

Universidad Nacional de Ingeniería

Facultad de Ingeniería Eléctrica y Electrónica



**La Prueba del Ruido Blanco como Herramienta de
Análisis del Comportamiento de un Sistema de
Comunicaciones Multicanal**

T E S I S

Para Optar el Título Profesional de

INGENIERO ELECTRONICO

Francisco Edgar Guevara Aquino

Promoción - 1965

Lima - Perú

1985

Antes de iniciar estas líneas dedicatoria he reflexionado acerca de la razón de este trabajo, para qué y para quien - está dirigido. La respuesta inmediata es para: La comunidad técnica, de la cual soy parte, y a la cual he tratado - de poner a disposición, los elementos teóricos y prácticos - a fin de enriquecer sus conocimientos y mejorar la eficiencia en sus labores.

No obstante, recordando el amor, el sacrificio y la paciencia de mi esposa e hijos que permitieron dejarme solo por - largos períodos de tiempo en el desarrollo de este trabajo, no puedo menos que dedicar integralmente esta obra a ellos - que constituyen la razón de nuestra vida.

A Dora, Guillermo, Lourdes, E.Martín, Francisco
y Abish

Siendo el ruido el elemento principal, que determina el rendimiento y calidad de los sistemas de transmisión, es necesario clarificar su naturaleza, los métodos de medición y las unidades que se usan. El capítulo dos estudia las unidades de medición usadas en las telecomunicaciones y una descripción de los objetivos de ruido establecidos por las organizaciones internacionales.

El capítulo tres estudia la naturaleza de la señal compuesta por muchos canales telefónicos y su similitud con una señal de origen térmico de espectro uniforme conocido como "ruido blanco".

En el capítulo cuarto se estudia las diversas pruebas y medidas que se realizan en los sistemas de transmisión y el papel fundamental que juega la prueba del ruido blanco, no solo en la determinación si el sistema está o no está apto para transmitir las señales telefónicas con la calidad requerida, sino también en el diagnóstico de los tipos de ruido que afectan al sistema.

A través de toda la presentación se ha incluido un gran número de figuras y tablas a fin de clarificar y ejemplificar los conceptos vertidos.

En el capítulo quinto se presenta un programa de -

lenguaje BASIC que dibuja y analiza la curva resultante de la prueba del ruido blanco y presenta la cantidad de ruido de cada uno de los tipos componentes del ruido total.

	PAGINA
CONTENIDO	VII
<u>INTRODUCCION</u>	001
<u>CAPITULO I.-</u> LOS SISTEMAS DE TELEFONIA MULTICANAL	
1.1 Los sistemas de transmisión	006
1.2 El desarrollo de la telefonía múltiplex	008
1.2.1 La técnica múltiplex	009
1.3 Los sistemas de baja capacidad	011
1.4 Los sistemas de alta capacidad	012
1.4.1 Sistemas de cable coaxial	012
1.4.2 Sistemas de relevadores radioeléc- tricos de visibilidad directa por microondas	013
1.4.3 Sistemas de relevadores radioeléc- tricos transhorizonte	015
1.4.4 Sistemas de cable submarino	016
1.4.5 Sistemas de comunicaciones por sa- télites	018
1.4.5.1 El sistema Global Intelsat	021
1.4.5.2 Los sistemas Domésticos	022
1.5 Múltiplex por división de frecuencia	022
1.5.1 El canal telefónico	022
1.5.2 La modulación	027
1.5.3 El plan de modulación del CCITT	028

1.5.3.1	Formación del grupo primario estandar del CCITT	029
1.5.3.2	Formación del grupo secundario estandar del CCITT	029
1.5.3.3	Formación del grupo terciario estandar del CCITT	034
1.5.3.4	Formación del grupo cuaternario estandar del CCITT	034
1.5.3.5	La frecuencia de línea	034
1.5.4	Plan de modulación para telefonía y video combinados	043
1.5.5	Ejemplos de sistemas de alta capacidad	043
1.5.6	Frecuencias pilotos	043

CAPITULO II.- LOS OBJETIVOS DE RUIDO PARA LOS CIRCUITOS TELEFONICOS Y SUS UNIDADES DE MEDIDA

2.1	El Ruido.- Consideraciones básicas	056
2.2	Señales y niveles de transmisión	057
2.2.1	El tono de prueba estandar	058
2.3	Medidas de la señal	058
2.3.1	El dBm	060
2.3.2	El dBm0	060
2.3.3	El dBr	061
2.3.4	El volumen	061
2.3.5	Otras unidades	063

2.4	Medidas del ruido	064
2.4.1	El dBrn	066
2.4.2	Las curvas de ponderación	066
2.4.2.1	La ponderación CCIR-468	067
2.4.2.2	La ponderación psfométrica de un circuito telefónico - dBmp y pWp	067
2.4.2.3	Las curvas de ponderación en USA	074
2.4.2.4	La ponderación 144 - dBrn (144 - line)	074
2.4.2.5	La ponderación F1A - dBa - (F1A)	075
2.4.2.6	La ponderación C - message - dBrnC	075
2.4.2.7	Las curvas de ponderación A, B, C y D	076
2.4.3	Unidades de densidad de potencia	077
2.4.4	Niveles de potencia relativo al OTLP	079
2.4.5	Factores de conversión entre las unidades de medida de ruido europeas y de USA	080
2.5	Resumen de los objetivos de ruido para los circuitos telefónicos	083
2.5.1	Tipos de recomendaciones	085
2.5.2	Finalidad y definición de un circuito ficticio de referencia	085

2.5.3	Ruido total admisible en circuitos - telefónicos	086
2.5.4	Leyes de adición del ruido	091
2.5.4.1	Adición de potencia de rui do	091
2.5.4.2	Adición de tensiones de - ruido	091
2.5.4.3	Ley de adición para inter- conexiones de secciones ho mogeneas	092
2.5.5	Distribución de la potencia total - del ruido	092
2.5.5.1	Composición del ruido múl- tiplex y de línea	093
2.5.6	El ruido permisible de circuitos que se establezcan por enlaces reales	094
2.5.7	Objetivos de ruido para equipos de - modulación y demodulación	095

CAPITULO III.- EL TRAFICO MULTICANAL REAL Y LA TECNICA DE -
CARGA DE RUIDO BLANCO

3.1	Estructura estadística de la señal multicanal	099
3.2	Distribución del número de canales activos	099
3.2.1	Características de la señal de voz en un canal telefónico	100
3.3	Distribución del voltaje de la conversación	104

3.3.1	Distribución del voltaje de la conversación de un orador dado	104
3.3.2	Distribución del voltaje instantáneo multicanal	106
3.4	Distribución del volumen entre los diferentes locutores	115
3.5	Potencia media multicanal para un número dado de canales	120
3.6	Capacidad de carga de un sistema de transmisión multicanal	121
3.6.1	El caso de volúmenes controlados	123
3.6.2	El caso de volúmenes sin control - sin limitación de picos	124
3.6.3	El caso de volúmenes sin control - con limitación de picos	129
3.7	Simulación de una señal multicanal por un ruido blanco	129
3.7.1	Consideraciones sobre el factor pico	132
3.7.2	Consideraciones sobre el nivel rms - de la palabra	132
3.7.3	Consideraciones suplementarias	133
3.8	Parámetros típicos de diseño	133
3.8.1	Actividad y volumen de los locutores	134
3.8.2	El efecto de las señales de datos y tonos	136
3.8.3	El efecto de conformación de niveles	137

<u>CAPITULO IV.-</u>	MEDIDAS USANDO LA TECNICA DE CARGA DE RUIDO	
	Herramientas de análisis de ruido indispensable para los sistemas de transmisión multicanal	
4.1	Las pruebas de los sistemas de transmisión	139
	4.1.1 Las pruebas cualitativas	139
	4.1.2 Las pruebas de diagnóstico	142
4.2	Efecto de la no - linealidad	145
	4.2.1 Representación en serie de la característica de transferencia	146
	4.2.2 Compensación de la característica no - lineal	150
	4.2.3 Efecto de la característica de transferencia sobre las señales moduladas en ángulo	151
4.3	Características de las no - linealidades de un cuadripolo	152
	4.3.1 Relación entre los coeficientes "m" y "a"	154
	4.3.2 La potencia de salida de un producto específico	155
	4.3.3 Cuadripolos en cascada	155
4.4	La performance del sistema de modulación	157
	4.4.1 Selección de un punto de referencia de modulación	159
	4.4.2 Consideraciones adicionales con transistores	160

4.5	Efectos no - lineales sobre señales de voz multiplexadas	161
4.5.1	El método de Bennett	161
4.5.1.1	Amplitud del producto	162
4.5.1.2	Distribución de amplitud de los locutores	163
4.5.1.3	La cuenta de productos	164
4.5.1.4	Factores de corrección para locutores en lugar del ruido	169
4.5.2	Medida de la intermodulación por medio de la técnica de carga de ruido	170
4.5.2.1	Análisis de la técnica de carga de ruido blanco	172
4.6	Mediciones en la prueba de ruido blanco	175
4.6.1	Estandarización de los niveles de una señal multicanal	176
4.6.1.1	El nivel de potencia media de la señal multicanal - Sistemas de alta capacidad	176
4.6.1.2	El nivel de potencia media de la señal multicanal - Sistemas de baja capacidad	177
4.6.1.3	Niveles de potencia media de la señal multicanal con carga de datos	178

4.6.1.4	Consideraciones suplementarias sobre las curvas de - la Fig. 4.9	179
4.6.2	El ancho de banda del ruido blanco	179
4.6.3	Medición del ruido térmico y de in- termodulación	181
4.6.3.1	La razón de potencia de rui- do (NPR)	181
4.6.3.2	La relación señal a ruido - (S/N)	187
4.6.3.3	Atras unidades absolutas	188
4.6.3.4	La razón de potencia de rui- do y la relación señal a -- ruido	189
4.7	Tipos de mediciones mediante el uso de las - técnicas de carga de ruido	192
4.7.1	Niveles de banda base	193
4.7.2	Curvas típicas de sobrecarga de ruido	193
4.7.3	Medidas de banda base a banda base	198
4.7.4	Equipamiento de traslación de banda - base	199
4.7.5	Equipamiento múltiplex y dimúltiplex	200
4.7.6	Mediciones de banda base a canal tele- fónico	200
4.7.7	Equipamiento de traslación de canal y sistemas de baja capacidad	200

4.7.8	Componentes del sistema con un valor alto del NPR	202
4.7.9	Medidas del ruido con el tráfico real	202
4.7.10	Peformance de ruido las grabadoras de cinta de banda ancha	204
4.8	Análisis gráfico de las curvas NPR	205
4.8.1	Normalización de las curvas NPR y SNR	205
4.8.2	Las tres regiones de la curva NPR	207
4.8.3	Distribución de las potencias de distorsión	211
4.8.4	El graficado de la curva NPR	213
4.8.5	Curvas NPR típicas	214
4.8.6	Análisis gráfico de las curvas NPR	215
4.8.7	La línea de ruido de reposo	221
4.8.8	La línea de intermodulación de segundo orden	229
4.8.9	La línea de intermodulación de tercer orden	232
4.8.10	La curva parabólica de distorsión por eco	234
4.8.11	Intermodulación debido a trayectorias de largo retardo	239
4.8.12	Corrección de problemas de ruido	244
4.8.13	Análisis de sistemas con varios saltos	244
4.9	Ejemplos de análisis de curvas NPR	246

CAPITULO V

APLICACION DEL MINICOMPUTADOR EN EL
ANALISIS

5.1	Desarrollo del programa en lenguaje BASIC	259
5.2	Alcances y limitaciones del programa	259
5.3	Análisis de un caso real	259
5.4	Listado del programa	265
	CONCLUSIONES	275
	REFERENCIAS	281

INTRODUCCION

Considerando la enorme importancia que reviste el mantenimiento de la calidad de los sistemas de transmisión multicanal - especialmente los sistemas de microondas - y considerando que la evaluación final de la calidad de estos sistemas se efectúa haciendo uso de la técnica conocida como "Carga de Ruido Blanco" he creído oportuno reunir la mayor cantidad de información posible con el fin de elaborar un trabajo teórico-práctico que esté al servicio, no sólo de los ingenieros que se dedican al mantenimiento, sino también a los estudiantes interesados en conocer la naturaleza de las señales constituidas por muchos canales telefónicos multiplexados y la simulación de éstos, mediante un ruido de espectro uniforme conocido como "ruido blanco".

Este trabajo, no es sólo un resumen de la información obtenida, sino un aporte del estudiantado de cuestiones teóricas simples y de hechos prácticos para el análisis de las mediciones de ruido, y postula que la técnica mencionada de "carga de ruido blanco" constituye una herramienta indispensable en el análisis de los diferentes tipos de ruido que se generan en los sistemas de transmisión, sin recurrir

al uso de equipos sofisticados, y que su uso adecuado puede resolver los problemas de ruido muy complicados en cuestiones de horas que de otro modo durarían aun días.

Esta técnica de medición da como resultado una curva, la cual es una representación gráfica del ruido existente - dentro del sistema de transmisión multicanal. El análisis de esta curva permite la separación e identificación de los tipos y amplitudes de los ruidos que contribuyen al ruido - total.

El advenimiento del computador personal ha adicionado otra herramienta valiosa, la cual ha disminuido el tiempo - de análisis y ha aumentado la exactitud de los cálculos. En este sentido, se ha desarrollado un programa en lenguaje - BASIC que realiza el análisis para la mayoría de los casos - comunes.

La meta última de cualquier sistema de transmisión, - es la de proveer un servicio continuo libre de errores con una mínima distorsión posible dentro de las restricciones - económicas. Para la obtención de esta meta es de suprema - importancia la medición de las características de rendimiento. Dentro de estas mediciones, la prueba del ruido blanco determina en definitiva si el sistema está o no en condiciones de prestar el servicio requerido.

Para terminar, debo expresar mi gratitud a los ingenieros de la Gerencia de Transmisiones de ENTEL PERU que brindaron su ayuda desinteresada en la elaboración de este trabajo y a los ingenieros de INICTEL que con su valiosa ayuda hicieron posible el mecanografiado y el dibujo de las numerosas láminas así como la corrección y compaginación del texto final.

Marzo, 1985

Capitulo I Los Sistemas de Telefonía Multicanal.

Introducción.

En este capítulo se describen los principales sistemas de transmisión los cuales transportan un gran número de canales telefónicos en forma simultánea.

Dado que este trabajo trata justamente sobre las técnicas y principios para determinar el rendimiento de estos sistemas con respecto al ruido, resulta conveniente tener una idea clara de sus características principales y la forma como están combinadas los canales telefónicos para que sea posible su transmisión simultánea.

En este sentido, se ha preparado la información básica, sobre todo para el ingeniero que recién se inicia, para que sirva como soporte al desarrollo posterior de los capítulos subsiguientes.

También, se ha estimado conveniente apartar un espacio para describir el proceso evolutivo desde las primeras experiencias de laboratorio hasta alcanzar una tecnología altamente sofisticada.

LOS SISTEMAS DE TELEFONIA MULTICANAL

1.1 Los Sistemas de Transmisión

Los circuitos que constituyen una red de telecomunicaciones de un país desarrollado o en proceso de desarrollo están dentro de las siguientes categorías bien definidas:

- a) Líneas de abonado
- b) Circuitos de enlace entre centrales de conmutación dentro de una área urbana. Por ejemplo el área de Lima. Las distancias entre las centrales varían desde unos 10Km. a 35Km. Aunque estos circuitos son relativamente cortos en longitud, son muy numerosos y su establecimiento de la manera más económica es de mayor importancia para la administración.
- c) Circuitos troncales entre centros, los cuales tienen comunidades grandes de interés telefónico y de longitudes medianas. Por ejemplo Lima-Ancón o Lima; Chosica.
- d) Circuitos troncales que proveen encaminamientos a lo largo de los cuales grandes bloques de tráfico pasan. Por ejemplo el sistema Lima Trujillo no sólo transporta el tráfico originado en las centrales de Lima y destinado a las centrales de Trujillo, sino también el tráfico originado más al sur de Lima y destinado hacia lugares más al norte de Trujillo. (Por ejemplo Piura). Estos encaminamientos de alto tráfico son necesarios solamente en rutas que constituyen el "espinazo" de una red de telecomunicaciones. A causa de su importancia los sistemas establecidos en este tipo de rutas deben ser extremadamente confiables.

Una amplia gama de sistemas de transmisión han sido ideados con el fin de satisfacer las necesidades mencionadas arriba. La Fig. 1.1 muestra algunos de los más importantes, conjuntamente con algunos que posiblemente se implementarán en el futuro. Cada sistema tiene características particulares que favorecen su aplicación en circunstancias particulares, no obstante es importante notar que la tasa de crecimiento de los circuitos a lo largo de una ruta tiene una profunda influencia en la elección del método de transmisión más económico.

Por otro lado las redes de telecomunicaciones nacionales de los diferentes países están interconectadas por siste

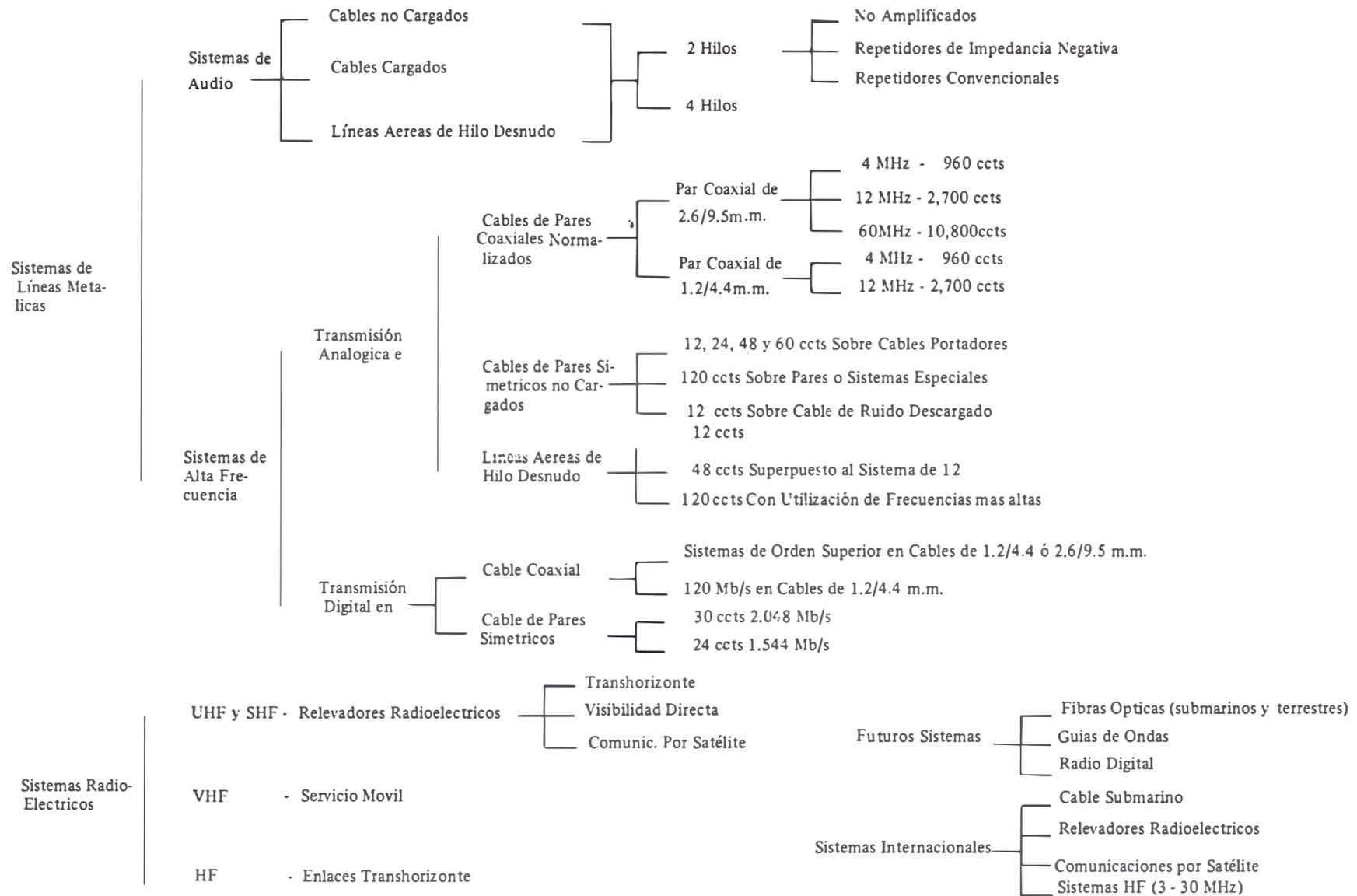


FIG. 1.1 SISTEMAS DE TRANSMISION

mas de transmisión de gran longitud tales como: sistema de cable submarino, sistemas de radio en alta frecuencia (3-30 MHz), sistema de relevadores radioeléctricos y sistemas de comunicaciones por satélite, entre otros.

De estos sistemas mencionados, es de interés para este tratado, aquellos que facilitan la transmisión simultánea - de una gran cantidad de conversaciones telefónicas (> 60 canales telefónicos) llamados sistemas de comunicación multi-canal,

Con la idea de dar una mayor comprensión a los lectores acerca de los sistemas de transmisión multicanal se da una breve historia de su evolución.

1.2 El Desarrollo de la Telefonía Multiplex

La evolución de la comunicación telefónica desde las primeras experiencias de laboratorio hasta alcanzar una tecnología altamente sofisticada ha registrado muchos logros extraordinarios. Dentro de estos logros ocupa un lugar prominente el método o técnica por medio del cual dos o más señales vocales pueden ser transmitidas simultáneamente utilizando un mismo medio de transmisión tales como los pares en cable, los canales radioeléctricos, etc. Todos los procedimientos ideados hasta el presente para tal utilización múltiple de un medio de transmisión pueden resumirse en la expresión "técnica múltiplex".

En América se conoce como inventor del teléfono a Alejandro Graham Bell en 1876, es decir, del medio que hacía posible la transmisión de la palabra hablada a gran distancia mediante circuitos eléctricos. Los primeros circuitos telefónicos de utilidad práctica consistían en un conductor alámbrico conectado a un teléfono en cada extremo y derivando la señal de retorno a través de tierra. Esta sencilla disposición tenía una utilidad sumamente limitada porque ningún circuito podía conectarse con otros y sólo servía para dos abonados. No tardó mucho tiempo en que se resolvió la necesidad de interconectar todos los teléfonos de una localidad para ampliar el servicio de este nuevo medio de comunicación, estableciendo un punto central donde todos los circuitos telefónicos llegarían conjuntamente y en donde cualquier par de teléfonos podrían interconectarse a solicitud del interesado por medio de un tablero de conmutación. Este punto común llegó a ser conocido como "central de conmutación telefónica", "Oficina de intercambio" o simplemente "Central".

La primera oficina telefónica comercial se inauguró el 28 de enero de 1878 en New Haven, estado de Connecticut USA

con 21 teléfonos sobre 8 líneas aéreas de hilos desnudos llamados "bucle de abonado" (subscriber loops). Más tarde - se interconectaron varias centrales entre sí mediante conductores alámbricos a los cuales se les llamo "troncales" (trunks) también conocido como líneas de enlace o circuitos entre centrales. Los circuitos que unían las centrales locales se les denominó "troncales de intercambio" (exchange trunks) o también "líneas urbanas", mientras que los que unían centrales distantes se les designo "líneas interurbanas" o de "larga distancia" (toll trunks).

El número de estas líneas creció rápidamente siguiendo la técnica de la antigua telegrafía, desarrollada años antes, es decir utilizando un solo hilo conectado a tierra en ambos extremos. De este modo aparecieron grandes cantidades de postes de madera que soportaban un número elevado de hilos telefónicos los cuales descansaban en crucetas. Los postes se instalaban a lo largo de calles y avenidas de pueblos y ciudades a la vera de los caminos o vías férreas.

Pronto se observó que el hilo simple no resultaba enteramente conveniente para la comunicación telefónica a causa de excesivos disturbios eléctricos. El problema fue resuelto mediante el desarrollo del circuito de dos hilos o "metálico". Este tipo de circuitos consiste de dos hilos paralelos separados por distancias muy cortas, uno de cuyos hilos provee la corriente de retorno en lugar de usar la tierra.

Estos circuitos bifilares llamados también líneas abiertas (open wires) o líneas aéreas de hilo desnudo, eliminaron las mayores interferencias pero presentaron el gran problema de reconstruir prácticamente toda la planta telefónica y también la duplicación de la ya pesada y comúnmente degradable masa de líneas alámbricas. Agrupando los pares alámbricos dentro de cables permitió remover algunas de las líneas, pero el problema de la continua expansión de la planta externa alámbrica, debido a la creciente demanda aún continúa. Ante esta situación se planteó la necesidad urgente de idear un método de incrementar el número de circuitos telefónicos sin la necesidad de tener que tender miles de kilómetros más de hilos.

1.2.1 La Técnica Multiplex (Multiplexing)

En los primeros tiempos del desarrollo de la comunicación telefónica, se supo que con un ancho de banda comprendido entre 300 a 2,800 Hz era suficiente para establecer una conversación con la suficiente facilidad y claridad para el servicio telefónico comercial (los sistemas modernos utilizan una banda de 300 a 3,400 Hz). Sin embargo tam

bién se sabía que la línea alámbrica podía transmitir varios centenares de kilo hertzios y de este modo se estaba desaprovechando la capacidad de transmisión de este par alámbrico. Este hecho condujo a una investigación de un medio por el cual se pudiera transmitir más de una conversación telefónica simultáneamente sobre un mismo par de hilos. El resultado fue el proceso conocido como "técnica múltiplex" ya mencionado anteriormente.

Los principios fundamentales de la técnica múltiplex ya se conocían aún antes de la invención del teléfono. G. Bell estuvo experimentado con un tipo de múltiplex para el sistema telegráfico en los momentos que él concibió la idea del teléfono.

A este nivel conviene hacer notar que para llevar a cabo la técnica múltiplex es necesario disponer de corrientes alternas llamadas portadoras (carriers), las cuales fueron generadas y seleccionadas haciendo uso de láminas vibradoras que resonaban a distintas frecuencias.

Los dispositivos electrónicos no se conocían en aquella época.

En el así llamado sistema de telegrafía "armónica", (o sea por frecuencias acústicas), en la cual experimentaba G. Bell, sólo era necesario producir frecuencias portadoras en el orden de algunos pocos cientos de hertzios, porque las señales telegráficas originadas consistían en impulsos eléctricos de corriente dc con una frecuencia de repetición de algunos pocos Hertzios. No obstante, para multiplexar las señales telefónicas las frecuencias portadoras tendrían que ser mucho más altas. Se encontró que dichas portadoras deberían tener frecuencias del orden de decenas de miles de Hertzios para preservar las características de la señal eléctrica de la palabra y para poder separarlas en forma conveniente.

De este modo fue necesario nuevos y diferentes métodos de generación de frecuencias y se experimentó con diapasones, generadores de conmutación de alta frecuencia e interruptores de arco dc. entre otros, para producir dispositivos de generación de portadoras para la telefonía. Los primeros equipos experimentados de telefonía múltiplex tuvieron poca utilidad práctica.

En el desarrollo de los sistemas múltiplex de utilidad real se tuvo que esperar la llegada de la tecnología inalámbrica o radio, la cual ocurrió poco antes de 1900. En las décadas siguientes se inventaron el tubo de vacío por De Forest y los mejoramientos de los filtros de ondas eléctricas.

En 1910, el alemán Ernest Ruhmer y el general norteamericano George Squier, desarrollaron un sistema múltiplex experimental, el cual se probó en longitudes cortas de cable. Este experimento reestimuló el interés en la telefonía múltiple comercial y condujo a un extensivo esfuerzo en su desarrollo por parte de Bell System primero, por la Western Electric y posteriormente la Bell Telephone Laboratories.

Es de interés examinar algunos de los términos que han sido asociados con la técnica múltiplex. Los términos "Telefonía por corrientes portadoras" (carrier current telephony) y telefonía múltiple o múltiplex o sencillamente multiplex, aparecen en la literatura más antigua conjuntamente con los términos tales como, telefonía en alta frecuencia (high frequency telephone), radiotransmisión alámbrico (wired radio) y radiotransmisión en línea (line radio). El término telefonía por portadoras (carrier telephony) a pesar de haberse usado pero se le aplica ordinariamente solo a los sistemas alámbricos o líneas físicas, mientras que la expresión telefonía múltiple o múltiplex se le utiliza principalmente para los sistemas de radiotransmisión. Más recientemente la expresión telefonía múltiplex ha sido usada en forma exclusiva sin considerar el tipo de sistema a la cual se refiere.

Se cree que el primer sistema múltiplex comercial tuvo lugar en USA donde un sistema de cuatro canales bidireccionales sobre líneas aéreas de hilo desnudo, empezó a funcionar en 1918 entre Baltimore y Pittsburgh. La separación de canales fue por división de frecuencia.

Antes de la segunda guerra mundial la mayoría del esfuerzo en el desarrollo de esta técnica fue orientado al incremento de la eficiencia de los sistemas múltiplex sobre líneas aéreas de hilo desnudo (open wires) y cables multiplex puesto que éstos fueron las dos formas de línea que proveyeron casi todo los circuitos telefónicos. La limitación de ancho de banda de estos sistemas, limitó la técnica múltiplex alrededor de 24 canales (16 canales en líneas aéreas).

Después de la Segunda Guerra Mundial los medios de transmisión de banda ancha comenzaron a prestar servicio. Estos tuvieron capacidades de varios cientos de canales y fueron transmitidos sobre pares coaxiales o por radio en microondas.

1.3 Los Sistemas de Baja Capacidad

Los medios de transmisión de banda ancha tales como pares coaxiales y radioeléctricos por microondas han desplaza-

do en gran manera a las líneas aéreas de hilo desnudo y cables multipares que se usaron previamente como circuitos troncales. No obstante, aun existen estos sistemas de baja densidad y se usan para la interconexión de centrales locales. Si el número de abonados excede al de líneas aéreas disponibles y no se desea las líneas compartidas (party lines) puede, algunas veces, ser más económico hacer uso de las facilidades del múltiplex, que adicionar más líneas. Tales sistemas se le conocen como "portadores de abonado" o de "estación" los cuales pueden proveer desde un canal bidireccional adicional hasta un máximo de doce. Las repetidoras pueden estar espaciados desde 1.5Km a 5Km. de intervalo. Los cables multipares usados, antes del uso general de la técnica múltiplex, consistían de unos 96 pares trenzados dentro de una envoltura de cable. Dependiendo de la calidad del cable éstos pueden transportar hasta 120 canales por par con repetidores cada 5 ó 9 Km. La dirección opuesta de transmisión, usualmente, se coloca en otro cable. Tales cables se usan frecuentemente entre centrales urbanas y desde una central urbana a una central interurbana.

1.4 Los Sistemas de Alta Capacidad

1.4.1 Sistemas de Cable Coaxial

En 1948 The Bell System completó una transmisión por cable coaxial transcontinental, denominado L1 la cual tiene una capacidad de 600 canales multiplexados por división de frecuencia de banda lateral única con portadora suprimida, o un canal de TV. Posteriormente se desarrolló un cable coaxial de más alta capacidad designado como tipo L3 que puede transportar 1800 canales o un canal de TV más 600 canales telefónicos multiplexados. Luego se desarrolló el cable coaxial de 12 MHz con una capacidad de 2,700 canales que es de uso común hoy en día.

Los cables coaxiales son tendidos algunas veces en forma individual o combinados con varios cables bajo una envoltura de protección común. Por ejemplo el sistema coaxial transcontinental L4 de un ancho de banda de 17.5 MHz (3600 canales por cable o por "tubo"), tiene 20 "tubos". Esto da una capacidad total de 32,400 canales en cada dirección más dos tubos como protección. El sistema Bell L5 (60MHz) tiene 10,800 canales por tubo y 22 tubos por envoltura de cable. Este sistema provee 108,000 canales bidireccionales y uno de protección. En Europa sistemas de 60 MHz de 10,800 canales de capacidad están siendo instalados en forma corriente. El sistema de la British Post Office provee hasta 18 tubos en una misma envoltura de protección dando un total de 86,400 circuitos telefónicos bidireccionales y una

de protección (stand by).

Los cables de muy alta capacidad se usan invariablemente entre centros de alta densidad de población pero su costo de instalación es muy alto debido al espaciamiento pequeño entre repetidores (entre 2 y 20Km) y el costo de su tendido. Sin embargo, donde la tierra es dura y difícil de tratar y particularmente cuando se requieren capacidades medias y largas distancias, los sistemas de radio son de mayor utilidad.

1.4.2 Sistemas de Relevadores Radioeléctricos de Visibilidad Directa por Microondas

Además de los sistemas por pares coaxiales, del tipo L, la Bell System ha desarrollado dos sistemas de relevadores radioeléctricos designados tipo TD-2 y tipo TH. El primero opera en la banda de 4,000 MHz del servicio público y tiene una capacidad de 6,000 canales múltiplex; un modelo subsiguiente, el TD-3, acepta hasta 12,000 canales.

Los sistemas TH operan en la banda de 6,000 MHz y tiene una capacidad de 11,000 canales múltiples. Tales sistemas rápidamente han llegado a ser el "espinazo" de las redes de distribución telefónica y de TV en muchas naciones. En setiembre de 1950 se puso en servicio por primera vez en USA el sistema TD-2 entre New York y Chicago. Por el año 1962 se estableció la red nacional de ese país el cual transportaba cerca del 90% de los circuitos de video interciudades y el 40% de todos los circuitos telefónicos de larga distancia. En el Perú también en el año 1962 se inauguró la primera red de microondas entre Lima y Trujillo en la banda de 2GHz y con una capacidad de 240 circuitos telefónicos. Hasta hace poco las compañías telefónicas fueron las que más usaban en forma comercial, los sistemas de microondas en sus redes de transmisión de larga distancia de la voz, video y datos. Ahora, sin embargo, más y más industrias están empezando a usar la transmisión de microondas en sus propias redes de comunicaciones. Estas comprenden los ferrocarriles, oleoductos, gaseoductos y electricidad y recientemente negocios privados. En el Perú las compañías de Petróleo hicieron uso de este tipo de sistemas mucho antes del sistema Lima - Trujillo y que hasta la actualidad presta servicio; de igual manera las Empresas Eléctricas de Lima tiene su propia red de microondas para el servicio de operación y mantenimiento y vigilancia de sus sistemas de transmisión eléctrica.

La banda base en un enlace de microondas consiste esencialmente de un número de canales telefónicos multiplexados

o video o datos. Las capacidades comunes son de 600, 960, 1260 y 1860 canales y algunos sistemas de 2,700 canales. La conformación de la banda base se discute en las secciones subsiguientes. La banda base modula en frecuencia una portadora de FI (frecuencia intermedio) la cual es usualmente 70 MHz ó 140 MHz y luego trasladada a la frecuencia de transmisión.

Las bandas de transmisión actuales están comprendidas desde 2 GHz hasta 18 GHz siendo la de mayor tráfico las bandas 2, 4 y 6 GHz. Las bandas de 11, 13, 15 y 18 GHz se están usando para transmitir señales digitales de gran capacidad.

El uso de antenas de alta ganancia con reflectores parabólicos o antenas horn permiten un espaciamiento entre repetidoras en "Línea de vista" de 30 a 80 Km. con una potencia transmitida del orden de los vatios. En los puntos de interconexión telefónica es necesario que el repetidor demodule la radio frecuencia hasta el nivel de banda base.

De otro modo las repetidoras generalmente amplifican la señal después de una demodulación hasta el nivel de FI, aunque algunas repetidoras que amplifican la señal a nivel de RF están siendo usados. Las señales recibidas y amplificadas son luego trasladadas a otro canal de RF diferente para su subsiguiente transmisión. Una antena común se usa tanto para la transmisión como para la recepción y adicionalmente más de una portadora de RF puede ser transmitida o recibida. Los canales de RF están espaciados a intervalos desde 7 MHz a 40 MHz dependiendo de los factores tales como el tipo de antena, capacidad del canal y frecuencia de la portadora de RF.

Es de uso común de tres a seis canales de RF por cada dirección de transmisión y con el uso de una sola antena. Algunos sistemas acomodan hasta 12 canales de RF en cada dirección.

Como ejemplo tenemos los sistemas de radio TD-2 ya mencionados, con canales de RF intersticiales el cual usa 10 canales de RF más dos de protección en una misma antena para cada dirección. El más reciente, el TH, con 1860 canales por canal de RF provee más de 11,000 canales telefónicos (1961). El TD-3 que fue puesto en servicio en 1968 utiliza las repetidoras del existente TD-2, así como también las antenas y cables alimentadores, acepta 12,000 canales telefónicos usando una banda base de 1,200 canales por canal de radio frecuencia.

El incremento constante de la demanda de enlaces de microondas ha estado llenando la parte baja de las bandas de

radiofrecuencia (hasta 6 GHz) por lo que ahora se está prestando mayor atención a las bandas más altas (hasta 12GHz). Por ejemplo el sistema TL-1 de la Bell (1963) y TL-2 (1966) para enlaces cortos hasta 400 Km. (250 millas) con 300 y 600 canales respectivamente están en la banda de 11 GHz. El advenimiento de los sistemas domésticos por satélites así como los regionales puede reducir la razón de expansión de las microondas terrestres en algunas áreas.

1.4.3 Sistemas de Relevadores Radioeléctricos Transhorizonte (Sistema por dispersión troposférica)

Tal como los sistemas de microondas de visibilidad directa los sistemas transhorizonte por microondas llegaron a ser posibles gracias al gran esfuerzo dado al desarrollo de dispositivos de microondas durante la segunda guerra mundial.

Los sistemas, transhorizonte por lo general son de un solo salto los cuales operan a distancias más grandes que los sistemas de visibilidad directa o casi directa, haciendo uso del fenómeno conocido como "Dispersión troposférica". (La tropósfera es la región comprendida entre la superficie de la tierra y la estratósfera). Las variaciones locales del índice de refracción de la atmósfera causa la dispersión de las ondas electromagnéticas cuando pasan a través de esta zona de turbulencia. Luego si un transmisor proyecta un haz de microondas muy estrecho en dirección del horizonte, la región que está verticalmente por encima de este horizonte al ser iluminada por el haz, dispersará las ondas electromagnéticas e iluminará las regiones que están más allá del horizonte de la antena transmisora. Naturalmente las pérdidas de transmisión son muy grandes; son típicas 200 a 250 dB y se necesitan transmisores de alta potencia (10KW), antenas muy grandes desde 9 a 36 m. con una ganancia del orden de 45 dB y receptores de alta sensibilidad (de bajo factor de ruido, alrededor de 3 dB), para lograr un rendimiento aceptable. Los límites de distancia que pueden alcanzar estos sistemas "tropo" depende de la capacidad de tráfico del sistema, el rendimiento standard requerido y la frecuencia disponible. Las distancias comunes son del orden de los 400Km. y algunas veces alcanzan hasta 800Km por salto (con potencias de 50 KW y 100KW).

El primer sistema tropo fue propuesto por la Bell en 1952, conocido como, "Polevault", salto con garrocha y que fue adoptado por la USAF e instalado a lo largo de la costa este del Canadá desde Newfoundland a la isla Baffin. La operación comenzó en el año 1955 con una capacidad de 36 canales telefónicos a lo largo de 9 saltos (2,560 Km).

Su aplicación deriva del hecho que mediante un solo salto se puede conseguir grandes distancias, sobre todo cuando se trata de cruzar terrenos inhóspitos desde el punto de vista geológico o político. También encuentra aplicabilidad cuando no es posible tender un cable submarino (vea la sección 1.4.4) donde la capacidad media de hasta 300 canales del tropo lo hace particularmente conveniente para comunicaciones a través de agua.

Como ejemplos de enlaces tropos se puede mencionar los siguientes:

- Cadena de islas Aleutian a Alaska, 1400 millas - 9 saltos
- De norte a sur del Japón y desde allí, vía Taiwan a las Filipinas
- Desde Creta a Chipre, un solo salto de 350 millas

Naturalmente existen muchas redes más, sin contar con las extensas redes tropos para usos militares, que están en uso en los diversos países. Recientemente muchas redes comerciales así como militares han sido instaladas. En el año 1960 se experimentó un aumento de más del 20% y a fines del mismo año hubo más de 3 millones de circuitos telefónicos por enlaces troposféricos.

Así como los sistemas de microondas de visibilidad directa, los sistemas tropo pueden en el futuro ser reemplazados por los sistemas de comunicaciones vía satélite.

1.4.4 Sistemas de Cable Submarino (Repetidores sumergidos)

Los cables submarinos para la telegrafía fueron los primeros en desarrollarse aún antes de la invención del teléfono (el primer exitoso cable telegráfico transatlántico fue tendido en 1866). El empleo de estos cables para la transmisión telefónica fue impedido por el hecho de que la telefonía necesita anchos de banda más grandes, con excepción de las distancias cortas. La factibilidad multicanal sobre distancias largas ha tenido que esperar el desarrollo de los repetidores sumergidos para cables, que hicieron posible la ecualización de la característica de frecuencia del cable y la restauración del nivel de la señal atenuada. El primer repetidor fue desarrollado por la British Post Office en 1943 y el primer sistema de repetidores de aguas profundas fue tendido entre Florida y Cuba en el año 1950 por la ATT. Este sistema utilizó cables separados para cada dirección con una capacidad de 24 canales (espaciados 4 KHz). En el mismo año un cable de 120 canales (60 canales en cada dirección) fue tendido entre UK y los Países Bajos.

El primer cable transatlántico para la telefonía se tendió recién en 1956, conocido como TAT-1 en cuyas secciones de aguas profundas usó dos cables (una para cada dirección) portando cada una 36 canales. La capacidad de este cable fue duplicada por el uso de TASI (Time Assigned Speech Interpolation). En 1959 la capacidad del cable fue nuevamente incrementado haciendo uso de una técnica múltiplex en la ciudades terminales.

Se mejoró los tipos de filtro que permitió reducir el ancho del canal telefónico a 3 KHz. Con esto la capacidad aumentó en un 33%. En 1963 se tendió el TAT-3 con sólo 120 canales de capacidad. No obstante a partir de 1964 se produce un incremento de la capacidad de los cables mucho más rápido comparado con los anteriores 15 años. El bajo crecimiento se debió en parte al advenimiento de las comunicaciones espaciales que hacían aparecer a los cables submarinos como redundantes. Hoy en día la idea ha cambiado y a ambos sistemas se les considera ser complementarios dentro de la red global. Los dispositivos de estado sólido han levantado el nivel de confiabilidad de los sistemas y se espera que los repetidores que usan estos dispositivos alcancen un tiempo medio entre fallas de 20 años.

Por otro lado, el bajo consumo de estos sistemas permiten una separación entre repetidores más corta y por consiguiente anchos de banda más amplios. El primer sistema de repetidores de estado sólido, entre el Reino Unido y Bélgica, fue tendido en 1964. El primer sistema transatlántico de este tipo (TAT-5) en 1969. El cable transatlántico (CANTAT-11) entre el Canadá y el Reino Unido tiene una capacidad de 1840 canales en cada dirección y hace uso de un espaciamiento entre canales de 3 KHz. Fue puesto en servicio en 1974 y es similar al sistema tendido entre España y las Islas Canarias en 1971. El desarrollo de los repetidores sumergidos ha hecho posible la construcción de estos sistemas durante los últimos 30 años y de igual forma ha contribuido, al mejoramiento de la tecnología en el cable. La estructura del cable submarino es en términos generales similar a los sistemas terrestres descritos en las secciones precedentes. No obstante un sólo cable es usado para ambas direcciones de transmisión mediante el uso de dos bandas diferentes de frecuencia y en cada amplificador, estas bandas son amplificadas por un mismo amplificador mediante el uso de filtros direccionales.

Un típico sistema de cable submarino de dos supergrupos con una longitud máxima de 3,000 millas náuticas, cuyos cables son de peso liviano y de 0.99 pulgadas, tiene un espaciamiento ante repetidores de 11.7 millas náuticas (pérdida de 50 dB correspondiente a la más alta frecuencia empleada). Para el caso del CANTAT-11 el espaciamiento es de 6 mi

llas necesitándose un total de 600 repetidores para cubrir la distancia. Para un sistema de 720 canales de capacidad es necesario un espaciamento de 11 millas y 44 millas para 48 canales. El suministro de energía se realiza desde ambos extremos del cable mediante un conductor central en forma de corriente DC. La trayectoria de retorno es por medio del mar. Desde que los repetidores están en serie, el voltaje de extremo a extremo del cable de un sistema - muy largo puede llegar hasta 20KV. Por ejemplo $\pm 10KV$ en un extremo y $- 10KV$ en el otro.

En los sistemas de cables submarinos cortos el espaciamento entre canales telefónicos es de 4 KHz el cual es estándar para los sistemas de cables terrestres. En los sistemas submarinos de gran longitud el costo de los equipos terminales es solo una pequeña fracción del total. Esto - hace que sea económico el uso de sistemas multiplex más sofisticado que hacen posible un espaciamento entre canales de solo 3 KHz y de este modo colocan 90 canales en la banda de un supergrupo en lugar de 60. Mediante el uso de filtros de audio muy elaborados la banda de voz es limitada de 200 Hz a 3.05 KHz (banda normal 300 Hz a 3.4KHz).

Los sistemas TASI ya mencionados incrementan en gran manera el número de canales telefónicos que puede ser manejado por un sistema de cables submarinos. En una conversación telefónica cada abonado habla, en promedio, en la mitad del tiempo y escucha en la restante. Aun cuando está hablando existen pequeños espacios de tiempo en que deja de pronunciar palabras (vea sección 3.2). Estos hechos han permitido el uso de detectores de las señales eléctricas - de la voz para determinar si el canal está activo o no y de conmutadores electrónicos de alta velocidad para conectar cada canal a un circuito libre del sistema de transmisión solo cuando está activo es decir solo cuando existe una señal eléctrica en el circuito. El equipamiento TASI ha sido desarrollado para el uso tanto en cables submarinos como enlaces por satélites y puede transmitir 274 circuitos telefónicos usando solamente 96 canales de transmisión en cada dirección.

1.4.5 Sistema de Comunicaciones por Satélite

El primer satélite hecho por el hombre (Sputnik I) fue colocado en órbita por la URSS en octubre de 1957, Luego tres meses después la USA colocó el segundo satélite - (Explorer I). En los siguientes años hemos podido apreciar un crecimiento fantástico en el desarrollo de la tecnología espacial, probablemente insuperada por ninguna otra época de paz.. En ella las comunicaciones espaciales han tenido también un igualmente rápido desarrollo.

La comunicación por satélite es básicamente un sistema de relevadores radioeléctricos de dos saltos y un solo repetidor (hasta esta fecha) el cual se halla ubicado en el espacio, y como tal puede utilizarse ventajosamente para asegurar comunicaciones entre los diferentes países, o dentro de un mismo país. Si un satélite artificial es puesto en una órbita situada a 35,800 Km de altura, su tiempo de revolución alrededor de la tierra será de 24 horas y en estas condiciones se dice que el satélite es sincrónico. Cuando el plano de su órbita se superpone con el plano ecuatorial se dice que la órbita es ecuatorial. Un satélite sincrónico en una órbita ecuatorial se le denomina geoestacionario, por que para un observador situado en la tierra le parece inmóvil. Un satélite en estas condiciones puede portar un repetidor de microondas (energizado por células fotovoltaicas) y de este modo proveer un enlace de microondas a grandes distancias y "ver" el 42% de la superficie terrestre. Se necesitan solo tres satélites para proveer una transmisión del tipo de visibilidad directa a todo punto de la superficie de la tierra. No obstante, los satélites geoestacionarios no pueden asegurar totalmente la cobertura directa de los puntos extremos de las regiones polares.

El valor comercial de la comunicación por satélite se acentuó en 1962 con el lanzamiento del Telstar I y II (NASA y ATT) los cuales transmitieron la televisión en vivo a través del Atlántico. Tanto los Telstar como los Relay I y II no estaban en órbitas geoestacionarias lo cual originó un costo excesivo de las estaciones terrenas las cuales tenían un sistema complejo de rastreo y sistemas de conmutación de antena. Un satélite simple fue visible en forma simultánea tanto por la antena receptora como por la transmisora durante solamente 20 minutos. Los sucesivos satélites comerciales para comunicaciones estuvieron en órbitas geoestacionarias permitiendo que las estaciones terrenas se construyeran con capacidades de rastreo muy limitadas y aseguraron las comunicaciones durante las 24 horas del día. Los primeros satélites geoestacionarios fueron los de la serie SYNCOM lanzados en 1963 y 1964.

La estructura de un enlace por satélite es similar a los enlaces de microondas terrestres descritos en la sección 1.4.3, con excepción de que solamente se requiere un repetidor. No obstante la estación terrena receptora requiere una extrema sensibilidad; sus antenas son muy grandes y equipos de bajo ruido. La banda de frecuencias asignada por el CCIR para las comunicaciones por satélite son: transmisión tierra satélite 5,925 a 6,425, recepción satélite-tierra 3,700 a 4,200. Las diferentes estaciones terrenas ubicadas en los distintos países tienen su propia frecuencia portadora de transmisión dentro de la banda de recepción del satélite, repetidor para transmitir bloques de canales telefónicos o un

simple canal de TV.

Por ejemplo una estación terrena puede transmitir 132 canales de "ida" a 10 países diferentes en su portadora asignada y recibir los canales de "retorno" sobre 10 portadoras diferentes. Este sistema se le conoce como "Multiple Acceso por División de Frecuencia (Frequency-División Multiple Access - FDMA). En este sistema convencional, algunos grupos de canales están preasignados para rutas específicas. Esto es eficiente en rutas de alto tráfico, pero ineficientes para tráfico liviano que requieren de solo algunos canales.

El ancho de banda del repetidor satélite puede proveer más circuitos si los canales se asignan a una ruta particular solo cuando necesitan transportar una llamada telefónica. A esta técnica se le denomina "asignación por demanda" o "asignación a petición" (demand assignment); El sistema - SPADE (single carrier per channel, p.c.m. multiple-access demand - assignment equipment) se basa en esta filosofía en la cual se usa una portadora por cada canal. La frecuencia de transmisión, y la del canal de retorno, son determinadas por la estación terrena cuando recibe una solicitud para proveer un circuito. Cada canal tiene un ancho de banda de 45 KHz y usa el PCM, el cual modula la portadora por medio de la manipulación de rotación de fase cuadrifásico (4-phase phase-shift keying). Con el fin de ahorrar potencia en el satélite, el portador de transmisión es conectado solamente cuando la señal eléctrica de la palabra está presente, por medio de un detector de señal (similar al sistema TASI). En consecuencia, la información de sincronización para el PCM en el receptor debe ser transmitida al comienzo de cada "ráfaga" de señal de la palabra.

Para seleccionar la frecuencia portadora a utilizarse se hace uso de un canal de señalización que enlaza todas las estaciones terrenas y es compartida entre ellas sobre la base de un multiplex por división de tiempo. Una solicitud de llamada originada en un país origina que su estación terrena seleccione un canal libre y señalice la identidad de este canal a la estación terrena distante usando el canal de señalización común. Luego ambas estaciones terrenas completan la conexión requerida usando las frecuencias portadoras seleccionadas.

Es también posible llevar a cabo la asignación por demanda haciendo uso de la transmisión en MDT en lugar del MDF. A esta técnica se le conoce como Multiple Acceso por División de Tiempo (Time-Division Multiple Access - T.D.M.A). Todas las estaciones usan la misma portadora y cada una, en su turno usa esta para transmitir un tren de pulsos. Estos pulsos transportan tanto la información de varios canales y un "preambulo" el cual incluye la información de sincroniza-

cion (para permitir que la estación receptora sincronize su equipo) y la información de direccionamiento (para identificar a la estación).

En la técnica TDMA solamente se transmite un canal a la vez; en consecuencia, no se producen productos de intermodulación, como ocurre en el FDMA cuando varias portadoras son amplificadas simultáneamente en el repetidor del satélite (el problema de la intermodulación es superior al de los repetidores terrestres, a causa de la limitada potencia disponible en el satélite). El TDMA es por otro lado, más flexible que FDMA en lo que se refiere a la adaptación a los cambios de la carga de tráfico. Sistemas experimentales - TDMA han sido ya probados y este método de asignación a petición puede ser usado en los futuros sistemas por satélite.

1.4.5.1 El sistema Global Intelsat

Los primeros satélites fueron lanzados bajo un contrato con la NASA (National Aeronautics and Space Administration) pero desde 1962 la US Communication Satellite Act ha permitido el establecimiento de la Communication Satellite Corporation (COMSAT) para que establezca un sistema por satélite mundial. COMSAT actúa como administrador de la International Telecommunication Satellite Consortium (INTELSAT) y también como operador del segmento espacial. INTELSAT comenzó en 1964 con 11 naciones miembros; ahora superan los 80 que representan más del 95% del tráfico de telecomunicaciones mundiales.

El primer satélite del consorcio fue el Early Bird (llamado INTELSAT I) y fue lanzado en 1965 con una capacidad de 240 canales telefónicos o un canal de video y presto servicio durante tres años sobre el atlántico. Durante el año 1967 tres INTELSAT II fueron lanzados, dos sobre el atlántico y uno sobre el pacífico, con una capacidad similar que su predecesor y aun continúan en operación aunque de reserva. Los satélites INTELSAT III proveyeron una cobertura global completa en 1968/69 en orbitas sobre los Océanos Atlántico, Pacífico e Indico con potencial de cuatro a 5 veces superior que sus predecesores (1,200 canales o 4 canales de video en cada dirección).

Todo estos satélites han proveído un solo transponder de banda ancha. El INTELSAT IV, con una capacidad de hasta 9,000 canales telefónicos o 12 circuitos de video, tiene 12 transponder (cada uno de 36 MHz de ancho de banda) con facilidades de multiacceso y capacidad de la "Comunicación instantánea" (facilidad de interconectar dos centros, cualquiera que sea su ubicación en la tierra en tiempos muy breves con equipos portátiles). Hasta la fecha todos los saté

lites comerciales han operado con portadoras FDM-FM aunque el INTELSAT IV es capaz de operar en el sistema SPADE. La serie de INTELSAT V introducidos a fines de la década del 70 pueden usar la técnica TDMA y operar en las bandas de 12 y 14 GHz.

1.4.5.2 Los Sistemas Domésticos

Además del Sistema Global INTELSAT existen sistemas de comunicaciones por satélite de carácter regional o doméstico que están en operación o propuestos. El primer sistema de este tipo fue establecido en URSS con el lanzamiento del satélite Molniya I en 1965. Varios tipos de estos satélites, en órbitas no geoestacionarias, están en operación y relevan señales de video, facsímil etc. entre 20 estaciones terrenas en todo la nación. En la actualidad superan los 30.

El primer satélite geoestacionario para el servicio doméstico comenzó a operar en Junio de 1973 en el Canadá. Está operado por TELESAT Corporation y es similar al INTELSAT IV y conocido como ANIK I. Este sistema provee un enrutamiento de alto tráfico de 960 canales entre Allan Park, Ontario y Lake Cowichan, British Columbia. Adicionalmente existen 6 estaciones de redes de televisión que proveen enlaces bidireccionales de TV entre las principales ciudades y más de 24 estaciones, receptoras solamente, de TV localizadas en la mitad nórdice del país.

Posteriormente varios países y regiones han implementado sistemas domésticos. En el Perú entro en operación el sistema DOMSAT, que utiliza el INTELSAT IV-A F2, en el mes de Marzo de 1979.

1.5 Multiplex Por División de Frecuencia

1.5.1 El Canal Telefónico

La mayoría de los equipos terminales que se emplean en los servicios modernos de telecomunicaciones están diseñados para operar sobre canales de voz; en una fracción de este canal o en varios canales de voz. Cualquiera que sea el medio de transmisión, líneas aéreas de hilos desnudos, cables o portadores radioeléctricos, para definir los equipos de comunicaciones se emplea generalmente el canal de voz. Es natural preguntarse ¿en qué consiste el canal de voz?

El término "canal de voz" puede ser interpretado o

definido de acuerdo al uso que se da a este canal. Un ingeniero de telefonía estaría interesado en el contenido de la información y los efectos que sufre al ser transmitido por un canal de voz, mientras que un industrial tal vez le interese las reacciones de los abonados respecto a la fidelidad con que escuchan la voz de sus amigos. Por otra parte, es posible que un tercero no tenga ningún interés en la propia comunicación telefónica sino en el envío de información digital o algún otro servicio por "canal de voz". Si le pidieramos a cada uno, que de una definición del término "canal de voz", todas las respuestas serían distintas.

Pese a la gran variedad de usos y a la diversa calidad de los sistemas de transmisión requeridos para satisfacer las necesidades de cada usuario, todos los canales de voz o canales telefónicos tienen un común denominador. Todos ellos están diseñados primordialmente de acuerdo a las características de la voz humana y de su oído.

Desde el punto de vista del abonado, la calidad del canal de voz puede ser medido en términos de dos parámetros: la inteligibilidad y la intensidad, los cuales determinan en forma conjunta la calidad de los sonidos transmitidos por el canal. Estos dos parámetros son virtualmente independientes dentro de una amplia gama del espectro. La mayor parte de la energía del lenguaje hablado está concentrada en las frecuencias más bajas y por lo tanto son determinantes de la intensidad, mientras que las altas frecuencias contribuyen más en la inteligibilidad. La fig. 1.2 ilustra esta característica del habla. Si no se transmitieran todas las frecuencias inferiores a 1KHz la articulación habría disminuido en un 14% pero la energía habría disminuido en un 83% de la energía original. Por el contrario si no se transmitieran las frecuencias superiores de 1KHz la articulación disminuiría en un 86% y la energía en sólo el 17%. Estas curvas también muestran que si aumentamos el rango de frecuencias más allá de 3.4 KHz, lo que se ganaría en energía y articulación no sería significativo. Además, generalmente es necesario establecer un compromiso debido a la limitada disponibilidad de asignaciones de frecuencias.

Quizas, no obstante, el factor más importante en la determinación del ancho de banda conveniente es la reacción de las personas que usan estas facilidades. En los laboratorios telefónicos se han realizado numerosos experimentos destinados a observar la reacción subjetiva de los oyentes al introducirse desmejoras e interferencias en la transmisión o angostarse el ancho de banda del canal. Como resultado se ha llegado a establecer un canal de aproximadamente 3KHz de ancho. Por lo general la banda de transmisión que se estableció en USA abarca aproximadamente de 200 a 3,200 Hz y el CCITT ha establecido la banda de 300 a 3,400 Hz.

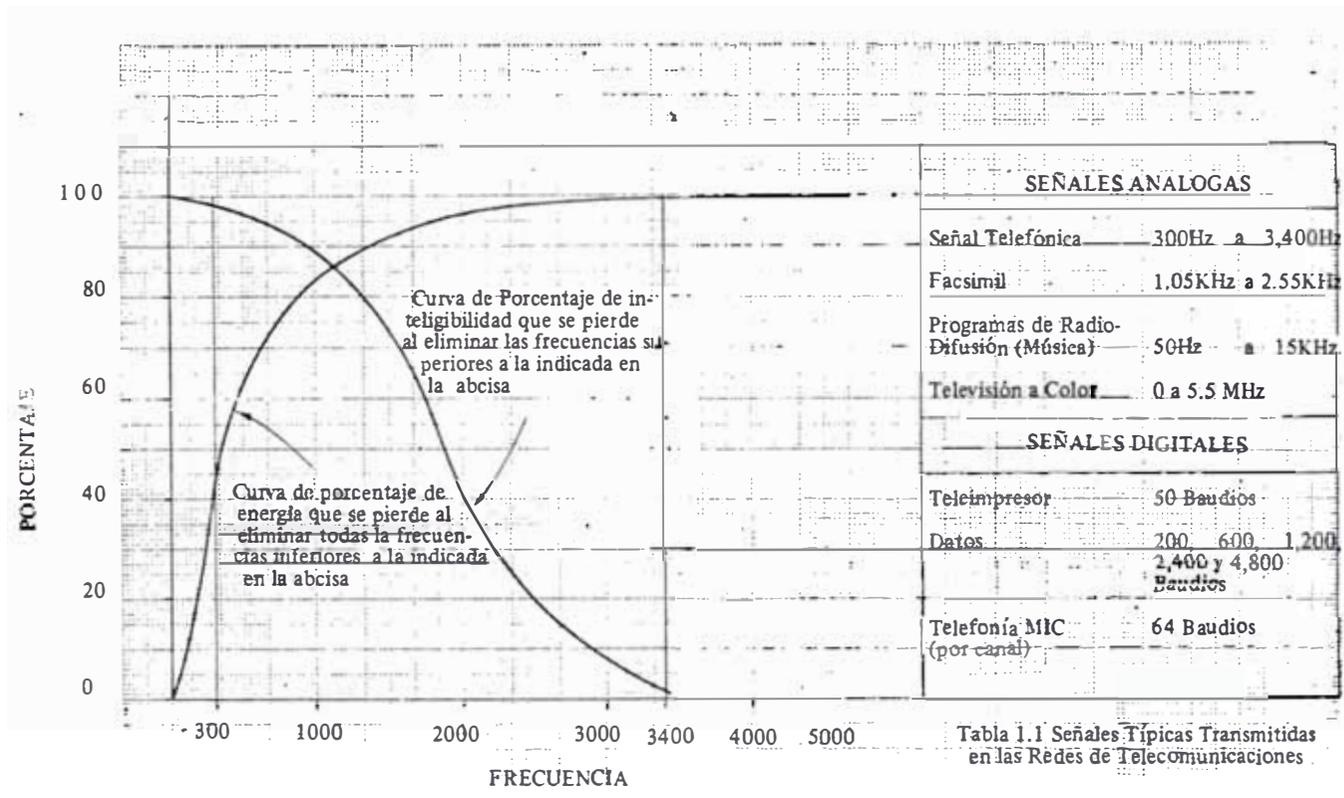


Fig. 1.2 CURVAS DE PORCENTAJES DE ENERGIA E INTELIGIBILIDAD DEL LENGUAJE HABLADO

Otra característica significativa del lenguaje hablado y escrito es su redundancia. Aproximadamente el 75% de la información contenida en una conversación normal es redundante. Si una sílaba, o una palabra, se omite, el oyente automáticamente deduce ésta, de acuerdo con el contexto de la conversación. En consecuencia los requisitos de transmisión de la voz son mucho menos estrictos que en otras formas de transmisión.

Los sistemas de transmisión existen para proveer circuitos para la transmisión de las señales eléctricas originales por el lenguaje hablado u otros tipos de señales entre los nodos de las redes de telecomunicaciones. Un "circuito" provee la trayectoria de transmisión para cada dirección. Si el circuito usa trayectorias de transmisión separadas para cada dirección, cada una de estas trayectorias unidireccionales es llamada un "canal". Tanto el canal de transmisión como la señal que transporta pueden ser clasificados en dos grandes categorías: Analógicos y digitales o numéricos.

Esto no quiere decir que una señal analógica debe siempre ser transmitida sobre canales analógicos y señales digitales sobre canales digitales. La transmisión de datos y la telegrafía armónica (a frecuencias de voz) sobre líneas telefónicas son ejemplos de transmisión de señales digitales sobre canales analógicos. Las señales análogas pueden ser codificadas para la transmisión sobre canales digitales por medio de convertidores analógico a digital. Un ejemplo es la transmisión del habla por medio del MIC (modulación por impulsos codificados) sobre líneas equipadas con regeneradores.

