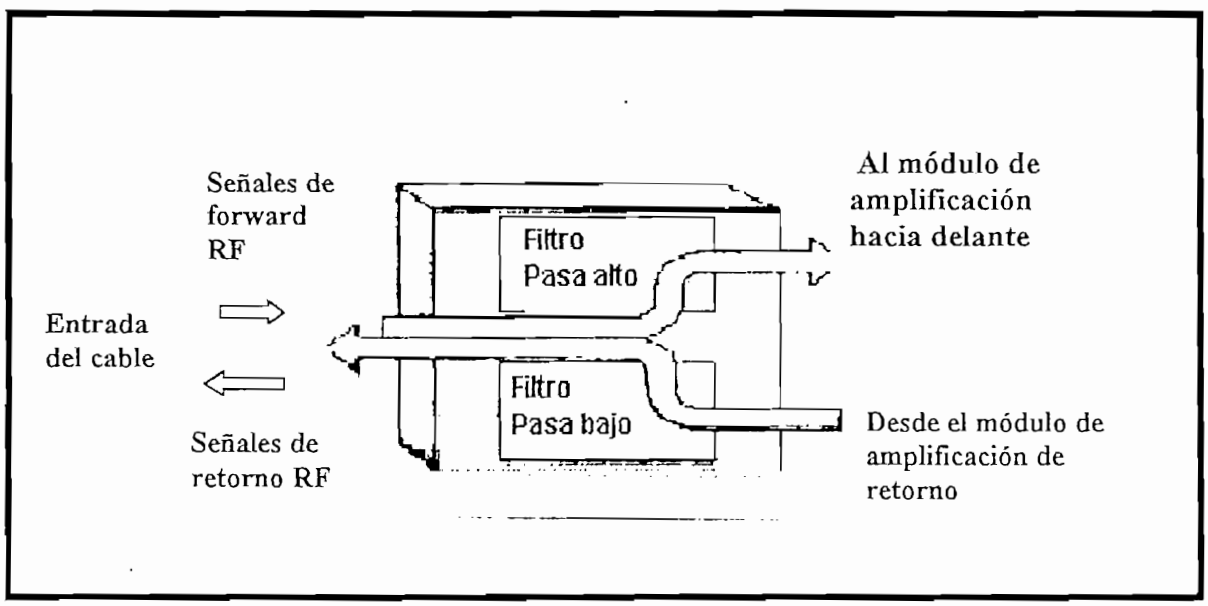


Figura 1.14 Diplexor ubicado a la entrada del amplificador de distribución.

El filtro pasa alto del diplexor localizado interiormente a la salida del amplificador de distribución conecta las señales directas de RF al cable de *salida mientras*

traslada las señales de retorno de RF al módulo del amplificador de retorno, esto se muestra en la figura 1.15.

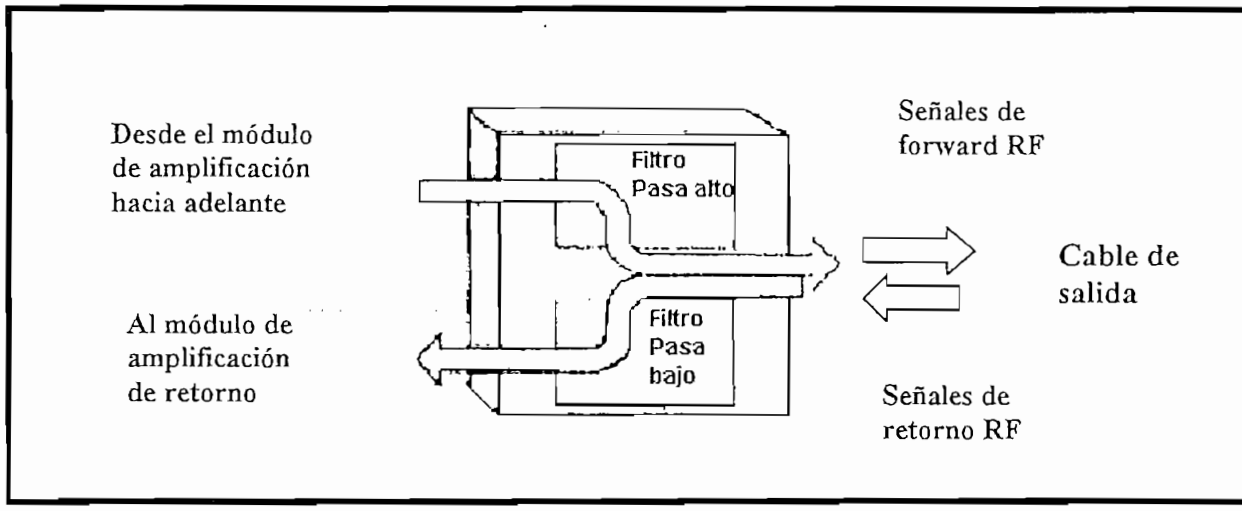


Figura 1.15 Diplexor ubicado a la salida del amplificador de distribución

Por último el diplexor utilizado a la salida del módulo de distribución (bridger module) conecta la señal de forward de RF a la línea de entrada del feedermaker (posteriormente se explica su significado) mientras transmite la señal de retorno al módulo del amplificador de retorno, como se indica en la figura 1.16.

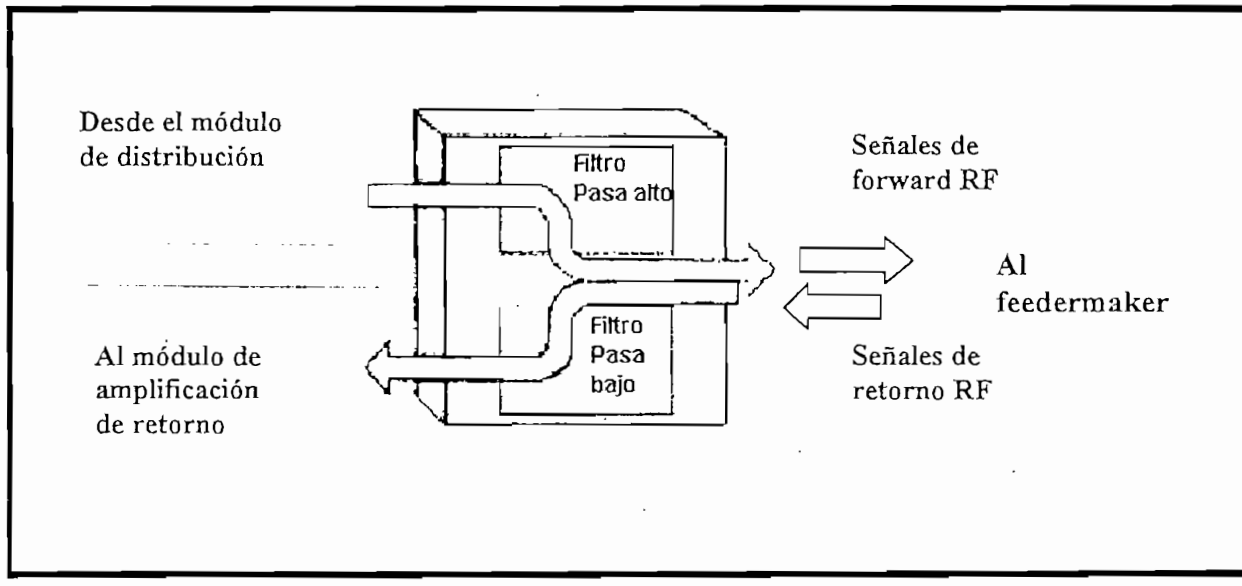


Figura 1.16. Diplexor ubicado a la salida del módulo de *distribución*

1.6.2 MÓDULO DE AMPLIFICACIÓN HACIA ADELANTE

El objetivo de este módulo es la amplificación de señales hacia delante (señales de RF que van desde la cabecera al usuario) luego de haber sido atenuadas por el medio de transmisión o degradadas por agentes externos.

Los elementos que constituyen el módulo del amplificador se observan en la figura 1.17 y son:

- Atenuador.
- Ecualizador
- Preamplificador.
- Ecualizador de respuesta.
- Control de ganancia
- Control de pendiente.
- Amplificador.

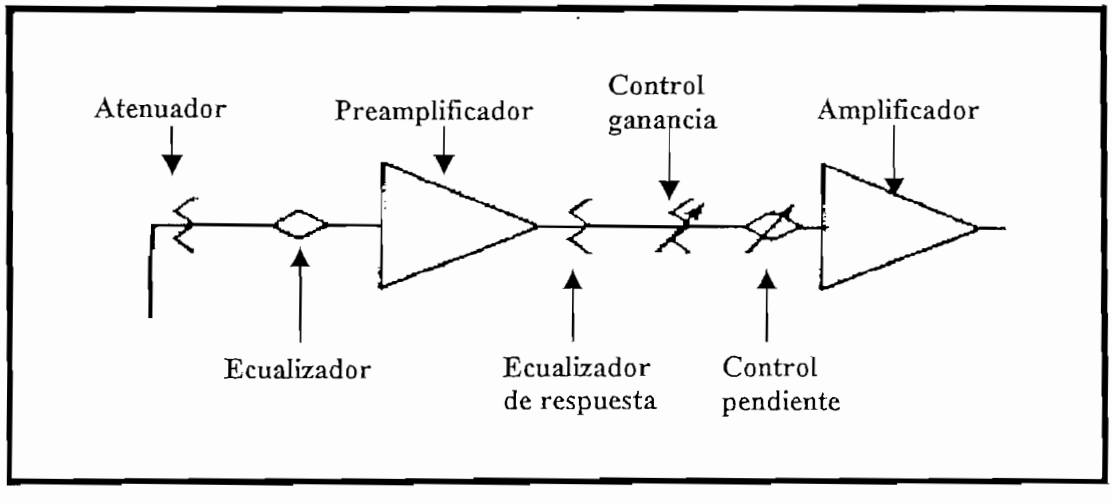


Figura 1. 17 Módulo de amplificación hacia adelante

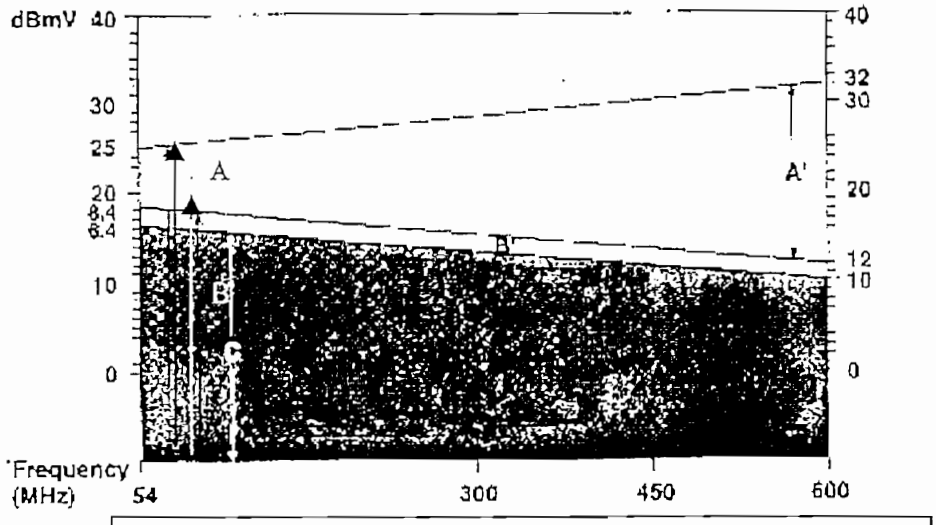
- ATENUADOR

Es un dispositivo que permite disminuir o atenuar la señal a un óptimo nivel a la entrada del preamplificador cuando dicha señal tiene niveles demasiados altos.

El atenuador reduce igualmente la señal en todas las frecuencias, en la figura 1.18 se observa el comportamiento del atenuador.

Una distancia o espaciamiento standard es establecido para la separación entre amplificadores, y de acuerdo a dicha distancia se prevé la atenuación que sufrirá la señal y el nivel con que debe ingresar al siguiente amplificador.

Debido a que no siempre se cumple con el espaciamiento normalizado y puede ser más corto o más largo de lo normal, existen los atenuadores que poseen diversos valores dependiendo del fabricante del amplificador y que típicamente van desde 0 dB a 21 dB. Son fácilmente cambiables y se ubican antes o después del ecualizador.



A : nivel de señal a la salida del anterior amplificador.
A': pérdida de señal por la longitud de cable recorrido
B : nivel de señal que ingresa al atenuador del amplificador en estudio.
B' : nivel de atenuación producida por el atenuador.
C : nivel de señal que sale del atenuador

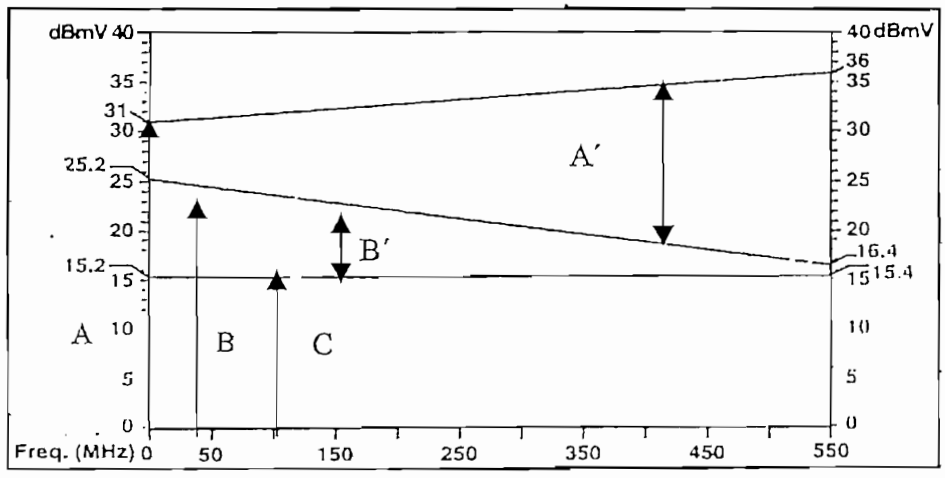
Figura 1.18 Niveles de la señal en el atenuador

- ECUALIZADOR

Debido a que el cable coaxial atenúa más en las altas frecuencias que en las bajas, se utiliza un ecualizador, cuyo objetivo es atenuar en mayor nivel las bajas frecuencias que las altas, con el fin de igualar el nivel de señal en todo el ancho de banda. De la ecualización resulta una respuesta de frecuencia plana a la entrada del preamplificador.

Al igual que la atenuación depende del espaciamiento entre amplificadores, a mayor distancia de cable, la separación entre las señales de alta frecuencia y baja frecuencia es mayor, un esquema del funcionamiento del ecualizador se encuentra en la figura 1.19.

Los ecualizadores son desmontables y existen de diversos valores (expresados en dB).



A : nivel de señal a la salida del anterior amplificador.
A' : señal pérdida por efecto del cable.
B : nivel de señal luego de atravesar el cable.
B' : señal perdida debido al ecualizador.
C : nivel de señal luego del ecualizador.

Figura 1.19 Funcionamiento de un ecualizador

- PREAMPLIFICADOR Y PÓST AMPLIFICADOR.

La mayoría de elementos activos contienen dos amplificadores. El amplificador utilizado como primera etapa de amplificación se llama pre-amplificador y post-amplificador en la segunda etapa.

Los tipos de amplificadores utilizados dentro de los módulos de amplificación hacia delante, módulos de distribución y en el módulo de amplificación de retorno son tres:

- Push Pull.
- Híbrido Paralelo.
- Feedforward.

Amplificador Push Pull.

Este tipo de amplificador se basa en la utilización de dos transistores single-ended, los cuales trabajan dependiendo de la forma de onda, es decir si es positiva o negativa. La ventaja que presenta es que reduce la distorsión armónica significativamente y permite amplificar gran cantidad de señales correspondientes a diferentes servicios. La figura 1.20 muestra un esquema de este amplificador.

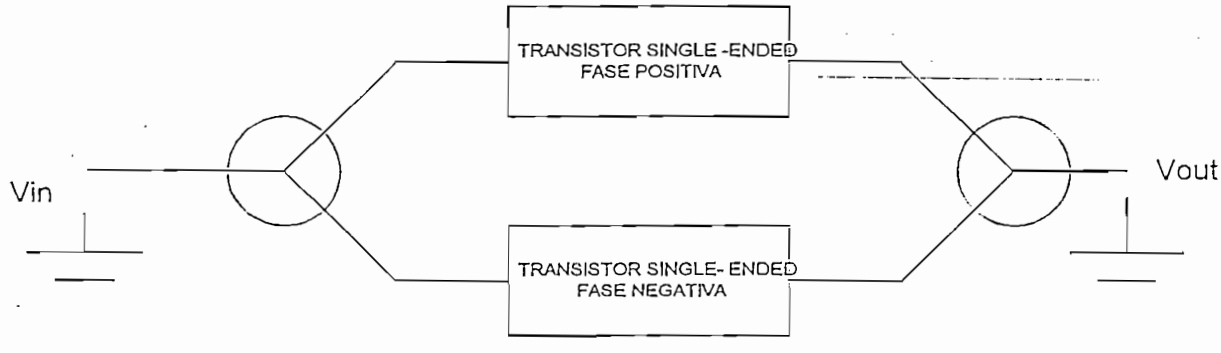


Figura 1.20 Amplificador push pull

Amplificador Híbrido Paralelo

Está formada de dos etapas push pull conectadas en paralelo y un splitter (derivador), el cual divide la señal de entrada y envía la señal dividida a cada push pull permitiendo que exista menos distorsión, ya que cada etapa manejará niveles inferiores de señal.

Luego a la salida del amplificador las dos señales ya amplificadas se unen nuevamente. La figura 1.21 muestra como está formado este amplificador.

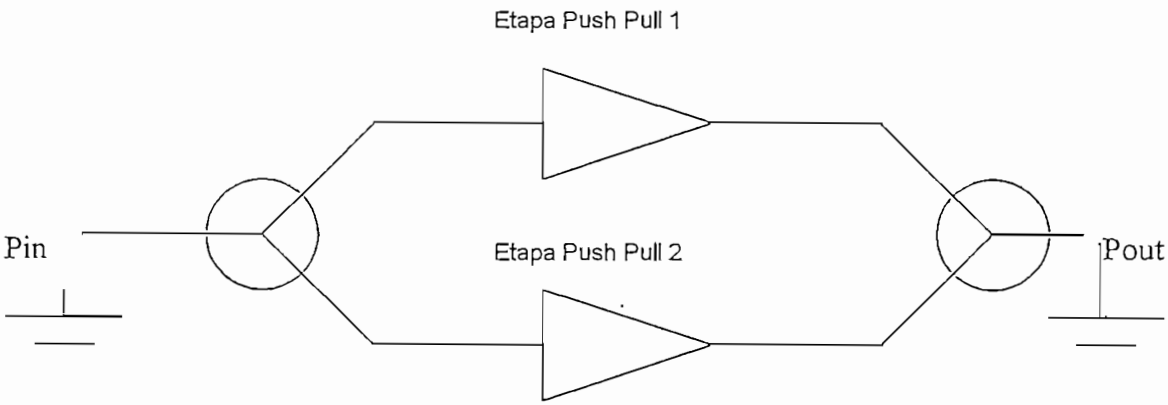


Figura 1.21 Amplificador híbrido paralelo

Amplificador Feedforward.

El amplificador Feedforward reduce ruido y distorsión por proceso de cancelación.

Para reducir el ruido y la distorsión el circuito produce una réplica inversa del ruido y la distorsión, ésta réplica invertida es combinada con la señal.

Está formado por dos etapas push pull y otros elementos encargados de replicar el ruido y distorsión.

- ECUALIZADOR DE RESPUESTA

Las anomalías causadas en la construcción del sistema y la falta de mantenimiento de los conectores son excluidas por el ecualizador de respuesta a lo largo del ancho de banda de operación.

El ecualizador de respuesta se localiza a continuación del preamplificador y como el ecualizador explicado anteriormente es desmontable.

- CONTROL DE PENDIENTE

La señal perdida en el cable coaxial es mayor en altas frecuencias que en bajas frecuencias. La salida del control de pendiente cambia con alguna variación en los niveles de entrada, poniendo en niveles óptimos para que el amplificador pueda trabajar.

La figura 1.22 indica el ajuste de la señal por un control de pendiente.

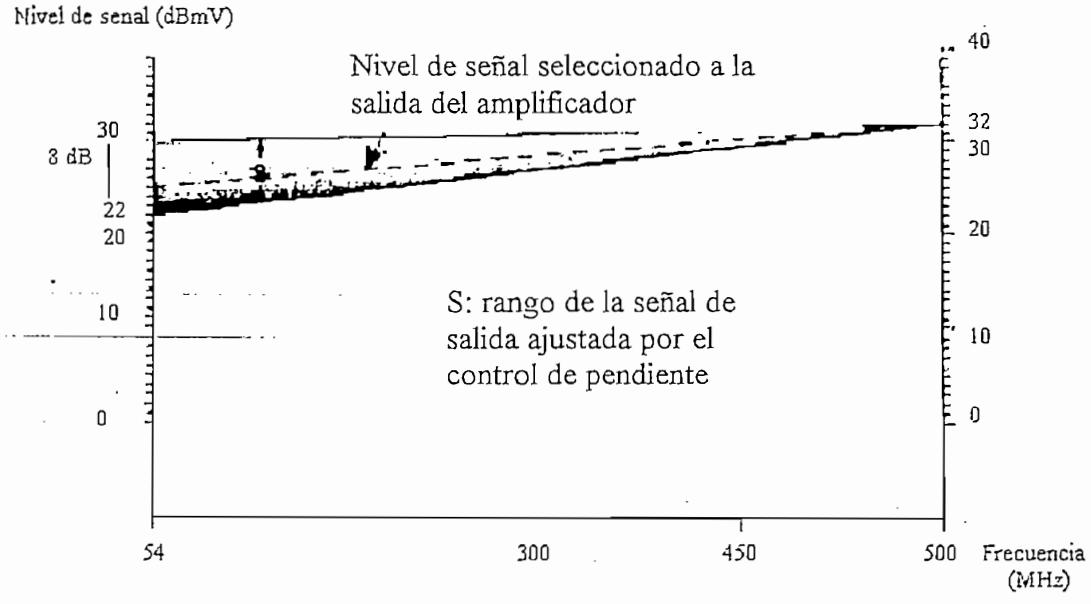


Figura 1.22 Funcionamiento del control de pendiente

- CONTROL DE GANANCIA

El control de ganancia compensa las pequeñas pérdidas causadas por los dispositivos pasivos utilizados en la línea de distribución además de la atenuación causada por el cable coaxial. Las pérdidas por los dispositivos pasivos son iguales en todas las frecuencias. El control de ganancia puede ser manual o automático. En la figura 1.23 se observa el cambio realizado por el control de ganancia.

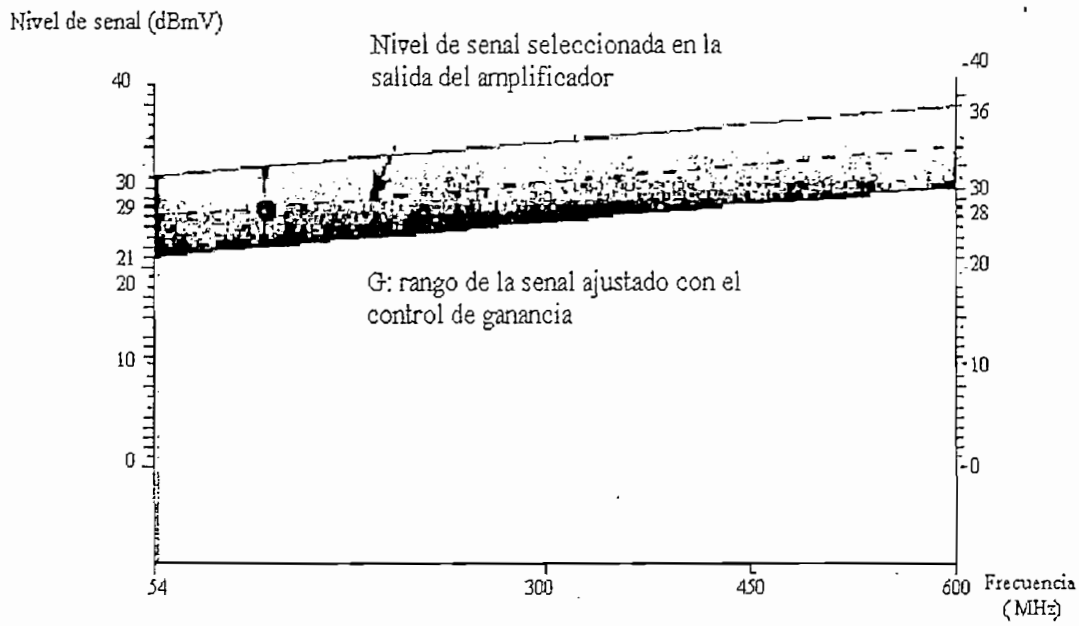


Figura 1.23 Funcionamiento de control de ganancia.

1.6.3 MÓDULO DE DISTRIBUCIÓN (BRIDGER AMPLIFIER)

El módulo de distribución es el encargado de trasladar las señales de forward desde la salida del módulo de amplificación hacia delante hasta el feedermaker.

COMPONENTES DEL MÓDULO DE DISTRIBUCIÓN

Los componentes del módulo de distribución se enuncian a continuación y se visualizan en la figura 1.24:

- Ecualizador.
- Atenuador
- Preamplificador.
- Control de pendiente
- Control de ganancia
- Post- amplificador

- PREAMPLIFICADOR Y POST-AMPLIFICADOR

Pueden ser de tipo push pull, híbrido paralelo o feedforward como los utilizados en el módulo de amplificación hacia adelante.

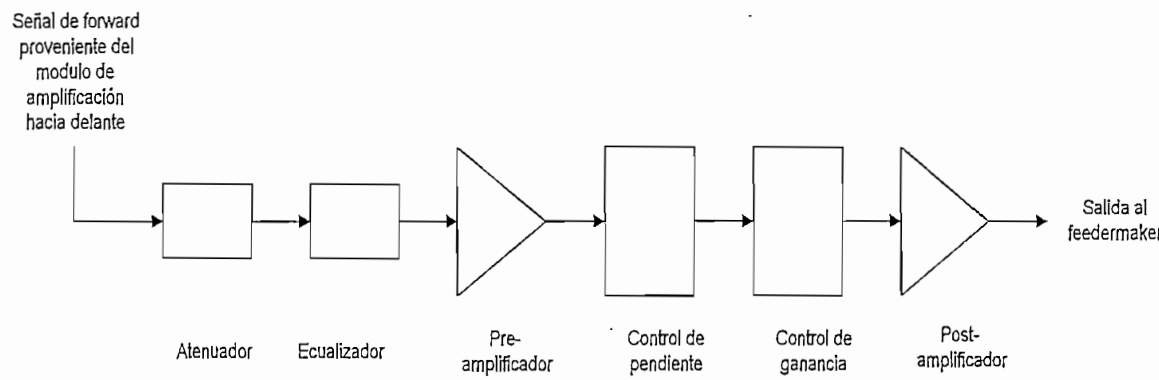


Figura 1.24 Componentes del módulo de distribución.

- ATENUADOR. Y ECUALIZADOR

Poseen las mismas funciones que el atenuador utilizado en el módulo de amplificación hacia adelante. En ciertos amplificadores no son utilizados, esto depende del fabricante.

- CONTROL DE LA PENDIENTE

El control de pendiente tiene el mismo efecto sobre los niveles de salida en el amplificador puente (bridger) como lo tiene en el nivel de salida del amplificador en el módulo de amplificación hacia adelante.

Solamente difieren en que los niveles alto/ bajo de operación para pendiente en el módulo de distribución es típicamente 46 dBmV/38dBmV respectivamente comparados con 32dBmV/26dBmV para los niveles alto/bajo de la pendiente en el módulo de amplificación hacia delante.

- **CONTROL DE GANANCIA.**

Realiza las mismas funciones que en el módulo de amplificación hacia delante Con la diferencia de que el nivel de salida para el amplificador puente es típicamente de 48dBmV comparado con 32dBmV de la salida del amplificador en el módulo de amplificación hacia delante.

1.6.4 FEEDERMAKER

Después de que la señal sale del módulo de distribución es enviada por medio del filtro diplexor al feedermaker.

El feedermarker es un dispositivo que se encarga de dividir simétricamente la señal amplificada y de enviar a las cuatro líneas de distribución que generalmente existen. Este elemento produce pérdida de señal igual para todas las líneas(ver figura 1.25).

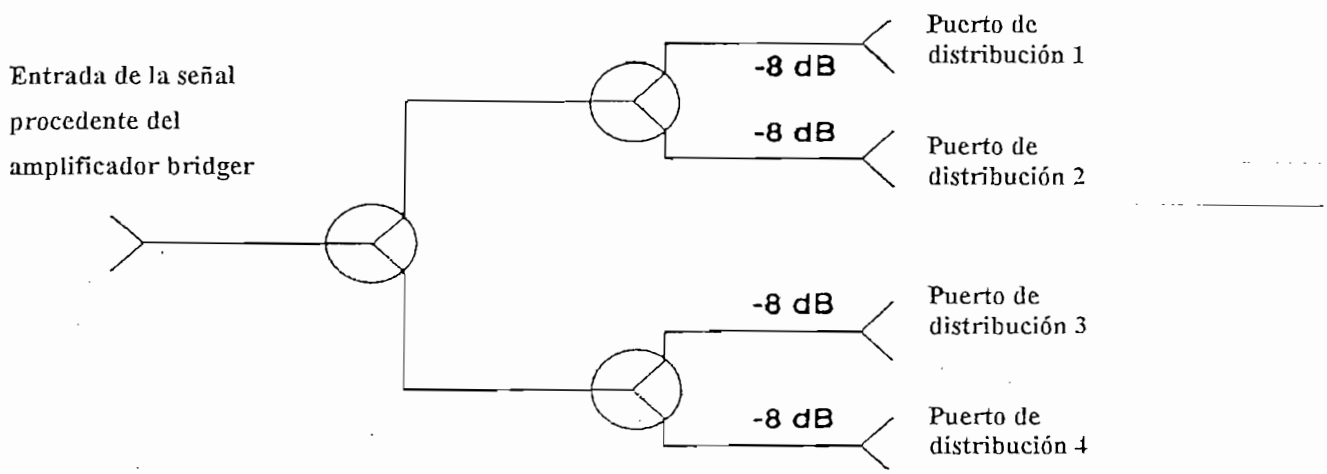


Figura 1.25 Esquema de feedermaker

1.6.5 MÓDULO DE AMPLIFICACIÓN DE RETORNO (UPSTREAM)

Es el módulo encargado de amplificar las señales que viajan hacia atrás, es decir las señales provenientes del usuario y que se trasladan a la cabecera.
El rango de frecuencia utilizado para retorno está entre 5MHz y 50Mhz, de 5MHz a 116MHz o de 5MHz a 186MH, esto dependerá de las necesidades de la red y será controlado por el operador de la misma.

El amplificador de retorno recepta señales provenientes del filtro pasa bajo del diplexor correspondiente al módulo del amplificador hacia delante y del diplexor del módulo de distribución, el cual se encarga de transmitir las señales que ingresan por las líneas de distribución.

El amplificador a utilizarse es de tipo push pull (no siendo utilizadas ni de tipo híbrido paralelo ni feedforward).

- ATENUADOR Y ECUALIZADOR.

Tanto el atenuador como el ecualizador utilizados cumplen la misma función que en los anteriores dos módulos.

- CONTROL DE PENDIENTE.

En el módulo de amplificación de retorno el control de pendiente típicamente tiene un rango de 6dB y el control de ganancia permite ajustar los niveles de salida del amplificador de retorno de 0dB a 9dB, generalmente se usa control manual de ganancia o un control compensado térmico que compensa los cambios en los niveles de la señal de retorno ocasionados por variaciones en la temperatura.

Finalmente las señales son trasladadas desde la salida del módulo de amplificación de retorno al filtro pasa bajos del diplexor ubicado a la entrada del módulo de amplificación hacia delante y se trasladará por medio del cable

coaxial hacia el anterior amplificador (si ese fuera el caso), luego al nodo óptico y finalmente a la cabecera.

CAPITULO 2

NORMAS Y ESTÁNDARES QUE RIGEN A LA RED DE CABLE BIDIRECCIONAL

Antes de iniciar con el estudio de los parámetros que verifican la calidad de la red híbrida fibra - coaxial, es importante mencionar lo que significa calidad para saber qué es lo que se busca.

" La Calidad abarca todas las cualidades con las que cuenta un servicio para ser de utilidad a quien se sirve de él. Esto es, un servicio es de calidad cuando sus características, tangibles e intangibles satisfacen las necesidades de sus usuarios, entre estas características tenemos sus funciones operativas, durabilidad, seguridad, confiabilidad, facilidad y adecuación de uso, sin olvidar el precio y la economía de su uso."

En redes de cable HFC, tanto la red de fibra óptica y la red de cable coaxial influirán en la calidad de las señales entregadas al usuario.

2.1 PARÁMETROS EN LA RED DE DISTRIBUCIÓN

2.1.1 DISTORSION

La distorsión se define como un cambio no deseado en la forma de onda que sufren las señales, esto ocurre cuando las señales atraviesan los amplificadores utilizados en la red de distribución, presentando algún grado de alinealidad entre las señales de entrada y de salida.

Para una red de banda ancha los amplificadores procesan múltiples señales de RF y la energía total que atraviesa el dispositivo puede ser significativa, lo que obliga a los amplificadores trabajar en zonas no lineales, produciéndose efectos no deseados.

A la salida del amplificador aparecerán nuevas señales distintas a las señales que ingresaron y se produce tanto distorsión armónica como distorsión por intermodulación.

Por lo tanto, para definir las características de distorsión de un dispositivo se debe considerar no sólo el nivel de señal a su salida, sino también el número de señales que pasan a través del mismo.

Existen diversos tipos de distorsión por intermodulación que afectan el buen funcionamiento de los amplificadores y por ende provocan anomalías en las señales recibidas por el usuario.

Tipos de distorsiones por intermodulación en un sistema de cable:

- Distorsión por intermodulación de tercer orden o CTB (Composite Triple Beat).
- Distorsión por intermodulación de segundo orden o CSO (Composite Second Order).
- Distorsión por Modulación Cruzada CXM (cross modulation)

Antes de analizar cada una de los tipos de distorsiones de intermodulación se debe definir ciertos términos que ayudarán a un mejor entendimiento.

- **Batidos**

Se llaman batidos a las señales que se generan como resultado de la mezcla de varias señales, si los batidos generados están dentro del ancho de banda del canal causarán cambios en la calidad del mismo.

- **Compuesto**

El término compuesto se refiere al conjunto de las señales de distorsión (batidos) que se hallan suficientemente cerca unas de las otras dentro de un rango de frecuencia específica.

- **Distorsión armónica**

Es la aparición de señales debido a la no-linealidad de los amplificadores cuyas frecuencias son múltiples enteros de la frecuencia de la señal de portadora (llamada frecuencia fundamental), denominándose a estas señales como componentes armónicas o simplemente armónicas.

Para entender mejor se considera que la señal de la portadora está a una frecuencia de 200 MHz, al ser distorsionada aparecerán armónicas en 400MHz (2x 200MHz), 600MHz (3x200MHz), etc. La figura 2.1 indica la posición de estas frecuencias.

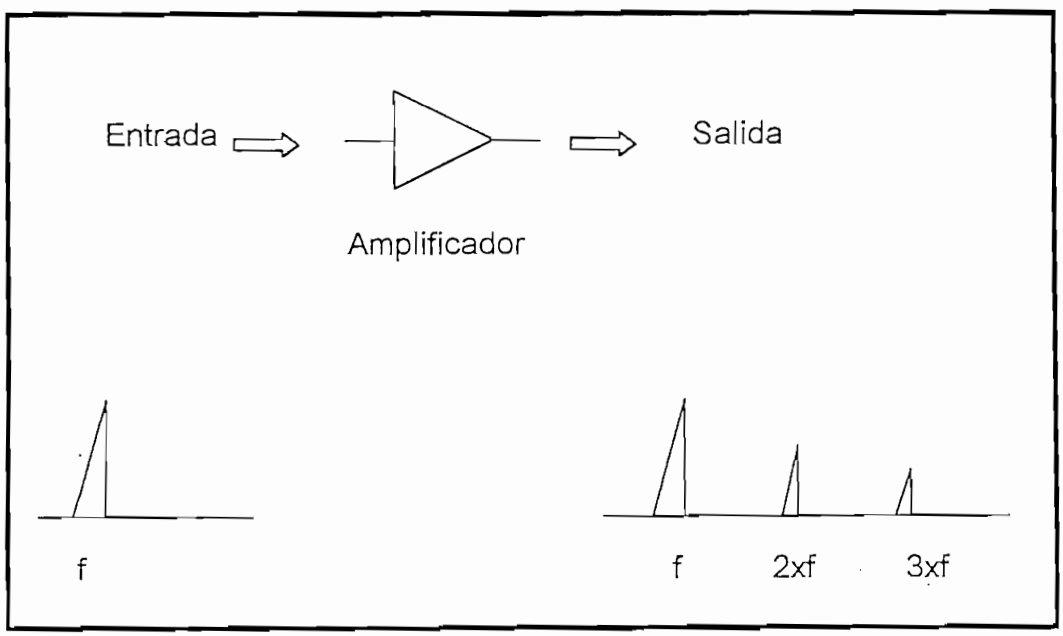


Figura 2.1. Ubicación de los batidos de una frecuencia fundamental

- **Niveles de potencia**

Los niveles de potencia de las armónicas son mucho menores que la potencia de la frecuencia de portadora o fundamental, el número de veces que es menor cualquier armónica respecto a la fundamental esta dado por:

$\log^{-1}$(diferencia en dB que existe entre el valor pico de la fundamental y el valor pico de la n armónica /10).

Los valores picos es posible observarlos mediante un analizador de espectros.

2.1.2 DISTORSION POR BATIDO TRIPLE COMPUESTO (CTB)

La causa de CTB es la distorsión de tercer orden. La distorsión de tercer orden es producida por la mezcla de tres frecuencias de portadora dentro de dispositivos no lineales (amplificadores) que produce una señal distorsionada.

La mezcla de las frecuencias de las tres señales se puede dar por suma y resta de las mismas, es decir $f1 \pm f2 \pm f3$ y además por la suma y diferencia entre una de las frecuencias y la segunda armónica de cualquiera de las dos frecuencias restante, así:

$\pm 2f1 \pm f2$	$\pm 2f2 \pm f1$	$\pm 2f3 \pm f1$
$\pm 2f1 \pm f3$	$\pm 2f2 \pm f3$	$\pm 2f3 \pm f2$

Como se ve son incontables las combinaciones (batidos) que existen, pero las que afectan son aquellas que se localizan dentro del rango de frecuencias del sistema.

El peor caso donde son localizados los batidos de distorsión CTB es exactamente en la frecuencia de portadora, ésta es generada por la combinación de $f1+f2 \pm f3$ siendo $f1+f2 > f3$, la frecuencia de distorsión resultante siempre caerá en la portadora de alguno de los canales.

Como un ejemplo en la figura 2.2, la frecuencia del canal 21 es 163.25* MHZ (f1), para el canal 8 es 181.25*MHz (f2) y para el canal 11 es 199.25*MHz (f3).

163.25 + 181.25 -199.25= 145.25 *MHz frecuencia portadora del canal 18.

Utilizando +199.25* MHz caerá en la frecuencia de portadora del canal 26 (543.75MHz) de UHF. Este tipo de resultado se da con tres frecuencias de portadora de tres canales cualesquiera que estas sean.

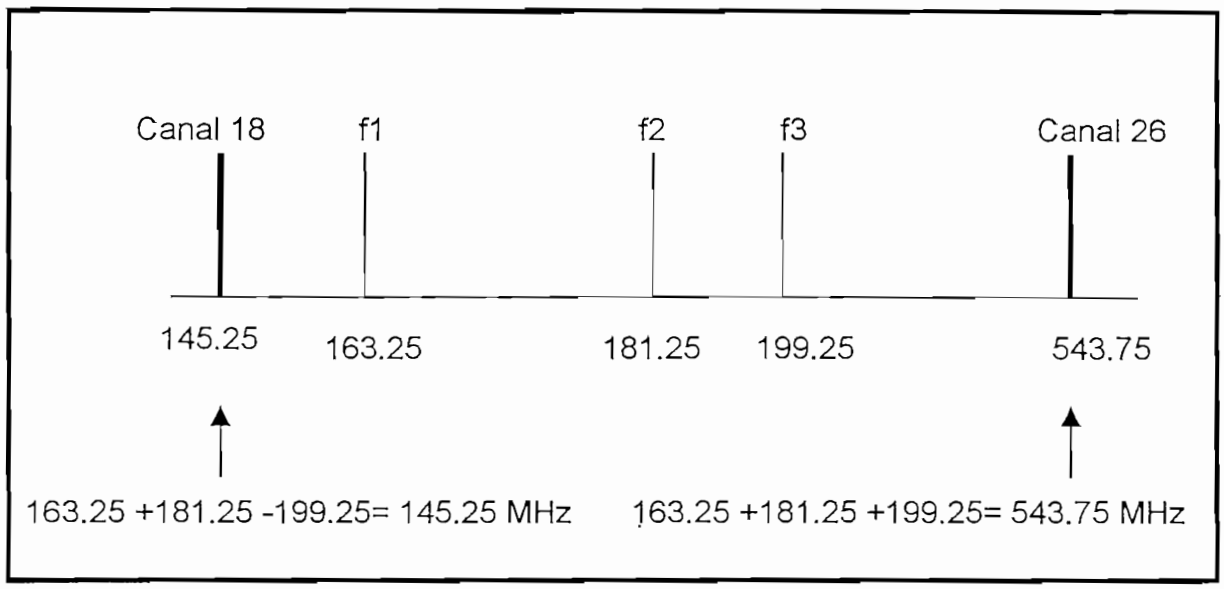


Figura 2.2 Resultado de batidos triples compuestos.

En sistemas que utilizan plan de frecuencias HRC o Stándard los batidos CTB se localizan exactamente en la frecuencia de portadora.
La distorsión por batido triple compuesto frecuentemente aparece como rayas horizontales sobre una o más líneas de video, como se visualiza en la figura 2.3.

2.1.3 DISTORSION DE SEGUNDO ORDEN COMPUESTO (CSO)

La distorsión de segundo orden compuesto está formada por los batidos hallados ± 0.75 MHz y ± 1.25 MHz respecto a la frecuencia de la portadora visual en un canal para sistemas con plan de frecuencia Standard.

* los valores de frecuencia designados para los canales son referidos al plan de frecuencia Standard, mayor información en el apéndice B.

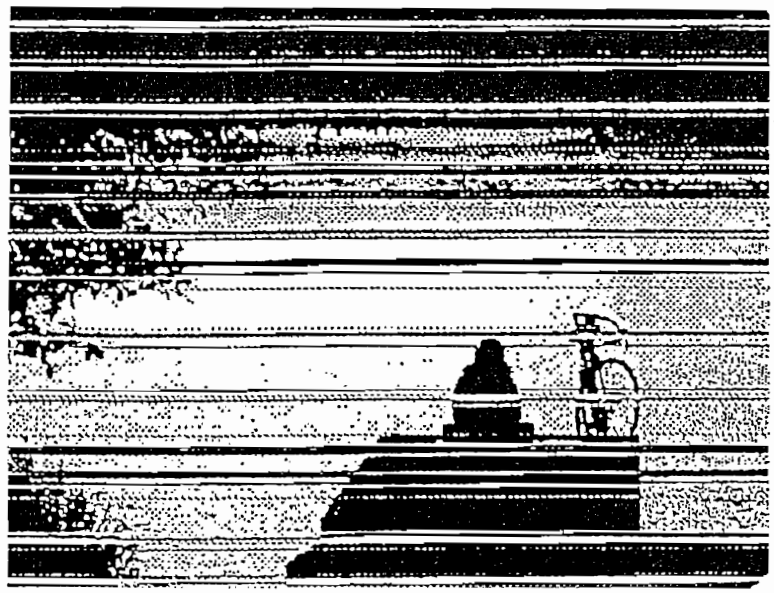


Figura 2.3 Efecto de CTB en el receptor.

Estos batidos aparecen como el resultado de la suma y diferencia entre dos frecuencias de las portadoras visuales de cualesquiera de los canales.

$$CSO = f1_{(\text{frecuencia de portadora de un canal})} \pm f2'_{(\text{frecuencia de portadora de otro canal})} \quad (2.1)$$

siempre que f2> f1 y pertenezcan a canales altos.

Para citar un ejemplo suponga que f1=181.25* MHz frecuencia de portadora visual del canal 8 y f2= 685.25* MHz, frecuencia de portadora visual del canal 106.

Se tiene entonces:

$$f1+f2 = 181.25+685.25 = 866.5\ *MHz$$

866.5* MHz es el valor de la frecuencia de la portadora visual del canal 136 (865.25* MHz) aumentado en 1.25 MHz.

$$f2-f1=685.25 - 181.25 = 504*\ MHz$$

504*MHz es el valor de la frecuencia de la portadora visual del canal 71 (505.25*MHz) disminuido en 1.25 MHz.

---

* los valores de frecuencia designados para los canales son referidos al plan de frecuencia Standard, mayor información en el apéndice B.

Los batidos ubicados a± 0.75 MHZ con respecto a la frecuencia de portadora visual de un canal, son el resultado de la mezcla de las frecuencias estándar de los canales 5 y 6 con la frecuencia visual de otro canal.

Ejemplo:

f1= 83.25 * MHz (canal 6) y f2= 181.25* MHz (canal 8).

f1+f2 = 264.5 MHz ; 0.75MHz menos que la frecuencia de portadora visual del canal 31(265.25* MHz).

Generalmente las amplitudes de los batidos CSO en ± 0.75 MHZ de la frecuencia de portadora visual son mucho más pequeñas que los ubicados a ± 1.25MHz, la localización de los batidos se observa en la figura 2.4.

Este análisis se cumple para sistemas que utilizan plan de frecuencia Standard para sistemas con plan de frecuencia IRC(canales incrementalmente relacionados o Incrementally Related Carriers) los batidos CSO siempre se ubicarán ± 1.25MHz alrededor de la portadora visual, para sistema HRC (canales armónicamente relacionados), CSO se encuentran exactamente en la frecuencia de portadora.

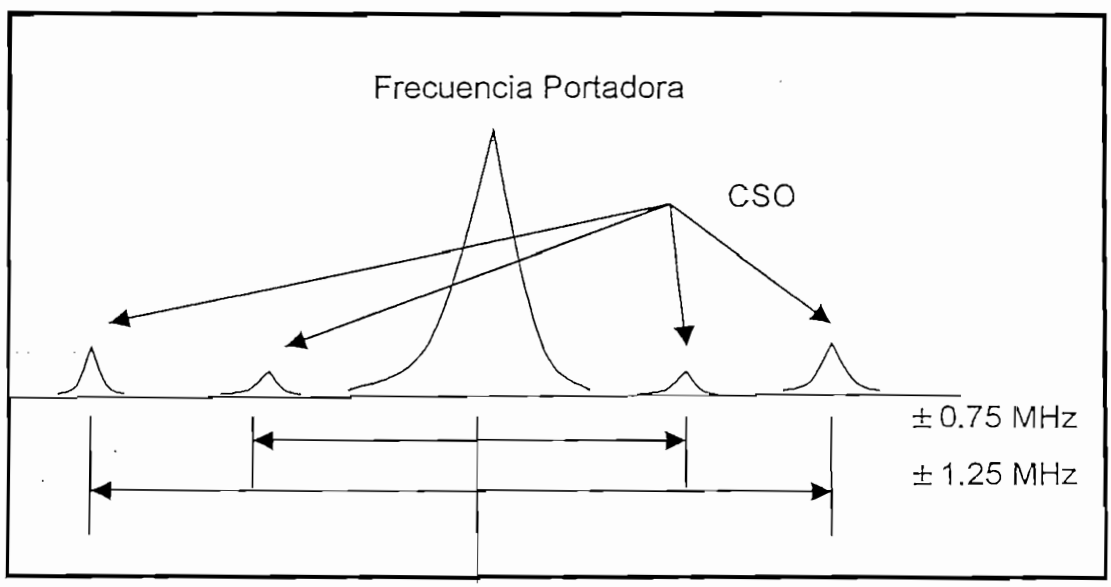


Figura 2.4 Frecuencias de CSO.

* los valores de frecuencia designados para los canales son referidos al plan de frecuencia Standard, mayor información en el apéndice B.

El número de batidos es mayor en los extremos del rango de frecuencias del sistema, es decir en los canales bajos y altos, mientras que en los canales centrales disminuye, (ver figura 2.5).

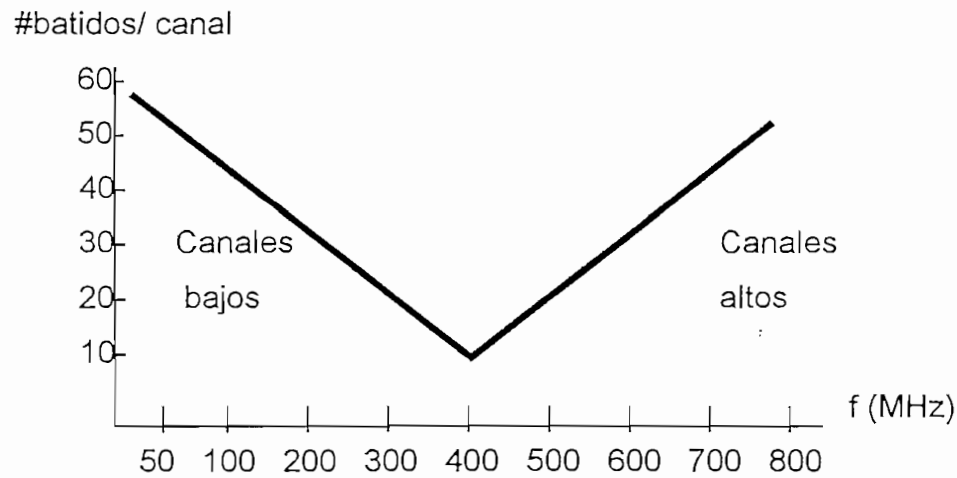


Figura 2.5 Número de batidos en el rango de frecuencias

La distorsión de segundo orden CSO usualmente aparece como líneas flotantes diagonales en el receptor del usuario, en la figura 2.6 se representa tal efecto.

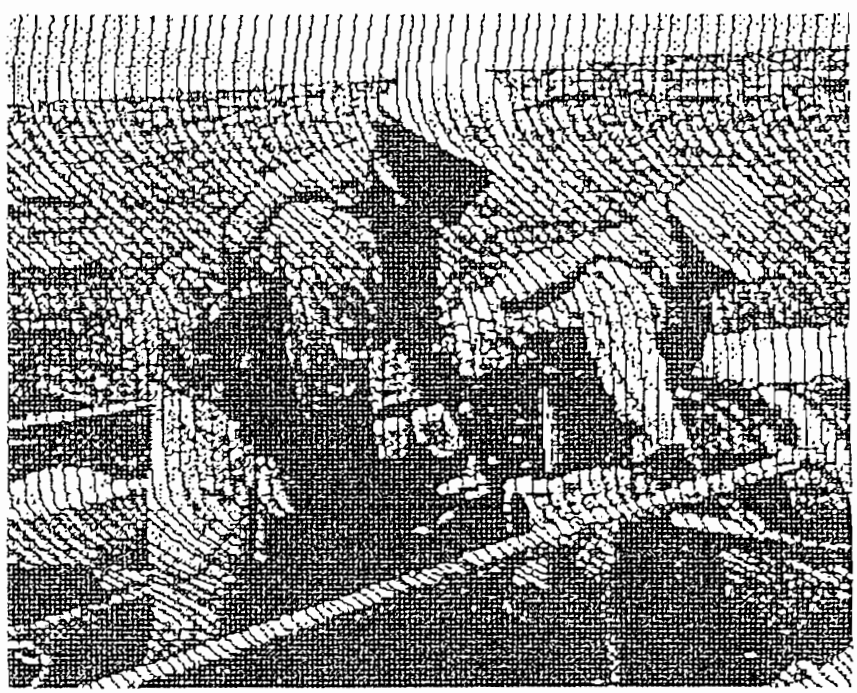


Figura 2.6. CSO en el receptor de video.

2.1.4 MODULACIÓN CRUZADA . CXM

La modulación cruzada es otra forma de distorsión de tercer orden causada por la amplificación de un grupo de canales por amplificadores de distribución.

La modulación cruzada produce que una portadora sea modulada por las distintas señales transportadas en los otros canales del sistema.

En sistemas que utilizan muchos canales (aproximadamente mayor de 35) esta distorsión es menor comparada con la CTB, pero no por eso se debe dar menos importancia. El efecto que presenta sobre la señal del abonado (observable en la figura 2.7) son bandas diagonales y/o imagen superpuesta.

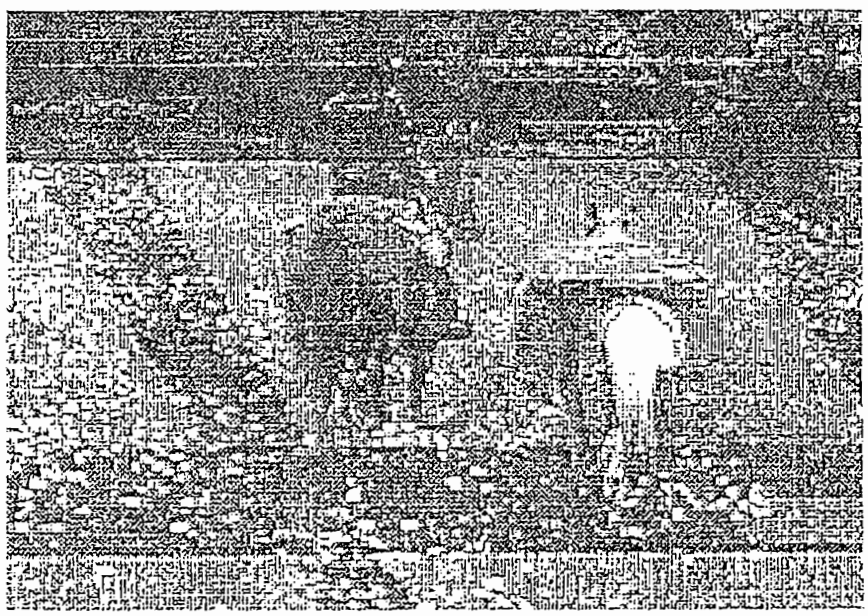


Figura 2.7 Presentación de la modulación cruzada en el receptor

2.1.5 DISTORSION EN VÍA COMÚN (COMMON PATH DISTORTION).

Las señales de RF bidireccionales que pasan por el sistema de cable, también deben atravesar diversos contactos mecánicos, tal es el caso de conectores usados dentro de los amplificadores que sirven para unir partes físicas como el

módulo y el chasis, tornillos empleados para empalmar el conductor central del coaxial dentro del amplificador(ver figura 2.8), entre otros.

Si una capa de óxido existiera en alguno de estos puntos, sería la causa de que las señales descendentes se mezclen ocasionando productos de distorsión que usualmente son de segundo orden y tercer orden resultado de la combinación de portadoras de video descendentes, además otros productos pueden existir pero son de menor importancia, estos productos ingresan en el espectro de la vía de retorno afectando las señales ascendentes.

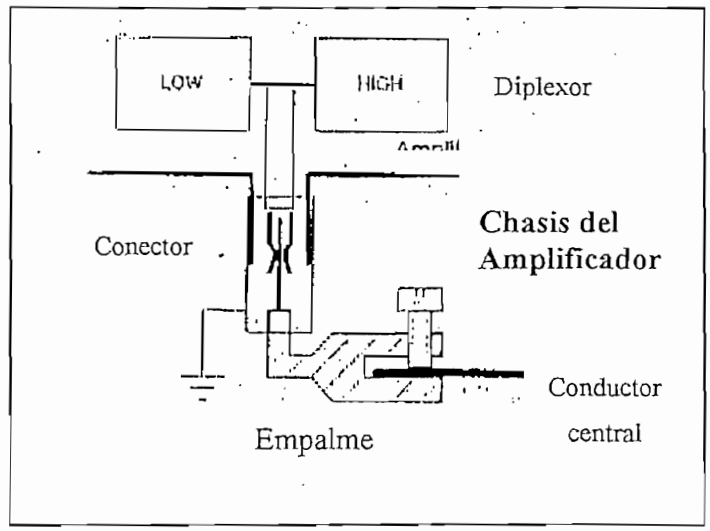


Figura 2.8 Empalme del conductor central del cable coaxial en un amplificador

Los batidos pueden ser significativos ya que los niveles de las señales descendentes son altos y los niveles de retorno bajos en algunos de estos puntos, dichos batidos aparecen y desaparecen, algunas veces se observan solamente productos de segundo orden o de tercer orden y en otras ocasiones ambos productos.

La distorsión de vía común puede ser altamente variable dependiendo de la temperatura del medio ambiente y la humedad del sitio donde se origine.

2.1.6 MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM)

El HUM consiste en la modulación en amplitud que sufre la portadora visual de un canal generada en los amplificadores por los disturbios de las señales de baja frecuencia provenientes de las fuentes de poder en mal estado (funcionan a 60 Hz) que alimentan a los dispositivos activos de la red. Otros causantes son los elementos pasivos como insersores de energía (dispositivos encargados de acoplar la energía de 60Hz de las fuentes de poder dentro del cable), acopladores (elementos que dividen la señal de la línea de distribución en niveles de señales diferentes) cuyos empalmes con el cable coaxial se encuentran desplazados, además de la corrosión de los conectores.

Para señales de video, el HUM se expresa como la relación en unidades de voltaje de la diferencia del valor pico de la señal distorsionada respecto al pico de la señal normal y el valor pico de la señal distorsionada, esta relación se expresa en %. Para las señales digitales es el porcentaje de la variación pico a pico de la amplitud de la señal comparada con la amplitud de la señal promedio. La figura 2.9. muestra esta definición.

$$HUM = 100x \text{ (pico a pico / pico)} \qquad (2.2)$$

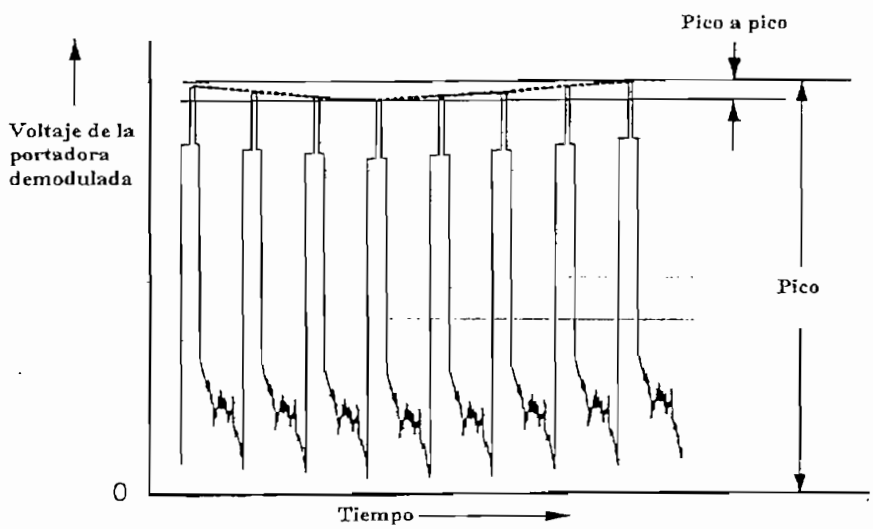


Figura 2.9 Definición HUM

Con valores inadecuados de HUM la pantalla presenta rasgaduras como resultado de la distorsión, este efecto se aprecia en la figura 2.10. El HUM es una de las distorsiones más observable por el usuario.

Figura 2.10 Presentación de Hum en el receptor.

2.1.7 INTERFERENCIAS DE BANDA ESTRECHA (INGRESS)

Este tipo de interferencia es producido por señales de emisoras de onda corta, radioaficionados, banda ciudadana que trabajan en la banda de frecuencia HF (frecuencias entre 3MHz -30MHz), las cuales se sobreponen en la banda de retorno bajo los 30MHz.

El 50 % de las interferencias de banda estrecha ingresan a través de los terminales (televisor, ordenador, teléfono) en los hogares de los usuarios, algunos de los cuales no están diseñados para filtrar señales ambientales. En el caso del televisor, éste posee control de las señales ambientales en la parte de forward (directa), mas no en la parte de retorno. Además de los terminales, los derivadores (splitters), conectores defectuosos utilizados en los hogares son medios por donde pueden ingresar señales no deseadas. En la figura 2.11 se indica los posibles puntos de ingreso de interferencias.

Del 20% a 30% de las interferencias de banda estrecha ingresan a través de la red de acometida al usuario, esto sucede por cables mal apantallados, conectores mal instalados, defectuosos y oxidados.

El resto de interferencias ingresan por medio de la red de distribución, debido a la corrosión o la falta de puesta a tierra de los dispositivos e incluso en los mismos nodos por conectores sucios, reflexiones ópticas, etc.

Una señal interferente que penetre en la red con una potencia suficiente puede llegar a inutilizar totalmente la banda de frecuencias a la que afecte, reduciéndose la capacidad total de transmisión del canal ascendente, y afectando por tanto a todos los abonados.

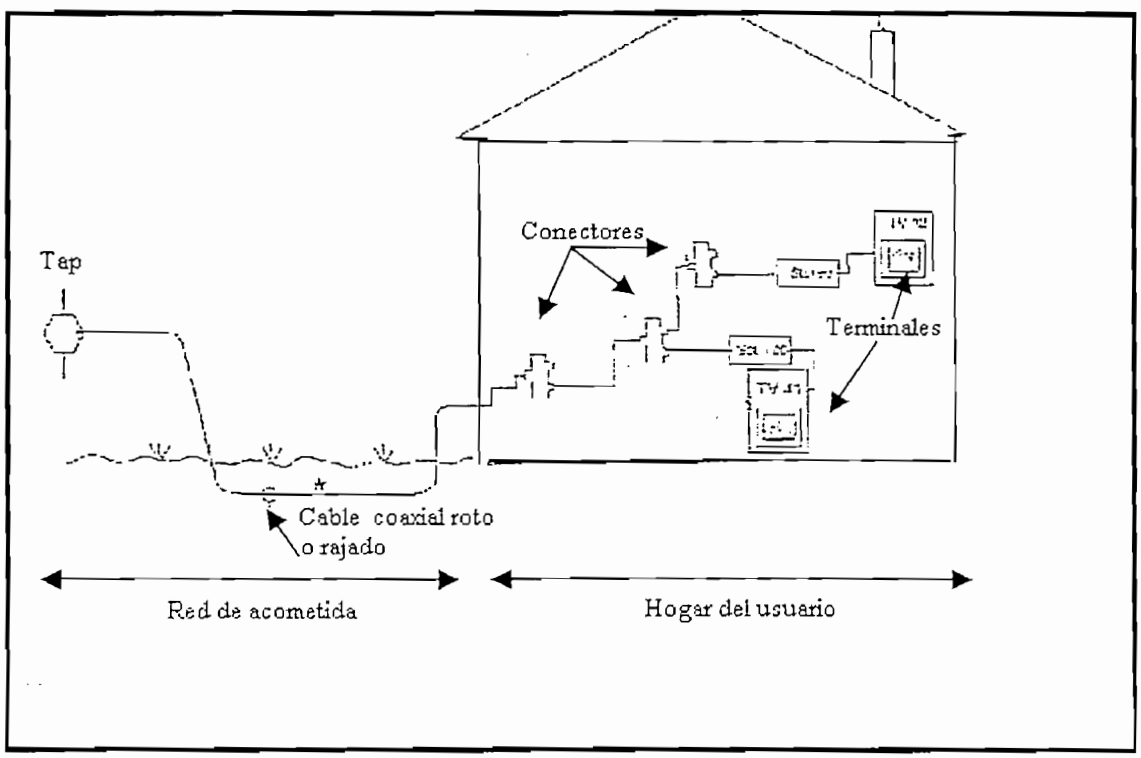


Figura 2.11 Fuentes de interferencias de banda estrecha.

La interferencia de banda estrecha más común es la interferencia co - canal que se presenta en forma de señales fantasmas o barras oscuras deslizantes sobre la imagen del receptor o como un segundo canal borroso posado sobre el canal original.

2.1.8 REFLEXIONES

Son el resultado de la diferencia de impedancia entre los elementos utilizados en la red tales como amplificadores, derivadores, acopladores y el medio de transmisión.

Estas diferencias ocasionan que una porción de la señal ascendente se refleje y se dirija hacia su origen, en donde también es reflejada por segunda vez.

La señal doblemente reflejada viaja nuevamente en sentido ascendente hasta llegar a la cabecera como una versión reducida de la señal deseada. Dependiendo de su tamaño puede ser una fuente significativa de interferencia que afecta al BER.

2.1.9 RUIDO DE FASE

Es el cambio fortuito en la fase del oscilador que pertenece a los moduladores QAM utilizados en señales digitales (mayor información en el capitulo 3), debido a los efectos del ruido térmico y el ruido inyectado a través de fuentes de poder externas.

2.1.10 RUIDO IMPULSIVO

El ruido impulsivo es originado por agentes ajenos a la línea de transmisión, pero externos o internos a la red.

Se presenta como delgados picos de señal de gran amplitud que perturban el espectro del canal de retorno. En el canal descendente no provoca mucho problema ya que disminuye al aumentar la frecuencia.
Es producido por varias causas como:

- Fenómeno meteorológico.
- Descarga eléctrica (rayo).

- Sistema de encendido de automóviles.
- Aparatos electrodomésticos.
- Descargas en redes de suministro eléctrico localizados en los postes o conductos donde se encuentra el cable de la red HFC.
- Descargas entre contactos de conectores oxidados.

Como consecuencia se produce incrementos del nivel de señal y ruido en la entrada a los amplificadores y en el láser de retorno, provocando que los dispositivos trabajen momentáneamente en las zonas no lineales de sus características entrada- salida por efecto de saturación.

2.1.11 RUIDO POR EFECTO DE EMBUDO (NOISE FUNNELING)

Para el caso del canal ascendente en la red HFC, su estructura tipo árbol presenta un inconveniente ya que las señales provenientes de todos los usuarios entran a la parte de retorno y todas estas señales convergen y se combinan en el nodo óptico; de igual manera sucede con el ruido e interferencias aportando a la degradación de la relación portadora a ruido en el enlace digital de retorno. Este suceso se conoce como Ruido por efecto de embudo.

En la parte descendente debido al arreglo punto – multipuntos no existen tal problema, el único lugar donde las señales convergen es la cabecera y es el operador del sistema el encargado de controlarlas.

2.1.12 RELACION PORTADORA A RUIDO.

Es la relación que existe entre el nivel de la portadora (onda de radio de una sola frecuencia que lleva impresa en ella una banda de frecuencias moduladoras; la banda base) y el nivel del ruido existente en el espectro ocupado por la señal.

La relación portadora a ruido C/N (carrier / noise) en un amplificador de la red está dada por la fórmula:

$$C/N_{amp} = (V_{in} - NF - N_p)\ dB \qquad (2.3)$$

donde:

V_{in} = nivel de señal a la entrada del amplificador (dBmV)

NF = figura de ruido del amplificador (dB)

N_p (noise floor) = es el nivel ideal mínimo del ruido térmico que puede existir en el ancho de banda de interés. (dBmV).

El ruido de piso (noise floor) es calculado como:

$$Np = kTB \qquad (2.4)$$

donde:

N_p = potencia el ruido en vatios.

k = 1.374 x 10^{-23} joules/ °K (constante de Boltzman)

T = temperatura en °K.

B = ancho de banda en Hz de ruido.

Para poder expresar de mejor manera se utilizan los decibeles dBmV como unidades de potencia de una señal (para un mejor entendimiento ver apéndice A).

La fórmula 2.4 se puede expresar en unidades de dBmV, si se toma en cuenta que la temperatura de trabajo es de 62 °F .

$$Np = kTB$$
$$Np(dBmV) = 10 * \log(kTB)$$
$$Np(dBmV) = 10 * \log(kT) + 10 * \log B$$

Se debe cambiar de °F a °K:

$$^\circ K = \frac{5}{9}(^\circ F - 32) + 273 \qquad (2.5)$$
$$^\circ K = \frac{5}{9}(62 - 32) + 273$$
$$289.66^\circ K = 62^\circ F$$

Otro factor que se debe tener en cuenta son las unidades

J= kg*m^2 /s^2

Hz= 1/s

W= kg*m^2 /s^3

En la tabla 2.1 se indica varios valores de Np respecto a distintos anchos de banda designados para el ruido.

En el caso de la parte descendente el ancho de banda del ruido asignado por la NTSC (National Televisión System Committee, sistema normalizado en Estados Unidos, Canadá, Japón y muchos países del hemisferio oeste) es de 4MHz y por ende su ruido térmico mínimo Np es de –59.2 dBmV mientras que para el sistema PAL (utilizado en Europa pero similar al sistema NTSC) el ancho de banda del ruido es de 5MHz y su Np es de –58.2dBmV. como se puede observar en la tabla 2.1

En el caso del canal de retorno (ascendente) el ancho de banda de las señales ascendentes puede variar desde los 100kHz a 6 MHz.

El valor de la figura de ruido viene especificado por el fabricante tanto para la parte descendente como ascendente.

Los amplificadores frecuentemente se encuentran en serie o cascada y cada uno de ellos añade ruido al sistema, cuando todos los amplificadores tienen la misma figura de ruido y el mismo nivel de señal de entrada la relación C/N se expresa:

$$(C/N)_{total} = (C/N)_1 - 10\log n \qquad (2.6)$$

donde:

C/N_1 = relación portadora a ruido de un amplificador.

n = número de amplificadores que se encuentran en cascada.

La C/N disminuye en 3 dB cuando se duplica el número de amplificadores, esto significa que a mayor número de amplificadores el ruido es mayor.

Ancho de banda de ruido	Ruido de piso(dBmV)
100 kHz	-75.2
200	-72.2
300	-70.4
400	-69.2
500	-68.2
600	-67.4
700	-66.7
800	-66.2
900	-65.7
1MHz	-65.2
2	-62.2
3	-60.4
4	-59.2
5	-58.2
6	-57.4

Tabla 2.1 Valores de Ruido de Piso para diferentes anchos de banda[2]

La influencia de C/N sobre la calidad de imagen que recibe el usuario es notoria y depende de su valor. En las figuras 2.12 y 2.13 se demuestran los efectos que se observan en el receptor del usuario.

La imagen que percibe el receptor (figura 2.12) es conocida como ventisca por la similitud a una nevada. Mientras con un valor de C/N de 50 dB (mayor a 43 dB, valor especificado por la FCC y que en la sección siguiente se explica) el usuario observa una pantalla nítida.

[2] Referencia: return systems for hybrid fiber/coax cable TV networks pag 48.

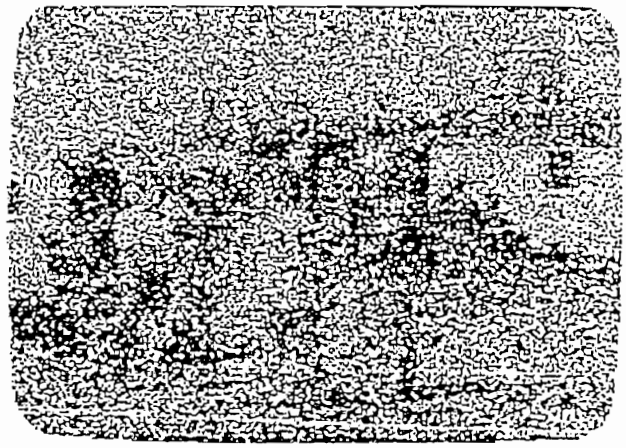


Figura 2.12 Efecto de degradación de la imagen para un C/N de 25 dB

Figura 2.13 Imagen en el receptor con un C/N de 50 dB

2.2 NORMAS QUE RIGEN LOS PARÁMETROS DE CALIDAD DE LA RED.

La Comisión Federal de Comunicaciones FCC es el organismo encargado de impartir las regulaciones para el control de calidad en las redes de televisión por cable, en su Código de Regulaciones Federales parte 47, subparte K especifica valores que deben cumplir los parámetros antes analizados para que el operador de la red preste un buen servicio a sus usuarios.

2.2.1 REGULACIÓN DE LA FRECUENCIA

La Regulación FCC 76.605(a)(2) explica:
La frecuencia central de la portadora de sonido debe estar 4.5MHz ± 5kHz por encima de la frecuencia de la portadora visual en la salida de los equipos de modulación y procesamiento del sistema de cable, en el headend y en el terminal del suscriptor.

La importancia de la medición de frecuencia es menos crítica que la de amplitud, esto se debe al control de las frecuencias de las portadoras del sistema en la cabecera (headend) mediante los procesadores y demoduladores - moduladores que tienen una estabilidad y exactitud alta.

2.2.2 REGULACIÓN PARA EL NIVEL DE SEÑAL.

La Regulación FCC subparte K, sección 76.605 (a)(3) indica:

El nivel de la señal visual en el terminal del suscriptor cuya impedancia es igual a la impedancia interna del cable del sistema, no debe ser menor que 1 milivoltio (0dBmV) con impedancia interna de 75 Ω. Adicionalmente al final de unos 30 metros en el cable de bajada desde el tap del suscriptor no debe ser menor que 1.41 milivoltios (3dBmV) con una impedancia interna de 75 Ω.

2.2.3 REGULACIÓN PARA PORTADORAS VISUAL Y AUDIO ADYACENTES

La Regulación FCC 76.605(a)(4) y (5) indica:

El nivel de la señal visual en cada canal, a ser medido al final de 30 metros sobre el cable de acometida desde el tap del suscriptor no deberá variar más de 8 decibeles dentro de un intervalo de seis meses lo cual debe incluir cuatro pruebas ejecutadas en incrementos de seis horas durante un período de 24 horas en Julio o Agosto y durante un período de 24 horas en Enero o Febrero y deberá ser mantenido dentro: (i) menos de 3 decibeles (dB) de diferencia

respecto a otra portadora visual (adyacente) separadas 6 MHz; (ii) 10 dB del nivel de la señal visual de otro canal (no adyacente) en un sistema que tenga como frecuencia límite superior 300 MHz, habiendo un incremento de 1 dB por cada 100 MHz adicionales a la frecuencia límite superior (por ejemplo 11dB para un sistema de 301-400 MHz; 12 dB para un sistema de 401-500 MHz, etc.); y (iii) un nivel máximo tal que la degradación de la señal debido a sobrecargas en el receptor del suscriptor o terminal no ocurra.

El voltaje RMS de la señal de sonido debe mantenerse entre 10 y 17 decibeles bajo el nivel de la señal visual asociada. Este requerimiento debe ser acatado en el terminal del suscriptor y a la salida de los equipos de modulación y procesamiento (generalmente en el headend). Para los terminales de los suscriptores que usan equipos los cuales modulan y remodulan la señal, el voltaje RMS de la señal de sonido debe ser mantenida entre 6.5 y 17 decibeles bajo el nivel de la señal visual asociada.

EN RESUMEN:

En un canal	En un sistema
La portadora de sonido debe estar 10 a 17 dB bajo la portadora visual en un canal. Si un convertidor de banda base es usado en el terminal, la portadora de sonido debe estar 6.5 a 17 dB bajo la portadora visual.	Entre portadoras visuales adyacentes debe existir una diferencia menor a 3 dB. Entre portadoras visuales correspondientes a dos canales cualesquiera la diferencia debe ser menor a 12 dB en un sistema de 500 MHz, y aumentará 1dB por cada 100 MHz sobre los 500 MHz. . Entre portadoras visual y de sonido adyacentes la diferencia será mayor a 10 dB.

La figura 2.14 muestra en forma gráfica los valores a cumplirse por las portadoras.

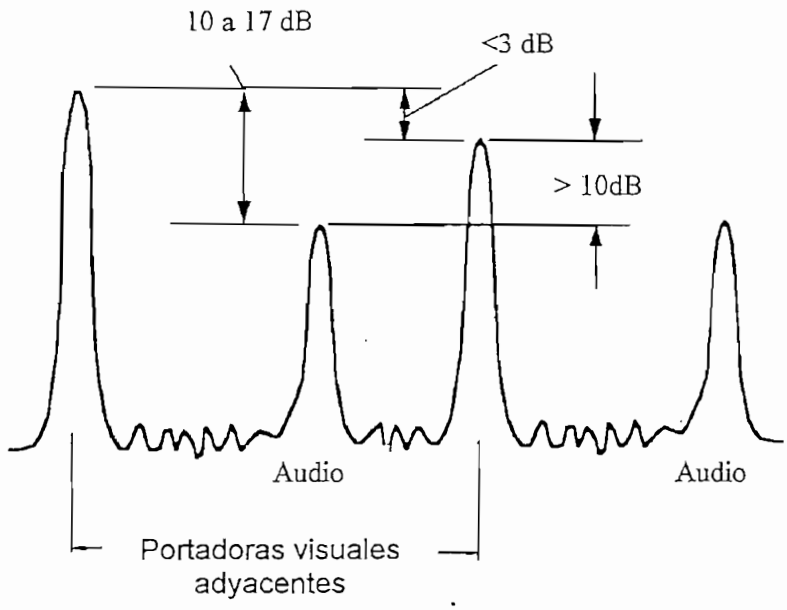


Figura 2.14 Valores entre portadoras.

2.2.4 REGULACION PARA LA RELACIÓN PORTADORA A RUIDO.

La regulación de la FCC a la cual se rige la relación portadora a ruido es 76.605 (a)(7) que explica:

" La relación del nivel de la portadora visual de RF con respecto al ruido del sistema debe ser como sigue: (i) Desde Junio 30 de 1992 a Junio 30 de 1993, no debe ser menos que 36 decibeles. (ii) Desde Junio 30 de 1993 a Junio 30 de 1995, no debe ser menos que 40 decibeles. (iii) Desde Junio 30 de 1995, no debe ser menor que 43 decibeles....."

En resumen la relación C/N para canales analógicos no debe ser menor a 43 decibeles.

2.2.5 REGULACIÓN PARA DISTORSIONES POR INTERMODULACIÓN

La regulación de la FCC 76.605 (a)(8) señala: los niveles de los productos de distorsión de segundo orden CSO y de tercer orden CTB deben estar a más de 51 dB bajo el nivel de la portadora visual para NCTA(National Cable Televisión Association), y más de 47 dB bajo el nivel de la portadora visual para sistemas HRC(canales armónicamente relacionados).

2.2.6 REGULACIÓN PARA MODULACIÓN CRUZADA

La modulación cruzada o CXM se rige a las regulaciones de la FCC, al igual que las distorsiones explicadas anteriormente el nivel de la modulación cruzada deben estar por lo menos 51dB bajo la portadora visual como lo plantea la regulación 76.605 (a) (8).

2.2.7 REGULACIÓN PARA MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM)

La regulación FCC 76.605 (a)(10) indica: la variación pico a pico del nivel de la señal visual causado por disturbios de baja frecuencia (HUM) generado dentro del sistema no debe exceder del tres por ciento (3%) del nivel de la portadora visual.

2.2.8 ESPECIFICACIONES DE INTERFACES DE SERVICIOS DE DATOS POR CABLE (DOCSIS)

Además de las regulaciones de la Comisión Federal de Comunicaciones existen entidades encargadas de especificar estándares que garanticen la interoperatibilidad de equipos y calidad en las redes de cable, Cable Labs aprobó un conjunto de estándares conocido como DOCSIS (Especificaciones de Interfaces de Servicios de Datos por Cable por sus siglas en inglés).

DOCSIS es el resultado de un grupo conocido como Sistema Multimedia de Red de Cable (MCNS por sus siglas en inglés) que comenzó a desarrollar especificaciones para los equipos encargados de la transmisión de datos por la red de cable, es así como en 1998 es aprobado como estándar internacional DOCSIS 1.0, posteriormente surge DOCSIS 1.1, un nuevo conjunto de

especificaciones que incorpora características de calidad de servicio y autenticación imperiosas para manejar servicios que necesiten una entrega de datos en tiempo real y con mayor seguridad.

DOCSIS establece formatos de modulación para la transmisión digital tanto en dowstream (en dirección cabecera - usuario) como en upstream (en dirección usuario - cabecera).

En la transmisión dowstream DOCSIS permite modulación 64-QAM y 256-QAM con un ancho de banda de canal de 6 MHz. La tasa nominal de transferencia de datos máxima (considerada a la transmisión relacionada con la detección y corrección de errores) para 64-QAM debe estar alrededor de 27 Mbps, mientras que para 256-QAM debe ser 38 Mbps. La tasa total de transferencia (representa a la transmisión anterior pero sin tomar en cuenta los errores que se presentan) para 64-QAM debe ser 30.34 Mbps y 42.88Mbps para 256-QAM. Otra medida relacionada con la transmisión de datos es la tasa de transferencia de símbolos, la cual representa el número de símbolos que pueden ser enviados, el valor de dicha tasa será menor a la tasa de datos, ya que un símbolo está formado por más de un bit, para el tipo de modulación 64-QAM que utiliza símbolos de 6 bits ($2^6 = 64$), la tasa de transferencia de símbolos será de 5 Msim/ seg, para el caso de 256-QAM el símbolo está constituido de 8 bits ($2^8 = 256$) lo que representa una transmisión de ~5.3 Msim/seg (42.88 Mbps/ 8 = 5.36 Msim/ seg).

En la tabla 2.2 se muestra las diferentes tasa de transferencia respecto al tipo de modulación.

Tipo de modulación	Ancho de banda del canal	Tasa de transferencia de símbolos	Tasa total de transferencia de datos	Tasa nominal de transferencia de datos
64 QAM	6MHz	5.056941Msim/seg	30.34 Mbps	~27 Mbps
256 QAM	6MHZ	5.360537Msim/seg	42.88 Mbps	~38Mbps

Tabla 2.2 Tasas de transferencia del canal downstream

En la transferencia upstream (desde el usuario a la cabecera) DOCSIS admite dos modulaciones QPSK y 16-QAM y cinco diferentes anchos de banda con sus respectivas tasas de transferencia de símbolos, la tabla 2.3 presenta los anchos de banda con sus respectivos valores de tasas de transferencia de símbolos.

		QPSK		16-QAM	
Ancho de banda del canal MHz	Tasa de transferencia de símbolos ksim/seg	Tasa total de transferencia de datos Mbps	Tasa nominal de transferencia de datos Mbps	Tasa total de transferencia de datos Mbps	Tasa nominal de transferencia de datos Mbps
0.2	160	0.32	~0.3	0.64	~0.6
0.4	320	0.64	~0.6	1.26	~1.2
0.8	640	1.28	~1.2	2.56	~2.3
1.6	1200	2.56	~2.3	5.12	~4.6
3.2	2560	5.12	~4.6	10.24	~9.0

Tabla 2.3 Tasas de transferencia del canal upstream

DOCSIS 1.1 en la referencia " Especificación de Interfase de Radio Frecuencia" SP-RFIv1.1-I09-020830 de fecha Agosto 30 de 2002 expone características importantes de transmisión en el canal de RF de la red de cable en dirección downstream y que se exponen en la tabla 2.4. Estos valores se suponen como la potencia promedio total de una señal digital en un ancho de banda de 6 MHz para niveles de portadora. Para niveles deteriorados, los valores de la tabla 2.4 supone potencia promedio en un ancho de banda en el cual los niveles deteriorados son medidos en una manera estándar para sistemas de cable TV.

Para niveles de señales analógicas, los valores suponen la potencia pico en un ancho de banda de canal de 6 MHz. Todas las condiciones están presentes concurrentemente.

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias	El rango de operación normal para el sistema de cable en el canal downstream está entre 50 MHz y 880 MHz, sin embargo los valores establecidos en esta tabla son para un rango mayor o igual a 88 MHz.
Ancho de banda del canal de RF.	6 MHz.
Retraso del tránsito entre la cabecera y el usuario más alejado.	Menor o igual a 0.80 ms (típicamente mucho menos).
Relación portadora a ruido para un ancho de banda de 6MHz.	No menos a 35 dB. (ver nota 2,3)
Relación portadora a distorsión compuesta de tercer orden.	No menos a 41 dB. (ver nota 2,3)
Relación portadora a distorsión compuesta de segundo orden.	No menos a 41 dB. (ver nota 2,3)
Relación portadora a modulación cruzada	No menos a 41 dB. (ver nota 2,3)
Portadora a alguna distorsión discreta	No menos a 41 dB. (ver nota 2,3)
Portadora a HUM	No mayor a 5% (ver nota 2)
Nivel máximo de portadora de video analógico a la entrada del cable modem	17 dBmV

1. Transmisión desde la cabecera hasta la entrada del cable modem del usuario
2. Métodos de medición dadas por la NCTA. (en el capítulo 3 se explica).
3. Medida relativa a una señal QAM que es equivalente o igual a un nivel de video nominal en la planta.

Tabla 2.4 Características de transmisión en un canal de RF en dirección downstream (ver 1)

Las características de transmisión en dirección upstream se enuncian en la tabla 2.5

El nivel de potencia nominal de las señales downstream en el cable modem del usuario debe estar en el rango –12 dBc a –6 dBc relativo al nivel de portadora de

video analógico y normalmente no excederá del nivel de la portadora de video analógico.

Parámetro	Valor
Rango de frecuencias	5 MHz a 42 MHz (extremo a extremo)
Retraso del tránsito entre el cable modem más alejado y el cable modem o CMTS (sistema de terminación cable modem) más cercano.	Menor o igual a 0.8 ms (típicamente mucho menor)
Relación portadora a interferencia más ingreso (suma de ruido, distorsión de vía común y modulación cruzada)	No menos que 25 dB
Portadora modulación HUM	No mayor a 7%

Tabla 2.5 Características de transmisión en un canal de RF en dirección upstream

2.3 PÉRDIDAS EN EL ENLACE DE FIBRA ÓPTICA

Existen dos tipos de pérdidas importantes:

- Pérdidas de inserción ópticas
- Pérdidas de retorno ópticas.

2.3.1 PÉRDIDAS DE INSERCIÓN ÓPTICAS

Las pérdidas de inserción representan la atenuación penetrada en un punto del enlace de fibra óptica por eventos ocasionados en la fibra. Los eventos que se presentan más frecuentemente en un enlace de fibra óptica son: malas interconexiones de conectores ópticos y acopladores en el enlace de fibra, empalmes de fusión para concatenar los diversos tramos del enlace en estados defectuosos.

Las pérdidas de inserción están referidas a una longitud de onda determinada y se calculan como la diferencia que existe entre la potencia óptica insertada en un punto y la potencia óptica saliente de ese punto, las potencias tanto incidente como saliente están expresadas en dBm para obtener las pérdidas en dB.

$$Pérdidas\ \ de\ \ Inserción(dB) = P_i(dBm) - P_s(dBm) \qquad (2.7)$$

donde:

P_i potencia óptica insertada en un punto.

P_s potencia óptica saliente de ese punto.

Las pérdidas de inserción afectan tanto las fibras monomodo como a las multimodo.

2.3.2 PÉRDIDAS DE RETORNO ÓPTICAS.

Las pérdidas de retorno ópticas en un punto del enlace de fibra óptica son producidas por eventos similares a las que producen las pérdidas de inserción explicadas anteriormente.

Las pérdidas de retorno son la diferencia de la potencia óptica incidente y la potencia reflejada en un punto del enlace (nótese que en el caso de pérdidas de inserción se utiliza la potencia saliente en vez de la reflejada).

$$Pérdidas\ \ de\ \ \mathrm{Re}torno(dB) = P_i(dBm) - P_r(dBm) \qquad (2.8)$$

donde:

P_i potencia óptica insertada en un punto.

P_r potencia óptica reflejada de ese punto.

La potencia reflejada es siempre una fracción de la potencia insertada. Este tipo de pérdidas son importantes para las fibras monomodo, no así para las fibras multimodo en las que son despreciables.

2.4 RUIDO EN LAS FUENTES DE LUZ.

Existen tres tipos de ruido que se producen en las fuentes de luz, estos son:

- Ruido de partición de modos.
- Ruido de intensidad relativa.
- Ruido Hopping.

2.4.1 RUIDO DE PARTICIÓN DE MODOS

El haz lumínico creado por la fuente de luz se presenta como una onda centrada en una longitud de onda λ_0 y una anchura espectral que se define como la distancia entre las abcisas correspondientes a la ordenada de la mitad de la potencia lumínica con respecto a la potencia lumínica máxima, esto es posible observar en la figura 2.15 y depende del tipo de fuente de luz, en el caso de la red HFC se utiliza fuente láser.

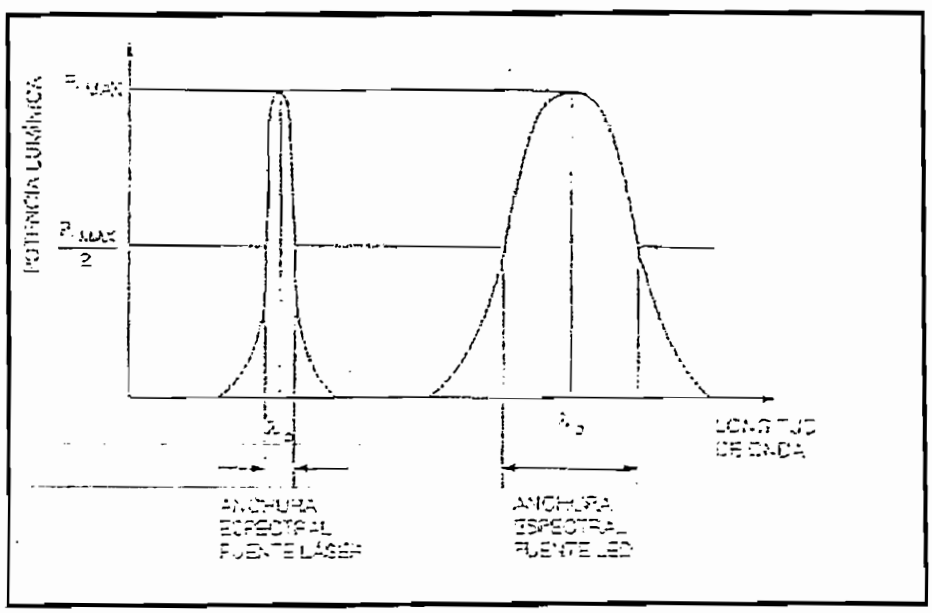


Figura 2.15 Representación gráfica de la anchura espectral de un haz

La anchura espectral del haz lumínico representa la fluctuación de la longitud de onda del haz lumínico generado por la fuente de luz, es decir no es constante la

frecuencia de emisión del haz lumínico, esto significa que la fuente de luz emite el haz lumínico en un intervalo de longitudes de onda centradas en la longitud de onda de modo fundamental.