Si un enlace puede proveer una adecuada transmisión sobre una banda de frecuencias la cual es más ancha que la señal que se transmite normalmente, este puede ser usado para transmitir un cierto número de canales usando la técnica multiplex. Los canales separados que entran y abandonan la estación terminal (equipo multiplex) se conocen como "canales de banda base" y el enlace de transmisión, que transporta la señal multiplex, se denomina "Canal de banda ancha" o "canal portador". En la tabla 1.1 se muestra algunas de las señales que se transmiten en las redes de telecomunicaciones en la que se muestra el ancho de banda ocupado para señales analógicas y velocidad de modulación para algunas señales digitales típicas. La velocidad de modulación o velocidad de señalización en baudios es el número de elementos de señal (digitos) transmitido por segundo.

Las características de amplitud de la señal transmitida a lo largo de un canal telefónico se discuten en el capítulo 3. Para mostrar los métodos por los cuales las señ

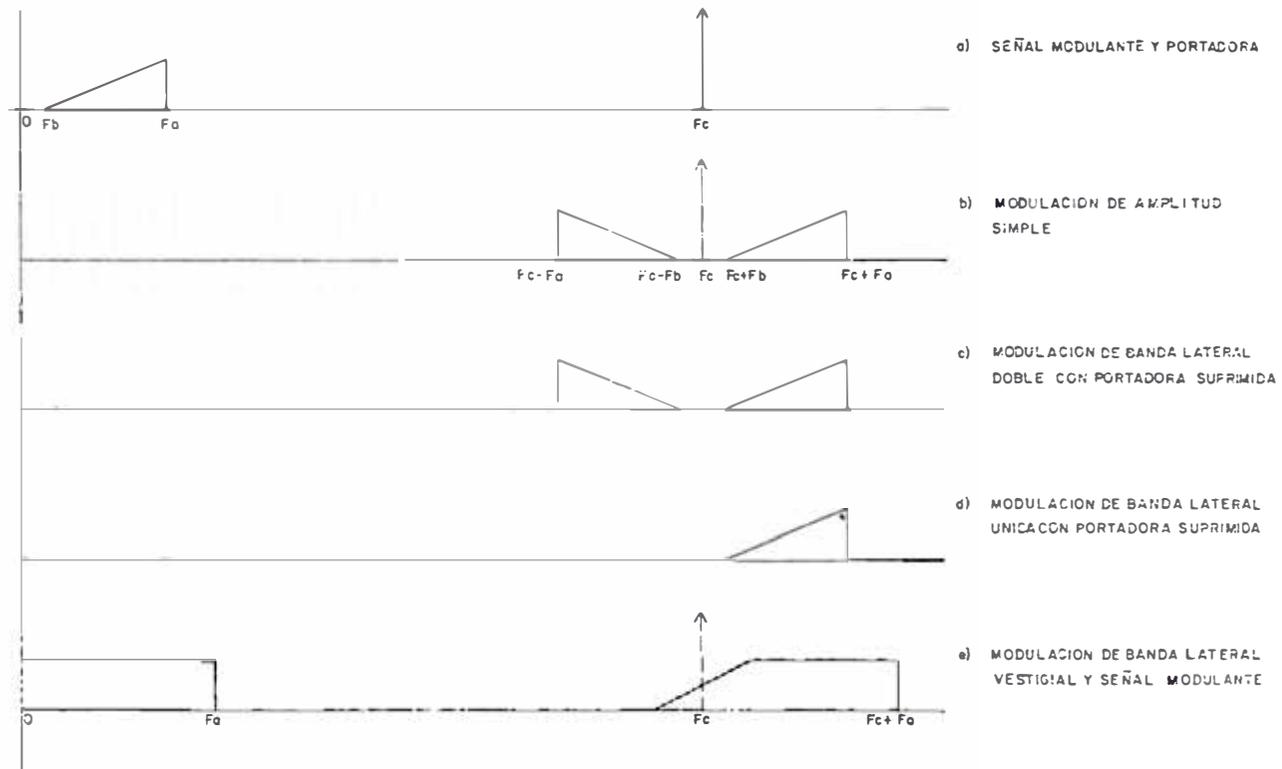


FIG. 1.3 MODULACION DE AMPLITUD TÍPICAS

les telefónicas se acomodan en un sistema multiplexor, es solo necesario determinar el ancho de banda del canal telefónico. La fig. 1.4a muestra que para el proceso del multiplex por división de frecuencia, se asigna una banda de 4KHz de ancho para cada canal de telefónico el cual es filtrado de tal forma que queda limitado en la banda de 300 a 3,400Hz.

1.5.2 La Modulación

Es de esperar que los lectores tengan una base de conocimiento acerca de la modulación, no obstante en esta sección se repasan los conceptos fundamentales y los tipos de modulación con el fin de tenerlos presentes en los desarrollos posteriores.

El proceso mediante el cual se trata a una señal de tal forma que lo haga conveniente para ser enviada a un medio de transmisión se denomina "modulación". Las razones para la modulación son:

- a) Translación de frecuencia.- Por ejemplo cuando una banda de audiofrecuencias modula una portadora de radiofrecuencia.
- b) Mejoramiento de la relación señal a ruido mediante el incremento del ancho de banda.- Ejemplo: mediante el uso de frecuencia modulada.
- c) Multiplexaje

La forma más simple es la modulación de amplitud de un portador sinusoidal. En la fig. 1.3a, b, c, d y e se ejemplifican los tipos de modulación de amplitud. Como es un conocimiento común a la salida del modulador existen dos bandas de frecuencias a ambos lados de la portadora con un ancho igual a la señal modulante. La banda superior se le conoce como "banda lateral directa" y la banda inferior como "banda lateral invertida". La modulación de este tipo hace uso ineficiente de la potencia del transmisor ya que la información es transmitida solamente por las bandas laterales y la portadora contiene la mayor parte de la potencia. No obstante mediante el uso del modulador balanceado se elimina la portadora (fig. 1.3c) dando lugar al método conocido como "modulación" de doble banda lateral con portadora suprimida" (double-sideband suppressed carrier -DSBSC). Para demodular esta señal se utiliza el demodulador corriente el cual consiste de un modulador balanceado alimentado con la portadora generado localmente, en lugar del demodulador de envolvente usado en el simple MA.

Una posterior economía en potencia y ancho de banda

se consigue produciendo la "banda lateral única con portadora suprimida" (single-sideband suppressed carrier-SSBSC) , como se muestra en la fig. 1.3.d. Si se toma la banda lateral superior, el efecto es simplemente una traslación y si se toma la inferior en efecto es una traslación con una inversión. Un importante ejemplo del uso del SSBSC es la transmisión telefónica multicanal por portadoras sobre cables o radio relevos. Para demodular esta señal se necesita también un demodulador coherente. Un error en la frecuencia en el portador local originará una rotación de las frecuencias componentes de la señal de salida de banda base. Rotaciones del orden de $\pm 10\text{Hz}$ no son apreciables para la transmisión de voz pero para la transmisión de datos o telegrafía puede ocasionar errores. El CCITT especifica una rotación máxima de $\pm 2\text{Hz}$.

Si la banda base extiende sus frecuencias hasta muy cerca de cero, como en la televisión, es casi imposible suprimir la totalidad de la banda lateral indeseada sin afectar las componentes de baja frecuencia de la banda lateral deseada. Para estos casos se usa la transmisión en banda lateral vestigial (Vestigial Side and - VSB) en lugar del SSBSC. Primero se modula como el caso de la fig. 1.3.b y luego se pasa por un filtro de tal forma que producen una señal como el de la fig. 1.3.e. Si se utiliza un demodulador coherente se obtendrá una señal sin distorsión, pero también es posible usar un demodulador simple de envolvente para VSB que dará lugar a distorsiones no lineales. La transmisión en banda lateral vestigial requiere un ancho de banda del canal más grande que el de banda lateral única; no obstante para señales de banda ancha tales como la TV, el ancho de banda ahorrado es considerable comparado con el de doble banda lateral.

En la transmisión multiplex por división de frecuencia, un número de canales son enviados sobre una trayectoria común de transmisión de banda ancha. Esta banda se forma mediante traslados de frecuencia de cada canal logrados por procesos de modulación descritos anteriormente. Los sistemas que usan este proceso se les conoce como "Sistemas de portadores multicanal". Estos sistemas se emplean comúnmente para transmitir 24 canales telegráficos sobre un solo canal telefónico, para transmitir 24 canales telefónicos sobre un par de hilos o muchos cientos de canales telefónicos sobre cables coaxiales o enlaces de microondas.

1.5.3 El Plan de Modulación del CCITT

Un plan de modulación manifiesta el desarrollo de una banda de frecuencias llamada la frecuencia de línea (listo para la transmisión sobre la línea o medio de transmisión). El plan de modulación es usualmente un diagrama

que muestra:

- Procesos de mezcla necesarios (o modulaciones)
- Frecuencias portadoras locales
- Bandas laterales seleccionadas
- Frecuencias Pilotos

mediante el uso de triángulos. El CCITT ha recomendado un plan de modulación estandarizado con una terminología común (los símbolos del CCITT se usan en las figuras de este capítulo). Ver apéndice 1.

1.5.3.1 Formación del grupo primario estandar del CCITT (Grupos Básicos)

El grupo primario estandar definido por el CCITT - ocupa la banda de frecuencias de 60 a 108 KHz, y contiene 12 canales de voz. Cada canal es mezclado con su correspondiente portadora en un modulador balanceado y luego se selecciona la banda lateral inferior. Las 12 bandas inferiores se adicionan a intervalos de 4 KHz en la unidad de combinación de canal. El equipo que lleva a cabo este proceso se denomina equipo de traslación de canal o equipamiento de canalización (channel translation equipment-CTE). Este grupo así formado es enrutado al cuadro de distribución de grupo (group distribution frame-GDF) para su subsiguiente entrada a niveles más altos de multiplexaje. El esquema de la formación del grupo primario (Tipo B) se muestra en la fig. 1.4.b. En todos los niveles del multiplex se usa SSBSC - FDM, exepcto bajo circunstancias especiales, y la banda lateral inferior se escoge en forma usual causando una inversión de frecuencia en cada nivel. El grupo tipo A de 12 a 60 KHz se deriva del grupo primario tipo B según se muestra en la fig. 1.5.

Un método alternativo en la formación del grupo primario se muestra en la fig. 1.6 en la cual se hace uso de los llamados subgrupos o pregrupos compuesto de 3 canales.

1.5.3.2 Formación del grupo secundario estandar del CCITT (Supergrupos)

El grupo secundario contiene 5 grupos primarios y se forman de una manera similar a la formación del grupo primario según se muestra en la fig. 1.7. El equipo de traslación de grupo primario (group translation equipment -

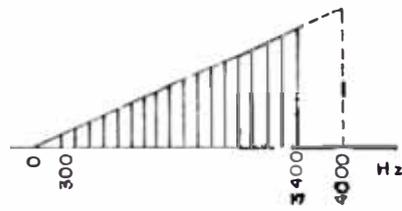


FIG. 1.4a BANDA DE FRECUENCIA DE UN CANAL TELEFONICO

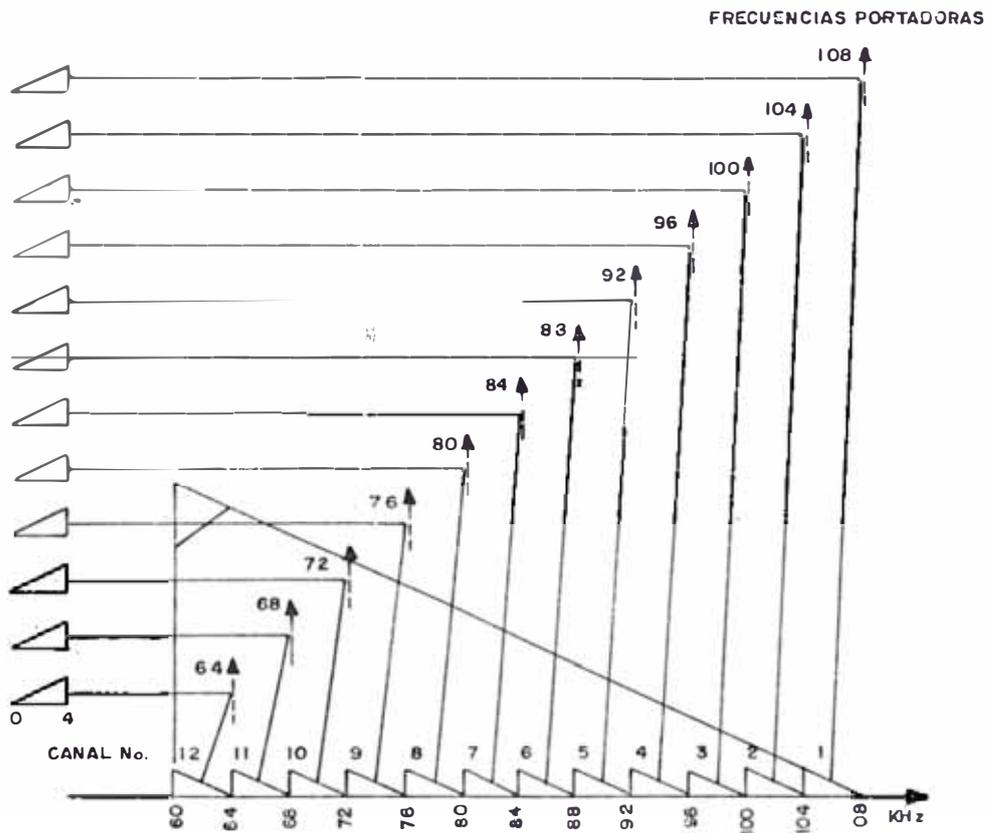


FIG. 1.4b FORMACION DEL GRUPO BASICO (TIPO B) (GRUPO PRIMARIO DE BASE)

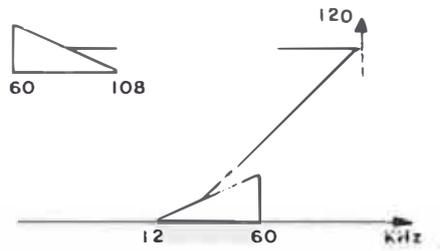


FIG. 1.5 DERIVACION DEL GRUPO TIPO A (ERECTO)

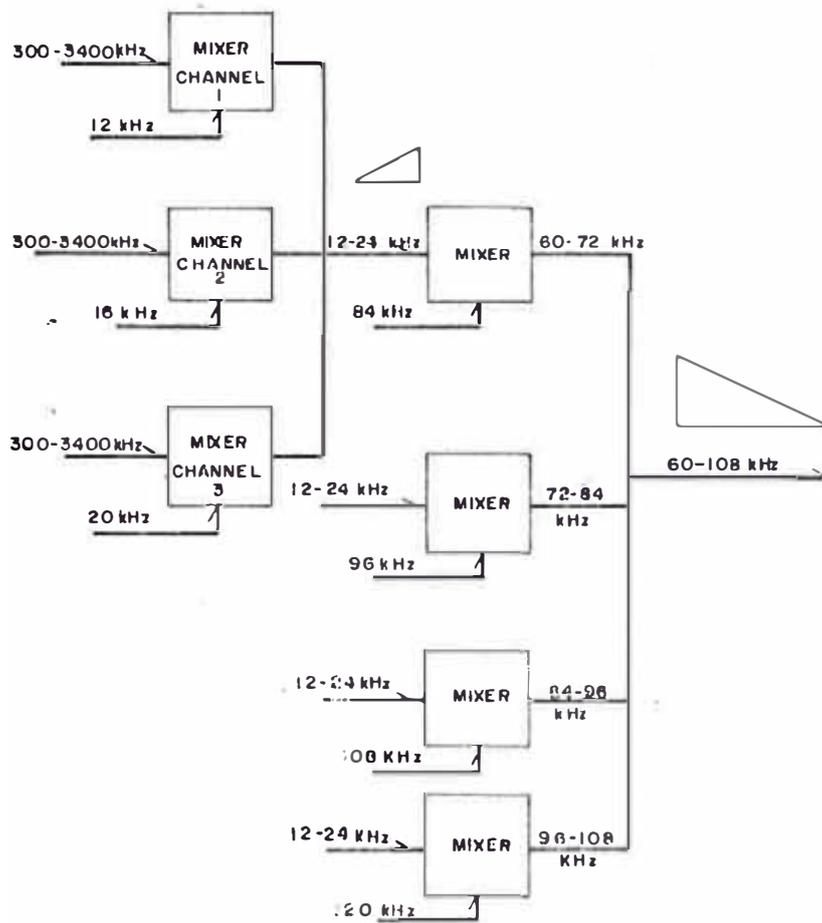
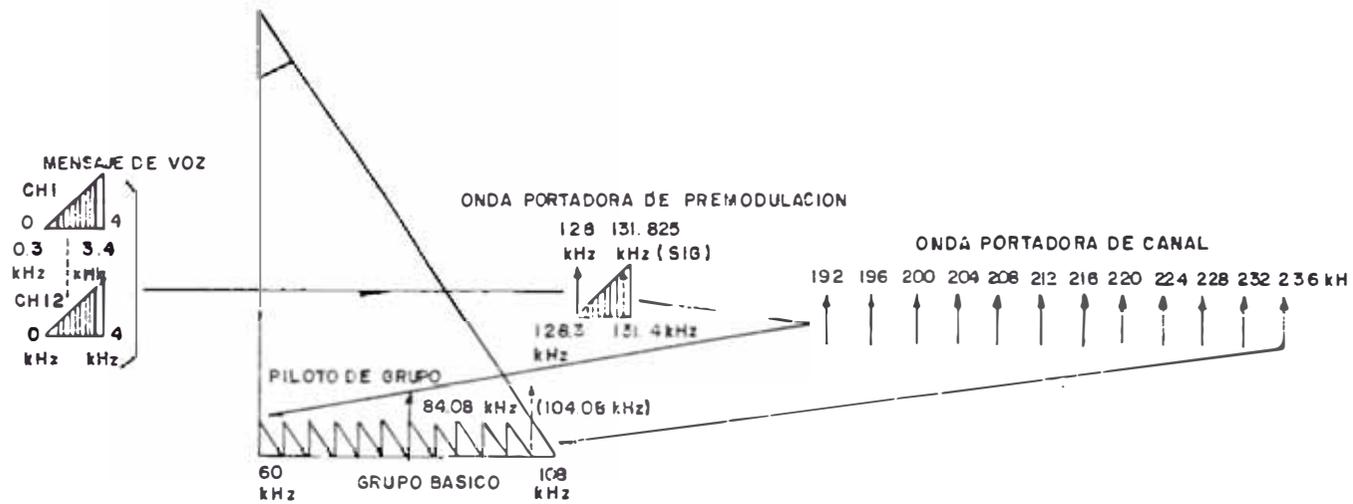


FIG. 1.6a CON FORMACION DE PRE - GRUPOS



b) MEDIANTE PRE - MODULACION

FIG. 1.6 METODOS ALTERNATIVOS DE FORMACION DEL GRUPO BASICO ESTANDAR CCITT (GRUPO PRIMARIO DE BASE) MEDIANTE DOS ETAPAS DE MODULACION

Señales piloto de grupo primario

Frecuencias portadoras

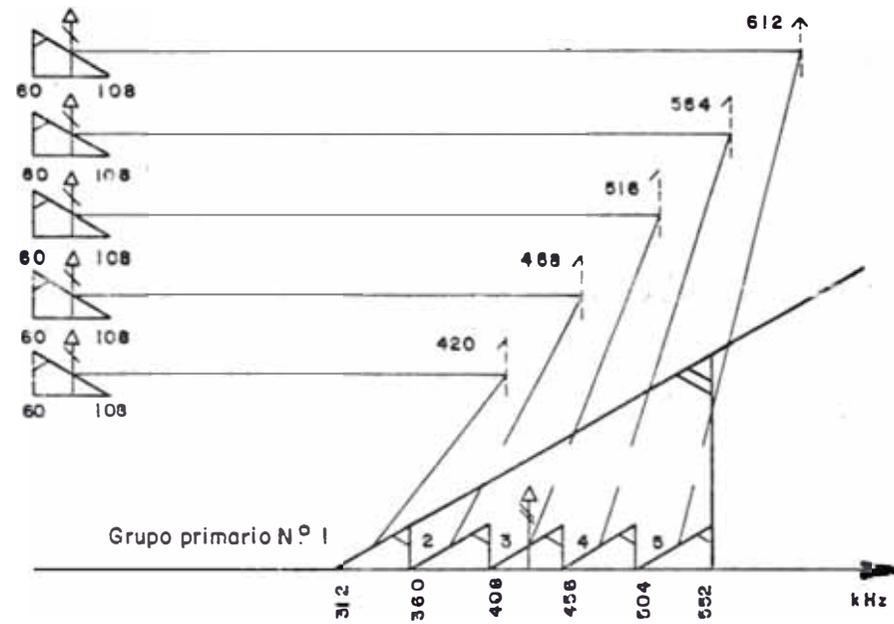


FIG . 1.7 CONSTITUCION DEL GRUPO SECUNDARIO DE BASE (SUPERGRUPO BASICO)

GTE) es también esencialmente similar en concepto al CTE - excepto que en este caso se combinan solo 5 grupos del tipo B para formar el grupo secundario. Como a cada nivel, ocurre una inversión, el grupo secundario es directo, es decir, las frecuencias están ordenadas en el mismo sentido que el canal original.

1.5.3.3 Formación del grupo terciario estandar del CCITT (Mastergrupo básico)

El grupo terciario contiene 5 grupos secundarios, o sea 300 canales. El proceso nuevamente es similar al usado para la formación del grupo secundario y se muestra en la fig. 1.8. Este tipo de grupo se usa para establecer arreglos de alto nivel para sistemas de alta capacidad. Un arreglo típico para conformar un mastergrupo para un sistema de 300 canales (1.3 MHz) se muestra en la fig. 1.9.

1.5.3.4 Formación del grupo cuaternario del CCITT (Super - mastergrupo básico)

Este grupo cuaternario se forma de 3 grupos terciarios y se muestra en la fig. 1.10 el cual tiene una capacidad de 900 canales en la banda de 8516 a 12380 KHz. En la fig. 1.11 se muestra un método de combinar grupos cuaternarios para obtener un sistema de 2,700 canales.

1.5.3.5 La Frecuencia de "Línea"

La banda de frecuencias que el equipo multiplex aplica a la línea, ya sea un radioenlace, cable coaxial, un par de hilos o líneas aéreas de hilos desnudos, se le llama la "frecuencia de línea". Otra expresión comúnmente usada es HF o alta frecuencia que no debe ser confundido con el sistema de radio de alta frecuencia.

La frecuencia de línea, en este caso, puede ser el grupo de cualquier nivel directamente aplicado a la línea. No obstante, una traslación posterior se aplica como última etapa, en forma usual, particularmente en sistemas de alta densidad. Un ejemplo es la fig. 1.11 y también la fig. 1.12 que muestra una combinación de 16 grupos secundarios (conocido como hipergrupo) para un sistema de 960 canales. Lo mismo la fig. 1.13 muestra 3 arreglos de línea para un sistema de 1,260 canales donde se usa el plan para 960 canales con la adición de grupos secundarios adicionales y además un arreglo con grupos terciarios. Otro ejemplo es el arreglo para 1,800 canales que se muestra en la fig. 1.14, la cual está compuesta por 2 grupos cuaternarios • 6 grupos -

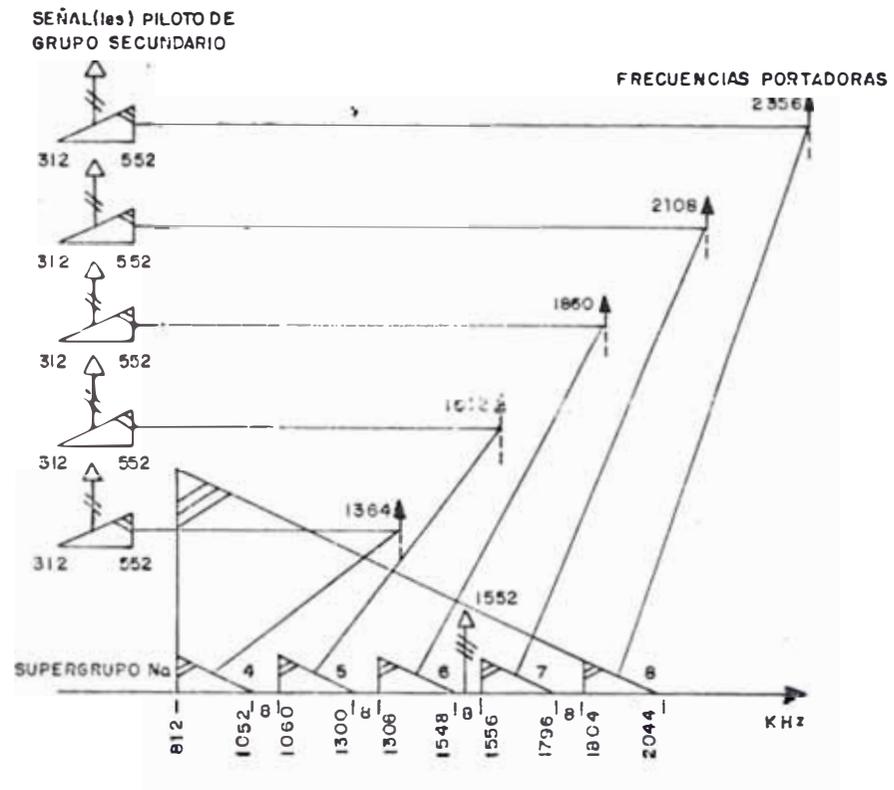


FIG. 1.8 FORMACION DEL MASTERGRUPO BASICO (GRUPO TERCARIO DE BASE)

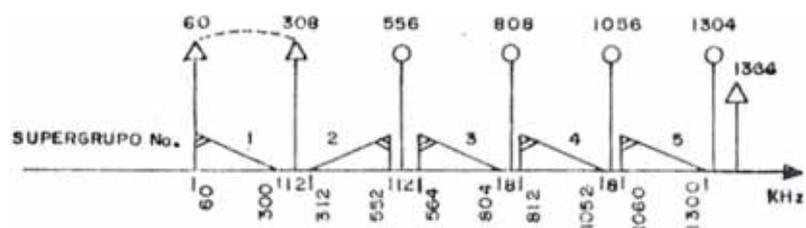


FIG. 1.9 ARREGLO DE FRECUENCIA DE LINEA PARA SISTEMAS DE PORTADORAS INTERNACIONALES DE 1.3 MHz SOBRE 1.2/4.4 m.m COAXIAL

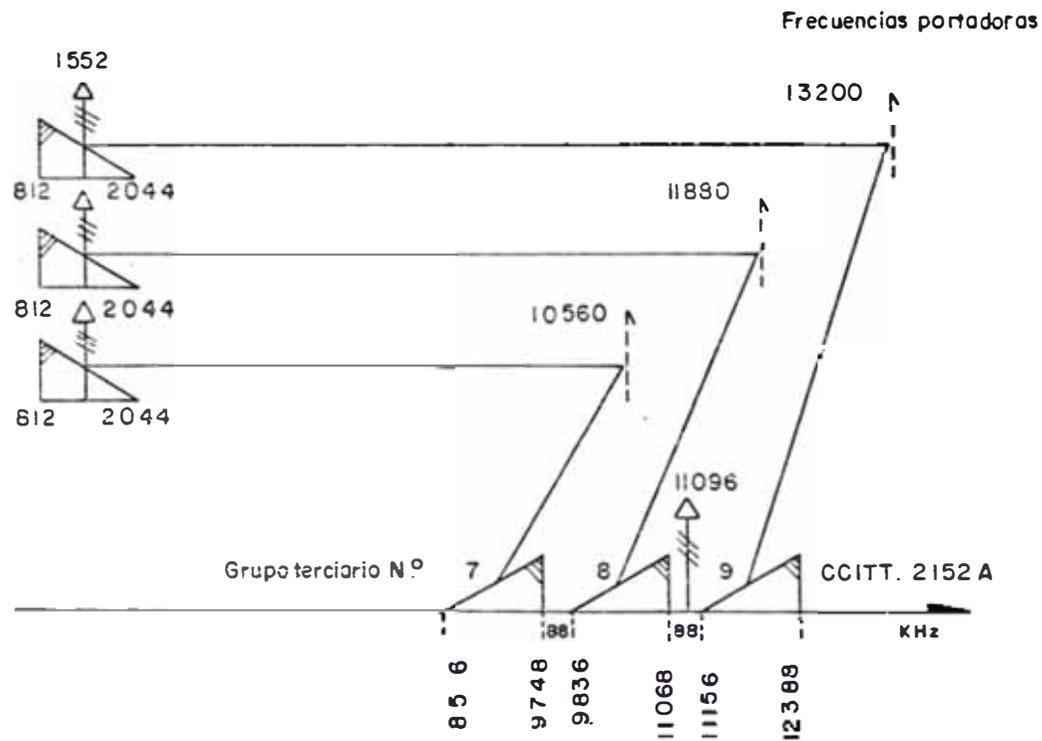


FIG. 1.10 CONSTITUCION DEL GRUPO CUATERNARIO DE BASE (SUPER MASTERGRUPO BASICO)

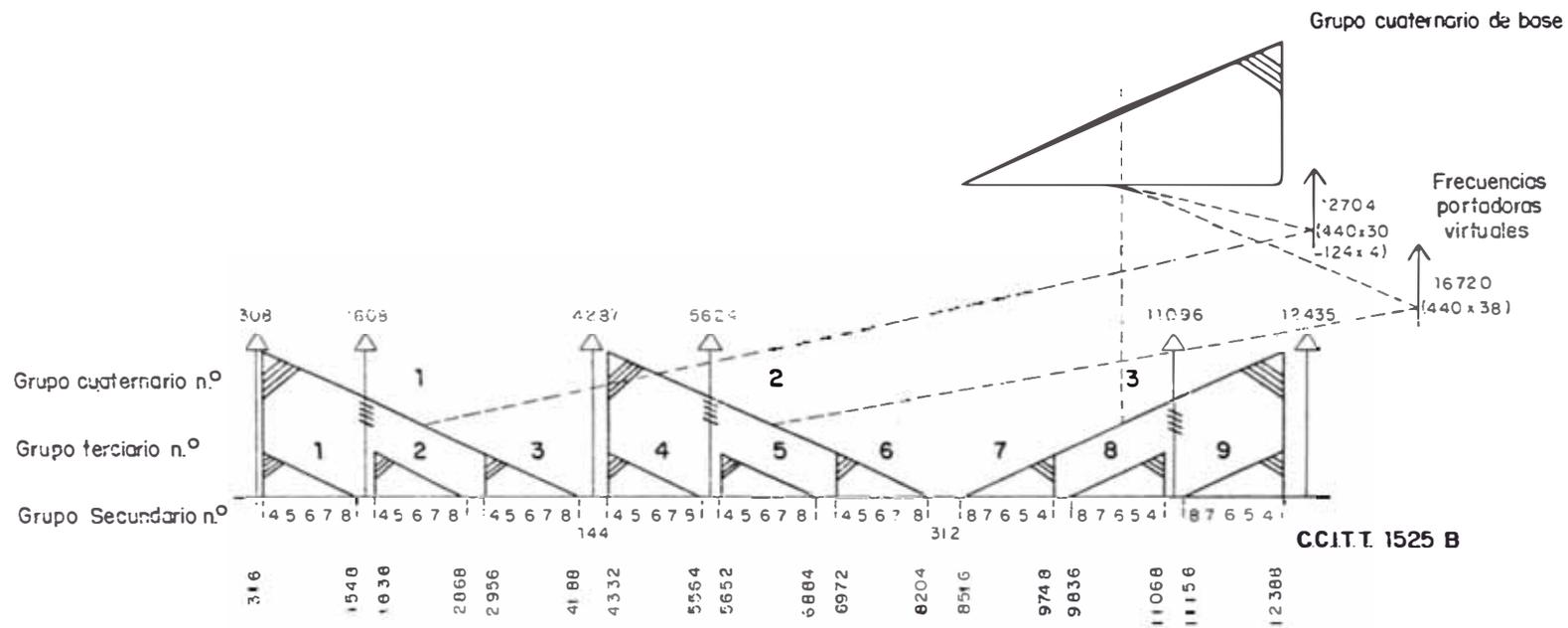


FIG. 1.11 PLAN 1A DE DISPOSICION DE FRECUENCIAS PARA SISTEMA A 12 MHz

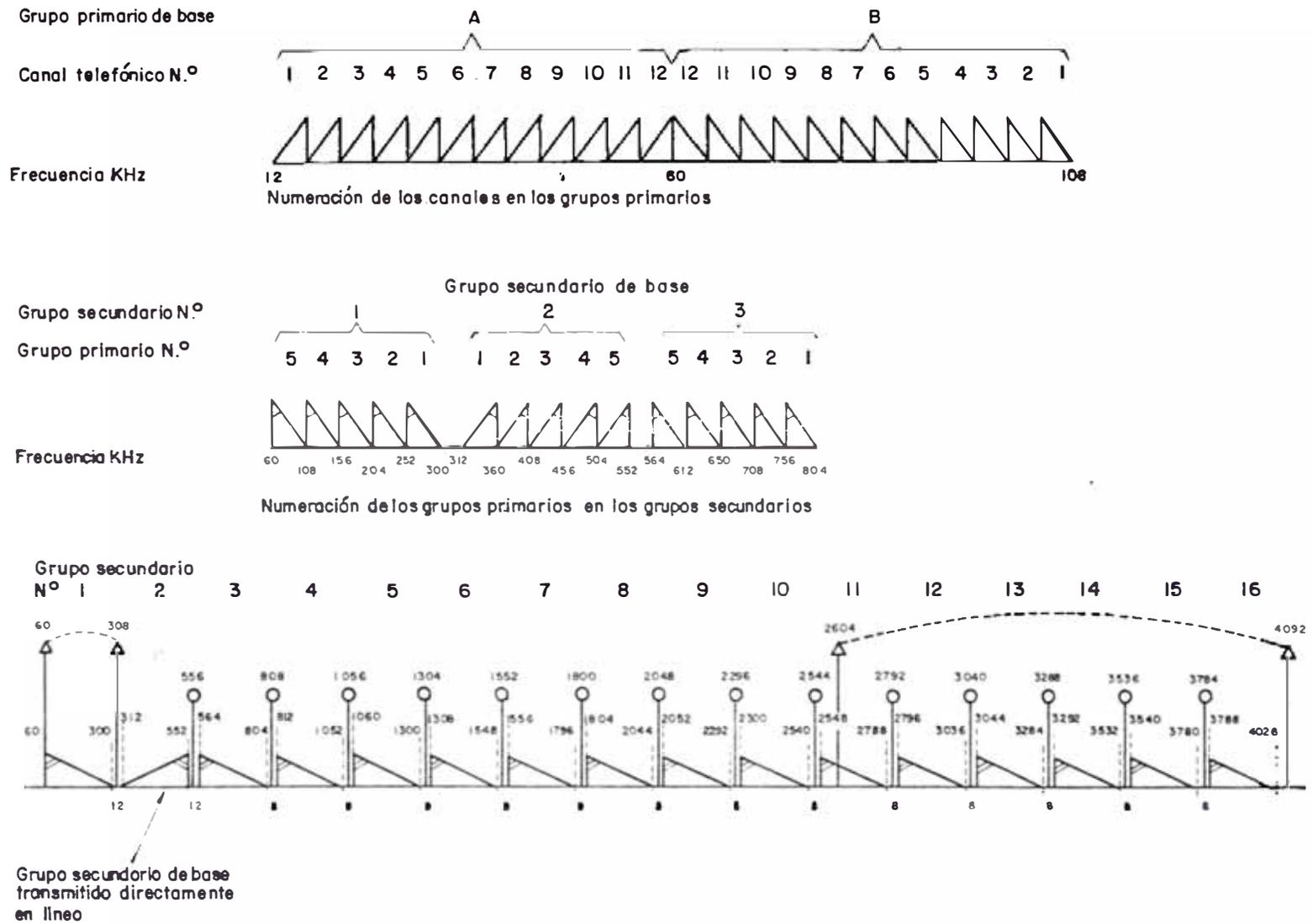


FIG. 1.12 DISPOSICION DE LAS FRECUENCIAS TRANSMITIDAS EN LINEA (EN LA BANDA DE 60 KHz A UNOS 4 MHz) POR CABLES INTERNACIONALES DE PARES COAXIALES 2.6/9.5mm UTILIZADOS PARA TELEFONIA MULTICANAL POR CORRIENTE PORTADORAS.

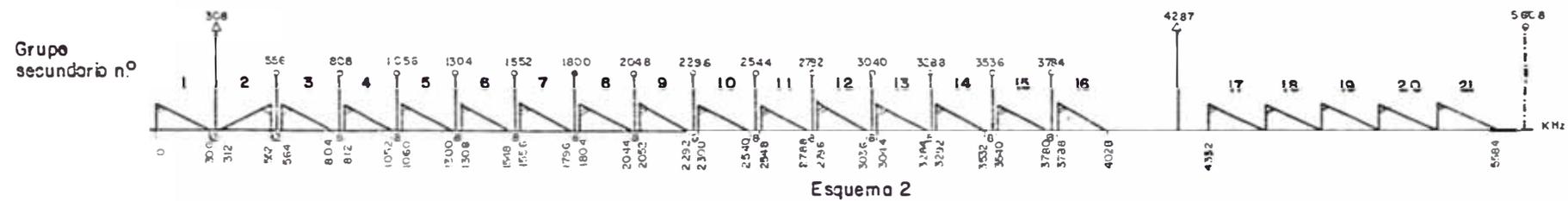
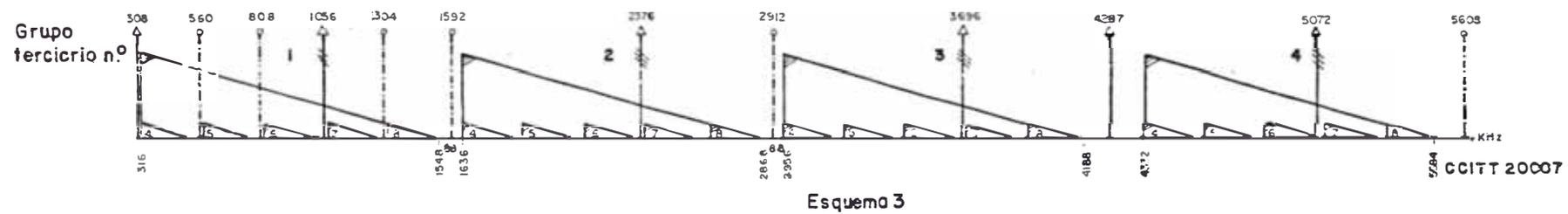


Fig. 1.13 a) DISPOSICION EN GRUPOS SECUNDARIOS



b) DISPOSICION EN GRUPOS TERCIARIOS

FIG. 1.13 DISPOSICION DE LAS FRECUENCIAS TRANSMITIDAS EN LINEA EN LOS SISTEMAS INTERNACIONALES DE CORRIENTES PORTADORAS A 6 MHz EN PARES COAXIALES 1.2/4.4 m.m.

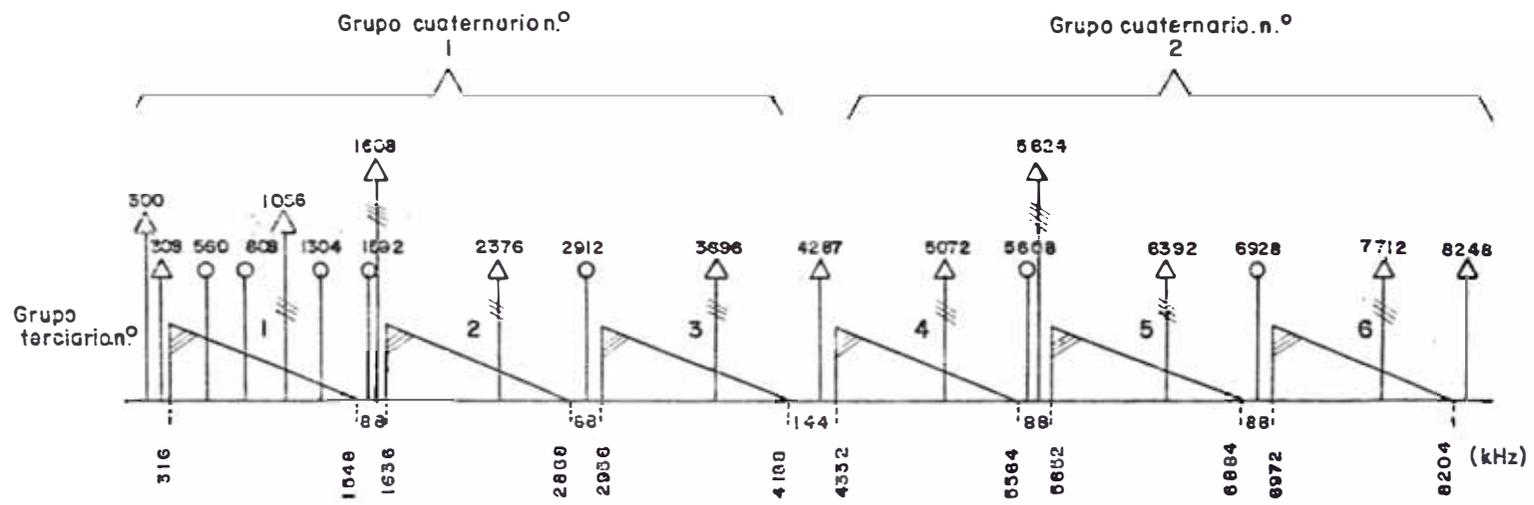


FIG. 1.14

terciarios. De igual forma los arreglos de línea para 1,800 y 2,700 canales se pueden obtener en base a 2 o 3 hipergrupos de 15 grupos secundarios cada uno (Fig. 1.21, 1.22 y 1.23) mediante una traslación conveniente y omitir los niveles de mastergrupos (fig. 1.20). Las fig. 1.15 y 1.24 son otros ejemplos de constituir 2,700 canales.

1.5.4 Plan de Modulación para telefonía y video combinados

La banda base puede ser usada exclusivamente para telefonía o televisión o en forma combinada. La fig. 1.16 muestra una banda base típica de 6 MHz que emplea la transmisión en base lateral vestigial. La fig. 1.17 muestra una banda base combinada en un sistema de 12MHz por cable coaxial. Uno de tales sistemas modula una portadora de 6.799 MHz con una banda base de video de 5.5MHz. Luego se selecciona la banda lateral superior y la porción vestigial da una banda comprendida entre 6.299 y 11.799 MHz. En la parte baja se transmite 1,200 canales MDF.

1.5.5 Ejemplos de Sistemas de Alta Capacidad

En la sección 1.4 se ha descrito los sistemas de alta capacidad tales como Bell L-4 (17.5MHz), L-5(60MHz) y el sistema europeo de 60MHz. El sistema Bell usa un tipo de mastergrupo que consta de 10 supergrupos (600 canales). Seis de estos mastergrupos se combinan para dar una banda base de 3,600 canales. En una banda comprendida entre 564KHz a 17548KHz se aplica directamente al sistema L-4. Otro buen ejemplo es el sistema de transmisión por cable coaxial a 60 MHz; es el llamado sistema L-5 que opera en una ruta transcontinental en USA y que consta de 22 tubos cada, uno de los cuales tiene una capacidad de 10,800 canales de voz. Hace uso de 18 mastergrupos de 600 canales en una dirección y su frecuencia de línea esta comprendida entre 1590 a 68780 KHz.

El sistema de 60 MHz europeo equivalente al sistema L-5, también tiene una capacidad de 10,800 canales de voz. Esta configurado por 12 supermastergrupos básicos (o hipergrupos de 15 supergrupos) de 900 canales cada uno segun se muestra en la fig. 1.18 y 1.19.

1.5.6 Frecuencias Pilotos

En la mayoría de las figuras mostradas en este capítulo figuran tonos o frecuencias pilotos dentro de la banda base. Esencialmente son de 5 tipos los que se pueden in-

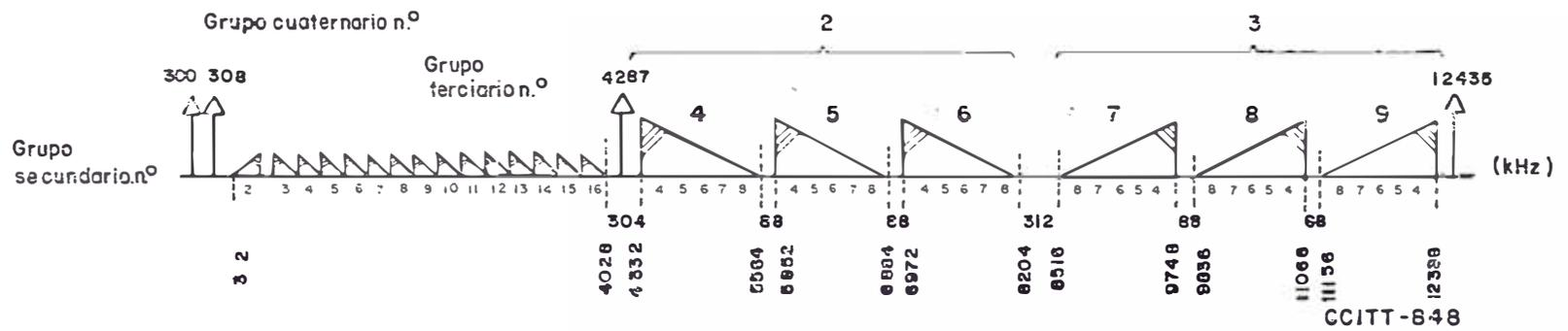


FIG. 1.15

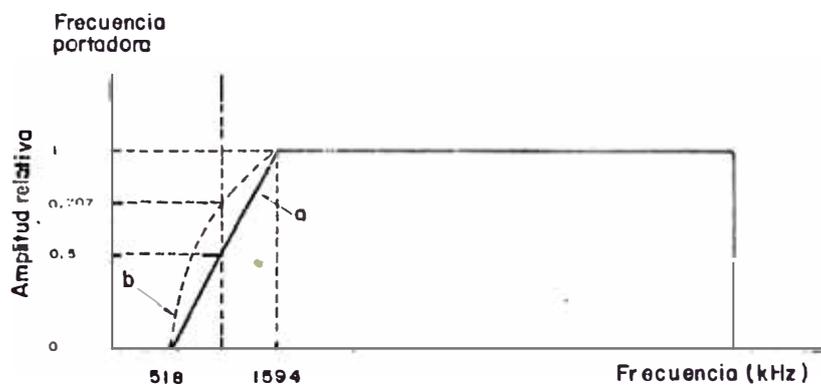


FIG. 1.16 SUPRESION PARCIAL DE LA BANDA LATERAL INFERIOR DE MODULACION

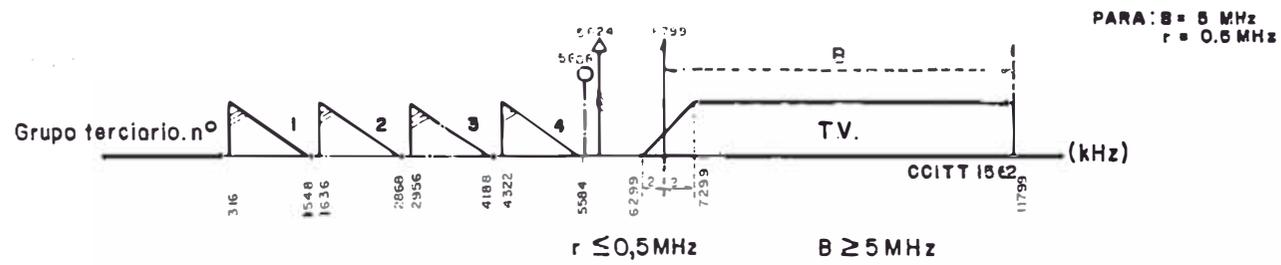


FIG. 1.17 DISPOSICION DE FRECUENCIAS PARA LAS TRANSMISIONES DE TELEVISION POR UN SISTEMA DE 12 MHz

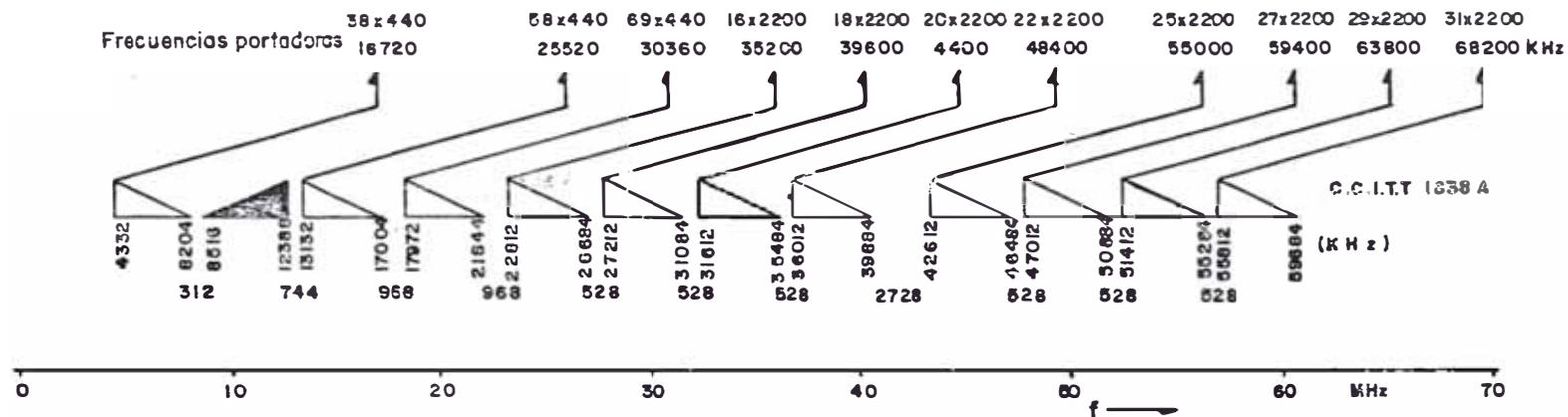


FIG. 1.18 DISPOSICION DE FRECUENCIAS TRANSMITIDAS EN LINEA RECOMENDADA PARA SISTEMAS DE 40 y 60 MHz EN CABLE DE PARES COAXIALES 2,6/9,5 m.m SEGUN EL PLAN NO. 1

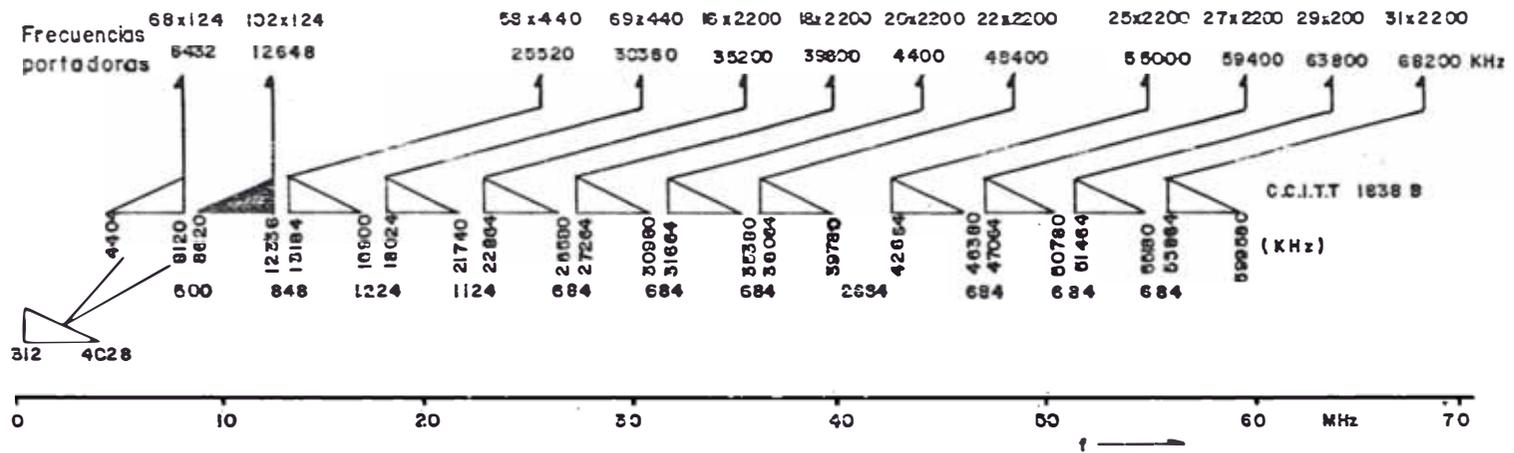


FIG. 1.19 DISPOSICION DE FRECUENCIAS TRANSMITIDAS EN LINEA RECOMENDADA PARA SISTEMAS a 40 y 60 MHz EN CABLE DE PARES COAXIALES 2.6/9.5 m.m SEGUN EL PLAN No. 2

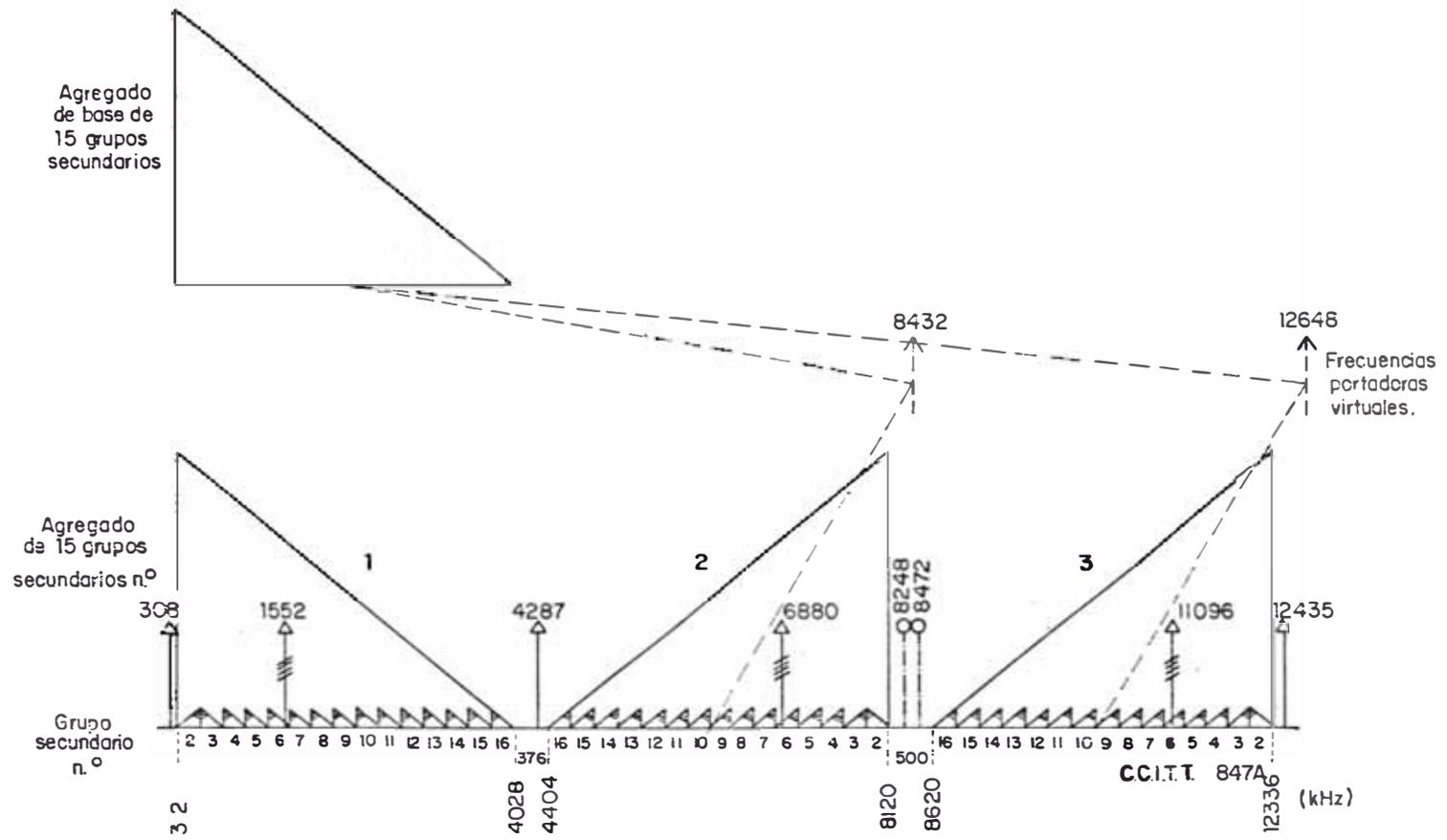


FIG. 1.20 PLAN 2 DE DISPOSICION DE FRECUENCIA PARA SISTEMAS A 12 MHz

Señal(oe) piloto de grupo secundario

Frecuencias portadoras

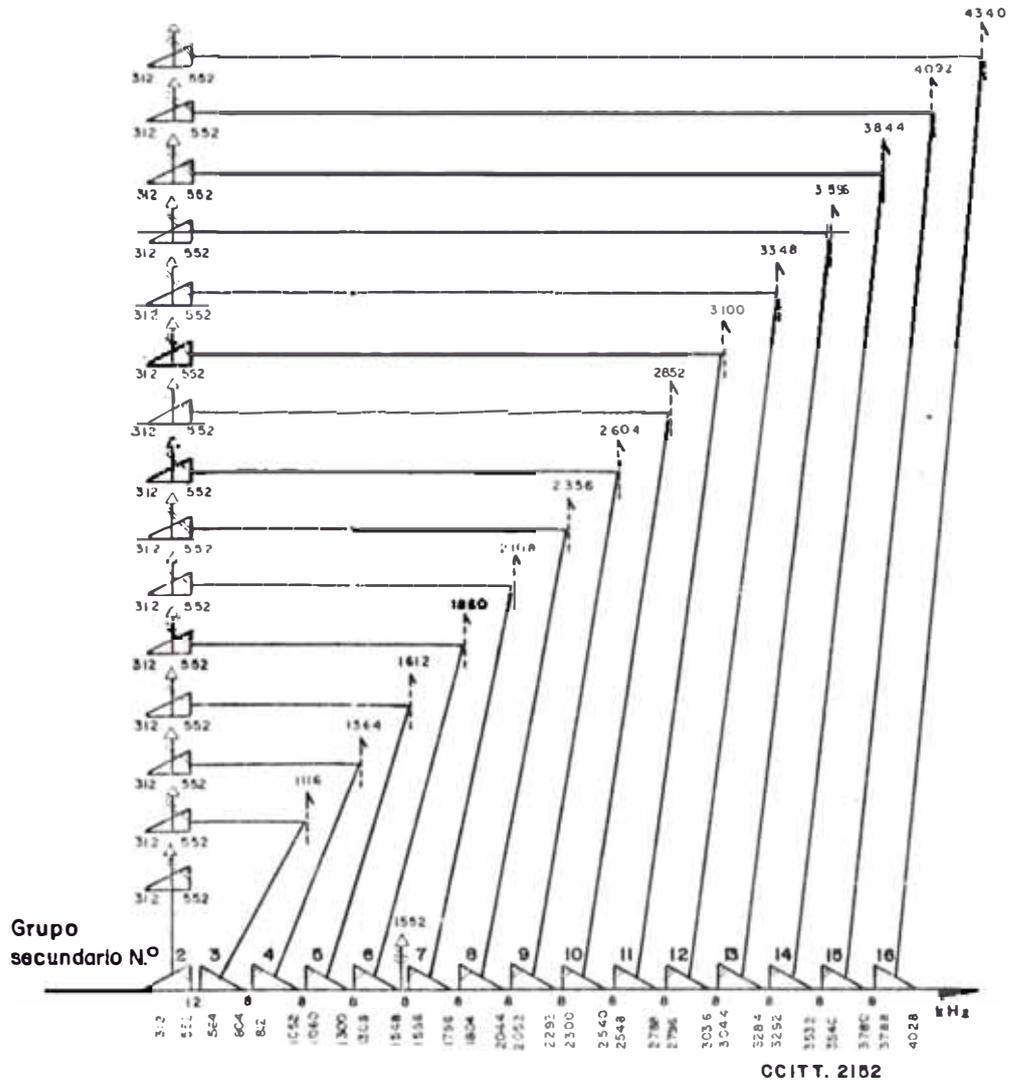


FIG. 1.21 CONSTITUCION DEL AGRFGADO DE BASE DE 15 GRUPOS SECUNDARIOS

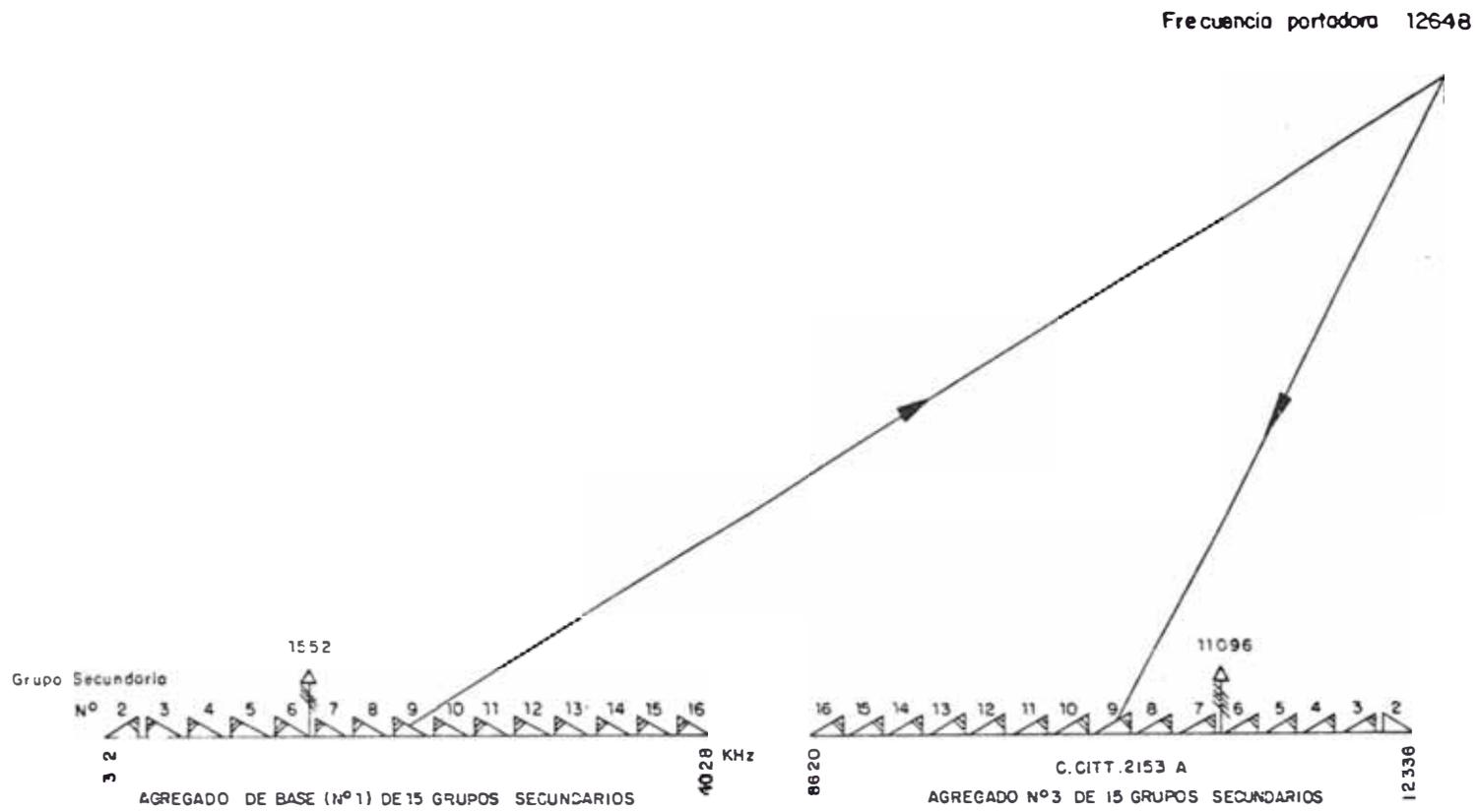


FIG. 1.22 CONSTITUCION DEL AGREGADO DE 15 GRUPOS SECUNDARIOS No. 3

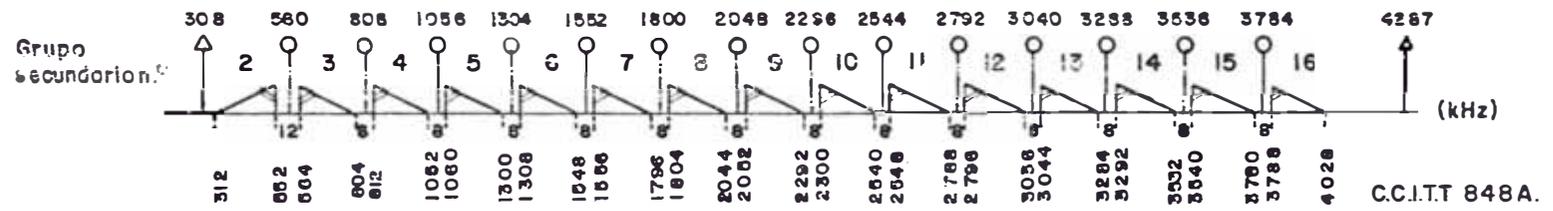


FIG. 1.23 PLAN IB DE DISPOSICION DE FRECUENCIAS PARA SISTEMAS A 12MHz: FRECUENCIAS INFERIORES A 4287 kHz

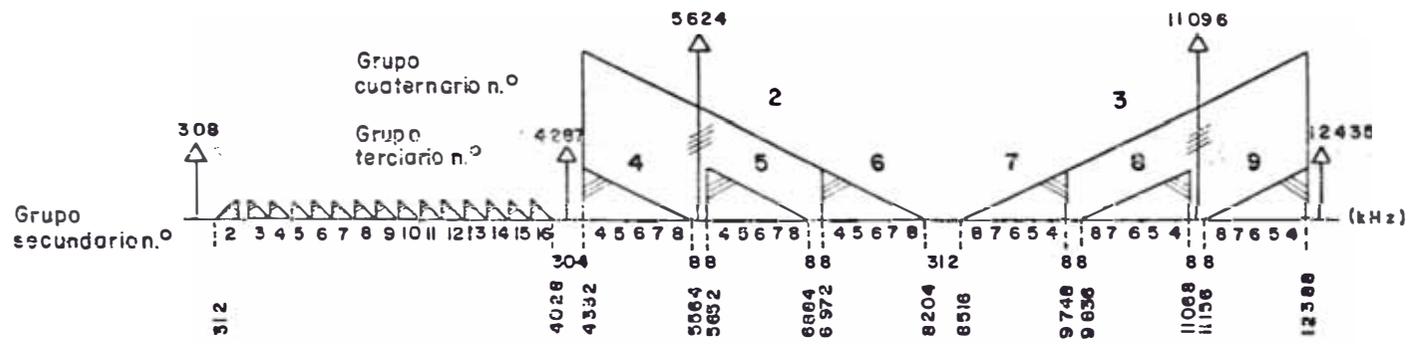


FIG. 1.24 PLAN IB DE DISPOSICION FRECUENCIAS PARA SISTEMAS A 12 MHz

sertar en una banda base MDF:

- Pilotos de Referencia
- Pilotos de regulación de Línea
- Pilotos para medidas adicionales
- Pilotos de continuidad
- Pilotos de Sincronización

En forma secundaria los pilotos se usan como alarmas.

Los pilotos de referencia están asociadas con todos los niveles de multiplexaje y son insertados por el equipo de traslación correspondiente. Por ejemplo el piloto de referencia de grupo se inserta en cada grupo por el equipo de traslación de canal y de igual forma para el supergrupo etc. Estos están constantemente monitoreados para resguardar las fallas en el proceso de multiplexaje y puede ser usado en sistemas de regulación automática.

Los pilotos de regulación de línea se insertan en la banda base en los espacios vacíos entre los bloques de señales (grupos, supergrupos etc, dependiendo de la capacidad de canales y plan de modulación) o fuera del conjunto de estos bloques. Se les usan para el control automático de nivel del sistema de transmisión de banda base (Por ejemplo, repetidores de cables). Se diferencian de los pilotos de referencia en que estos pilotos de línea regulan el nivel de la totalidad de la información y los de referencia solamente a los grupos, supergrupos etc. Pilotos adicionales pueden insertarse en la banda base con el fin de hacer mediciones particulares como por ejemplo: respuesta en frecuencia de la banda base.

Los pilotos de continuidad se usan solamente en los sistemas de radio y se les inserta en uno de los extremos de la banda base, bien alejado de la totalidad de bloques de canales y demás pilotos. Se le filtra en el receptor antes de que la banda base continúe su transmisión. Además de establecer la continuidad de la trayectoria de transmisión de RF, se le usa en el control automático de ganancia del receptor de microondas.

La tolerancia de frecuencia de extremo a extremo en un circuito internacional debe ser mejor que 2Hz. Para mantener esta exactitud las frecuencias portadoras usadas en el equipamiento MDF deben ser muy exactas o en su defecto deben usarse pilotos de sincronización. Los osciladores maestros en ambos extremos de transmisión están enganchados o sincronizados en fase de tal forma que la variación de uno hace variar al otro. El CCITT, recomendación 225, no recomienda frecuencias pilotos de sincronización. Cada oscilador maestro debe tener suficiente estabilidad y exactitud.

Capitulo II

Los Objetivos de Ruido para los Circuitos telefonicos y sus Unidades de Medida.

Introduccion.

Dado que el ruido es el elemento fundamental en la determinación de la calidad de una comunicación, es imprescindible que se defina y se entienda convenientemente su origen, sus leyes y su distribución en el espectro de frecuencia de transmisión.

Por tal motivo, en el presente capítulo se describen en detalle no sólo los diferentes tipos de ruido sino también sus unidades de medida y los objetivos de diseño recomendados por las organizaciones internacionales de telecomunicaciones.

Es imprescindible, también, se entienda con precisión las relaciones que existe entre las diferentes formas y técnicas de medir el ruido y de las unidades que se emplean, por lo cual se ha prestado especial atención en reunir la información necesaria a fin de clarificar convenientemente estas relaciones.

LOS OBJETIVOS DE RUIDO PARA LOS CIRCUITOS TELEFONICOS Y SUS UNIDADES DE MEDIDA

2.1 El Ruido-Consideraciones Básicas

Todo sonido desagradable o distractivo que no quisiéramos oír se conoce con la palabra "ruido". Como tal es un término acústico difícil de describir cuantitativamente o cualitativamente, aunque se usan comúnmente las palabras tales como silbido, chasquido, estruendo, estrépido, bulla, etc., en su descripción. El ruido total que llega al oído del escucha afecta el grado de molestia y la inteligibilidad de la palabra recibida. Este ruido total puede dividirse de la siguiente manera:

- a) Ruido Ambiental.- Es el que llega al oído del abonado directamente de los alrededores de la cápsula receptora, o indirectamente por medio del efecto local o autopercepción que ocurre entre el receptor y transmisor del aparato telefónico y por medio de la ruta normal de transmisión desde el terminal remoto.
- b) Ruido del Circuito.- Es el introducido por el circuito total de transmisión.

Existe muchos tipos de ruidos del circuito y, en realidad, cualquier interferencia al canal de comunicaciones puede ser considerado como ruido. Para facilitar su caracterización, toda descripción se hará a la onda eléctrica, correspondiente a este ruido, a la salida del sistema. El efecto final de este ruido generalizado depende del tipo de señal que se está transmitiendo. En el caso de la televisión, por ejemplo, el efecto último es contra el ojo y no así para el oído y los términos tales como nieve o niebla describen este efecto subjetivamente. En el caso de telegrafía o datos el efecto no es una cuestión antiestética sino más bien una amenaza a la exactitud de la información recibida.

Desafortunadamente la característica más común del ruido es su naturaleza no determinística, es decir su forma de onda exacta no puede ser predicha. Sin embargo, esto no significa que no se pueda poner un medidor en la fuente de ruidos para leer el voltaje rms (o corriente) producido por el ruido y de este modo tener una medida de la cantidad de ruido. De igual modo pueden ser determinados los voltajes promedios, pico o promedio rectificado (o corriente) medido con un medidor apropiado. Las relaciones entre estas cantidades son diferentes dependiendo del tipo de ruido. Ade

más, el cambio del espectro de frecuencias del ruido por medio de filtros, tiene un efecto en la medición dependiente del tipo de ruido.

2.2 Señales y Niveles de Transmisión

En un gran sistema donde se encuentran una serie de pérdidas y ganancias producidas por secciones de cable, repetidoras y otros transductores, es necesario determinar las magnitudes de la señal en muchos puntos relativo a otros puntos. Esto se ha logrado por la elección de un punto de referencia llamado "punto de nivel de transmisión". La determinación de la magnitud de la señal relativa en cualquier otro punto se realiza simplemente sumando algebraicamente las ganancias expresadas en dB que experimenta una señal cualquiera que atraviesa el sistema. La suma resultante es un número el cual define el "nivel" de transmisión (en dB) en aquel punto particular.

Debe notarse que aunque el nivel absoluto en un punto cualquiera está determinado por la señal aplicada, las magnitudes relativas dentro del sistema están únicamente determinadas por el nivel de transmisión (NT) que a su vez depende únicamente de las ganancias y pérdidas entre estos dos puntos. El NT es una propiedad del circuito y no depende de la presencia de cualquier tono de prueba o cualquier otra señal en el circuito.

Por conveniencia y uniformidad el punto de referencia está definido como el nivel de transmisión 0-dB. En un principio este punto era accesible a los instrumentos de medición en la actualidad esto ocurre raramente como consecuencia del mejoramiento de la transmisión, por lo que ahora es una costumbre considerar el lado de salida del conmutador de transmisión -toll como un punto de nivel de transmisión de -2dB. Es común el uso de los siguientes términos para el punto de nivel de transmisión 0-dB;

- Nivel cero
- Punto de nivel cero
- 0-dB TL (0-dB Test Level)
- 0. TLP (0 Test Level Point or Transmission Level point)
- Punto de referencia cero (Zero Reference Point)
- 0 dBr

El punto de referencia de nivel de transmisión cero es por lo tanto:

- a) Un punto establecido arbitrariamente en un circuito de comunicación.

- b) Todos los niveles relativos de los otros puntos en el circuito están referidos a este punto.
- c) Su nivel relativo es 0 dBr
- d) Normalmente se le ubica en el tablero de conmutación de transmisión, antiguamente fue siempre un punto a dos hilos.

Los niveles típicos que se encuentran en las oficinas de clase 4 o superiores se muestran en la fig. 2.1 en la que se ha asumido que la conmutación se realiza en dos hilos y la transmisión entre oficinas en 4 hilos. Cada dirección de transmisión tiene su propio punto de nivel y éstos están en diferentes lugares en la parte de dos hilos de la troncal. Además los niveles de recepción y transmisión de los sistemas de 4 hilos tienen sus niveles estandarizados siendo estos -16 dB y + 7 dB respectivamente. Esto es necesario para facilitar la interconexión entre diferentes sistemas así como para la restauración del servicio en forma rápida mediante el uso de otro sistema de portadoras.

Debe tenerse presente que aunque la potencia de salida de la central de conmutación es una frecuencia de audio, este se convierte en otras frecuencias al pasar por un sistema de banda ancha de portadoras. Esta señal, no obstante puede medirse o calcularse y de este modo se establece el nivel de transmisión para un punto en particular.

2.2.1 El tono de prueba estandar

Se ha encontrado que la potencia de un miliwatt es un valor apropiado para hacer pruebas en circuitos de larga distancia, a causa de que las potencias de las señales moderadamente fuertes producidas por la palabra tiene la misma magnitud en el tablero de conmutación de larga distancia.

El tono de prueba estandar a ser usado en la parte de audio del circuito es 1mW con una frecuencia de 1,000 Hz y debe ser aplicado en el punto de referencia de nivel cero de transmisión. Si se aplica en otro punto deberá ser ajustado de acuerdo con el nivel relativo del punto en cuestión.

2.3 Medidas de la Señal

El medio de caracterizar a las señales que se manipulan en un sistema de transmisión es tan importante como el conocimiento de como estas señales son afectadas por los circuitos que integran el sistema. Por lo tanto, es necesario

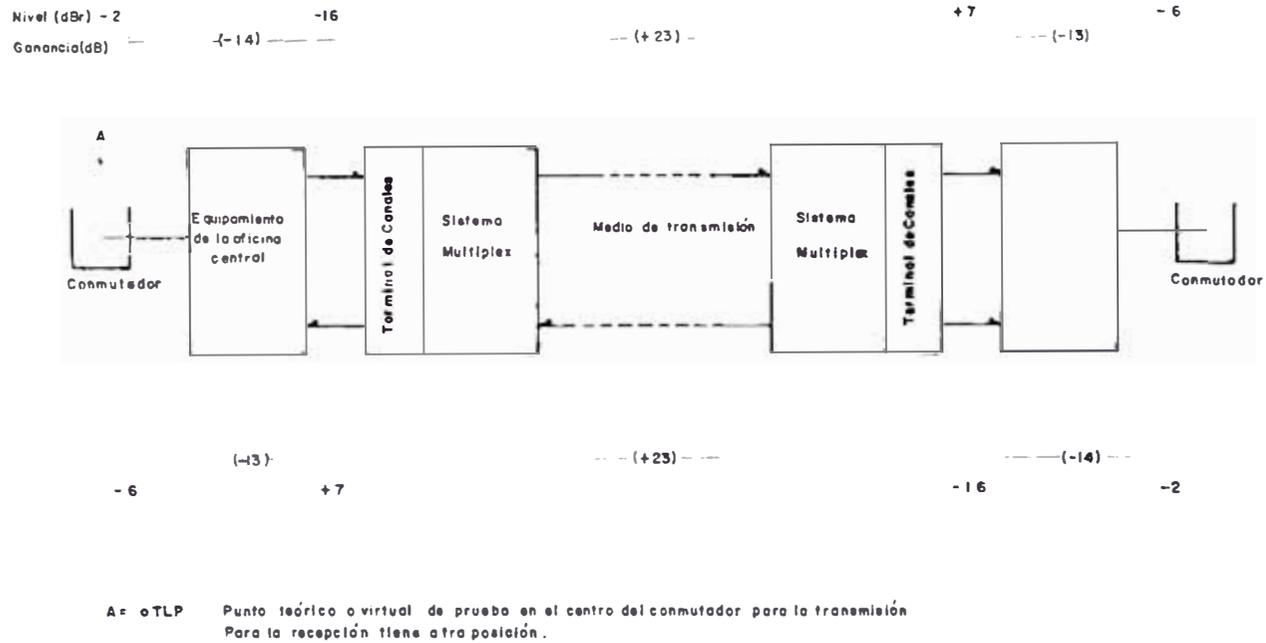


FIG. 2.1 NIVELES DE TRANSMISION : TRONCAL A CUATRO HILOS CON CONMUTACION EN DOS HILOS

rio definir algunas de las varias medidas de magnitudes de señal y luego combinar y relacionar estas medidas a las características de transferencia.

2.3.1 El dBm

Desde que los circuitos telefónicos operan con potencias que raramente superan a 0.1 vatios y que pueden ser tan pequeños como 10^{-12} vatios, el uso del vatio como unidad resulta inconveniente. Una unidad más conveniente es el milivatio. Muchas operaciones con magnitudes de señales pueden ser simplificadas expresando la potencia en forma de dB relativos. Si se toma como nivel de referencia a un milivatio, la relación;

$$10 \text{ Log } \frac{P}{1\text{mw}}$$

donde P es una potencia cualquiera; expresa la potencia P en unidades relativas a un mw logarítmicas, que se abrevia dBm. En otras palabras la abreviación dBm estipula decibels referidos a un milivatio. En una medida de potencia absoluta, una potencia de un mw es 0dBm. No debe ser usado para definir niveles de transmisión relativos a un circuito, para lo cual se prefiere el dBr.

2.3.2 El dBm0

Expresando las magnitudes de la señal en dBm y los niveles relativos del sistema en dB se obtiene un método simple para determinar la magnitud de la señal en cualquier punto del sistema. En particular si la magnitud de la señal en el punto "OTLP" es ModBm, luego la magnitud de esta señal en el punto de nivel relativo igual a Nx dB es:

$$M_x = M_o + N_x \quad \text{dBm} \quad (2.1)$$

La abreviación dBm0 se usa comunmente para expresar el valor de nivel absoluto de la potencia en el dBm0 referido o medido en el punto de OTLP. El valor en dBm0 para una señal dada caracteriza a ella en cualquier lugar donde aparece en el circuito. Está representada por Mo en la ecuación 2.1. y es una constante para una señal dada. Es especialmente conveniente para mencionar intensidades de tonos de control, canales telegráficos en FV, y similares sin contestar la pregunta en cuanto a donde tales señales pueden ser físicamente introducidas en el circuito. No es necesario que la señal real exista en el punto OTLP para que se le pueda expresar en dBm0. La ecuación 2,1 sirve para determinar este valor; por ejemplo, un tono de +40 dBm medido en el punto de nivel de transmisión +19 dB es equivalente a

+ 21 dBm0.

2.3.3 El dBr

La abreviación dBr estipula nivel "relativo" y se le usa para definir niveles de transmisión en los puntos de un circuito, con respecto al punto de referencia de nivel de transmisión cero. No debe confundirse con el dBm, aunque es cierto que los niveles absolutos de potencia del tono de prueba estandar en el dBm son numericamente iguales a los niveles relativos en el dBr en cualquier punto. La medida del nivel en dBr expresa el efecto de la red como consecuencia de las pérdidas y ganancias en el circuito, desde el origen hasta el punto especificado.

2.3.4 El Volumen

Un voltaje o corriente periódica puede ser caracterizado por uno cualquiera de los siguientes valores relacionados entre sí: promedio, rms y pico. El uso de uno de ellos depende del tipo de información que requiera el problema en particular. Cuando se tratan funciones complejas y no periódicas, tal como la palabra, es difícil caracterizar a estas funciones con un término numérico simple debido a que la naturaleza de la palabra (o programa) originan una onda eléctrica cuyo valor promedio rms y pico varían con el tiempo en una forma irregular; de este modo un número no puede especificar fácilmente ninguno de ellas.

Dado la dificultad del problema y que este tipo de señales debe ser caracterizado y medido de alguna manera - que sea útil en el diseño y operación de los sistemas electrónicos y medios de transmisión de varias clases y dado que los niveles de la señal compleja deben ser ajustados para evitar la sobrecarga y distorsión, hace más o menos 40 años un grupo de ingenieros en telefonía y radiodifusión se juntaron para desarrollar y adoptar un estandar para medir la magnitud de una señal de audiofrecuencia compleja en un circuito eléctrico. Fue necesario definir una nueva magnitud llamada "volumen" y es expresada en vu (volume units). Es un tipo de medida empírica necesaria para satisfacer una necesidad práctica y no está definida por ninguna fórmula matemática precisa.

El instrumento con el cual tales medidas son hechas es conocido como Indicador Estandar de Volumen. En la formulación de sus características que debiera tener, los ingenieros dieron primordial consideración a tres usos del instrumento que podría ser usado en forma más probable:

- (1) Para indicar el nivel conveniente de una onda de la palabra o programa de tal forma que no distorsione audiblemente cuando es transmitida a través de un amplificador, radio transmisor, circuito de programa, etc.
- (2) Controlar las ganancias y pérdidas de transmisión en una red de programa mediante medidas simultáneas en un número de puntos en los picos particulares de la onda de programa transmitida.
- (3) Para indicar la intensidad relativa con el cual la señal será oída, cuando finalmente es convertida a sonido.

Por conveniencia la escala del medidor es logarítmica con una escala 10-Log y tiene características dinámicas y eléctricas, de tal forma que existe una pausa momentánea de la aguja cuando (permanece en su posición) el nivel comienza a disminuir. El volumen de referencia está estandarizado a 6mw por el C.C.I.T.T., a 1v por la British Post Office y a 1 mw por los Estados Unidos y calibrados en todos los casos por una corriente sinusoidal de 800 a 1,000 - Hz.

Debe remarcarse aquí que este tipo de instrumento puede medir ondas seno como cualquier otro decibelímetro, es decir este instrumento marcará Ovu cuando se le aplique una potencia de 1 mw (U.S.A) solamente cuando es una onda seno. Las ondas de la palabra o de un programa medidas (por alguien que sabe hacerlo) cuya intensidad es tal que produce una lectura de Ovu tendrá picos de potencia los cuales son varias veces 1 mw y una potencia promedio la cual es solamente una fracción de un miliwatt. Por este hecho el volumen de referencia se define más propiamente como aquel nivel de programa que producirá una lectura en el medidor estandar de volumen calibrado y usado en una manera aceptada, de Ovu. Debe notarse que el medidor de volumen tiene una respuesta plana en frecuencia sobre el rango audible (35 a 10,000 Hz) y no está ponderado en frecuencia de ninguna forma.

Por último debe tenerse en cuenta que no existe una relación simple entre el volumen medido en unidades de volumen y la potencia de una señal compleja. Se puede decir sin embargo que una onda seno continua de 0dBm en una impedancia de 600 OHMS es igual a Ovu por definición o que la lectura en el dBm y vu es la misma para una onda seno continua en el rango de audiofrecuencias. Para una señal compleja se resta 1.4 de las vu y el resultado será aproximadamente la potencia promedio en dBm,

2.3.5 Otras Unidades

De la relación conocida para el dBm se deduce las siguientes relaciones:

$$N = 10 \text{Log} \frac{P}{P_0} = 20 \text{Log} \frac{V}{V_0} \quad |\text{dBm}| \quad (2.2)$$

donde $P_0 = 1\text{mw}$, $N = \text{Número de dBm}$.
 si se conoce P y P_0 los valores de V y V_0 dependen de la impedancia; si se escoge un valor de 600 OHM $V_0 = 774.6\text{mV}$; de este modo se tiene que;

$$N = 20 \text{Log} \frac{V}{774.6\text{mV}} \quad |\text{dBm}| \quad (2.3)$$

al cual se le conoce como dBV/600 y se le utiliza para medir tensiones en decibiles en relación a 774.6 mV . Como es este valor es, exactamente el valor en dBm cuando la impedancia es 600 OHM , el voltmetro se calibra en dBm y se hacen las mediciones conectados a una impedancia de 600 OHM . Si la impedancia del punto bajo prueba es Z , el valor absoluto de la potencia puede ser calculado desde el valor medido mediante la relación:

$$N_z = N + \Delta \quad (2.4)$$

donde $N_z = \text{Potencia absoluta para una impedancia } z$

$$\Delta = 10 \text{Log} \frac{600}{Z} \quad |\text{dB}| \quad (2.5)$$

Para algunas de las impedancias más usadas se tienen los siguientes valores:

Z (OHM)	Δ
75	+ 9.03
150	+ 6.02
135	+ 6.48
1,200	- 3.01

Otra unidad de decibiles absolutas es el **dBmV** la cual es ampliamente usada en la transmisión de video. Esta expresa niveles de voltaje en relación a 1mV en una impedancia de 75 OHM .

$$\text{Nivel de voltaje} \approx 20 \text{Log} \frac{V}{V_0} \quad |\text{dBmV}| \quad (2.6)$$

donde ; $V_0 = 1\text{mV}$

V = Voltaje en milivoltios (Rms)

De igual forma si $V_0 = 1$ voltio se obtiene otra forma de expresar decibeles absolutos en aplicaciones industriales, y se le conoce como dBV. Su relación es;

$$N = 20 \text{ Log } \frac{V}{V_0} \text{ |dBV|} \quad (2.7)$$

V = en voltios rms

$V_0 = 1$ voltio rms

En radiodifusión se emplean dos unidades, el **dBu** y el **dBj** que se definen de igual forma que la ecuación 2.7 con $V_0 = 10^{-6}$ voltios y 10^{-3} voltios respectivamente. Ambas sirven para medir intensidades de señales o la sensibilidad de los receptores.

2.4 Medidas del Ruido

La medición del ruido, así como la medición del volumen, es un esfuerzo por caracterizar una señal compleja. El interés de esta medida no es solo la potencia absoluta sino también en como éste ruido molesta al usuario del teléfono. De este modo, la evaluación del ruido en los circuitos telefónicos para la transmisión de la palabra involucra un intento de medir el disturbio o efecto de molestia que los diferentes tipos o clases de ruido ejercen sobre el oyente. Esta tarea es complicada por:

- La característica estadística del ruido
- La respuesta en frecuencia del aparato telefónico
- Y por el efecto subjetivo, de los varios componentes de frecuencias, del oyente.

En consecuencia los requerimientos del medidor que tomen en cuenta los efectos subjetivos de ruido deben ser:

- 1, La lectura debe tomar en consideración el hecho de que el efecto interferente del ruido será una función del espectro de frecuencias así como también de la magnitud.
- 2, Cuando varios tipos de ruido están presente en forma simultánea, el medidor debe combinarlos en forma apropiada para medir el efecto interferente total.

3. Si varios tipos de ruido causan iguales interfe -
rencias según lo muestran las pruebas subjetivas,
el medidor deberá dar iguales resultados cuando
mida estos ruidos.

Los medidores de ruido sobre canales telefónicas son esencialmente voltímetros electrónicos con las siguientes características:

1. Es ponderado en frecuencias, es decir tiene un fil -
tro cuya respuesta es llamada curva de pondera -
ción que toma en cuenta el efecto del ruido como
una función de la frecuencia.
2. Tiene un sistema de detección aproximado a un de -
tector rms.
3. Tiene una respuesta transitoria similar al oído -
humano.

Estas características dan como resultado una medida que se aproxima al efecto interferente que el ruido crearía sobre el usuario telefónico promedio.

El ruido esencialmente afecta en dos formas: molesta al usuario y afecta la inteligibilidad. Ambos son funciones de la frecuencia y se han realizado extensas pruebas en Amé -
rica y Europa en estos dos efectos del ruido sobre el abona -
do, y los resultados de los experimentos se han combinado -
dnado como resultado las llamadas curvas de ponderación.

La molestia o perturbación que produce el ruido es medido en ausencia de la palabra ajustando el nivel de un tono dado hasta que la perturbación que produzca en el oyen -
te sea igual al tono de referencia de 1,000 Hz. Este procedi -
miento se repite para muchos tonos de diferentes frecuen -
cias y haciendo participar a un gran número de personas y el resultado es promediado y ploteado. Un procedimiento si -
milar se ha hecho pero en presencia de la palabra con un vo -
lumen de recepción promedio para determinar el efecto de l -
ruido en la articulación. Los resultados de los dos experi -
mentos se combinan dando como resultado las curvas de com -
prensación o ponderación de ruido que se muestran en la fig.
2.4.

La segunda característica de los medidores de poten -
cia de ruido se estableció usando bandas angostas de ruido -
a diferentes frecuencias. Lo que experimenta el usuario te -
lefónico esta muy cercanamente de acuerdo con la lec -
tura del medidor de ruido, si el ruido se adiciona en base a
una suma de potencias. En otras palabras, si dos tonos tie

nen igual efecto interferente cuando actúan individualmente, el efecto simultáneo de ambos será 3 dB peor que uno cualquiera de ellos.

El tercer factor subjetivo que afecta la manera por la cual el ruido debe ser medido es el efecto transitorio - del oído humano; se ha encontrado que los ruidos de una duración menor que 200 ms, no son totalmente apreciados en su potencia verdadera por el oído humano. Por esta razón el medidor de ruido (también el medidor de volumen) es diseñado para dar una indicación completa de las ráfagas de ruido mayores que 200 milisegundos. Para ráfagas más cortas la indicación disminuye en el medidor del correspondiente a su valor real.

Estas tres características-ponderación de frecuencia adición de potencia y respuesta transitoria-describen esencialmente la forma de medir el ruido en los circuitos telefónicos (message circuit noise). Sin embargo esto no es suficiente; un ruido de referencia y una escala deben ser, también, establecidos.

2.4.1 El dBrn

Como valor de referencia o comparación se eligió una potencia de 1pw (pico watio) o sea -90dBm, porque se verificó que este valor después de múltiples ensayos, a una frecuencia de un KHz, tiene un efecto perturbador insignificante sobre los oyentes. A toda potencia de ruido superior a la mencionada se le asigna un valor positivo con respecto a la unidad 1(pw) que se le denomina dBrn (rn viene del inglés "reference noise" ruido de referencia). Un tono de 1KHz y con una potencia de 1pw indicará 0dBrm cualquiera que sea la curva de ponderación.

Para cualquier otra frecuencia diferente a un KHz tiene que especificarse la curva de ponderación. El dBrm - también los vu - pueden ser medidos en cualquier punto de nivel de transmisión y luego referidos a 0dB-TLP restando, el nivel, de la lectura del medidor.

2.4.2 Las Curvas de Ponderación

Los ingenieros cuyos trabajos están relacionados con la medida del ruido están familiarizados con el uso de las curvas de ponderación. Muchas curvas existen en uso corriente y la elección de una de ellas depende de la aplicación.

Dentro del espectro de audiofrecuencia (la banda de paso del oído humano) cualquier sonido indeseado puede ser

considerado como un ruido. El ruido puede tener frecuencias predominantes o puede tener una distribución de frecuencia uniforme a través del espectro, pero en todos los casos el valor de la perturbación de las frecuencias componentes del ruido no es uniforme debido a la característica inherente de la sensibilidad del oído humano.

El oído humano es más sensible en las frecuencias comprendidos entre 300-8,000Hz; fuera de este límite la sensibilidad disminuye. Cuando se intenta medir la perturbación que produce el ruido, es por lo tanto necesario ponderar el instrumento de medida de tal forma que atenue las altas y bajas frecuencias de la misma forma que lo hace el oído humano.

2.4.2.1 La Ponderación CCIR-468

La fig. 2.2 muestra la curva de ponderación CCIR-468 especificada para hacer medidas de ruido de interferencias en equipos de transmisión de programas de sonido usados por las redes de radiodifusión. Esta ha sido determinada de una manera similar a las curvas de ponderación para circuito de voz, usando un tono de referencia de 1,000Hz bajo condiciones controladas muy cuidadosamente. La diferencia entre estos dos tipos de curvas es debido al tipo de señal (música y palabras para el caso de programas de sonido y voz para telefonía) y el uso de diferentes transductores (aparato telefónico, parlantes o audífonos).

La curva de ponderación CCIR-468 es recomendada como estandar internacional por CCITT (recomendaciones J15 y J16) para que reemplace a la curva de ponderación de radiodifusión existente del CCITT, fig.2.2, la cual se le considera obsoleta en estos momentos. La primera curva es por lo tanto la más fundamental de todas las curvas de ponderación de transmisión en uso corriente. Todas las otras como pensan o ponderan tomando en cuenta otros factores adicionales al oído humano, mientras que la curva CCIR-468 compensa el efecto del oído solamente (con transductores de respuesta plana).

Existen también otras curvas basadas solamente en las características de la audición humana. Estas curvas se usan normalmente en otros campos diferentes a la prueba de equipos de transmisión, las cuales serán descritas posteriormente.

2.4.2.2 La Ponderación Psométrica de un circuito telefónico - dBmp y pwp

Se han llevado a cabo investigaciones para deter

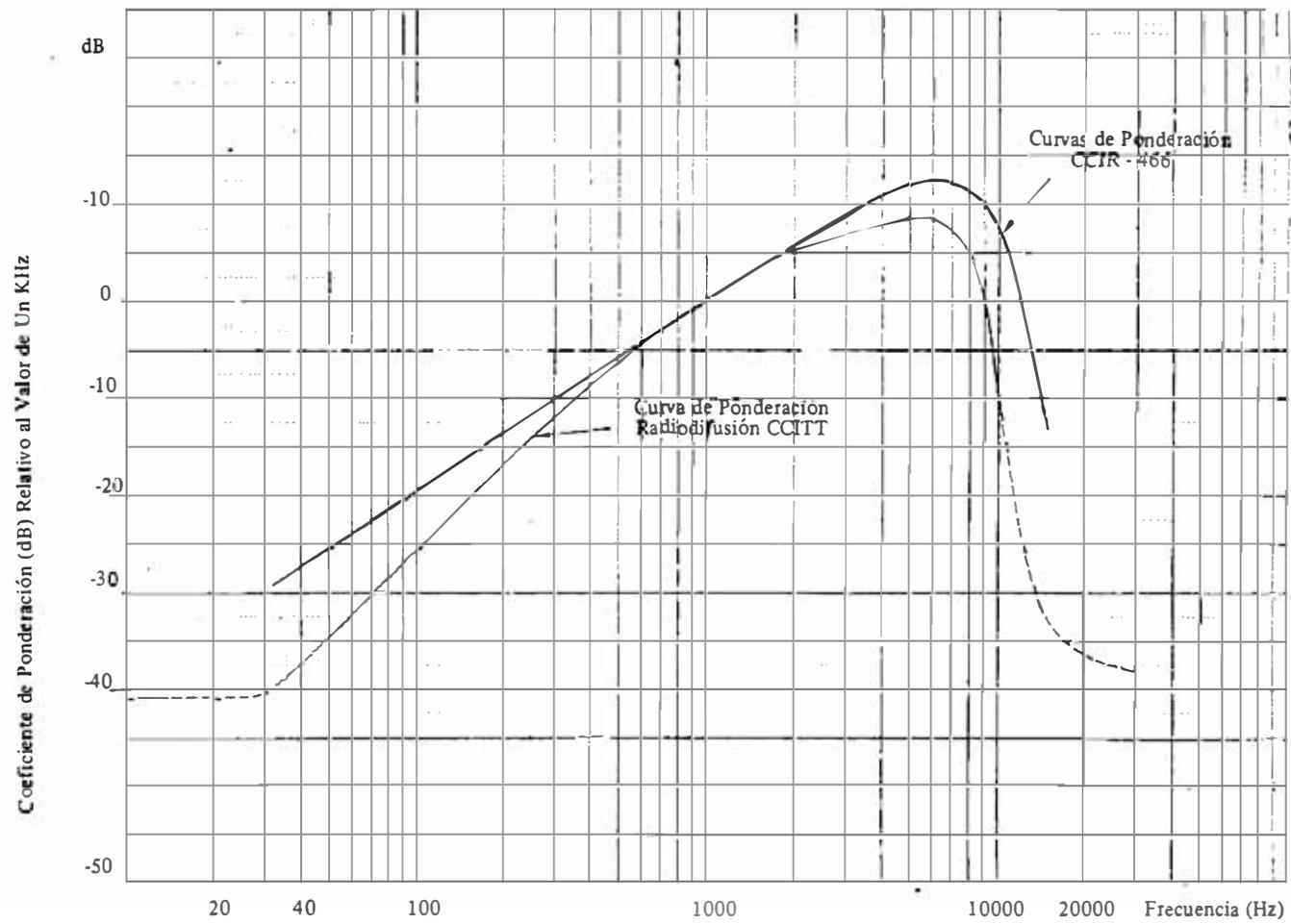


Fig. 2.2 CURVAS DE PONDERACION PARA LA MEDIDA DEL RUIDO EN LA TRANSMISION DE PROGRAMAS DE SONIDO USADAS EN LAS REDES DE RADIODIFUSION

minar el grado de deterioro de la transmisión causado por el ruido que interfiere con la palabra, de una manera similar a la descrita anteriormente, dentro de la banda limitada por un canal telefónico (300Hz a 3400Hz).

Si se tiene una onda compleja compuesta de muchas frecuencias componentes cuyos voltajes rms son V_f ; luego la tensión r.m.s. de la onda compleja está dada por:

$$V = \sqrt{\sum (V_f)^2} \quad (2.8)$$

Tomando en cuenta que cada frecuencia tiene un efecto diferente en el oído humano, de acuerdo a los resultados de las investigaciones, cada una de estas frecuencias tiene un factor de ponderación (p_f). Introduciendo este factor en la ecuación 2.8 se tiene:

$$V'p = \sqrt{\sum (p_f V_f)^2} \quad (2.9)$$

donde $V'p$ depende de los valores de p_f , pero, como se puede apreciar, si se fija un valor para uno cualquiera de los valores de p_f , todos los demás quedarán determinados. De este modo se han determinado los valores de p_f dando un valor de 1000 para la frecuencia de 800 c/s los cuales se dan en la tabla 2.1. Esta frecuencia de 800 c/s es la que es usado por convención como frecuencia de referencia en los cálculos de la transmisión telefónica. Se define como tensión psofométrica a V_p dado por:

$$V_p = \frac{V'p}{1000} \quad (2.10)$$

según la ecuación 2.10 cada frecuencia componente tiene una tensión psofométrica;

$$V_p = \frac{p_f}{1000} \cdot V_f \quad (2.11)$$

Por lo tanto;

$$20 \log \frac{(p_f)}{1000} = 20 \log \frac{V_p}{V_f} = n \text{ |dB|} \quad (2.12)$$

lo que nos permite graficar la curva de ponderación psofométrica para la medición de la potencia de ruido conocida como "ponderación psofométrica de un circuito telefónico comercial". La curva se muestra en la fig. 2.3.

En el caso en que se pueda asumir que los componentes del ruido se suman de acuerdo a la ley cuadrada (suma de potencia) es conveniente usar la idea de "potencia -

psofométrica" definida por la relación.

$$\text{Potencia Psfofométrica} = \frac{(\text{tensión psfofométrica } V)^2}{600} \text{ |vatios|} \quad (2.13)$$

$$\text{Potencia Psfofométrica} = \frac{(\text{f.e.m psfofométrica } V)^2}{4 \times 600} \text{ |vatios|} \quad (2.14)$$

La fuerza electromotriz (f.e.m) psfofométrica de una línea telefónica es el doble de la tensión psfofométrica la cual sería medida a través de una resistencia pura de 600 ohms que cierra el circuito en un extremo (punto de medición), directamente o a través de un transformador de acoplamiento; estando el otro extremo terminado por su impedancia característica.

Cuando un ruido blanco con un ancho de banda igual al del circuito telefónico, 300-3400Hz, pasa a través de un filtro psfofométrico su potencia se reduce en 2.5 dB como se muestra por el área sombreada de la fig. 2.3. Debe notarse que la referencia 0dB es a 800 Hz; a 1000 Hz la curva se incrementa en 1 dB retornando a 0dB a 1200Hz. Todas las demás frecuencias son atenuadas a un valor inferior al de la referencia. Las medidas del ruido realizadas con el psfofómetro se designa mediante un sufijo "p" de tal forma que un dBm se convierte en dBmp, los pW en pWp, etc.

Para dar una idea más clara del significado de la ponderación debe observarse los siguientes hechos:

- Los instrumentos de medida de ruido con ponderación psfofométrica (psfofómetro) indican niveles de ruido en el canal más de acuerdo con el efecto real del ruido sobre el oído humano que lo que sería con una respuesta plana de frecuencia
- En la curva de ponderación está incluido la respuesta en frecuencia del aparato telefónico.
- Para un ruido plano de 300Hz a 3400Hz se cumplen las siguientes relaciones;

$$\begin{aligned} \text{dBmp} &= \text{dBm} - 2.5 \\ \text{pWp} &= \text{pW} \times 0.562 \end{aligned}$$

- Un tono de 1200Hz ó 800Hz con un nivel de 0dBm es medido por el psfofómetro como 0dBmp. De igual modo un tono de prueba de 1000Hz de 0dBm será medido como + 1 dBmp.

2.4.2.3 Las Curvas de Ponderación en U.S.A.

No obstante que la ponderación psofométrica del CCITT es ampliamente usada en todo el mundo, raramente se le usa en U.S.A. La Bell Telephone System ha desarrollado sus propias curvas de ponderación para la medida del ruido en los circuitos telefónicos. Ha habido tres ponderaciones de ruido "interferente" comunmente usados, los cuales han sido determinados empíricamente mediante pruebas de medición ya descritas. Estas tres curvas reflejan el mejoramiento de los aparatos telefónicos a través de los años.

2.4.2.4 La Ponderación 144 - dBrn (144-line)

Los primeros experimentos para ponderar los efectos perturbadores del ruido se realizaron con el teléfono de mesa existente alrededor de 1920, conocido como tipo 144 de la Western Electric. Por esta época se desarrollaron varios instrumentos de medida de ruido para evaluar el ruido en los circuitos telefónicos. No obstante, la medida "ponderada" efectiva llegó a ser posible con la introducción del medidor de ruido 2A. La característica de ponderación de este tipo de medidor 2A muestra en la fig. 2.4. El "pico - acentuado" de la característica alrededor de 1KHz pone de manifiesto la respuesta en frecuencia relativamente deficiente de este primer teléfono. El ruido plano de la banda de 300 a 3,400 Hz es atenuado en 8dB cuando pasa a través - del filtro con característica de ponderación de línea 144.

Con el advenimiento del instrumento de medición - de ruido, electrónico (tipo 2A), se introdujo la escala decibel para el ruido de interferencia. La frecuencia de referencia fue 1KHz y el nivel de referencia 1pW . La selección de este nivel fue principalmente porque 1pW es más bajo, que el ruido más débil que se puede escuchar, de este modo permite expresar el ruido endecibeles positivos como se explicó en la sección 2.4,1.

Desde que el ruido de referencia en 1pW se tiene las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} 0\text{dBrn} &= 1\text{pW} = - 90 \text{ dBm} \\ \text{dBrn} &- \text{dBm} + 90 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Las medidas hechas con la ponderación de línea - 144 se designó como **dBrn (144-line)** y para el ruido plano de 300 a 3,400 Hz.

$$0\text{dBrn (144-line)} = 3 \text{ dBrn} = - 82 \text{ dBm}$$

Debe notarse que la frecuencia de referencia de 1KHz, la cual se siguió usando en las ponderaciones subsecuentes, difiere del psófono europeo, el cual es 800 Hz.

2.4.2.5 La ponderación F1A - dBa (F1A)

Posteriormente durante el año 1930, la Western Electric introdujo un nuevo aparato telefónico llamado tipo 302 el cual originó una nueva característica de ponderación llamada F1A. Este aparato tuvo una aceptación general debido a que presentaba una respuesta más uniforme que su antecesor. Las nuevas pruebas realizadas con diversos abonados indicaron que el nuevo teléfono daba una respuesta aproximadamente 5dB mejor que la del modelo 144. La curva de ponderación F1A mostrada en la fig. 2,4 enfatiza la mejor respuesta en frecuencia de este nuevo teléfono. El ruido plano de 300 a 3,400 Hz es atenuado en 3dB con un filtro de ponderación F1A.

El conjunto de medida de ruido 2B introducido en 1941 con ponderación F1A usó un nuevo nivel de referencia para su escala en decibeles. El nuevo nivel fue $3.16 \text{ pW} = -85 \text{ dBm}$, con el objeto de evitar confusiones en el resultado de las mediciones con estos nuevos dispositivos y los efectuados con los antiguos. Esto significa: las mediciones realizadas con la ponderación F1A y 144-line deben dar el mismo valor numérico puesto que el incremento en el valor de la referencia en 5dB compensa los 5dB de mejora en la sensibilidad al ruido plano del aparato telefónico 302. Naturalmente debido al cambio de valor se hizo necesario modificar la unidad de medición adoptándose el **dBa** (abreviatura de dBrn ajustadas). Por lo tanto se tiene:

$$\begin{aligned} 0 \text{ dBa} &= 3.16 \text{ pW} = -85 \text{ dBm} \\ \text{dBa} &= \text{dBm} + 85 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Las mediciones realizadas por el medidor de ruido 2B se designaron **dBa (F1A)**, la cual da un ruido plano de 300 a 3,400 Hz.

$$\begin{aligned} 0 \text{ dBa (F1A)} &= 3 \text{ dBa} = -82 \text{ dBm} \\ 0 \text{ dBa (F1A)} &= 0 \text{ dBrn (144-line)} \end{aligned}$$

2.4.2.6 La Ponderación C-message - dBnC

Alrededor de 1950 el Bell System introdujo una nueva medida de ponderación de ruido de línea para reflejar el rendimiento del microteléfono más perfeccionado, tal como -

el tipo 500. La nueva característica denominó ponderación C-message la cual se muestra también en la fig. 2.4. Como el aparato 500 tiene un desempeño superior a los anteriores (tipos 144 y 302) la curva de ponderación C-message atenúa solamente 1.5 dB al ruido plano de 300 a 3,400 Hz, por lo tanto se necesita una potencia de referencia mucho más elevada que la de - 85 dBm, para poder expresar los mismos grados de perturbación con iguales valores numéricos. Unido a este hecho, los niveles de ruido ~~interferente~~ hoy en día habrían resultado en mediciones de ruido de bajo nivel llegando a dar lecturas negativas. En lugar de que esto suceda, se decidió preferiblemente regresar al nivel de referencia de 1 μ W y de este modo el dBrn fue "resuscitado".

El conjunto de medición de ruido tipo 3A fue introducido en 1960 y fue calibrado en el dBrn con ponderación C-message - abreviado dBrnC. Para un ruido blanco de ancho de banda comprendido entre 300 - 3,400 Hz. Se aplican las siguientes relaciones.

$$\begin{aligned} 0 \text{ dBrnC} &= 1.5 \text{ dBrn} = - 88.5 \text{ dBm} \\ \text{dBrnC} &= \text{dBrn} - 1.5 = \text{dBm} + 88.5 \end{aligned} \quad (2.17)$$

Comparando el dBa (F1A) y el dBrnC muestra que existe una diferencia de 6.5 dB entre ambos; sin embargo, es una práctica común redondear los dBrnC tal que:

$$\text{dBrnC} = \text{dBm} + 88 = \text{dBa (F1A)} + 6 \quad (2.18)$$

$$\text{dBrnC} = \text{dBrn (144-line)} + 6 \quad (2.19)$$

2.4,2.7 Las Curvas de Ponderación A, B, C, y D

Estas curvas fueron establecidas originalmente con el fin de ser usados con los medidores de nivel de sonido. No obstante su uso se incrementa para la medición ponderada del ruido en los equipos de sistemas de sonido.

Estas curvas resultan de pruebas similares a las previamente descritas, son pues el resultado de pruebas de audición subjetiva a intensidades bajas (A), medias (B) y muy altas (C). La observación de las curvas ilustra claramente el así llamado efecto Fletcher-Munson del oído humano, el cual llega ser insensitivo en las frecuencias bajas con niveles de sonido bajos. Se debe entender claramente que la elección o el uso de una ponderación particular ya no está relacionado a la intensidad del sonido.

La ponderación A.- Está especificada no solamen-

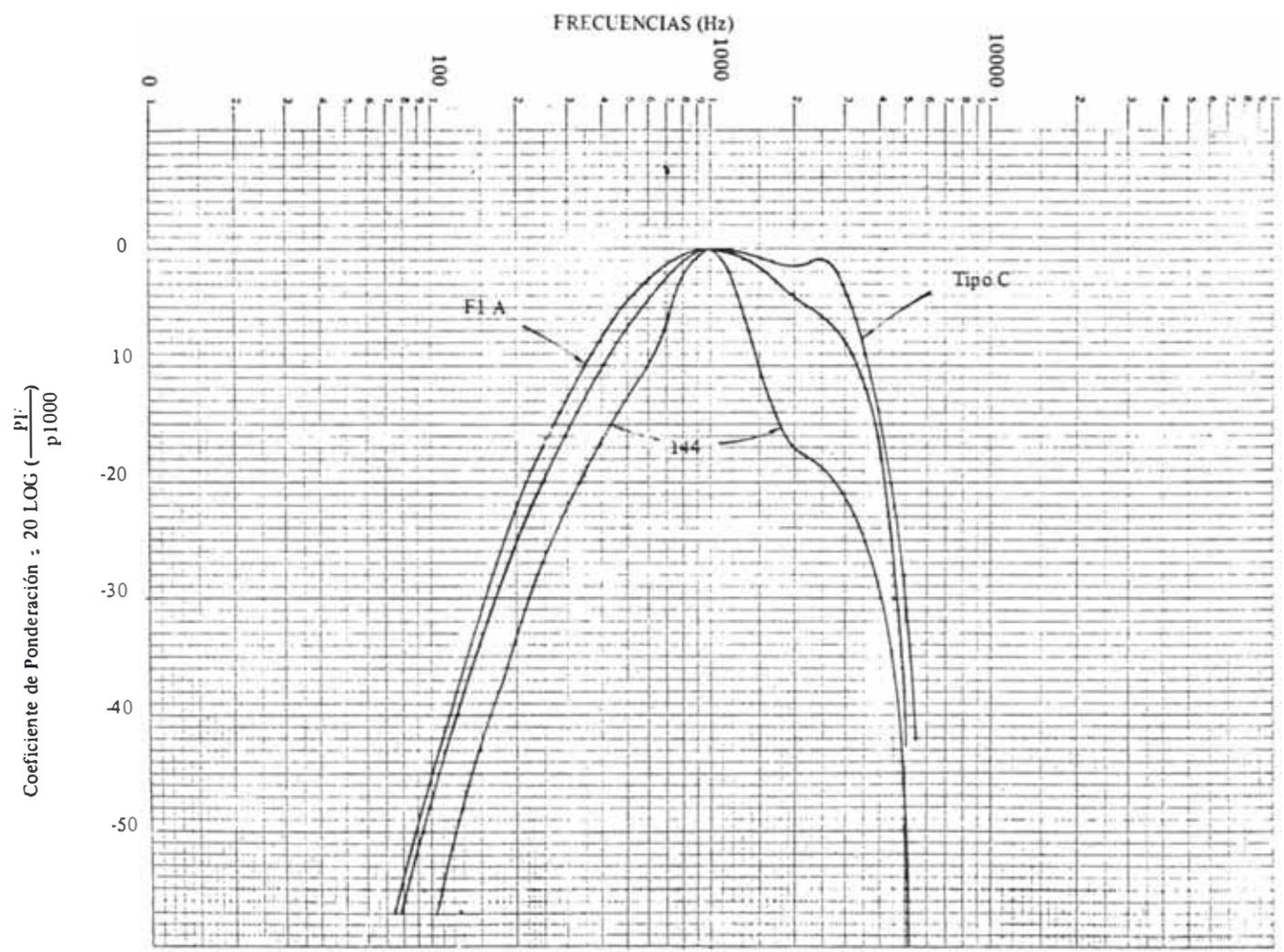


Fig. 2.4 CURVAS DE PONDERACION DE U.S.A. SE EMPLEA COMO REFERENCIA EL EFECTO INTERFERENTE DE UN TONO DE 1,000 Hz

te para medidores de nivel de sonido sino también para mediciones de nivel de ruido ponderado en equipos de sistemas de sonido, grabadoras de cinta y equipos de audio domésticos. Esta curva es probablemente el intento más preciso para reproducir las características de respuesta del oído humano promedio. El tono de referencia es una onda seno pura de 1KHz en la forma de una onda de sonido plana y progresiva que llega directamente al frente del oyente y produce una presión de referencia estandar de $20\mu\text{N}/\text{m}^2$ r.m.s.; todas las frecuencias están medidas en relación a este nivel.

La Ponderación B.- Es solo de interés histórico y puede ser considerado como obsoleto. Por esta razón los medidores de nivel de sonido modernos omiten esta ponderación. No está mencionado en ninguna especificación internacional.

La Ponderación C.- Es una curva esencialmente plana en su parte más alta y no debe ser confundido con la ponderación C-message. Es usada para el análisis de forma de ondas y cuando se hacen mediciones de la influencia de la energía acústica sobre objetos inanimados.

La Ponderación D.- Fue introducido específicamente para las mediciones del ruido producidos por las turbinas de gas de los aviones jet. La curva ilustrada en la fig. 2.8 es la especificada en la publicación IEC 179. Con excepción de Francia, el uso de esta curva para la medida del ruido de aviones ha sido reemplazada por métodos de medida más recientes que usan filtros de banda-octava y cuantificado como decibels de ruido percibido PNdB (perceived noise decibels). Una aproximación entre estos dos tipos de medida es:

$$\text{PNdB} = \text{dBD} + 7$$

Otra unidad está en uso corriente para la evaluación del valor de disturbio o molestia del ruido de aviones, llamado Noise and Number Index (NNI) el cual está basado en la combinación de niveles de ruido picos registrados a través de un periodo de tiempo y el lapso de tiempo entre picos.

2.4.3 Unidades de Densidad de Potencia

Cuando los canales telefónicos se combinan dentro de una banda base multicanal, la potencia de la banda base mul

canal debe distinguirse de la densidad de potencia. La densidad de potencia se expresa usualmente en el dBm por canal la cual resume un ancho de banda de 3,100 Hz. También se usan dBm por KHz y dBm por 4KHz. Estas unidades están relacionadas de la siguiente manera:

$$\text{dBm/canal} = \text{dBm/KHz} + 5 \quad (2.20)$$

$$\text{dBm/4KHz} = \text{dBm/KHz} + 6 \quad (2.21)$$

De igual forma se tiene:

$$\text{dBmp/canal} = \text{dBmp/KHz} + 5 \quad (2.22)$$

2.4.4 Niveles de Potencia Relativo al OTLP

Las lecturas en dBa, dBrn, dBmp, pWp discutidas anteriormente pueden ser tomadas en cualquier punto de nivel de transmisión, tal como, por ejemplo, el punto - 6 dBTLp (o - 6 dBr). Para el análisis de ingeniería de sus significados, tales lecturas están casi siempre referidas al punto 0 dBTLp; dicho de otro modo, la lectura del medidor es corregida para dar un valor igual al que se obtendría si la lectura hubiera sido hecha en el punto 0 dBTLp. De este modo una lectura de ruido significativa podría ser "25 dBrnC en 0 dBTLp". En forma abreviada se expresa como "25 dBrnC0" y similarmente se llegan a obtener las abreviaciones "dBa0", "dBm0p", "pW0p" y "pW0".

La ventaja del sufijo "0" es que un nivel de potencia expresado en el dBm0, por ejemplo, puede ser inmediatamente relacionado a los niveles de carga del sistema nominales sin la necesidad de también especificar el nivel de transmisión del punto en el cual fue medido. Debe recordarse que el dBr significa el nivel de cualquier punto físico del sistema y no es una medida de la potencia. Si la potencia de una señal o ruido es medida en un punto del sistema en terminos absolutos - por ejemplo dBm - este valor puede ser relacionado a los niveles de carga nominales expresándolo en relación al nivel de transmisión del punto en que fue hecha la medida.

De este modo se cumple las relaciones;

$$\begin{aligned} \text{dBm0} &= \text{dBm} - \text{dBr} \\ \text{dBrnC0} &= \text{dBrn} - \text{dBr} \end{aligned} \quad (2.23)$$

De la definición de cero TLP y dBr se deduce que la potencia de una señal medida en el punto de nivel cero de transmisión (OTLP) y luego expresado en dBm0 será numéricamente igual a su valor absoluto en dBm. Es evidente -

también que el tono de prueba estandar tendrá el mismo valor (0dBm0) en todos los puntos de un sistema.

La fig. 2.5 ilustra el concepto de "nivel de potencia relativo" y también el de "nivel de transmisión relativo" (dBr) por medio de un ejemplo ilustrativo con valores numéricos de niveles de un sistema telefónico simplificado. El sistema consiste de dos bucles de abonado interconectados a través de dos conmutadores y un cable multicanal que contiene una repetidora. Los equipos de multiplaje y demultiplaje se encuentran al lado del conmutador. La comparación entre el nivel en dBr y la potencia de dBm, en cualquier punto, muestra que la potencia relativa es - 10 dBm0 - en todos los puntos del sistema. El significado del nivel - 10 dBm0 se entiende inmediatamente. Para estipular una potencia de - 35 dBm, no tendría significado sin que antes se especifique que ha sido medido en un punto de - 25 dBr.

Esta figura es una instalación telefónica de larga distancia y debe recordarse que, a menos que se estipule otro valor de referencia, el nivel cero corresponde a la potencia de la señal medida a la entrada de dos hilos del conmutador de larga distancia (tablero de conmutación). De este modo el nivel en las estaciones de abonado resulta algo más elevado según la pérdida de la línea de abonado o bucle de abonado. El equipo terminal suministra una ganancia de 17dB y la línea multicanal o troncal que une la terminal (multiplex) con el repetidor, tiene una pérdida de 42dB. El repetidor a su vez tiene una ganancia de 42 dB y la terminal multiplex de recepción introduce una ganancia de 23 dB, de modo que las señales pasan al conmutador a un nivel de -2dBr. En vista que la atenuación de la línea de abonado es de 6dB el nivel de recepción en la estación de abonado será de - 8dBr.

Por lo expuesto se verá que el termino nivel, es simplemente relativo. Siempre que se exprese un valor de nivel, se da por entendido que el nivel de referencia es el que corresponde al punto en que el circuito pasa a considerarse como de larga distancia.

2.4.5 Factores de conversión entre las unidades de medida de ruido Europeos y U.S.A.

Para entender mejor las relaciones que pueden establecerse entre las medidas de ruido establecidos por los estandares de la Bell Systems y el CCIR y CCITT es necesario notar que el rango de frecuencia utilizado por la Bell es de 0 a 3 KHz. mientras que el que utiliza el CCITT es de 0.3 a 3.4 KHz. En consecuencia para establecer en forma exacta los efectos cuantitativos de las curvas de ponderación es necesario efectuar una integración de la función de transmi

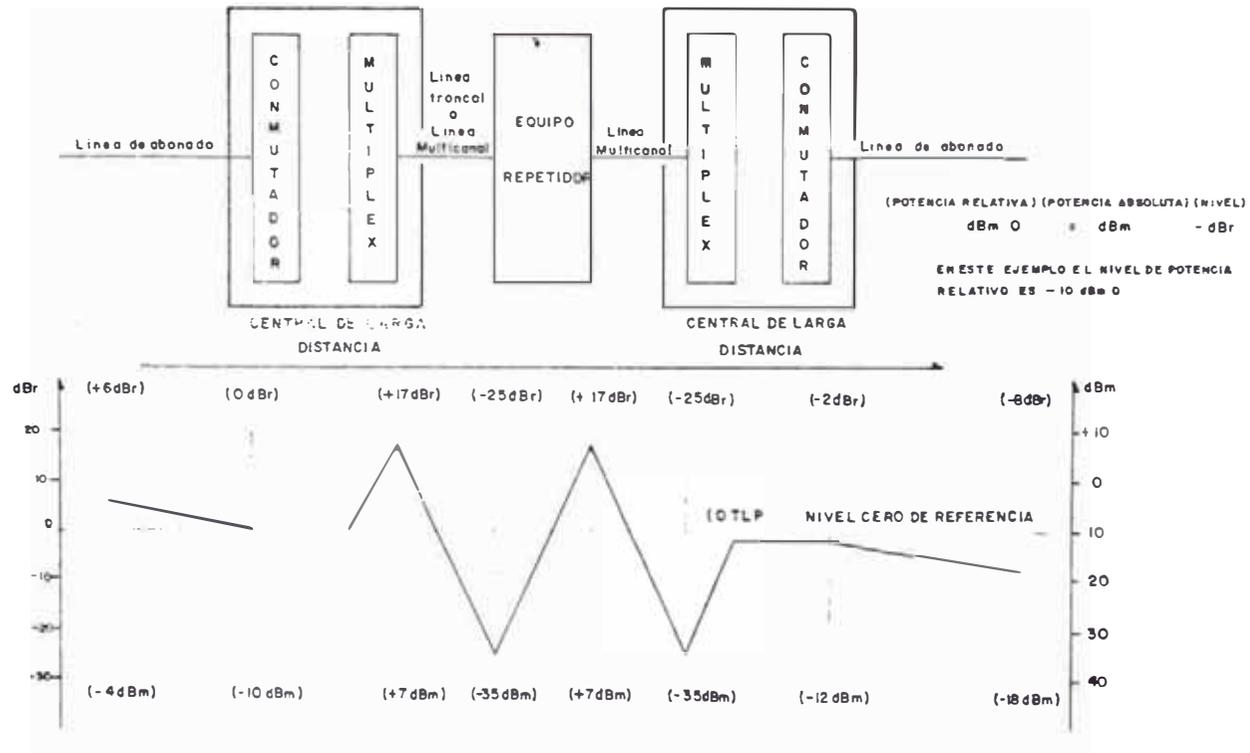


FIG. 2.5 NIVELES RELATIVOS DE TRANSMISION Y NIVELES DE POTENCIA

tancia apropiada.

Si ; $W(f)$ = Ponderación establecida por la red en dB con relación a una frecuencia (800 ó 1000 Hz)

$H(f)$ = La función de transmitancia

$P_i(f)$ = Densidad de potencia W/Hz

p_t = Potencia total de entrada

p_s = Potencia de salida después de pasar por la red de ponderación.

El efecto de la ponderación sobre el rango de frecuencias de f_1 a f_2 esta dado por:

$$X = 10 \text{ Log}(p_s/p_t) \quad (2.24)$$

siendo:

$$p_t = \int_{f_1}^{f_2} p_i(f) df$$

$$p_s = \int_{f_1}^{f_2} |H(f)|^2 p_i(f) df$$

$$|H(f)|^2 = 10^{W(f)/10}$$

La red de ponderación atenúa la potencia de ruido por XdB. Para $f_1 = 0$ y $f_2 = 3\text{KHz}$ $X = 2\text{dB}$ para un ruido $p_i(f)$ plano y una curva de ponderación C-message. Luego un ruido plano de 0 a 3 KHz con una potencia de 1 milivatio (sin potencia fuera de este rango) que pasa por la curva de ponderación C-message, da una lectura de $90 - X = 88 \text{ dBrnC}$. Resultados similares para cualquier otra ponderación y/o forma de ruido se puede obtener calculando la ecuación 2.24. De este modo, para un **ruido plano de 0 a 3 KHz** se puede establecer la ecuación:

$$10 \text{ Log}(p_w p) = \text{dBrnC} - 0.5 \quad (2.25)$$

Esta relación no es exacta para otras configuraciones de ruido u otros rangos de frecuencia. De igual forma para un ruido plano de 0.3 a 3.4 KHz se cumple la relación:

$$10 \text{ Log}(p_w p) = \text{dBrnC} - 1 \quad (2.26)$$

Si se tiene un ruido plano de banda ancha y se mide con un medidor de ruido con ponderación C-message en una

banda de 0 a 3 KHz (Western Electric 3A) el resultado indicará una atenuación de 2dB como ya se ha mencionado. Este mismo ruido medido con un psófono (0,3 a 3.4 KHz) indicará una atenuación de 2 5 dB, pero como la banda de medición es algo más ancha la potencia se incrementará en 0,14 dB. Por lo tanto, la diferencia entre estas dos mediciones será solo de 0,36 dB. Sin embargo es una práctica común no considerar esta diferencia y se usa la siguiente relación aproximada:

$$dBrnC = dBmp + 90 = 10 \text{ Log } (pWp) \quad (2.27)$$

Esta última ecuación no debe confundirse con la 2.26 y debe tenerse presente las condiciones sobre las cuales fueron establecidas. Otras relaciones útiles en la banda de 300 a 3,400 Hz y sólo para ruidos planos son las siguientes:

$$dBrnC = dBrn - 1.5 = dBm + 88.5 \quad (2.28)$$

$$dBrnC = dBa(F1A) + 6.5 \quad (2.29)$$

$$dBa(F1A) = 10 \text{ Log } (pWp) - 5.5 = dBmp + 84.5 \quad (2.30)$$

Los resultados de las unidades de ruido previamente discutidas están resumidas en la tabla 2.1b. Los datos contenidos son de particular importancia cuando se convierten de una unidad a otra, puesto que se presenta un estimado de los efectos del espectro de frecuencia comparando las 5 condiciones tabuladas. Los valores para 1 KHz y 0.8 KHz están dados para la comparación de las varias condiciones de referencia usadas. Las lecturas del ruido blanco de banda ancha son proporcionales al área total bajo la curva de ponderación y de este modo da una información significativa concerniente a la función de ponderación fuera de los límites de la medición. Datos similares para otras condiciones o ponderaciones pueden ser obtenidas por integración de las características de ponderaciones sobre la banda frecuencia requeridas.