La aportación particular de cada una de las longitudes de onda que conforman la anchura espectral a la potencia lumínica total varía en función del tiempo y por ende las longitudes de onda inician su propagación por la fibra óptica en instantes diferentes propagándose a velocidades distintas.

Las variaciones citadas anteriormente hacen que aparezca ruido en la entrada del receptor, denominado ruido de partición de modos.

Este tipo de ruido está presente en fibras monomodo y multimodo, para lograr una disminución del ruido es necesario utilizar láser como fuente de luz, cuyos valores característicos de anchura espectral son de 6nm diferentes a los valores característicos de fuente de led que se encuentra en 20nm.

2.4.2 RUIDO DE INTENSIDAD RELATIVA

El ruido de intensidad relativa RIN, es una característica inherente del láser, resultado de la inestabilidad dentro de la cavidad del láser, la intensidad del RIN es atenuada en la fibra óptica en la misma proporción que la señal, de esta manera la relación C/N ocasionada por el RIN es independiente de la longitud de la fibra.

Para pequeños enlaces, el RIN es el principal tipo de ruido; al incrementar la longitud de la fibra la contribución de otros ruidos se tornan más significativos.

2.4.3 RUIDO HOPPING.

Las variaciones que se producen en la longitud de onda de emisiones con respecto a la longitud de onda del modo fundamental de transmisión, en el proceso de modulación de la señal, ocasionan falta de estabilidad de la fuente de

luz y falta de linealidad de los láser o diodos led originando el fenómeno conocido como efecto hopping.

El ruido hopping es el aumento en el nivel de ruido presente en el receptor y se debe al efecto hopping

2.5 PARÁMETROS FUNDAMENTALES DE TRANSMISIÓN EN FIBRA ÓPTICA.

Es necesario analizar los parámetros de transmisión sobre fibra óptica para poder entender fenómenos que inciden en la calidad de la red.

Los parámetros fundamentales de transmisión en la fibra óptica son los siguientes:

- Atenuación.
- Ancho de Banda.
- Dispersión

2.5.1 ATENUACIÓN.

La pérdida o disminución de la potencia lumínica a lo largo de la fibra se define como atenuación, la que conduce a la disminución de la amplitud de la señal.

Los factores causantes de la atenuación en la fibra óptica son:

Dispersión de Rayleigh

Se produce cuando un haz lumínico, al propagarse dentro de la fibra óptica encuentra impurezas o atraviesa zonas con defectos en la homogeneidad del material del núcleo, ocasionando un cambio en la trayectoria de una parte mínima de potencia del haz lumínico, dicha trayectoria puede ser contraria a la

de propagación, es decir retrocederá hacia el transmisor óptico tomando el nombre de luz retrodispersa o luz dispersa de retroceso, otra parte se puede escapar por la cubierta de la fibra. En la figura 2.16 se presenta la variación de estas pérdidas ocasionadas por este tipo de dispersión, en función de la longitud de onda.

Las impurezas son causadas durante el proceso de fabricación de la fibra óptica, la tensión aplicada al vidrio en estado plástico(ni líquido y ni sólido) causa que el vidrio se enfríe y desarrolle irregularidades submicroscópicas de manera permanente en la fibra.

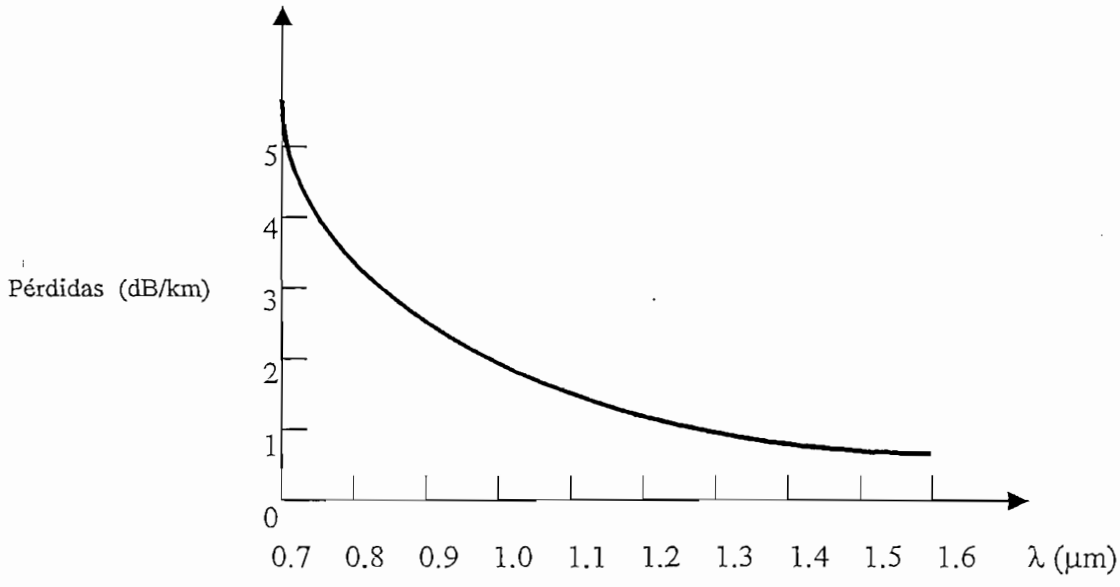


Figura 2.16 Pérdidas de dispersión de Rayleigh en función de la longitud de onda

Absorción de la luz

Las imperfecciones existentes en la fibra absorben la luz y la convierten en calor. Los electrones de valencia en el dióxido de silicio utilizado en la fabricación del núcleo absorben una fracción de la potencia lumínica que atraviesa la fibra óptica, esto se debe a que la luz ioniza a los átomos, que generan a los

electrones en conducción lo que equivale a la pérdida total del campo de luz, este tipo de absorción se realiza en la banda del espectro ultravioleta

Otro factor es la absorción de fotones por los átomos de moléculas en el núcleo, que provocan vibraciones de los fotones y posteriormente calentamiento, se observa absorción en la banda infrarroja del espectro.

Además existe absorción debido a los iones oxhidrilo (OH^-), la fuente de estos iones son las moléculas de agua, hierro, cromo y cobre que han sido atrapadas en el vidrio durante el proceso de fabricación de la fibra óptica, se produce en zonas del espectro en donde existen máximos relativos de atenuación denominadas zonas de absorción de iones oxhidrilo con longitudes de onda centrales de 950 nm, 1,230nm y 1,450 nm.

La variación de la atenuación se obtiene de la suma de los factores enunciados (absorción en el ultravioleta, absorción en el infrarrojo, dispersión de Rayleigh y absorción de los iones OH), en la figura 2.17 se representa con línea continua (N° 5) la curva de la atenuación espectral, en función de la longitud de onda y es la suma de los términos enunciados antes. La traza discontinua numerada con N° 1 es debido a la absorción en el ultravioleta, N° 2 representa la absorción en el infrarrojo, N°3 dispersión de Rayleigh y por último N°4 representa la absorción de iones OH-.

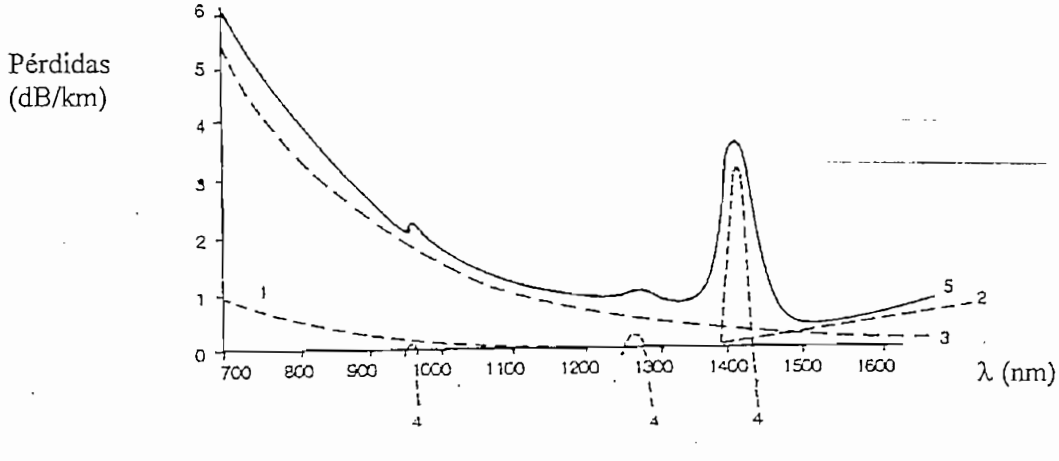


Figura 2.17 Pérdidas por absorción en la fibra óptica

Las técnicas de fabricación de fibras permiten alcanzar atenuaciones de 0.2 dB/km en 1550 nm y 0.35 dB/km a 1300 nm, que son las longitudes de onda empleadas en telecomunicaciones.

Atenuación del enlace de fibra óptica

En un enlace de fibra óptica la atenuación total está formada por la suma de las atenuaciones de todos los componentes del mismo.

Las atenuaciones a considerarse son:

- Atenuación producida en el conductor de fibra óptica
- Atenuación producida en los empalmes de fusión.
- Atenuación producida en los conectores ópticos.

2.5.2 ANCHO DE BANDA

El ancho de banda de transmisión en fibras ópticas es el espectro de frecuencias que puede ser transmitido hasta 1 Km de distancia con una atenuación igual o inferior de 3 dB de la mejor frecuencia de la señal, es decir la potencia de salida de la frecuencia más alta es igual a la mitad de su potencia de entrada.

Para cables ópticos de longitudes de tendido mayores a 1Km el ancho de banda no permanece constante, disminuye mientras aumenta la longitud en forma proporcional.

El ancho de banda se expresa como el producto de ancho de banda por unidad de longitud MHz x km.

Cálculo de ancho de banda

El cálculo teórico del ancho de banda mediante la siguiente fórmula permite obtener un valor razonable del mismo:

$$AB(l) = AB(f) * l^{-\gamma} \qquad (2.9)$$

donde:

$AB(f)$	ancho de banda de un cable de fibra óptica para una distancia de 1 km se expresa en MHz x km.
$AB(l)$	ancho de banda para una distancia l , se expresa en MHz x km.
l	distancia del trayecto de la fibra óptica mayor de 1Km.
γ	exponente longitudinal, factor que varía con la longitud del cable, su valor se encuentra entre 0.7 y 0.9, teniendo como valor habitual 0.75

El factor que interviene en forma directa con el ancho de banda es la dispersión, que provoca ensanchamiento del haz lumínico.

2.5.3 DISPERSIÓN.

Es uno de los factores importantes que limitan el ancho de banda de la fibra óptica.

En forma general se dice que la dispersión son todos los efectos que ocasionan diferencias de tiempo de propagación y por ende limitan el ancho de banda utilizado en la transmisión.

Existen tres clases de dispersión que se explicará en esta sección, éstas son :

- Dispersión en el material.
- Dispersión en la guía de onda.
- Dispersión Modal.

Dispersión en el material.

Se produce por variación del índice de refracción del núcleo de la fibra óptica, lo que origina a la vez variación de la velocidad de propagación del haz lumínico.

El índice de refracción teórico de un medio es la relación entre la velocidad de la luz en el vacío y la velocidad de la luz en el medio.

$$N = \frac{c}{v} \qquad (2.10)$$

donde:

N índice de refracción

c velocidad de la luz en el vacío.

v velocidad de propagación en el medio.

Además la velocidad de propagación de la onda es el producto de la frecuencia de oscilación por longitud de onda, esto quiere decir que la velocidad variará para las diferentes longitudes de onda.

Al tener velocidad de propagación no constante se crea retardos en la propagación (ensanchamiento) de los pulsos lumínicos que conforman el haz, por lo tanto la energía óptica de diferentes longitudes de onda, lanzada simultáneamente a la fibra aparece temporalmente dispersa a la salida de la misma.

En las cercanías de la longitud de onda 1,3 μm la dispersión del material alcanza un valor cero, lo que es ventajoso para diseñar sistemas que trabajen a dicha longitud de onda, conocido como dispersión cero del material

En fibras monomodo la dispersión en el material es importante, porque utiliza un único modo para propagar la energía y se compone de un espectro considerable.

Dispersión en la guía de onda.

La falta de uniformidad en las reflexiones del haz lumínico producidas en la zona fronteriza entre el núcleo y el revestimiento de la fibra óptica, es la causa para la dispersión en la guía de onda.

La dispersión en la guía de onda interfiere con la velocidad de propagación de los modos que conforman el haz lumínico, en el caso de la fibra monomodo afecta al modo fundamental. También influye en la limitación en el ancho de banda.

Dispersión total en las fibras ópticas monomodo

El parámetro que contribuye a determinar la dispersión total de las fibras es la dispersión cromática.

La dispersión cromática es la suma de la dispersión en el material y la dispersión en la guía de onda.
Este tipo de dispersión depende de la longitud de onda utilizada y es el factor fundamental que determina el ancho de banda de las fibras monomodo.

CAPITULO 3

PRUEBAS DE CALIDAD SOBRE UN SISTEMA BIDIRECCIONAL

Las pruebas a desarrollarse en el presente capítulo se han dividido en dos grandes grupos, el primero consiste en mediciones que se realizan en canales analógicos de la red HFC, mientras el segundo analiza las mediciones que se deben realizar en canales digitales.

3.1 PRUEBAS EN EL CANAL ANALÓGICO

Las mediciones de los parámetros que se encargan del control de la señal analógica y su calidad se realizan utilizando un analizador de espectros.

El analizador de espectro en pocas palabras es simplemente un receptor, el cual muestra la amplitud de la señal sobre la frecuencia. El analizador de espectro es calibrado específicamente para mostrar señales de ondas alternas con amplitudes constantes (portadoras), las cuales no contienen información por si mismas, pero pueden llevar una gran cantidad de información en su modulación, sirve para visualizar señales analógicas y digitales. Posee entradas y salidas, un tubo de rayos catódicos y botones para acceder a sus funciones. Las funciones son agrupadas por conveniencia y depende del tipo de analizador.

Los modernos analizadores de espectro poseen un microprocesador que permite al instrumento ofrecer nuevas funciones que van mucho más allá que un simple control, es decir está programado para realizar mediciones en *una forma rápida* y exacta.

3.1.1 MEDICIÓN DEL NIVEL DE SEÑAL

Los canales analógicos de la red de cable bidireccional son usados para el envío de señales de televisión.

Básicamente un canal de televisión posee un ancho de banda de 6MHz, en el cual se traslada señales portadoras de radiofrecuencia RF de imagen y sonido.

La portadora visual o de video se encarga de llevar información de la imagen y utiliza modulación de amplitud AM. La portadora de sonido emplea modulación de frecuencia FM. Además de las dos portadoras existe una subportadora de color que lleva información de la crominancia.

En la figura 3.1 se ilustra la ubicación de las portadoras dentro del espectro del canal analógico.

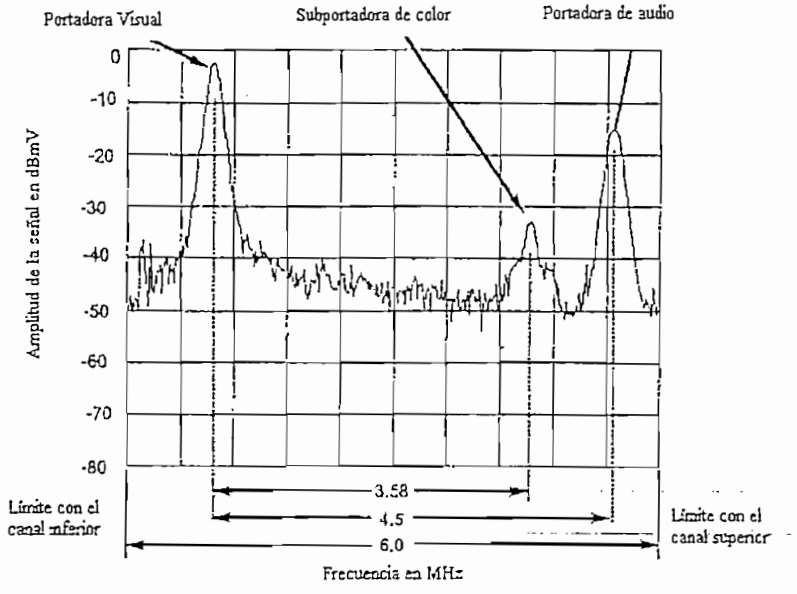


Figura 3.1 Representación de un canal de televisión y sus portadoras en el dominio de la frecuencia

La mayor cantidad de potencia se encuentra en la portadora visual y es la que se toma de referencia para realizar las mediciones de nivel de señal.

La medición del nivel de señal se realiza en el terminal del suscriptor y es para ese punto que la regulación de la FCC (capitulo 2) determina el valor adecuado.

Para medir el nivel de la señal se sigue el siguiente procedimiento:

PROCEDIMIENTO 1 :

1. Colocar los siguientes valores en el analizador de espectro:
   Span (espaciamiento) entre 6 y 20MHz.
   Ancho de banda de resolución RBW 200 o 300 kHz.
   Ancho de video VBW 300 kHz a 3 MHz
2. Sintonizar el analizador a la portadora a ser medida.
3. Comprobar si el analizador esta sobrecargado. Para la comprobación colocar un atenuador de 10 dB en la entrada del analizador. Si la amplitud de la señal percibe cambios, significa que el analizador está sobrecargado, en tal caso se debe poner tantos atenuadores de 10 dB hasta que la señal no cambie.
4. Usar las propiedades de máximo HOLD y un SWEEP barrido lento con el fin de visualizar la señal de mejor manera .
5. Colocar el pico de la portadora visual al nivel de referencia del analizador (al límite superior de la cuadrícula de la pantalla del analizador).
6. Tomar lectura del nivel de referencia en dBmV, dicho valor constituye el nivel de la señal analizada.

EJEMPLO 1:

Se sintoniza la frecuencia central del analizador a la del canal deseado. Se ajusta el span a 6MHz, el ancho de banda de resolución RBW a 300 kHz y el ancho de banda de video VBW a 1MHz .

Se coloca un atenuador de 10 dB y no se observa cambio alguno en la señal, por tanto se trabaja sin atenuador externo.

Utilizando los controles de amplitud se lleva la señal al límite superior de la cuadrícula, el valor obtenido del nivel de referencia del analizador es 0 dBmV como se muestra en la figura 3.2.

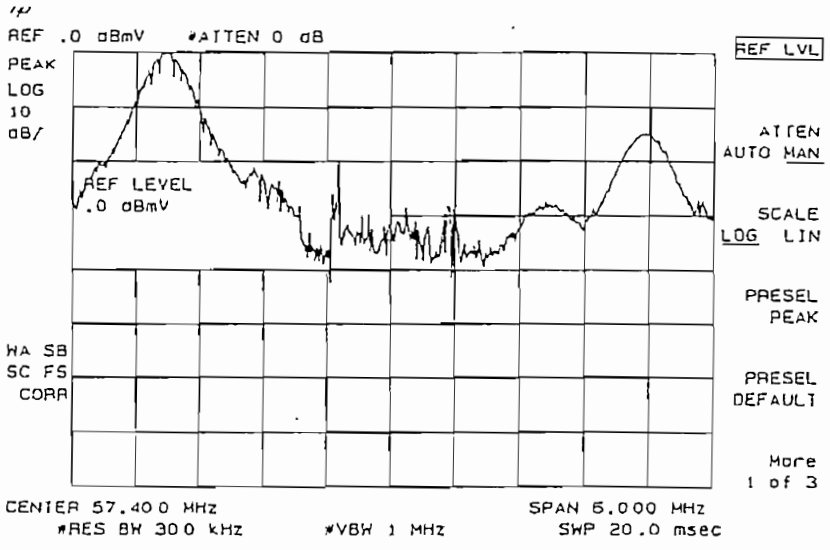


Figura 3.2 Medición del nivel de la portadora visual

EXACTITUD DE LA MEDICIÓN.

Los diferentes analizadores poseen su hoja de especificaciones cuya información ayuda a saber la exactitud en las mediciones que se realizan con el dispositivo.

Para el caso de la medición del nivel de señal utilizando el nivel de referencia del analizador , se debe acudir a las hojas de especificaciones y en la parte de nivel de referencia consultar sobre EXACTITUD. La hoja de datos de un analizador típico se encuentra en el Apéndice C.

Para el ejemplo anterior se tiene:

La hoja de datos especifica que la precisión al utilizar el nivel de referencia es ±(0.3 dB +0.01 x nivel de referencia + 29dBmV), reemplazando se tiene ±(0.3 dB

+0.01 x (0 + 29dBmV))= 0.59 dB; lo que significa que el nivel de la portadora debe ser 0 dBmV ± 0.59 dB o un valor entre –0.59 dBmV y 0.59 dBmV.

La Regulación FCC subparte K, sección 76.605 (a)(3) indica :
El nivel de la señal visual en el terminal del suscriptor, cuya impedancia es igual a la impedancia interna del cable del sistema, no debe ser menor que 1 milivoltio (0dBmV) con impedancia interna de 75 Ω. Para el ejemplo mencionado la regulación se cumple a cabalidad.

El procedimiento descrito anteriormente no es el único que se puede utilizar para la medición del nivel de señal, pero sí es el más exacto, a continuación se explica otro método utilizando propiedades del analizador como son los marcadores.

PROCEDIMIENTO 2:

1. Colocar los siguientes valores en el analizador de espectro:
   Span entre 6 y 20MHz.
   Ancho de banda de resolución RBW 200 o 300 kHz.
   Ancho de video VBW 300 kHz a 3MHz
2. Sintonizar el analizador a la portadora a ser medida.
3. Comprobar si el analizador esta sobrecargado con el método descrito en el procedimiento 1.
4. Usar las propiedades de máximo HOLD y un SWEEP lento con el fin de visualizar a la señal de mejor manera .
5. Utilizar el marcador del analizador de espectro y colocarlo sobre el pico de la portadora visual de la señal en la posición donde se encuentre la misma.
6. El analizador mostrará en pantalla el valor del marcador y el nivel de referencia.
7. Proceder a utilizar la hoja de especificaciones para saber la exactitud en la medición.

EJEMPLO 2 :

En la figura 3.3 se visualiza el marcador ubicado en el pico de la portadora visual y su valor correspondiente.

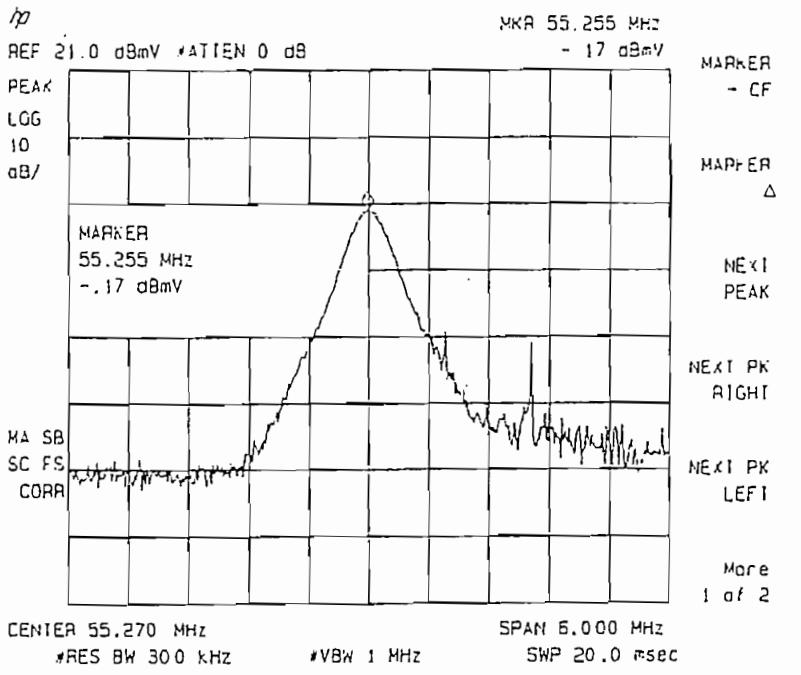


Figura 3.3 Medición del nivel de señal con un marcador del analizador.

Para determinar la exactitud en la medición se toma datos del nivel de referencia y de la fidelidad de la escala de la pantalla (display scale fidelity) localizados en la hoja de datos del analizador.

La exactitud del nivel de referencia al igual que en el ejemplo 1 es ± (0.3 dB +0.01 x nivel de referencia + 29dBmV), reemplazando se tiene ± (0.3 dB +0.01 x (-0.17+ 29dBmV))= 0.588 = 0.59 dB.

Para calcular la exactitud de la fidelidad de la escala de la pantalla es necesario conocer la diferencia entre el nivel de referencia (valor ubicado en la parte superior izquierda de la pantalla RF 21.0 dBmV) y la amplitud de la portadora (valor del marcador –0.17 dBmV).
La diferencia es 21dBmV – (-0.17dBmV) ≈ 21 dB.

Con el valor de la diferencia entre el nivel de referencia y la amplitud de la portadora es posible conocer la precisión incremental logarítmica (parámetro requerido y especificado en la hoja de datos) viene dado como :
± (0.2dB/2dB) x diferencia entre el nivel de referencia y la amplitud de la portadora; esta ecuación se cumple cuando la diferencia se encuentra entre 0 y 70 dB.

Para el caso del presente ejemplo esta condición si se cumple por tanto:
± (0.2dB/2dB) x 21 dB = ± 2.1dB, con este valor se obtiene finalmente la exactitud de la fidelidad de escala de la pantalla, para este caso es ± 0.75 dB (valor especificado en la hoja de datos).

El total de la incertidumbre es la suma de la exactitud del nivel de referencia y la exactitud de la fidelidad de la escala de la pantalla ± (0.59 + 0.75) = ± 1.34 dB, esto significa que el nivel de la portadora es –0.17 dBmV ± 1.34 dB o un valor entre –1.51 dBmV y 1.17 dBmV.

Como se puede apreciar para saber la precisión del procedimiento 1 fue necesario utilizar datos de la exactitud del nivel de referencia del analizador, no así en el procedimiento 2 para el cual además de la exactitud del nivel de referencia fue necesario utilizar la exactitud que tiene la fidelidad de la escala de la pantalla. El valor del nivel de la señal obtenido si cumple los requerimientos de la regulación de la FCC.

3.1.2 MEDICIÓN DE LAS PORTADORAS VISUAL Y DE AUDIO ADYACENTES

En el capítulo 2 se especifica la regulación FCC 76.605(a)(4) y (5) para portadoras visual y de audio adyacentes, en la cual se señala valores a cumplirse en el terminal del suscriptor donde se realiza la siguiente prueba.

Para medir las amplitudes relativas de la portadora visual y la portadora de audio en un canal se sigue el siguiente procedimiento:

PROCEDIMIENTO 3 :

Comparación de las amplitudes relativas de la portadora visual y la portadorà de audio en un canal.

1. Colocar el canal a ser analizado en la pantalla del analizador usando una frecuencia de SPAN de 6 MHz.
2. Para una medición exacta de la portadora visual poner el ancho de banda de resolución y de video en 300 kHz.
3. Ubicar un marcador en el pico de la portadora visual y un segundo marcador en la portadora de audio.
4. El analizador mostrará en su pantalla la diferencia existente entre los dos marcadores.
5. Calcular la exactitud de la medición y comparar el valor obtenido con los datos que debe cumplir ,según la FCC.

EJEMPLO 3:

En la figura 3.4 se visualiza las portadoras visual y de audio de un canal, en cuyos picos se encuentran los marcadores, además en la pantalla se observa el valor de la diferencia entre el par de marcadores –14.88 dB, el signo negativo solamente indica que el segundo marcador está ubicado por debajo del nivel del primer marcador, por lo cual no se lo toma en cuenta.

Se debe recalcar que las mediciones relativas se expresan en dB.

EXACTITUD

La exactitud de esta medición se obtiene mediante la exactitud de la fidelidad de escala de la pantalla para la amplitud de cada portadora y el nivel de referencia.

Para calcular la exactitud de la fidelidad de la escala de la pantalla, se procede a tomar en cuenta el valor de la portadora de audio que se encuentra más lejos del nivel de referencia, con esto se evita realizar un doble procedimiento y al final

deberá tomar en cuenta multiplicando por dos el valor de la exactitud de la fidelidad de escala de la pantalla, se procede a realizar la diferencia entre el nivel de referencia (3 dBmV ubicado en la parte superior izquierda de la pantalla) y el valor de la amplitud de la portadora (-11.2 dB).

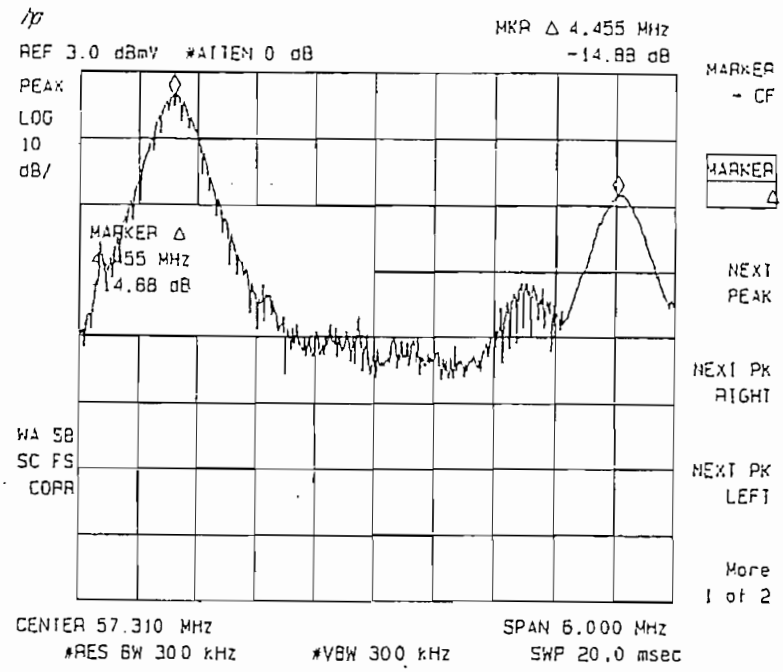


Figura 3.4 Comparación de las portadoras de audio y video de un canal

La diferencia es 3dBmV - (-11.2 dBmV) = 14.2 dB.

La exactitud incremental logarítmica es :

± (0.2dB/2dB) x diferencia entre nivel de referencia y amplitud de la portadora; para valores de diferencia entre 0 y 70 dB.

Como la diferencia es 14.2 dB (está comprendido entre 0 y 70 dB), la precisión incremental logarítmica es ± (0.2dB/2dB) x 14.2 dB ≈ ± 1.42dB, por tanto la exactitud de la fidelidad de escala de la pantalla, para este caso es ± 0.75 dB (valor especificado en la hoja de datos).

La diferencia entre las portadoras es 14.9 dB ± (2x 0.75) dB = 14.9 ±1.5 dB o sea valores entre 13.4 y 16.4 dB.

La regulación FCC 76.605(a)(4) y (5) establece que la portadora de sonido debe estar 10 a 17 dB por debajo del nivel de la portadora visual en un canal. El rango obtenido de 13.4 a 16.4 dB que se encuentra la portadora de audio con respecto a la portadora visual en este ejemplo, cumple la regla.

3.1.3 MEDICIÓN DE LA FRECUENCIA

Mediante esta medición se trata de verificar si la portadora de audio se encuentra separada correctamente 4.5 MHz ± 5 kHz de la portadora visual en un canal como lo especifica la FCC en la regulación 76.605 (2).

Para realizar esta medición se sigue el siguiente procedimiento:

PROCEDIMIENTO 4:

1. Sintonizar el canal a ser medido en el analizador de espectro.
2. Ubicar la frecuencia de SPAN en 6 MHz , el ancho de banda de resolución RBW a 300 kHz y ancho de video VBW a 300 kHz.
3. Colocar un marcador en el pico de la portadora visual y activar el contador del marcador.
4. Mover un segundo marcador a la portadora de audio.
5. En la pantalla se visualizará el valor correspondiente a la diferencia entre las frecuencia de las portadoras visual y de audio.
6. La exactitud de la medición es ± 600 Hz (ver ejemplo 4 para mejor entendimiento).

EJEMPLO 4:

En la figura 3.5 se observa un canal con un espaciamiento SPAN de 6 MHz, ancho de banda de resolución RBW y ancho de banda de video VBW de 300 kHz. Además se visualiza la portadora visual y de audio con marcadores en sus respectivos picos.

El valor de la medida señala es 4.5003 MHz, como la diferencia entre los dos marcadores.

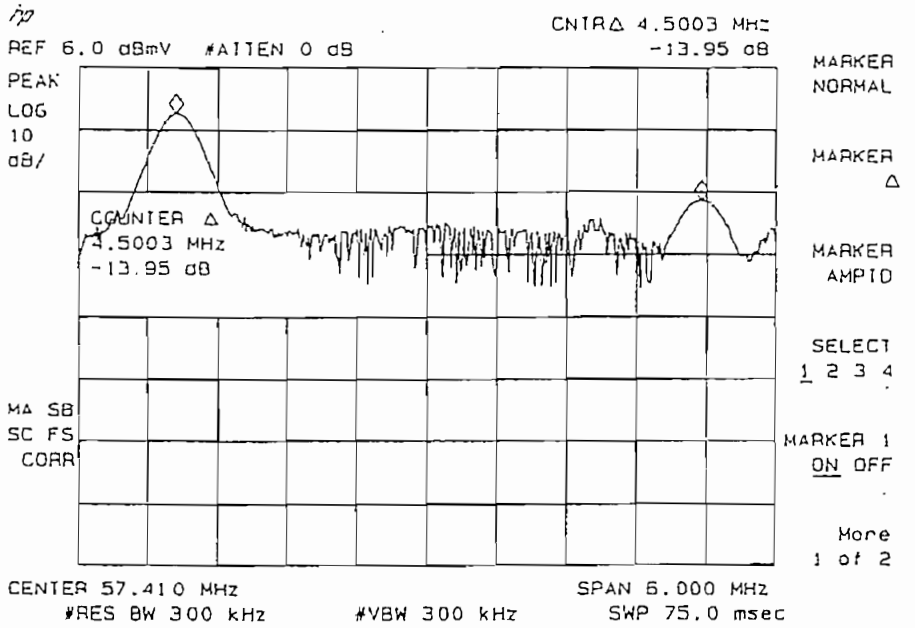


Figura 3.5 Medición de la diferencia entre las frecuencias de portadora visual y de audio

EXACTITUD

La exactitud de esta medición relativa marcador- contador es la suma de cada precisión absoluta del marcador.

A continuación se presenta las especificaciones de frecuencia de un analizador de espectros típico necesarias para calcular la exactitud de la medición

Error en la frecuencia de referencia.

Envejecimiento : $\pm$ 1x 10^{-7}/ año

Estabilidad: $\pm$ 2.2 x 10^{-8}

Estabilidad de temperatura: $\pm$ 1x 10^{-8}

Exactitud del marcador.

Para valores de frecuencias de SPAN $\leq$ 10 MHz; la exactitud del marcador se calcula con la siguiente expresión: ± (frecuencia del marcador x error de la frecuencia de referencia + resolución del contador + 100 Hz).

Para valores de frecuencias de SPAN >10 MHz; la exactitud del marcador se calcula con la siguiente expresión: ± (frecuencia del marcador x error de la frecuencia de referencia + resolución del contador + 1kHz) donde la resolución del contador va desde 10Hz a 100kHz.

Para evaluar la exactitud de un marcador con un SPAN de 6 MHz < 10 MHz que es el utilizado para esta medición, se tiene: ± (frecuencia del marcador x error de la frecuencia de referencia + resolución del contador + 100 Hz). El error de la frecuencia de referencia es $1x\ 10^{-7}$/ año y la resolución del contador es de 100 Hz por tanto para valores de frecuencia dentro del rango de trabajo del sistema HFC se tendrá un máximo de ± 300 Hz.

Para una demostración se puede tomar un canal ubicado en frecuencias altas, por ejemplo el canal 44. Al ubicar el marcador con el contador encendido se tiene que la frecuencia de la portadora visual es 343.2621MHz como se puede apreciar en la figura 3.6

Evaluando la exactitud se tiene: ± (343.2621 MHz x $1x\ 10^{-7}$/ año + 100Hz + 100 Hz) = ± 234.326 Hz.

En el caso del ejemplo 4 se dijo que la exactitud relativa es la suma de la exactitud absoluta de cada marcador. Asumiendo para este ejemplo y para cualquier canal del sistema un valor estandar de ± 300Hz por marcador se tiene como total ± 600 Hz como incertidumbre .

El valor de separación entre las dos portadoras del ejemplo 4 es 4.5003MHz ± 600 Hz, valor que cumplen con lo exigido por la FCC.

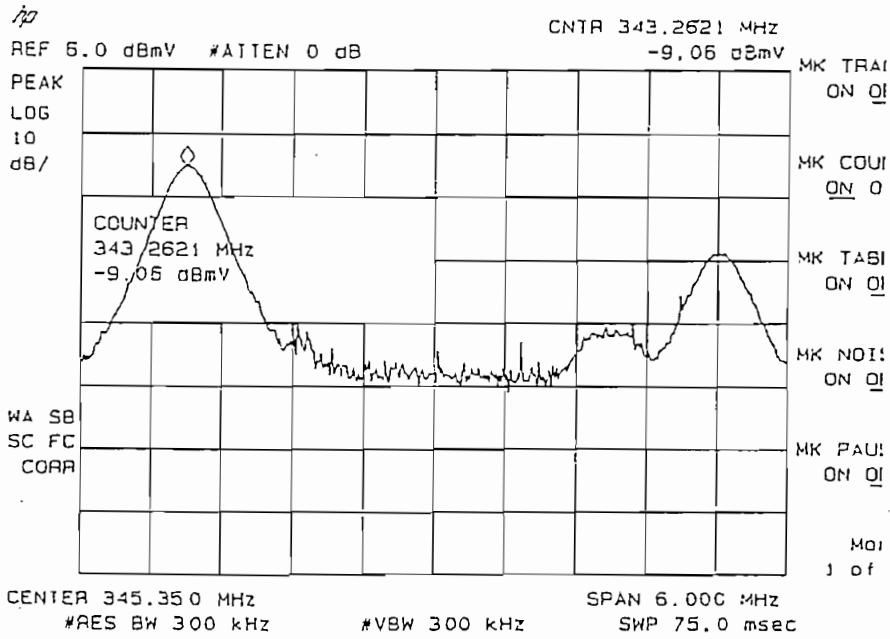


Figura 3.6 Frecuencia de la portadora visual utilizando un marcador

3.1.4 MEDICIÓN DE LA RELACIÓN PORTADORA A RUIDO.

Medición de la portadora

La relación portadora a ruido es una comparación del nivel de la portadora y el nivel del ruido que posee el sistema. Para medir el nivel de la portadora se utiliza los procedimientos 1 o 2 pertenecientes a la sección 3.1.1 de este capítulo.

Se debe recordar también que la medición del nivel de la portadora se lo realiza con su modulación encendida, contrario a la medición del ruido que requiere la desactivación de la modulación.

Medición del ruido

Antes de explicar como el analizador de espectros mide el ruido es necesario conocer la naturaleza del ruido como señal.

El ruido es una señal con características de potencia y frecuencia, como cualquier otra señal, puede ser amplificado, transmitido y medido.

Teóricamente el ruido está prersente en un espectro infinito de frecuencias, en algún punto en el dominio del tiempo o la frecuencia, el ruido aparece como un rango continuo de amplitudes con un valor único, esto se puede apreciar en la figura 3.7.

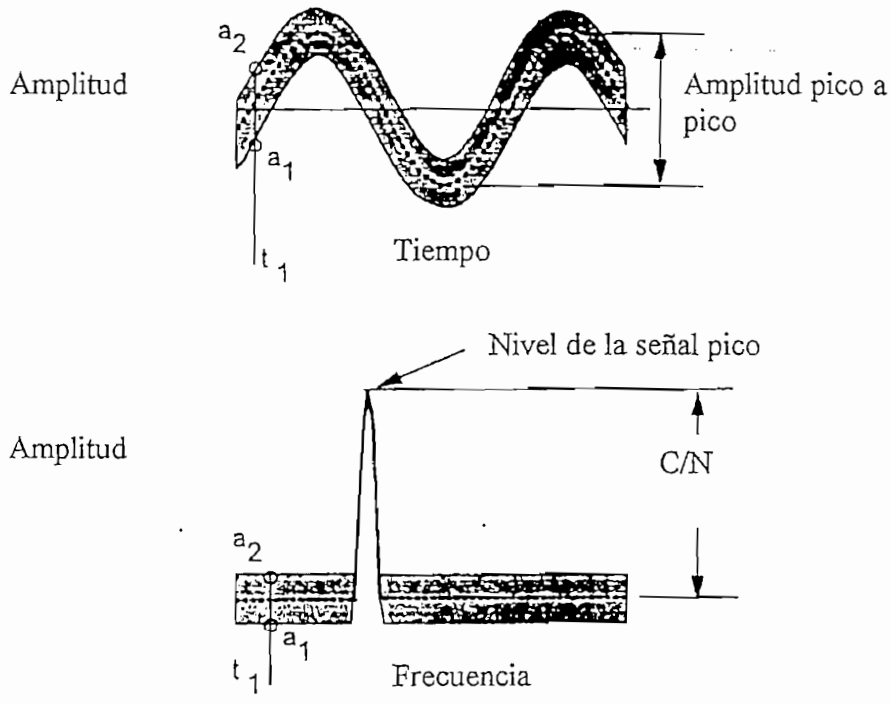


Figura 3.7 Señal de ruido en el dominio del tiempo y la frecuencia

Una señal útil y el ruido son demostrados en el dominio del tiempo y la frecuencia. En una señal sinusoidal en el dominio del tiempo su forma de onda es engrosada por la variación de la amplitud del ruido, la línea entrecortada representa el promedio de la señal útil más la del ruido, que es el promedio de la onda seno.

En t1 la amplitud de la señal puede ser desde a1 hasta a2 En el caso del dominio de la frecuencia de la misma señal de RF, se representa una señal

continua cuya amplitud representa la potencia de la señal rms, la línea entrecortada es el promedio del ruido como en la primera parte de la figura. En la frecuencia f1 la amplitud de la señal puede estar en cualquier parte entre a1 y a2.

La potencia de la señal de ruido es cuantificada como una amplitud promedio sobre un rango de frecuencias específico. El rango de frecuencias es llamado ancho de banda equivalente del ruido IF. El nivel de potencia es llamado densidad de potencia del ruido y está especificado como dBmV por el ancho de banda equivalente del ruido IF en Hz. Las pruebas de C/N requieren que el ancho de banda equivalente del ruido IF sean referidas a 4MHz para medir la potencia de ruido, esto se debe a que el receptor de television tiene un ancho de banda aproximado a 4,2 MHz. Las unidades de la densidad de la potencia de ruido son dBmV/ 4 MHz.

En la tabla.3.1 se indican valores de correcciones de la potencia de ruido para anchos de banda de resolución del analizador más usados.

Se debe añadir el valor de corrección al ruido medido por el analizador para obtener el valor correcto de la densidad de potencia del ruido para el cálculo de C/N.

Ancho de banda de resolución del analizador de espectro	Corrección a 4MHZ [dB]
10 kHz	26.02
30 kHz	21.25
100 kHz	16.02
300 kHz	11.25

Tabla 3.1 Corrección de ancho de banda

Prueba de desconexión

La prueba de desconexión permite conocer si el ruido que se visualiza en el analizador es ruido del sistema o es ruido generado por los elementos que conforman el analizador de espectro.

Esta prueba consiste en desconectar la entrada al analizador, en la figura 3.8 el analizador es colocado para leer el ruido en una porción del sistema donde no existen canales, pero ubicada debajo de los canales altos, a la mitad del camino que atraviesa la pantalla la entrada es desconectada. La pantalla demuestra que el ruido a la izquierda es debido al sistema, el ruido restante es generado dentro del analizador.

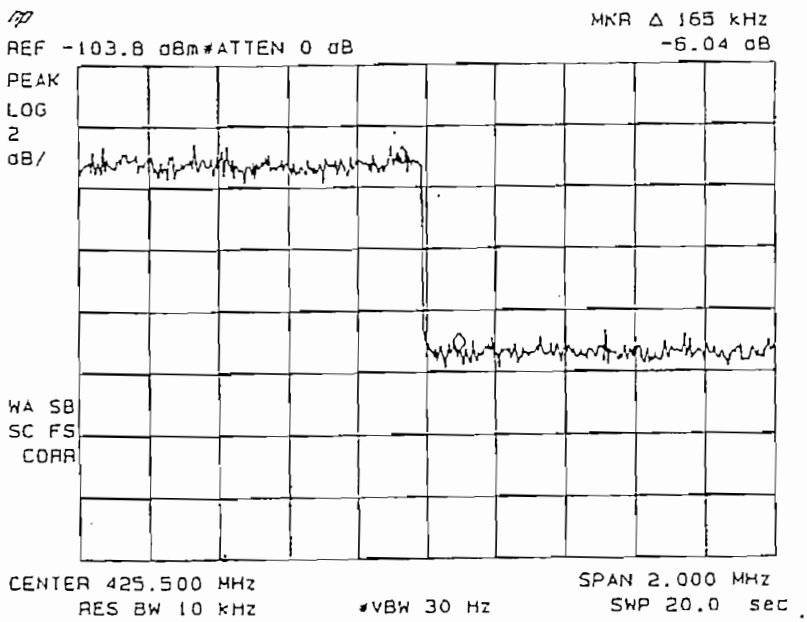


Figura 3.8. Prueba de desconexión para conocer el ruido del sistema y el ruido del analizador

Existen dos casos que se puede presentar:

- **Cuando el nivel del ruido del sistema es > 10 dB sobre el nivel del ruido del analizador**(ver figura 3.9); en este caso el analizador puede realizar la

medición de la potencia del ruido sin ningún problema y no requerirá factores de corrección. Esto se debe a que el ruido ocasionado por el analizador es despreciable con respecto al ruido del sistema y no afecta la medición.