2.5 Resumen de los Objetivos de Ruido para Circuitos Telefónicos

Con el objeto de tener una idea más clara acerca de los objetivos de ruido de los sistemas de transmisión multicanal es conveniente en forma previa, hacer algunos comentarios sobre origen de estos ruidos, su localización y su distribución en las diferentes partes constitutivas del sistema; así como también de las leyes de adición a que están sujetas.

También es necesario hacer una introducción de las re

comendaciones nacionales e internacionales de mayor uso en la actualidad, las cuales tratan de normar el funcionamiento de todos los sistemas de telecomunicaciones.

2.5.1 Tipos de Recomendaciones

La mayoría de las organizaciones telefónicas probablemente han generado estándares concernientes a los objetivos de diseño y rendimiento real de los sistemas telefónicos. La estandarización de ciertas características tales como plan de modulación, frecuencias pilotos y niveles, equipo de traslación y distribución, niveles de transmisión, etc. son esenciales para asegurar la compatibilidad dentro de las organizaciones telefónicas. La estandarización internacional es de vital importancia para los enlaces a través de las fronteras nacionales y de este modo se han diseñado sistemas de acuerdo con las recomendaciones del CCIR o CCITT para prever la incompatibilidad. Muchas organizaciones nacionales han adoptado estas recomendaciones para sus sistemas nacionales.

La Bell Telephone System, aunque tiene estándares similares al CCITT y CCIR, ha generado sus propias recomendaciones, conocidos como "Bell System Practices" (BSP). La estandarización en el Canadá se logra por medio de la "Trans Canada Guidelines" generado por la Trans Canada Engineering Committee. Las comunicaciones militares de U.S.A. están sujetas tanto a las especificaciones MIL-STD como a las recomendaciones de la "Defence Communication Agency" (DCA).

Los estándares no solamente cubren la "mecánica" de los sistemas telefónicos para asegurar la compatibilidad sino también están intensamente ligados con la calidad del servicio. Una de las más importantes áreas de la calidad, es la relación señal a ruido en el receptor telefónico. De este modo se ha producido recomendaciones que especifican los objetivos de rendimiento de ruido de sistemas telefónicos complejos. Los objetivos de ruido han sido publicados tanto para circuitos hipotéticos de características definidas en forma precisa (circuitos ficticios de referencia CFR) y para sistemas que se establecerán sobre enlaces reales.

Estos objetivos se describen separadamente en las secciones 2.5.2 y 2.5.6. Las recomendaciones del CCITT, CCIR, DCA y MIL-STD se muestran como ejemplo. Las recomendaciones para sistemas internos de las organizaciones telefónicas o naciones, como por ejemplo el BSP, no se mencionan puesto que normalmente no se publican.

2.5.2 Finalidad y Definición de un Circuito Ficticio de referencia

La definición del CCITT/CCIR del circuito ficticio -

de referencia es la siguiente;

"Se trata de un circuito ficticio de longitud definida y que se compone de un cierto número definido de terminales y equipos intermedios, siendo este número razonablemente grande pero no excesivo. Ello constituye un elemento necesario para el estudio de ciertas características de circuitos de larga distancia (el ruido por ejemplo).

Su longitud no impide que puedan utilizarse circuitos reales más largos".

Por lo tanto este CFR sirve como base para determinación de las características de transmisión de un equipo en la etapa de planificación, y para el cálculo del ruido previsto en la concepción de nuevos sistemas, así como también para poder coordinar las distintas especificaciones relativas a las partes constitutivas de los diversos sistemas de telefonía multicanal por corrientes portadoras a fin de que sus circuitos se ajusten a las recomendaciones del CCITT.

En la práctica, los circuitos reales difieren ligeramente de los circuitos de referencia y estas diferencias son admisibles a condición de que se alcancen los objetivos totales de ruido cuando los equipos del sistema previsto se reúnan para formar un circuito real que corresponda exactamente al circuito ficticio de referencia. (Recomendación G.226 del CCITT y 395-1 del CCIR).

A los diferentes tipos de sistema por corrientes portadoras corresponden varios tipos de circuitos ficticios de referencia, determinados en cierto número de recomendaciones los cuales se dan en la tabla 2.2 conjuntamente con los principales parámetros. Las figuras 2.6 y 2.7 muestran dos típicos CFR cuyos símbolos se muestran en el apéndice 1.

2.5.3 Ruido Total Admisible en Circuitos Telefónicos

El ruido total de un circuito por corriente portadora es una característica importantísima del sistema, y de termina en definitiva la calidad de transmisión. La recomendación básica pertinente del CCITT es la G. 222, válida para la mayoría de los tipos de circuitos telefónicos. Las recomendaciones correspondientes del CCIR llevan los números 353-2 y 397-2 (punto 2). Todas ellas señalan la gran importancia de la potencia psofométrica media de ruido de 10,000 pW0p que no debe rebasarse en el curso de una hora cualquiera (ruido medio horario psofométrica ponderado refe

AUTORIDAD	TIPO DE SISTEMA	RECOMENDACION	CAPACIDAD DE CANALES	LONGITUD DE RUTA	Nº DE SECCIONES DE LINEA O MA. DOL.	Nº DE REPELIDORES	Nº De Pares De Moduladores y Demoduladores para cada sentido de Tránsito					POTENCIA DE RUIDO PSICOMETRICO MEDIO HORARIO (pWdp)				
							CANAL	GRUPO	GRUPO SUPLEN	MASTER GRUPO	SUPLENMASTER GRUPO	EQUIPO MULTIPLEX	EQUIPO DE LINEA	TOTAL	EQUIVALENTE POR Km DEL EQUIPO DE LINEA	
CCIR	RELEVADORES RADIOELECTRICOS CON VISIBILIDAD DIRECTA O CASI DIRECTA	391-1 393-1	12-60	2,500 Km	6		3	6	6							
		392-1 393-1	> 60		9		3	6	9		2,500	7,500	10,000	3 pW/Km		
	RELEVADORES RADIOELECTRICOS TRANSHORIZONTE	396-1 397-2	120		6		3	6	6							
	SATELITE	352-2 353-2		2							10,000					
CCITT	6 CABLES DE PARES SIMETRICOS	G 322 G 324	VI 60 VI 60	2,500 Km	6 6		3 3	6 6	6 6					3 eW/Km		
		G 325	12+12		18		3	9		1,000	9,000	10,000	3.6 pW/Km			
		G 328-e G 332	120 2,700		9 9		3 3	6 6	9 9							
	CABLES DE PARES COAXIALES	G 323	10,800		9		1	3	3	6	9	2,500	7,500	10,000	3 pW/Km	
		G 338	960		9		3	6	9							
		G 341 G 343	300 960		REC 6.338 . PUNTO C REC 6.332, PUNTO C SEGUN EL CASO											
		G 344	1260													
		LINEAS AEREAS DE HILOS DESNUDOS	G 311		12+12		6	3	6				20,000	2,500	17,500	7 pW/Km
	VS Dept OF DEFENSE	RELEVADORES RADIOELECTRICOS CON VISIBILIDAD DIRECTA	MIL-STAN 188				200 MILLAS	6	6						150,000	470 pW/Km
							1,000 MILLAS	6	36				7,500	46,500	54,000	29 pW/Km
DCA	LINEAS AEREAS DE HILOS DESNUDOS	330-175-1	12	1,000 MILLAS NAUTICAS	-	-	-	-	-	2,500	12,300	14,800	6.6 pW/Km			
	CABLES DE PARES SIMETRICOS		12-60	-	-	-	-	-	-	2,500	4,900	7,400	2.6 pW/Km			
	VARIOS, INCLUYENDO TRANSHOR Y VISIB DIREC		-	6,000 MILLAS NAUTICAS	18	-	6	12	18	-	5,000	20,000	25,000	1.8 pW/Km		

TABLA 2.2 RESUMEN DE LOS CIRCUITOS FICTICIOS DE REFERENCIA PARA LA TELEFONIA

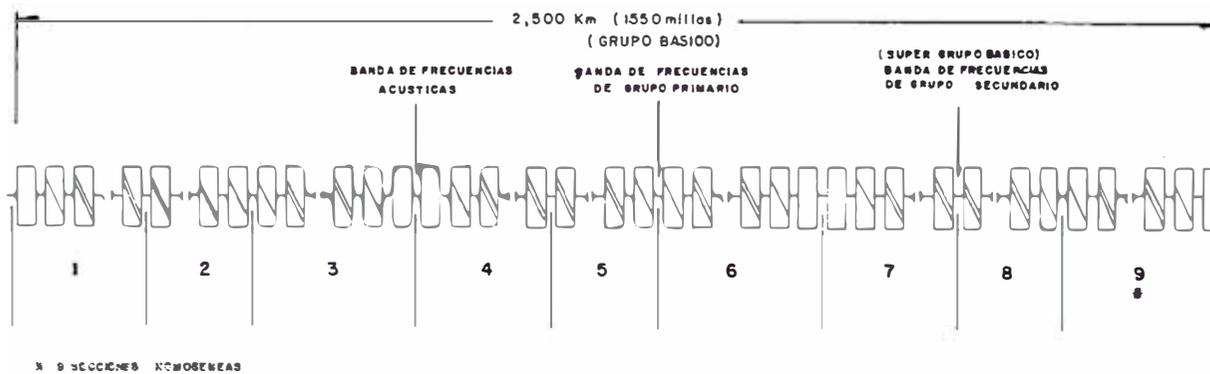


FIG. 2.6 CIRCUITO FICTICIO DE REFERENCIA PARA SISTEMAS DE REVELADORES RADIOELECTRICOS DE TELEFONIA MULTICANAL CON DISTRIBUCION DE FRECUENCIAS Y CAPACIDAD PARA MAS DE 60 CANALES TELEFONICOS POR CANAL RADIOELECTRICO

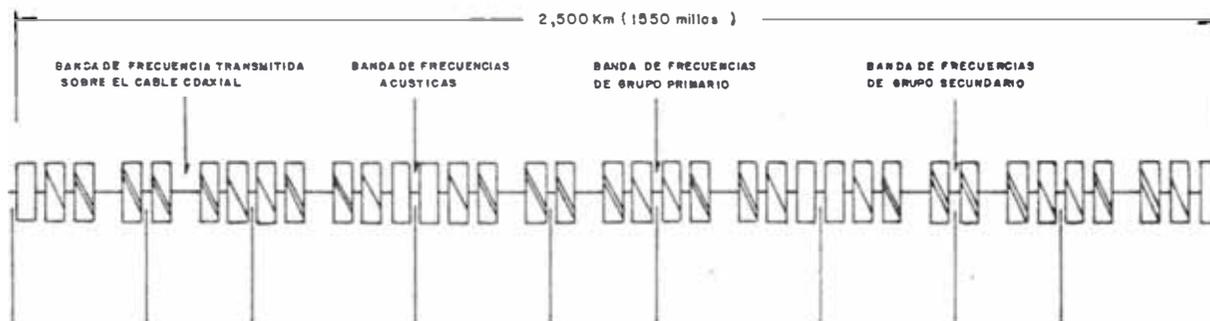
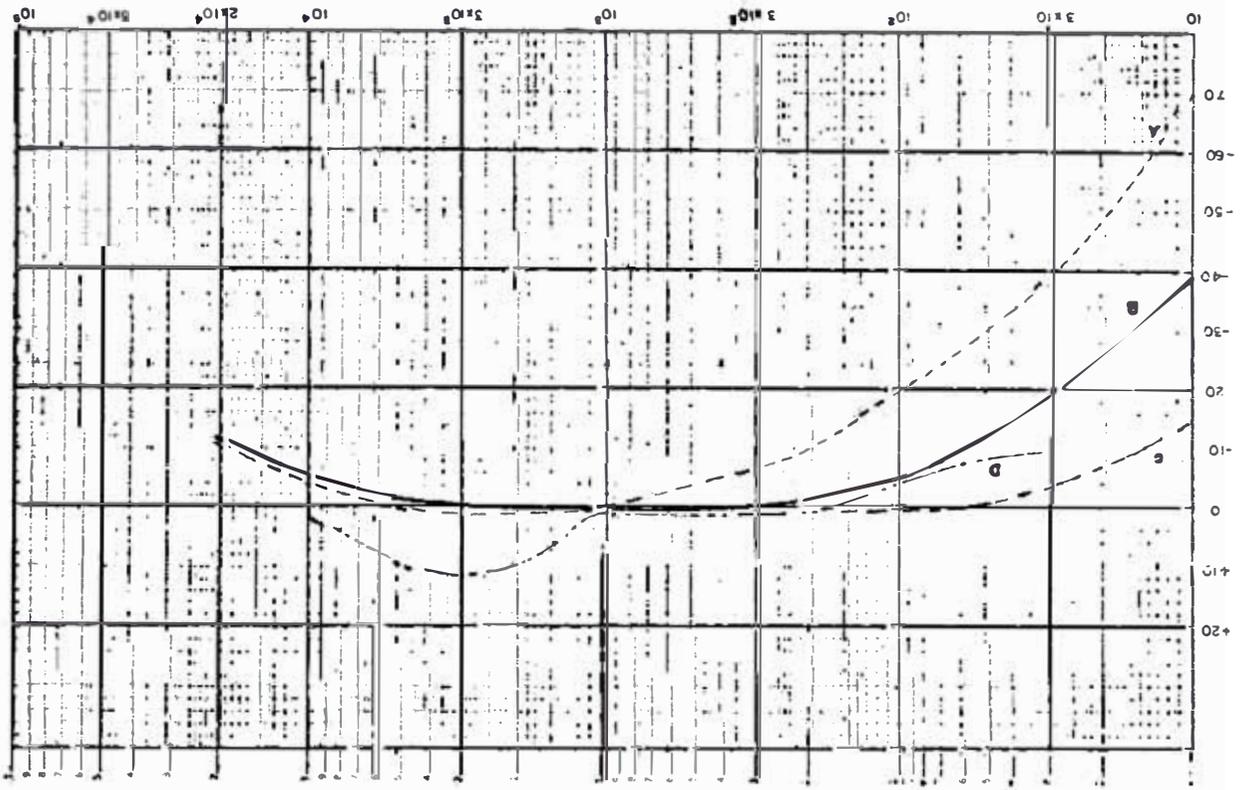


FIG. 2.7 CIRCUITO FICTICIO DE REFERENCIA PARA LA TELEFONIA POR EL SISTEMA DE 4 MHz SOBRE CABLE COAXIAL

Fig. 2.8 CURVAS DE PONDERACION A, B, C Y D



rido al punto de nivel cero), en un circuito ficticio de referencia de 2,500Km de longitud. Esto significa que este objetivo de ruido debe respetarse también durante la hora cargada (hora de mayor congestión).

La potencia del ruido admisible en el CFR es de importancia para los diseñadores de equipos y planificadores de sistema.

La potencia de ruido se mide en el lado del receptor y está referido a un punto de nivel relativo en cualquier canal telefónico de un sistema de circuitos de portadoras, debiendo tener el canal la misma composición que el circuito ficticio de referencia para ese sistema. En la práctica basta medir el ruido en una sección homogénea real, y tener en cuenta las leyes de adición de ruido y la distribución de este, entre los equipos múltiples y de línea. En lo que sigue la expresión "equipo de línea" se aplica a los sistemas de cable y los de relevadores radioeléctricos. La expresión técnica "multiplex" resume todos los procedimientos ideados hasta el presente para la utilización múltiple de los medios de transmisión, como pares de cables, los canales radioeléctricos, etc.

Una comparación de los objetivos de ruido del CCITT, CCIR y DCA en base al ruido por Km. muestra una similitud considerable. Por ejemplo:

SISTEMA	CCIR/CCITT	DCA
Líneas aéreas de hilos desnudos	7pw/Km	6.6 pw/Km
Cables de pares simétricos	3pw/Km	2.6 pw/Km
Relevadores, radioeléctricos trans horizonte y visibilidad directa	3pw/Km	1.8 pw/Km

Los objetivos del MIL-STD se muestran mucho más pobres, lo que refleja la naturaleza táctica de estos sistemas. Mientras que los sistemas DCA son mayormente fijos y de calidad comercial, el CFR de 200 millas del MIL-STD es para sistemas altamente maniobrables y algunas veces sujetos a frecuentes reubicaciones; el CFR más largo de 1,000 millas es más estable y por lo tanto reúne objetivos de ruido más elevados. El circuito de referencia de la Bell es de 4,000 millas de largo y tiene un objetivo de ruido de 38 dBa0. Esto es equivalente a 25,000 pW0p, pero incluye el ruido del equipo terminal. Esto da un resultado de 6.25 pW0p por milla o 3.9 por kilometro. El objetivo del CCIR / CCITT equivalente es de 10,000 pW0p en 2.500 Km. de lo que resulta 4 pW0p por kilometro y de este modo los objetivos europeos y de USA son casi idénticos.

2.5.4 Leyes de adición del ruido

A este nivel debe recordarse que la suma de dos ondas de tensión en fase obedece a la ley del cuadrado en lo que se refiere a la potencia total. Si existe un desfase la suma total puede ser menor que una cualquiera o cero según el caso. No obstante cuando se suman señales que están compuestas por un gran número de frecuencias sin ninguna relación definida de fase ni frecuencia, el resultado es muy próximo a la suma de las potencias de cada señal.

El ruido en los sistemas de transmisión multicanal se compone de varios tipos. Cada tipo a su vez está generalmente compuesta de muchas potencias debido a numerosas fuentes de ruido, de igual intensidad. Esto ocurre especialmente en el equipo de líneas de los sistemas de cable con numerosas repetidoras y secciones de línea metálica de longitud igual. Por esta razón en los cálculos de ruido hay que tener en cuenta la naturaleza de estos ruidos para hacer la suma correcta. Existen dos tipos o leyes de adición de ruido: La adición de potencias y la de tensiones.

2.5.4.1 Adición de Potencia de Ruido (suma lineal)

Esta ley es la más favorable, pero solo es admisible bajo ciertas condiciones las cuales se ha anotado arriba, por ejemplo el ruido errático. Pueden sumarse en potencia los siguientes tipos de ruido: ruido de fondo, ruido de intermodulación de segundo orden en la repetidoras y la mayor parte de los ruidos debido a la diafonía. De este modo se aplica la ley simple:

Potencia Total (Pt)

$$P_t = P_1 + P_2 + P_3 + \dots \quad (2.31)$$

2.5.4.2 Adición de Tensiones de Ruido (suma coherente)

Esta es una ley más desfavorable que debe aplicarse si las diferentes fuentes de ruido están unidas por una relación definida de frecuencia y de fase. Este caso se produce cuando un generador básico común genera diferentes frecuencias (generador de frecuencias portadoras, telegrafía armónica), y se producen reflexiones en los extremos de secciones repetidoras de igual longitud. Esta ley también se aplica al ruido de intermodulación de tercer orden del tipo: $f_1 + f_2 - f_3$ producido por la repetidoras. Las fórmulas utilizadas son las siguientes;

$$P_t = (\sqrt{P_1} + \sqrt{P_2} + \sqrt{P_3} + \dots)^2$$

En la práctica los valores de P_t medidos en los circuitos reales son a menudo menores que los valores calculados en base a estas fórmulas,

2.5.4.3 Ley de Adición para la Interconexión de secciones homogéneas

El circuito ficticio de referencia está compuesto de secciones homogéneas de igual longitud (fig. 2.6 y 2.7) los cuales no tienen derivación ni modulación de ningún grupo terciario, secundario primario o canal establecido en el sistema considerado con excepción de los definidos en el extremo de la sección.

La adición de tensión solo se aplicará en el interior de una sección homogénea. Sin embargo, las potencias de ruido que se producen en los extremos de secciones homogéneas, y que resultan de sumas de potencias y de sumas de tensiones, en el interior de estas mismas secciones, pueden sumarse, en principio, en potencia (recomendación G.222 punto b.4 del CCITT). Esto se debe a que en los extremos de las secciones homogéneas, tienen lugar modulaciones que modifican las posiciones relativas de los canales o de los grupos de canales. Además, algunos grupos de canales pueden terminar en el extremo de una sección homogénea e insertarse otros al principio de la sección siguiente. Esto produce una variación de la señal multiplex y por consiguiente las relaciones fase y frecuencia de ciertos ruidos desaparecen.

2.5.5 Distribución de la Potencia Total de Ruido

De acuerdo con la definición 06.06 dada en la referencia 6, el ruido total del circuito completo se llama "ruido de circuito". Este ruido se compone del ruido causado por el equipo multiplex al cual se le llama "ruido de multiplex" y el causado por el equipo de línea, llamado "Ruido de Línea". De acuerdo con la recomendación G.222, punto d, del CCITT se asigna 2,500 pWOp al equipo multiplex y los 7,500 restantes al equipo de línea de un circuito ficticio de referencia de 2,500 Km de longitud. Por lo tanto el ruido de línea admisible es de 3 pWOp/Km, el cual es un valor muy importante para la concepción del equipo de línea de nuevos sistemas.

La división básica del ruido total en ruido multiplex y de línea obedece al hecho de que los equipos están divididos físicamente (de este modo en su construcción). Esto permite poder utilizar equipos multiplex idénticos de una capacidad determinada con líneas de diferente concepción,

por ejemplo cables coaxiales, relevadores radioeléctricos , etc.

La definición de las interfases T y T' de la recomendación G.213 también refleja esta división entre equipos multiplex y de línea.

2.5.5.1 Composición del Ruido Multiplex y de línea

Existen muchas fuentes de ruido en los sistemas de telecomunicaciones. Una de ellas que siempre está presente en cada elemento es la que se debe a la naturaleza cuántica de la materia y su íntima relación con la temperatura. Se sabe la relación directa que existe entre la temperatura y la energía de los electrones y demás partículas; esto se traduce en una mayor agitación dando lugar a la generación de tensiones y potencias electromagnéticas directamente proporcional a la temperatura. Este efecto también ocasiona una irradiación dado que cualquier partícula cargada sometida a una aceleración emite una onda eléctrica, la cual contribuye a la formación de potencias eléctricas naturales que se combinan con las señales a transmitirse.

Estas potencias eléctricas que se originan como consecuencia directa de la agitación térmica o radiación de los cuerpos se les conoce como "ruido de resistencia", "ruido térmico", "ruido johnson", "ruido blanco" y también como "ruido errático". El término "ruido blanco" se relaciona al hecho de que la luz blanca tiene una distribución uniforme de energía a través del espectro visible. En forma similar el ruido térmico está uniformemente distribuido en todo el espectro útil de la telecomunicaciones. Esta distribución uniforme se debe a la gran variedad de fuentes de ruido y al extremadamente amplio rango de los niveles de energía de los electrones y moléculas que en efecto generan el ruido.

Tanto el ruido multiplex con el de línea, se compone en principios de tres tipos de ruido:

- Ruido Térmico.- Como se explicó este ruido está siempre presente y sus niveles independiente de la carga. De acuerdo a como varía este ruido se le puede clasificar en:
 - Ruido generado en la antena y los circuitos de radiofrecuencia del receptor. Este ruido en los sistemas de modulación angular varía en relación inversa con la intensidad del nivel de RF en la entrada del receptor y por lo tanto es afectado por el desvanecimiento. En los sistemas coaxiales no existe

este ruido, se le conoce como "ruido de agitación térmica del receptor"

- Ruido generado en los circuitos electrónicos - del transmisor y ciertas porciones del receptor. A este ruido se le conoce como "ruido de fondo", "ruido intrínseco", o ruido propio del sistema y no es afectado por nivel de entrada de RF.
- Ruido de Intermodulación.- Causado por las características no lineales de las válvulas, transistores, moduladores, transformadores, bobinas, etc., o por distorsión en el tiempo de propagación de grupo en el caso de la modulación de frecuencia. Estadísticamente es semejante al ruido térmico y es dependiente de la carga del sistema.
- Ruido de Diafonía.- Causado por la diafonía entre líneas metálicas o canales radioeléctricos diferentes y entre órganos diferentes (por ejemplo: repetidores) de una misma estación y por fuentes extremas de ruido (perturbaciones atmosféricas, estaciones de radiodifusión, red de distribución de energía, etc.). Es despreciables en los sistemas de pares coaxiales por lo que no se le considera en los cálculos.

La Tabla 2.4 ilustra la composición de la potencia total de ruido en el circuito ficticio de referencia. Para no imponer restricciones en la concepción de los equipos, ni el CCITT ni el CCIR han especificado como ha de distribuirse el ruido de multiplex (2,500 pWOp) y el ruido de línea (7,500 pWOp) admisible, entre los tres tipos de ruido citado. Sin embargo, en la recomendación G.222 punto d, del CCITT, se indica una distribución del ruido multiplex entre los diferentes equipos de modulación a título de orientación para la preparación de proyectos.

2.5.6 El ruido permisible de circuitos que se establezcan por enlaces reales

El término "circuito" se refiere a un circuito como el definido en el número 02.06 de la referencia 6.

Donde la composición de un sistema no es muy diferente del CFR se espera que se cumpla los niveles de ruido medio horario del CFR, en proporción a la longitud real del sistema. Si el circuito real difiere sustancialmente del

CFR, no cabe esperar que el equipamiento puede satisfacer - las mismas normas de calidad de funcionamiento que cuando se le emplea para conformar el CFR o de una sección homogénea. En consecuencia fue necesario indicar como objetivos, nuevos valores de ruido medio horario admisible que puedan servir de guía para la planificación de enlaces que formen parte de circuitos internacionales.

Además del ruido medio horario, el sistema debe cumplir también otros objetivos de ruido. Estos objetivos se dan usualmente en la forma de máximo porcentaje de un mes durante el cual ciertos niveles altos de ruido se pueden permitir.

Un resumen de los objetivos de ruido especificado por el CCITT y CCIR se muestra en la tabla 2.3 en la cual - también figuran las recomendaciones por números.

2.5.7 Objetivos de ruido para equipos de modulación y demodulación

En las tablas 2.3 y 2.4 figuran los ruidos medios horarios del equipo multiplex (equipo terminal). Tanto el CCITT como DCA han distribuido este ruido según los niveles de modulación y demodulación. Esto se muestra en lo que sigue.

Nivel del par Modulador/Demodulador	CCITT Ruido por par	DCA Ruido por par
CANAL	200 - 400 pW	345 pW
GRUPO (grupo primario)	60 - 100 pW	70 pW
SUPERGRUPO (grupo secundario)	60 - 100 pW	60 pW
MASTERGRUPO (grupo terciario)	40 - 60 pW	
SUPER MASTERGRUPO (grupo cuaternario)	40 - 60 pW	
CONJUNTO DE 15 SUPERGRUPOS (agregado de base de 15 grupos secundarios)	40 - 60 pW	

La mayor parte del ruido está concentrado en los niveles inferiores de modulación, debido a que son los más numerosos en una red. Sin embargo, esto permite que sus costos de fabricación sean más bajos.

Capítulo III El Tráfico Multicanal Real y la Técnica de Carga de Ruido Blanco.

Introducción.

En este capítulo se hace un estudio de la naturaleza estadística de la señal que resulta al combinar un gran número de señales telefónicas individuales.

El conocimiento de esta señal compleja y de las leyes a que está sujeta, han conducido a mostrar una estrecha similitud con una señal de espectro uniforme de origen térmico - Ruido Blanco -, lo cual ha permitido que la señal real pueda ser reemplazada por un "ruido" de espectro uniforme, tal como se genera en las terminales de una resistencia por la agitación térmica.

La justificación de que la señal multicanal puede ser simulada convenientemente por un ruido blanco queda establecida en este capítulo.

		CATEGORIA	CLASE	FUENTE O CAUSA PRINCIPAL	ESPECTRO EN LA BANDA BASE (PARA RELEVADORES RADIOELECTR)			
			TERMICO	RUIDO TERMICO RESISTIVO RUIDO DE GRANALLA	AMPLIFICADORES Y EQUIPOS DEMODULACION, OSCILADORES		CASI PLANO	
<p>RUIDO DE CIRCUITO 10,000 pWop</p> <p>1) ATRIBUIDO AL EQUIPO DE LINEA DE CONFORMIDAD CON LAS RECOMENDACIONES 391; 392 (p-p) DEL CCIR</p> <p>2) DISTORSION POR ECHO ES TRATADO COMO UNA CLASE DE DIAFONIA A CAUSA DE QUE ELLO PRODUCE LA MISMA CLASE DE RUIDO COMO LA DIAFONIA CUANDO EL TIEMPO DE RETARDO ES SUFICIENTEMENTE LARGO.</p> <p>3) DISTORSION DE PROPAGACION ES EN REALIDAD UNA INTERMODULACION PERO SE INCLUYE EN LA DIAFONIA POR CONVENIENCIA</p>	RUIDO DE MULTIPLEX 2,500 pWop	INTERMODULACION	ARMONICAS, PRODUCTOS DE INTERMODULACION	EQUIPO DE MODULACION Y AMPLIFICACION TRANSFORMADORES, BOBINAS ETC				
		DIAFONIA	INTERFERENCIA	SELECTIVIDAD LIMITADA DE LAS REDES DIAFONIA ENTRE EQUIPOS DIFERENTES FUENTES EXTERNAS (ATMOSFERICAS ETC)				
	<p>RUIDO DE LINEA 7,500 pWop 0.3 pWop/Km.</p>	TERMICO		RUIDO TERMICO RESISTIVO RUIDO DE GRANALLA	MODULADOR (I), TRANSMISOR DEMODULADOR (II)	CASI PLANO		
				RUIDO TERMICO DEL RECEPTOR	RECEPTOR, MEZCLADOR Y IFA (FM)	TRIANGULAR		
				RUIDO TERMICO RESISTIVO RUIDO DE GRANALLA	OSCILADOR LOCAL DEL RECEPTOR OSCILADOR LOCAL DEL TRANSMISOR	CASI TRIANGULAR (DEPENDE DEL FILTRO EN EL OSCILADOR LOCAL)		
		INTERMODULACION		DISTORSION DE RETARDO FM - FM	TRANSMISOR, PREACENTUACION RECEPTOR FILTRO DE DERIVACION		CASI TRIANGULAR	
				DISTORSION NO LINEAL	MODULADOR DEMODULADOR		CASI PLANO	
				DISTORSION DE AMPLITUD EN FM	TRANSMISOR, PREACENTUACION RECEPTOR FILTRO DE DERIVACION		MUY CERCA DEL CUADRADO DEL TRIANGULAR	
				CONVERSION AM - PM	TWT LIMITADOR		DEPENDE DE LA CARACTERISTICA DE AMPLITUD Y RETARDO	
				ARMONICAS, PRODUCTO DE INTERMODULACION	CARGA DEL SISTEMA COEFICIENTE DE DISTORSION ARMONICA, NIVEL DE SATURACION, BOBINAS, TRANSFORMADORES ETC.			
			DIAFONIA		DISTORSION POR ECHO LARGO	ANTENA, ALIMENTADOR, FILTROS DE DERIVACION (2)		CASI PLANO
					SOBRE - ALCANCE	TRAYECTORIA DE PROPAGACION		
		CO - CANAL		ACOPLAMIENTO DE ANTENA	FRONT / BACK FRONT / SIDE		CASI PLANO	
		DISTORSION DE PROPAGACION CANAL ADYACENTE		TRAYECTORIA DE PROPAGACION (3) FUGA A TRAVES DE LOS FILTROS			CASI TRIANGULAR	
	CANAL DIFERENTE	ACOPLAMIENTO DE ANTENA		BACK / BACK SIDE / SIDE		DEPENDE DE LA DIFERENCIA DE LAS FRECUENCIAS PORTADORAS		
			FUENTES EXTERNAS ATMOSFERICOS, RUIDOS DE REC, ESTACIONES DE RADIO DIFUSION ETC.					

TABLA 2.4 DISTRIBUCION BASICA DE LA POTENCIA TOTAL DEL RUIDO DE UN CIRCUITO FICTICIO DE REFERENCIA Y COMPOSICION DEL RUIDO DEL CIRCUITO.

TABLA 2.3

RESUMEN DE LOS OBJETIVOS DE RUIDO ESPECIFICADOS POR EL CCITT Y CCIR PARA LOS CIRCUITOS TELEFONICOS

Tipos de sistemas		Objetivos generales						Objetivos especiales								
		En cable ^a o radioenlace		Enlace por satélite de un solo salto	En cable submarino ^a	Todos los sistemas		En las redes nacionales	Radioenlaces				Radio enlaces transhorizontales en condiciones especiales	Líneas aéreas de línea de estado		
Circuitos telefónicos considerados ^b		Circuitos nacionales de prolongación a cuatro hilos y circuitos internacionales de 250 a 2500 km	Circuitos ^c de 2500 a unos 25 000 km	Circuitos de 7500 a unos 15 000 km	Circuitos de 2500 a unos 25 000 km	Cadena de 6 circuitos internacionales			Ruido debido al sistema transmisor nacional	Enlaces reales que no difieren mucho del CI R 280 < L < 2500 km	Constitución de enlaces reales muy diferentes del C.I.R.				Enlaces de circuitos como máximo en una configuración manual	2500 km como máximo
Recomendaciones del CCITT		G.152 G.212 ^d G.222 G.226	G.153		G.153	G.143	G.143	50 < L < 280 km			280 < L < 840 km	840 < L < 1670 km	1670 < L < 2500 km	G.123		
Recomendaciones del CCIR		391, 392, 393-2, 395-1, 396-1, 397-2		352-2, 353-2										395-1, 392		
Circuito ficticio de referencia (CFR) o circuito típico considerado		CFR de 2500 km ^e o circuito real análogo	Circuito de 7500 km ^e	CFR elemental de 7500 km por lo menos		Cadena de unos 25 000 km	Cadena de más de 25 000 km	L, longitud total en km de los sistemas de larga distancia MDL de la cadena nacional					CFR de 2500 km ^e	CFR de 2500 km ^e	Circuitos de 25 000 km ^e	
Objetivos recomendados Potencia sotofónica	Media horaria	Potencia total	10 000 pW			50 000 pW			(4000 + 4 L) pW						20 000 pW ^f	50 000 pW ^f
		Equipos terminales	2500 pW			Unos 7000 a 9000 pW									2500 pW	
		Línea	7500 pW, esto es 3 pW/km	15 000 pW ^f 2 pW/km o mejor ^g	10 000 pW ^f	1 pW/km ^g	1,5 pW/km aproximadamente	1 pW/km para cada sección de longitud superior a 2500 km	3 L pW	(3 L + 200) pW	(3 L + 400) pW	(3 L + 600) pW			17 500 pW	
	En un minuto rebasada durante el 20% de un mes	Línea	7500 pW		10 000 pW ^f			3 L pW	(3 L + 200) pW	(3 L + 400) pW	(3 L + 600) pW	25 000 pW				
	% de un mes durante el cual puede rebasarse la potencia sotofónica en un minuto debida a la línea indicada	Línea	47 500 pW 50 000 pW 63 000 pW	0,1	0,3 ^f	0,3 ^f		$\frac{L}{2500} \times 0,1$	$\frac{280}{2500} \times 0,1$	$\frac{L}{2500} \times 0,1$	$\frac{L}{2500} \times 0,1$	$\frac{L}{2500} \times 0,1$	0,5			
Potencia no dependiente	% del mes durante el cual se puede rebasar 10 ⁶ pW (5 ms)		0,01	0,03 ^f	0,03 ^f							0,05				

^a Para estos sistemas, basta con verificar si se alcanza el objetivo para la media horaria.
^b Los objetivos especiales para la telegrafía se indican en las Recomendaciones G.143, G.153, G.222 y G.442. Los objetivos para la transmisión de datos se indican en las Recomendaciones G.143 y G.153.
^c Véase la Recomendación G.222, punto c), para los países de gran extensión.
^d Véase en esta Recomendación el detalle de los circuitos ficticios de referencia que hay que considerar.
^e Los objetivos para el ruido de línea, en la misma columna, son proporcionales a la longitud para longitudes menores.
^f Con carácter provisional.
^g Objetivo 3 pW/km para los peores circuitos; si un circuito real rebasa 40 000 pW, hay que dotarlo de un compresor (compresor-expansor).
^h Guía para la planificación.
ⁱ Salvo condiciones climáticas muy desfavorables.
Observación general. - Todos los valores citados en este cuadro se refieren al punto de nivel relativo cero de un circuito telefónico establecido en el sistema considerado (del primer circuito, para la cadena). Además (G.123), la 1 m sotofónica de los ruidos inducidos por líneas eléctricas no debe rebasar 1 mV en los terminales "líneas" del aparato de abonado. La potencia sotofónica para cuatro hilos: < 200 pW. Límites de la potencia no dependiente.

EL TRAFICO MULTICANAL REAL Y LA TECNICA DE CARGA DE RUIDO BLANCO

3.1 Estructura Estadística de la Señal Multicanal

Las amplitudes instantáneas de la señal multicanal que resulta de la combinación de varias conversaciones telefónicas, puede ser considerado como la suma de dos tipos de variaciones : a) una variación lenta, de largo plazo, debido a la variación del número de canales activos y del volumen (potencia) de los canales.

b) Una más rápida variación de amplitud, de corto plazo , debido a la estructura de la palabra.

Mientras esta presente, la forma de onda de la señal eléctrica de la palabra en cada canal, está caracterizada - por una potencia media de largo plazo que depende del locutor y por una potencia media de corto plazo la cual fluctúa durante cada expresión a la razón silábica. La forma de onda de voltaje de la conversación para un locutor dado, mientras está activo, está distribuido instantaneamente alrededor de cero, con un valor rms proporcional a la potencia media de la voz de aquel locutor. Como resultado de esta variación, dentro de la hora de congestión, la potencia rms multicanal varía lentamente; mientras que los niveles picos instantáneos se obtienen sumando al nivel de potencia rms las variaciones de amplitud instantáneas de corto plazo.

La capacidad necesaria de los amplificadores de banda ancha de los sistemas portadores para tratar potencias pico, está basado tradicionalmente en el método de Holbrook y Dixon. Aún cuando el método es todavía aplicable, muchos de los datos básicos serán actualizados para cubrir los tipos más nuevos de micrófonos telefónicos.

3.2 Distribución del Número de Canales Activos

La carga total de un sistema multicanal depende de la carga instantánea de los canales activos. Un canal ocupado no contribuye a la carga del sistema multicanal a no ser - que esté activo. Un canal es considerado activo cuando está transportando potencia de la señal eléctrica de la palabra y también durante las pausas cortas que ocurren entre palabras y sílabas de una oración conectadas ordinariamente. Un canal es considerado ocupado cuando no está disponible para que el operador complete una nueva llamada. El tiempo de ocupado, de ningún modo es todo tiempo activo; un ca

nal ocupado es inactivo durante mucho tiempo en que la conexión está siendo completada, durante pausas en la conversación y durante el tiempo en que el otro locutor está hablando.

Pongamos que τ_L denote la probabilidad de que un canal dado esté activo en un instante dado de tiempo durante la hora de mayor congestión. Si se tiene N canales en el sistema, el número de canales activos en forma simultánea varía desde cero a N . Siendo los canales independientes, la probabilidad de que exactamente n canales (diferente de N) estén activos en cualquier instante de tiempo está dado por la distribución binomial.

$$p_N(n) = \frac{N!}{n! (N-n)!} \tau_L^n (1 - \tau_L)^{N-n} \quad (3.1)$$

Mediciones hechas en los circuitos de gran capacidad, indican que la fracción de tiempo, en la hora más congestionada, en que un canal puede estar activo no es mayor de 0.25 (τ_L también indica esta fracción de tiempo).

El valor medio de n es, (ver apéndice 2)

$$n = \tau_L N \quad (3.2)$$

y la desviación estandar

$$\sigma_n = \sqrt{\tau_L (1 - \tau_L) N} \quad (3.3)$$

Calculando los valores de $p_N(n)$ con una actividad $\tau_L = 0.25$ y sumando estas en orden desde $n=0$ hasta un valor n para el cual la suma sea 0.99 este valor de n puede ser determinado sin mayor dificultad. Un diagrama que muestra el número n , de canales activos que es superado durante el 1% de la hora de mayor congestión, es mostrado en la figura 3.1 conjuntamente con el valor máximo y promedio de n como una función del número total N de canales del sistema. Note que la línea inferior es la asíntota para N suficientemente grande mientras que la línea superior representa la condición donde todos los canales son activos simultáneamente ($n=N$). También se muestra la curva para el 0.1% y 0.01% del tiempo.

3.2.1 Características de la Señal de Voz en un Canal Telefónico

Aunque usualmente irrealístico, es instructivo considerar primero las características de locutores a un volumen constante. Un locutor de volumen constante es el que produ

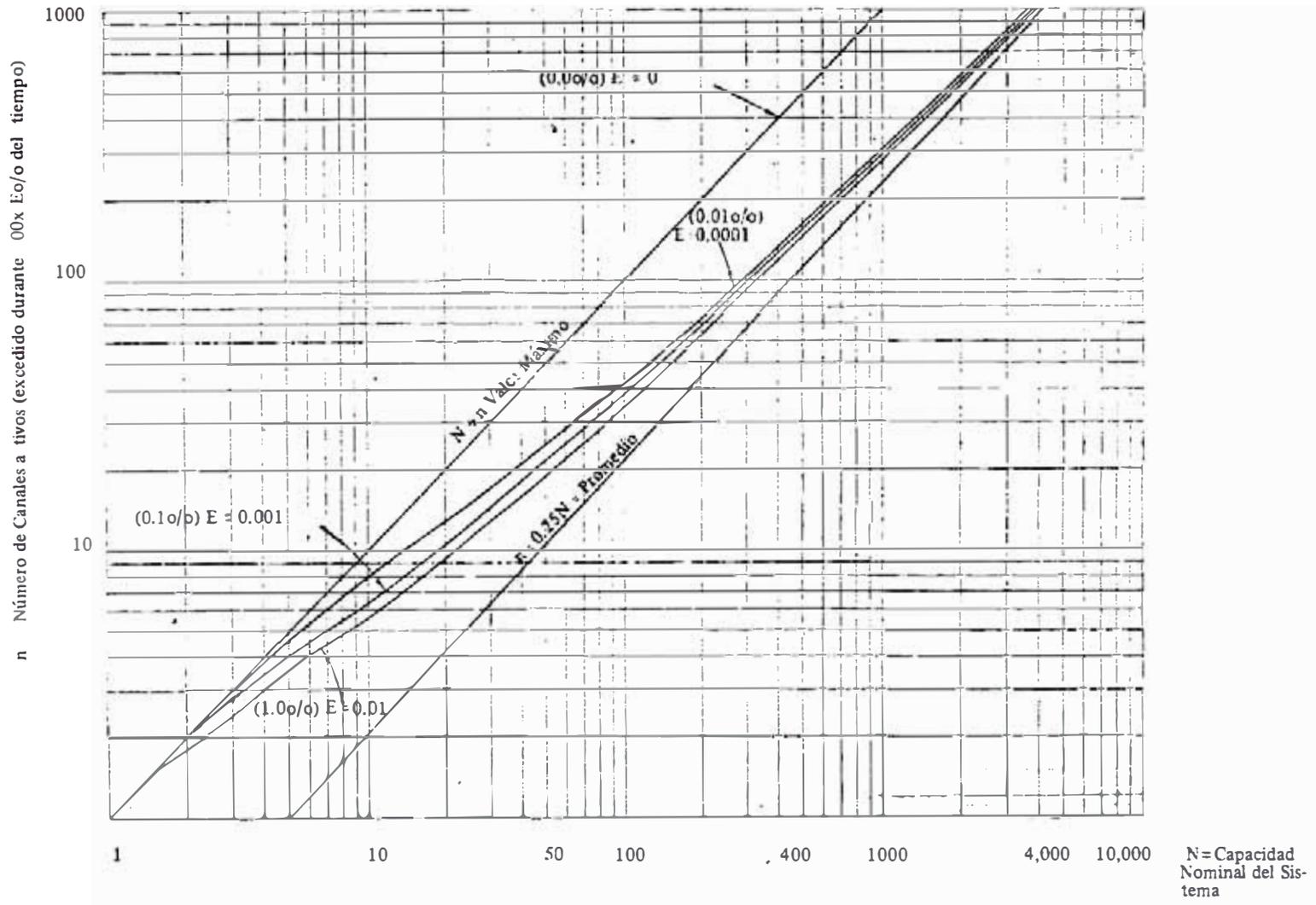


Fig. 3.1 NUMERO DE CANALES ACTIVOS EN FUNCION DE LA CAPACIDAD DE CANALES DEL SISTEMA PARA UN FACTOR DE ACTIVIDAD DE UN CANAL TELEFONICO = 0.25

ce una señal de voz fluctuante en amplitud a una razón silábica pero produciendo una lectura, en el medidor de vu, que es constante con el tiempo. Esta condición se consigue usualmente solo bajo condiciones especiales de control.

Asumamos también que el canal telefónico está transportando una señal de voz en forma continua tal como lo haría por ejemplo el narrador de radio que está dando una descripción de un match boxístico. Si colocamos un medidor de vu en la línea (en el punto de nivel cero relativo) indicaría un volumen único, Voc, para este locutor. Si un medidor de potencia de lectura muy lenta (fuertemente amortiguado) fuese puesto en este mismo punto, indicaría una potencia promedio que está siendo entregada a la carga. Se ha determinado empíricamente que para locutores típicos de volumen, Voc, la potencia promedio en dBm es 1.4 dB menos que la lectura del medidor de vu.

$$Poc = Voc - 1.4 \quad \text{dBm0} \quad (3-a)$$

La potencia Poc se le denomina comúnmente como el promedio de potencia de largo plazo de un locutor. Largo plazo significa en este caso que el promedio ha sido ejecutado durante 10 segundos o más sobre una señal de voz continua, incluyendo este proceso los intervalos de tiempo ocupado por las pausas naturales, tales como las interpalabras o las intersílabas, pero no incluye las pausas largas típicamente asociadas con el ordenamiento de una reflexión o en la espera por una respuesta.

Los picos de potencia instantánea de este locutor de volumen Voc pueden ser medidos con el uso de un voltímetro de lectura de picos. Ha sido observado que para locutores típicos los picos instantáneos de potencias pueden llegar hasta -- 18.6 dB por encima de la potencia promedio dado por la ecuación 3-a.

La señal eléctrica de la voz es, frecuentemente, caracterizado por una señal de audio frecuencia la cual tiene una envolvente de baja frecuencia. No obstante, dado que la forma de onda de la voz se acerca a cero para una porción del tiempo, también se le caracteriza por una serie de "ráfagas de palabras" separados por espacios vacíos. La proporción del tiempo ocupado por estas ráfagas se le conoce como "actividad", τ . La actividad está definido en forma más precisa como la -- fracción de tiempo en que las amplitudes de la señal de voz -- rectificadas sobrepasan cierto nivel de umbral. De este modo -- la actividad depende del valor del nivel del umbral, no obstante, esta dependencia es relativamente despreciable 20 dB por debajo del promedio de potencia. Bajo estas condiciones de -- actividad, τ , de un locutor continuo varía entre 0.65 a 0.75. Si observamos que Voc es la potencia promedio correspondiente solo a las ráfagas de palabras aproximadamente. -- en dBm, esto nos conduce a una forma alter --

nativa de convertir los volúmenes en vu a potencia promedio en dBm haciendo uso del factor de actividad.

$$P_{oc} = V_{oc} + 10 \log \tau_c \quad (3-b)$$

Es el factor de actividad de un locutor a tiempo completo (que está hablando en forma continuada) e incluye todas las pausas y espacios de tiempo de la conversación.

Para $\tau = 0.725$ esta ecuación se reduce a la ecuación 3-a.

En una conversación típica telefónica, no hablan en forma continua, como hasta ahora se ha supuesto, si no que gastan igual tiempo hablando que escuchando en el promedio de casos. Este efecto de hablar y escuchar reduce la actividad de la señal telefónica por un factor $\tau_s \approx 0.5$. De este modo se espera que la potencia de un locutor sea la mitad de lo que es para un locutor continuo en un canal ocupado.

Un sistema de N canales no puede tener nunca la totalidad de los canales ocupados aun en la hora de mayor congestión. Si se quisiera mantener los N canales ocupados sería necesario que una llamada se inicie inmediatamente después que se desocupe el canal. Siendo las llamadas de llegada y de salida de naturaleza aleatoria difícilmente se cumplirá esta condición y siempre habrá un periodo de espera innecesaria donde el canal queda desocupado. En suma cada nueva llamada tiene un periodo de baja actividad al principio cuando la conexión está siendo establecida. Este efecto es caracterizado por el factor de eficiencia de la troncal, τ_e , el cual para circuitos domésticos usualmente se le asume el valor de 0.70. Para circuitos internacionales donde el costo de las llamadas es considerablemente más alto y donde la operadora puede retener algunas llamadas hasta que un canal llegue a ser disponible el factor de eficiencia de la troncal es algo más alto y está comprendido entre 0.85 a 0.90.

Existen otros factores que tienden a disminuir la potencia promedio pero de menor importancia, tales como el caso en que ninguno de los interlocutores hablan esperando por una respuesta o pensando que decir, o cuando los dos interlocutores hablan al mismo tiempo, el cual compensa el efecto anterior. Estos dos factores son ignorados por que no se cuenta con datos exactos.

Todos los efectos anteriores se combinan en el factor de actividad de carga telefónica, τ_c , definido como la razón de la potencia promedio de un locutor común a la potencia promedio de un locutor continuo. Para circuitos domésticos el factor de actividad de carga telefónica es;

$$\tau_L = \tau_s \cdot \tau_e = 0.5 \times 0.7 = 0.35$$

Si se toman en cuenta los otros factores ignorados, un valor menor de 0,25 puede ser justificado para τ_L . Este valor ha sido tradicionalmente usado en el diseño de sistemas de telefonía y ha sido adoptado por el CCITT. Note que τ_L es completamente diferente del factor de actividad total τ , que está dado por $\tau_c \cdot \tau_s \cdot \tau_e$. La diferencia es a causa del uso del locutor continuo como referencia. No obstante - la actividad total y la actividad de carga telefónica no han sido distinguidos en el pasado en la suposición que el locutor continuo es 100% activo, $\tau_c = 1$.

Luego la ecuación 3-a queda modificada en la siguiente relación:

$$Poc' = Voc - 1,4 + 10 \text{ Log } (\tau_L) \text{ dbn0} \quad (3-c)$$

donde;

Poc' = Potencia promedio de un locutor común

Voc = Volumen de un locutor continuo

$Voc-1,4$ = Potencia promedio de un locutor continuo

3.3 Distribución de Voltaje de la Conversación

Siendo la amplitud instantáneas de la señal multicanal una consecuencia de las amplitudes instantáneas de las conversaciones telefónicas, un conocimiento completo de la variación de la carga aplicada a un canal es necesario para evaluar la estructura de la señal multicanal.

3.3.1 Distribución de Voltaje de la Conversación de un Oidor dado

La forma de onda del voltaje de la conversación de una persona dada, mientras se encuentre activa, tiene una función de densidad de probabilidad considerablemente diferente de la gaussiana Fig. 3.2. Una buena concordancia, sobre cierto límite, se obtiene por el uso de una distribución gamma. Dado que esta función es aplicable solamente en el rango positivo, los valores positivos y negativos de voltaje deben ser tratados separadamente. Asumiendo una distribución simétrica alrededor de cero, los valores positivos están representados por la función:

$$p(x) = \frac{K(Kx)^{\lambda-1}}{2\gamma(\lambda)} \cdot e^{-Kx}$$

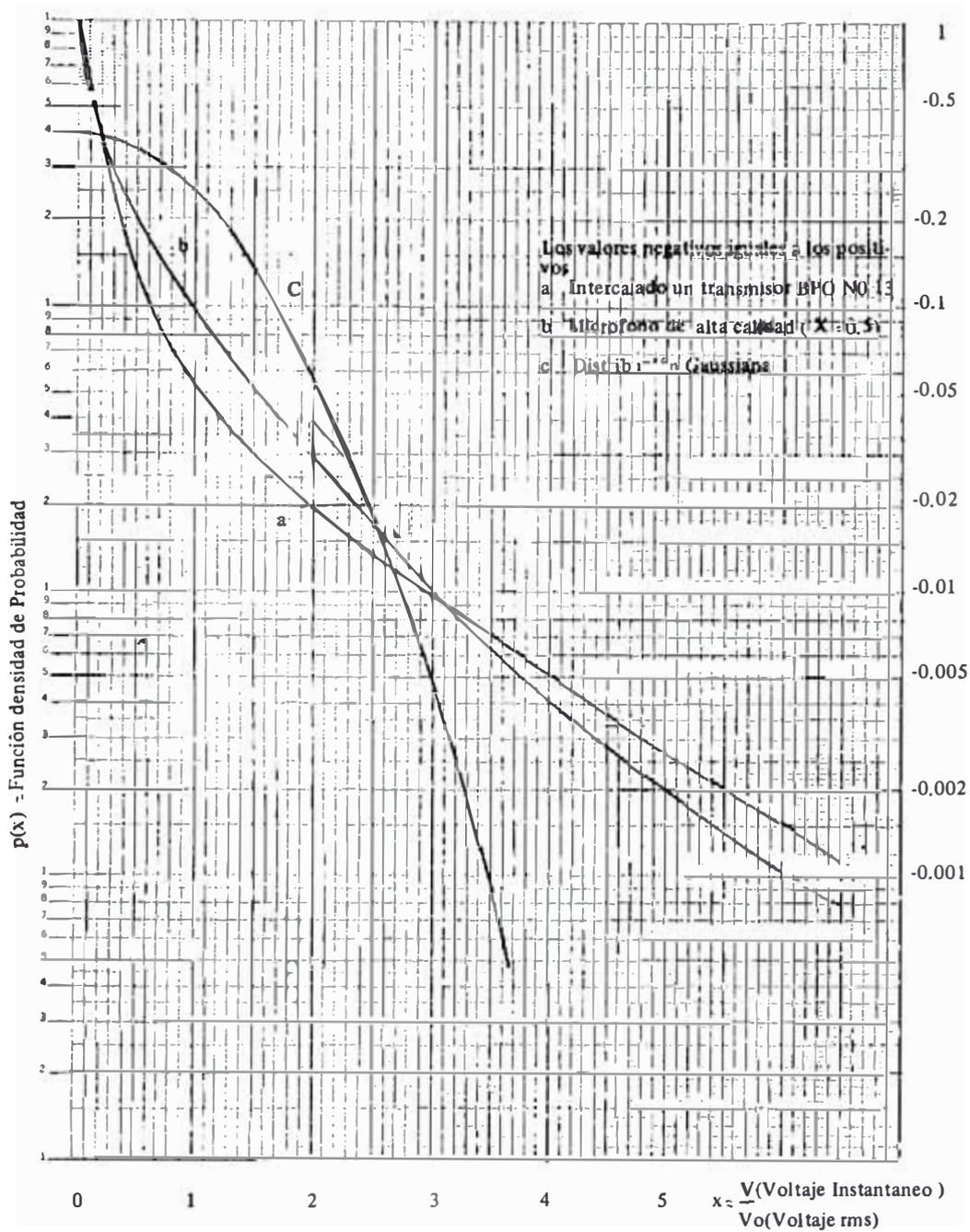


Fig. 3.2 FUNCIONES DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD PARA LOS VOLTAJES INSTANTANEOS DE LA SEÑAL VOCAL (DE D.L. RICHARDS PROC. IEE)

donde λ es un parámetro y $K = \sqrt{\lambda(\lambda + 1)}$. Si $x = v/v_0$ donde v es el voltaje instantáneo y v_0 es el valor rms de v , luego el valor rms de x es igual a 1 y también $\int_0^{\infty} p(x)dx = 1/2$. Para $\lambda = 1$ la función de densidad de probabilidad se reduce a una distribución exponencial. Para $\lambda = 0.5$ da una buena aproximación para la distribución de una señal de voz de alta calidad dada por la fig. 3.2.

La señal dada por el micrófono de carbón requerirá un valor algo más pequeño del parámetro λ . La curva de distribución acumulativa, esto es, la probabilidad de que el voltaje instantáneo sea igual o mayor que un valor dado se muestra en la fig. 3.3 para $n = 1$.

3.3.2 Distribución del voltaje instantáneo multicanal

La distribución del voltaje de una señal multicanal o la carga que se aplica a un amplificador multicanal depende de :

- a) Número de canales activos
- b) Promedio del volumen de cada locutor tomado sobre el número de canales activos
- c) La presencia de señales pilotos necesarios para sincronizar el equipamiento multiplex.
- d) Todos de llamada (ringing) de alto nivel, usados para iniciar una comunicación.

Para facilitar el análisis discutiremos por separado las diferentes variables que intervienen en el problema de la capacidad de carga multicanal. Empezamos tomando un caso que casi nunca se presenta, pero es simple, y se presta para definir fácilmente las diferentes variables que entran en el problema de la capacidad de carga multicanal. Este caso es en el cual la potencia media o volumen es igual en todos los canales y el número de canales activos se mantiene constante en todo momento. En este caso, la curva de distribución es igual para todos los canales, pero el voltaje de cada uno de ellos es enteramente descorrelacionado.

- a) Esperanza de Sobrecarga.- Dado que la señal multicanal es la suma de los voltajes correspondientes a cada canal activo en forma descorrelacionada, existen algunos momentos en que el nivel sobrepasa un cierto punto donde los productos de intermodulación crecen rápidamente de tal forma que la salida del amplificador llega a ser inservible para fines de comunicaciones. A este punto

se le conoce como punto de sobrecarga. De este modo la diafonía intercanal se producirá en muchos canales cada vez que el nivel sobrepase este punto. Será útil, por lo tanto, saber la fracción de tiempo durante el cual el nivel sobrepasa el punto de sobrecarga y se le conoce como esperanza de sobrecarga denotado por E.

- b) Distribución acumulativa del voltaje instantáneo rectificado de n canales.- A causa de las peculiaridades de las cuerdas vocales del hombre y debido a las no linealidades de los transmisores telefónicos, las densidades de probabilidad de los voltajes instantáneos positivos y negativos no son iguales. Holbrook Dixon han realizado investigaciones detalladas-quizás el primero y más importante-que ha conducido a las distribuciones de amplitud de voltaje instantáneo de un solo canal telefónico y de bandas bases multicanles. Para evitar la asimetría de la distribución ellos, usan la distribución de voltaje instantáneo rectificado. No obstante en sus diagramas usan el voltaje normalizando definido como:

$$\text{Voltaje Normalizado} = \frac{\text{Voltaje rectificado instantáneo}}{\text{Voltaje rms}} = \frac{[V]}{V_0}$$

(3-5)

La distribución del voltaje normalizado se ha encontrado ser independiente del volumen y del voltaje rms del locutor. Este hecho es una justificación práctica para considerar separadamente las funciones de distribución de volumen y de voltaje normalizado.

Holbrook y Dixon han obtenido las curvas que se muestran en las figuras 3.3.a y 3.3b las cuales representan la función de distribución de probabilidad acumulativa o simplemente función de distribución; la fig. 3.3c ha sido obtenido a partir de las figuras 3.4 y 3.5. La curva n = 1 es la función de distribución medida del voltaje normalizado de un solo locutor. Las curvas n = 4, 16 y 64 son las funciones de distribución medidos, del voltaje normalizado producido por n locutores simultáneos, todos los cuales son activos y estan hablando en el mismo volumen esencialmente. Como se puede esperar, la función de "curvada" para el número de canales más bajos. La distribución normal de amplitud (gaussiana) es mostrada con fines de comparación y puede ser apreciado que la distribución para n = 64 está muy cerca de la gaussiana. A medida que "n" se hace muy grande la función de distribución tiende a la función normal (gaussiana).

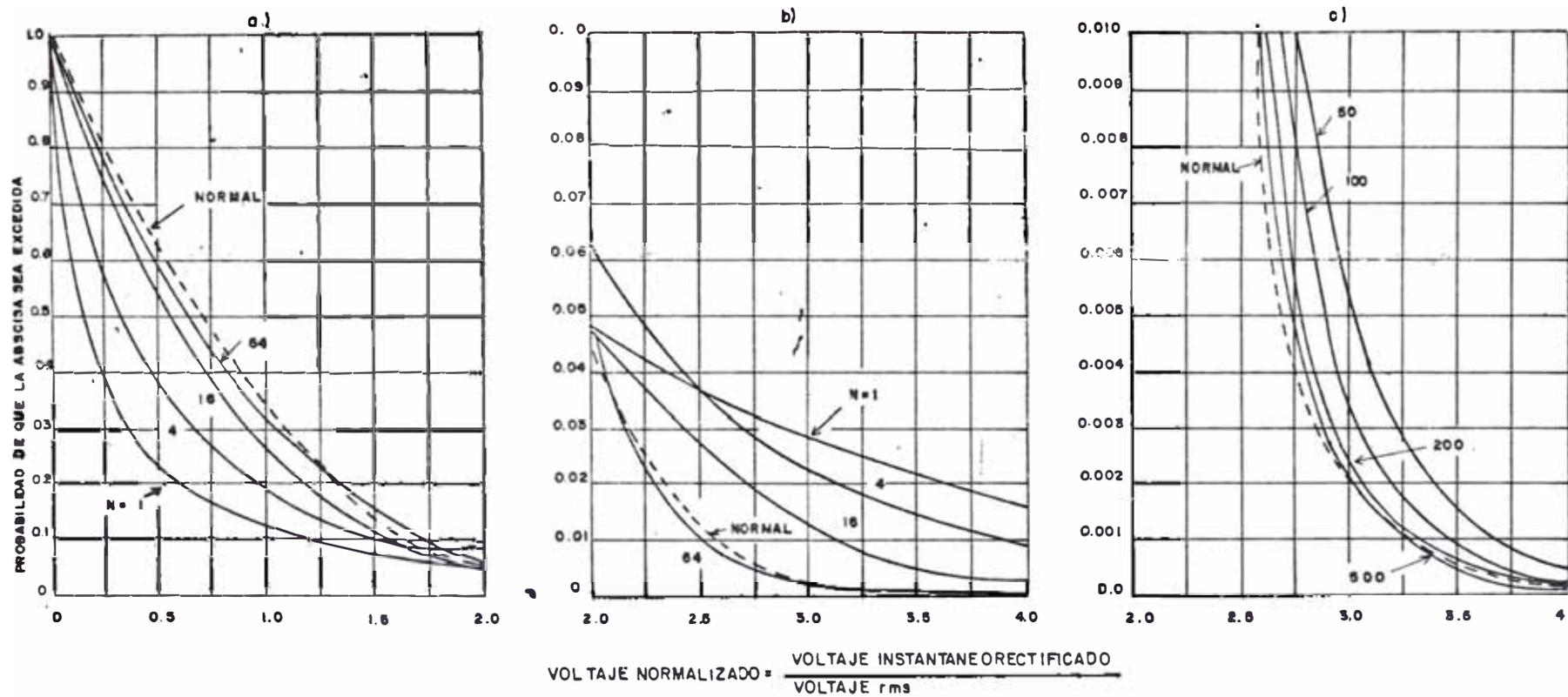
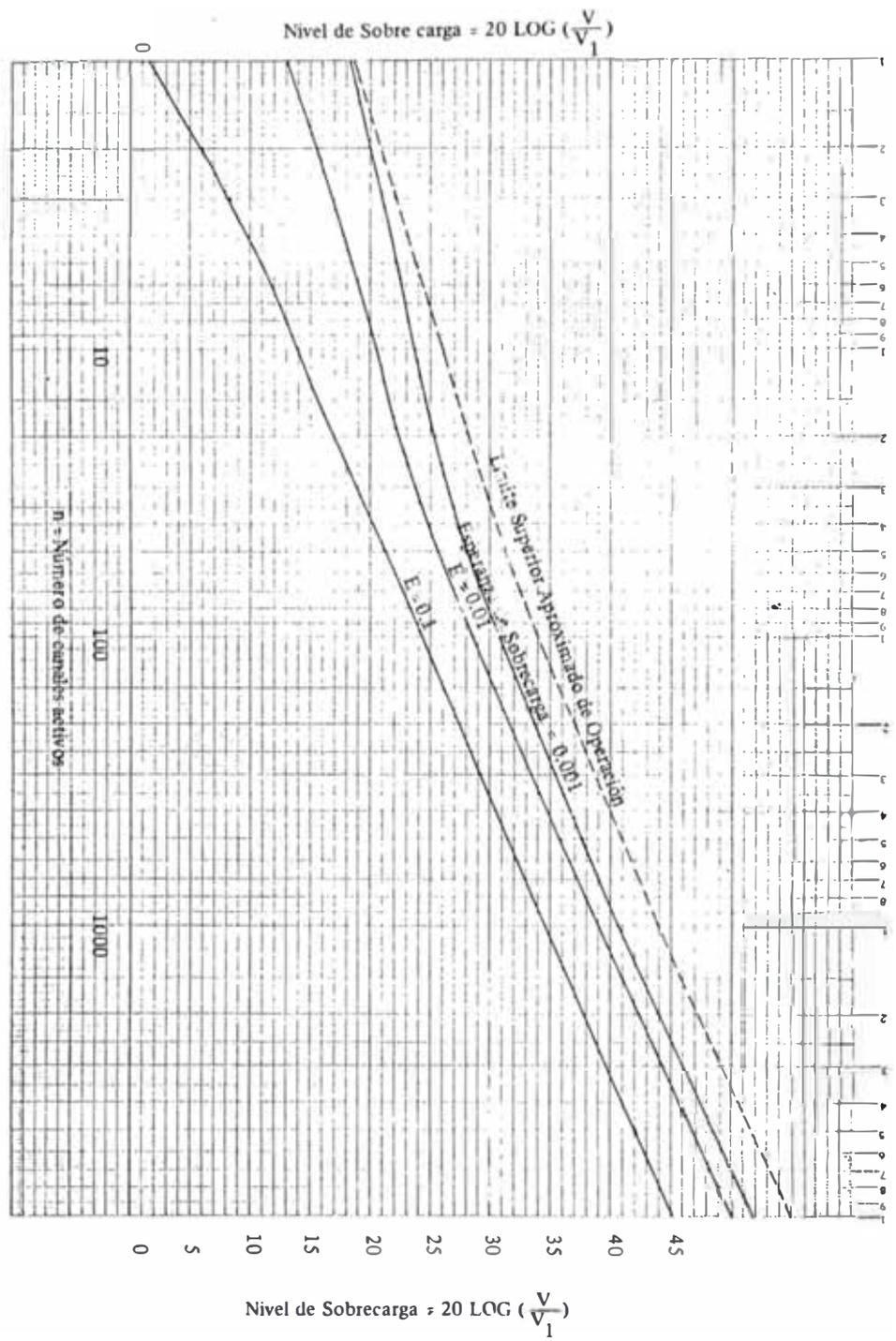


FIG. 3.3 DISTRIBUCION DE VOLTAJE INSTANTANEO PARA π LOCUTORES



V = Voltaje instantaneo rectificado

V_1 = Voltaje rms de un canal telefónico

Fig. 3.4 NIVEL DE SOBRECARGA PARA n CANALES ACTIVOS

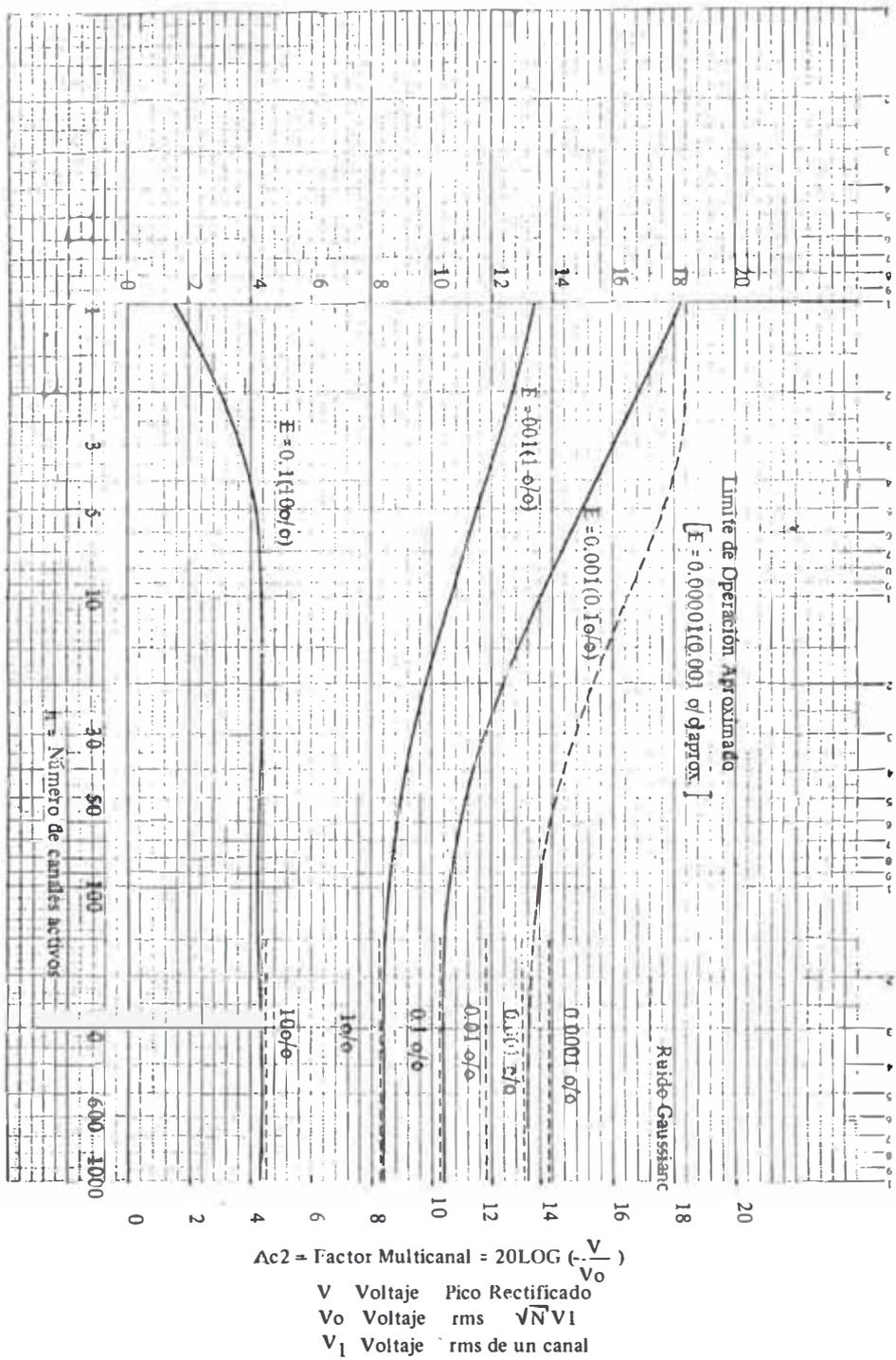


Fig. 3.5. FACTOR PICO MULTICANAL PARA n CANALES ACTIVOS

Por ejemplo, la probabilidad de que el voltaje normalizado sea igual o superior a 1.22 para $n = 1$ es 0.1; de igual forma para $n = 64$ la probabilidad de que el voltaje normalizado sea superior a 2.5 es 0.001.

Las figuras 3.4 y 3.5 han sido derivadas de las figuras 3.3a y 3.3b. La fig. 3.4 muestra el nivel de potencia, en decibeles, por encima de la potencia rms de un sólo canal, que es excedido durante la fracción de tiempo E. Como en las figuras anteriores todos los canales son activos y tienen esencialmente el mismo volumen. Estos niveles de potencia se le conoce también como potencia de sobrecarga para un valor de n y una fracción de tiempo E. Se muestran 3 curvas para valores del parámetro $E = 0.1, 0.01$ y 0.001 . Ha sido determinado experimentalmente que los niveles de sobrecarga correspondientes a $E, 0.001$ son tolerables. El límite superior de estos niveles medidos esta dado por la curva rayada de la fig. 3.4; esta curva ha sido extrapolada paralela y 3dB por encima de $E = 0.001$ para $n > 14$, y representa los valores límites prácticos por encima de los cuales muy rara vez se detecta una señal.

- c) El Factor Pico de la Señal de un canal y de la señal multicanal.- Teniendo en cuenta la estructura de la señal de un canal descrito en la sección 3.1, un amplificador de canal deber ser capaz de tratar a esta señal cuando alcance el nivel máximo normalmente esperado. Este nivel no es solamente función de la relación nivel pico a rms (relación de potencia) de el "locutor" sino también una función de la variación en los niveles de potencia media del locutor (ver fig. 3.6).

Se ha discutido hasta ahora las variaciones lentas de amplitud (a largo plazo) de la señal multicanal resultante de la variaciones del número de canales activos y de sus volúmenes equivalentes. En suma a esta variación lenta de amplitud, las fluctuaciones de amplitud instantánea muy rápidas (de plazo corto), debe también ser considerado. Esta última variación puede ser tomado en cuenta adecuadamente mediante el llamado factor-pico multicanal (F).

De la fig. 3.3 tomando como parámetro un valor de probabilidad E, podemos construir las curvas de la fig. 3.5 tomando como ordenadas el valor:

$$20\text{Log}(\text{voltaje pico normalizado}) = 20\text{Log} \frac{(V_p)}{V_o} F \quad (3-6)$$

(ver fig. 3.6).

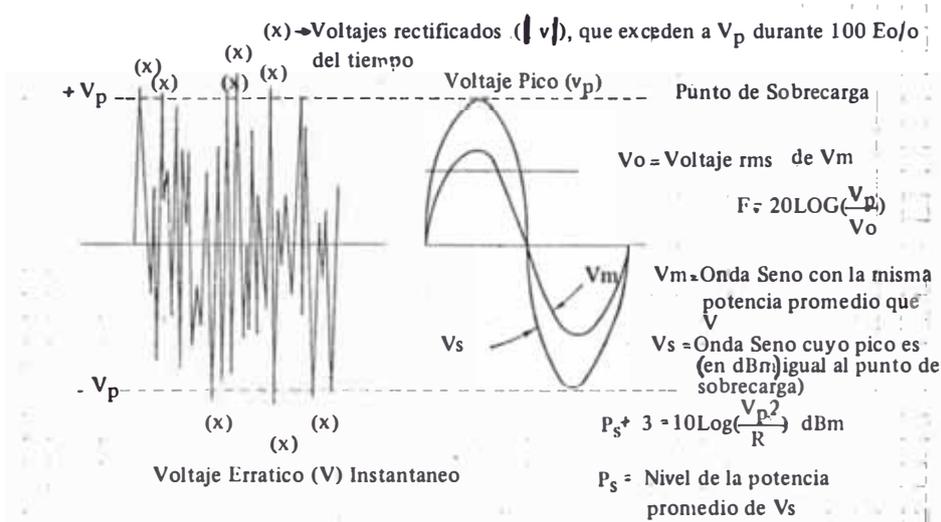


Fig. 3.6- 1 Ilustración de la Medida del Factor-Pico Multicanal (F) y del Punto de Sobrecarga

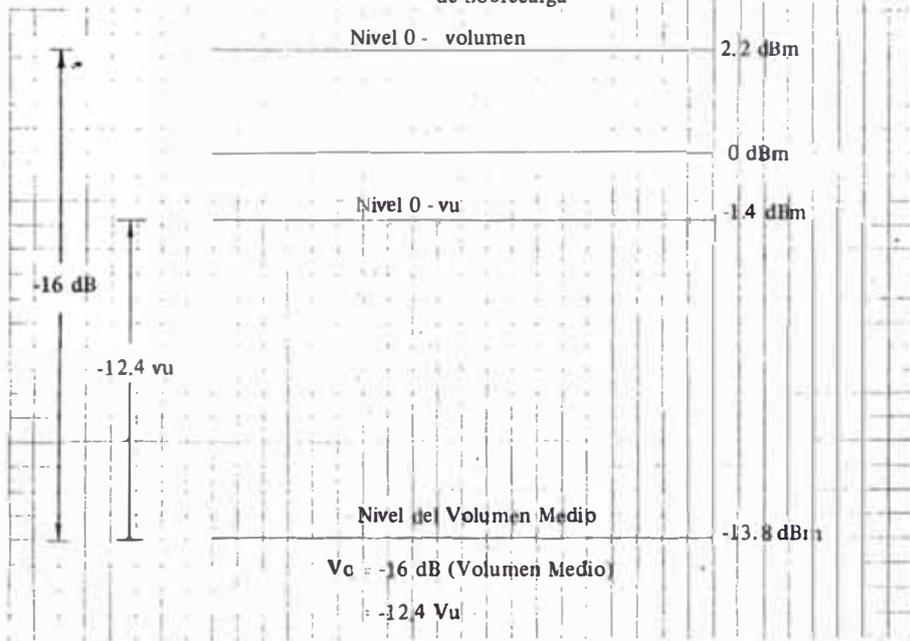


Fig. 3.7 Relación Entre Vu y dB "por Encima del Locutor de Referencia"

F = Factor pico multicanal

V_p = Voltaje pico

V_o = Voltaje rms = V_1/\sqrt{n}

V_1 = Voltaje rms de un canal

y como abscisa el número de canales activos (n). Estas curvas muestran, por ejemplo, que para un canal el factor pico de 13 dB será excedido durante el 1% del tiempo y 18.23 dB para el 0.1%. Para $n = 100$ canales activos, estos factores picos son 8.6 dB y 10.7 dB respectivamente.

Algunos autores identifican al factor pico como el valor límite superior de F , tal como se menciona al final de la parte b) de esta sección, llamada también nivel de sobrecarga. Este nivel de sobrecarga para n canales referido al nivel de potencia rms de un canal activo, está dado directamente por la curva rayada de la fig. 3.4; la potencia rms para n canales es simplemente n veces el valor de un canal. En la fig. 3.5, el factor pico multicanal definido como el valor límite superior a F , está representado por la línea rayada, apreciándose en ella que para un canal activo tiene un valor de 18.4 dB y para valores superiores a $n = 80$ el factor pico tiende al valor de 13 dB. Esta curva representa en realidad la relación pico a rms (factor pico) que es excedido durante el 0.001% del tiempo. Debe también notarse que para $n = 80$ o más los factores se encuentran dentro de 0.5 dB de la distribución gaussiana reflejando de transición desde la distribución gamma para un canal telefónico a la distribución normal o gaussiana. La característica de la señal multicanal y el ruido gaussiano son tales que la única manera en que sus amplitudes pueden ser expresados, en términos de probabilidad de amplitud. Estas curvas demuestran también que es completamente innecesario diseñar equipamiento multicanal que trate el mismo factor pico que lo hace el equipamiento monocanal.

Esta última observación pone de manifiesto de que el estudio y significado de la variación del factor pico con el número de canales activos y la variación del coeficiente de actividad con la capacidad del sistema, no es solamente de interés académico. Por ejemplo, supongamos que se desea diseñar un repetidor para una capacidad de 60 canales telefónicos de tal forma que solo durante el 0.1% del tiempo los picos de amplitud pueden cau

CAPACIDAD NOMINAL DEL SISTEMA: N	ESPERANZA DE SOBRECARGO E = 0.01	NUMERO DE CANALES ACTIVOS: n			PROBABILIDAD ACUMULATIVA $\sum pN(n)$			COEFICIENTE DE ACTIVIDAD n/N		
		0.01	0.001	0.0001	0.01	0.001	0.0001	0.01	0.001	0.0001
1	1	1	1	1.00	1.00	1.00	1	1	1	
2	2	2	2	1.00	1.00	1.00	1	1	1	
3	3	3	3	1.00	1.00	1.00	1	1	1	
4	3	4	4	0.99609	1.00	1.00	0.750	1	1	
6	4	5	6	0.99536	0.99976	1.00	0.6667	0.8333	1	
12	7	8	9	0.99722	0.99961	0.99996	0.5833	0.6667	0.750	
24	11	13	15	0.99280	0.99948	0.99998	0.4583	0.5417	0.6250	
36	15	18	19	0.99142	0.99968	0.99991	0.4167	0.500	0.5278	
60	23	26	28	0.99251	0.99941	0.99992	0.3833	0.4333	0.4667	
72	27	30	32	0.99355	0.99938	0.99990	0.37500	0.4166	0.4444	
120	41	45	49	0.9907	0.99914	0.99995	0.3417	0.3750	0.4083	
240	76	81	86	0.9919	0.99906	0.99993	0.3167	0.3375	0.3583	
300	93	99	104	0.99218	0.99925	0.99993	0.3100	0.3300	0.34667	
600	175	183	190	0.99110	0.99902	0.99990	0.2917	0.3350	0.31667	
900	256	266	274	0.99171	0.99916	0.99991	0.28444	0.29556	0.30444	
960	272	282	291	0.99167	0.99908	0.99992	0.2833	0.2938	0.3031	
1200	335	347	357	0.99043	0.99910	0.99992	0.27917	0.28917	0.29750	
1260	351	363	373	0.99064	0.99907	0.99991	0.27857	0.28810	0.29603	
1800	493	507	519	0.99056	0.99901	0.99990	0.27339	0.28167	0.28833	
2700	728	745	760	0.99089	0.99904	0.99992	0.26963	0.27593	0.28143	
10,000	2,601	2,635	2,662	0.99024	0.99907	0.99990	0.2601	0.2635	0.2662	
30	13	15	17	0.99182	0.99918	0.99995	0.43333	0.500	0.56667	
48	19	22	24	0.99164	0.99950	0.99995	0.39583	0.45833	0.5000	

TABLA 3.1 NUMERO DE CANALES ACTIVOS Y SUS COEFICIENTES DE ACTIVIDAD PARA DIFERENTES PROBABILIDADES 99% (E=0.01) 99.99% (E= 0.0001)

$\tau_L = +0.25$ (FACTOR DE ACTIVIDAD DE CARGA TELEFONICA)

sar distorsión de intermodulación. Una simple aproximación sería tomar 60 veces el valor rms de potencia correspondiente a un canal (17,8 dB) más el factor pico de un canal (18,2 dB), ver fig. 3.5. Esto requiere un rango lineal de $17,8 + 18,2 = 36\text{dB}$ por encima del valor de la potencia rms del canal telefónico. Sin embargo, según la tabla 3.1 el número de canales activos no excederá de 26 durante el 0.1% del tiempo ($E = 0.001$) lo que corresponde a 14,15 dB. Según la fig. 3.5 el factor pico para 26 canales activos es 12 dB para el 0.1% del tiempo. De este modo si el repetidor tiene un rango lineal de amplitud de $12 + 14,15 = 26,15\text{dB}$ por encima del nivel de potencia rms de un canal, (ver fig. 3.4) tendrá una distorsión de intermodulación adecuadamente baja. Comparando estos dos rangos de linealidad se aprecia una reducción de 9.85 dB lo que pone de manifiesto que el repetidor diseñado con el primer criterio estaría considerablemente sobre diseñado.

3.4 Distribución del Volumen entre los diferentes Locutores

Como se estipuló en la sección 3.3.2, se ha asumido hasta este punto de que todos los locutores de un sistema están hablando a una misma potencia media (volumen). Sin embargo, la potencia media de la señal vocal en un circuito telefónico es una característica del locutor en particular. La potencia media, mientras el canal es activo, expresando en decibeles es llamado volumen. Esta cantidad el cual es constante para un locutor dado mientras está activo, puede ser mantenido constante para todos los locutores si se ejerce un control sobre los canales telefónicos con equipos tal como los dispositivos de ajuste de ganancia operados por la voz.

La distribución del volumen de los diferentes locutores han sido observados en el punto 0 de nivel relativo de un canal telefónico y se ha encontrado que son una función de muchos parámetros.

Los más obvios son:

- a) El sexo del abonado
- b) Hábitos en el hablar del abonado
- c) Tipo de teléfono
- d) Pérdida de las troncales de conexión
- e) Pérdida del bucle de abonado

- f) Area geográfica
- g) Distancia.

Observaciones recientes han mostrado que el hombre habla más fuerte que la mujer y que las llamadas de negocio son más fuertes que las sociales. Las personas de las grandes ciudades hablan más fuerte en llamadas de larga distancia que para llamadas locales. Ha sido observado también que las variaciones en los volúmenes es debido más al abonado que a las facilidades de la planta telefónica.

Las medidas del volumen hechas en grandes poblaciones de locutores telefónicos han dado como resultado una distribución normal que es equivalente a una distribución logarítmica normal de la potencia media expresado en vatios. En lo que sigue se asume que el volumen de los locutores están normalmente distribuidos, siendo:

V_0 = Volumen medio expresado en dB, y

σ = la desviación estandar

La relación entre el volumen V y la potencia promedio P , de un locutor dado puede ser expresado por la ecuación :

$$V = \text{Volumen en dB} = 10 \text{ Log } \frac{P'}{P_r} \quad (3-7)$$

donde P' es potencia de la palabra, promedio en un tiempo finito expresado en mW y P_r es la potencia de la palabra promedio de un locutor de referencia. El promedio está tomado solamente durante el tiempo en que el canal está activo. El indicador estandar de volumen referido por Holbrook and Dixon (el predecedor del medidor en vu) leyó 0dB cuando la potencia promedio de las ondas de una conversación continua fue de $1.66 mW$. y P_r son medidas en el punto de nivel de referencia cero. De esto se deduce que:

$$\begin{aligned} V &= 10 \text{Log } \frac{(P')}{1.66} = 10 \text{Log } (P') - 10 \text{Log } (1.66) \text{ dB} \\ &= P(\text{dBm0}) - 2.2(\text{dBm0}) \text{ dB} \end{aligned}$$

$$P = V(\text{dB}) + 2.2(\text{dBm0}) \text{ dBm0} \quad (3-8)$$

de acuerdo con esta definición, la potencia de 0-volumen(dB) es 2.2 dBm0 , siendo este valor su nivel de referencia.

Otra forma de medir el volumen es usando la llamada unidad de volumen (vu), la cual tiene como nivel de referen

cia - 1.4 dBm0. Esto conduce a la siguiente ecuación:

$$P = - 1.4 \text{ (dBm0)} + V \text{ (vu)} \quad \text{dBm0} \quad (3-9)$$

En la fig. 3.7 se muestra gráficamente la relación entre estas dos unidades.

Las ecuaciones 3-8 y 3-9 nos dan la potencia promedio, si se conoce el volumen correspondiente. La potencia correspondiente a un locutor que tiene un volumen igual al volumen medio, V_0 vu, será:

$$P_0 = V_0 - 1.4 \quad \text{dBm0} \quad (3-10)$$

Debe notarse que la potencia P_0 es la potencia que resulta de promediar todas las potencias de cada canal posible, P_p , ver fig. 3.8, a no ser que todas las potencias promedios de cada canal serán iguales (igual volumen). Esto es cierto dado que el volumen medio, V_0 , es el promedio de cantidades logarítmicas y el promedio de potencias es el promedio de cantidades lineales.

Como ejemplo consideremos los volúmenes de locutores - normalmente distribuidos con un valor medio (v_0) de -12.5vu y una desviación estándar de 5.0 vu la cual se muestra en la fig. 3.8a. Si las vu son convertidos en milivattios, resulta una nueva función de distribución que se muestra en la fig. 3.8b. Esta nueva función se denomina función de densidad Log-normal.

El uso de la ecuación 3-10 para relacionar el volumen en vu a la potencia promedio de la señal de voz es aplicable solamente a la señal de un canal. Es conveniente referir esta ecuación a la potencia P_p . Como se ha estipulado anteriormente, el volumen de un canal tiene una distribución normal, la cual ha sido determinada experimentalmente. De aquí la función densidad de probabilidad $p(V)$ puede ser expresado en términos del volumen promedio, V_0 , y la desviación estándar σ , siendo esta:

$$p(V) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(V - v_0)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3-11)$$

A partir de esta relación podemos encontrar la potencia promedio, P_p , que resulta de promediar las potencias promedios de cada canal, P , que corresponden a todos los locutores posibles de ocurrir. De acuerdo con el apéndice 3, la expresión para P_p es:

$$P_p = \exp\left(V_0 + \frac{\sigma^2}{2}\right) \quad (3-12)$$

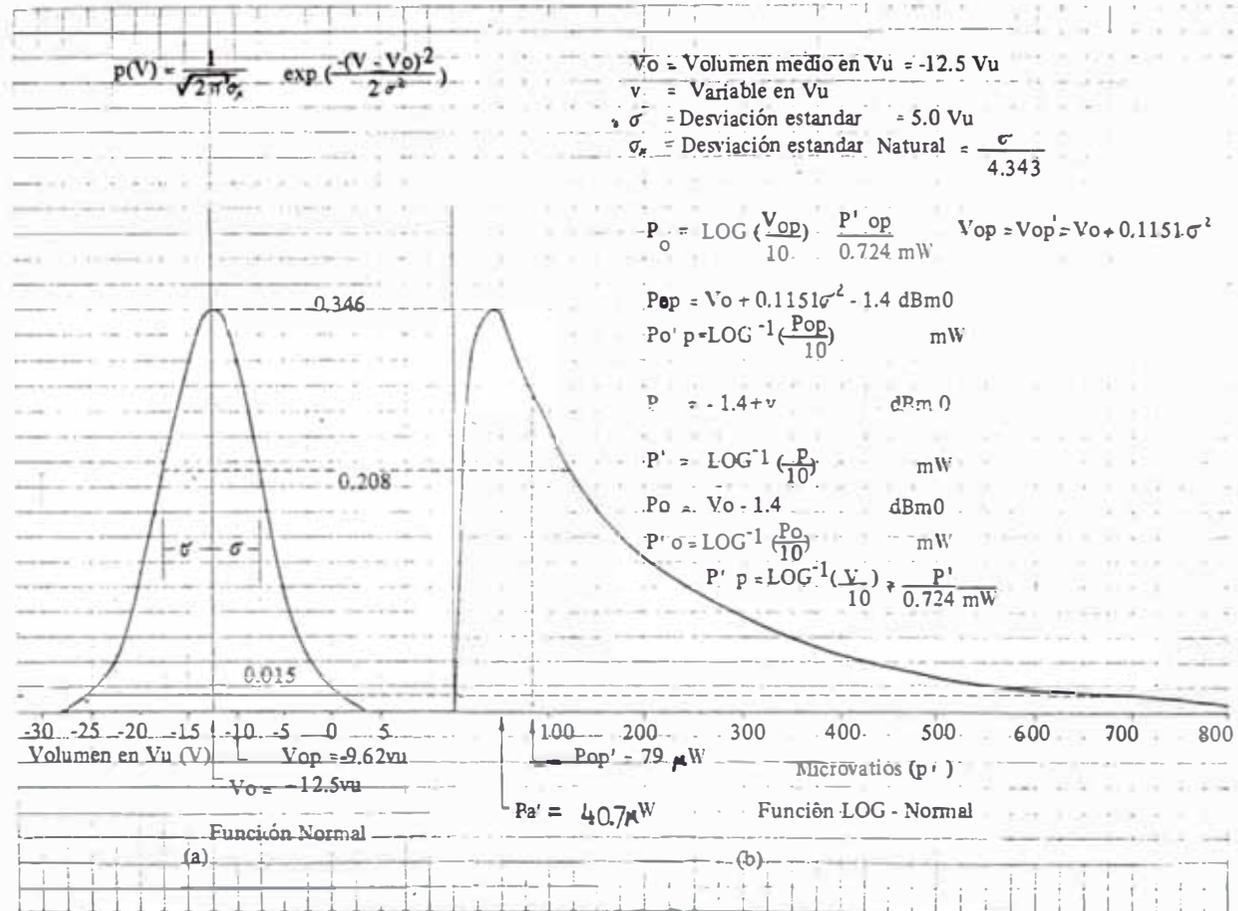


Fig. 3.8 LA FUNCION LOG-NORMAL DE DENSIDAD DE PROBABILIDAD DERIVADA DE LA FUNCION NORMAL

$$\delta \quad \text{Ln} P_p = V_o + \frac{\sigma^2}{2} \quad (3-13)$$

En esta última expresión V_o y σ están expresados en unidades logarítmicas naturales, es necesario por lo tanto convertirlos a unidades logarítmicas decimales. Usando la identidad:

$$\text{Ln} A = \text{Log} A \cdot \text{Ln} 10$$

obtenemos que

$$V_o \text{ (neper)} = V_o \text{ (dB)} \cdot \text{Ln} 10/10$$

$$\sigma \text{ (neper)} = \sigma \text{ (dB)} \cdot \text{Ln} 10/10$$

$$\text{Ln} P_p = \text{Log} P_p \cdot \text{Ln} 10$$

reemplazando en la ecuación 3 - 13 da como resultado

$$10 \text{ Log} P_p = V_o + \frac{\text{Ln} 10}{20} \sigma^2$$

$$10 \text{ Log} P_p = V_{op} = V_o + 0.1151 \sigma^2 \text{ dB} \quad (3-14)$$

Recordemos que P_p es la potencia promedio de las potencias promedios de todos los locutores cuya distribución se muestra en la fig. 3.8b y V_{op} es su expresión en dB. P_p es también denominado como la potencia promedio de un locutor a tiempo-largo o tiempo completo, o con otras palabras, cuando los locutores promediados están hablando en forma continuada - como lo hace un narrador de un encuentro de box. A V_{op} se le conoce también como volumen equivalente correspondiente a P_p y es $0.1151 \sigma^2$ más grande que el volumen medio V_o . Por otro lado debe notarse que si V y V_o son volúmenes, P_p es en realidad una relación de potencias de acuerdo con la definición de volumen (ecuación 3-7) y de acuerdo con la relación de las variables de una distribución Log-normal. Por lo tanto:

$$10 \text{ Log} P_p = 10 \text{ Log} \frac{(P'_{op})}{1.66}, \text{ si } V \text{ y } V_o \text{ están expresados en dB "por encima de la referencia", donde:}$$

P'_{op} = Potencia media expresada en milivoltios, luego

$$V_{op} = 10 \text{ Log} (P'_{op}) - 10 \text{ Log} (1.66)$$

$$V_{op} = P_{op} - 2.1$$

por lo tanto:

$$P_{op} = V_o + 0.1151 \sigma^2 + 2.2 \text{ dBm}_0 \quad (3-15)$$

De igual forma si V y V_0 están expresados en vu se cumple la relación:

$$\text{Pop} = V_0 + 0.1151 \sigma^2 - 1.4 \text{ dBm0} \quad (3-15)$$

donde:

Pop = La media de las potencias promedios de los locutores continuos de volumen V

V_0 = Volumen medio de los volumen V de la distribución de gauss.

σ = Desviación estandar de la distribución normal o de gauss.

$V_0 - 1.4$ = Potencia media de un locutor continuo de volumen V_0 .

$V_0 + 0.1151\sigma^2$ = V_{op} volumen correspondiente (o equivalentes) a Pop .

3.5 Potencia media multicanal para un número dado de canales

La carga promedio total durante la hora de mayor tráfico que se produce en la banda base es el correspondiente a n canales activos. Luego la ecuación 3-15 se transforma en

$$\text{Pav} = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log } n \text{ dBm0} \quad (3-16)$$

Como n depende de E , la potencia promedio total Pav , es la potencia que será excedida durante el 100 $E\%$ del tiempo.

A estas alturas conviene recordar que el número de canales activos, n , depende de dos factores a) el factor de actividad de carga telefónica, y b) la esperanza de sobrecarga. Esto es cierto si todos los locutores tienen igual volumen y en base a esta suposición se calcula el número de canales activos que se muestra en la tabla 3.1. Esta misma tabla nos puede ayudar para entender el efecto de la variación del volumen en el número de canales activos. Si la potencia promedio aumenta en cada canal, lógicamente aumentará la carga en la base de banda, esto conduce a que el punto de sobrecarga sea sobrepasado en un tiempo mayor que el estipulado por E , aún cuando el número de canales activos sea el mismo. Por ejemplo, según la tabla 3.1 para $N = 120$ y supongamos que el sistema ha sido diseñado de tal forma que el punto de sobrecarga sea sobrepasado solo en $E=0.001$ del tiempo, el sistema transportará $n = 45$ canales activos

en forma simultánea sin producir distorsión siempre y cuando los canales no varían su potencia promedio. Si la potencia promedio aumenta en los diferentes locutores, E aumentará y por consiguiente el ruido de distorsión. Existen muchos valores de n para los cuales se puede encontrar una combinación de volúmenes para llegar a la misma situación anterior, lo que pone en evidencia que el valor de n en la ecuación 3-16 no puede tomarse directamente de la fig. 3.1. Para tomar en cuenta este efecto se define el factor:

$$\Delta ci = 10 \text{ Log } \frac{n}{N\tau_L} \text{ dB} \quad (3-17)$$

que reemplazando en la ecuación 3-16 resulta,

$$P_{av} = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log } \tau_L + 10\text{Log } N + \Delta ci \quad (3-18)$$

Se puede mostrar que el valor propio para Δci para locutores sin control de volumen está dado por:

$$\Delta ci = 2.33 \sigma_N - 0.1151 \sigma_N^2 \text{ dB} \quad (3-19)$$

dando σ_N es la desviación estandar en dB de una distribución aproximadamente normal de la potencia total en dB y está dado por:

$$\sigma_N^2 = 43.43 \left| \text{Log}(\tau_L N + b^2) - \text{Log } \tau_L N \right| \quad (3-20)$$

donde:

$$10\text{Log } b = 0.1151 \sigma^2$$

Todos éstos parámetros han sido hallados para $E = 0.01$ por lo tanto la ecuación 3-18 da la carga promedio de un sistema multicanal que es excedido solamente durante el 1% del tiempo en la hora de mayor tráfico.

3.6 Capacidad de Carga de un Sistema de Transmisión Multicanal

La carga o potencia que transporta un sistema multicanal depende del volumen del locutor, de la distribución de los volúmenes de los locutores y de la actividad de cada locutor, así como también del número de canales activos. Se define como "volumen equivalente del sistema" como el volumen correspondiente a la potencia promedio total contribuido por un número de canales activos. Para un sistema de N canales este volumen varía con el tiempo a causa de la variación de volumen de cada canal y del número de canales ac

tivos dentro de la hora de mayor tráfico. El volumen equivalente así definido es una indicación de las variaciones lentas (largo plazo) de amplitud de una señal multicanal (ver sección 3.1); no obstante, para la determinación de la carga máxima que transporta el sistema es necesario considerar las variaciones instantáneas y muy rápidas (plazo corto) de potencia de la señal multicanal. Si conocemos la función de distribución del volumen equivalente y la del factor pico multicanal, podemos determinar la carga que será excedida durante una fracción de tiempo determinado.

Todo amplificador o el sistema en general, tiene un punto de sobrecarga tal como fue definido en la sección 3.3.2.a. La capacidad de carga de un sistema está determinado por la máxima señal o carga que puede ser impresa en el sistema sin sobrecargarlo (sin sobrepasar el punto de sobrecarga). Para entender a la capacidad de carga de un sistema con mayor exactitud definamos más precisamente el punto de sobrecarga.

Punto de sobrecarga.- Puede ser definido en muchas formas, dependiendo de la forma en que el efecto de sobrecarga sea observado cuando el sistema está sujeto a una amplitud de señal creciente. No obstante, los criterios normalmente usados definen como el nivel en que la performance lineal del sistema ya no es lo suficiente para una performance satisfactoria.

La definición dada por el CCITT se aplica comúnmente y es la siguiente:

"El punto de sobrecarga o nivel de sobrecarga de un sistema de transmisión telefónica es aquella potencia promedio en dBm0 de una sinusoides aplicada al sistema en el cual la potencia promedio de la tercera armónica se incrementa en 20 dB cuando la señal de entrada sea incrementado en 1 dB".

Esta definición no siempre se puede aplicar a causa de que la tercera armónica puede caer fuera de la banda útil del sistema. La siguiente definición alternativa puede ser usada:

"El punto de sobrecarga, o nivel de sobrecarga, de un sistema de transmisión telefónica es 6 dB más alto que la potencia promedio en dBm0 de cada uno de las dos sinusoides aplicadas de igual amplitud y de frecuencias α y β cuando estos niveles son de tal forma ajustados que un incremento de 1 dB en ambos de sus niveles separados causa un incremento en la salida, de 20 dB en el producto de intermodulación de frecuencia $2\alpha - \beta$ ".

La potencia promedio de una señal sinusoidal en dBm en el punto cero de nivel relativo que sobrecarga al sistema - es denominado por P_s . Esta señal representa la máxima carga telefónica multicanal incluyendo pilotos, portadoras, carga de voz siendo su potencia pico instantáneo $P_s + 3$. Ver la fig. 3.6.

No debe confundirse a P_s como representante de la potencia promedio de la señal multicanal puesto que si $P_{av} = P_s$, la potencia promedio P_{av} no sobrecargará al sistema pero los picos de potencia si sobrecargarán al sistema severamente a causa de que el factor pico multicanal es superior a 10dB (fig. 3.5) el cual es muy superior al factor pico de 3 dB de la sinusoide. Si se conoce P_s , la carga se obtiene igualando la potencia pico de la carga multicanal que es excedida durante el 0.001% del tiempo a la potencia pico de la sinusoide ($P_s + 3$).

3.6.1 El caso de Volúmenes controlados

Como el sistema más simple consideramos un sistema - de N canales, con todos sus canales controlados al mismo volumen. La probabilidad de que exactamente n canales será activo en cualquier tiempo dado, está dado por la ecuación 3-1 y el número de canales activos n que es excedido para 1%, 0.1% y 0.01% del tiempo es mostrado en la fig. 3.1 y también en la tabla 3.1.

Para este caso el volumen equivalente expresado en dB, para n canales, está $10 \log n$ más alto que el correspondiente para una canal. Si el volumen de los canales está controlado a -12.1 dB del volumen de referencia, mediante el uso de la fig. 3.1 podemos plotear el volumen equivalente en función del N para el 1%, 0.1% y 0.01% del tiempo, ver fig. 3.9. El correspondiente valor rms de la potencia en dBm0 (P_{av}) se obtiene sumando la constante 2.2 dBm0 al volumen equivalente luego a este valor se le adiciona el factor pico multicanal dado por la fig. 3.5 en conjunción con la fig. 3.1 para el 0.001% del tiempo de la hora de máximo tráfico, lo cual da como resultado la carga máxima pico del sistema. Los amplificadores deben ser diseñados de tal forma que su punto de sobrecarga sea el mismo de la carga así determinado.

Estos resultados son presentados en la fig. 3.10 en función de P_s , de lo anterior se cumple la relación:

$$\text{Carga máxima pico} - P_{av} + \Delta c^2 \quad \text{dBm0} \quad (3-22)$$

donde Δc^2 es el factor pico multicanal dado por la fig. 3.5. Esta carga pico puede ser igualada a la potencia pico de la

onda seno lo cual resulta.

$$P_s = P_{av} + \Delta c^2 - 3 \text{ dBm}_0 \quad (3-23)$$

$$P_{av} = V_0 - 1.4 + 10 \text{ Log} n \text{ dBm}_0 \quad (3-24)$$

P_{av} , en este caso de volúmenes controlados (iguales), no es igual al dado por la ecuación 3-16 pues este es para volúmenes sin controlar. Si el volumen está expresado en dB se tiene:

$$P_{av} = V_0 + 10 \text{ Log} N + 2.2. \text{ dBm}_0 \quad (3-25)$$

3.6.2 El caso de volúmenes sin control - sin limitación de picos

La distribución del volumen equivalente para el caso de volúmenes controlados, depende únicamente de la variación del número de canales activos. En este caso donde los volúmenes de cada canal varían en forma aleatoria, el problema de encontrar la distribución del volumen equivalente se complica en gran manera. En un instante dado habrá n canales activos cada uno con una potencia promedio P_i , luego el volumen equivalente instantáneo será:

$$V = 10 \text{ Log} \sum_{i=1}^n \frac{P_i}{P_0} \quad (3-26)$$

P_i = Potencia promedio de la palabra en mW

P_0 = 1.66 mW ó 0.724 mW según la unidad de volumen

y la potencia promedio total instantánea P será:

$$P = \sum_{i=1}^n P_i \text{ mW} \quad (3-27)$$

La distribución acumulativa del volumen equivalente V en el punto cero de nivel relativo para $N = 3, 12$ y 240 canales del sistema se muestra en la fig. 3.11. El volumen equivalente que es excedido durante el 1% del tiempo, leído de estas curvas es planteado como curva D de la fig. 3.9. Esta curva da para cualquier número N de canales sin control de volumen, el volumen equivalente que será excedido durante el 1% del tiempo de la hora de mayor tráfico. También se muestra el volumen correspondiente a la potencia rms promedio durante la hora de mayor tráfico (curva E).

Para calcular la carga máxima pico debemos conocer el factor pico multicanal. Para el caso de los volúmenes controlados se determinaba fácilmente mediante la fig. 3.5

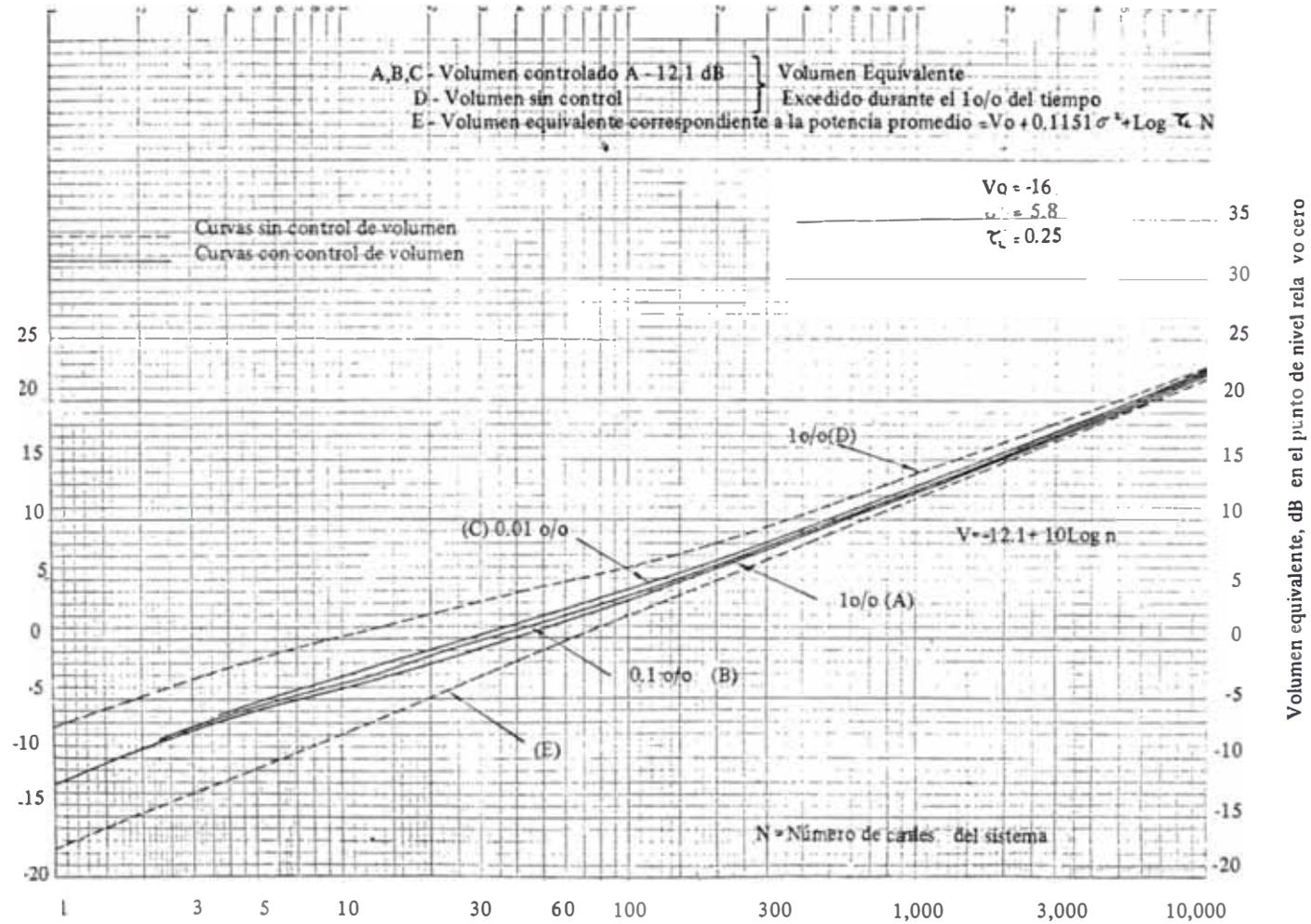


Fig. 3.9 VOLUMEN EQUIVALENTE PARA UN SISTEMA DE N - CANALES

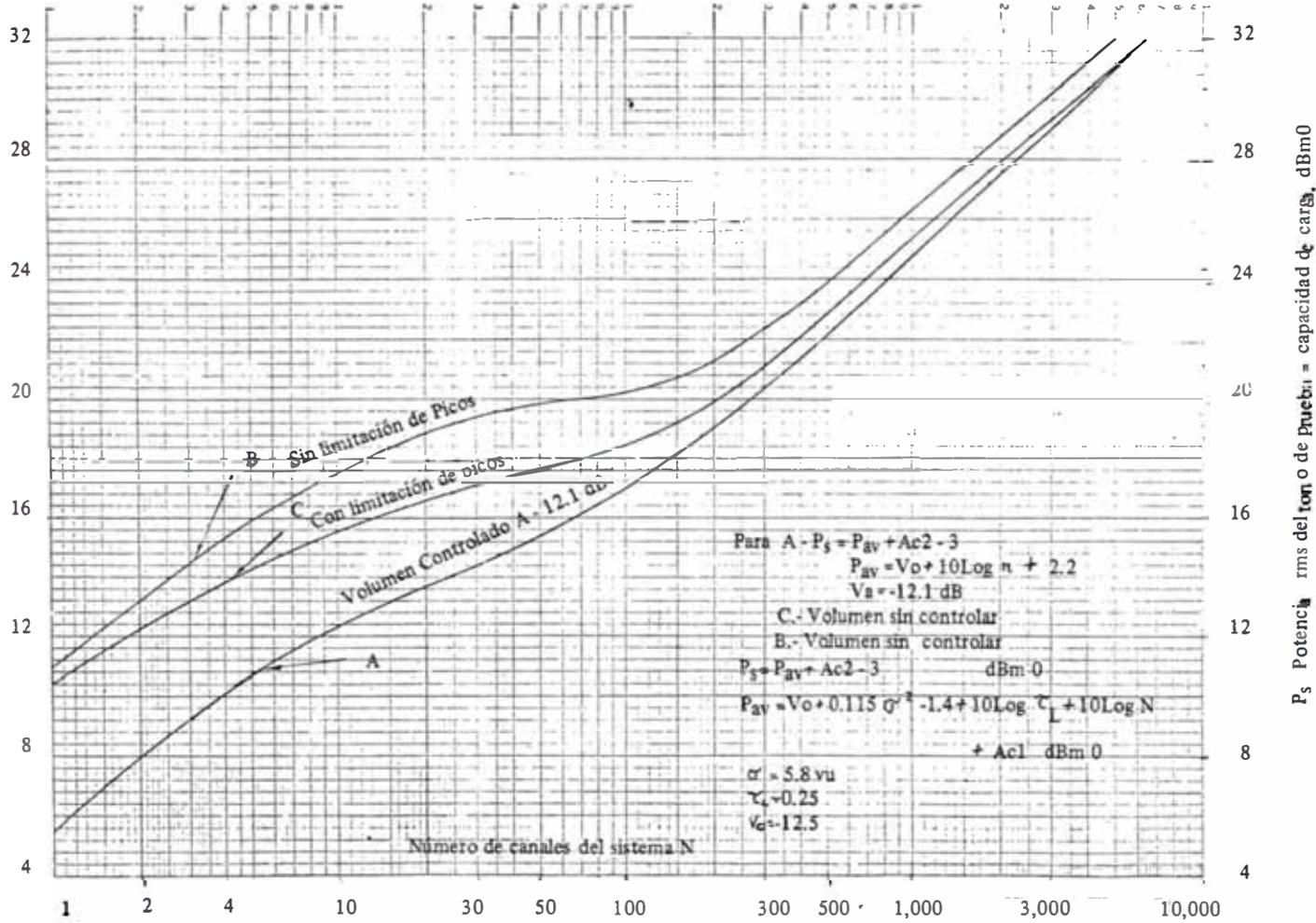


Fig. 3.10 CAPACIDAD DE CARGA PARA SISTEMAS DE N - CANALES

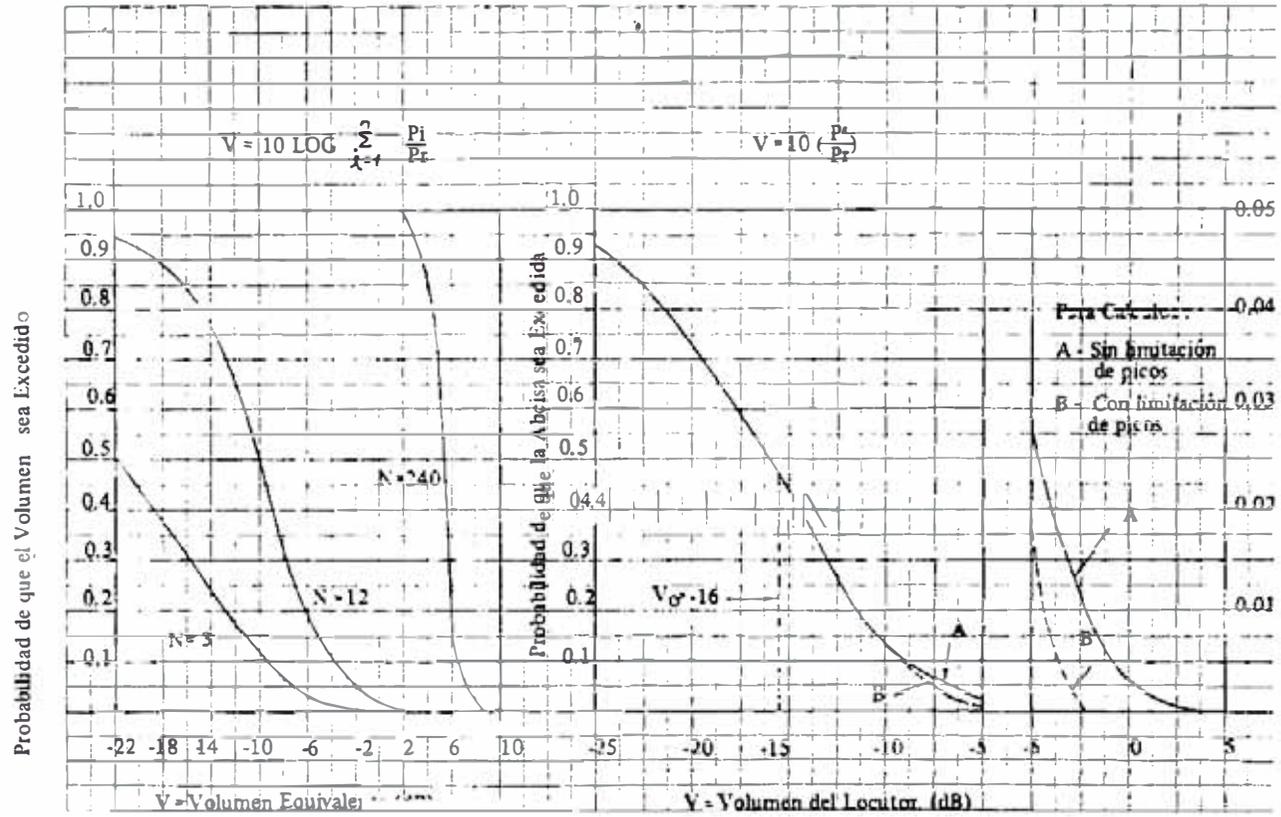


Fig. 3.11 DISTRIBUCION ACUMULATIVA DEL VOLUMEN EQUIVALENTE PARA UN SISTEMA DE N CANALES

Fig. 3.12 DISTRIBUCION ACUMULATIVA DE LOS VOLUMENES DE LOS LOCUTORES

para un número dado de N con lo cual queda perfectamente determinado el valor de n . Para este caso, n no está relacionada de una manera única con el volumen equivalente, como se explicó en la sección 3.5. En suma el factor pico multicanal fue medido por Holbrook y Dixon con todos los canales n al mismo volumen. Es razonable suponer, sin embargo, que cuando el volumen equivalente en un instante dado de la señal multicanal con volúmenes sin control se aproxima a los valores dados por la curva D de la fig. 3.9, el número de canales activos simultáneos será, normalmente, más grande que $\tau_L N$ canales activos. Como el factor pico multicanal aumenta al disminuir n , el factor pico para $n = \tau_L N$ puede ser usado con seguridad, excepto para sistemas de pocos canales. Este valor puede ser leído de la fig. 3.5 para el 0.001% del tiempo.

La curva D de la fig. 3.9 puede hallarse directamente de la ecuación 3.18 mediante la relación:

$$V = P_{av} - 2.2 \text{ dB}$$

$$V = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log } \tau_L + 10\text{Log } N + \Delta c_1 - 2.2 \text{ dB} \quad (3-28)$$

teniendo en cuenta la relación 3-19 para el cálculo de Δc_1 . Los parámetros considerados son $V_0 = 12.5 \text{ vu}$, $\tau_L = 0.25$ y $\sigma = 5.8 \text{ vu}$. De igual forma P_s estaría dado por:

$$P_s = P_{av} + \Delta c_2 - 3 \text{ dBm}_0 \quad (3-29)$$

Los valores dados por la curva D de la fig. 3.9 y los dados por la curva B de la fig. 3.10 difieren de los valores dados por las ecuaciones 3-18 y 3-29 respectivamente en menos de 1 dB.

Existe otro tipo de curvas para hallar el valor de P_s . Reemplazando P_{av} por su valor dado por la ecuación 3-18, en la ecuación 3-29, resulta:

$$P_s = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log } \tau_L + 10\text{Log } N + \Delta c_1 + \Delta c_2 - 3 \text{ dBm}_0 \quad (3-30)$$

Por conveniencia los últimos tres términos de la ecuación 3-10 han sido combinados y graficadas como una función de N . Esta combinación se denota por Δc y comúnmente se le denomina como el "factor de carga multicanal" y esta graficada en la fig. 3.13 para tres valores de desviación estándar de la función de densidad de probabilidad de volumen de los locutores. Se ha asumido para $\tau_L = 0.25$ por ser el más comúnmente usado. Para otros valores de σ y τ_L la fórmula-

empírica:

$$\Delta c = 10.5 + \frac{40\sigma}{N_{TL} + 5\sqrt{2}\sigma} \quad (3-31)$$

Los valores de P_s calculados con la fórmula 3.30 y la fig. 3.13 difieren de los valores dados por la curva B de la fig. 3.10 en menos de 0.5 dB para valores $N > 60$.

3.6.3 El caso de volúmenes sin control - Con limitación de picos

El efecto de la limitación de los picos de voltaje de la señal de voz es modificar la distribución del voltaje instantáneo en un canal individual. El efecto total en un sistema multicanal es por lo tanto más complejo y finalmente depende del número de canales y de las características del limitador.

Como un método aproximado para tomar en cuenta la limitación de picos Holbrook y Dixon han propuesto una distribución de volumen modificada del canal individual de acuerdo con la curva B de la fig. 12 (Distribución acumulativa de volumen de los locutores con limitación de picos). Partiendo de esta distribución modificada, ellos han calculado la carga pico en una manera idéntica al usado en el caso sin limitación de picos. La curva C de la fig. 3.10 muestra los resultados obtenidos.

3.7 Simulación de una Señal Multicanal por un Ruido Blanco

Como ya se ha observado en los capítulos anteriores la señal multicanal compuesta por división de frecuencia se asemeja al ruido gaussiano de banda limitada, lo cual se aprecia en la fig. 3.14 (curvas D y E).

El ruido blanco (o ruido gaussiano) tiene una distribución de potencia uniforme en su espectro de frecuencias y con una amplitud que varía con el tiempo de acuerdo a la distribución de probabilidad normal (o gaussiana). La simulación de una señal multicanal real por una señal de ruido blanco será completamente correcta si las dos señales tienen tanto su valor rms como su factor pico, excedidos durante cualquier porcentaje de tiempo, iguales.

Para sistemas de gran capacidad la simulación es muy buena. Para sistemas de media y baja capacidad esta simula -

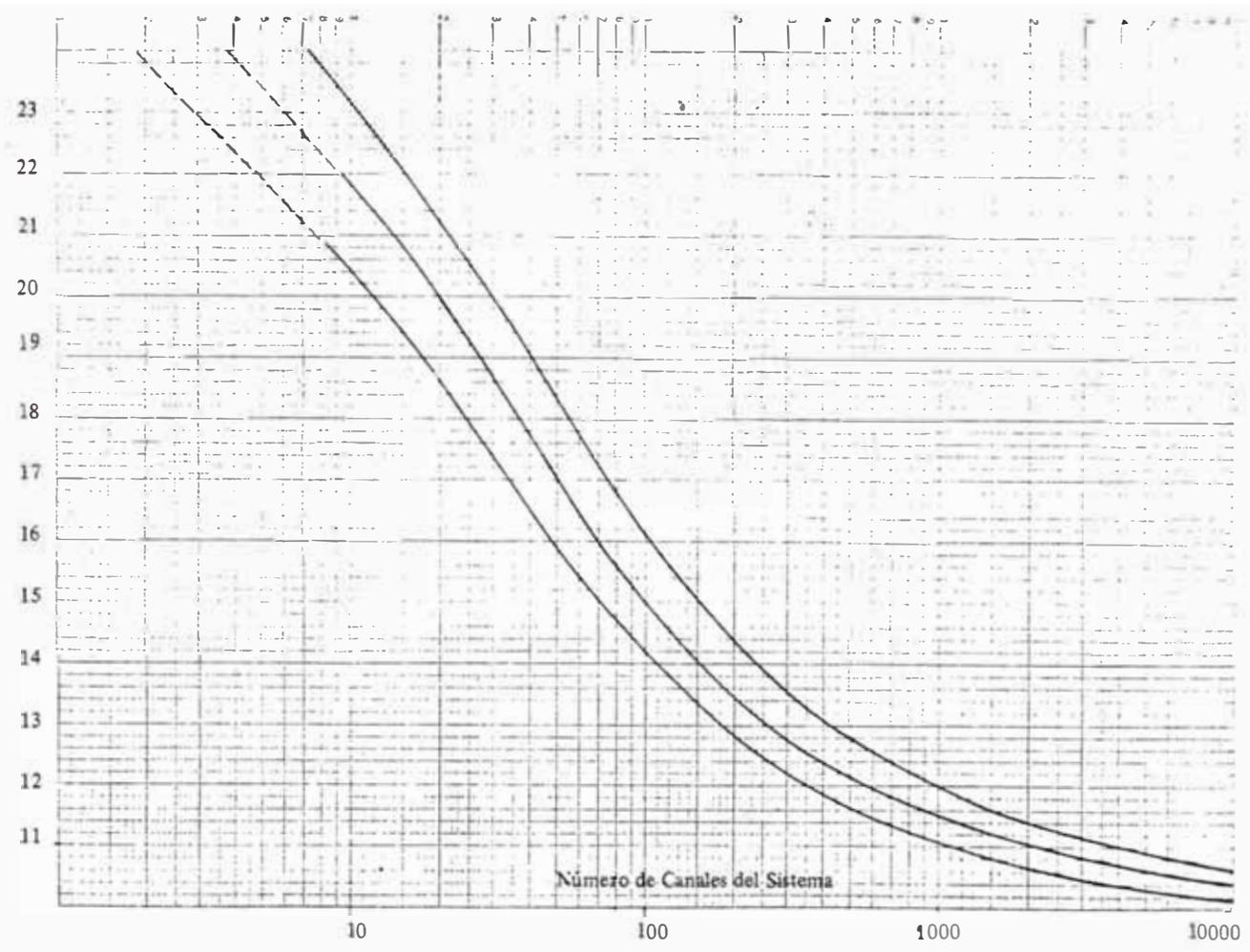


Fig. 3.13 EL FACTOR DE CARGA MULTICANAL, Δc para $\tau_L = 0.25$

Factor de Carga Multicanal Δc (dB)

Número de Canales del Sistema

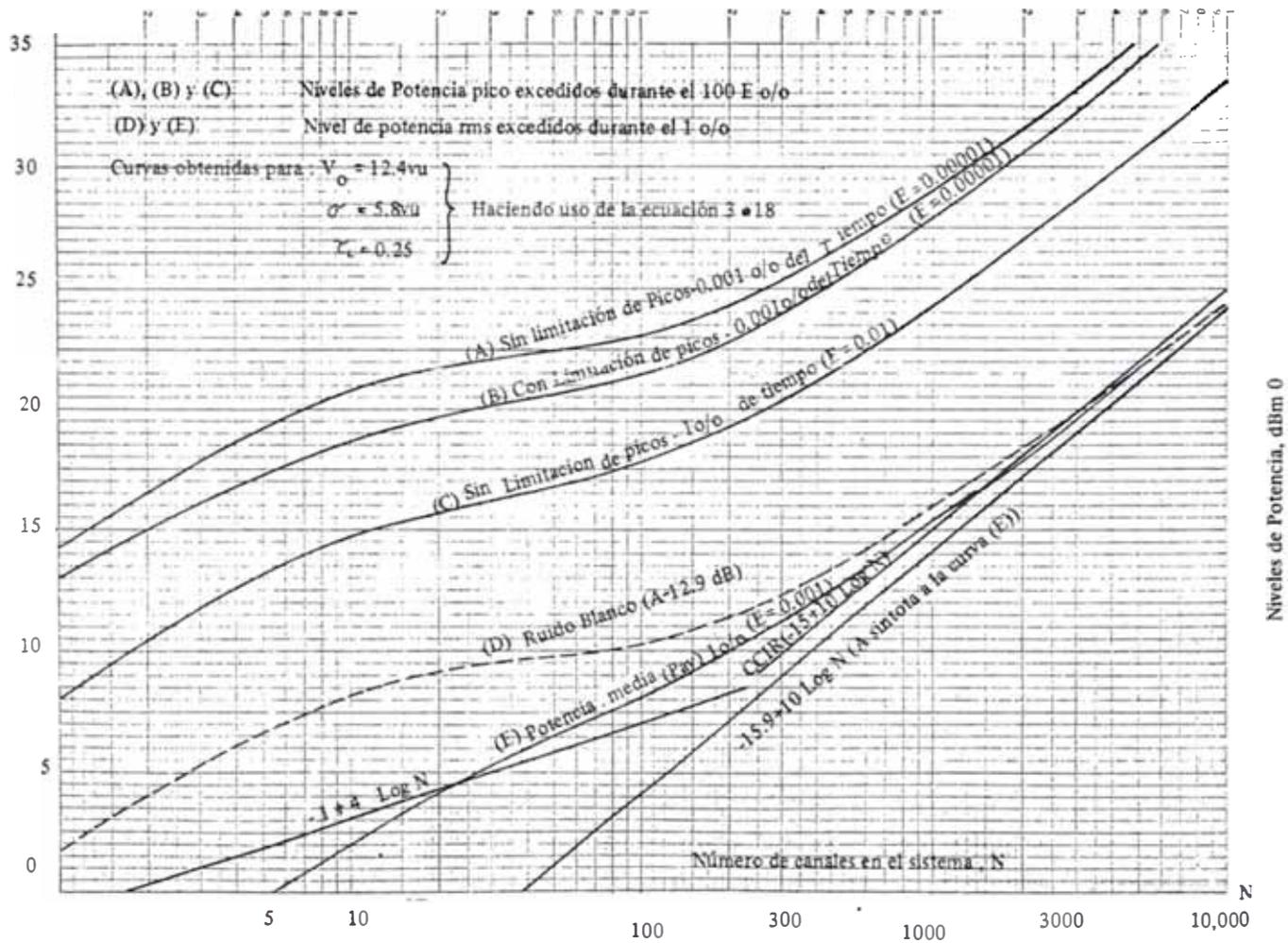


Fig. 3.14 NIVELES DE POTENCIA PICO Y RMS DE UNA SEÑAL MULTICANAL

ción llega a su menos válida, porque el factor pico correspondiente a iguales porcentajes de tiempo son más grandes para la señal multicanal y también porque el valor rms de la señal multicanal varía lentamente durante la hora de mayor tráfico, debido a la variación del número de canales activos y de los volúmenes equivalente. Esto se ilustra en la fig. 3.5 donde el factor pico para $n < 60$ es sustancialmente superior al valor esperado en el ruido gaussiano (12.9 dB para el 0.001% del tiempo) mientras que para $n > 60$ el factor pico se aproxima a este valor a medida que los canales aumentan. Luego la fuente de ruido equivalente debe tener una potencia promedio dado por la ecuación 3-18;

$$P_{av} = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log } \tau_L + 10\text{Log } N \quad (3-32)$$

donde Δc_1 ha sido suprimido porque se asume que estamos tratando cientos de canales.