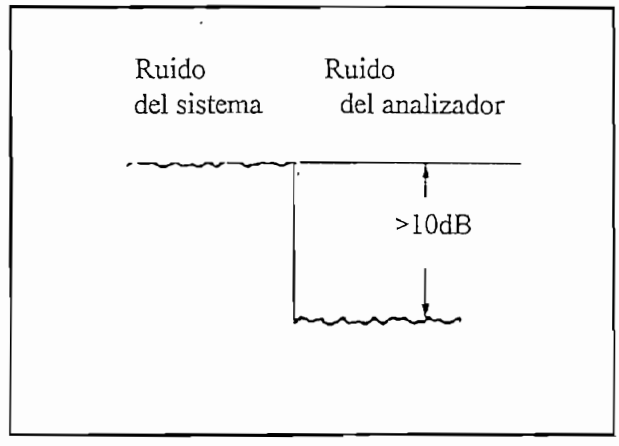


Figura 3.9 Diferencia entre ruido del sistema y ruido del analizador mayor a 10dB

- Cuando el nivel del ruido del sistema es menor que 10dB pero mayor que 1dB sobre el ruido del analizador (figura 3.10), este es el caso cuando el ruido del sistema y del analizador se combinan para dar un valor compuesto llamado condición de ruido - cercano - ruido (noise - near - noise) designado como C_{NNN}.

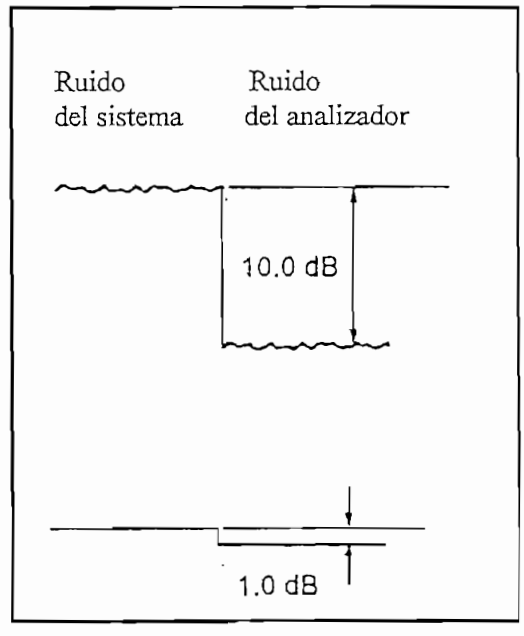


Figura 3.10 Diferencia entre ruido del sistema y ruido del analizador <10dB y >1dB

Para conocer el valor real del ruido del sistema es necesario aplicar al valor medido por el analizador la corrección ruido – cercano – ruido C_{NNN}.

La tabla 3.2 indica los valores de corrección de acuerdo al ruido del sistema medido antes de la prueba de desconexión.

Ruido del sistema antes de la desconexión dB	Cantidad a ser restada del nivel de ruido del sistema dB
1	6.87
2	4.33
3	3.02
4	2.2
5	1.65
6	1.26
7	0.97
8	0.75
9	0.58
10	0.46

Tabla 3.2 Factor de corrección C_{NNN}.

La tabla 3.2. es extraída del manual del analizador de espectro .

EJEMPLO 5:

Determinación del ruido del sistema aplicando factores de corrección.

En este ejemplo se utiliza un ancho de banda de resolución de 10 kHz y un ancho de video de 10Hz.

Con la ayuda de un marcador es posible obtener el valor del promedio del ruido del sistema que ingresa al analizador (señal izquierda de la pantalla, figura 3.11) este valor es –60.3 dBmV. Al medir el nivel del ruido hay que asegurarse que

sea el valor promedio del ruido, además se debe tener cuidado de no medir los valores de las distorsiones existentes alrededor, pues eso daría un nivel de ruido errado y por ende se aplicaría correcciones erradas.

Posteriormente se debe desconectar la entrada al analizador y colocar un segundo marcador en el nuevo nivel, la diferencia entre los dos niveles es de 5.94 dB como se aprecia en la figura 3.11, 5.94 dB constituye un valor mayor a 1dB con respecto al nivel del ruido del sistema y menor a 10 dB del mismo.

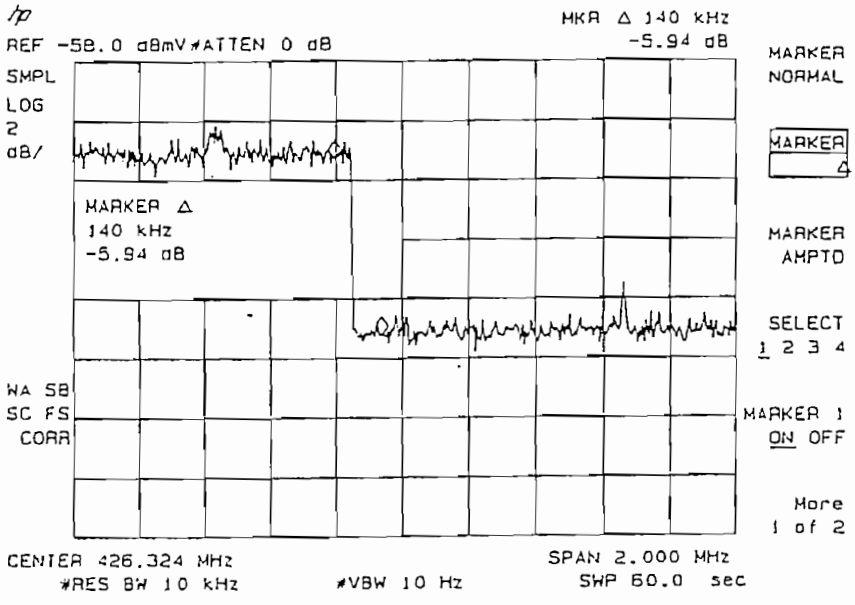


Figura 3.11 Prueba de desconexión.

Basándose en la tabla 3.2 para el nivel de diferencia encontrado, el valor de C_{NNN} a sustraerse de -60.3 dBmV es 1.3 dB (valor redondeado) por tanto -60.3 dBmV – 1.3 dB = -61.6 dBmV .

En el presente ejemplo se utiliza un ancho de banda de resolución de 10kHz, por lo tanto se debe aplicar una nueva corrección debido a ello, utilizando la tabla 3.1 se obtiene el valor de corrección de 26. 02 dB para 10 kHz.

Por tanto el ruido de sistema es : -61.6 dBmV+26.02 dB= -35.6 dBmV/ 4 MHz.

- **Cuando la diferencia entre el nivel del ruido del sistema y el nivel del analizador es menor a 1 dB** (observar figura 3.12), se debe añadir un preamplificador ≤ 10 dB de figura de ruido y ganancia de 20 dB a 30 dB .

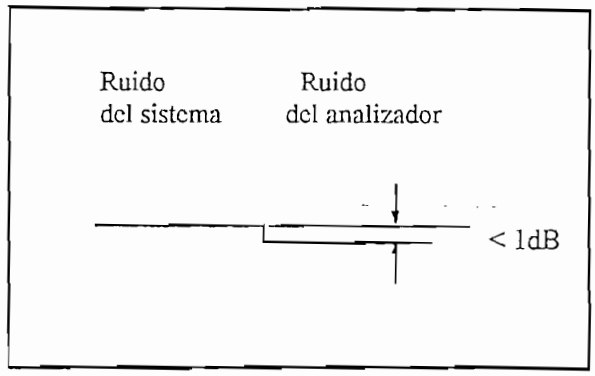


Figura 3.12. Diferencia entre ruido del sistema y ruido del analizador < 1dB.

El preamplificador sirve para incrementar el nivel de la señal y el ruido del sistema, permitiendo que el analizador de espectros muestre el ruido del sistema 1 dB o más sobre el ruido del propio analizador.

Es recomendable que el preamplificador a utilizarse tenga una figura de ruido máximo de 10 dB y una ganancia de 20 a 30 dB, ya que si la ganancia es demasiado alta el analizador puede ser sobrecargado y afectará el valor de C/N, además si se tiene una figura de ruido demasiada alta el analizador de espectro confundirá el ruido del preamplificador con el ruido del sistema.

El preamplificador será el adecuado si ya instalado y realizada la prueba de desconexión, el analizador visualiza diferencia entre los niveles de ruido mayor a 1 dB; en este momento se procede a realizar las correcciones necesarias como se indicó en el anterior caso.

Hay que tener en cuenta que la medida de C/N variará debido al preamplificador implementado, por lo tanto es necesario aplicar factores de *corrección* que se explicará posteriormente.

Correcciones adicionales del nivel de ruido.

Además de las correcciones que se han utilizado hasta el momento para el nivel del ruido existen dos correcciones finales que se deben realizar para obtener un valor exacto del ruido, estos son :

- Corrección debido a la forma del filtro que determina el ancho de banda de resolución.

El analizador de espectros posee filtros por los que pasa la señal del sistema, los niveles de densidad de ruido dependen del valor exacto que pasa a través del filtro y su capacidad está determinada por el área bajo la característica del filtro.

En la figura 3.13 se expone una característica de filtro común con una potencia de señal P expresada en dBmV y un ancho de banda del filtro rectangular llamado ancho de banda de la potencia equivalente de ruido o NEPBW, la cual puede ser determinada si el área es conocida.

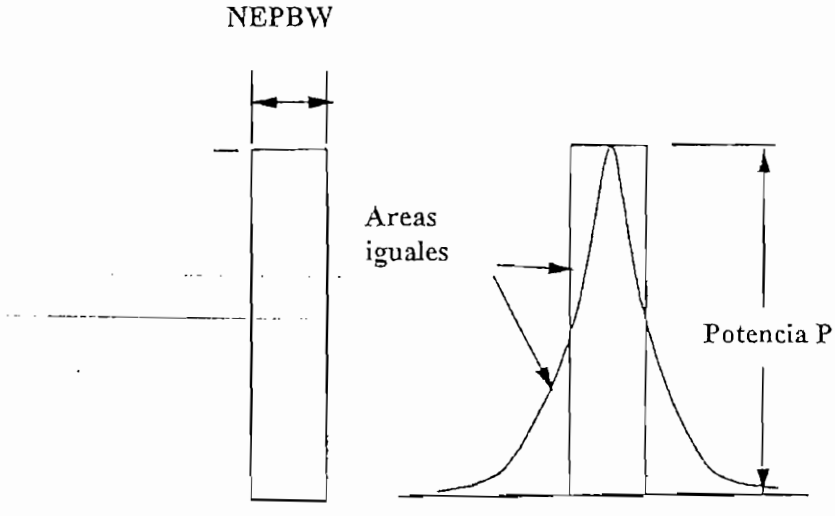


Figura 3.13 Forma del filtro común

En conclusión un analizador con una banda de paso de resolución de forma gausseana tiene una corrección de la forma del filtro y es de 0.5 dB que se debe sustraer del nivel de potencia medido.

- Corrección por la detección de IF y conversión logarítmica.

El analizador de espectros es un medidor de voltaje que expone los resultados de las mediciones en una escala logarítmica, lo que permite un rango amplio de la señal y de la potencia, lamentablemente la conversión de voltaje a valores logarítmicos causa una disminución de 1.45 dB del nivel del ruido ingresado al analizador, de acuerdo a los manuales de este equipo.

Adicionalmente la detección de IF ocasiona que la señal de ruido disminuya 1.05 dB(dato expuesto en el manual) de su valor ingresado.

En conclusión para corregir errores en el nivel de ruido debido a estos dos factores, se debe añadir al valor medido del nivel de ruido 2.5 dB.

Corrección si un preamplificador es implementado.

Para obtener el factor de corrección debido al uso de un preamplificador se necesita los valores correspondientes al nivel de portadora, ganancia del preamplificador, figura de ruido y relación C/N. Utilizando la gráfica 3.14 se consigue un valor expresado en dB, el cual debe ser añadido al valor de C/N.

El valor de corrección está ubicado en el eje vertical, para el eje horizontal se debe restar del nivel de portadora la ganancia del preamplificador y C/N, la intersección entre este valor y la figura de ruido demostrada por la curva es la contribución del ruido debido al preamplificador.

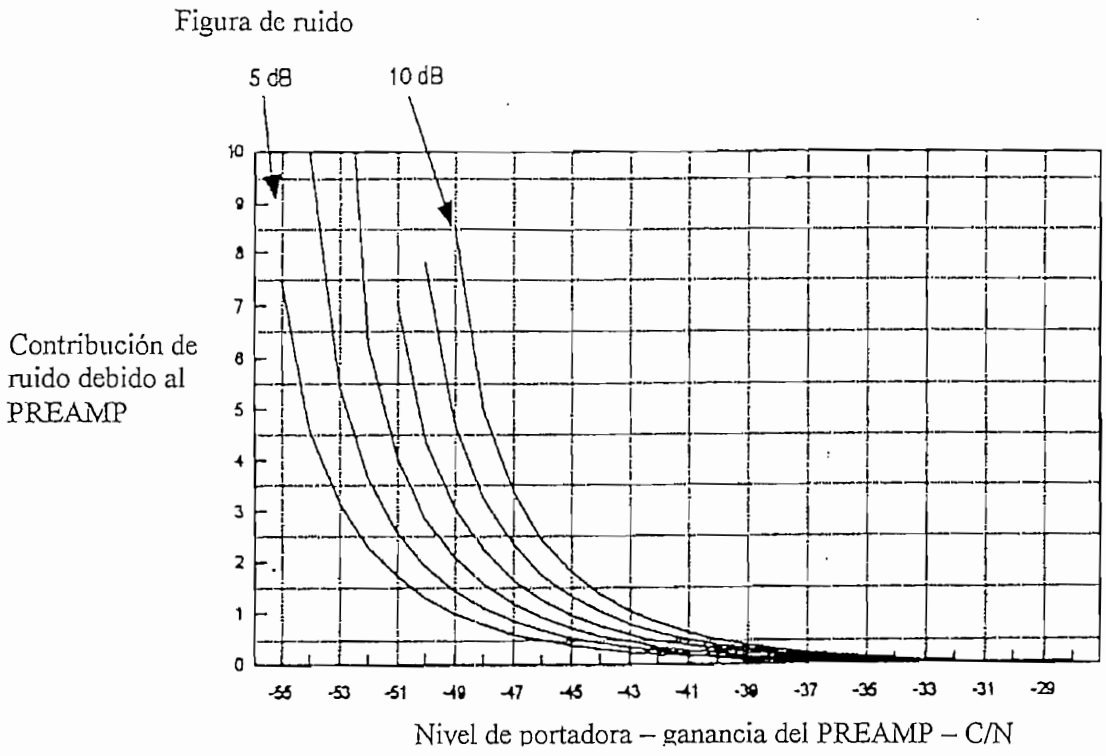


Figura 3.14 Corrección debido al ruido del preamplificador

La medición de la relación C/N se realiza en el terminal del suscriptor siguiendo el procedimiento que a continuación se expone:

PROCEDIMIENTO 5:

1. Conectar el analizador al sistema con una frecuencia de SPAN de 2 MHz, sintonizar la pantalla en un lugar donde exista solo ruido o caso contrario apagar la modulación de portadora.
2. Colocar el ancho de banda de resolución a 30 kHz y el ancho de video a 100 Hz
3. Desconectar el cable de entrada al analizador en la mitad del mostrador y analizar la diferencia entre el nivel del ruido (del sistema) a la izquierda y el nivel de ruido (del analizador) a la derecha de la pantalla.
4. Si la diferencia de niveles se encuentra entre 1 y 10 dB ir al paso 7. Si es menor que 1 dB continuar.

5. Añadir un preamplificador con una ganancia entre 20 y 30 dB y una figura de ruido menor o igual a 10dB.
6. Regresar al paso 2.
7. Conectar la entrada del sistema y medir el nivel del ruido en dBmV con la ayuda de un marcador.
8. Corregir el ruido medido para 4 MHz como ancho de banda de resolución.
9. Realizar las correcciones pertinentes expuestas anteriormente.
10. Reinsertar la portadora y medir su nivel en dBmV usando ancho de banda de resolución y de video de 300 kHz.
11. La relación C/N es la diferencia entre los resultados del paso 9 y 10 en dB.
12. Corregir C/N para la figura de ruido del preamplificador si fue usado.

EJEMPLO 6:

Medición de la relación C/N de un canal cuya modulación puede ser removida durante la medición.

Con la modulación de la portadora apagada, se sintoniza una frecuencia entre la portadora visual y la portadora de audio, evitando áreas donde señales coherentes (distorsiones) estén presentes. Se coloca el analizador a un ancho de banda de resolución RBW de 30 kHz y el ancho de video a 100 Hz. Al desconectar la entrada al analizador de espectros la diferencia entre el nivel de ruido del sistema y el ruido del analizador es 0.

Por tanto se debe añadir un preamplificador con una figura de ruido menor a 10 dB y una ganancia entre 20 y 30 dB, para este caso se utiliza un preamplificador de 9 dB de figura de ruido y 21 dB de ganancia a la entrada del analizador.

Se realiza además la prueba para saber si existe sobrecarga usando el procedimiento ya descrito para el nivel de portadora, se coloca un marcador en el pico de la portadora visual y se mide su amplitud, luego se instala un atenuador

de 10 dB y se observa si el nivel de la señal cambió, si no existió ningún cambio quiere decir que no existe sobrecarga.

Se repite la prueba de desconexión para asegurar que el preamplificador ha hecho su trabajo. En este caso la diferencia entre el nivel del ruido del sistema y el ruido del analizador es 6.5 dB tal como se observa en la figura 3.15, lo que significa que está dentro del segundo caso expuesto anteriormente y hay que aplicar corrección de ruido – cerca – ruido C_{NNN} ,utilizando información de la tabla 3.2 . Para este caso C_{NNN} = 1.0 dB.

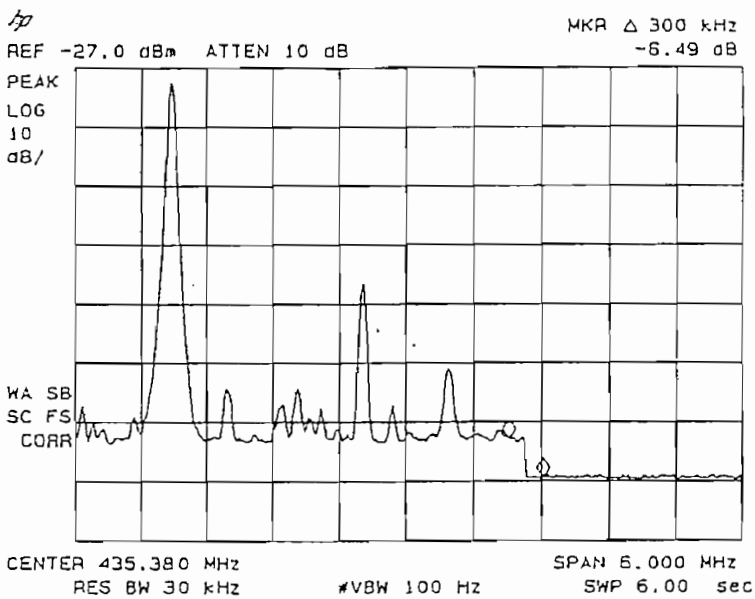


Figura 3.15 Prueba de desconexión

Con la modulación activada, se sintoniza la portadora y se coloca el RBW y VBW a 300 kHz, luego se procede a medir el nivel de la portadora llevándola hacia el *nivel de* referencia referida como C_{NIVEL} y medido en dBmV.

El valor obtenido es C_{NIVEL}= +23.5 dBmV. Recuerde que C_{NIVEL} es una medición luego del preamplificador y no es el nivel correcto de la portadora.

Una vez más se remueve la modulación y se mide el nivel del ruido dentro de los límites del canal en cualquier parte desde la portadora hasta 4 MHz sobre la portadora.

El RBW se coloca a 30 kHz y el VBW a 100Hz, con la ayuda de un marcador se mide el nivel de ruido $N_{\text{sin corrección}}$ = - 43.75 dBmV en un ancho de banda de 30 kHz. En la figura 3.16 se visualiza el resultado.

El cálculo del nivel de ruido corregido es:

Nivel de ruido corregido = $N_{\text{sin corrección}}$ + 2.5 + 21.25 - 0.5 - C_{NNN}.

donde:

2. 5 dB es la corrección debido a la conversión del voltaje a escala logarítmica y la detección de IF.

21.25 dB es la corrección debido a la conversión de 30 kHz a 4 MHz, este dato se basa en la tabla 3.1.

0.5 dB corrección debido al ancho de banda de potencia de ruido.

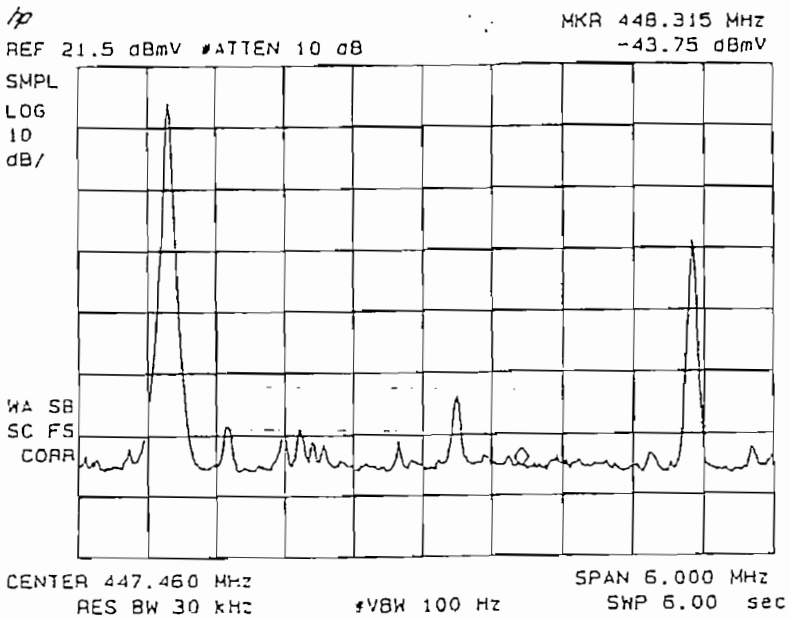


Figura 3.16 Resultado de la medición

Por tanto; $N_{\text{corregido}}$= - 43.75 + 2.5 + 21.25 – 0.5 –1= -21.51 dBmV/ 4MHz.

La relación C/N es la diferencia entre el nivel de la portadora y el nivel del ruido corregido.

$C/N = C_{NIVEL} - N_{corregido} = +23.5\ dBmV - (-21.5\ dBmV/4MHz) = 45\ dB$

Por último al ser utilizado un preamplificador la corrección de C/N se basa en la gráfica 3.14. El punto en el eje horizontal se obtiene:

C_{NIVEL} – Ganancia del preamplificador – C/N = 23.5 dBmV- 21dB –45 dB = -42.5 dB.

Para este valor y una figura de ruido de 9dB, la corrección es de 0.7 dB.

La relación portadora a ruido del sistema es C/N = 45 +0.7 = 45.7 dB., valor que se encuentra en el rango permitido por la FCC.

3.1.5 MEDICIÓN DE LAS DISTORSIONES DE INTERMODULACIÓN CTB (BATIDO TRIPLE COMPUESTO) Y CSO (SEGUNDO ORDEN COMPUESTO)

Antes de indicar el procedimiento para las mediciones de distorsiones por intermodulación es necesario explicar las correcciones que se realizan si fuese necesario durante la medición:

CORRECCIÓN DE CSO Y CTB DEBIDO AL RUIDO DEL ANALIZADOR.

Se plantean dos casos:

- **Cuando el nivel del ruido del sistema es mayor de 10 dB sobre el ruido del analizador**, no es necesaria corrección alguna, aunque los batidos de distorsión aparezcan como señales de nivel considerable, para el analizador es simplemente ruido.

- **Cuando los batidos respecto al ruido del analizador son menores a 10dB**, se debe ejecutar la prueba de desconexión utilizada para la medición de C/N. Si esta prueba demuestra una diferencia entre el ruido del sistema y del analizador mayor a 10dB no se realiza corrección.

Si la diferencia es menor que 10 dB se debe aplicar un factor de corrección al valor del batido basándose en el gráfico de la figura 3.17.

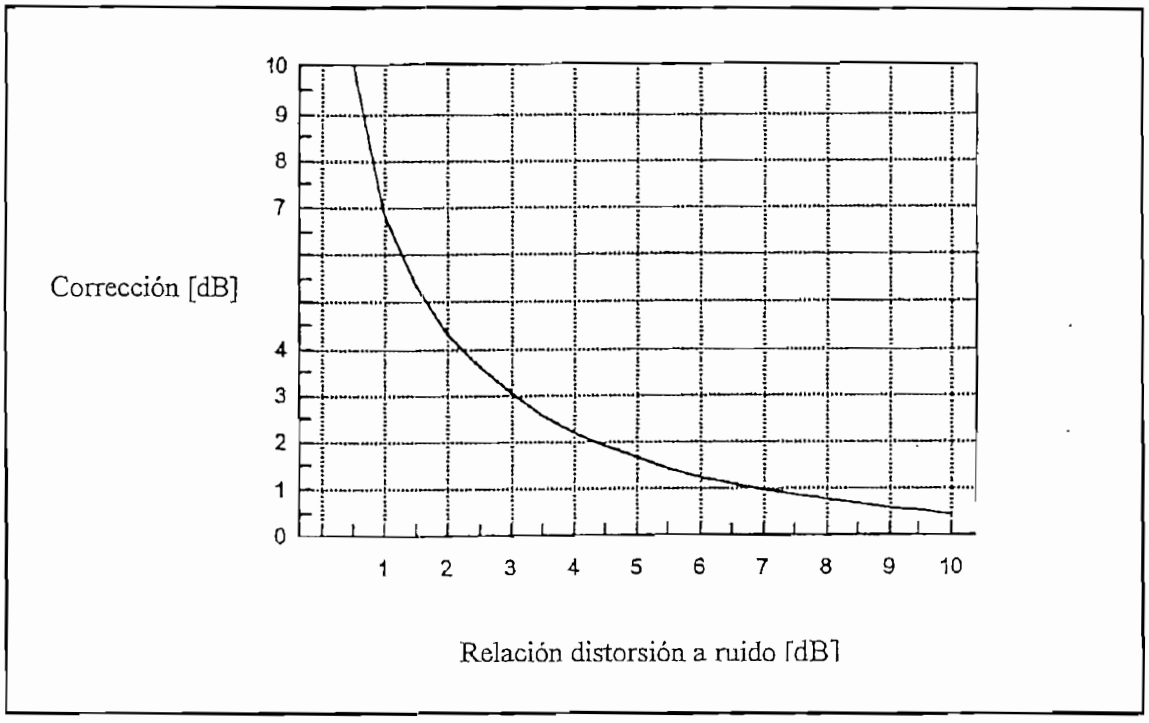


Figura 3.17 Corrección por distorsión señal - ruido

El valor obtenido de la gráfica debe ser restado del valor del batido medido.

Prevención a distorsiones propias del analizador

El analizador de espectros posee un mezclador que puede crear señales de distorsión como CSO(segundo orden compuesto) y CTB(batido triple compuesto), por tanto es necesario realizar una prueba de verificación.

La prueba consiste en disminuir la potencia del mezclador del analizador incrementando la atenuación en la señal de entrada, y observar el cambio de los productos de distorsión.

Es aconsejable utilizar atenuadores de 2 o 3dB debido a que los batidos son pequeños. Si la distorsión cambia en igual proporción que el valor del atenuador significa que el analizador no crea distorsión. Si el nivel de la distorsión CSO o CTB son valores distintos al valor de la atenuación ingresada, es necesario incrementar la atenuación en pasos de 2 0 3 dB hasta que se estabilice la distorsión.

La medición se realiza en el terminal del suscriptor siguiendo el siguiente procedimiento.

PROCEDIMIENTO 6:

Este procedimiento indica como se mide CSO y CTB con modulación desactivada y portadora desactivada respectivamente.

1. Medir la portadora del canal siguiendo los pasos indicados en el procedimiento 1 de medición del nivel de señal. Es decir colocando el nivel de la portadora al nivel de referencia y realizando las correcciones pertinentes, el nivel de la portadora está en dBmV.
2. Ajustar el analizador de espectros como sigue:
   Span 6MHz
   RBW 30 kHz
   VBW 1kHz
   Promediador de video digital (digital video averaging) 5
   Si el analizador no posee el promediador de video digital colocar el ancho de banda de video a 30 Hz, además colocar el detector del analizador en modo de muestreo.
3. Tener la modulación del canal desactivada y ubicar los batidos de segundo orden compuesto CSO que se encuentran a 0.75 y 1.25 MHz por encima de la frecuencia de la portadora visual.
4. Medir los niveles altos de CSO usando para ello un marcador, verificar si los niveles de CSO están siendo afectados por distorsiones propias del analizador para lo que se debe insertar un atenuador de 2 o 3dB a la

entrada del analizador. Si el valor de CSO cambia en forma diferente a la cantidad de atenuación ingresada se debe añadir atenuadores en pasos de 2 0 3 dB y probar de nuevo que no exista cambio en el valor de CSO.

5. Anotar el nivel de CSO.
6. Realizar la prueba de desconexión explicada en la sección anterior "Medición de la relación C/N". Si el cambio en el ruido es menor a 10 dB aplicar corrección al nivel de CSO.
7. Calcular la relación C/CSO (portadora a CSO) como la diferencia entre la portadora y los niveles de CSO.
8. Para la medición de CTB se realiza los mismos pasos anteriores con la excepción que las distorsiones se encuentran en la frecuencia de la portadora visual, ésta debe estar apagada.

EJEMPLO 7:

Medición de CSO Y CTB para un canal.

Se escoge un canal cuya modulación y portadora puedan ser desactivadas.
Se inicia ajustando el analizador a un span de 6MHz y se mide la amplitud de la portadora modulada con un RBW y VBW de 300 kHz.

Esta medición se realiza colocando el nivel de la portadora al nivel de referencia, para mejor visualización se emplea las propiedades del analizador como detección en modo de muestreo y un hold máximo. El valor obtenido es +17 dBmV.

Con un RBW de 30kHz, VBW de 1kHz, el promediador de video en 5 y la modulación del canal desactivada ,se observa los batidos CSO en 0.75 y 1.25 MHz por encima de la frecuencia de la portadora visual.

En la figura 3.18 los productos CSO son visibles con la portadora y la modulación desactivada.

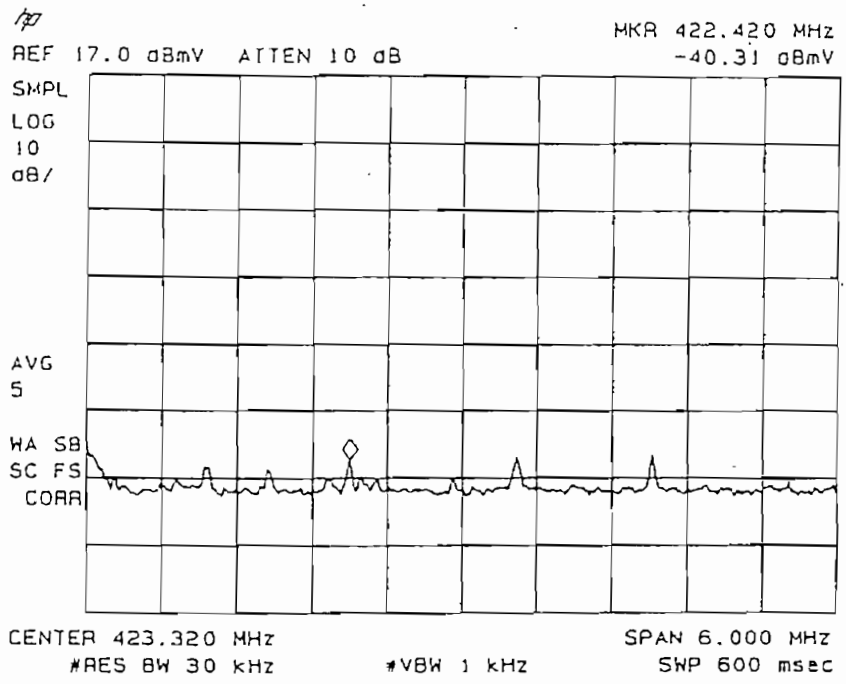


Figura 3.18 Valor del batido CSO en +1.25 MHz por encima de la portadora

Se realiza la prueba para saber si distorsiones creadas en el analizador afectan a las distorsiones del sistema. Colocando un atenuador de 2 dB se observó que las distorsiones se atenuaban con el mismo valor 2dB, por tanto no es necesario el uso de un atenuador externo.

Para medir el valor del batido CSO ubicado en + 1.25 MHz por encima de la frecuencia de portadora visual se coloca un marcador en el pico del batido, el valor es de – 40.3 dBmV como se puede apreciar en la figura 3.18.

Ahora se procede a realizar la prueba de desconexión hallando una diferencia entre ruido del sistema y del analizador de 6.5 dB , a la vez la diferencia entre el batido y el ruido es 3,6 dB, por ende se debe aplicar el factor de corrección que debe ser restado del valor CSO medido. Visualizando la figura 3.17 se tiene que para un valor de 6.5 dB una factor de corrección de 1 dB.

La amplitud de CSO es – 40.3 dBmV - 1 dB= -41.3 dBmV.
La relación C/CSO es : 17.0dBmV –(-41.3) = 58.3 dB.

Otra corrección es necesaria realizar, y se debe a la forma de medir el nivel de la distorsión (utilizando marcador), usando la tabla de datos provista por el fabricante del analizador en "Fidelidad de la escala de la pantalla" se tiene que una incertidumbre de ± 0.75 dB, por tanto CSO tiene un valor entre 59. 05 y 57.55 dB.

Para la medición de los demás batidos CSO (+0.75, -0.75, -1.25 MHz respecto a la frecuencia de portadora visual) se realiza el mismo procedimiento.

Para finalizar la medición de CTB se realiza a la frecuencia de portadora visual para lo cual es necesario desactivar la portadora, en la figura 3.19 se visualiza el valor de CTB igual a –41.1 dBmV. La misma corrección se aplica a este valor es decir : -41.1 dBmV – 1 dB = -42.1 dBmV.

La relación C/CTB = +17 dBmV – (-42.1dBmV) = 59.1 dB.

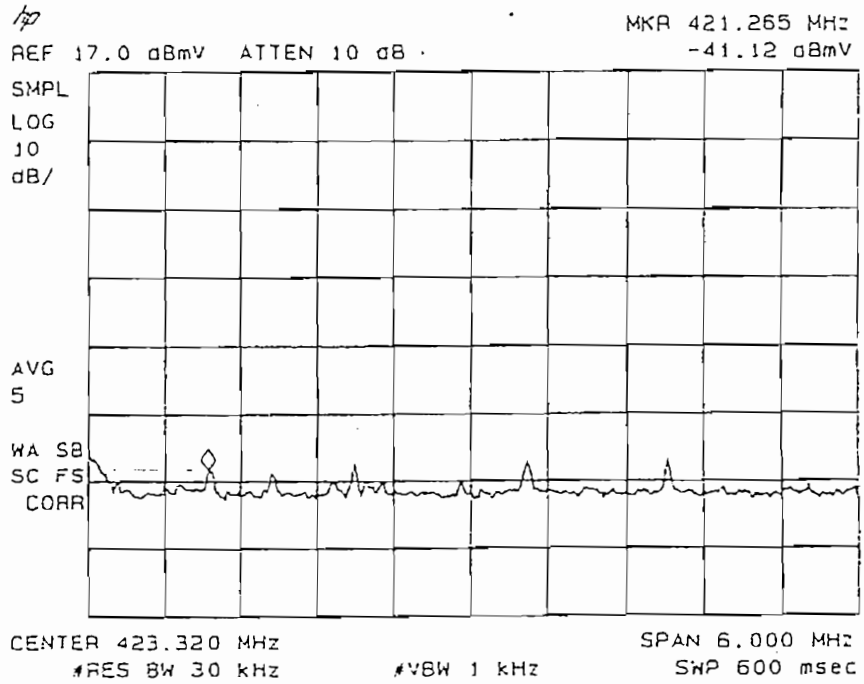


Figura 3.19 Medición de CTB

Para concluir, los valores obtenidos en el presente ejemplo cumplen con la regulación de la FCC 76.605 (a)(8) que señala: los niveles de los productos de distorsión de segundo orden CSO y de tercer orden CTB deben estar no menos que 51 dB bajo el nivel de la portadora visual para NCTA, y mayor a 47 dB del nivel de la portadora visual para sistemas HRC.

3.1.6 MEDICIÓN DE LA MODULACIÓN CRUZADA

Al igual que las anteriores mediciones se realiza en el terminal del usuario siguiendo el siguiente procedimiento:

PROCEDIMIENTO 7:

1. Escoger el canal a ser medido y desactivar la modulación de la portadora.
2. En un span de 50 kHz centrar la portadora demodulada.
3. Medir la amplitud de la portadora.
4. Colocar el ancho de banda de resolución RBW a 1 kHz y el ancho de video a 300 Hz.
5. Para mejor visualización en el analizador de espectros se aplica un hold máximo y el barrido del analizador cerca de 30 segundos o hasta que las bandas laterales que se encuentran ubicados a 15.75 kHz sean visibles.
6. Medir la amplitud de la banda lateral.
7. Para calcular la modulación cruzada en dB se debe restar la amplitud de la banda lateral de la amplitud de portadora.

BANDAS LATERALES

Se llaman así a las frecuencias adicionales generadas por el proceso de modulación, las cuales están relacionadas con la señal modulada y contienen información de modulación. La NCTA recomienda usar una frecuencia de 15.75 kHz por encima de la frecuencia de portadora visual para medir el nivel de la modulación cruzada.

EJEMPLO 8:

Se selecciona un canal cuya modulación pueda ser desactivada mientras se realiza la medición. A continuación se centra la frecuencia de la portadora y se ajusta el span a 50 kHz, el RBW a 1kHz y VBW a 300 Hz.

Se procede a medir el nivel de la portadora llevándola hacia el nivel de referencia. Para este caso se obtiene +29.3 dBmV.

Para medir la amplitud de la señal en 15.75 kHz por encima de la frecuencia de la portadora visual en algunos casos es necesario incrementar el nivel de referencia a 10 dB para levantar el nivel de la señal en la pantalla, con la ayuda de un hold máximo se debe esperar cerca de 1 minuto para poder visualizar la señal en 15. 75 kHz por encima de la frecuencia de portadora visual.

Con la ayuda de un marcador se puede medir el valor de la amplitud de la sideband. El nivel en este caso es –34.9 dBmV, como se observa en la figura 3.20, por tanto la modulación cruzada es la diferencia entre la portadora y el nivel de sideband 29.3 dBmV-(-34.9 dBmV) = 64.2 dB. Este valor demuestra que cumple con la establecido es decir mayor que 51 dB.

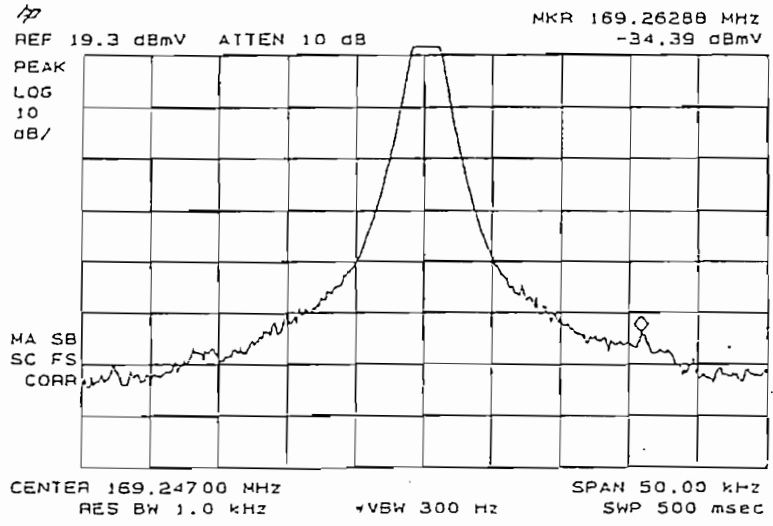


Figura 3.20 Medición de CXM

Por último para una mejor exactitud de la medición se aplica los datos de la tabla de especificaciones como se indicó en la sección "Medición del nivel de señal".

3.1.7 MEDICIÓN DE LA MODULACIÓN POR ZUMBIDO (HUM)

El procedimiento utilizado para la medición de la modulación por zumbido en el terminal del usuario es el siguiente:

PROCEDIMIENTO 8:

1. Centrar la portadora visual modulada del canal a ser medido.
2. Ajustar el analizador de espectros a :

RBW	1MHz
VBW	1MHz
Tiempo de barrido	30 ms y en modo de barrido simple.

   Escala vertical en forma lineal es decir unidades de voltaje.
3. Hallar el punto máximo de la portadora visual usando un marcador.
4. Con la ayuda del marcador delta (propiedad del analizador) hallar el punto mínimo.
5. Calcular el porcentaje de HUM restando de 1 el valor obtenido por la diferencia entre los dos marcadores y multiplicando por 100.
6. Realizar por lo menos 5 veces la misma medición (repetir desde el paso 1 al 5) y obtener un promedio.
7. Si el valor promedio excede del 3% realizar una nueva medición con portadora demodulada, para verificar que el HUM es causado en la red y no por material del programa.

   Esto quiere decir que el material a ser enviado por la red pudo haber sido contaminado antes de ingresar al headend.
8. Para realizar la medición con portadora demodulada colocar el ancho de banda de video a 1kHz, un tiempo de barrido de 50 ms y realizar el procedimiento nuevamente desde el paso 1 al 7.

EJEMPLO 9:

Para iniciar la medición de Hum en una portadora modulada se centra la portadora visual y se ajusta el RBW y VBW a 1MHz, el tiempo de barrido a 30 ms, además la escala vertical debe estar en forma lineal es decir en unidades de voltaje.

Se mueve la señal al tope de la pantalla y se aplica un modo de barrido simple con el cual se logra congelar la imagen, en la figura 3.21 se puede apreciar la señal.

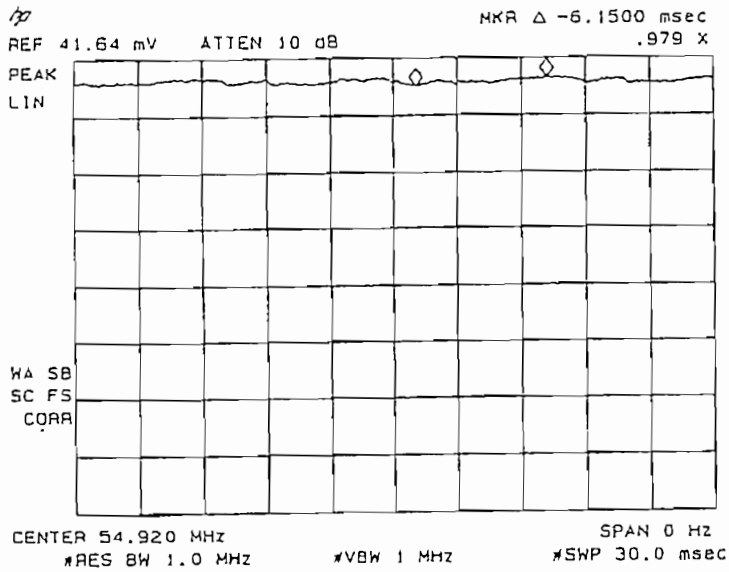


Figura 3.21 Señal en escala lineal.

Se procede a medir los picos de la señal con la ayuda de un primer marcador que es colocado en el punto más alto y un segundo marcador colocado en el punto más bajo.

La diferencia entre los picos se puede visualizar en la pantalla como un valor lineal, para este caso el valor pico a pico es 0.979.

El valor del HUM es (1- 0.979)*100 = 2.1 %.

Se realiza cinco repeticiones de la medición obteniendo los siguientes valores: 2.7%,1.9%,2.0%,2.5%,2.1% el promedio es (2.7+1.9+2.0+2.5+2.1)/5 = 2.24 %

Una valor de incertidumbre típica ± 0.4 % ; para HUM ≤ 3 % (dato especificado en el manual del analizador).

Por tanto el valor de HUM para este ejemplo varía entre 1.7 % y 2.5 % del valor del nivel de señal visual.; valor que cumple con lo especificado en la regulación FCC 76.605 (a)(10) que indica : la variación pico a pico en el nivel de la señal visual causado por disturbios de baja frecuencia (HUM) generado dentro del sistema no debe exceder del tres por ciento (3%) del nivel de la señal visual.

Para el caso de medir HUM con portadora demodulada se considera una incertidumbre de 15 % del valor medido.

3.2 MEDICIONES DE UN CANAL ANALÓGICO UTILIZANDO SOFTWARE CALAN 85971B

En la actualidad los fabricantes de dispositivos encargados de realizar mediciones crean softwares que permiten realizar pruebas automáticas, la tan renombrada casa de equipos Hewlett Packard ha creado el programa HP CALAN 85971B cuya función es realizar las pruebas de calidad en los canales analógicos de la red CATV de manera sencilla y rápida evitando así que los operadores de cable tengan que seguir procedimientos como los descritos anteriormente.