3.7.1 Consideraciones sobre el factor - pico

La ecuación 3-32 cumple las dos condiciones: tiene el mismo valor rms que la señal multicanal y el mismo factor - pico excedido durante el 0.001% del tiempo (corto plazo). Sin embargo, como ya se dijo anteriormente, para $n = 60$ la fuente de ruido no tendrá la misma potencia rms de la señal multicanal, ni las características de los picos son simuladas correctamente. En este caso, un ajuste debe ser ejercitado en la carga de ruido para compensar la aparición del factor Δc_1 en la ecuación 3-32. Un incremento de la potencia promedio de la fuente de ruido en Δc_1 proveería una buena simulación de las características promedios pero sería aun inadecuada en cuanto a las características de los picos. Hasta la fecha, no existe una regla consistente y rápida de como simular señal FDM con ruido gaussiano de aspecto uniforme cuando N es menor que algunos cientos de canales ($n < 240$). La recomendación G.223 de CCITT para estos casos parece tener un compromiso entre los dos extremos. Las curvas A, B y C de la fig. 3.14 muestra las potencias picos para variar situaciones, así como también los valores rms.

3.7.2 Consideraciones sobre el nivel rms de la palabra

Según la ecuación 3-15 y para $V_0 = -12.4$, $\sigma = 5.8$ se tiene que la potencia promedio de largo plazo de que se observa en un canal individual es -9.9 dBm0. Tomando en consideración el factor de actividad de carga telefónica, $\tau_L = 0.25$, se halla que la potencia promedio durante la hora de mayor tráfico es:

$$-9.9 + 10\text{Log } 0.25 = -15.9 \text{ dBm0}$$

la cual reemplazada en la ecuación 3-32 nos da:

$$P_{av} = -15.9 + 10 \log N \quad (3-33)$$

la cual está graficada en la fig. 3.14. Sin embargo, como ya se ha visto esta potencia varía con el tiempo. En particular la potencia rms excedida durante el 1% del tiempo de la hora de mayor congestión para un sistema de N canales es obtenida mediante la fig. 3.9, curva D, leyendo el volumen equivalente y luego aplicando el factor de conexión de 2.2 dBm0. También puede ser hallado este valor por aplicación directa de la ecuación 3-18 la cual se halla ploteada en la fig. 3.14 curva E.

La curva D es potencia promedio de ruido blanco cuyos factores picos son iguales al de la curva A de la fig. 3.14 y muestra que es muy superior a la potencia promedio multi-canal correspondiente (curva E) para $N < 240$.

3.7.3 Consideraciones suplementarias

Esas curvas, por lo tanto representan los niveles de potencia pico de una señal de N canales que es excedida durante el 0.001% del tiempo (corto plazo) cuando el nivel de potencia rms es aquel que es excedido durante el 1% del tiempo de la hora de mayor tráfico.

Debe notarse que esta simulación asume que el espectro de la carga multiplexada es uniforme en toda la banda de frecuencia. Por supuesto los canales estandar de tráfico de voz, tienen su energía encerrada dentro de una banda de 3.1 Kc. pero estan espaciados cada 4Kc. El resultado es un espectro que está solamente aproximado por una carga de ruido uniforme. Para la caracterización de la distribución de amplitud de la carga, tal aproximación es suficiente para la mayoría de los propósitos de la ingeniería.

El uso de TASI (Time Assingment Speach Interpolation) u otro tipo de equipo de compartición de canales cambiará el valor de γ y por consiguiente la ecuación 3-33 deberá cambiar el valor de sus parámetros. También es necesario puntualizar que hasta ahora se ha supuesto que la banda base es "plana"; si se usa pre-énfasis sus efectos deben ser incluidos.

3.8 Parámetros típicos de diseño

A pesar de la discusión extensa sobre la caracterización de la carga del sistema, existe un rango considerable de posibles soluciones. Esto se debe parcialmente a la in

certidumbre inherente en la determinación de los parámetros que deben ser considerados y por otra parte al gran número de éstos. A través de los años algunos de estos parámetros han sido establecidos por investigadores y administraciones usando técnicas que han demostrado buen éxito en varios diseños diferentes. Es de interés revisar algunos de los más importantes.

3.8.1 Actividad y Volúmenes de los Locutores

El problema del mejor volumen medio a ser usado, V_0 , y la actividad de carga τ_L ha sido investigado por varias personas en los últimos 35 años. El último estudio disponible en los Sistemas Bell indican que la distribución de los volúmenes tiene una media de -18.0 vu 0 y la desviación estándar de 6.5 vu.

Los volúmenes de los locutores tienden a ser algo más alto en las redes privadas, en las redes de la Bell System (DDD network) la media tiende a incrementarse alrededor de 1 dB por cada millar de millas de longitud de la troncal y la desviación estándar puede decrecer aproximadamente a 5 dB. Para sistemas domésticos transcontinentales el volumen promedio y la desviación estándar dependerán en algo de la longitud promedio de la troncal y de la cantidad de los servicios privados.

La ecuación 3-32 puede expresarse como:

$$P_{av} = Pop' + 10 \log N \quad \text{dBm0} \quad (3-34)$$

donde;

$$Pop' = V_0 + 0.1151 \rho^2 - 1.4 + 10 \log \tau_L \quad \text{dBm0} \quad (3-35)$$

Pop' es la potencia rms promedio en un canal telefónico promedio durante la hora de mayor congestión. Se le conoce también como potencia promedio por canal y algunas veces como carga rms por canal. Para $V_0 = -16$ vu0, $\rho = 6$ vu y $\tau_L = 0.35$

$$Pop' = -18 \quad \text{dBm0} \quad (3-36)$$

Las señales de datos por otro lado, tienen una potencia promedio algo superior debido a su alta actividad. Las señales de datos nominales en la red de conmutación es de -13 dBm0 y para una operación full duplex se puede asumir un factor de actividad de carga de 0.7 , lo que da como resultado una carga promedio de -14.5 dBm0; para una operación half duplex la carga promedio por canal será de -17.5 dBm0.

Como en las redes telefónicas actuales se transmiten

en forma combinada tanto las señales propiamente telefónicas, tonos de supervisión y señalización y datos en full duplex y/o scmiduplex, el sistema Bell ha adoptado el valor de -16 dBm0 para la carga por canal. Este valor provee una razonable mistura de todas las señales transmitidas así como también los futuros incrementos en la eficiencia de los aparatos telefónicos.

Los resultados obtenidos por Holbrook y Dixon para abonados telefónicos solamente, dan como resultado la ecuación 3-33. En 1953 Sabrizi (Ref. 5) reportó un número de mediciones de volúmenes de locutores cuya distribución puede ser expresado aproximadamente por los siguientes parámetros:

$$V_o = -15 \text{ vu} \quad \sigma = 5.0 \text{ vu} \text{ y asumiendo } \tau_L = 0.25$$

$$Pop' = -19.54 \text{ dBm0}$$

$$V_{op} = -12.1 \text{ vu}$$

Posteriormente varios investigadores han obtenido diversos resultados de los parámetros de la distribución de volumen cuyos valores están comprendidos en la forma siguiente:

$$V_o : \text{ desde } -16 \text{ a } -6 \text{ vu}$$

$$\sigma : \text{ desde } 4 \text{ a } 7.8 \text{ vu}$$

$$Pop : \text{ desde } -16 \text{ a } -8 \text{ dBm0}$$

$$\tau_L = 0.25$$

medidas más recientes realizadas en varios países han dado valores comprendidos entre -9.7 y -13.3 dBm0. Los diferentes resultados se deben a los distintos hábitos al hablar tipos de voz, tipo de materia de que se habla, tipos de teléfonos y plantas.

Los circuitos de voz internacionales generalmente tienen niveles de locutores más altos que los circuitos domésticos. Esto es debido a la gran distancia a salvarse, a la gran cantidad de llamadas de negocio, y un factor de eficiencia de la troncal generalmente más alto. Los valores de $V_o = -12.5$ vu, $\sigma = 5.0$ vu han sido los representativos, obtenidos de muchas mediciones hechas sobre circuitos civiles y continúan siendo usados para propósitos de diseño (fig. 3,8). Asumiendo un 90% de factor de eficiencia de la troncal y $\tau_L = 0.45$ resulta:

$$Pop' = -14.5 \text{ dBm0}$$

por canal.

El valor convencional de la potencia promedio por canal del CCITT es -15 dBm0, calculado en base a una desviación estandar de 5.8 vu y Factor de actividad de 0.25 tomados de los resultados obtenidos por Holbrook and Dixon. Bajo estas condiciones -15 dBm0 por canal, resulta en un nivel de locutor por canal (volumen medio) de $V_0 = -11.5$ vu el cual es 1 dB más intenso que el previamente asumido para circuitos e internacionales. No obstante a causa de la alta actividad y la presencia de datos, la capacidad de carga internacional de -15 dBm0 por canal puede ser inadecuado - en muchas aplicaciones, y algunos sistemas han sido diseñados para cargas más altas. Pruebas independientes hechas en sistemas militares indican que para esta restringida población valores de $V_0 = -8.6$ vu y $\rho = 3.7$ vu son los representativos.

3.8.2 El efecto de las Señales de datos y tonos

Desde que los modernos canales telefónicos, pueden transportar datos o tonos de supervisión en vez de voz, los medios propios de tener en cuenta a estos en el cálculo de la capacidad de carga puede ser muy importante. La transmisión de datos en la banda de voz puede usualmente asumirse que consiste de una senoide o combinación de sinusoides - teniendo una potencia nominal de -13 dBm0 cuando es activo. Similarmente los circuitos toll domésticos tienen usualmente una supervisión en frecuencia de voz (2600 Hz a -20 dBm0).

La manera más común de tratar dichas señales es adicionar sus potencias a la carga de potencia promedio de los locutores y usar el mismo factor de carga multicanal como si todos los canales telefónicos tuvieran locutores. El método se aplica generalmente a los sistemas que tienen gran número de canales.

Otro método que ha sido usado consiste en dividir el sistema en dos subsistemas. Todos los canales de voz forman un subsistema, para los cuales se determina P_s . Todas las fuentes sinusoides forman el segundo subsistema donde P_s es determinado con un factor pico derivado analíticamente para el número de sinusoides en el subsistema. El valor P_s para el sistema total es simplemente la suma de potencias de los valores P_s hallados para cada sistema.

Es sabido que ninguno de las dos aproximaciones es exacto, y como consecuencia se asumen valores conservativos de V_0 y para una protección adicional. Por ejemplo, existe evidencia que los impulsos introducidos por una fuerte limitación en un sistema de banda ancha introduce razones de error elevados en las señales de datos mucho antes de que ellos lleguen a ser audiblemente molestos en el circuito -

telefónico.

3.8.3 El efecto de conformación de los niveles

Se ha supuesto hasta este momento que la banda base está uniformemente distribuida en potencia dentro de todo el rango de frecuencias de operación del sistema (todos los canales tienen la misma potencia promedio). En muchos sistemas se puede obtener ventajas frente al ruido si la señal multiplexada es conformada en frecuencia; en otras palabras los niveles en ciertos rangos de frecuencia es disminuido o aumentado en forma intencional. Si este es el caso, las señales no tendrán distribuciones de volumen idénticos cuando alcanzan el punto de sobrecarga.

Para obtener la potencia promedio de tales señales debemos modificar la ecuación 3-18 por un "factor de conformación" de una manera similar para el caso de la ponderación del ruido discutido en la sección 2.4.5. Hagamos que $C(F)$ represente la función de ganancia en dB que debe adicionarse a la señal plana, la nueva potencia promedio, P_{av}' , está dado en terminos de la potencia promedio con niveles planos por:

$$P_{av}' = P_{av} + 10 \log \frac{1}{f_t - f_B} \int_{f_B}^{f_t} 10^{C(F)/10} df \quad (3-37)$$

donde f_t y f_B son las frecuencias más bajas y más altas de la banda base respectivamente.

La alteración de la distribución de volumen por la conformación de los niveles de los locutores afecta el factor pico y por consiguiente a Δc en una manera más compleja. Este problema ha sido investigado mediante el uso del computador para locutores normalmente distribuido que tienen una variedad de formas de señal sobre la banda base. Para la misma condición de sobrecarga como ha sido ya discutido, el resultado del estudio indica que el factor Δc esta dada, en una forma bien aproximada, por la determinación de Δc para η canales. El símbolo η representa el número de canales en vez de N canales del sistema, que tienen un nivel, después de la conformación, que está comprendido dentro de 6 dB por debajo del canal que tiene el más alto nivel.

Capítulo IV

Medidas Usando la Técnica de Carga de Ruido:

HERRAMIENTA DE ANALISIS DE RUIDO INDISPENSABLE PARA LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MULTICANAL

Introducción.

Después de las bases establecidas en los tres capítulos anteriores, en el presente capítulo se describen los diferentes tipos de ruido que se originan durante la transmisión de la señal multicanal. Luego se muestran las diferentes pruebas que se realizan para el diagnóstico y corrección.

Dentro de este contexto se pone en relieve el aspecto fundamental que juega la "prueba de ruido blanco" en la determinación del tipo de ruido - o tipos de ruido - y su medición cuantitativa.

Se desarrolla posteriormente la técnica de análisis de la curva NPR resultante y se muestran muchos resultados teóricos y prácticos de suma utilidad.

4. MEDIDAS USANDO LA TECNICA DE CARGA DE RUIDO

Antes de discutir la prueba de los sistemas de transmisión multicanal, utilizando la técnica de cargar el sistema con un ruido de espectro plano (ruido blanco), es preciso hacer una descripción de las principales pruebas que se realizan para determinar el rendimiento del sistema, entre las cuales se encuentra la prueba de carga de ruido blanco, para que de este modo se capte su importancia y su relación con las demás pruebas.

4.1 Las Pruebas de los Sistemas de Transmisión

El principal propósito de los sistemas de transmisión es el de transferir las varias formas de tráfico con un mínimo de ruido y distorsión. En este sentido se han ideado una serie de pruebas para determinar el rendimiento con respecto al ruido y la distorsión en relación al tráfico real que ellos transportan. Cuando una de estas pruebas "cualitativas" indican un rendimiento anormal, nosotros debemos entrar "dentro" del sistema de transmisión a través de la prueba de "diagnóstico" para encontrar la causa de este rendimiento sub-estandar.

4.1.1 Las Pruebas Cualitativas

Las pruebas cualitativas se realizan normalmente entre terminales de banda base del sistema de transmisión. La banda base, que puede ser una señal múltiplex por división de frecuencia o una señal de video, cubre una banda desde cero Hz hasta cerca de 12 MHz en sistemas de radio y hasta 60 MHz en cables coaxiales y está compuesta no sólo por la información básica sino también por pilotos de continuidad, tonos de control etc., tal como se indica en la sección 1.5.6, así como también por el canal de órdenes o de mantenimiento.

La tabla 4.1 muestra las pruebas cualitativas las cuales deberían ser llevadas a cabo en forma periódica.

a) Pérdida o ganancia de inserción

Es simplemente la ganancia o pérdida de un tono de prueba de referencia a través del sistema.

b) Respuesta en frecuencia

Es la curva que relaciona la ganancia con la frecuencia, la cual es una característica del sistema.

e) Distorsión de retardo de envolvente

Es de importancia para los sistemas de video a color y los sistemas de transmisión digital del tipo de respuesta parcial. En lugar de las medidas con barrido, los operadores de video usan frecuentemente un pulso $20T_{sen}^2$ modulado y una señal de prueba de barras. Estas pruebas proveen la diferencia de retardo entre la información de luminancia (las frecuencias inferiores a un MHz) y la frecuencia de crominancia (Subportadora de color : 3.58 ó 4.43 MHz). Para los sistemas digitales, que usan la respuesta parcial, es necesario una medida de la distorsión de retardo de envolvente en barrido (con el uso de un generador de barrido). Sin embargo, esta prueba se realiza en la fábrica y en la instalación inicial del sistema solamente, puesto que este parámetro no varía grandemente después de la instalación del sistema, suponiendo que los otros parámetros han sido ajustados apropiadamente.

d) Ruido térmico

Se basa en las funciones tales como nivel de potencia recibida, factor de ruido del transmisor y del receptor y ancho de banda de la sección portadora. Como consecuencia de estas funciones aparecerá a través del espectro de la banda base un ruido de "fondo". La medida de este ruido indica el rendimiento con respecto a estos parámetros.

e) Interferencias espúreas

Existe muchas fuentes de ruido de interferencia que pueden ser de origen interno o externo al sistema. Estas señales de interferencia se mezclan con las señales de operación del sistema de transmisión causando nuevas frecuencias indeseadas que aparecen en la banda base.

f) Carga de ruido blanco

Esta prueba simula la carga que ocasiona la totalidad del tráfico aplicado al sistema de transmisión por las terminales FDM. El ruido térmico y de intermodulación medido con este método es una medida directa del nivel de ruido que aparecerá en el canal de voz como consecuencia de la contribución hecha por

el sistema de transmisión. Como tal, esta medida es la prueba final que determina si el sistema que transporta un tráfico FDM "pasa" o "no pasa" la prueba.

g) Prueba de forma de onda de video

Si el sistema transporta tráfico de video, es necesario realizar una serie de pruebas que muestren el rendimiento del sistema en relación a las formas de onda de video. Como por ejemplo: pulso sen^2 y barra, escalones de escalera modulados, pulso $20T\text{sen}^2$ modulado y barra, ganancia y fase diferencial. Estas medidas son las pruebas de "pase" o "no pase" final de los sistemas que transportan tráfico de video. Se realizan también mediciones de ruido de banda ancha con el uso de filtros especiales para dar los valores de las relaciones señal de video a ruido y de señal a zumbido.

h) Pruebas en el canal de programa de los sistemas de video (subportadora)

Estas pruebas se realizan para verificar el rendimiento de la subportadora de audio, la cual está colocada en la banda base arriba de la señal de video. Estas pruebas son: la ganancia de inserción, respuesta en frecuencia, distorsión armónica y ruido.

i) Pruebas de tasa de errores de bitios

Si el sistema está configurado para la transmisión digital a alta velocidad ya sea por diseño o por la aplicación de la técnica de respuesta parcial a los sistemas analógicos, la tasa de errores de bitios (TEB) llega a ser la prueba de "pase" o "no pase" final. Desde que la TEB es usualmente muy pequeño, cuando el sistema está operando con sus niveles nominales, se requeriría una excesiva cantidad de tiempo de prueba para acumular suficientes errores para obtener un resultado exacto. De este modo la técnica usada para determinar el rendimiento TEB del sistema es disminuir el nivel de recepción y comprobar que para cada nivel le corresponda el apropiado TEB. Por ejemplo, para un sistema de radio, para un nivel de -85 dBm le debe corresponder un TEB de 1×10^{-6} . La existencia de algún problema en el rendimiento tendrá como consecuencia que falle a los requerimientos prescritos en cuanto al límite de la TEB.

4.1.2 Las Pruebas de Diagnóstico

Esta área de pruebas toma una gran parte del tiempo y costo del mantenimiento de los sistemas de transmisión. El uso de equipos y técnicas apropiadas puede minimizar grandemente estos costos y al mismo tiempo provee sistemas más estables y confiables. La tabla 4.2 muestra una relación de las pruebas de diagnóstico básicas las cuales deberían llevarse a cabo dependiendo de la naturaleza de la falla. No todas las pruebas enumeradas deben ejecutarse toda vez que una reparación o ajuste se realice. No obstante todas estas pruebas deberían realizarse cuando se termine una instalación para verificar la instalación y ajustes apropiados. Los datos de prueba iniciales constituyen referencias de valor para el tratamiento de problemas futuros, por lo que estos deben ser bien documentados.

Las pruebas de ganancia y fase diferencial constituyen una reciente área de pruebas de diagnóstico. Los operadores de video lo han usado por años, pero nunca se le utilizó para analizar distorsiones específicas de los subsistemas internos al sistema de transmisión. La figura 4.1a muestra en forma de diagrama las fuentes de ruido de intermodulación de las secciones de radio frecuencia (RF), Banda base y Modem solamente, en la cual la planicie de amplitud equivalente y retardo de grupo equivalente han sido recientemente reconocidos y entendidos. Estas distorsiones no pudieron ser vistas por las técnicas de prueba "convencionales" causando que los operadores de los sistemas distorsionaran intencionalmente un parámetro (por ejemplo: retardo de grupo) para causar productos de intermodulación iguales y opuestos a aquellos causados por la amplitud equivalente o retardo de grupo equivalente y de este modo anularlos. No obstante esta misma distorsión también degrada la subportadora de color de video (ganancia diferencial y fase diferencial) y el rendimiento de la transmisión digital a alta velocidad (interferencia inter-símbolo). Esta práctica se realizaba por que se encontró que para densidades de tráfico de más de 300 canales tenía que ser distorsionado esta distorsión básica (retardo de grupo) para conseguir la mejor relación de potencia de ruido (RPR o NPR) en el canal más alto de un sistema FDM o en su defecto una mejor ganancia y fase diferencial. La figura 4.1b aclara mejor estos conceptos.

Una nueva generación de equipos de prueba pueden detectar y mostrar estas distorsiones recientemente reconocidas. Por otro lado, la prueba cualitativa de carga de ruido blanco utilizado por varios años para verificar el ruido total del sistema o el NPR, ha encontrado importantes aplicaciones como herramienta de diagnóstico de ruido, constituyéndose como la más importante prueba y de fácil uso para la mayor parte de la ingeniería de los sistemas de comunicaciones, especialmente por microondas, y para los departamentos de

4.1.2 Las Pruebas de Diagnóstico

Esta área de pruebas toma una gran parte del tiempo y costo del mantenimiento de los sistemas de transmisión. El uso de equipos y técnicas apropiadas puede minimizar grandemente estos costos y al mismo tiempo provee sistemas más estables y confiables. La tabla 4.2 muestra una relación de las pruebas de diagnóstico básicas las cuales deberían llevarse a cabo dependiendo de la naturaleza de la falla. No todas las pruebas enumeradas deben ejecutarse toda vez que una reparación o ajuste se realice. No obstante todas estas pruebas deberían realizarse cuando se termine una instalación para verificar la instalación y ajustes apropiados. Los datos de prueba iniciales constituyen referencias de valor para el tratamiento de problemas futuros, por lo que estos deben ser bien documentados.

Las pruebas de ganancia y fase diferencial constituyen una reciente área de pruebas de diagnóstico. Los operadores de video lo han usado por años, pero nunca se le utilizó para analizar distorsiones específicas de los subsistemas internos al sistema de transmisión. La figura 4.1a muestra en forma de diagrama las fuentes de ruido de intermodulación de las secciones de radio frecuencia (RF), Banda base y Modem solamente, en la cual la planicie de amplitud equivalente y retardo de grupo equivalente han sido recientemente reconocidos y entendidos. Estas distorsiones no pudieron ser vistas por las técnicas de prueba "convencionales" causando que los operadores de los sistemas distorsionaran intencionalmente un parámetro (por ejemplo: retardo de grupo) para causar productos de intermodulación iguales y opuestos a aquellos causados por la amplitud equivalente o retardo de grupo equivalente y de este modo anularlos. No obstante esta misma distorsión también degrada la subportadora de color de video (ganancia diferencial y fase diferencial) y el rendimiento de la transmisión digital a alta velocidad (interferencia inter-símbolo). Esta práctica se realizaba por que se encontró que para densidades de tráfico de más de 300 canales tenía que ser distorsionado esta distorsión básica (retardo de grupo) para conseguir la mejor relación de potencia de ruido (RPR o NPR) en el canal más alto de un sistema FDM o en su defecto una mejor ganancia y fase diferencial. La figura 4.1b aclara mejor estos conceptos.

Una nueva generación de equipos de prueba pueden detectar y mostrar estas distorsiones recientemente reconocidas. Por otro lado, la prueba cualitativa de carga de ruido blanco utilizado por varios años para verificar el ruido total del sistema o el NPR, ha encontrado importantes aplicaciones como herramienta de diagnóstico de ruido, constituyéndose como la más importante prueba y de fácil uso para la mayor parte de la ingeniería de los sistemas de comunicaciones, especialmente por microondas, y para los departamentos de

PRUEBA	SISTEMA		DIGITAL DE RES PUESTA PARCIAL
	FM	VIDEO	
a - Ganancia de inserción	X	X	X
b - Respuesta en frecuencia	X	X	X
c - Distorsión de retardo de envolvente		X	X
d - Ruido térmico	X	X	X
e - Interferencias espurias	X	X	X
f - Carga de ruido blanco	X		
g - Pruebas de forma de onda de video		X	
h - Prueba en el canal de programa de los sistemas de Video		X	
i - Prueba de fase de Bifios errados			X

TABLA 4.1 PRUEBAS CUALITATIVAS, BANDA BASE A BANDA BASE PARA DE TERMINAR EL RENDIMIENTO DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION

- 1- Niveles de potencia, ganancias y pérdidas de módulos/Sub sistemas
- 2- Frecuencia central del modem
- 3- Frecuencias de los osciladores locales Receptor - transmisor
- 4- Frecuencia de salida RF del Transmisor
- 5- Tons espurias (Transmisor y Receptor) y la relación de portadora a interferencia.
- 6- Sensibilidad de la desviación de los moduladores y demoduladores de frecuencia.
- 7- Linealidad de los moduladores y demoduladores FM.
- 8- Linealidad de la amplitud de Banda Base
- 9- Pérdida de Retorno de la Banda Base, Frecuencia intermedia (Fi) y radiofrecuencia (RF)
- 10- Planicie de amplitud Fi/RF
- 11- Retardo de grupo Fi/RF
- 12- Ganancia y Fase diferencial Fi/RF

TABLA 4.2 PRUEBAS DE DIAGNOSTICO

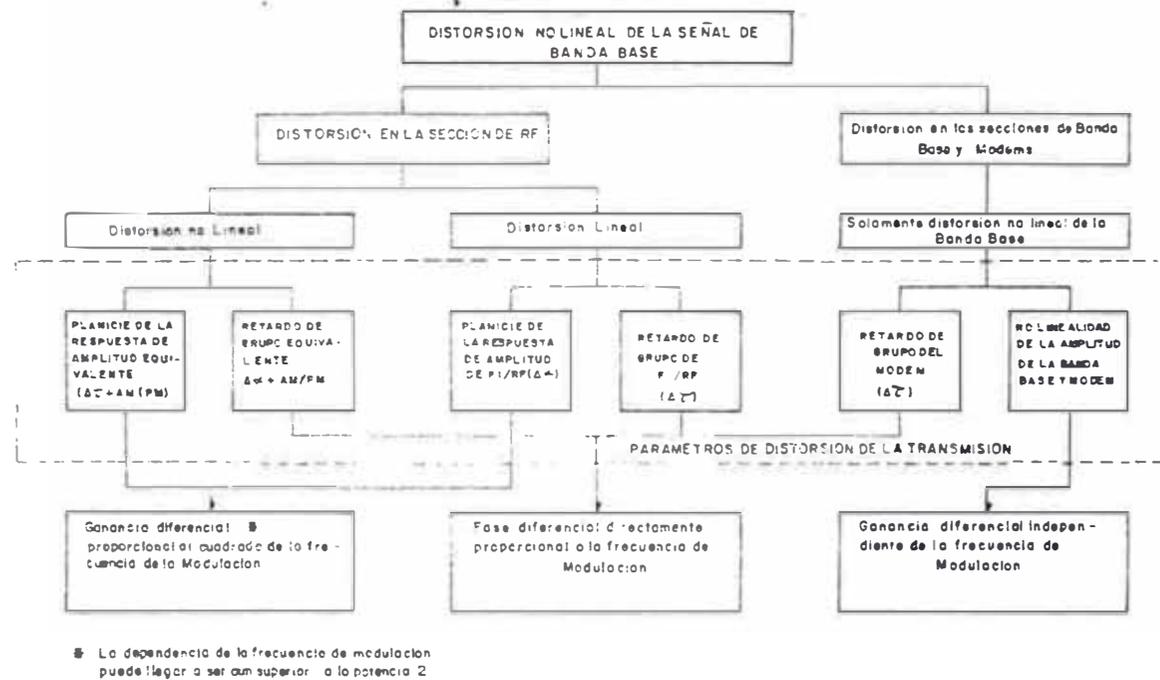


FIG. 4.1a FUENTES DE RUIDO DE INTERMODULACION DE LA BANDA BASE DEBIDO A LAS SECCIONES DE RF, MODEMS Y BANDA BASE.

mantenimiento. Esto no quiere decir que el análisis de diagnóstico mediante la carga de ruido blanco pueda reemplazar a todas las demás pruebas de diagnóstico de ruido. La conversión AM/PM que ocurre en las redes no lineales introduce intermodulación adicional a partir de algunas de las distorsiones de la señal ocurridas en las redes precedentes (Ver fig. 4.1b. Estas respuestas "acopladas" pueden ser evaluadas solamente por las medidas de la fase y ganancia diferencial. Esta nueva área de medidas de diagnóstico de ruido de intermodulación es un valioso complemento a la técnica de carga de ruido blanco como herramienta de análisis del rendimiento de un sistema de comunicaciones multicanal FDM.

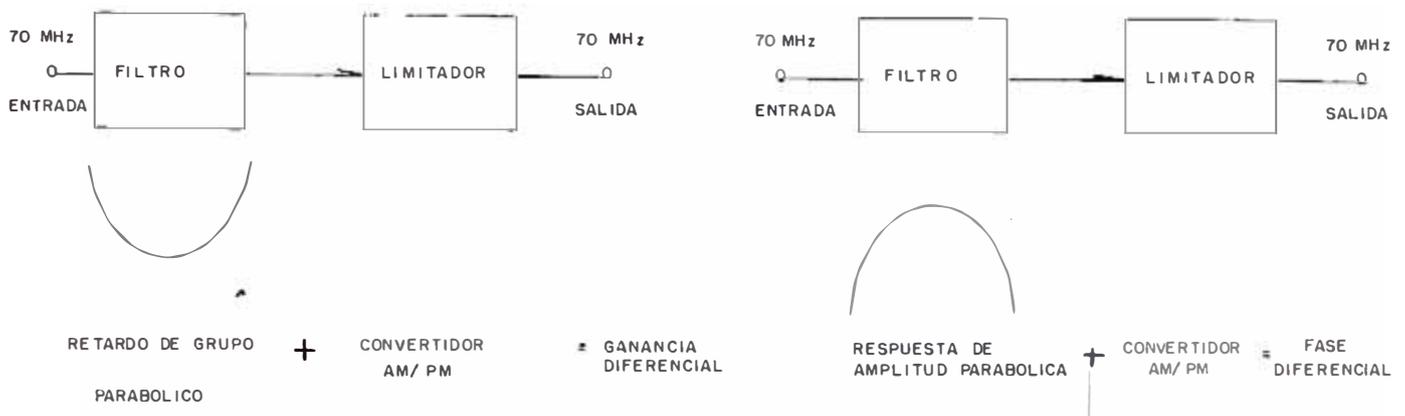


FIG. 4.1b ALGUNOS EJEMPLOS DEL MECANISMO QUE CAUSA GANANCIA Y FASE DIFERENCIAL.

4.2 Efectos de No-Linealidad

Tanto el ruido originado por la agitación térmica, como el producido por las no-linealidades están siempre presente en algún grado en las redes eléctricas. Las no-linealidades pueden agruparse en dos clases básicas:

- a. Las fuertes no-linealidades producidas en forma intencional y controladas para alguna aplicación específica.

- b. Las no-linealidades leves o indeseadas que se hallan presentes donde se desea un rendimiento lineal y por lo tanto cualquier no-linealidad es considerada para sítica.

El efecto de tales no-linealidades, en general, es el de limitar los niveles de la señal útil de un sistema y por lo tanto llega a ser una consideración importante del diseño. En lo que sigue se pretende describir los mecanismos básicos que originan el ruido debido a la no-linealidad.

Los elementos no-lineales más importantes de uso común en los sistemas de transmisión son los diodos, transistores u otros dispositivos activos, y también las bobinas y transformadores que utilizan materiales ferrosos.

4.2.1 Representación en Serie de la Característica de Transferencia.

Supongamos que tenemos un dispositivo, red o sistema de dos-pórticos. Si ploteamos el voltaje de salida en función del voltaje de entrada podríamos obtener un gráfico con el de la figura 4.2 que constituye la característica de transferencia de voltaje. Por simplicidad se asume que el cuadripolo es del tipo "sin memoria" (la salida es una función instantánea del voltaje de entrada). Esta característica de transferencia puede ser descrita por una expansión en serie de Taylor.

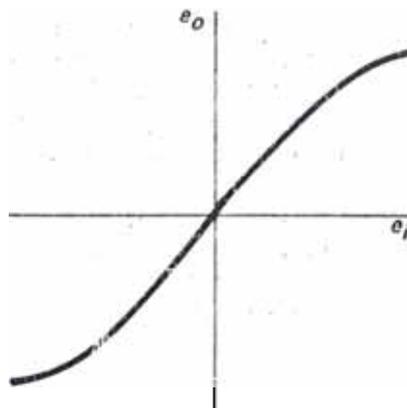


FIG. 4.2 CARACTERISTICA DE TRANSFERENCIA DE VOLTAJE NO LINEAL DE UN CUADRIPOLO.

$$e_o = a_1 e_i + a_2 e_i^2 + a_3 e_i^3 + \dots \quad (4.1)$$

Cuando se trata de no-linealidades fuertes, un coeficiente a_n , en particular, puede ser cuidadosamente controlado; por ejemplo, un modulador de ley cuadrada requiere que el coeficiente a_2 sea grande con los otros despreciables. Para un cuadripolo casi lineal, a_1 es la ganancia de voltaje siendo los demás coeficientes relativamente pequeños.

Si aplicamos una senoide de frecuencia fija al cuadripolo mencionado, con $a_n = 0$ para $n > 3$, el resultado a la salida será:

$$e_i = A \cos \alpha t$$

$$e_o = a_1 A \cos \alpha t + a_2 A^2 \cos^2 \alpha t + a_3 A^3 \cos^3 \alpha t$$

Aplicando las identidades trigonométricas conocidas por el \cos^2 y \cos^3 se tiene como resultado,

$$e_o = \frac{1}{2} a_2 A^2 + \left[a_1 A + \frac{3}{4} a_3 A^3 \right] \cos \alpha t + \frac{1}{2} a_2 A^2 \cos 2\alpha t + \frac{1}{4} a_3 A^3 \cos 3\alpha t \quad (4.2)$$

lo que nos revela la aparición de nuevas frecuencias espúreas: frecuencia cero, segunda armónica y tercera armónica de la frecuencia aplicada. Tales productos espúreos se les conoce comúnmente como productos de modulación. De un examen de la ecuación 4.2 se aprecia que la ganancia (o pérdida) es una función del nivel, la amplitud de la segunda armónica es proporcional a a_2 y al cuadrado de la amplitud de la señal. De este modo, para un aumento en 1 dB en la potencia de la fundamental, la segunda armónica aumenta en 2 dB. De igual forma la tercera armónica es proporcional a a_3 y al cubo de la amplitud de la fundamental. Por lo tanto, el incremento en un dB de la potencia de entrada da como resultado un incremento de 3 dB de la tercera armónica.

Si en lugar de una frecuencia, se aplican más frecuencias el efecto no es la suma de los efectos individuales de cada frecuencia. Si $a_n = 0$ para $n > 3$ en la ecuación 4.1, se puede mostrar que la forma de todos los productos de modulación puede ser obtenido con sólo considerar tres diferentes sinusoidales a la entrada,

$$e_i = A \cos \alpha t + B \cos \beta t + C \cos \gamma t \quad (4.3)$$

que luego de ser sustituida en la ecuacion 4.1 y aplicando las identidades trigonométricas da el resultado que se muestra en la tabla 4.3. Para el caso lineal o cercanamente lineal la salida deseada son los productos de primer orden debido al término a_1 . Todas las demás constituyen espúreas que contribuyen al ruido en cuestión y la interferencia.

El término d-c es por lo general de poco interés ya que usualmente se le filtra y de este modo no causa ruido o interferencia. El producto de tercer orden debido al primer término es el efecto de expansión o compresión, dependiendo del signo de a_3 . Este producto hace cambiar la ganancia o pérdida, no obstante se le ignora ya que normalmente.

$$a_1 \gg \frac{3}{4} a_3 (A^2 + 2B^2 + 2C^2)$$

Existen dos tipos de productos de segundo orden debido al segundo término (a_2). El primero constituye la segunda armónica de cada frecuencia las cuales constituyen la misma expresión que se obtendría si el efecto total fuese la suma de los efectos individuales. El otro tipo constituye la suma y diferencias de las frecuencias tomados de dos en dos. La magnitud del producto $\alpha \pm \beta$ es a_2AB que comparado con el producto 2α , $1/2(a_2A^2)$ se aprecia que el primero es de un nivel más alto que el segundo por el factor $2B/A$. Siendo voltajes, estas magnitudes, tomamos $20\log$ para expresarlo en dBm se tiene:

$$P_{\alpha\pm\beta} = P_{2\alpha} + 6 + P_{\beta} - P_{\alpha} \quad \text{dBm} \quad (4.4)$$

Si las magnitudes de las frecuencias de entrada tienen la misma amplitud, la potencia de los productos sumas y diferencias estarán 6 dB más alto que la potencia de los productos de segunda armónica.

Existen tres tipos de productos de tercer orden debido al tercer término. Comparando las amplitudes como el caso anterior, se llega a la expresión.

$$P_{2\alpha\pm\beta} = P_{3\alpha} + 9.6 + P_{\beta} - P_{\alpha} \quad \text{dBm} \quad (4.5)$$

De este modo, si las frecuencias de entrada tienen la misma amplitud, la potencia de los productos $2\alpha\pm\beta$ serán 9.6 dB más altos que la potencia de los productos de terceras armónicas. El último tipo del producto de tercer orden que se considera es el $\alpha \pm \beta \pm \gamma$, la suma y diferencias de cada grupo de tres frecuencias. Comparando su magnitud con el del producto de tercera armónica se tiene

$$P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = P_{3\alpha} + 15.6 + P_{\beta} + P_{\gamma} - 2P_{\alpha} \quad \text{dBm} \quad (4.6)$$

Frecuencias y magnitudes relativas que resultan de una salida $e_0 = a_1 e_1^3 + a_2 e_2^3 + a_3 e_3^3$, mediante la aplicación de una señal, $e_1 = A \cos \alpha t + B \cos \beta t + C \cos \gamma t$			
	Term 1	Term 2	Term 3
d-c		$1/2 a_2 (A^2 + B^2 + C^2)$	
Primer orden	$a_1 A \cos \alpha t + a_1 B \cos \beta t + a_1 C \cos \gamma t$		$3/4 a_3 A (A^2 + 2B^2 + 2C^2) \cos \alpha t$ $+ 3/4 a_3 B (B^2 + 2C^2 + 2A^2) \cos \beta t$ $+ 3/4 a_3 C (C^2 + 2A^2 + 2B^2) \cos \gamma t$
Segundo orden		$1/2 a_2 (A^2 \cos 2\alpha t + B^2 \cos 2\beta t + C^2 \cos 2\gamma t)$ $+ a_2 AB [\cos (\alpha + \beta)t + \cos (\alpha - \beta)t]$ $+ a_2 BC [\cos (\beta + \gamma)t + \cos (\beta - \gamma)t]$ $+ a_2 AC [\cos (\alpha + \gamma)t + \cos (\alpha - \gamma)t]$	
Tercer orden			$1/4 a_3 (A^3 \cos 3\alpha t + B^3 \cos 3\beta t + C^3 \cos 3\gamma t)$ $A^2 B [\cos (2\alpha + \beta)t + \cos (2\alpha - \beta)t]$ $A^2 C [\cos (2\alpha + \gamma)t + \cos (2\alpha - \gamma)t]$ $+ 3/4 a_3 \left\{ \begin{array}{l} B^2 A [\cos (2\beta + \alpha)t + \cos (2\beta - \alpha)t] \\ B^2 C [\cos (2\beta + \gamma)t + \cos (2\beta - \gamma)t] \\ C^2 A [\cos (2\gamma + \alpha)t + \cos (2\gamma - \alpha)t] \\ C^2 B [\cos (2\gamma + \beta)t + \cos (2\gamma - \beta)t] \end{array} \right.$ $+ 3/2 a_3 ABC [\cos (\alpha + \beta + \gamma)t + \cos (\alpha + \beta - \gamma)t$ $+ \cos (\alpha - \beta + \gamma)t + \cos (\alpha - \beta - \gamma)t]$

NOTA: Observe que si en la señal aplicada $A=B$, el nivel del producto $\alpha + \beta$, la cual está a la frecuencia $\alpha + \beta$, esta 6 dB mas alta que el producto 2α . Similarmenete, $\alpha - \beta$, esta 6 dB mas alta que el producto 2α y $2\alpha - \beta$ (y terminos similares) estan 9.6 dB mas alta que el producto 3α . Si $A=B=C$, el término $\alpha + \beta + \gamma$ y terminos similares (no confunda con el tipo $2\alpha - \beta$) es 15.6 dB mas grande que 3α . La compresión, o componente de primer orden que aparece desde el término e_1^3 es al menos 9.6 dB mas grande que 3α y puede ser mucho mas grande, dependiendo del numero de señales; para una entrada de tres frecuencias como se da arriba, es 23.5 dB mas grande. Si a_1^3 son funciones de la frecuencia, el efecto de la frecuencia debe ser agregado a los efectos de nivel anteriormente mencionados para determinar las diferencias de nivel entre productos.

TABLA 4.3 EXPANSION EN SERIE DE POTENCIAS PARA UNA ENTRADA DE TRES SINUSOIDES

Si cada frecuencia de entrada tiene igual magnitud, la potencia del producto $\alpha \pm \beta \pm \gamma$ será 15.6 dB más alto que el de la armónica 3α .

En resumen, una red no lineal produce a su salida frecuencias adicionales formadas por varias combinaciones de suma y diferencias de las frecuencias de la señal de entrada. Debe hacerse la aclaración que la misma generación de productos de modulación (frecuencias adicionales) ocurren con las no-linealidades fuertes (moduladores, demoduladores etc.). Si se aplica una portadora de frecuencia α y una señal de audio de frecuencia β a un dispositivo que tiene una característica de transferencia no lineal (dispositivo de ley de potencias) a la salida resultará una señal que consiste de las señales aplicadas, α y β , y muchos productos adicionales de diferentes frecuencias. La salida de este dispositivo podría ser pasado a través de un filtro pasabanda centrado en la frecuencia α de tal forma que pase sólo las frecuencias $\alpha - \beta$ y $\alpha + \beta$ y de este modo se obtiene una portadora de transmisión de doble banda lateral (DSBTC). Si el filtro se centra a la frecuencia 2α , pasarían los productos $2\alpha - \beta$ y $2\alpha + \beta$ para obtener una señal DSBTC a la frecuencia 2α . La eficiencia de tales moduladores depende, por supuesto, del valor de los coeficientes de la serie de potencias. Se escogen moduladores de configuraciones tales como ring o celocía para producir los productos deseados con una alta eficiencia minimizando los otros productos espúreos.

Los demoduladores se pueden obtener también con una red de ley de potencia. En este caso la aplicación de la portadora y sus bandas laterales dará como resultado los productos de frecuencia $\alpha - \beta$ los cuales darán la banda base original. Debe puntualizarse que estos tipos de moduladores y demoduladores siempre producen productos espúreos los cuales deben ser convenientemente filtrados. Se puede mostrar que la filtración es exitosa solamente si se cumple que $f_c > 2f_t$, donde:

f_c = frecuencia de la portadora

f_t = frecuencia más alta de la banda base

4.2.2 Compensación de la Característica No-Lineal

Se puede esperar que la característica no-lineal de un cuadripolo pueda ser compensado por medio de la adición de otro cuadripolo en tándem que tenga una característica de transferencia no-lineal complementaria. Estos métodos

de compensación son por lo general imprácticos, a causa de la gran dificultad en controlar la no-linealidad al grado requerido. De hecho, el logro de una característica de transferencia no-lineal es más dificultoso que el logro de una lineal. De este modo, con excepción de aplicaciones especiales tal como compensadores, la compensación de una característica no-lineal mediante una característica no-lineal inversa, usualmente no se lleva a cabo.

Aún cuando la compensación ha sido lograda, su aplicación requiere mucho cuidado. Básicamente, toda frecuencia producida por el cuadripolo no-lineal, incluyendo desde la frecuencia cero hasta las armónicas más altas, debe aplicarse sin conformación de frecuencia a la red de compensación. Tal situación es usualmente muy dificultosa de conseguir en muchas aplicaciones prácticas.

4.2.3 Efectos de la Característica de Transferencia sobre las Señales Moduladas en Ángulo

Una señal modulada en ángulo se le representa por la relación

$$e_i = A_c \cos [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

sustituyéndola en la ecuación (4.1) e ignorando los términos mayores al tercer orden, se tiene:

$$e_o = a_1 A_c \cos [2\pi f_c t + \phi(t)] + a_2 A_c^2 \cos^2 [2\pi f_c t + \phi(t)] \\ + a_3 A_c^3 \cos^3 [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

Desarrollando el \cos^2 y \cos^3 y reagrupando los términos

$$e_o = \frac{1}{2} a_2 A_c^2 + (a_1 A_c + \frac{3}{4} a_3 A_c^3) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)] \\ + \frac{1}{2} a_2 A_c^2 \cos [2\pi(2f_c)t + 2\phi(t)] \\ + \frac{1}{4} a_3 A_c^3 \cos [2\pi(3f_c)t + 2\phi(t)]$$

Este resultado nos muestra la presencia de una corriente DC y tres ondas moduladas en ángulo cuyas frecuencias centrales son f_c , $2f_c$ y $3f_c$ que constituyen las armónicas de la frecuencia portadora. Consideremos, la onda modulada de frecuencia central f_c .

$$(a_1 A_c + \frac{3}{4} a_3 A_c^3) \cos [2\pi f_c t + \phi(t)]$$

la cual solamente ha sido modificada su ganancia. Esta es una importante cualidad que la diferencia de la modulación de amplitud y es la razón primaria por la cual se usa modulación de ángulo en los sistemas de microondas, puesto que es necesario la operación no-lineal de los amplificadores y otros dispositivos para alcanzar los niveles de salida requeridos.

A la salida es necesario aislar la señal deseada mediante un filtro adecuado de tal forma que lo separe de la onda modulada en ángulo centrada en $2f_c$. Considerando el ancho de banda de Carson y que la desviación de frecuencia pico es el doble para la segunda armónica la frecuencia portadora debe cumplir la siguiente relación:

$$f_c \geq 3\Delta F + 2f_t$$

El anterior análisis parece indicar que los sistemas modulados en ángulo están libres de distorsión puesto que ellos son insensitivos a las no-linealidades de amplitud. No obstante, estos sistemas son extremadamente sensitivos a las no-linealidades de fase.

Aunque las no-linealidades de fase no son tan comunes como los de amplitud, pero existen y su presencia es significativa en los sistemas modulados en ángulo.

Un tipo común de no-linealidad de fase es la llamada conversión de modulación de amplitud a modulación de fase (conversión AM/PM). Este es un resultado de la dependencia de la característica de fase (o retardo) de un cuadripolo con la amplitud instantánea de la señal. A parte de esta conversión, también es causa de distorsión en los sistemas de modulación de ángulo la falta de uniformidad de la ganancia o la no-linealidad de la fase con la frecuencia en las secciones de RF (o IF) de la transmisión. Esta distorsión es similar a la que se realiza cuando una señal de banda base pasa por un cuadripolo que tiene una característica de transferencia sensible a la amplitud y realmente tales efectos pueden ser medidos como no-linealidades en la señal de banda base. No obstante, estas no-linealidades no se deben a la no-linealidad del cuadripolo.

4.3 Caracterización de las No-Linealidades de un Cuadripolo

La distorsión de modulación o distorsión no-lineal de cualquier cuadripolo podría ser caracterizado por los valores de los coeficientes de la característica de transferencia de voltaje (a_n). Sin embargo, la medida directa

de esta característica con la exactitud requerida para determinar los coeficientes de la serie de Taylor, es prácticamente imposible. Por este motivo, es conveniente definir otro juego de coeficientes de modulación de más fácil medición. Se ha visto que la aplicación de una frecuencia a la entrada, resulta en la salida frecuencias armónicas, y también que la amplitud de las armónicas está fácilmente relacionada a la amplitud de cualquier otro producto de modulación. De este modo, la performance no-lineal de un cuadripolo puede ser caracterizado por el conocimiento del voltaje de salida de una frecuencia fundamental y el voltaje de cada componente armónica. Tales datos se obtienen con una fuente sinusoidal y un buen voltímetro selectivo. Es importante que la fuente sinusoidal esté relativamente libre de armónicos.

Son posibles simplificaciones adicionales tomando en cuenta que la amplitud de la segunda armónica es proporcional al cuadrado de la amplitud de la fundamental. De este modo la razón de la amplitud de la segunda armónica al cuadrado de la fundamental constituye el coeficiente de modulación el cual es independiente del nivel de la señal que se usa para medir. De una manera similar la performance de tercer orden puede ser caracterizado por la razón de la amplitud de la tercera armónica al cubo de la fundamental. Estos coeficientes dependen de la unidad que se ha tomado para medir el voltaje. Es una práctica común expresar todos los voltajes en voltios r.m.s. y para que el coeficiente sea adimensional se le multiplica por un voltio elevado a la potencia apropiada. De este modo el coeficiente de modulación de segundo orden M_2 , se define como

$$M_2 = 20 \text{ Log} \frac{V_{2\alpha} (1 \text{ voltio})}{(V_\alpha)^2}$$

donde:

$V_{2\alpha}$ = voltaje r.m.s. de la segunda armónica

V_α = voltaje r.m.s. de la fundamental

De igual forma, el coeficiente de modulación de tercer orden está dado por:

$$M_3 = 20 \text{ Log} \frac{V_{3\alpha} (1 \text{ voltio})^2}{(V_\alpha)^3}$$

El interés principal de los sistemas de transmisión es la determinación de la potencia producida por los productos espúreos de las no-linealidades. Dado que existen medidores selectivos de potencia, la potencia de cada uno

de las frecuencias que están presentes a la salida pueden medirse y estos valores se les usa para definir los coeficientes de modulación. Se define:

$$m_2 = \frac{P_{2\alpha}}{(P_\alpha)^2} \quad (4.7)$$

$$m_3 = \frac{P_{3\alpha}}{(P_\alpha)^3} \quad (4.8)$$

donde, por conveniencia, P_α es un milivatio y todas las potencias están en milivatios; lo que asegura la no-dimensión del coeficiente de modulación. Con estos valores hay otra forma de definir los coeficientes de modulación

$$M_2 = 10 \text{ Log } m_2 = 10 \text{ Log } P_{2\alpha} + 0\text{dBm} - 20 \text{ Log } P_\alpha$$

$$M_2 = P_{2\alpha} - 2P_\alpha \quad (4.9)$$

y de igual forma,

$$M_3 = P_{3\alpha} - 3P_\alpha \quad (4.10)$$

donde todas las potencias están en dBm. Según esta definición, M_x es la x-ésima potencia armónica en dBm que resultan de una fundamental de 0 dBm.

Si la característica de transferencia del cuadripolo puede ser representada por una serie de potencias, los coeficientes M 's serán independientes del nivel de la señal. Sin embargo ésta puede ser dependiente de la frecuencia.

4.3.1 Relación entre los Coeficientes "m" y "a"

De la tabla 4.3, el valor r.m.s. del voltage de la amplitud de la fundamental a la salida del cuadripolo, despreciando el término de compresión, está dada por $a_1 A / \sqrt{2}$; y para la segunda armónica esta dada por $a_2 A^2 / 2\sqrt{2}$. Por lo tanto se tiene:

$$P_{2\alpha} = \frac{a_2^2 A^4}{8R_L} \quad 1000 \quad \text{mw}$$

$$P_{\alpha} = \frac{a_1^2 A^2}{2R_L} \cdot 1000 \quad \text{mw}$$

$$\bar{p} = 1 \text{ mw}$$

$$m_2 = \frac{a_2^2}{2a_1^4} \left(\frac{R_L}{1000} \right) \quad (4.11)$$

De igual forma, se encuentra el valor de m_3

$$m_3 = \frac{a_3^2}{4a_1^6} \left(\frac{R_L}{1000} \right)^2 \quad (4.12)$$

En estas ecuaciones, A es la amplitud del voltaje de la fundamental a la entrada; a_1 es adimensional; a_2 tiene dimensiones de recíproco de voltaje; a_3 tiene unidades de cuadrado del recíproco de voltaje; y R_L es la impedancia de carga en ohms.

4.3.2 La Potencia de Salida de un Producto Específico

Un problema común es el de determinar la potencia esperada de un producto, de intermodulación específico cuando se conocen los coeficientes de modulación y la potencia de la fundamental. Teniendo en cuenta las ecuaciones (4.4), (4.5), (4.6), (4.9) y (4.10) fácilmente se encuentran las relaciones necesarias.

$$P_{2\alpha} = M_2 + 2P_{\alpha}$$

$$P_{3\alpha} = M_3 + 3P_{\alpha}$$

$$P_{\alpha\pm\beta} = M_2 + 6 + P_{\alpha} + P_{\beta} \quad (4.13)$$

$$P_{2\alpha\pm\beta} = M_3 + 9.6 + 2P_{\alpha} + P_{\beta}$$

$$P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = M_3 + 15.6 + P_{\alpha} + P_{\beta} + P_{\gamma}$$

4.3.3 Cuadripolos en Cascada

La performance no lineal de un sistema consistente de cuadripolos en cascada está controlada usualmente por aquellos cuadripolos que tienen una combinación que resulta la peor performance de modulación y transportan niveles de señal

relativamente altos. Podemos ver las relaciones cuantitativas considerando un par de cuádrupolos en tandem como se muestra en la Fig. 4.3. Las ganancias G 's y los coeficientes de modulación de los dos cuádrupolos son aquellos que resultan como

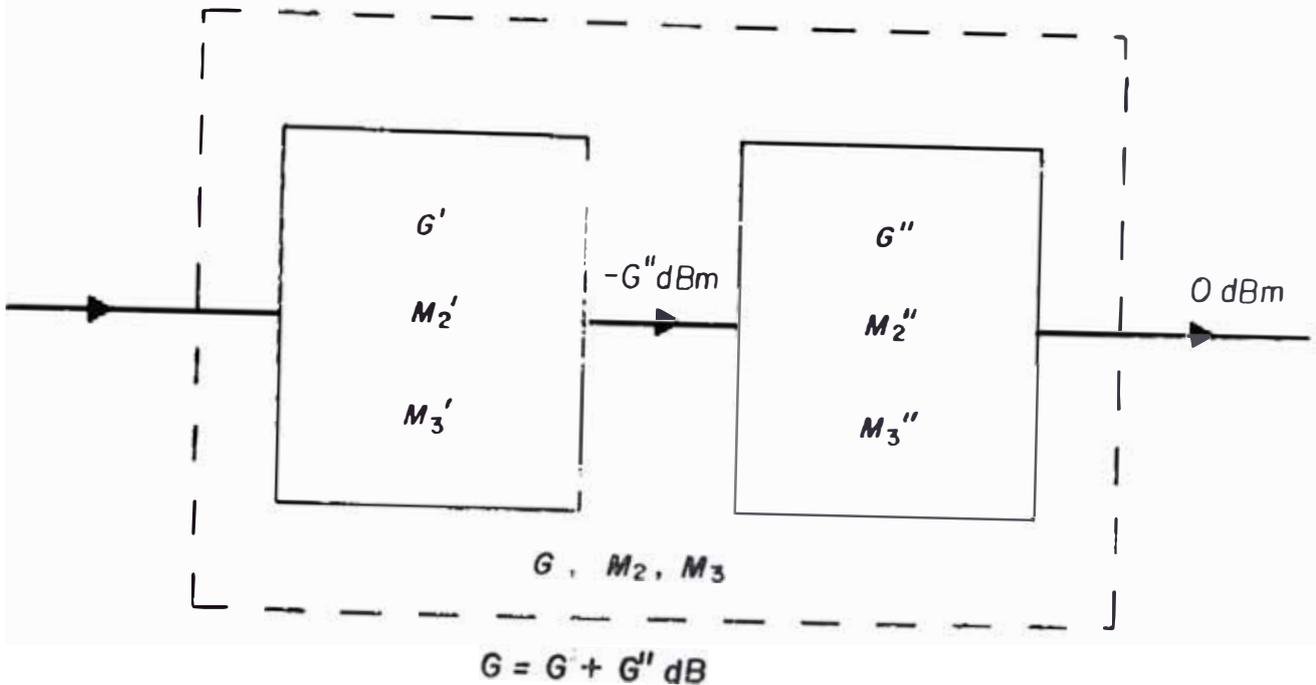


FIG. 4.3 CUADRIPOLO NO-LINEAL FM CASCADA

consecuencia de las impedancias existentes a la salida del primer cuádrupolo y a la entrada del segundo.

Por simplicidad asumamos que puede usarse la superposición y que la no-linealidad es suficientemente pequeña de tal forma que los efectos de más alto orden se puedan ignorar. Si la potencia P_{α} a la salida de la red compuesta es 0 dBm , la potencia resultante de $P_{2\alpha}$ está dada por M_2 , según las ecuaciones (4.13), y de igual forma para $P_{3\alpha}$.

$$P_{2\alpha} = M_2 + 2 \times 0$$

$$P_{3\alpha} = M_3 + 3 \times 0$$

de igual forma se deduce fácilmente que:

$$P'_{2\alpha} = M'_2 - 2G'' \quad (P'_{\alpha} = -G'')$$

Al mismo tiempo esta segunda red produce su "propia" segunda armónica.

$$P_{2\alpha}'' = M_2''$$

Luego:

$$P_{2\alpha}' + P_{2\alpha}'' = P_{2\alpha} = M_2$$

$$M_2 = M_2'' + (M_2' - G'') \quad (4.14)$$

de igual forma para la tercera armónica resulta en:

$$M_3 = M_3'' + (M_3' - 2G'') \quad (4.15)$$

Las sumas de las ecuaciones (4.14) y (4.15) no se realizan directamente pues se tratan de unidades logarítmicas. La exactitud de estas sumas requiere el conocimiento de la característica de fase de las dos redes y sus productos de modulación. Sin estos datos, usualmente se asume una adición de potencias. Además en estas sumas no está incluido la componente de tercera armónica que resulta de la suma de la segunda armónica del primer cuadripolo con la fundamental en el segundo cuadripolo. Estos productos son ignorados en la mayoría de las aplicaciones.

El examen de las ecuaciones (4.14) y (4.15) muestra que si la ganancia de potencia del segundo cuadripolo es suficientemente grande, la performance de la combinación está casi enteramente determinado por la performance de la red de salida o red de alto nivel. Por otro lado si la red de salida tiene pérdida y es lineal (G'' es negativo y M_2'' tiende a $-\infty$), se puede apreciar que la performance de modulación está determinado primordialmente por la primera red la cual en este caso está manipulando la señal de más alto nivel. Por lo tanto, la performance de modulación total de un amplificador está casi enteramente determinado por la performance de modulación de su última etapa activa, y los efectos de las otras etapas pueden ser ignorados usualmente. Esto contrasta con la performance de ruido térmico de redes en cascada donde las etapas de más bajo nivel determinan la performance de ruido.

4.4 La Performance del Sistema de Modulación

Con lo discutido anteriormente, podemos estudiar el comportamiento con respecto a la modulación de un sistema en el punto OTLP. Para esto es conveniente definir un índice de la intermodulación de sistema, H_x , donde x es el tipo de

producto bajo consideración. De este modo x puede ser 2α , 3α , $\alpha+\beta$ etc.

H_x es la potencia del producto de tipo- x en dBm0, medido a la salida del sistema y originado por la intermodulación de las fundamentales, cada una de las cuales es 0 dBm0.

Se puede notar que esta definición idéntica a aquellas que corresponden a los coeficientes de modulación, con la excepción que todos los niveles están referidos a OTLP en lugar de la salida de cualquier red particular en el sistema. Es importante relacionar los coeficientes de modulación de un cuadripolo en un sistema al punto de nivel cero de transmisión, OTLP, siendo necesario el conocimiento de la diferencia de nivel entre el punto de salida en el cual los coeficientes de modulación están referidos y el OTLP. Este factor se denomina comúnmente C .

C , es la diferencia de nivel entre OTLP y el punto donde los coeficientes de modulación son definidos; C es positivo cuando este punto está por debajo del OTLP.

Expresado en otra forma, si una señal de 0dBm aparece en la salida donde los M 's han sido definidos, esta señal en el punto de nivel cero será :

$$0 \text{ dBm} + C = C \text{ dBm0}$$

El factor C puede ser una función de la frecuencia, aunque en las etapas iniciales del diseño se le considera independiente de la frecuencia (respuesta en frecuencia plana). En las etapas posteriores más refinadas del diseño puede ser cuidadosamente conformado. No obstante, si el punto de referencia para la definición de los coeficientes de modulación se escoge cuidadosamente, la suposición de que C es plano con la frecuencia puede quedar justificado.

Conociendo C , los coeficientes de modulación, y la potencia de los fundamentales a OTLP, la magnitud esperada de cualquier producto de modulación se puede computar mediante el uso de las ecuaciones (4.13). Por ejemplo, consideremos una fundamental de X dBm0; la potencia de esta fundamental en la referencia de modulación es $(X-C)$ dBm, y la potencia de la segunda armónica en este mismo punto es $M_2+2(X-C)$ dBm. En el punto OTLP la potencia de esta segunda armónica es $M+2X-C = P_{2\alpha}$ dBm0. Suponiendo que existe sólo una fuente no-lineal y $X=0$, el anterior valor (M_2-C) corresponde al valor de $H_{2\alpha}$ de acuerdo con la definición de H_x . Mediante razonamientos similares, las potencias de todos los productos de modulación en el OTLP con potencias de la fundamental $X=P_\alpha$ en dBm0 se puede tabular en términos de H_x .

$$\begin{aligned}
P_{2\alpha} &= H_{2\alpha} + 2P_{\alpha} && \text{dBm0} \\
P_{3\alpha} &= H_{3\alpha} + 3P_{\alpha} && \text{dBm0} \\
P_{\alpha\pm\beta} &= H_{2\alpha} + 6 + P_{\alpha} + P_{\beta} && \text{dBm0} \quad (4.16) \\
P_{2\alpha\pm\beta} &= H_{3\alpha} + 9.6 + 2P_{\alpha} + P_{\beta} && \text{dBm0} \\
P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} &= H_{3\alpha} + 15.6 + P_{\alpha} + P_{\beta} + P_{\gamma} && \text{dBm0}
\end{aligned}$$

4.4.1 Selección de un Punto de Referencia de Modulación

Hasta ahora se ha discutido las no-linealidades en forma general y se ha asumido que el punto de referencia para la definición de los coeficientes de modulación está a la salida de algún cuadripolo común. Por otro lado se ha sobreentendido que una selección acertada de este punto de referencia debe tender a mantener a C razonablemente plano con la frecuencia y de este modo simplificar algunos de los cálculos del sistema. Es también deseable escoger el punto de tal forma que los coeficientes de modulación existentes sean razonablemente independientes de la frecuencia, lo cual implica un punto con una impedancia casi constante para todas las frecuencias de interés. Dadas estas restricciones no siempre puede ser posible evitar enteramente la conformación de frecuencia. En los sistemas de transmisión analógicos con repetición, la salida del repetidor trabaja usualmente con una impedancia igual al cable de transmisión el cual es razonablemente plano con la frecuencia. Por lo tanto, esta salida de repetidor se escoge en forma usual como el punto de referencia para los M'_s . La principal desventaja en el uso de este punto de referencia es la necesidad de manipulación extra para relacionar estos M'_s a los coeficientes de modulación del dispositivo no-lineal que está raramente dirigido a la salida del repetidor. Tales puntos de referencia tampoco garantizan un C independiente de la frecuencia.

Un segundo punto que algunas veces se usa como punto de referencia de modulación es el colector del transistor de la etapa de salida. Los argumentos favorables de este punto son: (1) se relaciona directamente a las medidas de dispositivos; (2) se ven fácilmente los efectos de la realimentación; (3) las consideraciones de sobrecarga pueden resultar en un espectro de señal plana. Aunque, la red de salida es bastante simple, no obstante, es difícil mantener la impedancia de carga en forma constante.

4.4.2 Consideraciones Adicionales con Transistores.

Puede ser imposible escoger un punto que cumpla con el requisito que tanto C como los M'_s sean planos con la frecuencia. En tal caso, H_x no será plano con la frecuencia. Una aproximación preliminar para un cálculo inicial es hacer un cómputo del peor caso asumiendo que H_x es plano con la frecuencia.

Un punto que debe ser comprobado en el análisis de este peor caso es si los índices de modulación, M_2 y M_3 , son constantes o no al variar el nivel de la señal y si siguen la ley de potencias. Esto se puede realizar variando la amplitud de la fundamental en 1dB y observando si existe o no un cambio de 2 y 3 dB en la segunda y tercera armónica, respectivamente. Cuando los índices de modulación no son constantes, se debe hacer las tolerancias en el análisis del sistema para tener en cuenta sus variaciones. Por ejemplo, un producto tal como $\alpha'\beta$ puede no ser 6dB más grande que el producto 2α como previamente se ha indicado.

La tolerancia que se puede hacer en el análisis del sistema es para medir $M_{\alpha\pm\beta}$, $M_{\alpha\pm\beta\pm\gamma}$, o cualquier otro índice de modulación directamente en términos de potencia en el punto de referencia. Esto es, M_2 es medido como la relación de la potencia de la segunda armónica al cuadrado de la potencia de la fundamental, siendo ambos medidos en el punto de referencia escogido. De este modo las siguientes relaciones se cumplen donde todas las potencias están medidas en dBm en el punto de referencia de modulación.

$$M_{2\alpha} = P_{2\alpha} - 2P_{\alpha}$$

$$M_{3\alpha} = P_{3\alpha} - 3P_{\alpha}$$

$$M_{\alpha\pm\beta} = P_{\alpha\pm\beta} - P_{\alpha} - P_{\beta} \quad (4.17)$$

$$M_{2\alpha\pm\beta} = P_{2\alpha\pm\beta} - 2P_{\alpha} - P_{\beta}$$

$$M_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} = P_{\alpha\pm\beta\pm\gamma} - P_{\alpha} - P_{\beta} - P_{\gamma}$$

4.5 Efectos No-Lineales sobre Señales de Voz Multiplexadas

Se ha mostrado que la presencia de una frecuencia simple a la entrada de un sistema, produce en la salida la presencia de tonos indeseados causados por las no-linealidades. Los niveles de estos tonos indeseados dependen del nivel de la frecuencia a la entrada. Dado que los sistemas de transmisión telefónicos, en forma usual, transmiten señales de voz en vez de tonos de frecuencia única, es importante relacionar la no-linealidad medida de un sistema al ruido de intermodulación ocasionado por las señales de voz. Se disponen varias técnicas para este propósito.

Para los sistemas de banda angosta y baja capacidad, es comúnmente práctico caracterizar la señal de voz por un juego de sinusoides apropiadamente espaciados en frecuencia. Puesto que esta técnica es meramente una extensión de la performance de una frecuencia única ya discutida, no lo trataremos en adelante.

Trataremos en algún detalle dos técnicas para caracterizar el ruido de intermodulación en los sistemas telefónicos multiplexadas. El primero, basado en los métodos desarrollados por W.R. Bennett, relaciona el ruido de intermodulación a los parámetros de modulación de frecuencia única del sistema. Aunque aún muy útil, esta técnica está siendo reemplazada en aplicaciones de banda ancha por la técnica llamada carga de ruido.

4.5.1 El Método de Bennett

Este método de cálculo de ruido de modulación busca las respuestas a los siguientes preguntas.

- a. ¿Cuál es la amplitud de un producto de modulación - que resulta de un locutor de volumen constante y conocido, en sistemas de no-linealidad conocida?
- b. ¿Cuántos de tales productos caerán en el canal de interés? Esta pregunta toma en cuenta el hecho de que no todos los canales están activos al mismo tiempo aún cuando todos están ocupados. El número buscado es N_x , el número probable de los productos de tipo-x que caerán en el canal de interés durante la hora de mayor congestión.
- c. ¿Cuál es el efecto del hecho de que todos los locutores no tienen el mismo volumen, sino que están distribuidos según se mostró en el capítulo 3?

- d. ¿Cuál es el ruido total de modulación para un sistema de linealidad dada? o ¿cuál debe ser la linealidad a fin de limitar el ruido de intermodulación a un valor dado?

Las respuestas a las preguntas a, b y c dependen de cada tipo de producto de modulación ($\alpha \pm \beta$, $2\alpha - \beta$ etc.) y deben ser respondidas para cada tipo de producto antes que pueda ser respondida la última pregunta.

Su magnitud de cualquier producto de intermodulación será una función de la no-linealidad del sistema, H_x , y el número de los posibles productos de intermodulación que caen en un canal dado es una función de la asignación de frecuencias de la carga FDM.

Se puede asumir que en el momento en que el número probable de productos superimpuestos excede de 20 ó 30, ellos no pueden ser diferenciados del ruido errático.

4.5.1.1 Amplitud del Producto

Supongamos que cada canal del sistema está cargado por un ruido gaussiano que tiene una densidad espectral homogénea (plana) desde 0 a 4 KHz con una potencia total de 0 dBm. Recordemos que H_x fue definido en términos de una señal de frecuencia única aplicada al sistema. Se puede mostrar fácilmente que, en tanto que cada banda fundamental "introduce" el producto una sola vez, se aplica el mismo índice de modulación tanto para frecuencias únicas como para bandas de ruido. No obstante, cuando existe múltiples "introducciones" tales como 2α , 3α ó $2\alpha \pm \beta$ existe una clara diferencia entre los dos casos. Por ejemplo, con sinusoides el producto 2α es simplemente la segunda armónica, en tanto que este mismo producto, 2α , para una banda de ruido comprende a la suma de las segundas armónicas de todas las frecuencias componentes más los productos $\alpha_1 \pm \alpha_2$. Tal como las sinusoides, los productos $\alpha_1 \pm \alpha_2$ están 6 dB más altos que la segunda armónica. El resultado neto es que tanto $H_{2\alpha}$ como $H_{2\alpha \pm \beta}$ son 3 dB más altos para bandas de ruido que para señales de frecuencia única. De igual forma, $H_{3\alpha}$ es 7 dB más grande para ruidos que para frecuencias únicas. Estas relaciones se pueden mostrar en forma más analítica convolviendo las densidades espectrales apropiadas. Los índices de intermodulación del sistema para bandas de ruido se pueden definir como:

H_x^* , es la potencia del producto tipo-x en dBm, medido a la salida de un sistema y formado por la intermodulación de bandas de 4-KHz de ruido gaussiano cada uno de los cuales es 0 dBm.

Según la anterior discusión,

$$H_x^* = H_x + X_x \quad (4.18)$$

donde:

$$X_x = 3 \quad \text{para } x = 2\alpha; 2\alpha+\beta$$

$$X_x = 7.8 \quad \text{para } x = 3\alpha$$

$$X_x = 0 \quad \text{para los demás } x$$

se puede observar que los productos debidos a las bandas de ruido se expanden sobre una banda de 8-KHz para los productos de segundo orden y 12-KHz para los productos de tercer orden.

4.5.1.2 Distribución de Amplitud de los Locutores

Según se ha visto en el capítulo 3, la carga telefónica no consiste de locutores de 0 dBm0. Los locutores reales forman una distribución normal con una media igual a $V_0 v_u$ o $P_0 = V_0^2 \sim 1.4$ dBm0, y con una desviación estandar de σ dB. Los siguientes pasos calculan el ruido de modulación generado por tales distribuciones, relativo al ruido generado por locutores de 0 dBm0.

Los productos de tipo-x que aparecen derivadas de las fundamentales, las cuales están normalmente distribuidas en dB, estarán también normalmente distribuidos en dB. El valor promedio de la distribución de los productos es la suma de los valores en dB (o vu) de los promedios de los fundamentales. La desviación estandar de la magnitud de los productos serán una función de la desviación estandar de los fundamentales, del número de fundamentales las cuales forman cada producto, y el número de vías que ellos "entran". Las estadísticas de la distribución de productos están basadas en la formación de el producto por multiplicación de los fundamentales (suma en dB). El producto $2\alpha-\beta$, por ejemplo, es un producto de tercer orden. Por lo tanto, el valor promedio de la distribución del producto $2\alpha-\beta$ será $3P_0$ dB más alto que el producto de referencia, como por ejemplo, un producto del mismo tipo formado por locutores de 0dBm0. Si definimos η_x como el orden del producto, luego en general se puede decir que el promedio de la distribución de los productos originados por locutores reales será $\eta_x P_0$ dB con respecto al producto de referencia de H_x^* dBm0. La fórmula familiar para desviación estandar de una distribución formada por la suma de

un número de distribuciones normales es:

$$\sigma_S = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \dots} \quad (4.19)$$

Por lo tanto, la expresión para la desviación estandar de la distribución de productos formados por locutores reales se puede escribir:

$$\sigma_S = \sigma \sqrt{\lambda_X} \quad (4.20)$$

donde σ es la desviación estandar de los volúmenes de los locutores y

$$\lambda_X = r_1^2 + r_2^2 + \dots \quad (4.21)$$

para un producto de el tipo $r_{10} + r_{20} + \dots$. Por ejemplo, λ_X es 5 para los productos $2\alpha - \beta$, de tal forma que la desviación estandar de la distribución del producto $2\alpha - \beta$ será 11.2 dB si σ es 5 dB.

La relación entre el promedio y la desviación estandar para los productos de modulación, y las correspondientes cantidades, P_O y σ , para la fundamental se muestra en la fig. 4.4. De este modo la potencia del producto de tipo-x originado por la carga de los canales con ruido gaussiano plano de P_O dBm0 está dado por $\eta_X P_O + H_X^*$.

Si los canales están cargados con ruido plano cuyas distribución de amplitudes es normal en dB, la potencia promedio de los productos resultantes de tipo -x debe ser corregida por el término $0.115\sigma_S^2$, el cual fue discutido en el capítulo 3. Dado que $\sigma_S^2 = \lambda_X \cdot \sigma^2$ y $P_O = V_O - 1.4$, la potencia promedio de un producto de tipo-x puede ser representada por la ecuación:

$$R_X = \eta_X V_O + 0.115\sigma^2 - 1.4\eta_X + H_X^* \quad \text{dBm0} \quad (4.22)$$

4.5.1.3 La Cuenta de Productos

En un sistema típico de banda ancha, muchos de los productos de intermodulación de un tipo dado pueden caer en un canal. Por consiguiente, para encontrar el ruido total de intermodulación, es necesario conocer el número de los productos presentes.

Bennett ha proveído fórmulas que calculan el número total de productos de tipo-x que posiblemente caen en el canal de interés. Estas fórmulas asumen que la distribución de frecuencias es la que se indica en la fig. 4.5. Las por

Producto de Modulación	Producto promedio en dB referido al producto desde las señales de voz de 0-dBm0 (n, P ₀)	Desviación estándar en dB ($\sigma\sqrt{\lambda_i}$)
2 ω	2 P ₀	2 σ
$\omega \pm \beta$	2 P ₀	$\sqrt{2}\sigma$
3 ω	3 P ₀	3 σ
$\pm 2\omega \pm \beta$	3 P ₀	$\sqrt{5}\sigma$
$\omega \pm \beta \pm \delta$	3 P ₀	$\sqrt{3}\sigma$

FIG. 4.4 DESVIACION PROMEDIO Y ESTANDAR PARA UNA DISTRIBUCION DE VOLUMEN DE SEÑALES DE VOZ INTERMODULADAS.

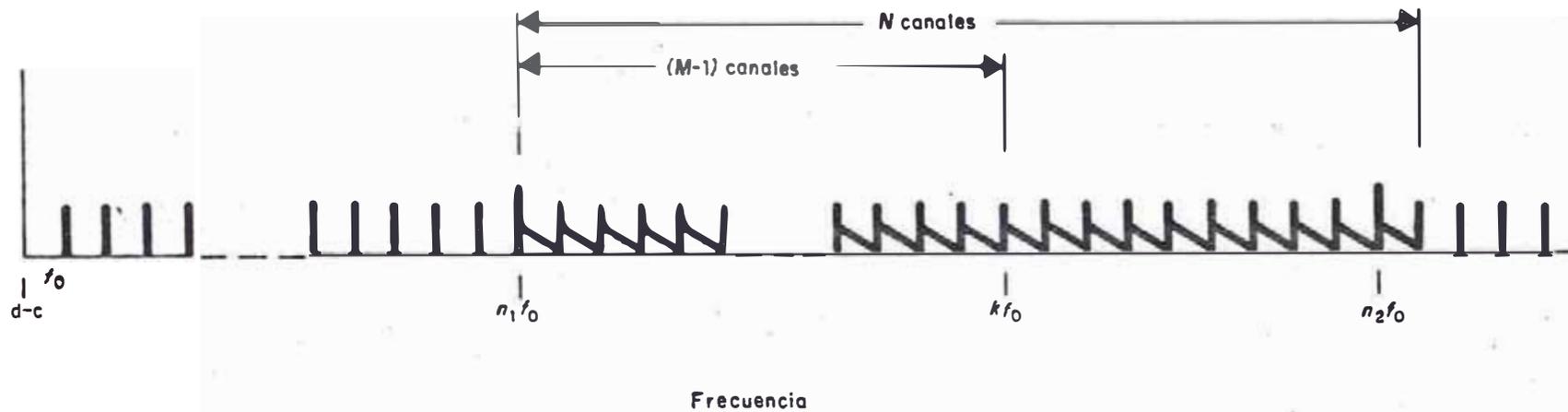


FIG. 4.5 DISTRIBUCION DE FRECUENCIA PARA UNA CUENTA PRODUCTO

tadoras están localizadas en intervalos de f_0 Hertz comenzando desde la frecuencia cero. El sistema transmite N canales cuyas frecuencias portadoras comienzan desde $\eta_1 f_0$ hasta $\eta_2 f_0$ inclusive. Los canales son identificados por medio de la portadora a la cual están asociadas. Por ejemplo, el canal de interés se identifica por la portadora K -ésima (desde la frecuencia cero) o portadora M desde el borde inferior de la banda, de tal forma que:

$$M = K - \eta_1 + 1 \quad (4.23)$$

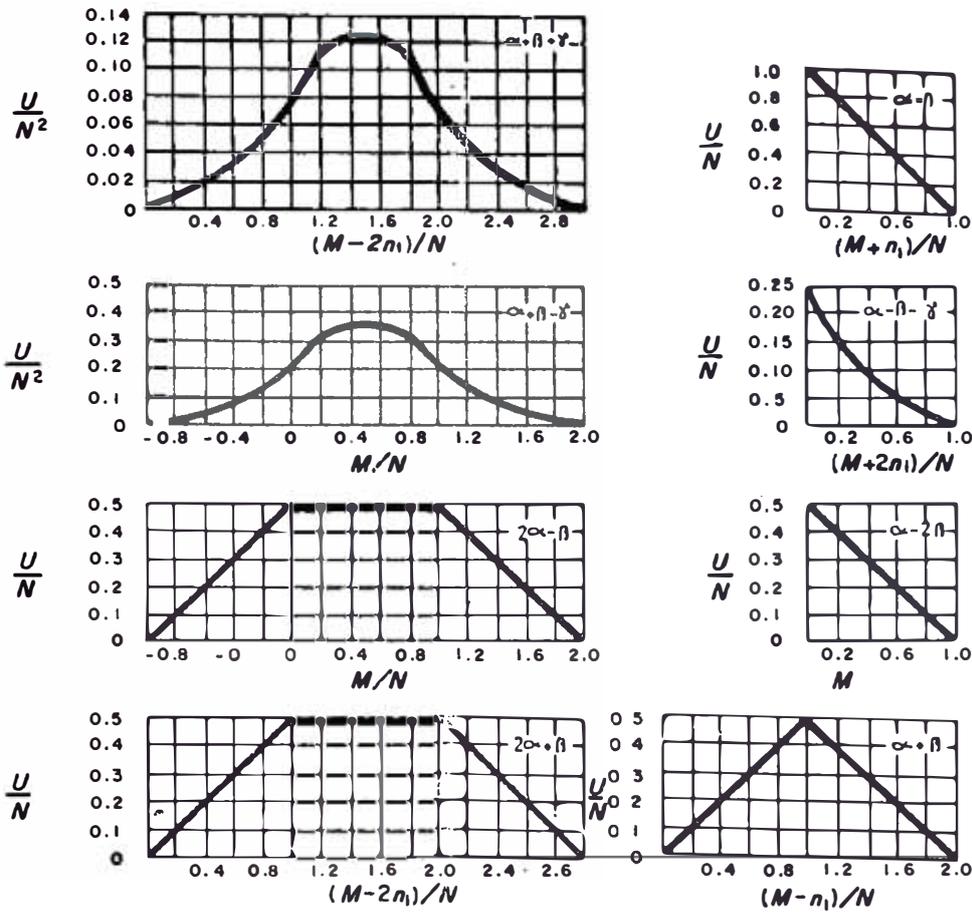
El número 1 resulta puesto que el primer canal transmitido está identificado por $M = 1$ y en este canal $K = \eta_1$. La terminología está generalizada de tal forma que la portadora K -ésima puede caer fuera de la banda transmitida. Puesto que el total del número posible de productos que pueden caer en el canal de interés, es el que se está tratando de buscar, se asume que todos los canales del sistema están transmitiendo energía con excepción del canal de interés.

Aunque las fórmulas exactas de Bennett son fáciles de entender y usar, no obstante son largas y llegaría a ser laborioso un cómputo repetitivo. Por lo general, en el diseño de un nuevo sistema se hace variar el ancho de la banda (número de canales transmitidos). La cuenta de productos en estas circunstancias puede llegar a ser un gran esfuerzo.

Un juego útil de aproximaciones a las fórmulas de Bennett se dan en el gráfico de la Fig. 4.6. La exactitud de estas gráficas es pobre para sistemas de banda angosta pero mejora rápidamente a medida que crece el ancho de banda. Es de esperar un error del 50 al 100% para sistemas de 10 canales y para 100 canales es algo mejor de $\pm 5\%$. Para sistemas superiores a 1000 canales el error es despreciable.

Las cantidades que se usan en la abscisa de estos gráficos merecen un comentario. Cuando la abscisa es M/N , el número de productos que caen en cualquier canal es independiente de la posición del espectro de frecuencia ocupado por el sistema. Para el caso de otros productos, por ejemplo $\alpha + \beta$, donde es $(M - \eta_1)/N$, la posición de una frecuencia particular puede dar como resultado un número mínimo de productos. Supongamos que para cualquier valor de N , η_1 sea siempre igual a $\eta_2/2$. En este caso, ningún producto del tipo $\alpha + \beta$ caerá dentro la banda; sin embargo, no existe tal situación para los productos $2\alpha - \beta$ o $\alpha + \beta - \gamma$, donde la abscisa es M/N .

Para evaluar el ruido originado por los productos de modulación, debe determinarse el número de los productos de los locutores que probablemente caerán en el canal de interés durante la hora de mayor congestión. Si la probabilidad de que un canal esté transmitiendo una señal de voz es τ y



LEYENDA :

U = Total de productos posibles de un tipo dado

N = Número de canales transmitidos con portadoras $n_1 f_0$ a $n_2 f_0$ inclusive, donde f_0 es la frecuencia base en Hz y n_1, n_2 son enteros con $n_2 > n_1$

K = Canal de interes asociado con la portadora $k f_0$ dentro de la banda fundamental $n_1 < k < n_2$. Cuando los valores de $k < n_1$ o $k > n_2$ son de interes, las relaciones son igualmente válidas

M = Canal de interes asociada con la portadora $M f_0$ donde $M = k - n_1 + 1$

NOTA: El numero de productos es cero fuera de los límites de las curvas

FIG. 4.6 CUENTA PRODUCTO DE MODULACION APROXIMADA PARA SISTEMAS TELEFONICOS MULTICANAL

el número total posible de productos de tipo-x que cae en el canal de interés es U_x , el número probable de productos es:

$$M_x = U_x \tau^{\mu_x} \quad (4.24)$$

donde μ_x es el número de fundamentales necesarios para formar un producto de tipo-x (por ejemplo $\mu_{2\alpha-\beta}=2$ y $\mu_{\alpha+\beta-\gamma}=3$).

De este modo, si el número total de productos del tipo $2\alpha-\beta$ el canal k-ésimo es 160 y el valor de τ es 0.25, la probabilidad de que cualquier producto posible esté presente es $(0.25)^2$, y el número probable de productos de tipo $2\alpha-\beta$ es 10. Puesto que el número promedio de productos probables que caen en un canal dado es N_x , el promedio de la potencia total de intermodulación para los productos de tipo-x es:

$$R_{x_t} = R_x + 10\text{Log}N_x \quad \text{dBm0} \quad (4.25)$$

$$R_{x_t} = \eta_x V_o + 0.115\lambda_x \sigma^2 + H_x + X_x + 10\text{Log}U_x \tau^{\mu_x} - 1.4\eta_x \quad \text{dBm0} \quad (4.26)$$

4.5.1.4 Factores de Corrección para Locutores en Lugar de Ruido

Como consecuencia de la diferencia existente entre el ruido plano y la señal producida por la voz, se tiene que tomar en consideración factores de corrección que consisten de tres componentes.

1. El factor de ancho de banda.

Toma en cuenta la diferencia en ancho de banda del canal de mensaje efectivo (3KHz) y el ancho de banda del ruido (4KHz). Por lo tanto, un factor de ancho de banda de $10\text{Log} 4/3 = 1.25$ dB debe ser substraído para obtener la potencia en 3 KHz.

2. El factor de forma del espectro.

Dado que la potencia de intermodulación generada, no es plana con la frecuencia, su efecto sobre el oído del hombre será diferente que el efecto causado por el ruido plano. Los productos de segundo orden producidos por el locutor tienen una forma espectral de tal forma que causan 1 dB menos molestia que el pro-

ducido por el ruido plano. De igual forma para los productos de tercer orden el factor es de alrededor de 1.5 dB.

3. El factor de amplitud del producto.

Se requiere porque el espectro de la voz no es tan plano como el ruido blanco ni tan concentrado como la onda seno. Por lo tanto, el factor de corrección X_x sobre H_x debería ser sólo alrededor de la mitad (en dB) para los locutores de lo que es para el ruido plano.

El efecto combinado de estas tres consideraciones se toma en cuenta por el factor C_{w_x} , los cuales se tabulan en la Fig. 4.7. Si se desea convertir la ecuación 4-26 a dBrc0 es necesario adicionar 88dB para ruido plano, usar el valor de frecuencia-única para H_x , y sustraer el factor de corrección, C_{w_x} . La expresión final para el ruido de intermodulación de tipo-x esta dada por:

$$W_x = H_x + \eta_x V_o + 0.115 \lambda_x \sigma^2 + 10 \log U_x \tau^{\mu_x} - 1.4 \eta_x - C_{w_x} + 88 \quad \text{dBrc0} \quad (4.27)$$

Usando la Ecuación 4.27 para una distribución de frecuencia dada y un número de locutores, es posible expresar el ruido total de intermodulación de segundo orden como:

$$W_2 = H_{2\alpha} + K_2 \quad \text{dBrc0}$$

donde K_2 convierte $H_{2\alpha}$ dBm0 a W_2 dBrc0. De una forma similar existen relaciones para el ruido de intermodulación de tercer orden.

4.5.2 Medida de la Intermodulación por Medio de la Técnica de la Carga de Ruido

En los sistemas modernos de banda ancha la exactitud de la conversión de las medidas de modulación de frecuencia única a la performance de intermodulación de miles de productos es realmente cuestionable. La técnica llamada "carga de ruido", se usa ahora comúnmente para medir la no-linealidad de muchos sistemas de banda ancha.

En el caso de la prueba de carga de ruido la banda base promedio o señal múltiplex es simulada por el ruido errático de banda ancha (ruido blanco) el cual se obtiene de un generador de ruido y se aplica al sistema en un punto donde la señal está ya multiplexada. Como ya se ha mostrado en la

X	Factores (dB)			C _{wx} (dB)
	ancho de banda	forma del espectro	amplitud del producto	
$\alpha + \beta$	1.25	1.0	0	2.25
$\alpha - \beta$	1.25	1.0	0	2.25
$2\alpha - \beta$	1.25	1.5	-1.5	1.25
$\alpha + \beta - \gamma$	1.25	1.5	0	2.75

FIG. 4.7 FACTORES QUE COMPREDEN EL FACTOR DE CORRECCION VOZ - SONIDO

sección 3.7, un ruido gaussiano que se extiende desde la más baja hasta la más alta frecuencia de la señal múltiplex real y con un nivel apropiado, simula con mucha aproximación la carga de un sistema multicanal normal. Con el fin de medir el ruido de intermodulación (el cual no debe confundirse con el ruido blanco aplicado), es necesario filtrar una pequeña banda (usualmente 3 KHz) de tal forma que quede completamente libre de señal, mediante la aplicación de filtros eliminadores de banda a la salida del generador, antes de ser aplicado al sistema. Para crear estas bandas pequeñas (también llamadas ranuras) o canales silenciosos, los filtros eliminadores de banda pueden ser colocados dentro de la banda múltiplex de tal forma que no ocupen una porción significativa del ancho de banda total. Para medir el ruido de intermodulación total, se monitorea la potencia de ruido total en cada canal silencioso a la salida del sistema. El ruido total observado, es la combinación del ruido de intermodulación más el ruido térmico. Estas dos componentes pueden ser separados fácilmente, dejando de transmitir el ruido blanco y luego observando el ruido en cada canal silencioso el cual será el ruido térmico. Luego de determinadas estas dos cantidades, el ruido de intermodulación se determina rápidamente. Para saber si este ruido es de segundo o tercer orden (o superior) es necesario observar el efecto de la potencia de ruido blanco sobre el ruido de intermodulación. Por ejemplo, si el ruido de intermodulación cambia 2 dB por cada un dB de cambio en la potencia de ruido de entrada, estamos en presencia de un ruido de segundo orden; un cambio de 3 dB por cada cambio de un dB a la entrada significa que el ruido es de tercer orden. Para conocer la naturaleza del producto dominante se observa la respuesta a la frecuencia, del ruido de intermodulación (asumiendo que la performance de modulación es plana con la frecuencia) y observando la Fig. 4.6. Por ejemplo, un ruido de segundo orden en el extremo inferior de la banda es un ruido del tipo $\alpha-\beta$, y en el extremo superior de la banda es del tipo $\alpha+\beta$. El ruido tercer orden que crece cuando decrece la frecuencia es probablemente del tipo $\alpha-\beta-\gamma$. Se observa también que el producto de tercer orden del tipo $\alpha-2\beta$ también se incrementa cuando decrece la frecuencia, no obstante la ordenada en este caso es U/N en vez de U/N^2 para el producto del tipo $\alpha-\beta-\gamma$. Si N es grande, el producto del tipo $\alpha-\beta-\gamma$ predominará.

4.5.2.1 Análisis de la Técnica de Carga de Ruido Blanco

En el capítulo 3 se estableció la relación de la carga telefónica promedio en la hora de mayor congestión, Ecuación 3-32, mediante la siguiente igualdad:

$$P_{av} = V_o + 0.1151 \sigma^2 - 1.4 + 10 \log \tau_L + 10 \log N = P_s - \Delta_c$$

La carga de ruido aplicada al sistema debe ser igual a P_{av} , en lo que se refiere a potencia promedio, como resultado de la aplicación de igual potencia de ruido a cada canal (el ruido aplicado al punto OTLP es plano sobre toda la banda múltiplex). Luego el ruido aplicado a cada canal, N_c , es tá dado por:

$$\begin{aligned} N_c &= P_{av} - 10\text{Log}N \\ &= V_o - 0.115\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log}\tau_L \end{aligned} \quad (4.28)$$

y la potencia de un simple producto de intermodulación de tipo-x está dado por:

$$R'_x = H_x^* + \eta_x N_c \quad \text{dBm0} \quad (4.29)$$

En este caso, a diferencia de los anteriores, todos los canales son activos de tal forma que el número total de productos del tipo-x que caen en un canal es el número total posible, U_x . Por lo tanto:

$$R'_{x_t} = H_x^* + \eta_x N_c + 10\text{Log}U_x \quad \text{dBm0} \quad (4.30)$$

y teniendo en cuenta las ecuaciones 4.18 y 4.28 se tiene:

$$\begin{aligned} R'_{x_t} &= \eta_x V_o + 0.1151 \eta_x \sigma^2 - 1.4\eta_x + 10\text{Log}\tau_L^{\eta_x} \\ &\quad + H_x + X_x + 10\text{Log}U_x \quad \text{dBm0} \end{aligned} \quad (4.31)$$

comparando las ecuaciones 4.26 y 4.31 revela algunas diferencias entre el cómputo analítico y la técnica de carga de ruido. Restando la ecuación 4.31 de la 4.26 y asumiendo $\tau_L = \tau$ se tiene:

$$R_{x_t} - R'_{x_t} = 0.1151 (\lambda_x - \eta_x) \sigma^2 - 10(\eta_x - \mu_x) \text{Log}\tau \quad (4.32)$$

Según los valores dados en la Fig. 4.8 para los productos normalmente importantes, solamente para el producto $2\alpha-\beta$ la diferencia no es cero. Calculando la ecuación 4.32 para el producto $2\alpha-\beta$ se tiene la expresión:

$$R_{2\alpha-\beta_t} - R'_{2\alpha-\beta_t} = 0.23\sigma^2 - 10\text{Log}\tau \quad \text{dB} \quad (4.33)$$

x	λ_x	η_x	μ_x
$\alpha - \beta$	2	2	2
$\alpha + \beta$	2	2	2
$\alpha + \beta - \gamma$	3	3	3
$2\alpha - \beta$	5	3	2

FIG. 4.8 FACTORES PARA LOS PRODUCTOS DE MODULACION TIPO - χ DE MAYOR IMPORTANCIA

que para los valores típicos de $\sigma=5$ y $\tau=0.25$, da un error de 11.75 dB, el cual parece ser significativo. No obstante, observando de nuevo la Fig. 4.6 se puede apreciar que el producto $2\alpha-\beta$ es rápidamente sobrepasado en número por muchos de los otros productos de tercer orden, a causa del denominador N en la ordenada en lugar de N^2 . Se deduce de esto que, el error en el producto $2\alpha-\beta$ será usualmente insignificante si el número de canales es grande. Puesto que la carga de ruido se usa comúnmente en los sistemas de banda ancha, el resultado debiera ser compatible con los cálculos y la diferencia puede ser ignorada.

Para convertir la potencia de intermodulación debido a la carga de ruido expresada en dBm0 a dBm0p o dBrnc0, se debe usar el factor de corrección, C_{wx} , discutido previamente. Puede haber alguna duda en cuanto a que tipo de producto se aplica. Si el ruido de intermodulación indica ser de segundo orden, $C_{wx} = 2.25$ dB. Si la intermodulación es de tercer orden y el sistema tiene un gran número de canales, el factor de corrección para $\alpha+\beta-\gamma$ es $C_{wx} = 2.75$. Si no se puede distinguir de que orden es el ruido de intermodulación, se comete un ligero error asumiendo que $C_{wx} = 2.5$ dB.

El ruido de intermodulación, R'_t , expresado en dBm0 puede ser convertido a dBrnc0 o dBm0p por las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 W_{2.} &= R'_t + 88 - 2.25 && \text{dBrnc0} \\
 W_2 &= R'_t - 2.5 - 2.25 && \text{dBm0p} \\
 W_3 &= R'_t + 88 - 2.75 && \text{dBrnc0} \\
 W_3 &= R'_t - 2.5 - 2.75 && \text{dBm0p} \\
 W_t &= R'_t + 88 - 2.5 && \text{dBrnc0} \\
 W_t &= R'_t - 2.5 - 2.5 && \text{dBm0p}
 \end{aligned}
 \tag{4.34}$$

4.6 Mediciones en la Prueba de Ruido Blanco

En la sección 3.7 se ha discutido las condiciones por lo cual una señal multicanal puede ser simulada adecuadamente por una señal de espectro uniforme (ruido blanco o gaussiano) la cual tiene una distribución de potencia uniforme en el espectro de frecuencia y una variación de amplitud con el tiempo de acuerdo a la distribución de probabilidad normal

o gaussiana. En la sección 3.8 se presentaron los diferentes valores de los parámetros que determinan la potencia rms promedio en un canal telefónico (P_{op}'), variando su valor desde -20 dBm0 a -8 dBm0.

4.6.1 Estandarización de los Niveles de una Señal Multicanal

La potencia media de la señal multicanal (P_{av}) que no es excedido por más del 1% en la hora de mayor congestión está dado por la ecuación 3.34 y 3.35. A este valor, es necesario adicionar un valor de XdB con el fin de tomar en cuenta ciertas señales adicionales que elevan el nivel medio, tales como la señal piloto que se requiere para un funcionamiento adecuado del equipo terminal de ondas portadoras, tonos de señalización, etc. De este modo el nivel de potencia media de la banda base, P_{av} , está dado por: (Fig. 4.9).

$$P'_{av} = P_{op}' + X + 10 \log N + \Delta c1 \quad \text{dBm0} \quad (4.35)$$

4.6.1.1 El Nivel de Potencia Media de la Señal Multicanal - Sistemas de Alta Capacidad

Los dos primeros terminos de la ecuación 4.35 (nivel de potencia medio de un canal telefónico) tiene un valor comúnmente aceptado de -15 dBm0. Este valor es la media en el tiempo durante la hora de mayor congestión, y la media de un gran conjunto de circuitos que se usan para la transmisión de voz.

$$P_{op}' + X = -15 \quad \text{dBm0}$$

Este valor es el adoptado por el CCITT como un valor "convencional". Una serie de medidas llevadas a cabo por una variedad de administraciones para el CCITT arrojarán el valor de -15 dBm0 de la siguiente manera:

Nivel de potencia media de la señalización y tonos	10 μ W0
Nivel de potencia media de la palabra (88 μ W) multiplicado por $\tau_L = 0.25$	<u>22 μW0</u>
Potencia media total por canal	32 μ W (-15dBm0)

El CCITT asume un coeficiente de actividad constante de 0.25 para sistemas con capacidades igual o superiores a 240 canales. De este modo, el nivel de potencia media de una banda base que transporta señales de voz está dado por:

$$P'_{av} = -15 + 10\text{Log}N \quad (4.36)$$

(para $N \leq 240$ y 99% de la hora de mayor congestión) puesto que $\Delta C_1=0$ para un coeficiente de actividad (n/N) igual a 0.25.

Según la sección 3.7 un nivel de ruido gaussiano dado por la ecuación 4.36, simula adecuadamente a la señal multicanal; luego

$$\text{Potencia media de ruido blanco} = P'_{av} = -15+10\text{Log}N \quad (4.37)$$

Para $N \geq 240$

La Fig. 4.9 muestra la ecuación 4.37 casi coincidente con la ecuación 4.35.

4.6.1.2 El Nivel de Potencia Media de la Señal Multicanal - Sistema de Baja Capacidad

Los sistemas de baja capacidad ($N < 240$) tienen un coeficiente de actividad creciente según disminuye el número de canales como se muestra en la tabla 3.1. Para calcular su nivel de potencia media se aplica igualmente la ecuación 4.35 en la cual el factor ΔC_1 tiene un valor significativo. Según lo estipulado en la sección 3.7.1, no existe una regla consistente, rápida de como simular señales FDM con ruido gaussiano cuando N es menor de 240 canales. No obstante, una práctica aceptada internacionalmente es la de simular la señal multicanal con un ruido blanco de acuerdo con la siguiente fórmula:

$$\text{Potencia media de ruido blanco} = -1 + 4\text{Log}N \quad \text{dBm0}$$

$$\text{Para } 12 \leq N < 240 \quad (4.38)$$

Esta ecuación se muestra gráficamente en la Fig. 4.9 en la cual se puede apreciar que se aleja de la potencia media multicanal en una cantidad creciente según N decrece, llegando a estar 3 dB por encima a $N=12$.

Por otro lado, en la Fig. 4.9 también se aprecia el incremento en el nivel de potencia media por canal desde un valor casi constante ligeramente superior a -15 dBm0 a un valor de -10.5 dBm0 para $N=12$. Los niveles de potencia pico que son excedidos sólo en 0.1% del tiempo han sido graficados agregando el factor pico multicanal tomados de la Fig. 3.5, a los valores dados por la ecuación 4.35 teniendo en cuenta la tabla 3.1. El resultado es la curva de potencia pico de la Fig. 4.9. También se muestra en la misma figura la potencia pico correspondiente al ruido blanco dado por las ecuaciones 4.37 y 4.38 la cual resulta al agregar $+10.4$ dB a estas últimas ecuaciones. Como se puede notar estas curvas se aproximan bastante a los niveles de potencia pico multicanal estando dentro de 0.5 dB para $N = 50$.

La incapacidad del equipamiento para tratar las potencias pico es lo que causa el ruido de intermodulación. Por lo tanto, esta coincidencia de las características de potencia pico permite que, en la práctica, el ruido blanco simule adecuadamente a una señal multicanal de sistemas de baja capacidad de canales.

4.6.1.3 Niveles de Potencia Media de la Señal Multicanal con Carga de Datos

Para sistemas que están cargados principalmente con señales de datos o telegráficos, se asume normalmente un factor de actividad igual a 1.00. Por ejemplo, los sistemas de comunicación militares de U.S.A. que están sujetas a las especificaciones de MIL-STD y a las recomendaciones de la Defense Communication Agency (DCA), especifican mediante MIL-STD-188C un nivel medio por canal de $100\mu\text{W}$ con un factor de actividad igual a la unidad. Esto da la siguiente relación:

$$\text{Nivel de potencia media(datos)} = -10 + 10\text{Log}N \quad (4.39)$$

la cual está también graficada en la figura 4.9.

El uso del ruido blanco para simular una señal multicanal cargados con datos o telegrafía, es también una práctica común. La MIL-STD-188C da la siguiente fórmula para la carga de ruido nominal en base a la ecuación 4.39.

$$\begin{aligned} \text{Potencia media de ruido blanco} &= -10 + 10\text{Log}N \\ \text{(carga de datos para } N > 12 \text{ canales)} & \quad (4.40) \end{aligned}$$

4.6.1.4 Consideraciones Suplementarias sobre las Curvas de la Figura 4.9

Las ecuaciones 4.37 y 4.38, graficadas en la figura 4.9 son los niveles de carga nominal de ruido blanco aceptados por acuerdos internacionales y son especificados, por ejemplo, por el CCIR, CCITT, DCA, MIL-STD e INTELSAT.

La ecuación 4.35 puede ser expresado, teniendo en cuenta la ecuación 3.16, de la siguiente manera:

$$P_{av}' = V_0 + 0.1151\sigma^2 - 1.4 + 10\text{Log}n + X \quad (4.41)$$

El término $V_0 + X$ es una constante, independiente del número de canales y se le puede calcular fácilmente tendiendo el valor de N al infinito donde $\Delta C_1=0$. En este límite la suma $P_{op}' + X$ se convierte en la potencia media por canal que tiene un valor de -15 dBm0 según lo estipulado en la sección 4.6.1.1, y considerando el valor $\sigma=5.8$ vu $\tau_L=0.25$ se determina de valor de $V_0+X = 11.45$ vu. Reemplazando estos valores en la ecuación 4.41 nos da la relación básica que ha servido para graficar la curva P_{av}' . El valor de n se ha tomado según la Tabla 3.1.

Los niveles de potencia pico se han encontrado haciendo uso de la figura 3.5 tomando los factores pico para 0.1% del tiempo y luego se le agrega a P_{av}' . También se muestra la potencia media por canal sin considerar el ancho de banda del canal.

4.6.2 El Ancho de Banda del Ruido Blanco

Los niveles de potencia de ruido blanco dados por las ecuaciones 4.37, 4.38 y 4.39 simularán al nivel de carga nominal del sistema solamente cuando el ruido blanco tiene una banda limitada que coincida con el ancho de banda del sistema. Las asignaciones de frecuencia de las bandas bases típicas se han descrito en la secciones 1.5.3 y 1.5.4. Estos anchos de bandas se consiguen en la práctica interconectando en la salida del generador los filtros paso alto y paso bajo en serie. Las características de estos filtros están especificados en las recomendaciones del CCIR (399-1) y de otras entidades, tales como las mencionadas en la sección 4.6.1.4.

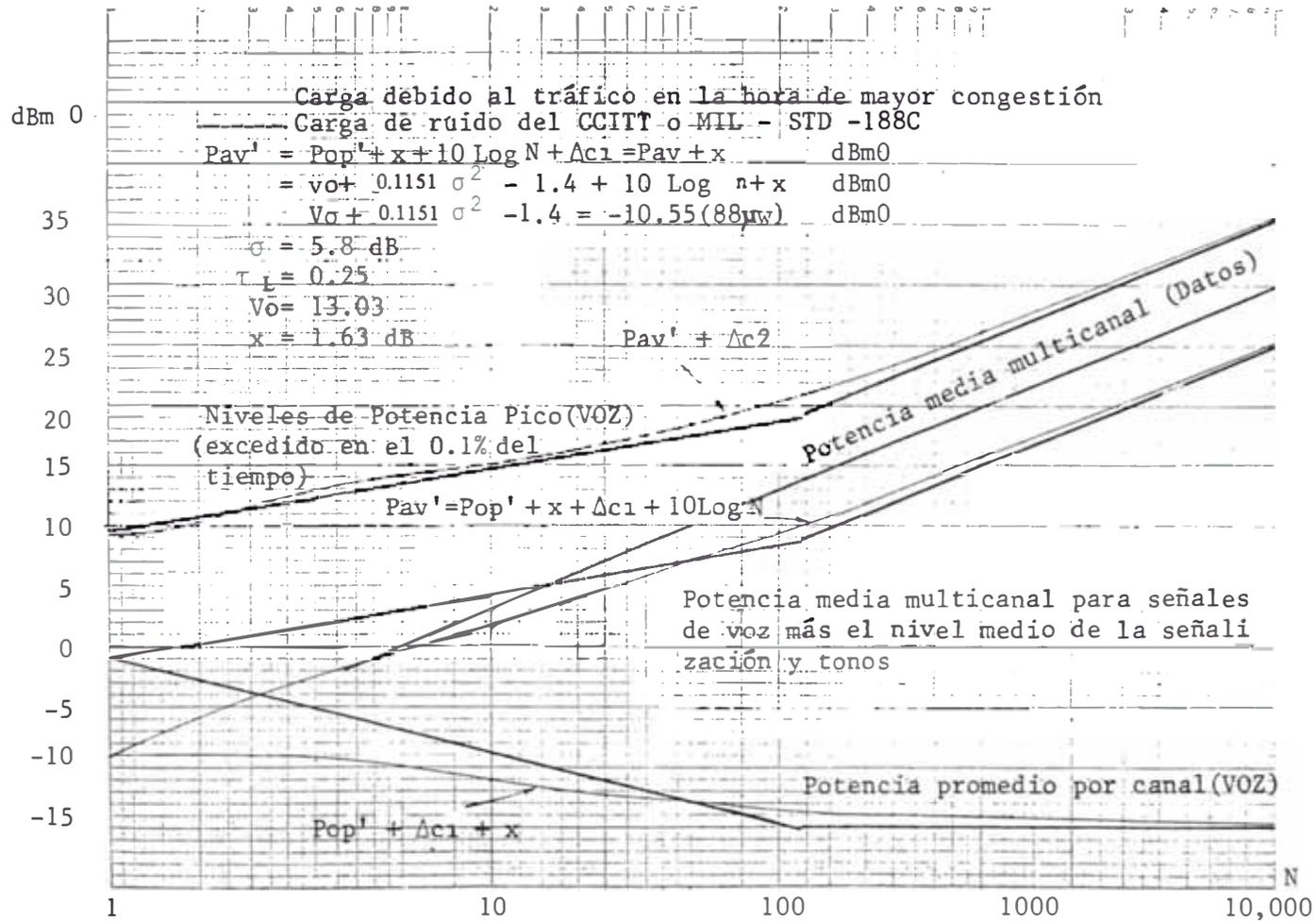


FIG. 4.9 NIVELES DE POTENCIA DE LA BANDA BASE EN FUNCION DE LA CAPACIDAD DE CANALES DEL SISTEMA

4.6.3 Medición del Ruido Térmico y de Intermodulación

El análisis explicado en la sección 4.5.2.1 asume el uso de filtros ideales eliminadores de banda y pasa banda de 4 KHz. Tales filtros no son prácticos y, por lo tanto, es de interés investigar el efecto de uso de filtros de formas más prácticas. Según lo explicado en la sección 4.5.2 la función del filtro eliminador de banda es eliminar el ruido aplicado del canal a ser medido. Estos filtros introducen los llamados canales "silenciosos" o "ranurados" dentro de la banda de ruido a la entrada del sistema que luego llegarán a ser "ruidosos" debido al ruido térmico y de intermodulación una vez que pasan por el sistema. El ancho de banda de los filtros eliminadores de banda debe ser superior al de los filtros pasa banda; no obstante, estos no deben ser demasiado anchos puesto que estaría incrementando el error de la suposición de que todos los canales están cargados. Para probar si el filtro eliminador de banda es suficientemente ancho y el filtro pasa banda suficientemente angosto, se les conecta en serie y se mide el ruido residual. Los equipos de carga de ruido prácticos usualmente miden un ruido residual que está 80 dB por debajo de la potencia de ruido medido sin el filtro eliminador de banda. Si el ancho de banda del detector es 4 KHz, todos los resultados previos de carga de ruido pueden aplicarse directamente.

A la salida del sistema este detector de ruido blanco de banda angosta está sintonizado a la frecuencia del filtro eliminador de banda que mide este ruido y la distorsión en la ranura silenciosa. Las frecuencias de los canales de medida y las características de los filtros eliminadores de banda están sujetos a recomendaciones internacionales.

Es de interés considerar los medios por los cuales se puede obtener resultados útiles de carga de ruido con detectores que tienen un ancho de banda equivalente distinto a 4 KHz. Se entiende que, si el ancho de banda equivalente, B , del detector es conocido, el factor necesario de corrección por ancho de banda, $10 \log 4000/B$, se le agrega a la lectura del detector de 4 KHz de ancho de banda. También hay que notar que si el detector no es del tipo de lectura rms verdadero, se debe usar un factor de corrección para ruido gaussiano.

4.6.3.1 La Razón de Potencia de Ruido (NPR)

El uso de estos factores de corrección se puede evitar por el uso de la "razón de potencia de ruido" (noise power ratio - NPR). Esta técnica es particularmente útil si la banda base está conformada en frecuencia, puesto que

la conversión de los resultados al OTLP es simple. Esta unidad, que es la más común de las medidas de ruido en las pruebas de ruido blanco, se obtiene de la siguiente manera:

El valor rms del generador de ruido se ajusta de acuerdo con las recomendaciones del CCIR (Ecuaciones 4.37 y 4.38) donde N es el número de canales de voz de 4 KHz de ancho. Estas relaciones de carga de ruido de banda ancha se muestra en la figura 4.10. Se le conoce como NLR (del inglés Noise Loading Relations). A la salida del sistema, que no necesariamente tiene que estar en el punto OTLP y que además, puede estar conformado en frecuencia, se toman tres tipos de lecturas.

1. El nivel de ruido en el sistema, en el canal de medida escogido, sin los filtros eliminadores de banda (p_1).
2. Luego el ruido que aparece en el mismo canal escogido con el filtro eliminador de banda correspondiente interconectado entre la fuente y la salida (p_t).
3. Por último el ruido, siempre en el mismo canal, con el generador de ruido apagado (p_3).

La razón entre (1) y (2) expresado en dB se le denomina NPR_1 para el nivel de carga particular y frecuencia del canal de medida escogido. Para un sistema ideal NPR_1 es igual a infinito puesto que la lectura (2) es cero (un sistema libre de ruido). En los sistemas reales se detecta un ruido de intermodulación introducido por los equipos de radio, cables, guías de onda y el medio de transmisión. A esto se le adiciona el ruido térmico el cual es independiente del tráfico.

De este modo si denominamos como p' la lectura obtenida por un detector de exactamente 4 KHz de ancho de banda, y del tipo de rms verdadero, se tiene las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned}
 p_1 &= p'_1 K_1 K_2 K_3 \\
 p_t &= p'_t K_1 K_2 K_3 \quad \text{mW/4 KHz} \\
 p_3 &= p'_3 K_1 K_2 K_3
 \end{aligned}
 \tag{4.42}$$

donde: K_1 - factor de corrección por ancho de banda

K_2 = " " " " tipo de detector

K_3 = " " " " conformación en frecuencia.

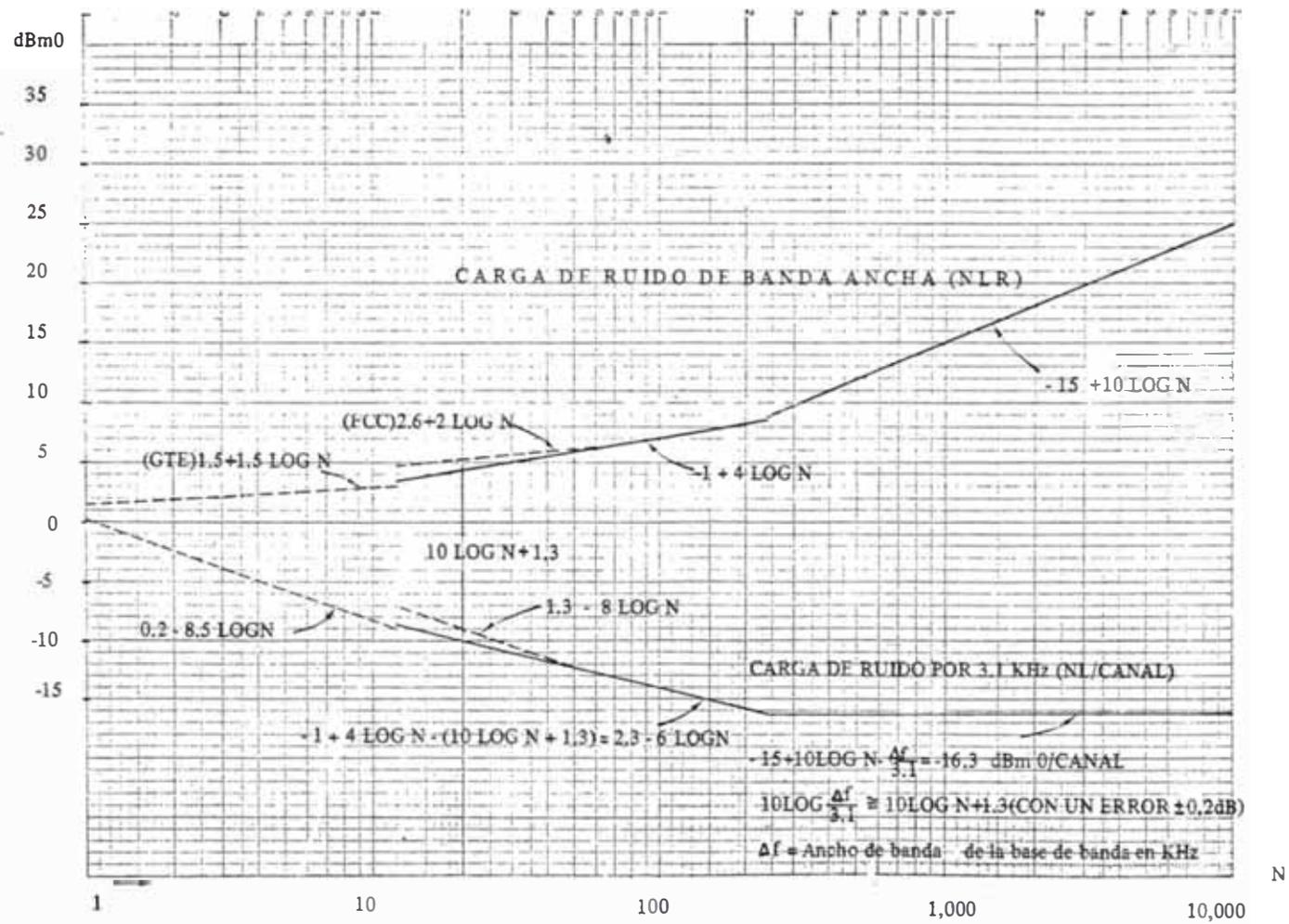


FIG. 4.10 CARACTERISTICAS DE LA CARGA DE RUIDO BLANCO DE BANDA ANCHA

Luego:

$$10\text{Log}\left(\frac{p_1}{p_t}\right) = 10\text{Log}\left(\frac{p_1'}{p_2}\right) = \text{NPR}_1 \quad \begin{array}{l} \text{(Independiente de} \\ \text{los factores K's)} \end{array} \quad (4.43)$$

el cual puede ser definido como "la razón en decibelios de la potencia de ruido en un ancho de banda pequeño arbitrario (canal de medida escogido) con la banda base totalmente cargada, al nivel de ruido en el mismo canal con toda la banda base cargada con ruido a excepción del canal de medida". El NPR variará con el nivel de la carga de ruido y con la posición del canal de medida escogido dentro del espectro de frecuencia de ruido, de tal forma que este valor no puede ser expresado por un simple número. Los resultados se dan una manera más conveniente en forma de curvas (o Tablas) de NPR para cada nivel de carga vs la frecuencia de medición o NPR vs el nivel de carga para cada frecuencia de medición. Estas curvas proveen los datos fundamentales de la performance de un sistema en una forma exacta, simple y fácilmente repetible. Lo más importante de todo es que el sistema es cargado de una manera realística y se toma en cuenta los ruidos de todas las fuentes y los productos de intermodulación de cualquier orden que caen en los canales de medición.

La técnica de medición está ilustrada en la Fig. 4.11 donde se muestran los filtros que intervienen en las medidas. Similarmente la razón de p_1 a p_3 en dB se le conoce como NPR_2 y es una medida del ruido térmico el cual es independiente de la carga de tráfico. El hecho de apagar el generador de ruido, la distorsión no-lineal desaparece pero permanece el ruido térmico. Esta operación se facilita con un control ON/OFF en el generador que se muestra en la Fig. 4.12. Al valor de NPR_2 también se le conoce como BINR (del inglés base band intrinsic noise ratio) el cual se define de la siguiente manera:

"BINR es la razón en decibelios del ruido en el canal de prueba con la banda base completamente cargada (sin los filtros eliminadores de banda), al ruido en el mismo canal de prueba con el ruido de carga eliminado (generador apagado)".

La diferencia entre NPR_1 y NPR_2 indicará la cantidad de ruido presente en el sistema debido a la distorsión por intermodulación y a la disfonía. Si N'_c es el ruido por canal de 3.1 KHz de ancho de banda, expresado en dBm0 se tienen las siguientes relaciones:

$$10\text{Log}(p_t) = N'_c - \text{NPR}_1 \quad \text{dBm0} \quad (4.44)$$

$$10\text{Log}(p_3) = N'_c - \text{NPR}_2 \quad \text{dBm0}$$

N'_c debe ser medido considerando los siguientes factores:

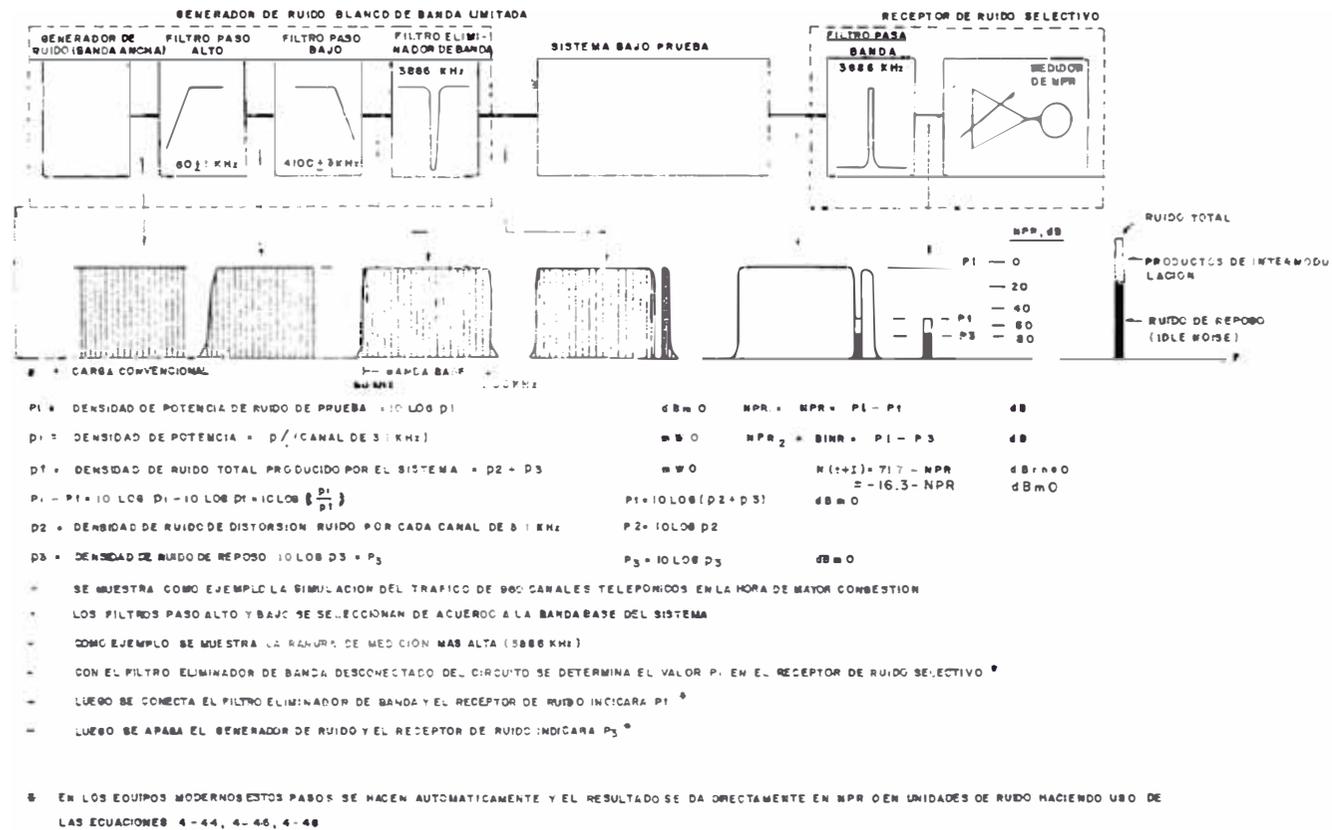


FIG. 4.11 PRINCIPIO DE LA PRUEBA DE RUIDO BLANCO

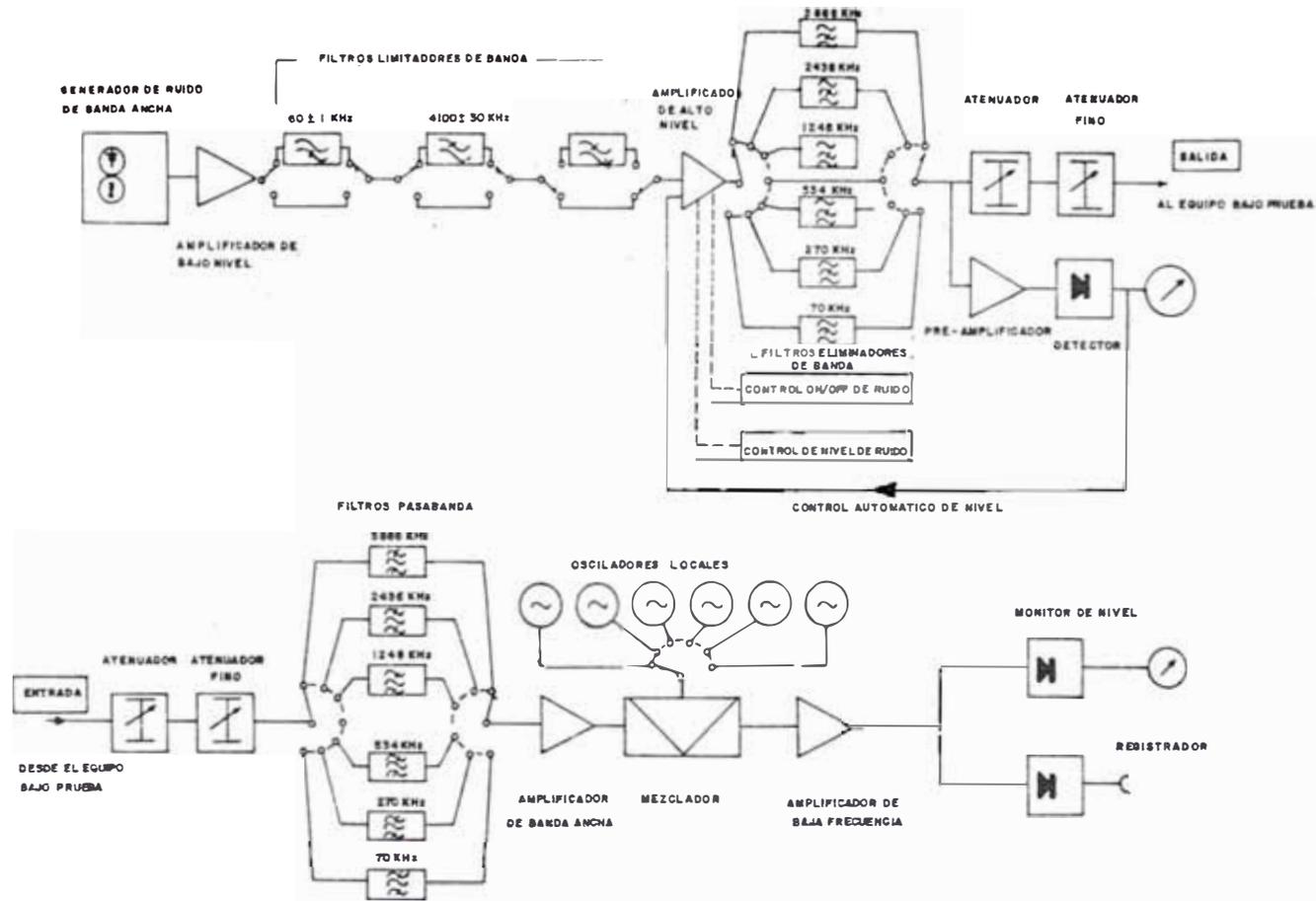


FIG. 4.12 DIAGRAMAS ESQUEMATICOS TÍPICOS GENERADORES Y RECEPTORES DE RUIDO BLANCO

- para $K_1 =$ factor corresponden a 3.1 KHz
- $K_2 =$ factor correspondiente al tipo detector que se usa.
- $K_3 =$ factor por conformación de frecuencia

Mediante el uso de las ecuaciones 4.44 el ruido de intermodulación P_2 , en un canal de 3.1KHz, se obtiene fácilmente en unidades dBm0. Para convertir a dBrnC0 es necesario solamente usar las ecuaciones 4.34. Se debe observar que el uso de razones hace que no sean importantes ni el ancho de banda ni el tipo de detector usado.