La presente sección despliega diversas mediciones realizadas en un canal analógico de una red de cable HFC local (a nivel de Quito), para lo cual se utilizó como herramientas de trabajo: un analizador de espectro tipo HP8594E (cuyas especificaciones se encuentran detalladas en el Apéndice C) y un computador.

Se inició instalando en el computador el programa que ayuda a comunicarse con el analizador de espectro

Posteriormente se conectó a la entrada del analizador la señal proveniente de la red de bidireccional HFC y por un puerto específico para transmisión de datos al computador.

En la figura 3.22 se aprecia la conexión realizada.

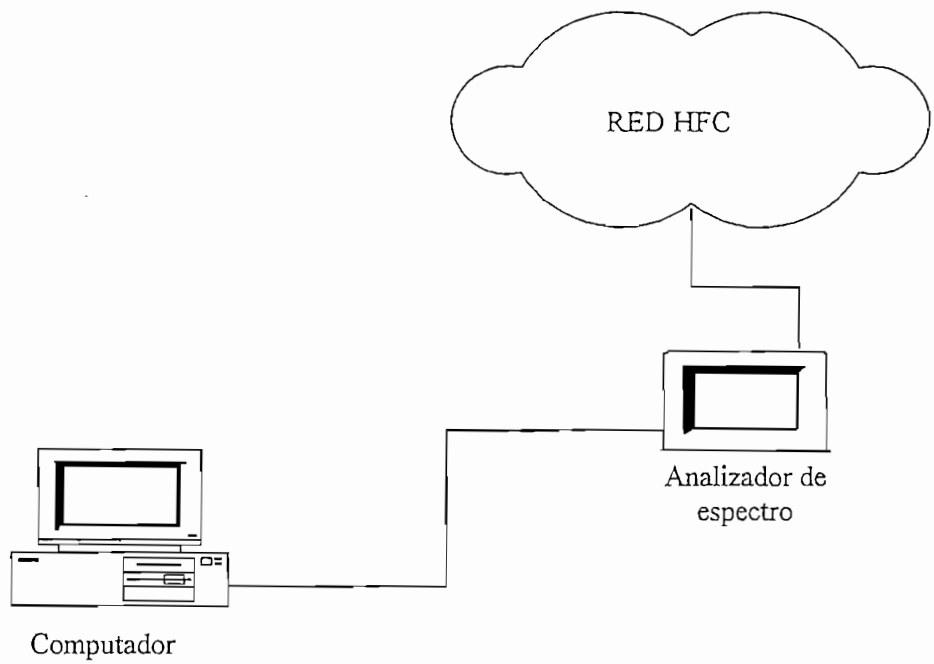


Figura 3.22 Conexión de equipos para pruebas de los parámetros en canales analógicos

Las pruebas realizadas y los procedimientos que se siguen para cada una de ellas son los expuestos en la sección anterior, con la diferencia de que quien las realiza es el equipo sin necesidad que el operador se involucre en los mismos.

En la figura 3.23 se aprecia la pantalla principal del programa HP CALAN 85971B8 .

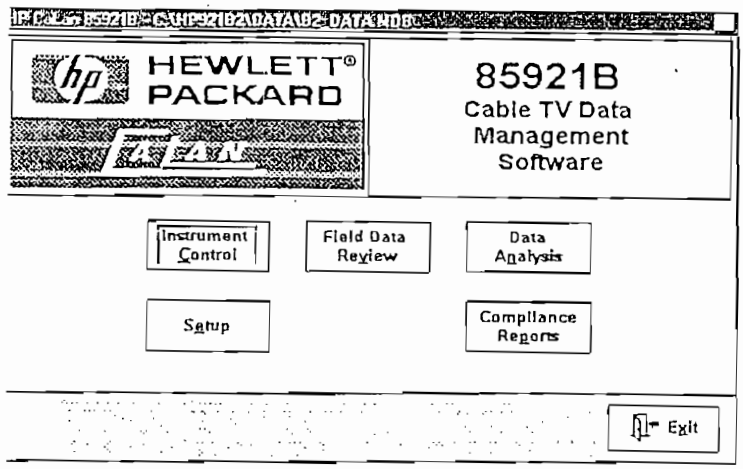


Figura 3.23 Pantalla principal de HP Calan 85921B

Para iniciar un plan de prueba posteriormente a la configuración del equipo se ingresa primero a la opción Control del Instrumento situado en la pantalla principal y posteriormente en la ventana "Plan de Pruebas" de esta nueva pantalla como se muestra en la figura 3.24

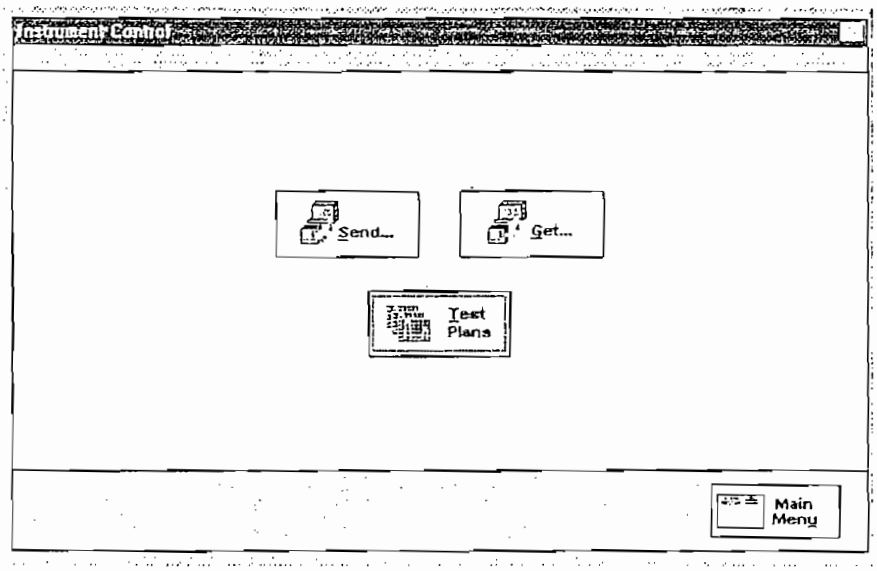


Figura 3.24 Ventana de Control del instrumento

En la ventana Plan de Prueba se inicio poniendo el nombre de la prueba a realizarse y escogiendo parámetros como el plan de canal ,en nuestro caso NTSC STANDARD, el tipo de analizador al cual va conectado y el modelo de prueba. Ver figura 3.25.

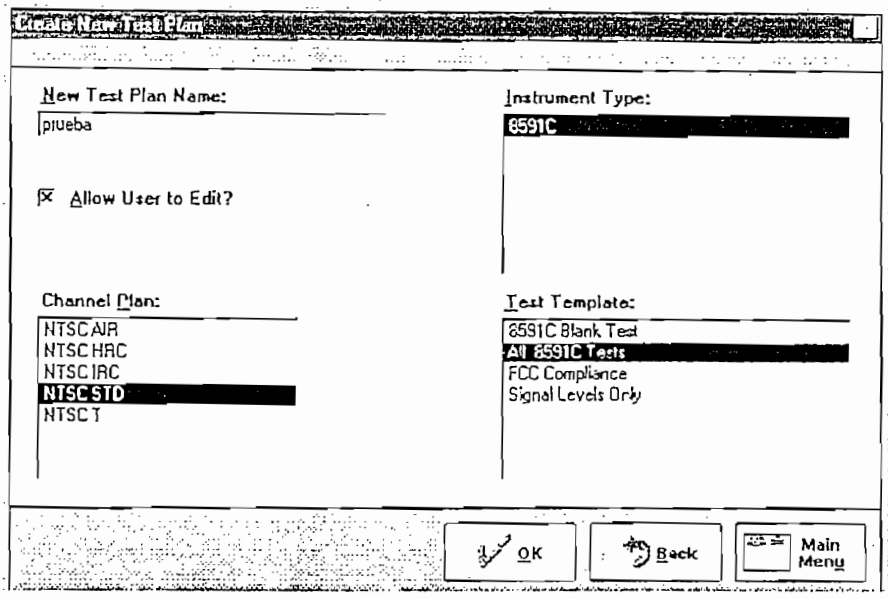


Figura3.25 Ingreso de datos

El siguiente paso fue escoger los parámetros a ser medidos y en los canales que se desea que se los realice, se escogió medición del nivel de la portadora visual y de audio, frecuencia de las dos portadoras, distorsiones de intermodulación CTB y CSO, relación C/N, HUM y modulación cruzada. La gráfica 3.26 muestra el cuadro de selección.

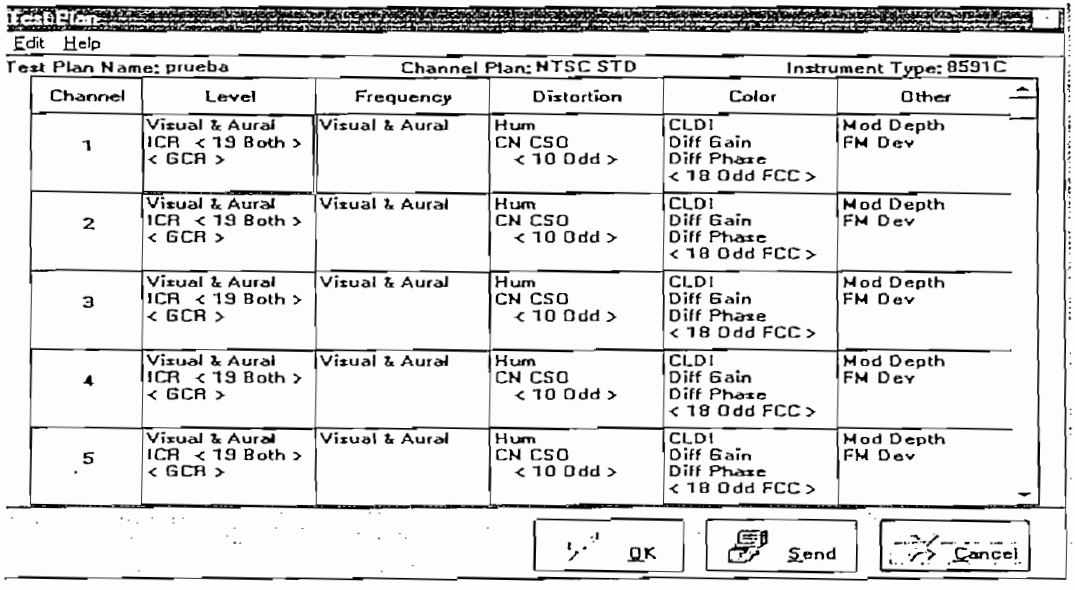


Figura 3.26 Pantalla de selección de los parámetros por medirse

Finalmente se envió dicha información mediante puerto serial desde el computador hacia el analizador de espectro, en cuya pantalla se iniciaron las mediciones correspondientes. El programa en una de sus opciones indica los

valores que deben tener los diversos parámetros, en la figura 3.27 se visualiza la tabla correspondiente.

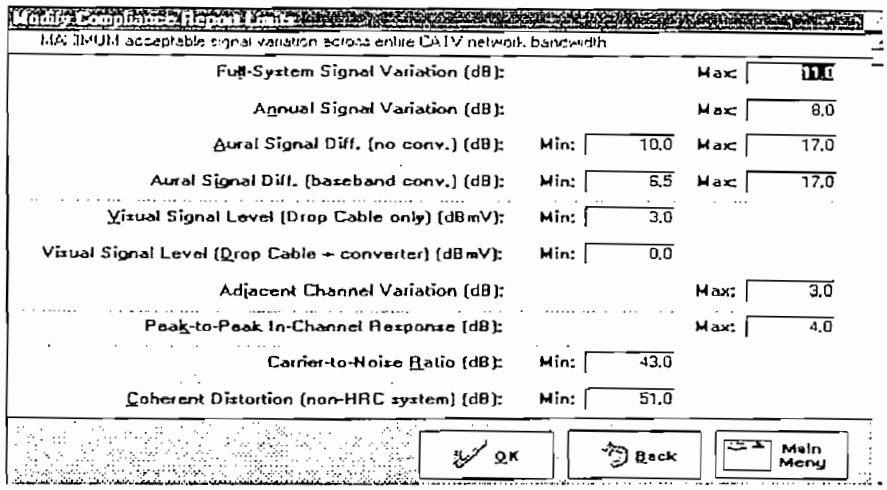


Figura 3.27 Tabla con valores aceptables para los parámetros medidos.

A continuación se muestra los resultados de las pruebas automáticas realizadas el 24 de agosto de 2002 por el analizador de espectro en un canal analógico de la red :

Medición del nivel de señal.

En la figura 3.28 se visualiza el resultado de la primera prueba realizada, se tiene un nivel de la señal (portadora visual) de 4.8 dBmV, valor que cumple con lo estipulado por la FCC (mayor a 0dBmV.)

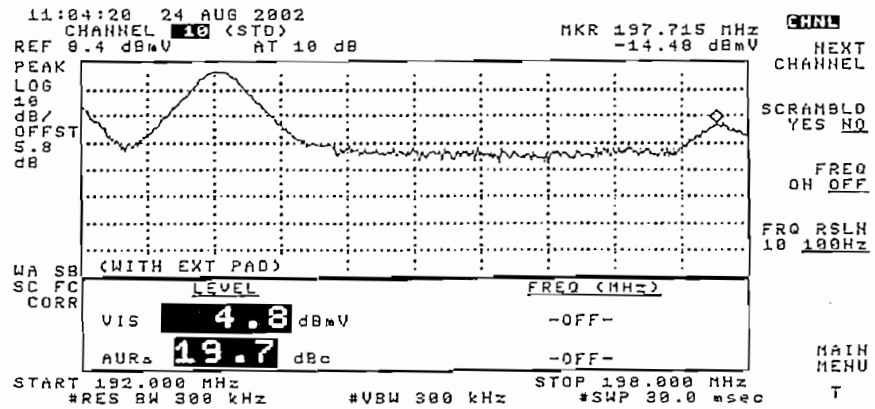


Figura 3.28 Medición del nivel de señal

Medición de la frecuencia

Valores de la frecuencia de la portadora visual y de la separación entre portadoras visual y de audio se pueden observar en la figura 3.29. El valor 4.5002 MHz es el encontrado para la diferencia entre la portadora visual y de audio, que al igual que en la medición anterior si cumple con lo regulado por la FCC (4.5 MHz ± 5 kHz)

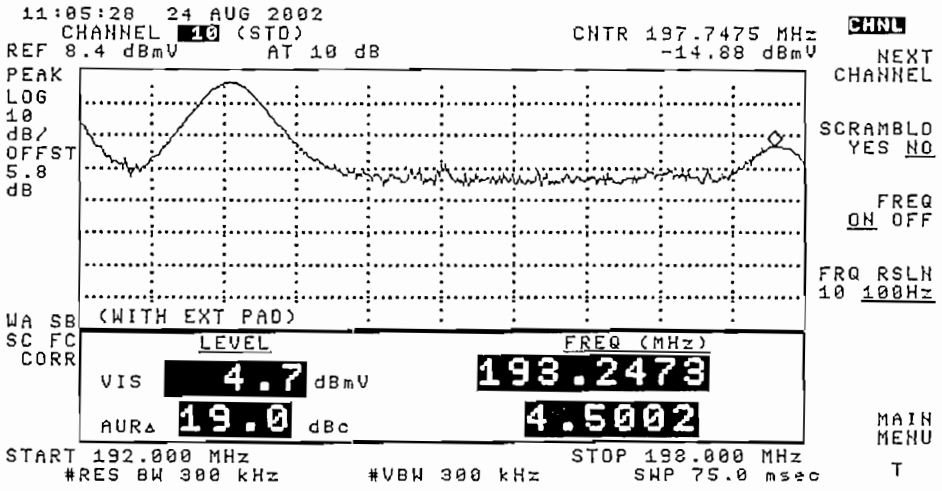


Figura 3.29 Medición de la frecuencia en un canal analógico

Medición de la relación C/N

El analizador de espectro realiza el mismo procedimiento descrito en la sección anterior en un tiempo mucho más corto y aplicando las correcciones pertinentes muestra en pantalla el valor C/N. Para esta prueba se observa en la figura 3.30 un valor de 44. 1 dBc, que significa que el nivel del ruido se encuentra 44. 1 dB bajo el nivel de la portadora, el valor evaluado es mayor a 43 dB regido por la FCC para C/N.

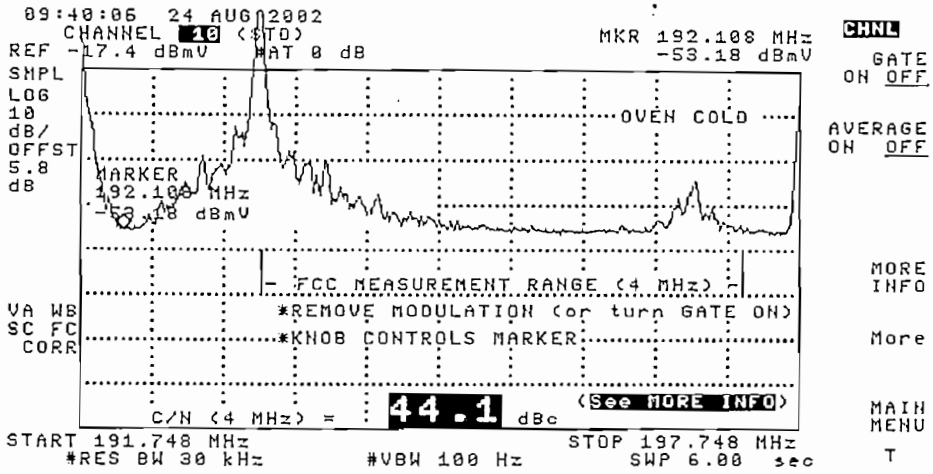


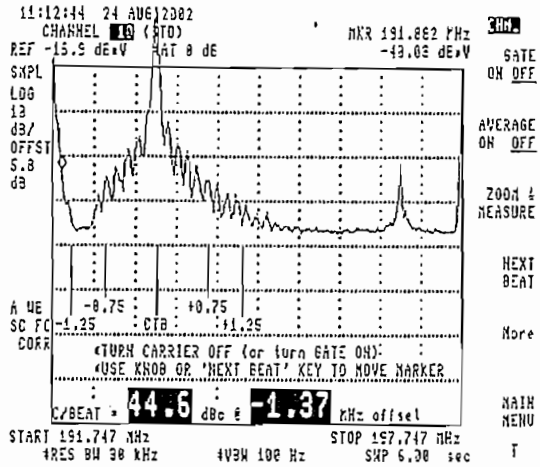
Figura 3.30 Resultado de la medición de C/N

Medición de la distorsión de segundo orden compuesta CSO

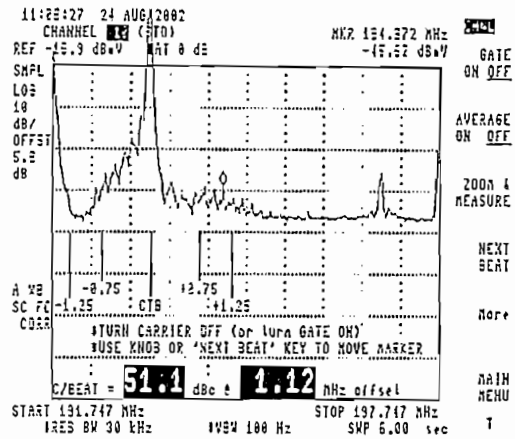
Para la evaluación de este parámetro el analizador debe medir los batidos ubicados en frecuencias ± 0.75 MHz y ± 1.25 MHz respecto a la frecuencia de la portadora visual, a continuación en la figura 3.31 se presentan las mediciones respectivas.

El nivel de los batidos respecto al nivel de la portadora oscila entre 41.4dB y 51.1dB en esta medición, si se compara con lo estipulado por la FCC, que indica: los niveles de los productos de distorsión de segundo orden CSO y de tercer orden CTB deben estar no menos que 51 dB bajo el nivel de la portadora visual para NCTA.

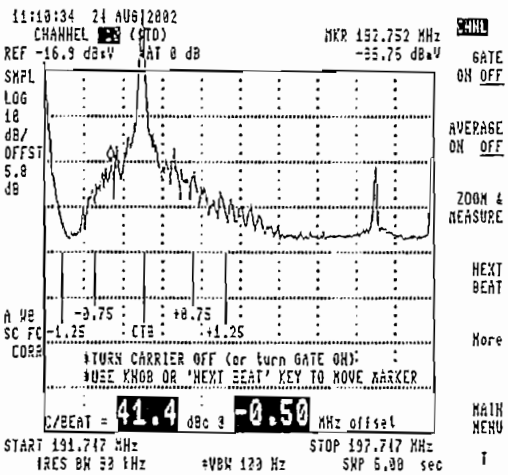
Se tiene que solamente el batido ubicado a +1.25 MHz de la portadora cumple con lo establecido , los tres batidos restantes se encuentran por debajo de los 51 dB, por ende es de suponer que el usuario observará en su receptor líneas flotantes diagonales(como se visualiza en la figura 2.6 del capítulo 2.)aunque no de muy alta intensidad.



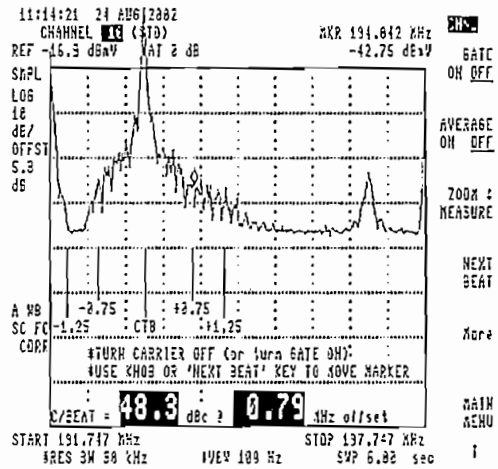
Batido ubicado a –1.25 MHz respecto a la portadora



Batido ubicado a +1.25 MHz respecto a la portadora



Batido ubicado a –0.75 MHz respecto a la portadora



Batido ubicado a +0.75 MHz respecto a la portadora

Figura 3.31 Medición de los batidos de CSO

Medición de la distorsión de triple batido compuesto CTB

La medición de CTB se realiza en la frecuencia misma de la portadora visual como se ilustra en la figura 3.32.

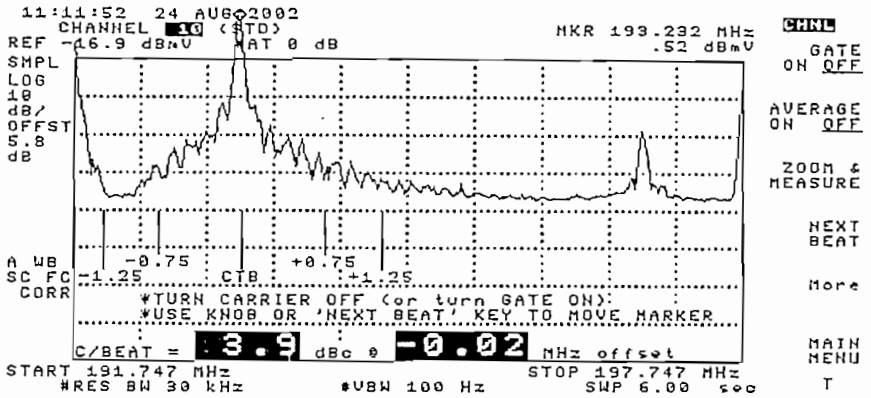


Figura 3.32 Medición de CTB

El resultado de ésta medición indica que el batido se encuentra 3.9 dB por debajo del nivel de la portadora.

Medición de Modulación cruzada

Al igual que las otras distorsiones por intermodulación se debe cumplir la regulación de la FCC que indica que los niveles de distorsión deben estar separados 51 dB o más, por debajo del nivel de portadora visual, para la presente medición esto no se cumple, el valor obtenido es de 15.5 dBc (ver figura 3.33). El efecto que presenta sobre la señal del abonado son bandas diagonales y/o imagen superpuesta (observable en la figura 2.7 del capítulo 2).

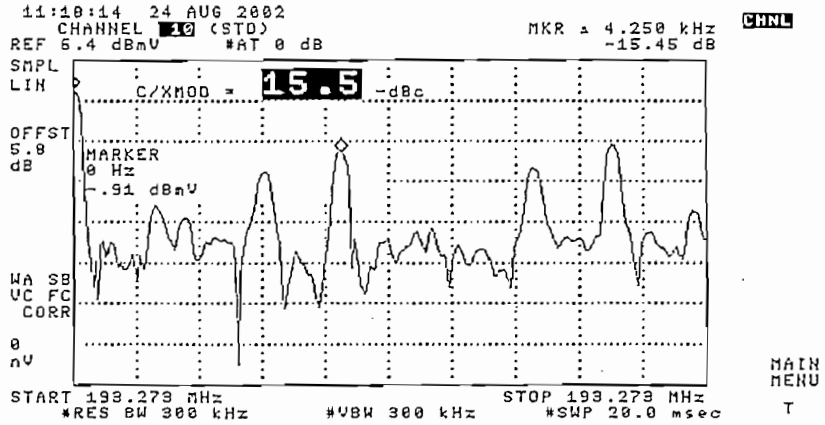


Figura 3.33 Medición de modulación cruzada

Medición de la modulación por zumbido (HUM)

La medición de la modulación por zumbido realizada por el analizador de espectro (ver figura 3.34) es de 1.2 % del nivel de la señal visual, valor que cumple con lo establecido por la regulación de la FCC 76.605 (a)(10) que indica: la variación pico a pico en el nivel de la señal visual causado por disturbios de baja frecuencia (HUM) generado dentro del sistema no debe exceder del tres por ciento (3%) del nivel de la señal visual

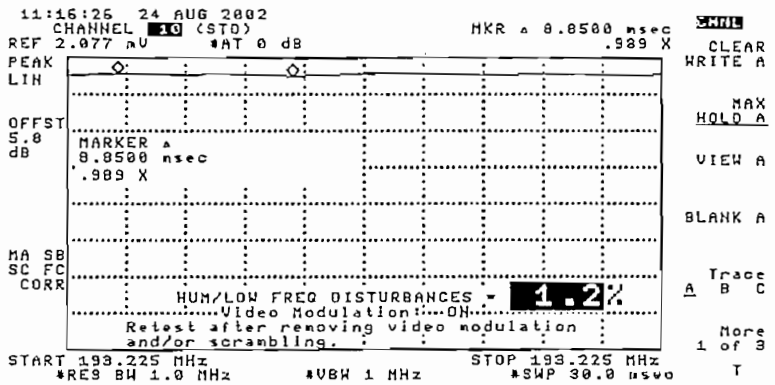
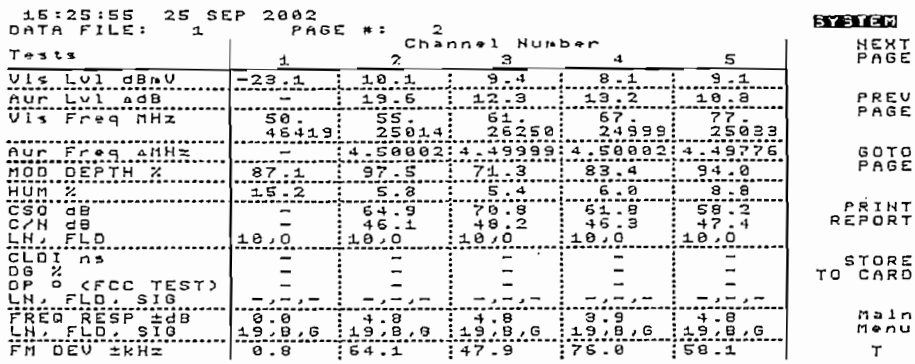


Figura 3.34 Medición de HUM

Además de realizar un análisis en un canal analógico de la red HFC, se hizo un chequeo de los parámetros en 16 canales ubicados en rangos de frecuencias bajas y altas, transcurrido un mes de las primeras pruebas (citadas anteriormente) que sirvió para conocer la variación que presentan los parámetros dentro de la red HFC. A continuación se presentan las tablas de los resultados de las pruebas efectuadas el 25 de septiembre de 2002.



15:26:45 25 SEP 2002
DATA FILE: 1 PAGE #: 3

Tests	Channel Number 6	7	8	9	10
Vis Lvl dBmV	8.5	10.1	9.6	12.7	11.8
Aur Lvl ΔdB	11.7	25.0	12.0	8.8	20.4
Vis Freq MHz	83. 24687	175. 26257	181. 24999	187. 26255	193. 24841
Aur Freq ΔMHz	4.50000	4.49999	4.50002	4.50127	4.50000
MOD DEPTH %	81.6	84.9	67.0	72.4	84.1
HUM %	6.2	4.6	4.2	30.9	9.1
CSO dB	52.2	65.7	70.6	-	72.3
C/N dB	38.7	48.9	47.5	-	49.9
LN, FLD	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
CLDI ns	-	-	-	-	-
DG %	-	-	-	-	-
DP ° (FCC TEST)	-	-	-	-	-
LN, FLD, SIG	-,-,-	-,-,-	-,-,-	-,-,-	-,-,-
FREQ RESP ±dB	5.0	5.4	5.7	10.4	6.5
LN, FLD, SIG	19,B,G	19,B,G	19,B,G	19,B,G	19,B,G
FM DEV ±kHz	118.8	27.1	31.5	67.1	57.5

SYSTEM
NEXT PAGE
PREV PAGE
GOTO PAGE
PRINT REPORT
STORE TO CARD
Main Menu
T

15:46:00 25 SEP 2002
DATA FILE: 1 PAGE #: 2

Tests	Channel Number 55	56	57	58	59
Vis Lvl dBmV	8.3	7.0	6.4	7.7	7.1
Aur Lvl ΔdB	10.0	8.3	4.5	16.1	9.0
Vis Freq MHz	409. 25022	415. 26255	421. 26250	427. 25665	433. 25017
Aur Freq ΔMHz	4.50002	4.49994	4.49993	4.49707	4.49995
MOD DEPTH %	72.7	71.5	76.6	98.1	70.9
HUM %	10.5	34.4	25.9	3.0	32.5
CSO dB	59.2	-	-	62.3	-
C/N dB	20.7	-	-	42.6	-
LN, FLD	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
CLDI ns	-	-	-	-	-
DG %	-	-	-	-	-
DP ° (FCC TEST)	-	-	-	-	-
LN, FLD, SIG	-,-,-	-,-,-	-,-,-	-,-,-	-,-,-
FREQ RESP ±dB	9.3	35.5	34.4	4.5	34.5
LN, FLD, SIG	19,B,G	19,B,G	19,B,G	19,B,G	19,B,G
FM DEV ±kHz	70.3	20.6	35.7	17.7	101.4

SYSTEM
NEXT PAGE
PREV PAGE
GOTO PAGE
PRINT REPORT
STORE TO CARD
Main Menu
T

15:46:47 25 SEP 2002
DATA FILE: 1 PAGE #: 3

Tests	Channel Number 60
Vis Lvl dBmV	6.4
Aur Lvl ΔdB	7.0
Vis Freq MHz	439. 26249
Aur Freq ΔMHz	4.49996
MOD DEPTH %	82.3
HUM %	27.3
CSO dB	-
C/N dB	-
LN, FLD	10,0
CLDI ns	-
DG %	-
DP ° (FCC TEST)	-
LN, FLD, SIG	-,-,-
FREQ RESP ±dB	35.6
LN, FLD, SIG	19,B,G
FM DEV ±kHz	72.9

SYSTEM
NEXT PAGE
PREV PAGE
GOTO PAGE
PRINT REPORT
STORE TO CARD
Main Menu
T

Tabla 3.3 Resultados de mediciones realizadas en 16 canales analógicos

De las tablas anteriores se concluye :

Para el canal 10, donde se realizaron las primeras pruebas el 24 de agosto de 2002 usando el analizador de espectro y el programa CALAN se obtiene variaciones en los valores como se observa en la tabla 3.4, favorablemente por valores que cumplen con lo estipulado por las regulaciones de la FCC.

Parámetro	Primera medición (24 de agosto)	Segunda medición (25 de septiembre)
Nivel de señal	4.8 dBmV	11dBmV
Separación de frecuencias	4.5002 MHz	4.5000MHz
Relación C/N	44.1 dB	49.9 dB
Distorsión CSO	51.1 dB	72.2 dB
HUM	1,2%	9.1%

Tabla 3.4 Comparación entre valores de parámetros medidos con diferencia de tiempo.

En cuanto concierne al resto de canales, en general cumplen con los rangos de valores citados por la FCC.

3.3 PRUEBAS EN EL CANAL DIGITAL

Las pruebas necesarias para el control de calidad en canales digitales en la vía forward (señales digitales que se trasladan desde la cabecera hasta el usuario) son: Tasa de Modulación Errada MER (Modulation Error Rate), Tasa de Bit Errados BER (Bit Error Rate), Nivel de Potencia y chequeo del Diagrama de Constelación.

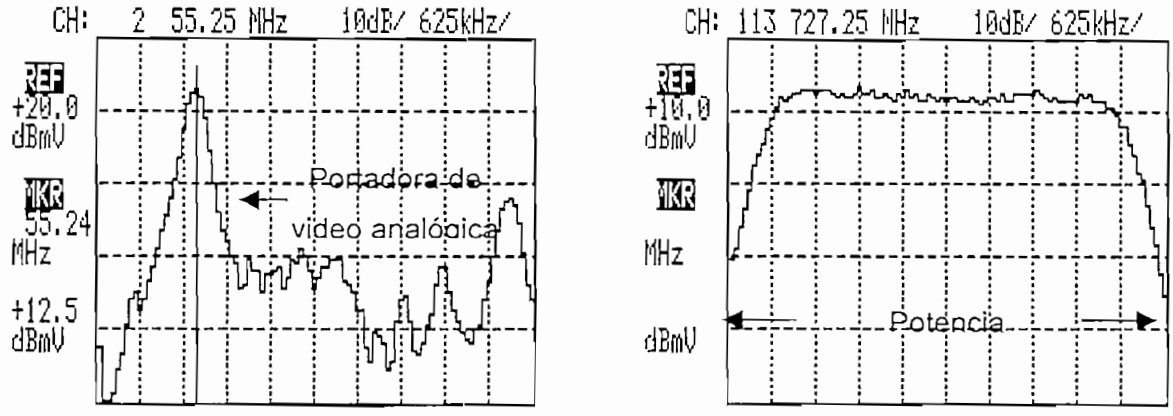
Para el caso de los canales digitales utilizados para la vía de retorno, la medición del BER resulta la más importante para conocer su estado.

3.3.1 MEDICIÓN DEL NIVEL DE POTENCIA EN UN CANAL DIGITAL

Las portadoras analógicas y digitales son muy diferentes en término del contenido y distribución de la potencia sobre un canal y por ende necesitan ser tratadas en forma distinta.

A diferencia de la portadora analógica, la potencia de la portadora digital está desplazada a través de todo el rango de frecuencias que conforma el canal y no

solamente se concentra en una frecuencia determinada (portadora de video en el caso de la señal analógica). En la figura 3.35 se visualiza el contraste entre un canal analógico y un digital. La potencia en los canales digitales es un valor promedio, a diferencia de los canales analógicos en donde es una medición de la potencia pico.



Espectro de un canal analógico

Espectro de un canal digital

Figura 3.35 Distribución de la potencia en un canal digital y analógico

Existen diversas técnicas e instrumentos especialmente fabricados para medir el nivel de la potencia de un canal digital, para el presente proyecto se toma en consideración el analizador digital SDA-4040D de la familia Wavetek Wandel Goltermann (especificaciones del equipo en el Apéndice C) que permite conocer en forma sencilla y rápida la calidad de la red de cable, posee la opción de medir además del nivel de una señal QAM, valores de BER, MER, visualizar diagramas de constelación, entre otros.

Para el caso del nivel de una señal modulada en QAM (como son las señales utilizadas tanto en canales downstream como upstream) el analizador digital fue diseñado con portadoras digitales en mente e incluye un filtro IF con un ancho de 6MHz, lo que permite una medición de potencia única, rechazando las potencias de otras frecuencias que no correspondan al canal.

Típicamente las señales digitales están situadas entre 6 a 12 dB por debajo de del valor pico de las portadoras analógicas. Un valor cercano a los 6 dB significa mejores condiciones de trabajo de la red, por ende se tendrá un mejor BER.

La figura 3.36 representa la pantalla del analizador digital, la cual indica - 8.6 dBmV como el valor del nivel de potencia del canal 70 que tiene una frecuencia central en 663 MHz y el tipo de modulación utilizado es 256 QAM. El valor de – 8.6 dBmV significa que la potencia digital del canal se encuentra a 8.6 dB por debajo de la nivel de la portadora analógica.

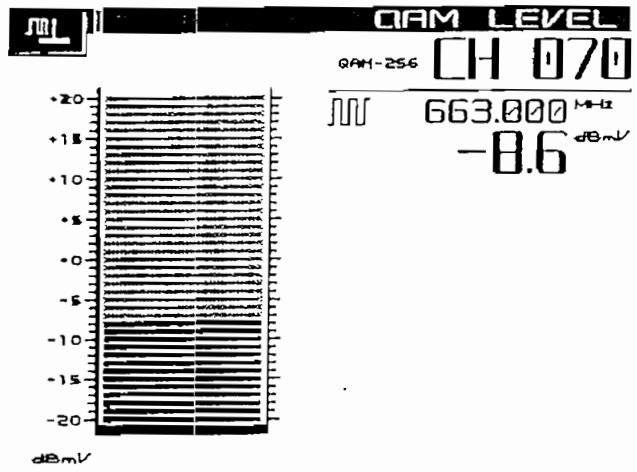


Figura 3.36 Medición del nivel de potencia de una señal digital

3.3.2 CHEQUEO DEL DIAGRAMA DE CONSTELACIÓN

El diagrama de constelación constituye una herramienta de gran valor que informa si la señal digital sufre deterioramiento en su trayectoria sobre la red y permite encontrar la fuente del problema. Para iniciar con el análisis del diagrama de constelación, se debe entender la modulación QAM (tipo de modulación utilizada en las transmisiones downstream y upstream).

Modulación de Amplitud en Cuadratura QAM (Quadrature Amplitud Modulation)

Es una forma de modulación digital en la cual la información digital está contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora a ser transmitida. QAM es un método de modulación de amplitud que permite a dos canales

(portadoras) de información ser transmitidos en una sola frecuencia al mismo tiempo. Las señales digitales QAM poseen dos componentes llamados I y Q que representan a las dos señales que transmiten.

Para incrementar la cantidad de datos a transmitirse en un ancho de banda específico, se fragmenta la amplitud de la portadora en niveles intermedios que representan combinaciones específicas de bits. La figura 3.37 muestra como la tasa de datos puede ser incrementada por un factor de 4 fragmentando la amplitud de la portadora en cuatro niveles y realizando un desfase de la portadora en 180 grados.

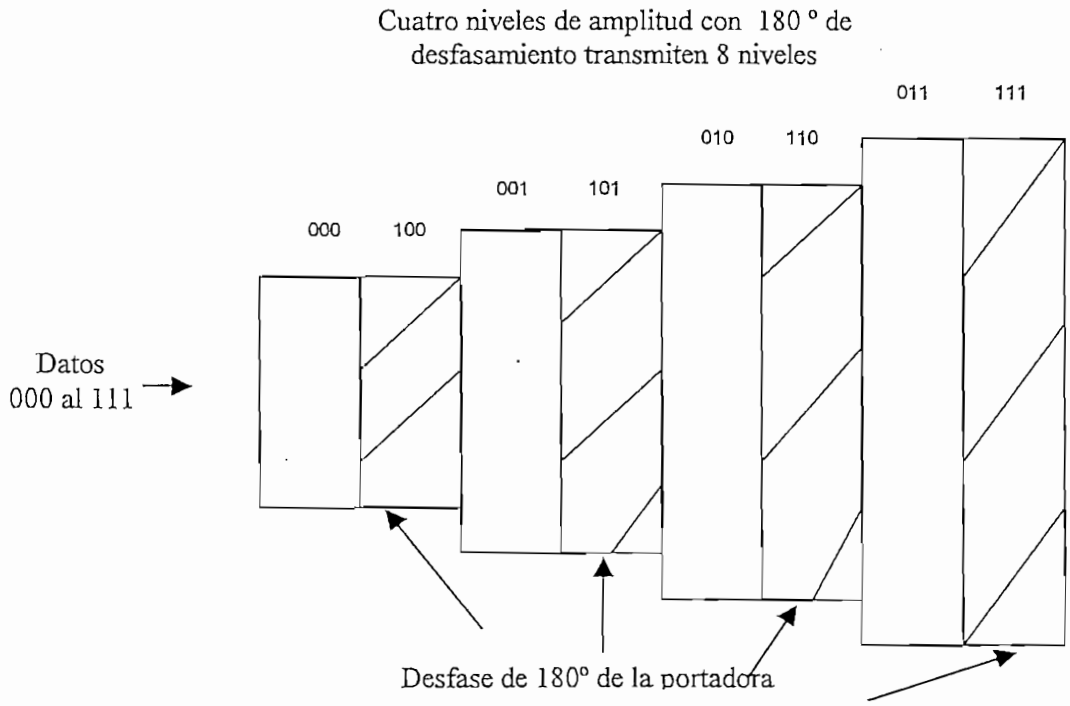


Figura 3.37 Cuatro niveles de amplitud con desfasamiento de 180 grados

La señal QAM permite llevar dos portadoras en el mismo tiempo en una sola frecuencia. Esto es posible si se tiene las dos portadoras en la misma frecuencia pero desfasados 90 grados la una de la otra. Para un conjunto de 6 bits de datos la mitad de bits (3) son enviados en el canal I, mientras los otros 3 bits restantes por el canal Q, los 6 bits representan 64 niveles que pueden ser enviados en una única frecuencia, esto es comúnmente conocido como 64 QAM. En la figura 3.38

se representa el diagrama de bloques de un modulador QAM, en el caso de 256 QAM se enviará sus 8 bits de datos en el canal I y Q , 4 bits respectivamente.

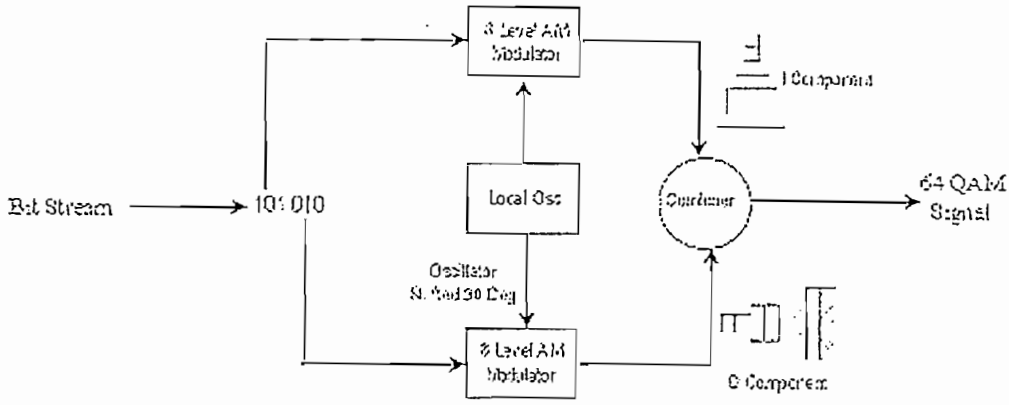


Figura 3.38 Diagrama de bloques del modulador 64 QAM

Los componentes I y Q son desfasados 90 grados uno del otro, un camino para visualizar la modulación QAM es el Diagrama de Constelación que consiste en representan de las componentes I y Q en un gráfico XY ; el eje X representa la componente I y el eje Y representa la componente Q, la figura 3.39 ilustra el diagrama de constelación para un símbolo.

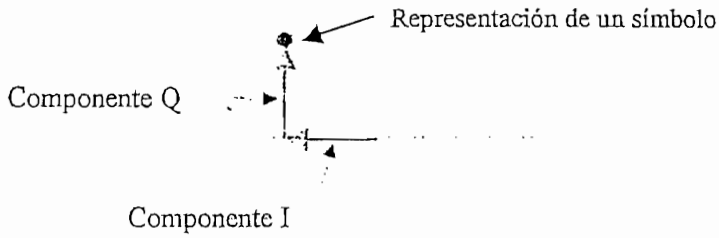


Figura 3.39 Elementos de un diagrama de Constelación

Para la modulación 64 QAM se tiene 8 niveles en la componente I y 8 niveles en la componente Q teniendo un total de 64 diferentes posibles puntos (símbolos) en el gráfico. Idealmente cada uno de estas 64 representaciones (puntos) deben permanecer en la misma posición. La modulación 256 QAM usa 16 niveles en la componente I y 16 niveles en la componente Q, es decir un total

de 64 símbolos, el diagrama de constelación para los dos tipos de modulación se representa en la figura 3.40.

Diagrama de Constelación de 64 QAM

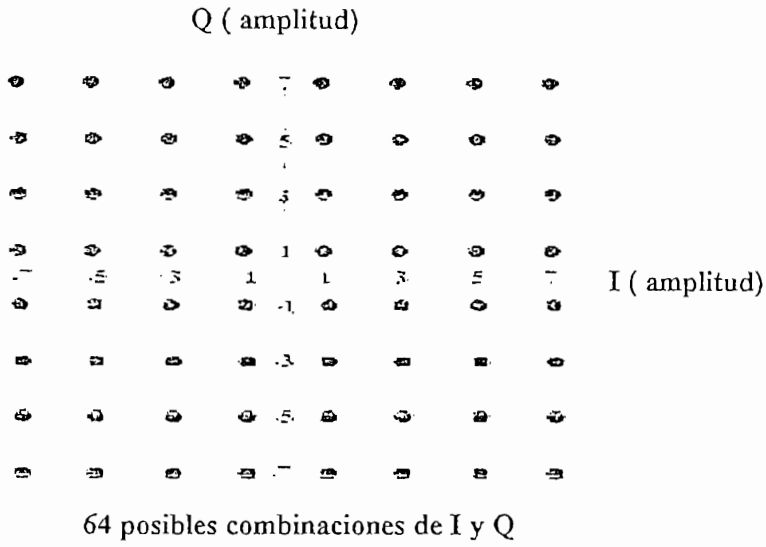


Diagrama de Constelación de 256 QAM

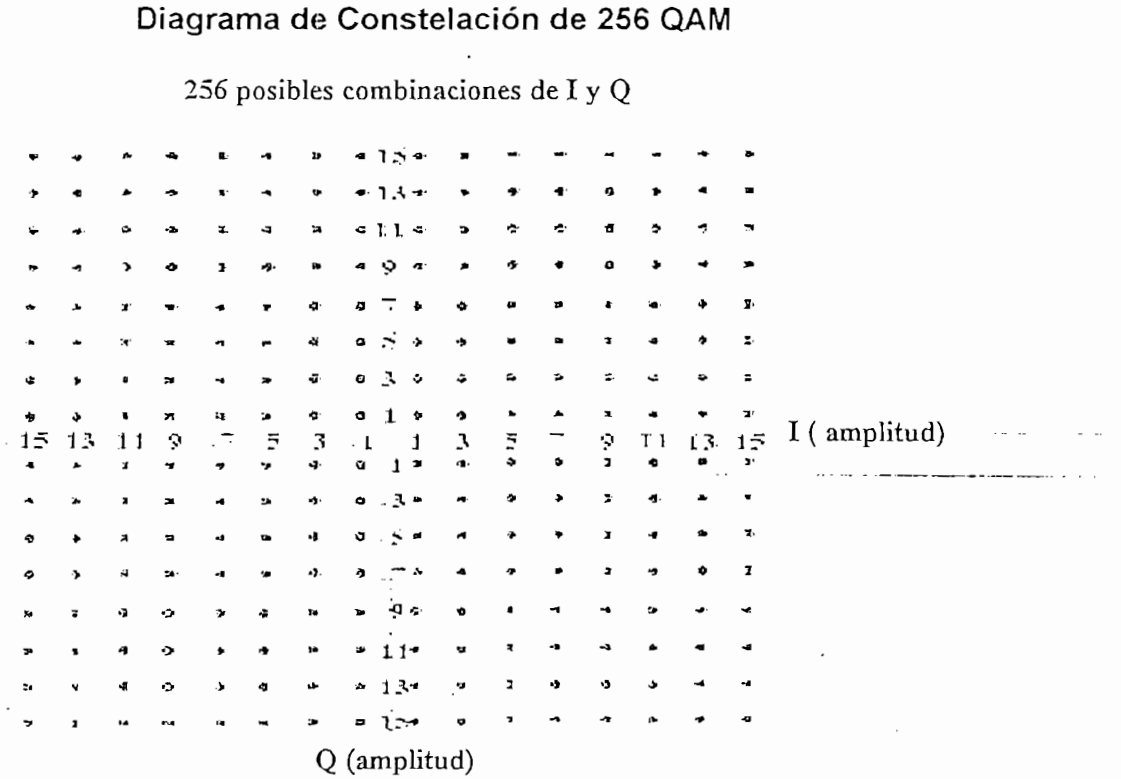


Figura 3.40 Diagramas de Constelación de modulaciones QAM

Cada punto que se representa en la constelación es encuadrada por límites de decisión(ver figura 3.41); si la señal se ubica dentro de estos límites, los datos serán recibidos correctamente,. En la práctica el ruido y otros problemas hacen que los puntos se ubiquen en áreas adyacentes ocasionando que los datos sean errados.

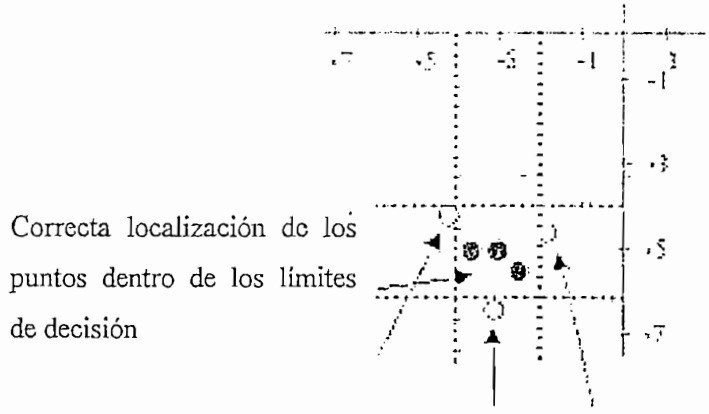


Figura 3.41 Límites de decisión

A continuación se presenta diagramas de constelación de señales que han sido deterioradas por diversas causas:

Diagrama de Constelación de una señal en buen estado (no ha sido afectado por ruido o interferencias en mayor grado), la gráfica 3.42 indica puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión.

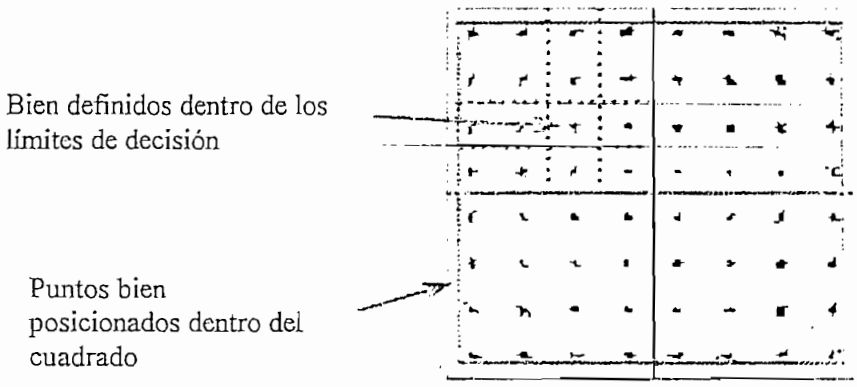


Figura 3.42 Diagrama de Constelación de una señal no afectada por ruido e interferencias

Diagrama de constelación de una señal afectado con un significativo ruido del sistema, en la gráfica 3.43 se visualizan puntos esparcidos que indican un alto grado de ruido que ocasiona errores en los datos de transmisión.

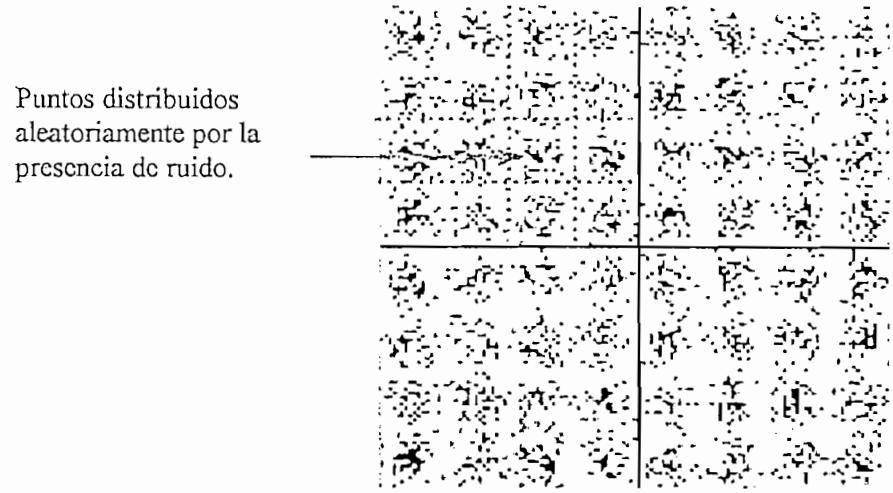


Figura 3.43 Diagrama de Constelación de una señal deteriorada por ruido

Diagrama de Constelación de una señal con ruido de fase, si el diagrama parece estar rotando en los extremos es un indicativo de exceso de ruido de fase en la señal (ver figura 3.44), el cual es causado en los convertidores down/ up ubicados en la cabecera (headend).

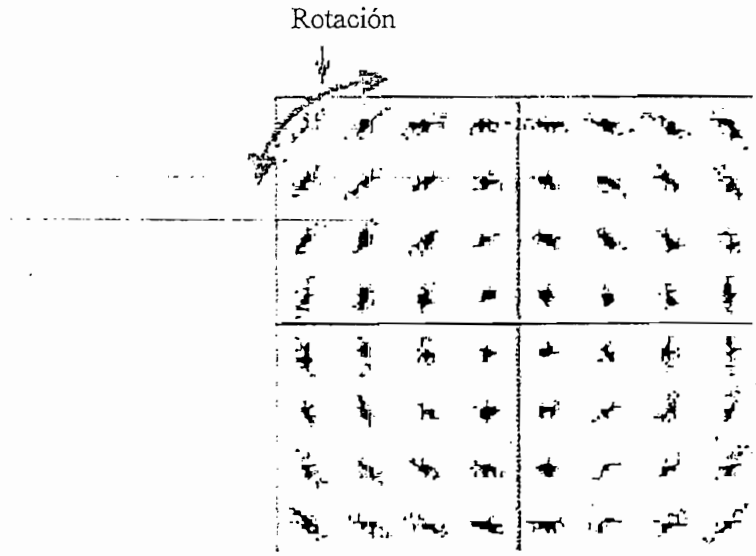


Figura 3.44 Diagrama de constelación con ruido de fase

Diagrama de Constelación de una señal afectada por distorsiones de intermodulación (CTB y CSO) e/o interferencias de banda estrecha, se presenta como puntos agrupados circularmente. La figura 3.45 demuestra tal fenómeno.

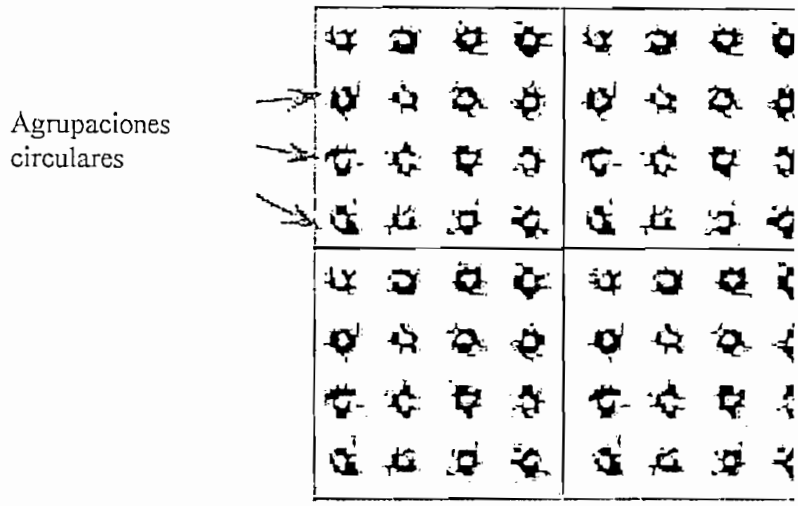


Figura3.45 Diagrama de Constelación que presenta CSO, CTB e Interferencias de banda ancha

3.3.3 MEDICION DE LA TASA DE MODULACIÓN ERRADA

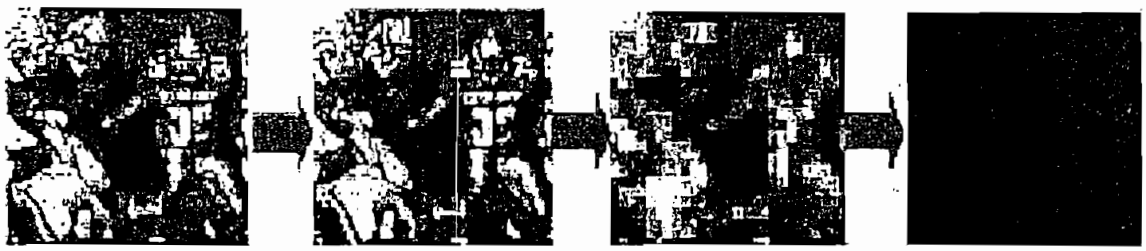
El MER en sistemas digitales es equivalente a la relación Portadora a Ruido usada en sistemas analógicos. El valor de MER es un buen indicador de cómo se encuentra funcionando el sistema.

A diferencia de los sistemas analógicos en donde la degradación de video es notoria para diferentes valores bajos de C/N , en sistemas digitales un valor pobre de MER no es tan evidente, lo que significa que el ruido afecta en mayor grado a las señales analógicas que a las digitales. En la figura 3.46 se realizan comparaciones entre valores de C/N para un canal analógico y valores de MER para un canal digital.

Efecto del ruido en sistemas analógicos

45 dB C/N 35 dB C/N 25 dB C/N 20dB C/N

Efecto del ruido en sistemas digitales



31 dB MER 24 dB MER 23 dB MER 22dB MER

Figura 3.46 Efectos del MER y BER

A diferencia de la medición que se realiza de C/N en sistemas analógicos consistente en la relación del valor pico de la potencia de portadora de video con respecto al nivel de ruido; en señales digitales es la relación de la potencia de la señal y el total de degradación de la señal. Los factores que deterioran la señal como ruido de fase, interferencias de banda estrecha (ingress), CTB, CSO (explicados en el capitulo 2), son fácilmente detectadas al medir el MER.

El ruido de amplitud y fase afectará la posición de los símbolos en el diagrama de constelación; mientras el ruido de amplitud cambia la distancia desde el origen, el ruido de fase varía la posición rotacional, además de estos dos ruidos los otros tipos de ruidos e interferencias pueden afectar el símbolo en todas las direcciones, en la figura 3.47 se indica dichos cambios.

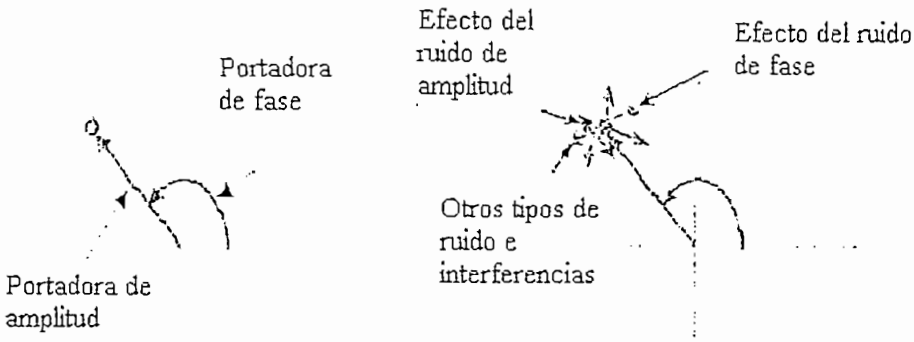


Figura 3.47 Efectos ocasionados en un símbolo por ruido e interferencias

Como ya se explicó anteriormente el diagrama de constelación da una indicación visual de cómo el ruido afecta a la señal, así también mediante el diagrama de constelación se puede saber si el MER del sistema es óptimo o no, en la gráfica 3.48 se indican dos constelaciones con valores de MER distintos.

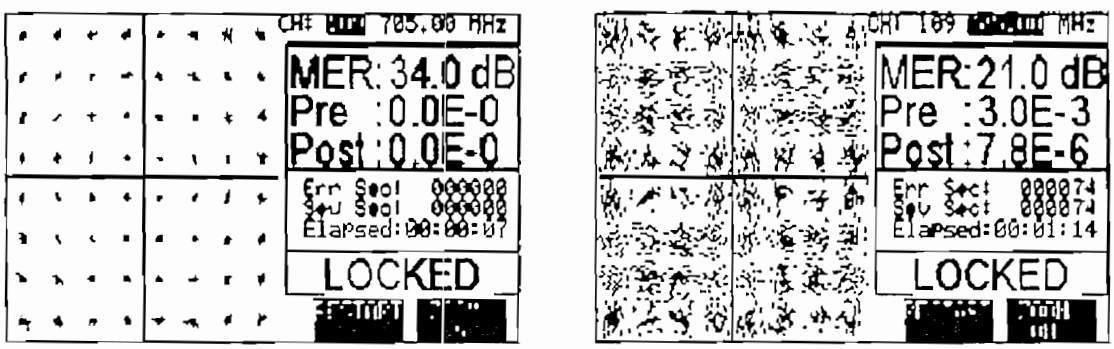


Diagrama de constelación con un buen MER

Diagrama de constelación con un deficiente MER

Figura 3.48 Comparación entre diagramas de constelación con diferentes valores de MER

El MER se expresa en dB , un valor alto del mismo significa un nivel pequeño de deterioro y una mejor señal, un valor bajo de MER implica una alto grado de deterioro de la señal.

Los convertidores set top ubicados en el lado del usuario que utilizan modulación 64QAM requieren un MER superior de 22 dB para operar. Para convertidores set top que utilizan 256 QAM se requiere un valor mejor que 28 dB para una óptima operación del sistema.

El analizador digital SDA- 4040D establece como límites inferiores 28 dB y 32 dB para 64QAM y 256QAM respectivamente permitiendo un margen de seguridad de 4-6 dB .

3.3.4 MEDICION DE LA TASA DE BITS ERRADOS BER (Bit Error Rate)

En la transmisión de datos existe la posibilidad de que algunos de los bits que conforman los datos no sean recibidos correctamente, los bits errados son consecuencia de ruido o problemas intermitentes como conectores defectuosos, interferencias de banda estrecha (para mayor información ver 2.1.7 Interferencias de banda estrecha en el capítulo 2).

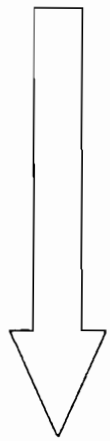
El BER se define como la relación que existe entre el número de bits errados recibidos respecto al número total de bits transmitidos.

Bits enviados 1100011001
Bits recibidos 1110111001

$$BER = \frac{Número\ de\ bits\ errados}{Número\ de\ bits\ total} = \frac{2}{10} = 0.2$$

La tasa de bits errados BER está expresada en notación científica, donde 1E-3 equivale a tener un bit errado en 1000 bits transmitidos, mientras mas negativo sea el exponente, mejor será el BER, un valor inferior que 1.0 E-6 es necesario para que un sistema opere correctamente.

Mientras más bajo
Mejor BER



Decimal	Notación Científica
1	1.0E+00
0.1	1.0E- 01
0.01	1.0E- 02
0.001	1.0E- 03
0.0001	1.0E- 04
0.00001	1.0E- 05
0.000001	1.0E- 06
0.0000001	1.0E- 07
0.00000001	1.0E- 08
0.000000001	1.0E- 09

El analizador SD-4040D mide el valor del BER antes y después del FEC (Forward Error Correction, método de corrección de errores en donde bits de datos son añadidos al flujo de bits para decrecer el número de bit errados introducidos por el canal de transmisión). La circuitería de FEC se encuentra localizada en el convertidor del usuario.

El BER antes del FEC es la suma de todos los bits errados, mientras el BER después del FEC indica el número de bits errados que no pudieron ser corregidos. La diferencia entre pre y post FEC indica cuan robusto es este método de corrección.

El BER es otro buen indicador del funcionamiento de todo el sistema. El analizador establece como valor límite 1E-8 antes del FEC y 1E-9 después del FEC, en la figura 3.49 se visualiza el resultado de una medición en donde el valor del BER pre- fec está por encima de 1E-8, es decir está fuera del límite correcto, mientras que el valor después del FEC es aceptable.

De acuerdo al diagrama de constelación se puede afirmar que hay presencia de ruido y el valor de MER se encuentra en un valor no deseado según el analizador digital SDA- 4040D que establece como límites inferiores 28 dB para 64 QAM.

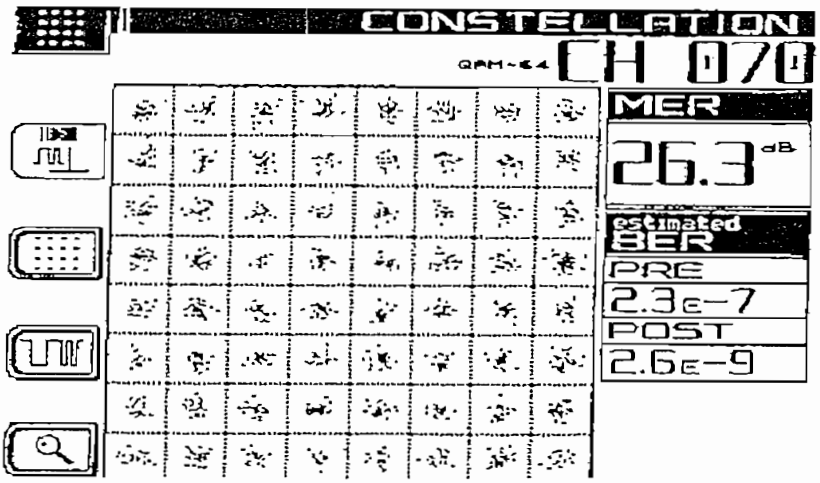


Figura 3.49 Resultados de la medición de BER y MER en un canal digital

3.4 MEDICIÓN DEL CANAL DIGITAL CORRESPONDIENTE A UNA RED DE CABLE BIDIRECCIONAL QUE PROPORCIONA SERVICIO DE INTERNET.

Como fase final del proyecto se realizó mediciones de la señal digital de forward que utiliza modulación 64 QAM en una red de cable híbrida que a más del servicio de CATV ofrece la posibilidad de internet a la ciudad de Quito.

Específicamente se midió, nivel de señal, MER, BER y se efectuó un chequeo del diagrama de constelación.

Para las mediciones se utilizó el analizador digital SDA- 4040D.

Ubicación de los puntos de prueba

Los puntos de prueba estuvieron ubicados:

Punto 1 salida del transmisor óptico ubicado en la cabecera (headend) de la red.

Punto 2 terminal de usuario ubicado en la esquina de la Avda. González Suárez y José Bosmediano y que pertenece al nodo 2A de la red.

Punto 3 tap del usuario localizado en las calles Coruña y Barreto y que pertenece al nodo 4B.

Punto 4 tap del usuario ubicado en la Avda. González Suárez (frente al Hotel Quito), y que pertenece al nodo 4D.

En el apéndice D se encuentran los mapas de los puntos antes mencionados.

Medición en el punto 1 (salida del transmisor óptico en la cabecera de la red)

La medición en este punto consistió en la conexión directa del analizador digital SDA- 4040D a la salida del transmisor óptico que provee señal al nodo 2A y al transmisor óptico que provee al nodo 4B y 4D conjuntamente (ver figura 3.50)

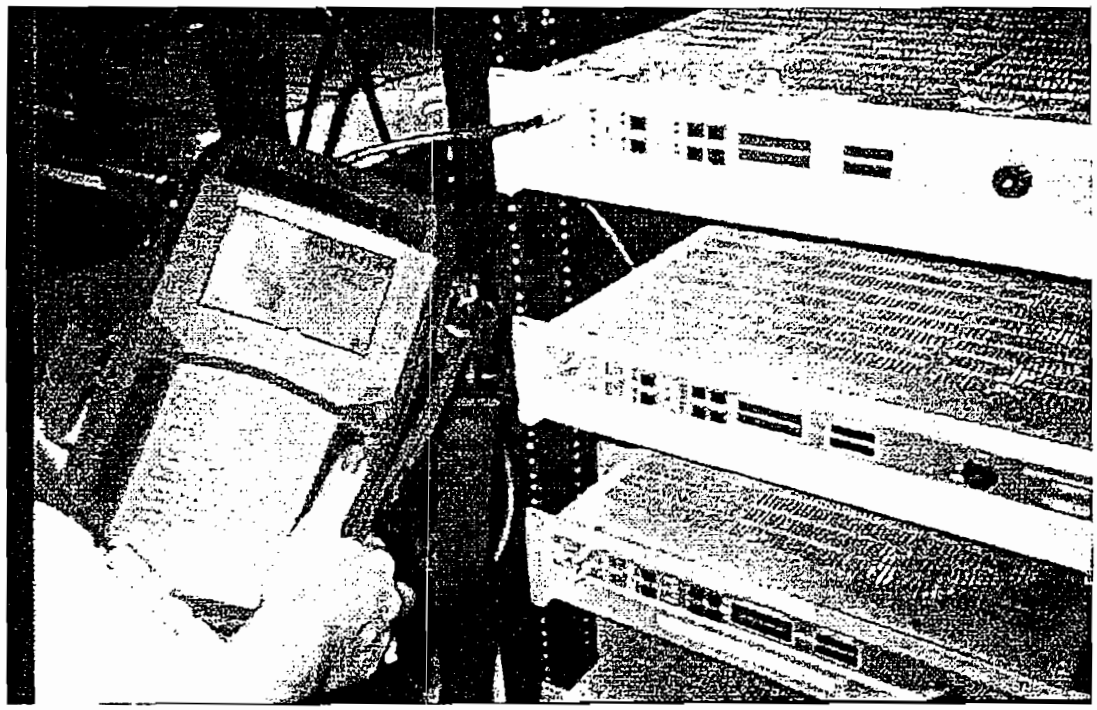


Figura 3.50 Medición en el transmisor óptico

Los resultados de las mediciones se encuentran desplazadas en la tabla 3.5

Parámetro	Transmisor óptico del nodo 2A	Transmisor óptico de los nodos 4B Y 4D
Nivel de señal	15.4 dBmV	15 dBmV
MER	36.7 dB	36.5dB
BER pre-fec	$1e^{-9}$	$1e^{-9}$
BER post-fec	$1e^{-9}$	$1e^{-9}$
Diagrama de constelación	Puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión.(ver figura 3.42)	Puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión. (ver figura 3.42)

Tabla 3.5 Resultados de las mediciones en la cabecera.

Medición en el punto 2 (terminal de usuario ubicado en la Avda. González Suárez y José Bosmediano)

En la figura 3.51 se visualiza la instalación del equipo de prueba (analizador SDA –4040D) al cable coaxial de entrada al cable modem del usuario.

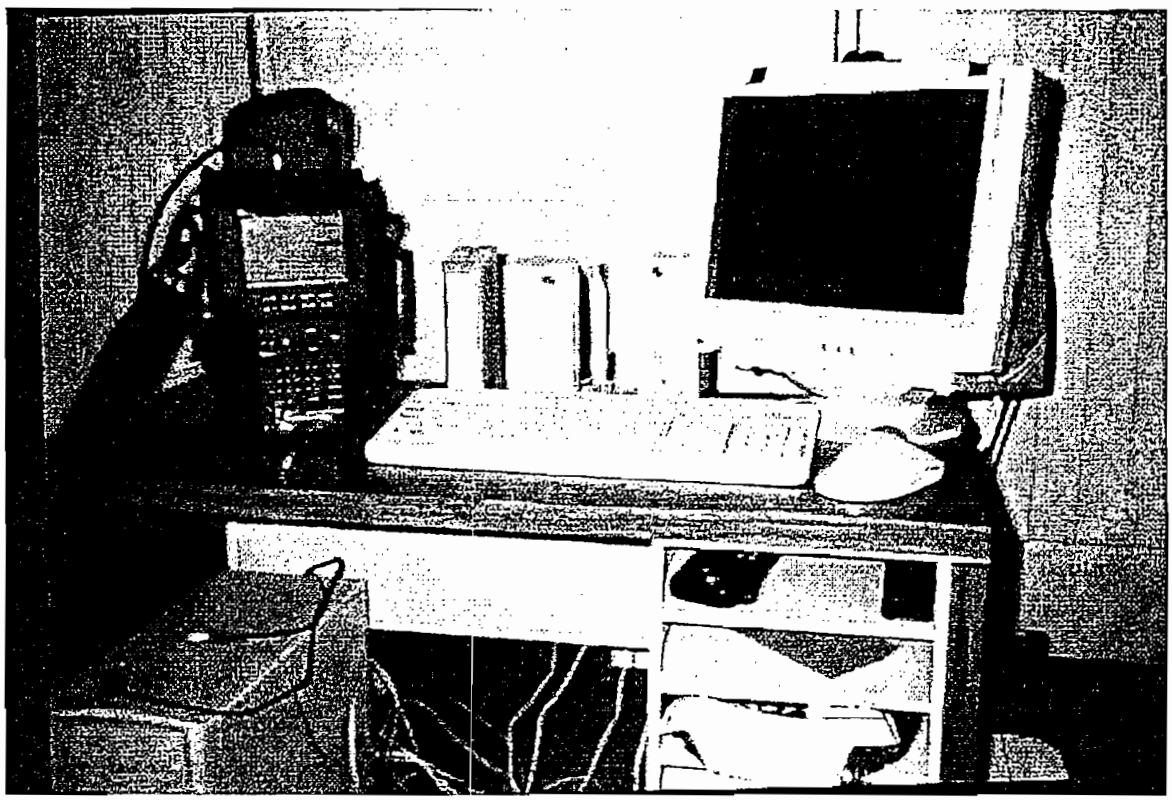


Figura 3.51 Conexión del analizador digital al terminal del usuario

Los resultados de la medición en este punto se indica en la tabla 3.6.

Parámetro	Valor
Nivel de señal	15.2 dBmV
MER	36.5 dB
BER pre-fec	$1e^{-9}$
BER post-fec	$1e^{-9}$
Diagrama de constelación	Puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión.(ver figura 3.42)

Tabla 3.6 Resultados en el punto 2

Medición en el punto 3 (tap de usuario ubicado en las calles Coruña y Barreto)

La medición en este punto se realizó tomando la señal directamente desde el tap situado en el poste, frecuentemente el personal encargado del control de la red realiza de esta manera sus mediciones, ya que acceder a los terminales mismos de los usuarios resulta molesto y puede ocasionar problemas para el usuario. En la figura 3.52 se expone la conexión del equipo de medición al tap correspondiente y en la tabla 3.7 sus resultados.

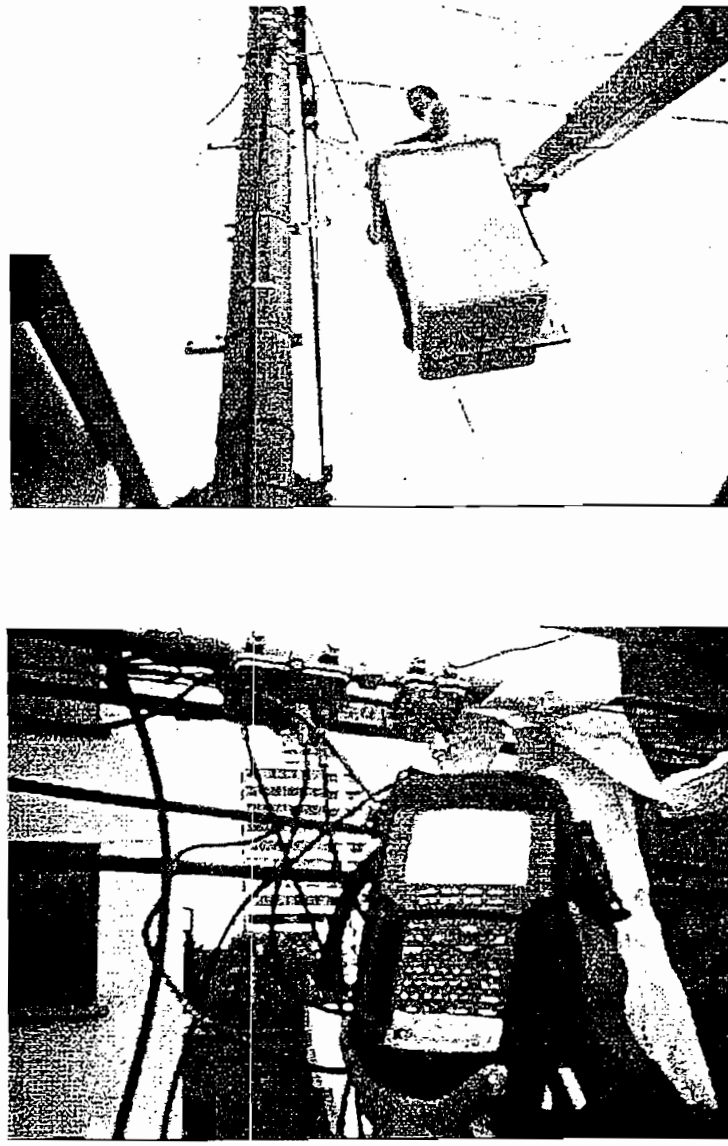


Figura 3.52 Conexión del analizador al tap

Parámetro	Valor
Nivel de señal	15.1 dBmV
MER	36.1 dB
BER pre-fec	$1e^{-9}$
BER post-fec	$1e^{-9}$
Diagrama de constelación	Puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión.(ver figura 3.42)

Tabla 3.7 Valores de los parámetros en el punto 3

Medición en el punto 4 (tap de usuario ubicado en la Avda. González Suárez frente al Hotel Quito)

Al igual que en la medición anterior se realizó en el tap de usuario, en la figura 3.53 se visualiza la conexión y la tabla 3.8 presenta los resultados.

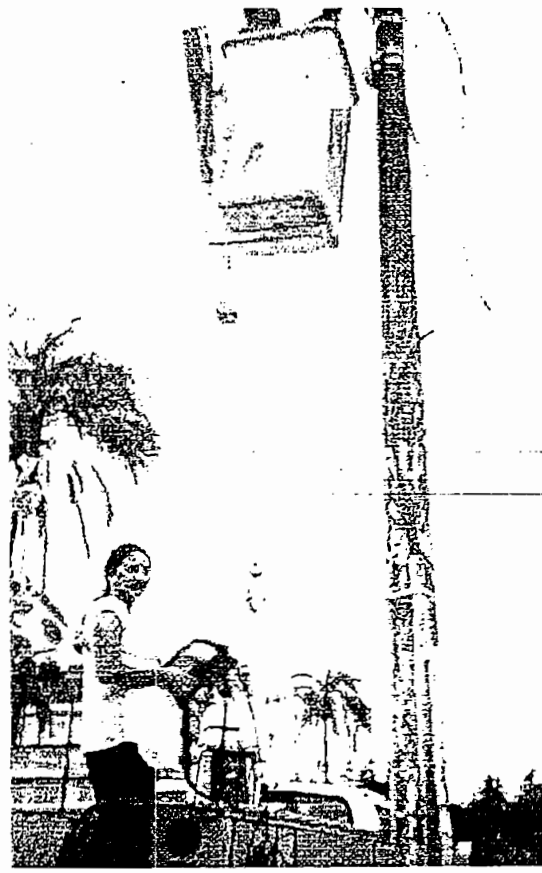


Figura 3.53 Medición en el punto 4

Parámetro	Valor
Nivel de señal	14.2 dBmV
MER	36.6 dB
BER pre-fec	$1e^{-9}$
BER post-fec	$1e^{-9}$
Diagrama de constelación	Puntos bien posicionados en un cuadrado y definidos dentro de los límites de decisión.(ver figura 3.42)

Tabla 3.8 Resultados de la medición

ANÁLISIS DE RESULTADOS

- Los niveles de señal que se reciben en los tres distintos puntos de la red son estables en comparación con los niveles salientes de los transmisores ópticos; en el caso del punto 2, recibe un nivel de señal de 15.2 dBmV de los 15.4 dBmV que sale del transmisor óptico, para el punto 3 y 4 no existe mucha diferencia entre lo que su transmisor envía (15 dBmV, valor expuesto en la tabla 3.5) y lo que cada uno de ellos recibe 15.1 dBmV y 14.2 dBmV (valores basados en las tablas 3.7 y 3.8) respectivamente.

- Los valores de MER para todos los puntos cumplen con las exigencias del analizador digital que establece como límite inferior 28 dB para 64QAM (mayor información consultar sección 3.3.3 del presente capítulo).

- El analizador SDA - 4040D establece para el BER como valor límite 1E-8 antes del FEC y 1E-9 después del FEC, para las mediciones realizadas, los valores de BER en los distintos puntos cumplen a cabalidad este requisito e incluso no fue necesario aplicar corrección de errores.

- La trayectoria que recorren las señales digitales desde la cabecera (headend) hasta cada punto de medición es distinta, en la figura 3.54 se indican tales distancias.

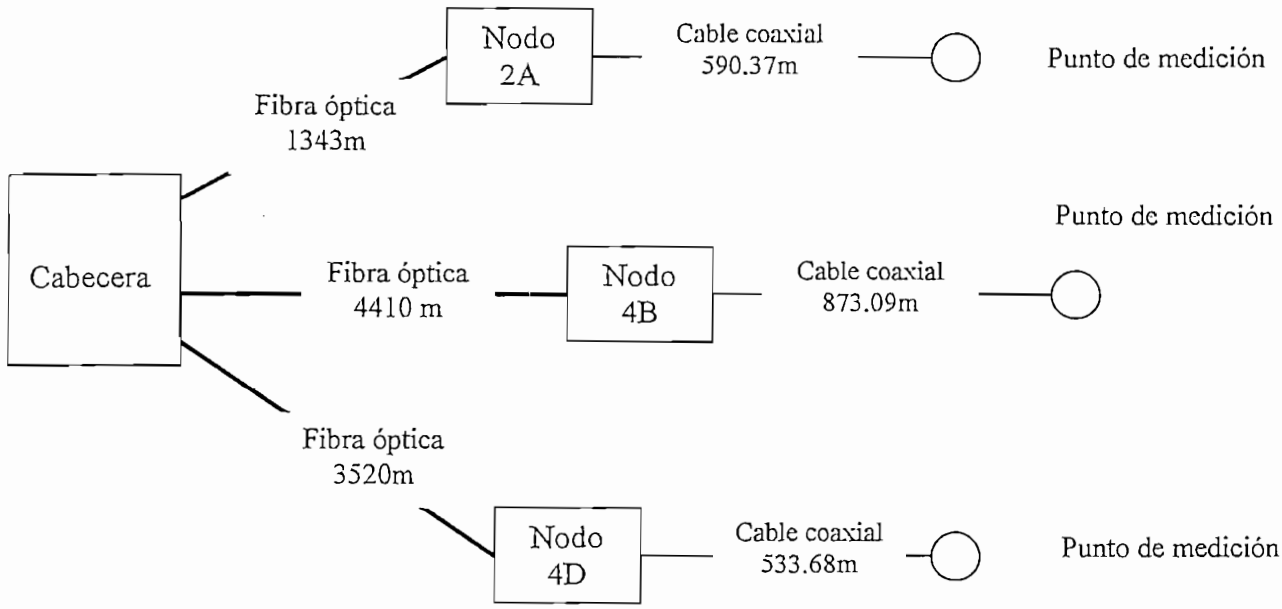


Figura 3.54 Trayectoria desde la cabecera hasta los puntos de medición

A pesar de las considerables diferencias entre las distancias y los diversos dispositivos que debe pasar la señal (ver mapas en el apéndice D), los valores de los parámetros son relativamente constantes en los puntos de prueba, lo que significa que la red se encuentra en óptimas condiciones y lo que es más importante ofrece al usuario un servicio de alta calidad.

Las mediciones en el canal de retorno no fueron posibles realizarlas por falta de equipo de medición específico para este propósito.

CAPITULO 4

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

CONCLUSIONES

- Las modernas redes de televisión por cable bidireccionales por cable híbridas Fibra Optica - Coaxial han revolucionado el campo de las telecomunicaciones, al poder llegar hasta los hogares de la mayoría de poblaciones de grande y mediano tamaño un amplísimo abanico de servicios y aplicaciones de telecomunicaciones, adicionales a la televisión convencional, entre los que pueden citarse: videoconferencia, vídeo bajo demanda (VOD), telecompra, telebanca, telefonía, acceso a bases de datos, pago por visión (PPV), videojuegos interactivos, etc.; y el servicio estrella de las redes de cable: el acceso a Internet en el que se aprovecha el gran ancho de banda de la red para ofrecer al usuario la conveniencia de estar siempre en línea, haciendo que tenga un acceso instantáneo, mayor velocidad de respuesta y una frustración menor en los tiempos de espera.

- El desarrollo de las redes HFC ha sido un proceso gradual, ya que estas nuevas redes son una reestructuración de las ya existentes redes de televisión por cable unidireccionales que activaron el canal de retorno después de varios años de funcionamiento de forma unidireccional.

- Los parámetros analizados en el presente proyecto sirven para conocer los problemas y dificultades que sufren las señales en su trayecto sobre las redes HFC en dirección hacia el usuario y en sentido contrario. Adicionalmente los procedimientos y equipos de medición citados permiten a los operadores de la red HFC controlar de manera eficaz la calidad de servicio ofrecido a los usuarios, tanto en los canales analógicos como en canales digitales.

- El mejoramiento de la tecnología permite cada vez acceder a mejores equipos y paquetes de programas de software diseñados para realizar mediciones de los parámetros de control, además de minimizar el tiempo requerido en todo el proceso de medición y brindar exactitud en los resultados, es el caso del paquete HP CALAN 85971B y el analizador digital SDA-4040D de la familia Wavetek Wandel Goltermann utilizados en este proyecto.

- En el aspecto legal el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión (CONARTEL) entidad encargada de regular y autorizar los servicios de radiodifusión, televisión y servicios de valor agregado en todo el país aún no plantea políticas de control, reglamentos y normativas para lo que constituye específicamente redes de cable bidireccional HFC y los servicios que pueden prestar.

- El desarrollo de las redes HFC empezó en Europa y Estados Unidos, para luego extenderse a América Latina donde las empresas ya se disputan el privilegio de ser las pioneras en un mercado emergente que ofrece muchas posibilidades de desarrollo, en el Ecuador TVCable es la empresa pionera en ofrecer internet como servicio de valor agregado, adicionalmente a la señal de televisión, lamentablemente aún no cuenta con el respaldo legal de CONARTEL.

- Los parámetros analizados en el presente proyecto sirven para conocer los problemas y dificultades que sufren las señales en su trayecto sobre las redes HFC en dirección hacia el usuario y en sentido contrario. Adicionalmente los procedimientos y equipos de medición citados permiten a los operadores de la red HFC controlar de manera eficaz la calidad de servicio ofrecido a los usuarios, tanto en los canales analógicos como en canales digitales.

- El mejoramiento de la tecnología permite cada vez acceder a mejores equipos y paquetes de programas de software diseñados para realizar mediciones de los parámetros de control, además de minimizar el tiempo requerido en todo el proceso de medición y brindar exactitud en los resultados, es el caso del paquete HP CALAN 85971B y el analizador digital SDA-4040D de la familia Wavetek Wandel Goltermann utilizados en este proyecto.

- En el aspecto legal el Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión (CONARTEL) entidad encargada de regular y autorizar los servicios de radiodifusión, televisión y servicios de valor agregado en todo el país aún no plantea políticas de control, reglamentos y normativas para lo que constituye específicamente redes de cable bidireccional HFC y los servicios que pueden prestar.

- El desarrollo de las redes HFC empezó en Europa y Estados Unidos, para luego extenderse a América Latina donde las empresas ya se disputan el privilegio de ser las pioneras en un mercado emergente que ofrece muchas posibilidades de desarrollo, en el Ecuador TVCable es la empresa pionera en ofrecer internet como servicio de valor agregado, adicionalmente a la señal de televisión, lamentablemente aún no cuenta con el respaldo legal de CONARTEL.

- En general las mediciones realizadas en la red de TVCable en la ciudad de Quito, cumplen con los requerimientos exigidos por regulaciones de la FCC y DOCSIS, por lo que se puede concluir que efectivamente es posible transmitir señales analógicas y digitales pertenecientes a televisión e internet respectivamente, sin presentar mayores dificultades y sobre todo se puede ofrecer al usuario de la red un servicios confiables y de calidad.

RECOMENDACIONES

- La oportunidad de ofrecer multiservicios que tiene la red híbrida Fibra óptica-Coaxial HFC, lleva consigo la gran responsabilidad para los operadores de la red en disponer de un constante mantenimiento y control de los dispositivos que conforman la red y de los parámetros técnicos, con el fin de ofrecer una servicio de alta calidad a todo momento al usuario.

- Debería existir mayor preocupación de la entidad nacional de telecomunicaciones CONARTEL (Consejo Nacional de Radiodifusión y Televisión) para dictar reglamentos para el funcionamiento legal de redes HFC, lo que daría lugar a que empresas de cable nacionales puedan extenderse, contribuyendo en gran medida al desarrollo de las telecomunicaciones en el país.

- Los operadores de las redes HFC deben ser personas preparadas en el campo de las telecomunicaciones, especialmente deben tener conocimiento de la infraestructura de este tipo de red y de los parámetros que ocasionan

pérdidas y problemas para poder solventar en forma rápida y oportuna dificultades que se presenten.

- Como cualquier nueva tecnología, la transmisión de datos de alta velocidad sobre redes HFC ofrece variantes en cuanto al desarrollo de equipos se refiere. Cada compañía acostumbra a desarrollar sus propios sistemas para satisfacer sus necesidades, produciendo incompatibilidad con el que utiliza un sistema de cable. Para evitar problemas los operadores de cable deben regirse a DOCSIS (Especificaciones de interfaces de servicios de datos por cable), estándar internacional que provee especificaciones de interoperabilidad entre sistemas de terminación cable módem ubicados en el terminal del usuario, características de calidad de servicio y autenticación necesarias para manejar servicios que requieren una entrega de datos en tiempo real y mayor seguridad.

BIBLIOGRAFÍA

RASKIN Donald	Return Systems for hybrid fiber/ coax cable TV Networks, editorial Prentice Hall Toronto,1997
JEFFREY L Thomas	Cable Television proof-of- performance Estados Unidos 1995, editorial Prentice Hall
TOMASI, Wayne	Sistemas de comunicaciones eléctricas, segunda edición México, 1989
CICIORA, Walter	Modern Cable Television Technology Video, Voice and datos Comunications California, 1999.
OBANDO, Giovanni	Proyecto de implementación de un sistema de control de Calidad para el servicio de televisión por cable (proyecto de titulación) Quito, enero 2000
PAZMIÑO, José	Estudio de un sistema de cable dedicado para la utilización de varios servicios de telecomunicaciones y diseño de un sistema de TV por cable dedicado para la zona residencial del sur occidente de Quito. (proyecto de titulación) Quito, octubre 1998
GENERAL INSTRUMENT	Broadband Reference Guide RD-18 Octubre 1998
ALCATEL	CATV Distribución System
NCTA	Upstream Trasport Issues Octubre 1997, segunda edición.
NATIONAL CABLE TELEVISION INSTITUTE	Technical Support USA, 1993
CORPORACIÓN DE ESTUDIOS Y PUBLICACIONES	Leyes: telecomunicaciones, radifusión y televisión Febrero 2002

http://es.geocities.com/allcircuits4/ruido.htm

http://www.tlm.unavarra.es/asignaturas/bi/bi98_99/bi06/Final/TVdigital/Cable/tvcable.htm

http://www.cablecat.com/personales/almuh/upstream.htm

http://www.catvnet.com.ar/74.html

http://www.cablemodem.com

http://www. osiris.teccart. qc.ca/ telecom/ download/ specs/ HP8591E – spec.pdf

http://www. catv.org

http://www. fcc.gov; Federal Communications Commission , Chapter I part 76, subpart K

http://stdsbbs.ieee.org/groups/802/index.html

http://usuarios.isid.es/users/amb/cablem3.htm

http://usuarios.isid.es/users/amb/artichfc

http://www. aniret.org.mx

http://www. sunrisetelecom.com/broadband/online_learning.shtml

http://www. cablecat.com/personales/almuh/cablem1.htm

http://wyndury.radionet.udg.mx/wyndury/comunicaciones/modems/n1.htm

www.cablelabs.com

www.packetcable.com

www.cablemodem.com

www.cablenet.org

www.opencable.com

www.ctv.es/USER/carles/PROYECTO/cap1

http://orbita.starmedia.com

http://cable.internautas.org/sec

APÉNDICE A

UNIDADES DE MEDICIÓN

Useful Conversions and Tables

Decibels

Cable engineers constantly deal with devices such as cable, fiber, and taps that attenuate signals by some fixed fraction. Since logarithmic addition and subtraction are a lot more handy than multiplication and division, the industry long ago adopted—from radio engineers—the use of decibels to describe signal strengths (dBmV or dBμV), powers (dBm), and attenuations (dB).

Voltage

The basic definition for signal strength in dB millivolts (dBmV) is

E expressed in dBmV = 20*log[V expressed in mV].

Examples:

1 volt = 1000 mV = 60 dBmV

1 mV = 0 dBmV

30 dBmV = $10^{(30/20)}$ mV = 31.6 mV

In many countries of Europe and other parts of the world, it is common to express signal strengths in dB microvolts (dBμV). The correspondence is

$$\text{E in dB}\mu\text{V} = 20 * \log(\text{V in } \mu\text{V}) = 20 * \log(1000 * \text{V in mV})$$
$$= 20 * \log(\text{V in mV}) + 60 = \text{E in dBmV} + 60$$

As mentioned, decibels make it easy to multiply two quantities. On the other hand, adding or subtracting two signal levels expressed as decibels generally requires a look-up table, such as Table D1.

Table D-1 Adding two voltage ratios, such as signal levels. Find the box corresponding to the difference between the two signal levels and add the amount in the table to the larger of the two individual levels.

Δ	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
0.0	6.02	5.97	5.92	5.87	5.82	5.77	5.73	5.68	5.63	5.58
1.0	5.53	5.49	5.44	5.39	5.35	5.30	5.26	5.21	5.17	5.12
2.0	5.08	5.03	4.99	4.95	4.90	4.86	4.82	4.78	4.73	4.69
3.0	4.65	4.61	4.57	4.53	4.49	4.45	4.41	4.37	4.33	4.29
4.0	4.25	4.21	4.17	4.13	4.10	4.06	4.02	3.98	3.95	3.91
5.0	3.88	3.84	3.80	3.77	3.73	3.70	3.66	3.63	3.60	3.56
6.0	3.53	3.50	3.46	3.43	3.40	3.36	3.33	3.30	3.27	3.24
7.0	3.21	3.18	3.15	3.12	3.09	3.06	3.03	3.00	2.97	2.94
8.0	2.91	2.88	2.85	2.83	2.80	2.77	2.74	2.72	2.69	2.66
9.0	2.64	2.61	2.59	2.56	2.53	2.51	2.48	2.46	2.44	2.41
10.0	2.39	2.36	2.34	2.32	2.29	2.27	2.25	2.22	2.20	2.18
11.0	2.16	2.13	2.11	2.09	2.07	2.05	2.03	2.01	1.99	1.97
12.0	1.95	1.93	1.91	1.89	1.87	1.85	1.83	1.81	1.79	1.77
13.0	1.75	1.74	1.72	1.70	1.68	1.67	1.65	1.63	1.61	1.60
14.0	1.58	1.56	1.55	1.53	1.51	1.50	1.48	1.47	1.45	1.44
15.0	1.42	1.41	1.39	1.38	1.36	1.35	1.33	1.32	1.31	1.29
16.0	1.28	1.26	1.25	1.24	1.22	1.21	1.20	1.19	1.17	1.16
17.0	1.15	1.14	1.12	1.11	1.10	1.09	1.08	1.06	1.05	1.04
18.0	1.03	1.02	1.01	1.00	0.99	0.98	0.96	0.95	0.94	0.93
19.0	0.92	0.91	0.90	0.89	0.88	0.87	0.86	0.86	0.85	0.84
20.0	0.83	0.82	0.81	0.80	0.79	0.78	0.77	0.77	0.76	0.75

Example: To combine signals of 45.2 and 42.1 dBmV. The difference between the two is 3.1. Find 4.61 at the intersection of the 3.0 row and the 0.1 column. The sum of the two signals is 45.2 + 4.6 = 49.8 dBmV.

Table D-1 can also be used for combining any other quantities that add on a 20log basis, such as CTB and crossmodulation, but care must be taken with the negative signs (both CTB and XMOD are expressed as negative quantities). The best way to keep this straight is to remember that combining two CTB values, for example, will make the worse of the two numbers even worse. Thus Table D-1 is used as follows:

1. Take the absolute difference of the two CTBs (ignoring minus signs).
2. Find the correction factor for that difference in Table D-1.
3. Add that number to the worse CTB (the negative number with the smaller absolute value).

Example: Combine CTBs of –65.2 and –62.1.

1. The absolute difference is (65.2 – 62.1) = 3.1
2. From Table D-1 the correction factor is 4.6 (at the intersection of the 3.0 row and the 0.1 column).
3. The combined CTB is the - 62.1 + 4.6 = - 57.5.

Power.

Power ratios are defined in decibels as

$$\text{Power ratio} = 10*\log [P_2/P_1].$$

Examples:

Ideal power splitter: $10*\log[\text{Power}_{out}/\text{Power}_{in}] = 10*\log[0.5/1] = -3$ dB

Practical power splitter = ideal splitter less approximately 0.5 additional loss = –3.5 dB

Power in dB milliwatts (dBm) is defined as

$$\text{Power in dBm} = 10*\log[\text{P (in mW)}].$$

Throughout this text we have referred to power in terms of dBmV. Since dBmVs are defined relative to a voltage, one could ask how it is possible to use voltage to describe powers. The reason is that everything in the cable engineering environment is always referenced to a 75 ohm impedance, so there is a one-to-one correspondence between voltage and power. This can be show mathematically by the following:

If the impedance of a system is Z ohms (Ω), then the power through the system is V^2/Z, where V is in volts. Therefore:

$$\begin{aligned}
\text{Power in mW} &= 1000*\text{Power in W} = 1000*V^2/Z \\
\text{Power in dBm} &= 10*\log(\text{Power in mW}) \\
&= 10*\log(1000*V^2/Z) = 30 + 20*\log(V) - 10*\log(Z) \\
&= 30 + 20*\log[(V \text{ in mV})/1000] - 10*\log(Z) \\
&= 30 + 20*\log[(V \text{ in mV})] - 60 - 10*\log(Z) \\
&= \text{dBmV} - 30 - 10*\log(Z)
\end{aligned}$$

Since the impedance throughout a cable system is always 75 Ω, this becomes

$$\text{Power in dBm} = \text{dBmV} - 48.75 \qquad (75\ \Omega).$$

As long as the impedance is 75 Ω, then there is this simple correspondence between voltage and power.

Examples:
48.75 dBmV = 0 dBm
30 dBmV = -18.75 dBm
-30 dBm = 18.75 dBmV

Some laboratory instruments are calibrated for 50 Ω. For such instruments the conversion is

$$\text{Power in dBm} = \text{dBmV} - 46.99 \qquad (50\ \Omega).$$

Adding powers expressed in decibels is aided by Table D-2.

Table D-2 can also be used for combining quantities that add on a 10*log basis, such as C/N and CSO. As was the case with CTB and XMOD, however, one needs to be careful with signs.[1] Again, the best way to do this is to remember that—in the case of C/N—you are adding noise, which means that the aggre-

1. In the case of C/N we are actually adding inverses:

$$\text{Combined C/N} = \frac{\text{Carrier}}{\text{Total noise}} = \text{Carrier}/(\text{Noise}_1 + \text{Noise}_2)$$

$$\frac{1}{C/N} = \frac{\text{Noise}_1 + \text{Noise}_2}{\text{Carrier}} = \frac{N_1}{C} + \frac{N_2}{C} = \frac{1}{(C/N)_1} + \frac{1}{(C/N)_2}$$

Table D-2 The sum of two power ratios. Find the box corresponding to the difference between the two powers and add the amount in the table to the larger of the two.

Δ	0.0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
0.0	3.01	2.96	2.91	2.86	2.81	2.77	2.72	2.67	2.63	2.58
1.0	2.54	2.50	2.45	2.41	2.37	2.32	2.28	2.24	2.20	2.16
2.0	2.12	2.09	2.05	2.01	1.97	1.94	1.90	1.87	1.83	1.80
3.0	1.76	1.73	1.70	1.67	1.63	1.60	1.57	1.54	1.51	1.48
4.0	1.46	1.43	1.40	1.37	1.35	1.32	1.29	1.27	1.24	1.22
5.0	1.19	1.17	1.15	1.12	1.10	1.08	1.06	1.04	1.01	0.99
6.0	0.97	0.95	0.93	0.91	0.90	0.88	0.86	0.84	0.82	0.81
7.0	0.79	0.77	0.76	0.74	0.73	0.71	0.70	0.68	0.67	0.65
8.0	0.64	0.63	0.61	0.60	0.59	0.57	0.56	0.55	0.54	0.53
9.0	0.51	0.50	0.49	0.48	0.47	0.46	0.45	0.44	0.43	0.42
10.0	0.41	0.40	0.40	0.39	0.38	0.37	0.36	0.35	0.35	0.34
11.0	0.33	0.32	0.32	0.31	0.30	0.30	0.29	0.28	0.28	0.27
12.0	0.27	0.26	0.25	0.25	0.24	0.24	0.23	0.23	0.22	0.22
13.0	0.21	0.21	0.20	0.20	0.19	0.19	0.19	0.18	0.18	0.17
14.0	0.17	0.17	0.16	0.16	0.15	0.15	0.15	0.14	0.14	0.14
15.0	0.14	0.13	0.13	0.13	0.12	0.12	0.12	0.12	0.11	0.11
16.0	0.11	0.11	0.10	0.10	0.10	0.10	0.09	0.09	0.09	0.09
17.0	0.09	0.08	0.08	0.08	0.08	0.08	0.07	0.07	0.07	0.07
18.0	0.07	0.07	0.07	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06	0.06
19.0	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.05	0.04
20.0	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04

Example: To add 49.6 and 48.1. The difference between the two is 1.5. Find 2.32 at the intersection of the 1.0 row and the 0.5 column. The sum of the two powers is 49.6 + 2.3 = 51.9.

gate system C/N must be worse than the worse of the two C/Ns you are combining.

APÉNDICE B

RANGO DE FRECUENCIAS

FRECUENCIAS DE CABLE

Existen tres planes para la asignación de frecuencias:

Estandar STD.

Canales Armónicamente Relacionados HRC

Canales Incrementalmente Relacionados IRC

A continuación se enlista el número de canal con su respectiva frecuencia de la portadora visual para los tres planes.

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
54	1	N/A	72.0036	73.2625
2	2	55.2500	54.0027	55.2625
3	3	61.2500	60.0030	61.2625
4	4	67.2500	66.0033	67.2625
5	5	77.2500	N/A	N/A
6	6	83.2500	N/A	N/A
55	5	N/A	78.0039	79.2625
56	6	N/A	84.0042	85.2625
7	7	175.2500	174.0087	175.2625
8	8	181.2500	180.0090	181.2625
9	9	187.2500	186.0093	187.2625
10	10	193.2500	192.0096	193.2625
11	11	199.2500	198.0099	199.2625
12	12	205.2500	204.0102	205.2625
13	13	211.2500	210.0105	211.2625
14	14	121.2625	120.0060	121.2625
15	15	127.2625	126.0063	127.2625
16	16	133.2625	132.0066	133.2625
17	17	139.2500	138.0069	139.2625
18	18	145.2500	144.0072	145.2625
19	19	151.2500	150.0075	151.2625
20	20	157.2500	156.0078	157.2625
21	21	163.2500	162.0081	163.2625
22	22	169.2500	168.0084	169.2625
23	23	217.2500	216.0108	217.2625
24	24	223.2500	222.0111	223.2625
25	25	229.2625	228.0114	229.2625
26	26	235.2625	234.0117	235.2625
27	27	241.2625	240.0120	241.2625
28	28	247.2625	246.0123	247.2625

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
29	29	253.2625	252.0126	253.2625
30	30	259.2625	258.0129	259.2625
31	31	265.2625	264.0132	265.2625
32	32	271.2625	270.0135	271.2625
33	33	277.2625	276.0138	277.2625
34	34	283.2625	282.0141	283.2625
35	35	289.2625	288.0144	289.2625
36	36	295.2625	294.0147	295.2625
37	37	301.2625	300.0150	301.2625
38	38	307.2625	306.0153	307.2625
39	39	313.2625	312.0156	313.2625
40	40	319.2625	318.0159	319.2625
41	41	325.2625	324.0162	325.2625
42	42	331.2750*	330.0165	331.2750*
43	43	337.2625	336.0168	337.2625
44	44	343.2625	342.0171	343.2625
45	45	349.2625	348.0174	349.2625
46	46	355.2625	354.0177	355.2625
47	47	361.2625	360.0180	361.2625
48	48	367.2625	366.0183	367.2625
49	49	373.2625	372.0186	373.2625
50	50	379.2625	378.0189	379.2625
51	51	385.2625	384.0192	385.2625
52	52	391.2625	390.0195	391.2625
53	53	397.2625	396.0198	397.2625
62	54	403.2500	402.0201	403.2625
63	55	409.2500	408.0204	409.2625
64	56	415.2500	414.0207	415.2625

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
65	57	421.2500	420.0210	421.2625
66	58	427.2500	426.0213	427.2625
67	59	433.2500	432.0216	433.2625
68	60	439.2500	438.0219	439.2625
69	61	445.2500	444.0222	445.2625
70	62	451.2500	450.0225	451.2625
71	63	457.2500	456.0228	457.2625
72	64	463.2500	462.0231	463.2625
73	65	469.2500	468.0234	469.2625
74	66	475.2500	474.0237	475.2625
75	67	481.2500	480.0240	481.2625
76	68	487.2500	486.0243	487.2625
77	69	493.2500	492.0246	493.2625
78	70	499.2500	498.0249	499.2625
79	71	505.2500	504.0252	505.2625
80	72	511.2500	510.0255	511.2625
81	73	517.2500	516.0258	517.2625
82	74	523.2500	522.0261	523.2625
83	75	529.2500	528.0264	529.2625
84	76	535.2500	534.0267	535.2625
85	77	541.2500	540.0270	541.2625
86	78	547.2500	546.0273	547.2625
87	79	553.2500	552.0276	553.2625
88	80	559.2500	558.0279	559.2625
89	81	565.2500	564.0282	565.2625
90	82	571.2500	570.0285	571.2625
91	83	577.2500	576.0288	577.2625
92	84	583.2500	582.0291	583.2625
93	85	589.2500	588.0294	589.2625
94	86	595.2500	594.0297	595.2625

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
95	87	601.2500	600.0300	601.2625
96	88	607.2500	606.0303	607.2625
97	89	613.2500	612.0306	613.2625
98	90	619.2500	618.0309	619.2625
99	91	625.2500	624.0312	625.2625
100	92	631.2500	630.0315	631.2625
101	93	637.2500	636.0318	637.2625
102	94	643.2500	642.0321	643.2625
57	95	91.2500	90.0045	91.2625
58	96	97.2500	96.0048	97.2625
59	97	103.2500	102.0051	103.2625
60	98	109.2750*	108.0250	109.2750*
61	99	115.2750*	114.0250	115.2750*
103	100	649.2500	648.0324	649.2625
104	101	655.2500	654.0327	655.2625
105	102	661.2500	660.0330	661.2625
106	103	667.2500	666.0333	667.2625
107	104	673.2500	672.0336	673.2625
108	105	679.2500	678.0339	679.2625
109	106	685.2500	684.0342	685.2625
110	107	691.2500	690.0345	691.2625
111	108	697.2500	696.0348	697.2625
112	109	703.2500	702.0351	703.2625
113	110	709.2500	708.0354	709.2625
114	111	715.2500	714.0357	715.2625
115	112	721.2500	720.0360	721.2625
116	113	727.2500	726.0363	727.2625
117	114	733.2500	732.0366	733.2625

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
118	115	739.2500	738.0369	739.2625
119	116	745.2500	744.0372	745.2625
120	117	751.2500	750.0375	751.2625
121	118	757.2500	756.0378	757.2625
122	119	763.2500	762.0381	763.2625
123	120	769.2500	768.0384	769.2625
124	121	775.2500	774.0387	775.2625
125	122	781.2500	780.0390	781.2625
126	123	787.2500	786.0393	787.2625
127	124	793.2500	792.0396	793.2625
128	125	799.2500	798.0399	799.2625
129	126	805.2500	804.0402	805.2625
130	127	811.2500	810.0405	811.2625
131	128	817.2500	816.0408	817.2625
132	129	823.2500	822.0411	823.2625
133	130	829.2500	828.0414	829.2625
134	131	835.2500	834.0417	835.2625
135	132	841.2500	840.0420	841.2625
136	133	847.2500	846.0423	847.2625
137	134	853.2500	852.0426	853.2625
138	135	859.2500	858.0429	859.2625
139	136	865.2500	864.0432	865.2625
140	137	871.2500	870.0435	871.2625
141	138	877.2500	876.0438	877.2625
142	139	883.2500	882.0441	883.2625
143	140	889.2500	888.0444	889.2625
144	141	895.2500	894.0447	895.2625
145	142	901.2500	900.0450	901.2625
146	143	907.2500	906.0453	907.2625
147	144	913.2500	912.0456	913.2625

Channel Number		Picture Carrier		
GI	EIA	Std	HRC	IRC
148	145	919.2500	918.0459	919.2625
149	146	925.2500	924.0462	925.2625
150	147	931.2500	930.0465	931.2625
151	148	937.2500	936.0468	937.2625
152	149	943.2500	942.0471	943.2625
153	150	949.2500	948.0474	949.2625
154	151	955.2500	954.0477	955.2625
155	152	961.2500	960.0480	961.2625
156	153	967.2500	966.0483	967.2625
157	154	973.2500	972.0486	973.2625
158	155	979.2500	978.0489	979.2625
159	156	985.2500	984.0492	985.2625
160	157	991.2500	990.0495	991.2625
161	158	997.2500	996.0498	997.2625

APÉNDICE C

TÓPICOS DE EXACTITUD PARA UN ANALIZADOR DE ESPECTROS

ESPECIFICACIONES DEL ANALIZADOR DE ESPECTROS HP8594E

ESPECIFICACIONES DEL ANALIZADOR DIGITAL SDA 4040D

TÓPICOS DE EXACTITUD DE UN ANALIZADOR DE ESPECTROS

Accuracy Information

The primary source of spectrum analyzer accuracy information is its data sheet. The examples in this book that compute the analyzer's accuracy use information from the following example data sheet. The use of the data sheet can be confusing because of the number of specifications and conditions. To help you make accuracy computations, two work sheets are included to guide you through the frequency and amplitude accuracy process for this sample data sheet.

Sample Data Sheet

Frequency Specifications

Frequency Range: 1 MHz to 1.8 GHz

Frequency Reference Error

Aging: $\pm 1 \times 10^{-7}$/year

Settablity: $\pm 2.2 \times 10^{-8}$

Temperature stability: $\pm 1 \times 10^{-8}$

Frequency Accuracy

Frequency span ≤10 MHz ±(frequency readout × frequency reference error + 3.0 % of span + 20% of RBW + 100 Hz)

Frequency span >10 MHz ±(frequency readout × frequency reference error + 3.0 % of span + 20% of RBW)

Marker Count Accuracy (S/N ≥25 dB, RBW/span ≥ 0.01)

Frequency span ≤10 MHz ±(marker frequency × frequency reference error + counter resolution + 100 Hz)

Frequency span >10 MHz ±(marker frequency x frequency reference error + counter resolution + 1 kHz) where counter resolution selectable from 10 Hz to 100 kHz

Frequency Span

Range 0 Hz (zero span), 1 MHz to 1.8 GHz

Accuracy ±2% of span, span ≤10 MHz; ±3% of span, span >10 MHz

Amplitude Specifications

Amplitude Range: Displayed average noise level to +72 dBmV

Maximum Safe Input

Peak power +72 dBmV (0.2 watts), input attenuation ≥10 dB

Gain compression >10 MHz ≤0.5 dB (+39 dBmV at input mixer)

Reference Level

Range: Same as Amplitude Range

Resolution: 0.01 dB for log scale, 0.12 % of ref level for linear scale

Accuracy (Referred to +29 dBmV ref level): +49 to −10.9 dBmV, ±(0.3 dB + 0.01 × dB from + 29 dBmV)

Frequency Response

Absolute ±1.5 dB

Relative flatness ±1.0 dB

Calibrator Output

Frequency 300 MHz ±(300 MHz × frequency reference error)

Amplitude +28 dBmV ± 0.4 dB

Input Attenuator

Range: 0 to 70 dB in 10 dB steps

Accuracy: 0 to 60 dB ±0.5 dB at 50 MHz, referenced to 10 dB attenuation setting, 70 dB ±1.2 dB at 50 MHz, referenced to 10 dB attenuation setting

Display Scale Fidelity

Log incremental accuracy: ±0.2 dB/2 dB, 0 to 70 dB from reference level

Log max cumulative: ±0.75 dB, 0 to −60 dB from reference level, ±1.0 dB, 0 to −70 dB from reference level

Linear accuracy: ±3% of reference level

Internal Preamplifier

Frequency range 1 MHz to 1.0 GHz

Gain ≥20 dB

Noise figure ≤5 dB

Accuracy Computation Worksheets

Frequency

Models	Normal Marker Uncertainty ± Frequency		Counter Marker ± Frequency > 25 dB S/N	
	Single	Delta	Single	Delta
Frequency accuracy options	Freq × Freq Ref + 3% Span +20 % Res BW +100 Hz(span< 10MHz)	Not specified. Typically ± 3% of span.	Freq × Freq Ref + Counter Resolution + 100 Hz × N	Not specified. Typically = Delta Freq × Freq Ref + 2 x counter res + 200 Hz × N
No frequency accuracy options	N × 5 + 2% Span	Not specified. Typically ± 5% of span.	Not applicable	Not applicable

Where N for the analyzer frequency is:

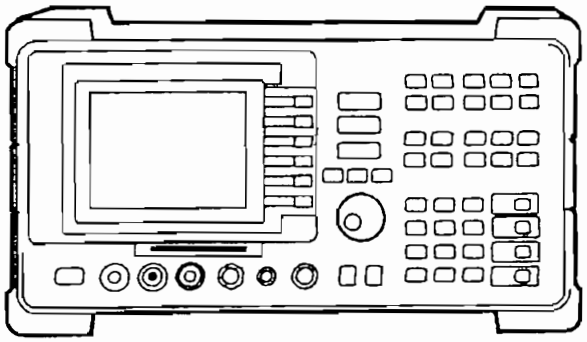
N	Nominal Frequency Range
1	< 6.5 GHz
2	6 to 12 GHz
3	12 to 19 GHz
4	19.1 to 22 GHz
4	19.1 to 26.5 GHz

HEWLETT PACKARD

HP 8590 E-Series Portable Spectrum Analyzers

Technical Specifications

Product Specifications and data



These specifications apply to the HP 8591E, 8593E, 8594E, 8595E, and 8596E spectrum analyzers.

Specifications

All specifications apply over 0°C to +55°C. The analyzer will meet its specifications after 2 hours of storage at a constant temperature, within the operating temperature range, 30 minutes after the analyzer is turned on, and after CAL FREQ and CAL AMPTD (and for the HP 8593E, 8595E, and 8596E CAL YTF) have been run.

Frequency Specifications

Frequency Range

HP 8591E

50 Ω	9 kHz to 1.8 GHz
75 Ω	1 MHz to 1.8 GHz

HP 8593E 9 kHz to 22 GHz

Option 026/027 9 kHz to 26.5 GHz

Band	LO harmonic = N	
0	1	9 kHz to 2.9 GHz
1	1	2.75 GHz to 6.5 GHz
2	2	6.0 GHz to 12.8 GHz
3	3	12.4 GHz to 19.4 GHz
4	4	19.1 GHz to 22.0 GHz
4	4 (Opt. 026/027)	19.1 GHz to 26.5 GHz

HP 8594E

dc coupled 9 kHz to 2.9 GHz

ac coupled 100 kHz to 2.9 GHz

HP 8595E

dc coupled 9 kHz to 6.5 GHz

ac coupled 100 kHz to 6.5 GHz

HP 8596E

dc coupled 9 kHz to 12.8 GHz

ac coupled 100 kHz to 12.8 GHz

Band	LO harmonic = N	
0	1	9 kHz to 2.9 GHz (dc coupled)
0	1	100 kHz to 2.9 GHz (ac coupled)
1	1	2.75 GHz to 6.5 GHz
2	2	6.0 GHz to 12.8 GHz

Frequency Reference

		(Opt. 004)
Aging	$\pm 2 \times 10^{-8}$/year	$\pm 1 \times 10^{-7}$/year
Temperature Stability	$\pm 5 \times 10^{-6}$	$\pm 1 \times 10^{-8}$
Initial Achievable Accuracy	$\pm 0.5 \times 10^{-6}$	$\pm 2.2 \times 10^{-8}$

Frequency Readout Accuracy

(Start, Stop, Center, Marker) ±(frequency readout x frequency reference error[1]+span accuracy +1% of span +20% of RBW+100 Hz x N*)

Marker Count Accuracy

Frequency Span
≤10 MHz x N* ±(marker frequency x frequency reference error[1]+ counter resolution +100 Hz x N*)

Frequency Span
>10 MHz x N* ±(marker frequency x frequency reference error[1]+ counter resolution +1 kHz x N*)

Counter Resolution
Frequency Span
≤10 MHz x N* Selectable from 10 Hz to 100 kHz
Frequency Span
>10 MHz x N* Selectable from 100 Hz to 100 kHz

Frequency Span

Range 0 Hz (zero span), and

	Opt. 130 Min. (KHz)	Std. Min. (KHz)	Max (GHz)
HP 8591E	1	10	1.8
HP 8593E	1 x N*	10 x N*	19.25
HP 8594E	1	10	2.9
HP 8595E	1	10	6.5
HP 8596E	1 x N*	10 x N*	12.8

Resolution Four digits or 20 Hz x N* whichever is greater

Accuracy
Span ≤10 MHz x N* ±2% of span
Span >10 MHz x N* ±3% of span

Frequency Sweep Time

Range
Span = 0 Hz, >1 kHz 20 ms to 100 s
Span = 0 Hz (Opt. 101) 20 µs to 100 s
Accuracy
20 ms to 100 s ±3%
20 µs to <20 ms (Opt. 101) ±2%
Sweep Trigger Free run, single, line, video, external

Resolution Bandwidth 1 kHz to 3 MHz (3 dB) in 1-3-10 sequence.
9 kHz and 120 kHz (6 dB) EMI bandwidths.

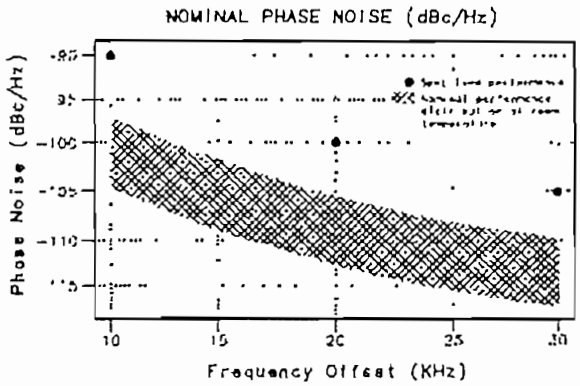
Option 130 Adds 30, 100, and 300 Hz (3 dB) bandwidths and 200 Hz (6 dB) EMI bandwidth.

Accuracy ±20%
Selectivity (Characteristic)
–60 dB/–3 dB
3 kHz to 10 kHz 15:1
100 kHz to 3 MHz 15:1
1 kHz, 30 kHz 16:1
–40 dB/–3 dB
30 Hz to 300 Hz 10:1

Video Bandwidth Range 30 Hz to 1 MHz in 1,3 sequence
1 Hz to 1 MHz (Opt 130)

Stability

Noise Sidebands (1 kHz RBW, 30 Hz VBW and sample detector)
>10 kHz offset from CW signal ≤–90 dBc/Hz + 20 Log N*
>20 kHz offset from CW signal ≤–100 dBc/Hz + 20 Log N*
>30 kHz offset from CW signal <–105 dBc/Hz + 20 Log N*



Residual FM
HP 8591E
1 kHz RBW, 1 kHz VBW ≤250 Hz pk-pk in 100 ms
30 Hz RBW, 30 Hz VBW ≤30 Hz pk-pk in 300 ms
HP 8593E, 94E, 95E, 96E
1 kHz RBW, 1 kHz VBW ≤(250 x N*) Hz pk-pk in 100 ms
30 Hz RBW, 30 Hz VBW ≤(30 x N*) Hz pk-pk in 300 ms
System-Related Sidebands
>30 kHz offset from CW signal ≤–65 dBc + 20 Log N*

Comb Generator Frequency

HP 8593E, 96E 100 MHz fundamental frequency
Accuracy ±0.007%

---

* N = LO harmonic. N = 1 for 91E, 94E, 95E

1. Frequency reference error = (aging rate x period of time since adjustment + initial achievable accuracy + temperature stability).

Amplitude Specifications

Amplitude specifications do not apply for Analog+ mode and negative peak detector mode except as noted in "Amplitude Characteristics."

Amplitude Range

	Displayed average noise level to +30 dBm
HP 8591E (Opt. 001)	Displayed average noise level to +72 dBmV

Maximum Safe Input Level (input attenuator ≥10 dB)

Average Continuous Power	+30 dBm (1 W)
HP 8591E (Opt. 001)	+72 dBmV (0.2 W)
Peak Pulse Power	
HP 8591E	+30 dBm (1 W)
HP 8591E (Opt. 001)	+72 dBmV (0.2 W)
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	+50 dBm (100 W) for < 10 µs pulse width and <1 % duty cycle, input attenuation ≥30 dB.
dc	
HP 8591E	25 Vdc
HP 8591E (Opt. 001)	100 Vdc
HP 8593E	0 Vdc
HP 8594E, 95E, 96E	0 V (dc coupled) 50 V (ac coupled)

Gain Compression

>10 MHz ≤0.5 dB (total power at input mixer[2] = –10 dBm)

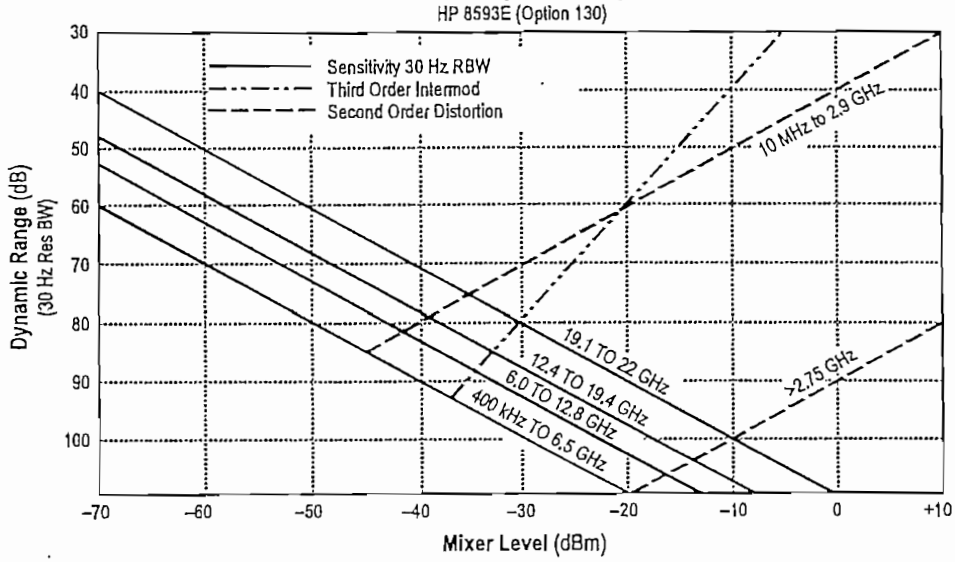
Displayed Average Noise Level

(Input terminated, 0 dB attenuation, 1 Hz/30 Hz VBW, sample-detector)

	30 Hz RBW	1 kHz RBW
HP 8591E		
400 kHz to 1 MHz	≤–130 dBm	≤–115 dBm
1 MHz to 1.5 GHz	≤–130 dBm	≤–115 dBm
1.5 GHz to 1.8 GHz	≤–128 dBm	≤–113 dBm
HP 8591E (Opt. 001)		
1 MHz to 1.5 GHz	≤–78 dBmV	≤–63 dBmV
1.5 GHz to 1.8 GHz	≤–76 dBmV	≤–61 dBmV
HP 8593E		
400 kHz to 2.9 GHz	≤–127 dBm	≤–112 dBm
2.75 GHz to 6.5 GHz	≤–129 dBm	≤–114 dBm
6.0 GHz to 12.8 GHz	≤–117 dBm	≤–102 dBm
12.4 GHz to 19.4 GHz	≤–113 dBm	≤–98 dBm
19.1 GHz to 22 GHz	≤–107 dBm	≤–92 dBm
HP 8593E (Opt. 026/027)		
19.1 GHz to 26.5 GHz	≤–102dBm	≤–87 dBm
HP 8594E		
400 kHz to<5 MHz	≤–122 dBm	≤–107 dBm
5 MHz to 2.9 GHz	≤–127 dBm	≤–112 dBm
HP 8595E		
400 kHz to 2.9 GHz	≤–125 dBm	≤–110 dBm
2.75 GHz to 6.5 GHz	≤–127 dBm	≤–112 dBm
HP 8596E		
400 kHz to 2.9 GHz	≤–125 dBm	≤–110 dBm
2.75 GHz to 6.5 GHz	≤–127 dBm	≤–112 dBm
6.0 GHz to 12.8 GHz	≤–115 dBm	≤–100 dBm

Nominal Dynamic Range

HP 8593E (Option 130)



2. Mixer Power Level (dBm) = Input Power (dBm) - Input Atten. (dB)

Spurious Responses

Second Harmonic Distortion	
5 MHz to 1.8 GHz (91E)	<–70 dBc for –45 dBm tone at input mixer.[2]
10 MHz to 2.9 GHz (93E)	<–70 dBc for –40 dBm tone at input mixer.[2]
>10 MHz (94E, 95E, 96E)	
>2.75 GHz (93E, 95E,96E)	<–100 dBc for –10 dBm tone at input mixer.[2] (or below displayed average noise level).
Third Order Intermodulation Distortion	
5 MHz to 1.8 GHz (91E)	<–70 dBc for two –30 dBm tones at input mixer[2] and >50 kHz separation.
>10 MHz (93E, 94E, 95E, 96E)	
Other Input Related Spurious	
≤1.8 GHz (91E)	<–65 dBc at ≥30 kHz offset, for –20 dBm tone at input mixer[2]
≤2.9 GHz (94E)	
≤6.5 GHz (95E)	
≤12.8 GHz (96E)	
≤18 GHz (93E)	
≤22 GHz (93E)	<–60 dBc at ≥30 kHz offset, for –20 dBm tone at input mixer[2]

Residual Responses (input terminated and 0 dB attenuation)

1 MHz to 1.8 GHz (91E Opt. 001)	<–38 dBmV
150 kHz to 1.8 GHz (91E)	<–90 dBm
150 kHz to 2.9 GHz (94E)	<–90 dBm
150 kHz to 6.5 GHz (93E, 95E, 96E)	<–90 dBm

Display Range

Log Scale	0 to –70 dB from reference level is calibrated; 0.1, 0.2, 0.5 dB/division and 1 to 20 dB/division in 1 dB steps; eight divisions displayed.
Linear Scale	Eight divisions
Scale units	dBm, dBmV, dBuV, V, and W

Marker Readout Resolution 0.05 dB for log scale
0.05% of reference level for linear scale

Fast Sweep Times for Zero Span (Opt. 101 or 301)

20 µs to 20 ms	
≤1 GHz	0.7% of reference level for linear scale
>1 GHz	1.0% of reference level for linear scale

Reference Level

Range	same as amplitude range
Resolution	0.1 dB for log scale, 0.12% of reference level for linear scale
Accuracy	±0.3 dB @ –20 dBm
0 dBm to –59.9 dBm	±(0.3 dB +.01 x dB from –20 dBm)

Frequency Response (10 dB input attenuation)

	Absolute[3]	Relative Flatness[4]
HP 8591E		
9 kHz to 1.8 GHz	±1.5 dB	±1.0 dB
HP 8593E	Preselector peaked in band > 0	
	Absolute[3]	Relative Flatness[4]
9 kHz to 2.9 GHz	±1.5 dB	±1.0 dB
2.75 GHz to 6.5 GHz	±2.0 dB	±1.5 dB
6.0 GHz to 12.8 GHz	±2.5 dB	±2.0 dB
12.4 GHz to 19.4 GHz	±3.0 dB	±2.0 dB
19.1 GHz to 22 GHz	±3.0 dB	±2.0 dB
19.1 GHz to 26.5 GHz	±5.0 dB	±2.0 dB
HP 8594E, 95E, 96E	(dc coupled preselector peaked)	
	Absolute[3]	Relative Flatness[4]
9 kHz to 2.9 GHz	±1.5 dB	±1.0 dB
2.75 GHz to 6.5 GHz	±2.0 dB	±1.5 dB
6.0 GHz to 12.8 GHz	±2.5 dB	±2.0 dB

Calibrator Output

Amplitude	–20 dBm ±0.4 dB
HP 8591E Opt.001	+28.75 dBmV ±0.4 dB

Resolution Bandwidth Switching Uncertainty

(Referenced to 3 kHz RBW, at ref. level)

3 kHz to 3 MHz RBW	±0.4 dB
1 kHz RBW	±0.5 dB
30 Hz to 300 Hz RBW	±0.6 dB

Linear to Log Switching ±0.25 dB at reference level

Display Scale Fidelity

Log Maximum Cumulative	
0 to –70 dB from reference level	
3 kHz to 3 MHz RBW	± (0.3 + 0.01 x dB from reference level)
30 Hz to 1kHz RBW	± (0.4 + 0.01 x dB from reference level)
Log Incremental Accuracy	±0.4 dB/4 dB
0 to –60 dB from reference level	
LinearAccuracy	±3% of reference level

Option Specifications

Option 010 and 011 Tracking Generator

Frequency Range

HP 8591E	100 kHz to 1.8 GHz
(Opt. 011, 75 Ω)	1 MHz to 1.8 GHz
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	9 kHz to 2.9 GHz

3. Referenced to 300 MHz CAL OUT.
4. Ref. to midpoint between highest and lowest freq. response deviations.

Output Level

Range	
HP 8591E	0 to –70 dBm
HP 8591E (Opt. 011)	+42.8 to –27.2 dBmV
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	–1 to –66 dBm
Resolution	0.1 dB
Absolute Accuracy	
(@ 300 MHz, –20 dBm, +28.8 dBmV)	
HP 8591E	±1.0 dB
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	±0.75 dB

Vernier

Range	
HP 8591E	10 dB
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	9 dB
Accuracy	
HP 8591E	±0.75 dB
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	±0.5 dB

Output Attenuator

Range	
HP 8591E	0 to 60 dB, 10 dB steps
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	0 to 56 dB, 8 dB steps

Output Flatness

HP 8591E	±1.75 dB
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	
(>10 MHz)	±2.0 dB

Effective Source Match (Characteristic)

HP 8591E	1.6:1 (10 dB attenuation)
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	1.5:1 (8 dB attenuation)

Spurious Output

Harmonic Spurs	
HP 8591E	
(0 dBm, +42.8 dBmV output)	<–25 dBc
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	
(–1 dBm Output)	
Nonharmonic Spurs	
HP 8591E	<–30 dBc
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	
300 kHz to 2.0 GHz	≤–27 dBc
2.0 GHz to 2.9 GHz	≤–23 dBc

Dynamic Range (Characteristic)

	Dynamic Range[5]	TG Feedthrough
HP 8591E	106 dB	≤–106 dBm
HP 8591 E (Opt. 011)	100 dB	≤–57.24 dBmV
HP 8593E (> 400 kHz)	111 dB	≤–112 dBm
HP 8594E (> 400 kHz)	106 dB	≤–107 dBm
(> 5 MHz)	111 dB	≤–112 dBm
HP 8595E (>400 kHz)	109 dB	≤–110 dBm
HP 8596E (> 400 kHz)	109 dB	≤–110 dBm

5. Maximum output level minus TG feedthrough.
6. Up to 1 Vs jitter due to 1 µs resolution of gate delay clock.
7. With GATE ON enabled and triggered, CW Signal, Peak Detector Mode.

Power Sweep

Range	
HP 8591E	(–15 dBm to 0 dBm) –(source attenuator setting)
HP 8591E (Opt 011)	(+27.8 to 42.8 dBmV)–(source attenuator setting)
HP 8593E, 94E, 95E, 96E	(–10 dBm to –1 dBm)–(source attenuator setting)
Resolution	0.1 dB

Option 103 Quasi-Peak Detector

Amplitude response conforms with Publication 16 of Comite' International Spe'cial des Perturbations Radioe'lectriques (CISPR) Section 1, Clause 2.

Option 105 Time Gated Spectrum Analysis

Gate Delay

Range	1 µs to 65.535 ms
Resolution	1 µs
Accuracy	±(1 µs + 0.01% x Gate Delay Readout)[6]
(From Gate Trigger Input to positive edge of Gate Output)	

Gate Length

Range	1 µs to 65.535 ms
Resolution	1 µs
Accuracy	±(0.2 µs + (0.01% x Gate Length Readout))
(From positive edge to negative edge of Gate Output)	

Additional Gate Amplitude Error[7]

Log Scale	<2 µs	±0.8 dB
	≥2 µs	±0.5 dB

General Specificaton

Temperature Range

Operating	0°C to +55°C
Storage	–40°C to +75°C

EMI Compatibility Conducted and radiated interference CISPR Pub. 11 and Messempfaenger Postverfuegung 526/527/79.

Audible Noise <37.5 dBa pressure and <5.0 Bels power (ISODP7779)

Power Requirements

ON (Line 1)	90 to 132 V rms, 47 to 440 Hz 195 to 250 V rms, 47 to 66 Hz Power consumption <500 VA; <180W
Standby (Line 0)	Power consumption <7 W

User Program Memory 238 Kbytes non-volatile RAM

Data Storage (nominal)

Internal	24 traces or 32 states
External	50 traces, 8 states
Memory card (HP 85700A)	32 Kbytes

Inputs/Outputs

Front Panel Connectors

Input	50 Ω Type N
(Opt 001)	75 Ω BNC female
(Opt 026)	APC 3.5 mm male
(Opt 027)	50 Ω Type N female
Cal Output	50 Ω BNC, –20 dBm, 300 MHz
100 MHz Comb Out	100 MHz ±0.007%, SMA
Probe Power	+15 Vdc, –12.6 Vdc, and Gnd (150mA max each)

Rear Panel Connectors

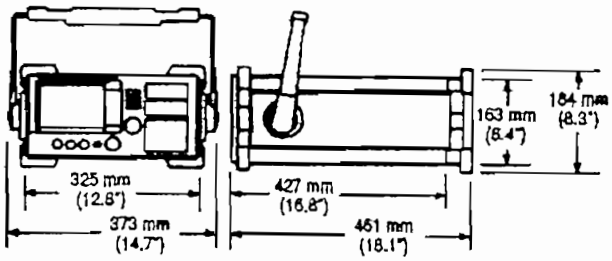
Earphone (Opt 102 and 103)	1/8 inch monaural jack
LO Output (Opt 009)	50 Ω SMA Female, 3.0 to 6.8214 GHz
TV Trigger Output (Opt 101 and 102)	BNC, TTL levels, negative edge trigger after sync pulse
Gate Trigger Input (Opt 105)	50 Ω BNC, Pulsewidth >30 ns (TTL)
Gate Output (Opt 105)	50 Ω BNC (TTL)
SWEEP + Tune Output (Opt 009)	2 k Ω BNC, 0 to +10V, 0.36V/GHz of CF
Ext. ALC Input 1 MW,	–66 dBV to +6 dBV
Sweep Output	BNC, 5 k W, 0 to +10 V ramp
High Sweep In/Out	BNC, high TTL = sweep, low TTL = Retrace
Aux Video Out	50 Ω BNC, 0-1 V Uncalibrated
Aux IF Output	50 Ω BNC, –10 to –60 dBm, 21.4 MHz
Keyboard (Opt. 041 or 043)	5 Pin mini-DIN, compatible with HP C1405B and most IBM/AT keyboards
Ext. Trigger Input	BNC, TTL levels, positive edge trigger
HPIB and Parallel (Opt 041)	SH1, AH1, T6, L4, ST1, RL1, PP0, DC1, C1 C2, C3, & C28 and 25 Pin subminature D-shell female for parallel
RS-232 and Parallel (Opt 043)	9 Pin subminature D-shell female and 25 Pin subminature D-shell female for parallel
Ext Ref In	50 Ω BNC, 10 MHz, –2 to +10 dBm
10 MHz Ref Output	50 Ω BNC, 10 MHz, 0 dBm
Aux Interface	9 pin "D" subminiature Pin 1-4, TTL Output Pin 5 TTL Input Pin 6 Gnd Pin 7 –15 vdc ±5%; 150 mA max Pin 8 +5 vdc ±5%; 150 mA max Pin 9 +15vdc ±5%; 150 mA max
Monitor Out	50 Ω BNC,
Selectable Format	NTSC, 15.75 kHz, 60 Hz PAL, 15.625 kHz, 50 Hz

Dimensions (Nominal)

(Without handle, feet, or cover)	163 mm (H) x 325 mm (W) x 427 mm (D)
(Overall)	184 mm (H) x 373 mm (W) X 461 mm (D)

Weight (Nominal)

HP 8591E	15.4 kg (34 lb)
HP 8593E	16.4 kg (36 lb)
HP 8594E	16.4 kg (36 lb)
HP 8595E	16.4 kg (36 lb)
HP 8596E	16.4 kg (36 lb)



HEWLETT PACKARD

Literature Reference Index

	Literature Number
General Purpose Information	
HP 8590L and HP 8592L Product Overview	5962-7275E
HP 8590C/E/L and EM Series Configuration Guide	5963-6858E
HP 8590 E-Series Brochure	5963-6908E
Product Feature Briefs	
Analog + Display	5091-4054E
Transmitter Power Measurements (ACP, OBW)	5091-4055E
Zoom Window	5091-4051E
Measuring AM with FFT	5091-4049E
Time Gated Spectrum Analysis	5091-4053E
Editing Keyboard	5091-4048E
Marker and Peaks Table	5091-4050E
Third Order Intermodulation, N & B Bandwidth and Percent AM	5091-4052E
Product Notes	
Time-Gated Spectrum Analysis (HP 8590-2)	5952-3685
Analog + Display	5091-2364E
Maximizing Accuracy in Noise Figure Measurements (HP 85791-1)	5091-4801E
Application Notes	
Spectrum Analysis Basics (150)	5952-0292
Amplitude and Frequency Modulation (150-1)	5954-9130

For more information on Hewlett-Packard Test & Measurement products, applications or services please call your local Hewlett-Packard sales offices. A current listing is available via Web through AccessHP at http://www.hp.com. If you do not have access to the internet please contact one of the HP centers listed below and they will direct you to your nearest HP representative.

United States:
Hewlett-Packard Company
Test and Measurement Organization
5301 Stevens Creek Blvd.
Bldg. 51L-SC
Santa Clara, CA 95052-8059
1 800 452 4844

Canada:
Hewlett-Packard Canada Ltd.
5150 Spectrum Way
Mississauga, Ontario
L4W 5G1
(905) 206 4725

Europe:
Hewlett-Packard
European Marketing Centre
P.O. Box 999
1180 AZ Amstelveen
The Netherlands

Japan:
Yokogawa-Hewlett-Packard Ltd.
Measurement Assistance Center
9-1, Takakura-Cho, Hachioji-Shi,
Tokyo 192, Japan
(81) 426 48 3860

Latin America:
Hewlett-Packard
Latin American Region Headquarters
5200 Blue Lagoon Drive, 9th Floor
Miami, Florida 33126, U.S.A.
(305) 267 4245/4220

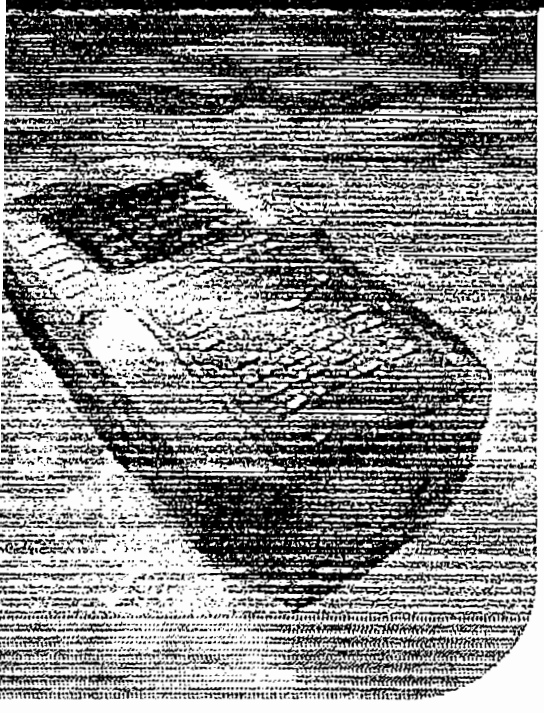
Australia/New Zealand:
Hewlett-Packard Australia Ltd.
31-41 Joseph Street
Blackburn, Victoria 3130, Australia
131 347 Ext. 2902

Asia Pacific:
Hewlett-Packard Asia Pacific Ltd.
17-21/F Shell Tower, Time Square,
1 Matheson Street, Causeway Bay,
Hong Kong
(852) 2599 7070

Data Subject to Change
Copyright © 1996
Hewlett-Packard Company
Printed in U.S.A. 3/96
5963-6909E

SDA-4040D

HFC Signal Analysis Meter



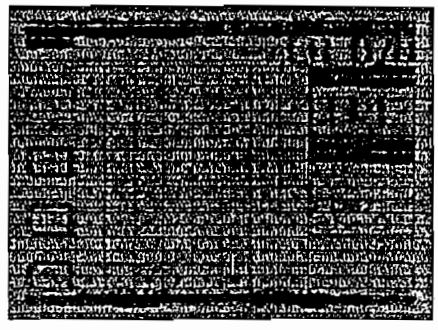
Whether deploying cable modems, rolling out digital TV, or maintaining the analog spectrum, the SDA-4040D delivers precision "find and fix" measurement tools that will reduce critical test time when analyzing and qualifying broadband network performance. Priced for virtually any system budget, the SDA-4040D brings unmatched measurement performance to the network technician in a rugged "One Box" solution. And with a versatile upgrade program, the SDA-4040D can be updated as technician skill levels and system requirements expand.

Digital services testing is the centerpiece of the SDA-4040D platform. Detecting and eliminating return path noise is confronted with a fast spectrum analyzer (detects signals down to a 5µs duration), and the industry unique PathTrak Field View option. A Zero Span spectrum provides accurate, in-service power and carrier-to-noise measurements of cable modems. And the new QAM View digital analysis option adds forward path digital signal testing including constellation, pre/post FEC BER, MER, and exclusive QAM Ingress feature that reveals noise under an active carrier. Of course, analog signal measurements are addressed with standard features like RF level, fast-scan, tilt, in-service C/N and HUM, and FCC and CENELEC compliant auto testing.

WWG also offers comprehensive technical training programs to make sure that network field technicians become experts on the SDA-4040D. WWG training provides detailed instruction on the time saving and practical SDA-4040D applications related to the latest broadband technology.

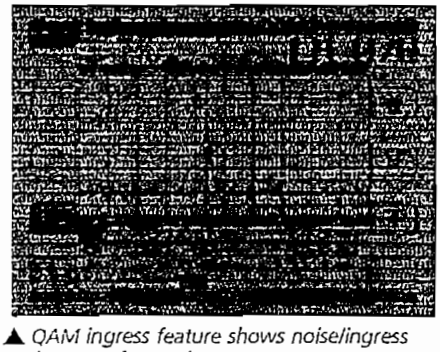
Preparing the Network for Digital Services

QAM View Option Ensures Quality Forward Path Digital Services. For measurement and analysis of digital TV and forward modem signals, the new QAM View option provides a full complement of digital quality measurements. Included is a 64/256 QAM constellation display with zoom, average digital power level, Bit Error Rate (BER), 21 to 35 dB Modulation Error Ratio (MER) and noise margin "cliff effect" parameter. An equalizer display shows equalizer stress and distance to fault.



▲ *Constellation display with MER and pre/post FEC BER.*

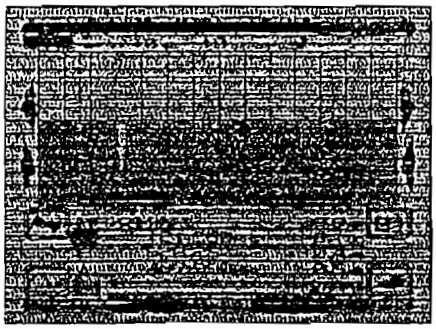
In addition, an exclusive QAM ingress noise mode allows technicians to see ingress/noise under an active digital carrier. This tool is invaluable for detecting forward path ingress otherwise hidden by conventional spectrum views!



▲ *QAM ingress feature shows noise/ingress under an active carrier.*

- *Fast, Sensitive Spectrum Analyzer*
- *Full In-Service Proof-of-Performance Analyzer with Level, Carrier-to-Noise, HUM and Modulation Measurements*
- *Cable Modem Analysis Using Zero Span Mode Provides Accurate, In-service, Power and CIN Measurements*
- *QAM View Option Provides Complete Analysis of Digital TV and Forward Cable Modem Signals*
  - *> Pre/Post FEC BER*
  - *> MER*
  - *> Constellation*
  - *> Exclusive "Ingress Under the Carrier"*
- *PathTrak Field View Option Quickly Pinpoints Return Path Noise/Ingress*
- *Automated 24 Hour Proof-of-Performance According to FCC and CENELEC Standards*
- *Technical Training Programs*
- *International Language*
- *Rugged, Weather Resistant and Lightweight*

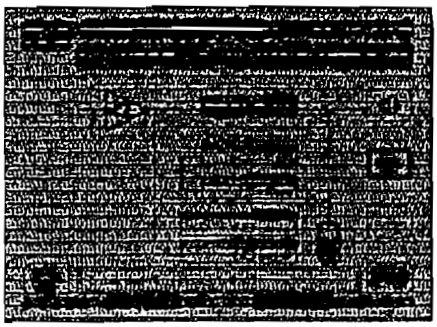
WAVETEK WANDEL GOLTERMANN
Communications Test Solutions



▲ *Sweepless Sweep® Display.*

Powerful Graphic Displays and Common User Interface Allows Technicians to Learn Fast.

The results of all measurements are presented to the user in clear, highly informative, summary displays. The graphics present the information the way the technician wants to see the results – no further interpretation required. For example, testpoint compensation values are entered at the start of testing. Displays then calculate actual levels automatically, minimizing field errors.



▲ *Graphical reverse testpoint compensation.*

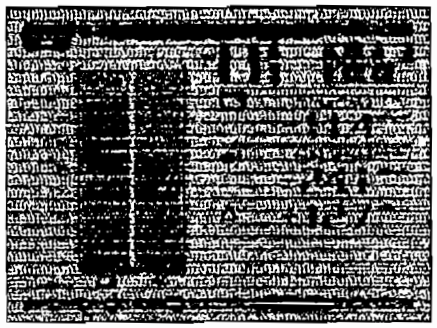
With SDA series products, all levels of instruments are familiar to the technician, regardless of which is learned first, because the same user interface conventions are used across all product families. The learning curve for a progressing technician is considerably shorter than alternative test equipment. This means urgent upgrade projects make the most efficient use of limited resources when SDA series products are used.

▲ *The Navigator user interface, common on all WWG meters.*

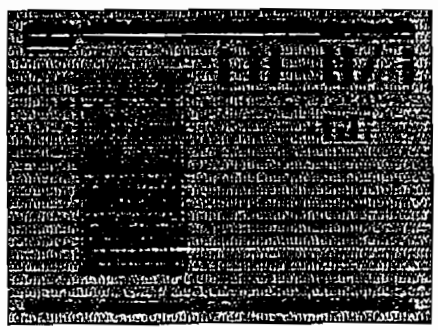
Comprehensive Testing

The SDA-4040D provides an extensive set of signal analysis features designed for proving, and improving, network quality. All tests utilize a practical user interface, normally requiring only a one-button keystroke.

Level Measurement. The SDA instruments provide a comprehensive single-channel display with tuned channel, video frequency and level, audio frequency and level, and the difference between video and audio carrier levels.



▲ *The single-channel level display shows both video and audio levels (either single or dual sound/NICAM) and the difference between the two.*



▲ *Digital channel average power measurements can be made using the digiCheck™ feature.*

Making accurate digital average power measurements are addressed with the digiCheck™ measurement function. The digiCheck™ feature is compatible with most "non-bursty" digital modulations in use today (i.e., 16, 32, 64, and 256 QAM, QPR, QPSK, VSB, CAP16, etc.).

Analog and Digital Signal Limits. Analog signal threshold limits have always been a technician's favorite feature of WWG instruments. Automatic limit checks provide a quick go/no-go status for audio and video levels. The SDA series extends this capability with a dedicated digital limit set that can be applied exclusively to the forward digital carriers defined in a channel plan. By assigning separate analog and digital limits, test time is reduced since no calculation is necessary to determine if analog and digital level relationships are within system specifications. Analog and digital limit capability is available in both the scan and autotest modes (available July 2000).

WWG "One Box" Solutions

The SDA-4040D signal analysis meter delivers a "One-Box" solution to help deploy and maintain quality video and data services in the HFC network. With the same durability and measurement accuracy as its venerable SAM predecessor, the SDA-4040D is designed with the speed, spectrum and advanced QAM analysis to test both traditional analog video and the latest digital formats. The versatile combination of standard features and available options allow the meter to be customized, or upgraded to the SDA-5000, to meet virtually any system requirements.

Analog Testing

- *Non-Intrusive Sweepless Sweep®*
- *RF Level, Fast Scan, Tilt*
- *In-service Carrier to Noise, HUM, Depth of Mod.*
- *Fast Spectrum Display with CTB/CSO*
- *Auto Testing/24 Hour Testing (FCC & CENELC Compliant)*

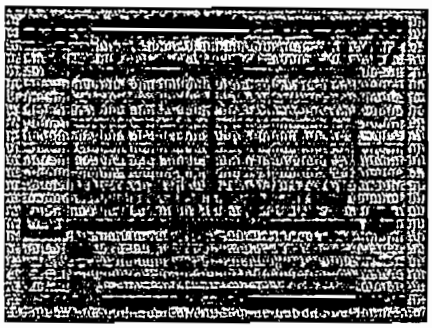
Return Path Testing

- *PathTrak Field View Option Pinpoints Return Path Noise*
- *Zero Span Spectrum Mode*
- *DOCSIS/DAVIC Compatible Cable Modem Analysis*

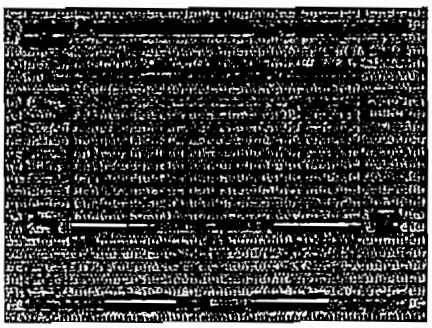
Advanced Digital Testing

- *DigiCheck™ Average Power*
- *QAM View Digital Analysis Option with MER, Pre/Post FEC BER, Constellation, and Exclusive Noise/Ingress Under the Carrier Measurement*

Measuring the Behavior of DOCSIS/DAVIC Compatible Cable Modem Signals in the Cable Plant. For "bursty" digital signals, such as TDMA technologies used on cable modems for reverse services, the SDA-4040D uses the advanced Zero Span capabilities to make the measurement. Time domain displays of TDMA signals allow power measurement, D/U (desired/undesired measurements), and detection of packet collisions, all while the modem is in service. Technicians can measure the level of interference in the actual channel being used.

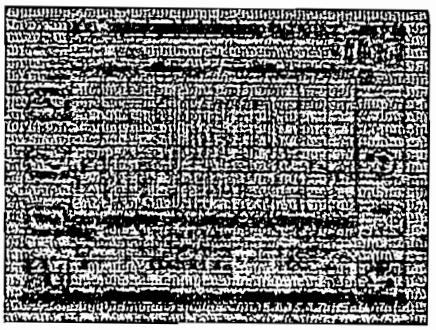


▲ *Time domain view of ingress in the Zero Span mode captures elusive ingress.*



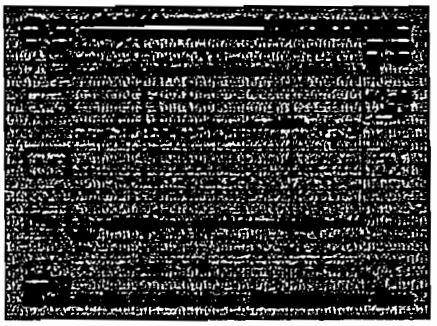
▲ *Cable modem analysis using Zero Span mode provides accurate, in-service, power and C/N measurements.*

Fast-Update Spectrum Display for Detecting Ingress in the Field. The spectrum mode has the speed and versatility to effectively troubleshoot difficult system problems. A programmable dwell time allows the meter to stay on each frequency longer to catch more ingress. Peak hold mode captures and saves transient bursts (like evasive return path electrical noise). The SAM4040D detects signals as fast as 5µs, in both Zero Span and continuous modes. The pre-amp and low-pass filter on the SDA-4040D assures that ingress can be measured on devices with bi-directional testpoints or testpoint values of 30dB or more.



▲ *Reverse digital modem signal.*

PathTrak Field View Option. When your network is equipped with the PathTrak Performance Monitoring System, system technicians can benefit from the ultimate ingress fighting tool—the PathTrak Field View option for the SDA-4040D. With Field View, the SDA-4040D receives a return path headend spectrum broadcast from the PathTrak unit, and then compares it with a return path spectrum at any field testpoint. The side-by-side spectrum comparison instantly reveals to the technician whether the ingress source is originating at his current testpoint or at a different location. The comparative spectrum technique slashes noise/ingress troubleshooting time, since the technician can immediately verify whether corrective action performed in the field (local trace) results in improvement in the headend spectrum (remote trace).



▲ *PathTrak Field View option compares headend node spectrum with field test-point spectrum.*

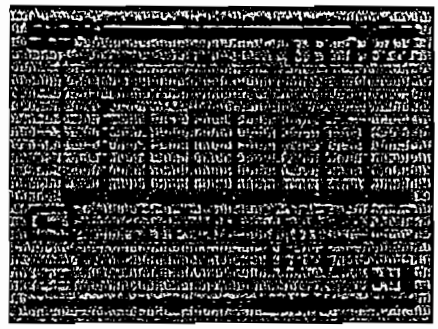
Sweepless Sweep® Provides Non-Intrusive Frequency Response. The trademarked Sweepless Sweep® passively provides frequency response information about a network by measuring active carriers. The SAM404D stores the levels of all active carriers at one reference point in the network, and then compares the relative levels to another point within the network; just like referenced sweep, but without the need for a transmitter!

Other SDA Materials Available:

The following WWG materials are available. Inside the U.S., please call toll-free at 800-622-5515 or 317-788-9357. For faster service, please visit our website at www.wwgsolutions.com.

- Wavelengths *newsletter*
- *SDA-5000 Data Sheet*
- *PathTrak Field View Option "How It Works"*
- *App Note #1, Forward Sweep and Balance*
- *App Note #2, Reverse Sweep and Balance*
- *App Note #3, Return Path Troubleshooting*
- *SDA-5000 Sweep Training CD-ROM*

Tilt Measurement. Tilt is the easiest and most efficient tool for balancing amplifiers. For cable plants requiring multiple tilt measurements, such as comparing today's tilt measurement with a historical record, and then making an additional measurement for a new wider channel plan, the user simply uses markers to indicate the tilt channels that define the new limits.



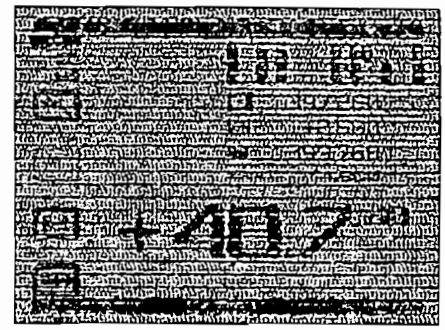
▲ *Tilt mode performs automatic tilt calculations between any 2 of 9 designated carriers.*

The CTB/CSO mode is used for automatically making intermodulation measurements.

Scan Measurement. Scan mode provides a quick graphical view of the entire channel plan with bars representing the video level for each channel. Both video and audio may be displayed.

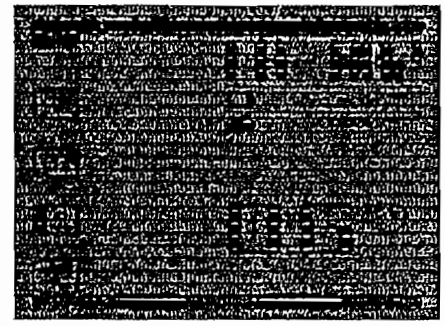
▲ *Limit checks can be instantly viewed after identifying channel of interest with a marker in scan mode display.*

Carrier-to-Noise Measurement: In-Service. Carrier-to-noise measurement (on non-scrambled channel) is just as easy, and there is no need to remove modulation from the video carrier. No tunable preselector filter is needed.



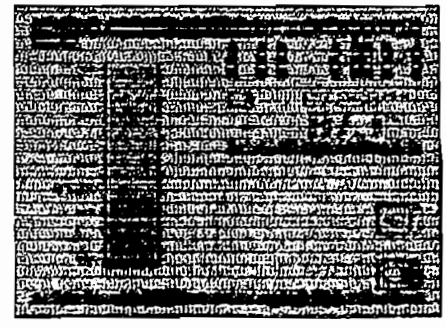
▲ *In-service carrier-to-noise.*

Hum Measurement: In-Service. Measuring hum on a channel (non-scrambled) is as simple as pressing the "HUM" key. And since the instrument is battery powered, the measurement is independent of ground loops, therefore isolated from the line (mains). Hum reveals itself as either single (60 Hz) or double (120 Hz) horizontal bars across the video screen. The level of either can be measured.



▲ *In-service HUM (PAL & NTSC compatible).*

Modulation Measurement. Includes NTSC, PAL and SECAM formats. Demodulation of the audio is done for both AM and FM. FM is used to hear audio distortion on the FM radio channels or the sound of the TV program. AM is used to recognize short-wave interference signals in the reverse band.

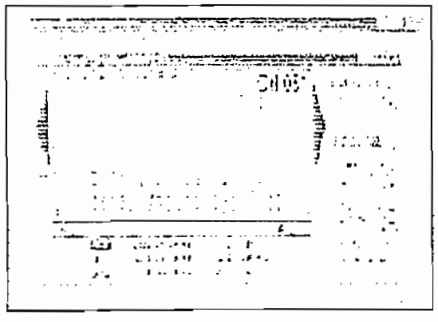


▲ *Depth of modulation.*

Extensive Automated Test Capability

Automated tests can be scheduled to perform either 24-hour FCC compliance tests, or initiated immediately to log performance at individual nodes, amplifiers, or other testpoints. A wide range of tests can be performed automatically, including signal levels, C/N, hum, and depth of modulation. The operator designates which tests to perform on which channels. Because these tests are non-intrusive, it is easy to test all parameters on all channels at anytime.

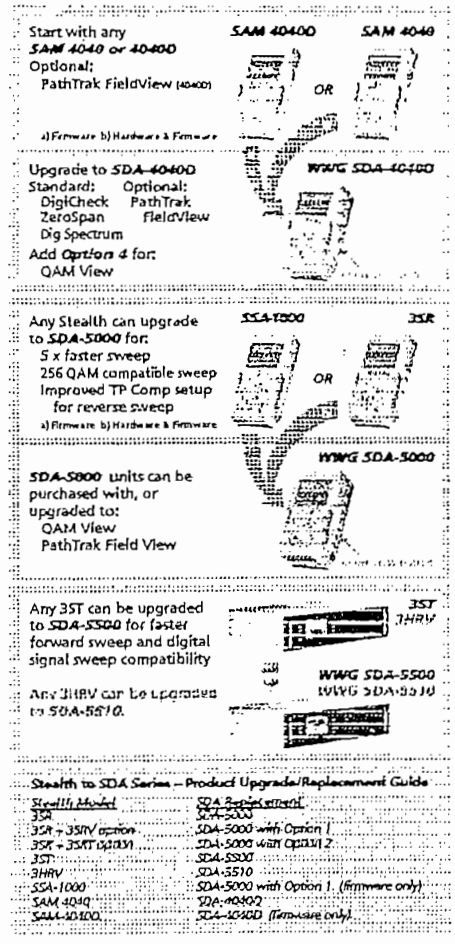
After a test is performed, the results can be displayed on the SDA screen. A pass/fail indication on a variety of limits can be set for FCC/CENELEC or other government standards, or to system preferences. Data taken during any automated test, or sequence of automated tests, can be viewed immediately with a pass/fail indication for each of the limits. Specific stored measurement results may be viewed on demand. Automated test results can be printed directly to a serial printer or uploaded to a PC using StealthWare to store and include in custom reports.



▲ *The detailed scan graph offers user-adjustable marker, scale reference level and tilt for maximum signal evaluation.*

Data Analysis with StealthWare. Any stored SDA measurement information can be up-loaded to a PC using StealthWare, a Windows™ based data management package. Stored sweep, scan, or spectrum screens can be viewed on the PC and analyzed with marker movement and readout information just the same as on the actual unit. A sweep graph overlay function allows comparison of multiple RF response variations over time. StealthWare also allows the operator to build channel plans and edit site locations, which can be downloaded to multiple SDA instruments. Additionally, channel plans can be uploaded to the PC, modified in StealthWare, and then downloaded back to the SDA instrument.

Upgrading the SDA-4040D to SDA-5000. Your test equipment investment is protected with the WWG upgrade program. As system requirements change, the SDA-4040D can be upgraded to the SDA-5000 for forward and reverse sweep capabilities at any of the WWG worldwide service centers. And if you own a model SAM-4040D, you can upgrade to the SDA-4040D with an in-the-field firmware change only!



Additional Customer Support

Wavetek Wandel Goltermann offers quality, cost-effective support programs that address all of your technical support needs. With over 20 fully equipped CATV accredited service centers worldwide, WWG provides local product maintenance, calibration and upgrades, along with technical training services.

CarePlan℠ Customer Support Package

The WWG CarePlan is a proactive technical support program designed to safeguard your investment throughout its complete life-cycle. Key benefits of the CarePlan include:

- *Cost-effective product maintenance support*
- *Annual calibration certification program*
- *Proactive hardware and software upgrades*
- *Technical support*

Technology Training

WWG provides a comprehensive CATV technology training program designed to help you and your teams understand the changing needs of today's advanced networks. Training seminars include:

- *HFC Basics*
- *Understanding Digital*
- *Sweep and Balance Forward and Return*
- *Mastering the Forward Path*
- *Mastering the Return Path*
- *Sweep 101 "Bootcamp"*

Specifications

Sweepless Sweep® Mode

Frequency Range ..... 5-1000 MHz
Display Span..... user definable
Display Scale/Range .. 6 vertical divisions 1, 2, 5, or 10dB/division
Sweep Pulse Occupied Bandwidth..... 30 kHz
Stability..... +/- 0.5 dB, normalized
(dependent on stability of referenced carriers)
Sweep Rate..... ~1 second (78 Channels, including
scrambled and digital signal types)
Channel Plan Templates (user editable) .....
China-1; China-2; France; HDTP-NL; Ireland; Japan;
Jerold; Jerold-HRC; Jerold-IRC; NCTA; NCTA-HRC; NCTA-SUB
NCTA-IRC; NTSC-Broadcast; OIRT-D/K; PL-B/G; PAL-UK

Spectrum Mode

Spans . . . 3, 5, 10, 20, and 50 MHz (0.3, 0.5, 1, 2, and 5 MHz/div.)
Sweep Rates..... ~1 second updates with spans of 50, 20,
10 & 5 MHz ~1.7 second updates with 3 MHz span
Display Scaling and Range..... 0.5, 1, 2, 5, and 10 dB/div.
6 vertical divisions
Dwell..... programmable 0-25 ms
Spurious Free Dynamic Range ..... 60 dB[3]
Sensitivity Without Preamp..... -40 dBmV 5 - 550 MHz
-35 dBmV 550 - 1000 MHz
Sensitivity With Preamp ..... -50 dBmV 5 - 550 MHz
-45 dBmV 550 – 1000 MHz
Max. Level With Preamp ..... +50 dBmV

Zero-Span Mode

Video BW..... >1MHz, 100 kHz, 10 kHz, 100 Hz
Resolution BW..... 2 MHz, 280 kHz, 30 kHz
Measurement BW Compensation .. programmable 1 kHz-99 MHz
Pulse Measurement Accuracy ..... nominal level in 10 µs
+/- 2 dB from nominal in 5 µs
(>1 MHz VBW, 280 kHz RBW)
Sweep Times ..... 100 µs to 20 s (1,2,5 settings)

Intermodulation Distortion (CSO/CTB)

Range5..... ≥ 60 dB
Resolution ..... 0.1 dB

Data Storage

Files stored: Autotests, tilt, channel plans, scan and Sweepless Sweep,. Spectrum mode (regular with max hold and CSO/CTB). Allocated on demand. The storage capability is simultaneous- more of one file type can be "traded" for less of another. All files stored as database, not as screen picture. Typical mix of files for 78-channel plan 8 channel plans, 16 sweep references 80 sweep traces; 40 scan files 20 spectrum displays; 20 autotests

Serial Interface

RS232; Epson, IBM, Seiko and Diconix Printers

Input Configuration

Connector Type ..... 75Ω Type F Female
(Optional 75Ω Type BNC Female)
Maximum Sustained Voltage ..... AC 100V DC 140V

General

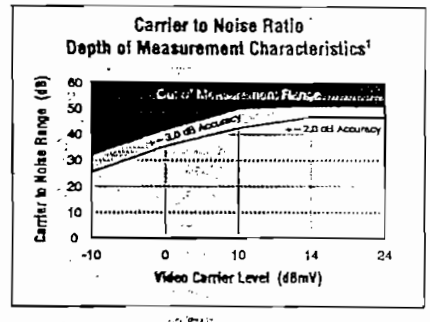
Display..... 320x240 dot matrix LCD, selectable back light
Dimensions ..... 15.2 x 27.9 x 8.9cm
(6"x11"x3.5")
Weight ..... 2.3 kg (5.1lbs)
Temperature Range Operating ..... -20 to +47°C (-4 to 117°F)

Power Sources

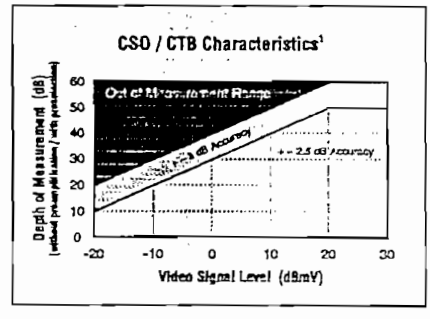
Battery ..... Extended-life replaceable nickel metal
hydride, 12V/3.5A-hr 4 hours cont. use on a single charge

Notes

1) Typical Specifications
2) Relative to 25°C
3) @25°C and +20dBmV
4)



5)



PathTrak Field View (OPT 3 required)

Update Rate ..... 2x/second (remote trace)
~1x/second (local trace)
Display Scaling ..... .5/1/2/5/10/20dB/div.
Selectable Nodes ..... 14 (selectable via PathTrak HCU)

Ordering Information

Model SDA-4040D Signal Analysis Meter:

Digital / Analog HFC Analyzer. Includes: Extended-life nickel metal hydride battery, universal charger/AC adapter, canvas carrying case and operators manual.

Options:

SDA-OPT3A: PathTrak Field View Interoperation for model SDA-4040D (requires PathTrak HCU)

SDA-OPT4A/B: QAM View digital analysis including 64/256 Constellation, MER, Pre/Post FEC BER, and exclusive QAM ingress under the carrier feature. Please specify OPT version 4A or 4B when ordering.

SDA-OPT4A: 64/256 QAM, DVB-C, ITU-T J.83 Annex A (8 MHz)

SDA-OPT4B: 64/256 QAM, DVS-031, ITU-T J.83 Annex B (6 MHz)

SDA-OPT5: BNC connectors replace standard F type connectors

StealthWare: Windows™ Compatible Data Management Software for all SDA, Stealth, MicroStealth, and CLI products.

Optional Accessories:

SDA-CASE1: Replacement soft carrying case for all SDA instruments without QAM View option installed. Compatible with standard and extended life batteries.

SDA-CASE2: Replacement soft carrying case for all SDA instruments with QAM View option installed.

SDA-NIMH: Spare extended life battery.

SDA-NIMCA: Universal charger/AC adapter for extended-life nickel metal hydride battery.

SDA-NIMK: Extended life battery kit. Includes extended life battery, universal charger/AC adapter and soft carrying case (SDA-CASE1).

Specifications

Frequency

Range ..... 5 to 1,000 MHz

Accuracy ..... ± 10 ppm at 25°C; ± 10 ppm drift over temp.; ± 3 ppm/year aging

Resolution Bandwidths ..... 30, 280 kHz and 2MHz (30 kHz for CTB/CSO only)

Tuning Resolutions ..... 10 kHz

Sweep Resolution ..... 250 kHz maximum

Level Measurement

Range ..... -40 to +60 dBmV

Resolution ..... 0.1 dB

Accuracy ..... ±1.0 dB from -20 to +50°C[1,2]

Log Linearity ..... ±0.5 dB[1]

Flatness ..... ±0.5 dB[3]

Signal Types ..... CW, single carrier, video (single or dual audio/NICAM), audio, digital

Uncertainty for Digital Carrier ..... additional ±0.5 dB (digital types 16/32/64/256 QAM, QPR, QPSK, VSB, CAP-16, DVB/ACTS and TDMA using zero-span spectrum mode) @280 kHz RBW

Carrier-to-Noise[4]

In-service measurement. Non-scrambled channels only. No preselection required for 78 channels or less. Best dynamic range at +10dBmV or higher input.

Range ..... ≥ 52 dB[1]

Resolution ..... < 0.5 dB

Hum Measurement

In-service measurement. Carrier > 0 dBmV. Non-scrambled channels only

Range ..... 0 to 10%

Resolution ..... <0.2%

Accuracy ..... +/- 0.7%

Depth of Modulation

Assumes presence of white reference on any VITS line. Non-scrambled channels only. Audio demodulation of AM and FM carriers

Range ..... 80 to 100%

Resolution ..... <0.5% at 85%

Audio Demodulation ..... AM and FM Carriers

Tilt Measurement

Up to 9 pilot carriers or video channels with tilt and level measurements on the highest and lowest.

Hi-Lo Δ Resolution 0.1dB

Scan Mode

All video, audio, pilot carrier, and digital channel levels displayed.

QAM View Option (OPT 4)—PRELIMINARY

The QAM Analyzer Option (QAM View) can be factory installed in any new or existing SDA-4040D instrument. The specifications and features are in addition to the standard measurement features of the SDA-4040D. When ordering, please specify OPT 4A for 8MHz, DVB-C, ITU-T J.83 Annex A, or OPT 4B for 6MHz, DVS-031, ITU-T J.83 Annex B.

Modulation Type

..... 64/256 QAM, DVB-C, ITU-T J.83 Annex A (OPT 4A)
..... 64/256 QAM, DVS-031, ITU-T J.83 Annex B (OPT 4B)

Measurable Input Range (Lock Range)

64 QAM..... -20 to +50 dBmV (typical)
256 QAM..... -15 to +50 dBmV (typical)

Frequency Tuning

50 to 860 MHz (Digital QAM mode)
Resolution ..... 25 kHz

MER (Modulation Error Ratio)

64 QAM/OPT 4A..... 22-35 dB
256 QAM/OPT 4A..... 30-35 dB
64 QAM/OPT 4B..... 21-35 dB
256 QAM/OPT 4B..... 28-35 dB
Accuracy..... ± 1.5dB

EVM (Error Vector Magnitude)

64 QAM/OPT 4A ..... 1.2% - 5.2%
256 QAM/OPT 4A ..... 1.1% - 2.0%
64 QAM/OPT 4B ..... 1.2% - 5.2%
256 QAM/OPT 4B ..... 1.1% - 2.5%
Accuracy 64 QAM/OPT 4A and 4B ..... ± 0.4% (1.2% - 2.0%)
± 1.0% (2.1% - 5.2%)
Accuracy 256 QAM/OPT 4A and 4B..... ± 0.5% (1.1% - 2.5%)

BER (Bit Error Rate)

64 QAM Pre-FEC/OPTs 4A and 4B ..... 10-4 to 10-9
64 QAM Post-FEC/OPTs 4A and 4B..... 10-4 to 10-9
256 QAM Pre-FEC/OPT 4A ..... 10-4 to 10-6
256 QAM Post-FEC/OPT 4A ..... 10-4 to 10-9
256 QAM Pre-FEC/OPT 4B ..... 10-4 to 10-8
256 QAM Post-FEC/OPT 4B ..... 10-4 to 10-9

Measurable QAM Ingress

-25 to -40 dBc
Accuracy ..... ± 1.5 dB

Channel Bandwidth

8 MHz (OPT 4A); 6 MHz (OPT 4B)

Zero Span Spectrum

(Standard Feature - See SDA-4040D specifications)

Graphic Display

Digital summary (including MER/EVM, Pre/Post FEC BER, Equalizer Stress, Carrier Offset, Symbol Rate) with limit/margin test results. IQ constellation with zoom. Adaptive Equalizer Display (8 feed forward/24 feedback), Frequency Response, Group Delay. Ingress/Noise Under the Carrier.

Power Source

Note: Option powered from SDA-4040D nickel metal hydride battery. Operating time is specified for continuous use in QAM View mode. Option includes high output charger.
Charge Time..... ~4 hours
Operating Time..... 2.5 hours continuous use (typical)

Universal AC Charger/Adapter

Input ..... 100-250 VAC, 50-60 Hz, 0.5A
Output..... Charge15V @ 750 ma

Physical

Dimensions (total SDA-4040D size after option installation)..... 15.2 x 26.7 x 10.8 cm
6" x 10.5" x 4.25"
Weight (total SDA-4040D weight after option installation) ..... Approx. 3.5 kg (7.7 lbs)
Operating Temperature Range ..... -20 to 45°C (-4 to 113°F)

For more detailed information about using the SDA-4040D, call for your free CATV "Find & Fix" Guide at 800-851-1202 or +1 317-788-9351.

Wavetek Wandel Goltermann Sales Offices

North America
1030 Swabia Court
P.O. Box 13585
Research Triangle Park, NC
27709-3585
Tel. +1 919 941-5730
Fax +1 919 941-5751

Latin America
Av. Eng. Luis Carlos Berrini,
936-8/9. andar
04571-000 Sao Paulo, SP
Brazil
Tel. +55 11 5503 3800
Fax +55 11 5505 1598

Asia-Pacific
PO Box 141
South Melbourne, Victoria
3205
Australia
Tel. +61 3 9690 6700
Fax +61 3 9690 6750

West Europe
Arbachtalstrasse 6
D-72800 Eningen u.A.
Germany
Tel. +49 7121 86 2222
Fax +49 7121 86 1222

Internet Address
www.wwgsolutions.com

East Europe
Postfach 13
Elisabethstrasse 36
A-2500 Baden
Austria
Tel. +43 2252 85521 0
Fax +43 2252 80727

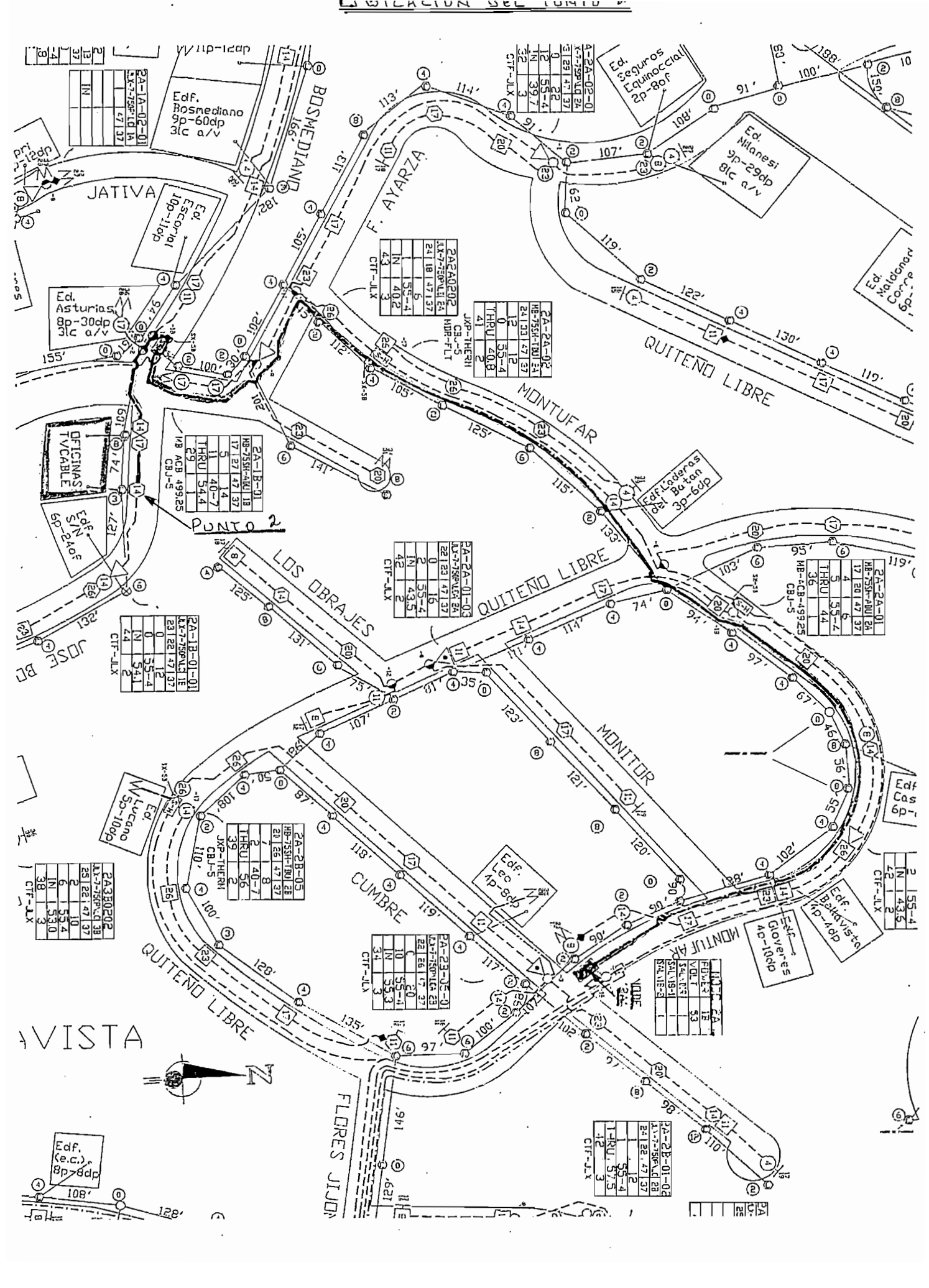
CIS Countries
1st Neopalimovskiy per.
15/7 (4th floor)
119121 Moscow
Russia
Tel. +7 095 248 2508
Fax +7 095 248 4189

WAVETEK WANDEL GOLTERMANN
Communications Test Solutions

© 2000 Wavetek Wandel Goltermann, Inc. • Specifications subject to change without notice.
CNIN01660300AE

APÉNDICE D

MAPAS CON LA UBICACIÓN DE LOS PUNTOS DE PRUEBA UTILIZADOS EN LA MEDICIÓN DEL CANAL DIGITAL CORRESPONDIENTE A UNA RED DE CABLE BIDIRECCIONAL QUE PROPORCIONA SERVICIO DE INTERNET



Edf. Bosmediano 9p-60dp 3lc a/v
BOSMEDIANO
JATIVA
Ed. Escorial 10p-11dp
Ed. Asturias 8p-30dp 3lc a/v
F. AYARZA
Ed. Seguros Equinoccial 2p-8of
Ed. Milanesi 9p-29dp 8lc a/v
QUITEÑO LIBRE
MONTUFAR
OFICINAS TVCABLE
Edf. S/N 6p-24of
PUNTO 2
Edf. Laderas del Batan 3p-6dp
LOS OBRAJES
QUITEÑO LIBRE
MONITOR
Ed. Lucano 5p-10dp
CUMBRE
Edf. Lec 4p-8dp
Edf. Gloveres 4p-10dp
Edf. Baltavista 4p-4dp
MONTUFAR
QUITEÑO LIBRE
AVISTA
FLORES JIJON
Edf. (e.c.) 8p-8dp
N