Otra forma de llegar a ecuaciones semejantes a las 4.44, las cuales comúnmente son más fáciles de entender y dan resultados equivalentes, consiste en convertir la unidad de la carga de ruido a dBrnC0. La carga de ruido por canal, N'_C , se puede convertir a dBrnC0 simplemente adicionando 88dB. Por ejemplo, si $N'_C = -16.3$ dBm0 por cada 3.1 KHz, tal como resulta de las recomendaciones del CCIR para $N = 960$, se obtiene una carga por canal de 71.7 dBrnC0. Luego el ruido térmico por canal está dado por:

$$N_t = 71.7 - NPR_2 \quad \text{dBrnC0} \quad (4.45)$$

y si ignoramos el factor de conformación de espectro, el ruido total por canal está dado por:

$$N_{(t+I)} = 71.7 - NPR_1 \quad \text{dBrnC0} \quad (4.46)$$

Se puede aplicar el factor de conformación de espectro mediante la extracción de los componentes del ruido de intermodulación y, según la Fig. 4.7, disminuyendo el ruido de segundo orden 1 dB y el ruido de tercer orden 1.5dB. No obstante, muchos diseñadores ignoran este efecto.

4.6.3.2 La Relación Señal a Ruido (S/N)

La relación de potencias de ruido (NPR) es una indicación del ruido presente en el canal de prueba, en forma relativa. Otra forma alternativa para expresar este ruido interferente es mediante una relación en decibelios relativa a una señal de un nivel absoluto especificado conocida como relación señal a ruido y se define de la siguiente manera:

"S/N es la relación en decibeles de el tono de prueba estandar ... al ... ruido en un ancho de banda 3.1 KHz presente en el canal de prueba".

Si consideramos esta relación en el punto de nivel cero, el tono de prueba tendrá un nivel de 0dBm (1mw). De este modo si invertimos la relación (N/S) el resultado nos indicará el ruido expresado en dBm0. Esto nos indica que la relación señala ruido (S/N) es numéricamente igual al ruido por canal expresado en dBm0 con el signo cambiado. Por ejemplo una relación señal a ruido de 60dB nos indica que el ruido en el punto de nivel cero es de -60dBm0 en aquel canal de prueba.

Luego:

$$- S/N = \text{dBm0} \quad (4.47)$$

4.6.3.3 Otras Unidades Absolutas

El ruido puede expresarse en otras unidades, las cuales se han descrito en la sección 2.4, de las cuales, las más comunes son pW0p/canal, dBmC0 y dBa0 (F1A). Estas unidades son ponderadas mientras que la relación S/N es normalmente sin ponderar.

Según la sección 2.4.2.5 y teniendo en cuenta la ecuación 4.47, podemos relacionar la razón S/N a dBmC0 y dBa0 (F1A).

$$\text{dBa0} = \text{dBm0} + 82$$

Luego:

$$\text{dBa0} = 82 - S/N \quad (4.48)$$

En forma similar, de la sección 2.4.2.6 se tiene:

$$\text{dBmC0} = 88.5 - S/N \quad (4.49)$$

Para convertir S/N a pW0p podemos partir de la relación conocida

$$1\text{pW} \longrightarrow -90 \text{ dBm}$$

luego:

$$\text{pW0} \longrightarrow \text{dBm0} + 90 = 10 \text{ Log } (\text{pW0})$$

$$\text{pW0p} \longrightarrow \text{dBm0} + 90 - 2.5 = 10 \text{ Log } (\text{pW0p})$$

$$\text{pW0p} \longrightarrow 87.5 - S/N$$

esto da:

$$\text{pW0p} = \text{Antilog} \left(\frac{87.5 - S/N}{10} \right) \quad (4.50)$$

De las ecuaciones 4.50, 4.49 y 4.48 se deduce las siguientes relaciones

$$dBrnC0 = 10\text{Log} (pW0r) + 1 \quad (4.51)$$

$$dBa0(F1A) = 10\text{Log} (pW0p) - 5.5 \quad (4.52)$$

4.6.3.4 La Razón de Potencia de Ruido y la Relación Señal a Ruido

Si llamamos: (En el punto donde se efectúa la prueba)

w = factor de ponderación

p = carga convencional de ruido mW

B = ancho de banda de la banda base KHz

b = ancho de banda del canal telefónico KHz

p_1 = ruido de prueba por cada 3.1KHz mW

p_t = ruido total producido por el sistema por cada 3.1KHz (p_2+p_3)

s = nivel del tono de prueba mW

Se tiene:

$$NPR = 10\text{Log} \left(\frac{p_1}{p_t} \right)$$

$$SNR_r = 10\text{Log} \frac{s}{p_t}$$

$$SNR_r(\text{ponderado}) = 10\text{Log}_p \frac{s}{p_t \cdot w}$$

Luego:

$$\frac{p_1}{p_t} = \frac{s}{p_t \cdot w} \cdot \frac{p_1 \cdot w}{s}$$

Pero:

$$p_1 = \frac{p}{B} \cdot b$$

reemplazando en la anterior ecuación y despejando $s/p_t \cdot w$

$$\frac{s}{p_t \cdot w} = \left(\frac{p_1}{p_t}\right) \left(\frac{B}{b}\right) \left(\frac{1}{p/s}\right) \cdot \left(\frac{1}{w}\right)$$

o

$$SNR_Y(\text{dB}) = NPR(\text{dB}) - BWR(\text{dB}) - NLR_C(\text{dB}) - W(\text{dB}) \quad (4.53)$$

donde:

$$BWR = 10 \text{Log} \frac{B}{b} \quad \text{relación de ancho de banda} \\ \text{(del inglés Band Width Ratio)}$$

$$NLR_C = 10 \text{Log} \frac{P}{S} \quad \text{relación de carga de ruido} \\ \text{(del inglés Noise Load Ratio)}$$

$$W = 10 \text{Log} w \quad \text{Factor de ponderación}$$

NLR_C es numéricamente igual a la carga convencional en el punto de nivel cero y BWR depende de la capacidad del sistema. En la tabla 4.4 se dan los valores de BWR. No obstante, se pueden establecer fórmulas aproximadas que tienen un error menor de 0.2dB.

Para $N < 240$ (Ver apéndice 4)

$$\begin{aligned} SNR_r(\text{sin ponderar}) &= NPR + 6 \text{Log} N + 2.1 && \text{dB} && (4.54) \\ SNR_r(\text{psofométrico}) &= NPR + 6 \text{Log} N + 4.6 && \text{dB} \\ SNR_r(\text{C-message}) &= NPR + 6 \text{Log} N + 3.6 && \text{dB} \\ SNR_r(\text{F1A}) &= NPR + 6 \text{Log} N + 5.1 && \text{dB} \end{aligned}$$

Para $N > 240$

$$\begin{aligned} SNR_r(\text{sin ponderar}) &= NPR + 16.3 && \text{dB} && (4.55) \\ SNR_r(\text{psofométrico}) &= NPR + 18.8 && \text{dB} \\ SNR_r(\text{C-message}) &= NPR + 17.8 && \text{dB} \\ SNR_r(\text{F1A}) &= NPR + 19.3 && \text{dB} \end{aligned}$$

Para una banda de frecuencias de 0.3 a 3.4 KHz.

Para convertir NPR a dBa0 o dBnC0 o pW0p, ha de tomarse los factores de conversión de la tabla 4.4 y reemplazarlos en las ecuaciones 4.48, 4.49 y 4.50.

NUMERO DE CANALES	LIMITE DE LA BANDA OCUPADO POR LOS CANALES TELEFONICOS	RELACION DE ANCHO DE BANDA NPR = 10 LOG Δf/31	RELACION DE CARGA DE RUIDO NLR = P/S	FACTOR DE CONVENCION NPR/SNR + SNR-NLR	RUIDO			
					W = -15	W = -17	W = -2	W = -2.5
					dBmC0			
	KHz (Δf)	* dB	dB 3	dB				
12	12 - 80 (48)	11.9	3.32	8.58	79.82-NPR	79.72-NPR	79.42-NPR	-11.08-NPR
24	12 - 108 (96)	14.91	4.52	10.39	78.11-NPR	77.81-NPR	77.61-NPR	-12.89-NPR
36	12 - 156 (144)	16.67	5.23	11.44	77.06-NPR	76.86-NPR	76.56-NPR	-13.94-NPR
48	12 - 204 (192)	17.92	5.72	12.19	76.31-NPR	76.11-NPR	75.81-NPR	-14.69-NPR
60	60 - 300 (240)	*						
	12 - 252 (240)	18.89	6.11	12.78	75.72-NPR	75.52-NPR	75.22-NPR	-15.28-NPR
72	12 - 300 (288)	19.68	6.43	13.26	75.25-NPR	75.05-NPR	74.75-NPR	-15.75-NPR
96	12 - 408 (396)	21.06	6.93	14.15	74.37-NPR	74.17-NPR	73.87-NPR	-16.63-NPR
120	60 - 662 (492)	22.01	7.32	14.69	73.81-NPR	73.61-NPR	73.31-NPR	-17.19-NPR
152	12 - 662 (640)	22.41	7.48	14.93	73.67-NPR	73.47-NPR	73.07-NPR	-17.43-NPR
240	60 - 1082 (992)	25.09	8.8	16.25	72.26-NPR	72.06-NPR	71.76-NPR	-18.75-NPR
192	12 - 804 (792)							
282	12 - 1082 (1042)	25.27	9.01	16.25	72.26-NPR	72.06-NPR	71.76-NPR	-18.75-NPR
300	60 - 1300 (1236)	26.01	9.77	16.24	72.26-NPR	72.06-NPR	71.76-NPR	-18.74-NPR
	64 - 1296 (1296)							
312	12 - 300 (1284)	26.17	9.94	16.23	72.27-NPR	72.07-NPR	71.77-NPR	-18.73-NPR
420	60 - 1796 (1736)	27.48	11.23	16.28	72.23-NPR	72.03-NPR	71.73-NPR	-18.73-NPR
432	12 - 1796 (1784)	27.60	11.35	16.28	72.23-NPR	72.03-NPR	71.73-NPR	-18.73-NPR
600	60 - 2640 (2540)	29.13	12.78	16.35	72.15-NPR	71.95-NPR	71.65-NPR	-18.85-NPR
	64 - 2660 (2540)							
612	12 - 2540 (2588)	29.22	12.87	16.35	72.15-NPR	71.95-NPR	71.65-NPR	-18.85-NPR
738	12 - 3284 (3272)	30.27	13.99	16.25				
900	36 - 4188 (3784)	30.87	14.54	16.32	72.16-NPR	71.96-NPR	71.66-NPR	-18.82-NPR
960	60 - 4028 (4040)	31.16	14.82	16.33	72.17-NPR	71.97-NPR	71.67-NPR	-18.83-NPR
	64 - 4028 (4040)							
972	12 - 4028 (4088)	31.20	14.88	16.32	72.16-NPR	71.96-NPR	71.66-NPR	-18.82-NPR
1092	12 - 4892 (4880)	31.97	15.38	16.59	71.91-NPR	71.71-NPR	71.41-NPR	-19.09-NPR
1200	36 - 5564 (5284)	32.32	15.79	16.52	71.96-NPR	71.76-NPR	71.46-NPR	-19.02-NPR
1260	60 - 6636 (5540)	32.52	16.00	16.52	71.96-NPR	71.76-NPR	71.46-NPR	-19.02-NPR
	60 - 5564 (5640)							
1500	36 - 7284 (6968)	33.52	16.76	16.76	71.74-NPR	71.54-NPR	71.24-NPR	-19.26-NPR
1800	60 - 8120 (7644)	34.03	17.65	16.48	72.02-NPR	71.82-NPR	71.52-NPR	-18.98-NPR
2700	312 - 12336 (12044)	36.89	19.31	16.53	71.82-NPR	71.72-NPR	71.42-NPR	-19.08-NPR

TABLA 4.4 PARAMETROS DE LA CARGA CONVENCIONAL Y FACTORES DE CONVERSION ENTRE dBmOp, dBmC0 y NPR.

Δf = Ancho de banda efectivo determinado por los filtros limitadores de banda.

Para $N \geq 240$, cargados con la carga convencional, se puede establecer fórmulas con errores menores de 0.2 dB tal como sigue:

$$\text{dBa0 (F1A)} = 65.7 - \text{NPR} \quad (4.56)$$

$$\text{dBrnC0} = 72.2 - \text{NPR}$$

$$\text{dBm0p} = -18.8 - \text{NPR}$$

Cuando la carga es diferente a la convencional, las ecuaciones 4.53 a 4.56 siguen siendo válidas. El SNR dado -- por las ecuaciones 4.53, 4.54 y 4.55 es la relación señal a ruido "real", la cual es diferente al SRN "medido" (Ver 4.7.2).

Se debe notar que $\text{NLR}_0 = 10 \text{ Log (p/s)}$ permanece constante para cualquier valor de "p", puesto que "s" varía de -- igual forma que "p".

4.7 Tipos de Mediciones Mediante el Uso de las Técnicas -- de Carga de Ruido

La performance o rendimiento de un sistema de transmisión está generalmente especificado como la relación de se -- ñal a potencia de ruido total por canal a la salida del re -- ceptor, tal como se definió en la sección 4.6.3.2. Los valores típicos son 37 dB y 47 dB con ponderación plana para los sistemas FDM/FM. En la sección 2.5.5 se discutió la distribu -- ción total del ruido y las causas que lo originan.

Lo más importante es que, mediante el uso de la técni -- ca de carga de ruido, la amplitud real de la mayoría de es -- tos ruidos pueden ser separados de la medida del ruido total del sistema, identificados y comparados con los niveles esti -- pulados por el ingeniero de sistemas de microondas. Análi -- sis periódicos de las curvas de ruido identificarán las fuen -- tes de ruido de la trayectoria de propagación τ , degradación del sistema tales como corrosión de la guía de onda o algún -- daño de estas, o desviaciones de los componentes del recep -- tor los cuales podrían alterar la linealidad del sistema. En la mayoría de los casos, un deterioro, aislado por el análi -- sis de las curvas de ruido, puede ser corregido sin equipos -- sofisticados de retardo, linealidad o barrido (usualmente pre -- sentado en la forma de analizadores de enlace de microondas) los cuales son raramente disponibles (con los expertos necesa -- rios) en enlaces cortos o de baja densidad, y aún en las ru -- tas de alto tráfico de los sistemas de comunicaciones por mi -- croondas.

4.7.1 Niveles de la Banda Base

Los niveles de la banda base son determinados en toda su trayectoria, por el ingeniero de sistemas para una óptima performance de ruido, ya sea en la entrada y salida de un simple amplificador o de un sistema de microondas, dejando un cierto margen para los niveles picos. En los sistemas FDM/FM las variaciones del nivel de la banda base son traducidos en desviaciones de frecuencia en el transmisor, siendo controlado en su ancho por el ajuste de la sensibilidad de la desviación. Si la desviación se incrementa, el nivel de salida en el terminal receptor de radio o múltiplex del sistema debe ser reducido para mantener los niveles apropiados de salida. Esto trae como consecuencia una reducción del ruido de fondo (Idle Noise), pero según la desviación de frecuencia alcanza las regiones no-lineales o no-ecualizadas del espectro, los productos de intermodulación llegan a dominar rápidamente. Luego, es deseable un óptimo balance entre las contribuciones del ruido de fondo con los del ruido de intermodulación, tal como se muestra en la Fig. 4.13.

4.7.2.2 Curvas Típicas de Sobrecarga de Ruido

En la sección 4.5.3.1 se definió el NPR y en la sección 4.6.3.4 se le relacionó con el SNR. En la deducción de la fórmula 4.53 se asumió una carga convencional; no obstante, esta fórmula es válida para cualquier valor de la carga de ruido. El $SNR = 10 \log (S/p)$ es el valor "real" puesto que "s" es el tono de prueba que representa a la señal y varía según varía la carga. De hecho, es de considerable interés medir el NPR del sistema sobre un rango de niveles de carga. Es una práctica normal, medir el NPR en pasos de 1 ó 2 dB desde por lo menos 10 dB por debajo del nivel nominal hasta 6 dB por encima.

Luego, los valores del NPR se grafican en función del nivel de carga para formar la llamada "curva NPR" que también se le conoce como: (Ver Fig. 4.14)

- Curva "V" ("V" curves)
- Curva de carga de ruido (noise load curve)
- Curva de performance de ruido (noise performance curve)
- Curva batea, o (through curve)
- Curva cubeta o balde (bucket curve)

Estas curvas son luego graficadas para una serie de canales de medida localizadas a determinadas frecuencias. Estas frecuencias incluyen una cerca de la parte más baja de la banda base, en el centro y cerca de su parte superior.

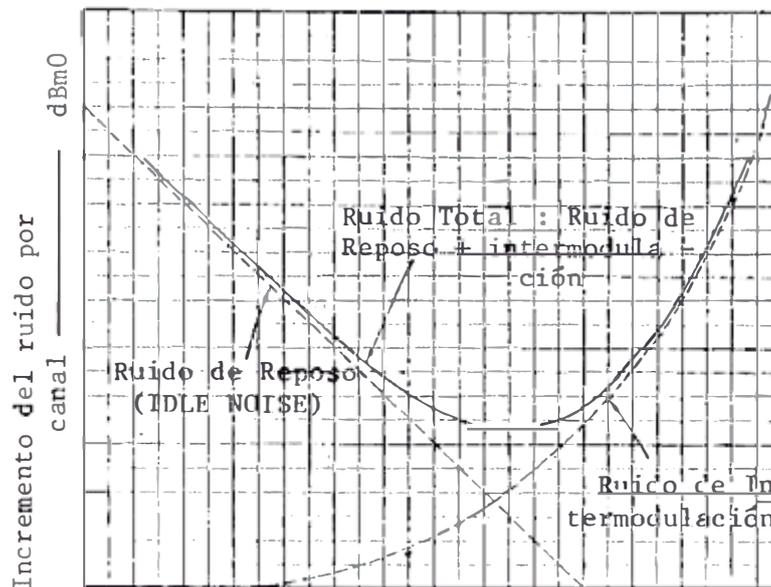


FIG. 4.13 INCREMENTO EN LA DESVIACION DE FRECUENCIA POR CANAL $\rightarrow \Delta f$

Ruido de Reposo : constituido por :

- Ruido térmico
- Ruido básico (fijo o intrínseco)
- Interferencias
 - Externas de radiofrecuencias
 - Internas de radiofrecuencias y FI
 - Interferencias en la banda base
- Bucles de tierra
- Conversiones en los alimentadores (productos espúreos)

Ruido de Intermodulación : Contribuyentes

- | | |
|----------|--|
| Internos | <ul style="list-style-type: none"> - Linealidad del modulador/demodulador - Sobrecarga de los amplificadores - Eliminación de parte del espectro (discriminador) - Pendiente del retardo de grupo - Retardo de grupo parabólico - Sobrecarga de pre-amplificadores (pendiente de ganancia diferencial) |
| Externos | <ul style="list-style-type: none"> - Distorsión por eco (en los alimentadores) - Generación de modos en los alimentadores - Distorsión debido a la propagación - Pendiente de retardo de grupo (debido a ecos muy cortos) |

Debe haber, por lo tanto, tres canales de medida por lo menos y posiblemente hasta cinco o más dependiendo de la capacidad del sistema y grado de rigurosidad a las recomendaciones.

La Fig. 4.14 muestra una curva típica para la "ranura - más alta" de medida de un sistema de radioelevadores de 960 canales de capacidad. En los niveles de carga más bajos, se puede apreciar que el sistema se comporta linealmente, esto es, un incremento de 1 dB en la carga incrementa un dB el NPR. En esta región no existen productos de intermodulación, siendo el ruido térmico el único presente. Según se va aumentando la carga la linealidad desaparece gradualmente de tal forma que el aumento del NPR es cada vez menor que el aumento de la carga, lo cual indica la presencia de señales adicionales - indeseadas producidas por los no linealidades del sistema. Según se va aumentando la carga resultan excesivos los productos de intermodulación hasta que llegan a dominar al ruido térmico y el NPR comienza a decrecer. Finalmente, bajo las condiciones de carga muy severas el NPR decrece en forma lineal.

Existe otra curva equivalente a la curva NPR, conocida como "curva de sobrecarga de ruido o "curva SNR", la cual se muestra en la Fig. 4.15. Esta curva se construye graficando el ruido, como una función de la carga de ruido, tal como lo mediría el detector de ruido. Esta curva puede ser obtenida a partir de la curva NPR, mediante el uso de la ecuación 4.53 manteniendo constante ($=0$ dBm0) el valor de "s". El medidor de ruido asume este hecho durante las mediciones de ruido en el punto OTLP. Cualquier cambio en la carga de ruido (quizás para graficar la curva NPR) debe ser acompañada por una corrección. Si el NLR en el generador de ruido es incrementado en 1 dB desde su valor nominal, debe aumentarse a la lectura de SNR también 1 dB (o sustraer 1 dB de la lectura del ruido) antes de ser convertido a NPR. Si se disminuye NLR en 1 dB desde su valor nominal tendrá que disminuirse también un dB a la SNR,. Es importante reconocer este hecho estudiando las bases sobre las cuales se estableció la ecuación 4.53. Estas correcciones son las que convierten la curva NPR en la curva SNR o viceversa utilizando la ecuación 4.53. Por ejemplo, en la Fig. 4.14 para NLR = 22 dB existe un incremento de $22 - 14.82 = 7.18$ dB. Luego, SNR tendrá que ser incrementado en 7.18 dB. Siendo el NPR = 48 dB y reemplazando estos valores en la ecuación 4.53 (sin ponderar) se tiene:

$$\text{SNR} = \text{NPR} + \text{BWR} - \text{NLR}_0$$

$$\text{SNR} + 7.18 = 48 + 31.15 - 14.82$$

$$\text{SNR} = 57.15 \text{ (valor que debe ser medido en el receptor)}$$

que corresponde al valor mostrado en la Fig. 4.15

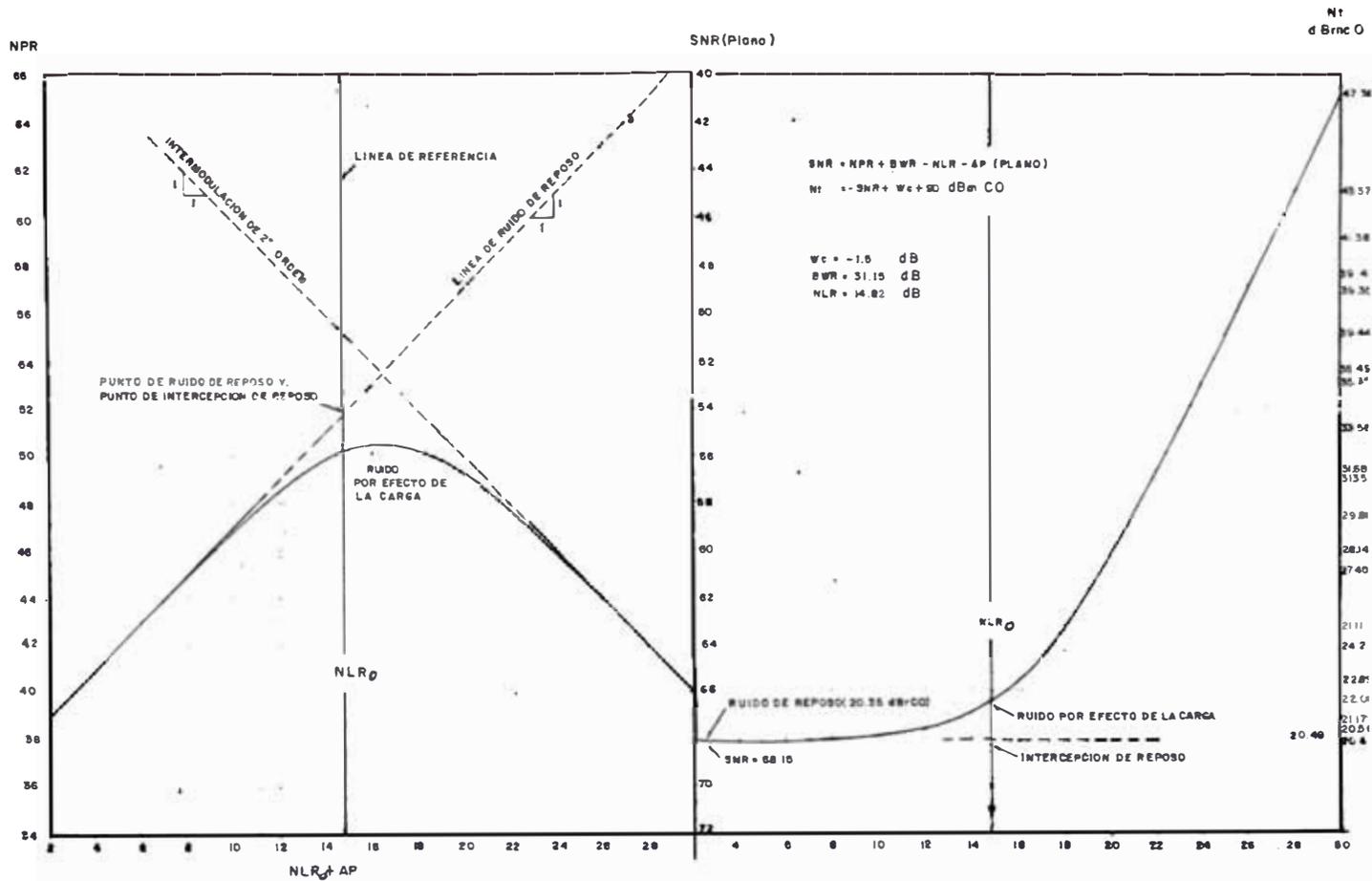


FIG. 4.14 CURVA NPR DE UN SISTEMA DE RADIO DE 960 CANALES (3886 KHz) CON SOLO ELEMENTOS DE DISTORSION DE 2^{DO}. ORDEN.

FIG. 4.15 CURVA SNR EQUIVALENTE A LA CURVA NPR (Fig. 4.14)

Por lo que la ecuación 4.53 puede escribirse como

$$\text{SNR} + \Delta P + \text{NPR} + \text{BWR} - \text{NLR}_0 - W \quad (4.57)$$

ΔP = Factor de corrección

La curva SNR se usa raramente en la evaluación de la --
 performance de ruido de los enlaces de microondas, pero es -
 útil en la determinación del "punto de sobrecarga", que se -
 mencionó en la sección 3.3.2; también conocido como "punto de
 ruptura", donde un incremento pequeño en la carga de ruido, -
 resulta en un incremento muy grande de ruido en el canal de -
 medida. La ecuación 4.57 puede ser escrita:

$$\text{SNR} = \text{NPR} + \text{BWR} - \text{NLR} - W \quad (4.57a)$$

donde $\text{NLR} = \text{NLR}_0 + \Delta P = 10 \text{ Log } (p/s)$

SNR = Relación señal a ruido "medido"
 graficada en la Fig. 4.15

Problema Ejemplo:

Si se aplica una carga de 10 dBm0 a un sistema de micro-
 ondas de 060 canales de capacidad, a la salida del sistema se
 mide un NPR = 47 dB. ¿Cuál es el ruido en dBm0p, dBrnc0 y -
 cual será el NPR para una carga de 12.00 dBm0 y los ruidos re
 sultantes. Se supone que el sistema está libre de ecos.

De la ecuación 4.57 se puede deducir la relación.

$$N_t = \text{NLR}_0 + W_p - \text{NPR} - \text{BWR} + \Delta P \quad \text{dBm0p} \quad (4.58)$$

$$N_t = \text{NLR}_0 + W_c - \text{NPR} - \text{BWR} + \Delta P + 90 \text{ dBrnc0}$$

$$\text{NLR}_0 = 14.82 \text{ dB}$$

$$W_c = -1.5 \text{ (ponderación C) dB}$$

$$W_p = -2.5 \text{ (ponderación sofométrica) dB}$$

$$\text{NPR} = 47 \text{ dB}$$

$$\text{BWR} = 31.15 \text{ dB}$$

$$\Delta P = 10 - 14.82 = -4.82 \text{ dB}$$

$$N_t = -70.65 \text{ dBm0p } (-68.15 \text{ dBm0}) \text{ (Ruido total "medido")}$$

$$N_t = 20.35 \text{ dBrnC0} \quad \text{(Ruido total "medido")}$$

Según la Fig. 4.14, los datos corresponden a la región lineal de la curva por lo que un aumento de 2 dB en la carga aumentará el NPR también en 2 dB y el ruido permanecerá constante según la ecuación 4.58. Este ruido es el que directamente se mediría a la salida del receptor que está graficado en la Fig. 4.15. No obstante, después de ajustado los niveles a la salida del receptor, el ruido disminuirá en 2dB. Esto constituye una regla general que se puede expresar de la siguiente manera:

"Un dB debe ser adicionado a la lectura de ruido por cada dB de disminución en la carga de ruido desde la carga nominal; un dB debe ser sustraído de la lectura de ruido por cada dB de aumento en la carga de ruido desde la referencia"

La figura 4.15 está dibujada en escala de S/N y de ruido en dBnc0 y enfatiza la región lineal (ruido térmico)-la cual aparece como una línea recta horizontal. Sin embargo, no indica tan claramente como lo indica la curva NPR, el punto donde la distorsión por intermodulación comienza a predominar.

4.7.3 Medidas de Banda Base a Banda Base

La más común de las aplicaciones de la prueba de ruido blanco se realiza desde la entrada de la banda base a la salida de la misma. En la investigación, el desarrollo o producción, los equipamientos terminales pueden ser conectados "espalda con espalda" para hacer las correspondientes pruebas. Para el caso de sistemas de radio, el transmisor puede ser conectado al receptor en la etapa de RF o de FI.

Para la prueba o mantenimiento rutinario de sistemas que tienen sus terminales en A y B, existen dos tipos de medida de banda base a banda base. La primera requiere dos juegos de equipos ubicados en ambas terminales. El generador en el lado A con el receptor del lado B probarán la dirección de A a B. La dirección de B a A se probará de igual forma con el otro generador en B y el otro receptor en A. Esta operación requiere de dos operadores ubicados en A y B y en comunicación mediante el canal de servicio o "par de supervisión" o "par de órdenes" (order wire) que no forma parte del sistema bajo prueba. Como se puede apreciar cada dirección se prueba separadamente.

La segunda técnica, conocida normalmente como "lazo de retorno" (loop round) requiere solamente un juego de equipo de prueba y un operador ubicado en uno de los terminales (por ejemplo en A). En el terminal B se conecta la salida de la banda base a la entrada de banda base de la dirección

opuesta. De este modo el equipo en A mide la performance de A a B y de B a A en conjunto. Durante las pruebas de instalación esto es a menudo suficiente, puesto que si el sistema está dentro de las especificaciones, se puede esperar que cada dirección también reúna los requerimientos de performance separadamente. Esta prueba puede realizarse tanto en A como en B.

En la búsqueda de fallas es preferible, naturalmente, probar las dos direcciones de transmisión separadamente. En las mediciones en "lazo de retorno" la interconexión se puede realizar a nivel de F1 o RF. En este último caso, se necesita un mezclador y un oscilador para el desplazamiento de la frecuencia del transmisor a la del receptor.

4.7.4 Equipamiento de Traslación de Banda Base

En los cables submarinos modernos, un cable sirve para transmitir ambas direcciones. La dirección de B a A en una banda "alta" y de A a B en la banda "baja". El cable puede ser probado mediante la transmisión de ruido en la banda alta desde B y en la banda baja desde A en forma simultánea.

La entrada de banda base en ambos extremos es la banda baja con una conversión hacia arriba de la banda base de B a A en el lado B seguido de una conversión hacia abajo en A. La banda base de A a B pasa a través de las terminales en cada terminal sin traslación de frecuencia. Por lo tanto, las terminales más el cable son probados mediante la transmisión de ruido en la banda baja simultáneamente en cada dirección con el ruido aplicado en B antes de la conversión. Una técnica similar se usa para probar las terminales espaldas con espaldas antes de su instalación.

Para comprobar la terminal B separadamente en la dirección B a A, se requiere canales de medición de ruido no-estandar en el conjunto de prueba de ruido blanco. Puesto que la banda base es desplazada hacia arriba en una cantidad determinada, las frecuencias centrales de los filtros pasabanda y los osciladores locales del receptor de ruido deberán estar desplazados en la misma cantidad lo que constituye un nuevo conjunto de filtros pasabanda. De igual forma en el lado A, un nuevo conjunto de filtros eliminadores de banda son necesarios para probar la terminal de recepción. Para probar las terminales separadamente en la dirección A a B se usan las técnicas estandar

4.7.5 Equipamiento Múltiplex y Demultiplex

Las técnicas descritas en las secciones 4.7.3 y 4.7.4 son las de común aplicación de la prueba de ruido blanco. No obstante, en forma similar se puede probar el equipamiento múltiplex y demultiplex. Para realizar mediciones espaldas con espalda es necesario cargar todas las entradas del equipo de traslación con ruido blanco descorrelacionado; esto quiere decir que tendremos que usar varios generadores.

Por ejemplo, para probar el trasladador de grupo se requieren cinco generadores de ruido en la banda de 60 a 108 KHz conectados en las respectivas entradas. La salida del supergrupo se conecta a la entrada del demultiplex y un receptor de ruido prueba cada salida de grupo separadamente. El equipo de traslación de supergrupo requiere igualmente cinco generadores de ruido y se requieren tres para el equipo de traslación de mastergrupo.

Es también posible probar el múltiplex y demultiplex separadamente usando la misma técnica de la sección 4.7.4 para tener en cuenta la traslación de las ranuras de ruido. La prueba del demultiplex requiere solo un generador. Estas pruebas raramente se llevan a cabo, puesto que la performance total es la de real significancia.

4.7.6 Mediciones de Banda Base a Canal Telefónico

La ranura del espectro de frecuencia que se escoge para probar una banda base de una capacidad dada, comúnmente ocupa el lugar de un canal telefónico particular dependiendo del plan de modulación usado. De este modo el NPR puede ser medido directamente; medido con un psófono de circuitos telefónicos o juegos de medida de ruido conectado al canal telefónico particular equivalente a la ranura de frecuencia.

4.7.7 Equipamiento de Traslación de Canal y Sistemas de Baja Capacidad

Los sistemas de baja capacidad (12 a 60 canales) y el equipamiento de traslación de canal puede ser probado mediante una combinación de las técnicas descritas en las secciones 4.7.5 y 4.7.6. Esto quiere decir, que el sistema puede ser cargado mediante la aplicación de un ruido descorrelacionado en una banda de 300 a 3,400 KHz a la entrada de cada canal telefónico y el ruido de distorsión resultante es medido con un

medidor de ruido o un psófono en el correspondiente canal de salida. Estas mediciones se facilitan por el uso de un generador de ruido de 12 canales con facilidad de conmutación por cada canal.

Para medir el NPR debido a la diafonía e intermodulación en un sistema de doce canales o a través del equipamiento de traslación de canal, el siguiente método se puede usar. Cada ruido cargado a la entrada del canal telefónico debe estar ajustado al nivel nominal de carga por canal. Según la figura 4.10 se tiene:

$$\text{Carga de ruido por canal} = 2.3 - 6\text{Log}N \quad \text{dBm0} \quad (4.59)$$

El NPR del canal 6, por ejemplo, se mide conectando el medidor de ruido a la salida de este canal. El NPR es la relación de:

"El nivel de ruido con todos los canales cargados... al... ruido con todos los canales cargados menos el canal 6"

El NPR medido de esta manera es el debido al ruido térmico, diafonía e intermodulación. El ruido térmico puede ser cuantificado removiendo toda la carga de ruido y luego midiendo el ruido residual en el canal. La diafonía se debe a un filtrado incompleto. De este modo la diafonía que aparece en el canal 6 es debido a los canales 5 y 7 solamente. La diafonía al ruido térmico se mide como la relación de:

"Nivel de ruido con los canales 5 y 7 cargados ... al ... nivel de ruido sin carga alguna".

Estas medidas permiten separar en forma cuantitativa los tres ruidos de interferencia; debido al efecto de intermodulación, diafonía y térmico. Con los canales cargados a un nivel dado por la ecuación 4.59 se obtiene solamente la performance nominal del sistema. El resultado de las mediciones de ruido efectuadas haciendo variar el nivel de carga por canal se muestra en la Fig. 4.16 para un sistema típico. En ella se hacen notar las tres regiones donde predomina cada uno de estos ruidos.

La primera región donde predomina el ruido térmico, es una como de ruido constante independiente de la carga. A medida que se aumenta la carga por canal, el ruido comienza a incrementarse lentamente debido al efecto de diafonía. Finalmente, para fuertes cargas de ruido, el ruido de intermodulación comienza a predominar sobre los dos anteriores incrementándose rápidamente al aumentar la carga hasta que se alcanza el nivel de sobrecarga. La línea continua de la Fig. 4.16 corresponde al ruido total y la línea interrumpida a la suma del ruido de intermodulación y térmico, y es análoga a la Fig. 4.15. La diferencia entre estas dos curvas muestra

claramente el efecto de la diafonía que, en este caso, ocasiona un aumento máximo de alrededor de 1dB en la interferencia.

4.7.8 Componentes del Sistema con un Valor Alto del NPR

Cualquier dispositivo activo o componente puede ser probado mediante la carga de ruido blanco. Como es de esperar estos componentes deben tener un NPR más grande que el que se espera de un sistema. Todo dispositivo tiene un valor de NPR que se combinan entre si para dar el NPR total o del sistema bajo prueba. En este sentido también tienen un NPR los equipos de prueba, el cual se combina con el NPR del dispositivo bajo prueba. Cuando el NPR de una unidad se aproxima al NPR del equipo de prueba, el valor medido es cada vez más inexacto por lo que se tiene que agregar un factor de corrección. Primero, se tiene que medir el NPR del equipo de prueba conectando la salida del generador directamente a la entrada del receptor con un nivel de ruido igual al que se requiere para excitar a la unidad bajo prueba. Luego se mide el NPR de la unidad y se le agrega un factor de corrección que se toma de la Figura 4.17.

Ejemplo:

El NPR medido de una unidad resultó ser de 71dB. El NPR inherente al equipo de prueba, con el mismo nivel prueba para la unidad resultó ser 72dB. La diferencia de $72-71 = 1\text{dB}$ da un factor de corrección de 7dB según la Fig.4.17; luego el valor real del NPR de la unidad bajo prueba es $71 + 7 = 78\text{ dB}$. En el apéndice 5 se deriva la ecuación de la Fig. 4.17.

4.7.9 Medidas del Ruido con el Tráfico Real

La prueba del ruido blanco a través de todo el espectro de la banda base provee una descripción exacta de las condiciones dentro del sistema; no obstante este procedimiento requiere que la señal de prueba sea la única que se transmita. Esta condición se cumple idealmente durante la investigación y el desarrollo, producción y durante las fases de instalación del sistema. Por lo común, no siempre es posible remover un sistema entero del servicio para ejecutar una prueba sobre él. Para estos casos, se ha ideado un tipo de medida denominado "prueba fuera de banda" mediante la cual se hace mediciones de ruido en explotación real.

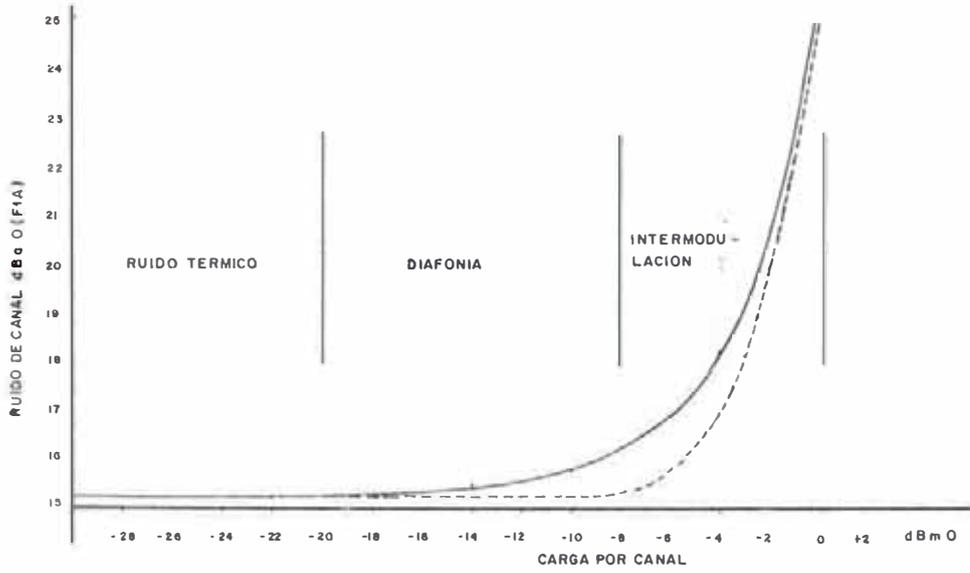


FIG. 4.16 PERFORMANCE TIPICA MEDIDA MEDIANTE LA CARGA EN CADA CANAL INDIVIDUAL

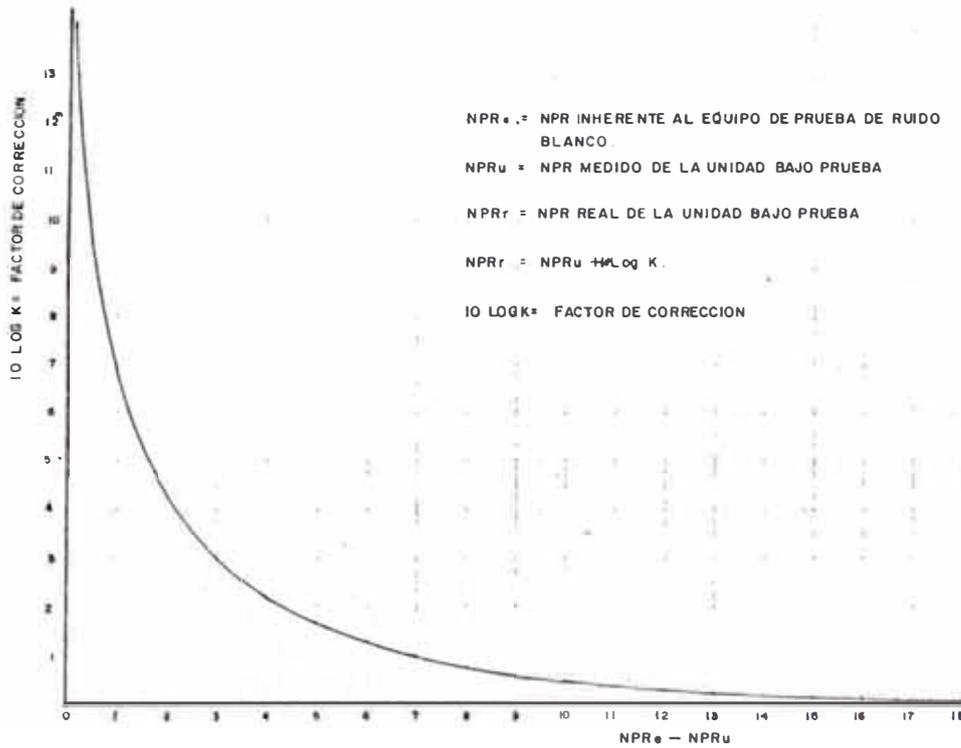


FIG. 4.17 FACTOR DE CORRECCION PARA VALORES DE NPR CERCANOS AL NPR DEL RUIDO BLANCO

Existen recomendaciones internacionales que contemplan esta necesidad (CCIR REC-398-2) la cual estipula canales de medida ubicados aproximadamente 10% fuera de la banda base y un filtro eliminador de banda en esta frecuencia insertado permanentemente a la entrada del sistema para reducir el ruido proveniente del circuito de entrada en las bandas ocupadas por los canales de medida de ruido.

El procedimiento de medida requiere solamente un receptor de ruido sintonizado a la frecuencia de medida que monitorea continuamente el ruido de distorsión que ocurre debido a la carga del tráfico real en la banda base. El canal de medida puede estar por encima de la banda base en cuyo caso están, por lo general, más influenciados por las variaciones del ruido térmico y de intermodulación debido a los circuitos de los equipos que funcionan en las secciones de RF y FI. Localizando el canal de medida por debajo de la banda base son más sensitivos a las contribuciones de ruido atribuidos al ruido intrínseco del equipo, y a cualquier mala adaptación de linealidad de los moduladores y demoduladores.

Las mediciones realizadas en esta forma tienen una exactitud limitada debido a la naturaleza variable del tráfico y por el hecho de que los efectos dentro de banda solamente son estimados en vez de ser directamente medidos. Por estas razones esta técnica no se le usa frecuentemente pero se están haciendo esfuerzos en los USA y otros países en el problema de monitorear automáticamente la performance del sistema para alertar de la degradación del sistema durante la transmisión del tráfico real.

4.7.10 Performance de Ruido de los Grabadores de Cinta de Banda Ancha

Una grabadora de cinta se puede considerar como un amplificador de banda ancha y para ciertos tipos de señales, el ruido blanco puede simular efectivamente la señal real. La performance de intermodulación de la grabadora se mide en idéntica forma que una banda base telefónica. El ruido de carga debe seleccionarse de tal forma que tenga un ancho de banda igual al ancho de banda de operación de la grabadora. Se insertan las ranuras y se mide el NPR de igual manera que para un caso común. Un ejemplo de este tipo de aplicación es la prueba que se hace del equipo de grabación de las señales de telemetría de vehículos espaciales y misiles. La prueba del ruido blanco está especificado, por ejemplo, para tales equipos por el Departamento de Defensa de USA.

4.8 Análisis Gráfico de las Curvas NPR

Antes de discutir las curvas NPR es necesario obtener un entendimiento cuantitativo de sus diferentes formas, así como también de la distribución de los varios tipos de ruidos en el espectro de la banda base.

4.8.1 Normalización de las Curvas NPR y SNR

Existe una expresión matemática que nos ayudará a entender el efecto de los tipos de ruido en la forma de la curva NPR.

Supongamos que:

- η = relación de potencia de ruido
- p_1 = carga de ruido por canal de medida
- p_3 = potencia de ruido de reposo en el canal de medida (Idle Noise)
- D = orden de la distorsión predominante

Donde:

$$p_2 = b(p_1)^D = \text{potencia de ruido de distorsión}$$

a y b = constantes de linealidad de ganancia del sistema

p = potencia de carga de ruido convencional

p_0 = potencia de carga de ruido para el valor máximo de η

Luego se tiene que:

$$\eta = \frac{p_1}{ap_3 + p_2} = \frac{p_1}{ap_3 + b(p_1)^D} \quad (4.60)$$

Para hallar el valor máximo de la expresión 4.60 hacemos:

$$\frac{d \eta}{d p_1} = 0 \quad \text{que conduce a la siguiente expresión}$$

$$ap_3 + b(p_1)^D = bD(p_1)^{D-1} \quad \text{o,} \quad (4.61)$$

$$ap_3 = b(p_1)^{D-1} \quad (D-1)$$

Si llamamos p_{10} al valor que corresponde al máximo valor de η y reemplazando 4.61 en 4.60 se tiene:

$$\eta_0 = \frac{P_{10}}{Db(p_{10})^D} \quad (\text{máximo } \eta) \quad (4.62)$$

$$\eta = \frac{p_1/b}{(p_{10})^D(D-1) + (p_1)^D} \quad (4.63)$$

Luego:

$$\frac{\eta}{\eta_0} = \frac{P_1}{P_{10}} \frac{D}{(D-1) + \left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^D}$$

Tomando logaritmos se tiene:

$$NPR - NPR_0 = 10 \log \frac{P_1}{P_{10}} - 10 \log \left[(D-1) + \left(\frac{P_1}{P_{10}}\right)^D \right] + 10 \log D$$

Pero:

$$\frac{P_1}{P_{10}} = \frac{P}{P_0}$$

Luego se tiene finalmente:

$$NPR - NPR_0 = 10 \log \left(\frac{P}{P_0}\right) - 10 \log \left[(D-1) + \left(\frac{P}{P_0}\right)^D \right] + 10 \log D \quad (4.64)$$

La ecuación 4.64 es la expresión normalizada del NPR que da la diferencia entre el NPR para una carga P y el máximo valor del NPR (NPR_0) que corresponde a la carga p_0 , en función de la diferencia entre el nivel de carga y el nivel de carga para el valor máximo del NPR. Esta ecuación está graficada en la Figura 4.18 para varios valores de D .

De una forma similar se puede hallar una curva normalizada para el SNR. De la ecuación 4.57 se tiene:

$$\begin{aligned} SNR_0 - SNR &= NPR_0 - NPR - (NLR + \Delta P_0) + (NLR + \Delta P) \\ SNR_0 - SNR &= NPR_0 - NPR + 10 \log \left(\frac{P}{P_0}\right) \end{aligned}$$

donde: $NLR_0 + \Delta P_0 =$ carga convencional para el valor máximo de NPR en dB

$NLP_0 + \Delta P =$ carga convencional para un NPR cualquiera en dB.

considerando la ecuación 4.64 se tiene:

$$SNR_0 - SNR = 10 \text{Log} \left[(D-1) + \left(\frac{P}{P_0} \right)^D \right] - 10 \text{Log} D \quad (4.65)$$

La ecuación 4.65 está graficada en la Fig. 4.18b para varios valores de D.

Se puede apreciar que la forma de la curva NPR y SNR dependen principalmente del orden de la distorsión predominante. Cada sistema tiene su propia curva particular diferente a los demás sistemas la cual es una función del nivel de carga.

Si comparamos estas curvas teóricas con las curvas 4.14 y 4.15 se puede observar que predomina la distorsión de segundo orden.

4.8.2 Las Tres Regiones de la Curva NPR

Del estudio de las curvas de las Fig. 4.18a y 4.18b y de las ecuaciones 4.64 y 4.65 podemos concebir a estas curvas como formadas por tres regiones:

a) La región lineal

Donde el ruido de reposo (idle noise) es el predominante, es decir, el ruido de intermodulación que se origina como consecuencia del aumento del nivel de carga es insignificante.

En esta región se cumple que $\left(\frac{P}{P_0} \right)^D \ll (D-1)$

Luego las ecuaciones 4.64 y 4.65 se transforman en:

$$NPR - NPR_0 = 10 \text{Log} \left(\frac{P}{P_0} \right) + 10 \text{Log} \left(\frac{D}{D-1} \right) \quad (4.66)$$

$$SNR_0 - SNR = -10 \text{Log} \left(\frac{D}{D-1} \right) \quad (4.67)$$

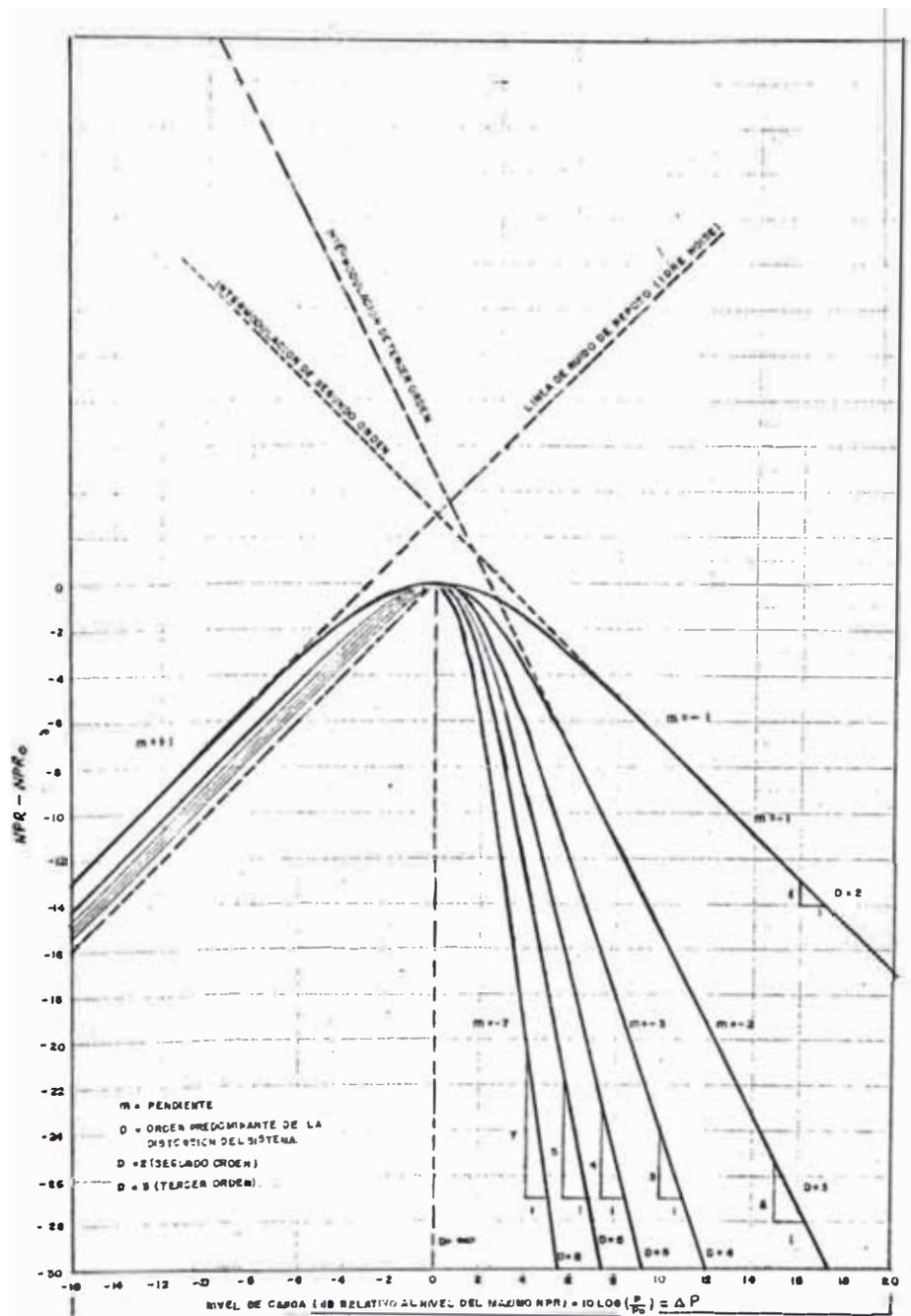


Fig. 4.18a CURVAS NPR NORMALIZADAS QUE MUESTRAN EL EFECTO DEL NIVEL DE CARGA Y LOS DIFERENTES ORDENES DE DISTORSION

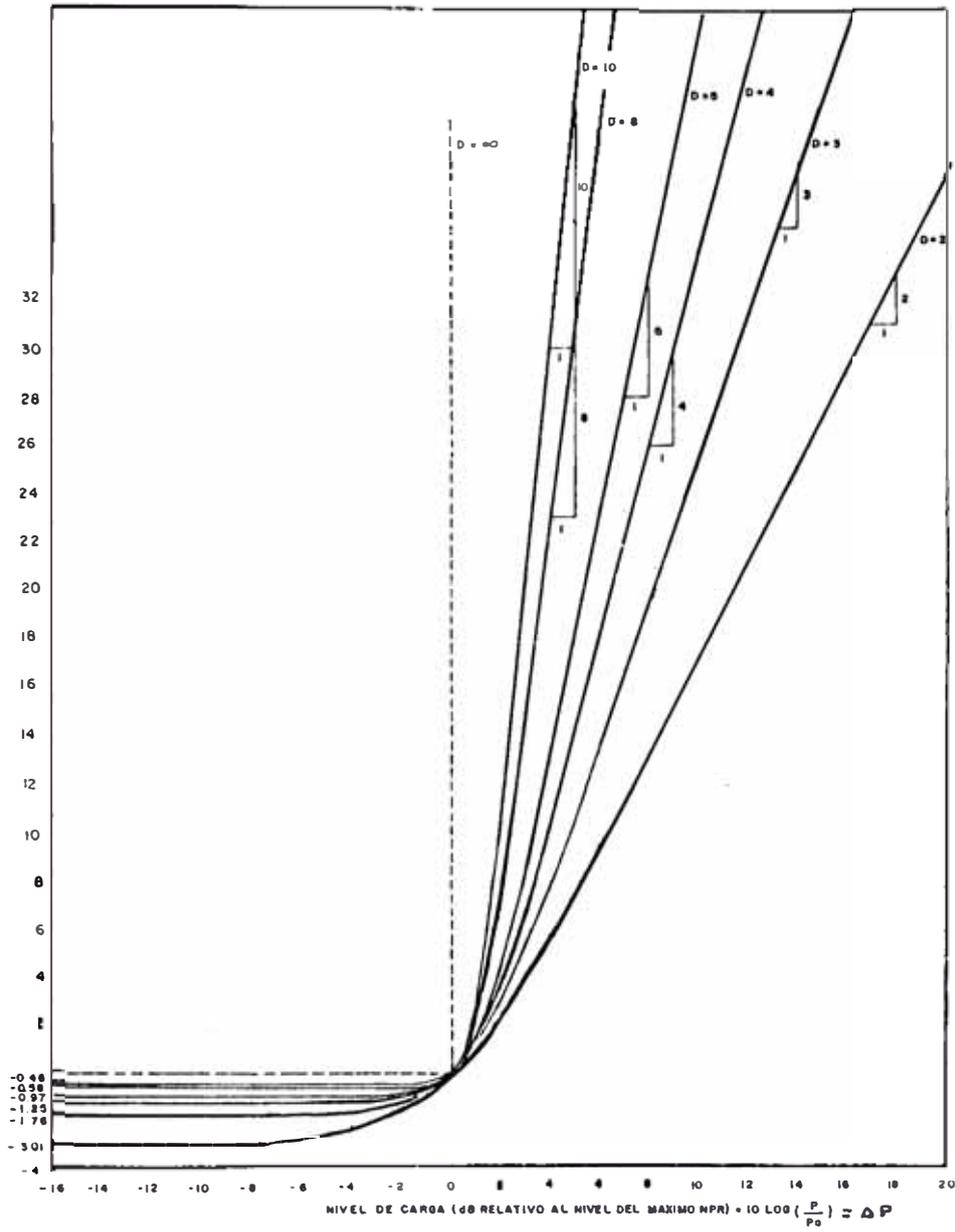


FIG. 4.18 b CURVAS SNR NORMALIZADAS QUE MUESTRAN EL EFECTO DEL NIVEL DE CARGA Y LOS DIFERENTES ORDENES DE DISTORSION

Estas nuevas ecuaciones nos indican que un incremento de un dB en el nivel de carga origina un incremento de un dB del NPR y la SNR es constante en esta región. Esto está de acuerdo con las curvas obtenidas experimentalmente.

Debemos notar a estas alturas que SNR es constante debido a que en esta región el ruido es independiente del nivel de carga de ruido de prueba, por lo tanto, prácticamente no existe ruido de intermodulación por efecto del nivel de carga. De esta manera, en esta región se obtiene el valor máximo de SNR que es superior en 3 dB al SNR_0 para un sistema con distorsión de segundo orden. En la Fig. 4.19 se dan estos valores para diferentes órdenes de distorsión. El ruido de reposo, para un sistema libre de distorsión e interferencias, está constituido exclusivamente por el ruido térmico y básico.

Se aclaran estas ideas en la Fig. 4.19a, donde se muestran gráficamente los niveles de ruido en las condiciones del máximo NPR.

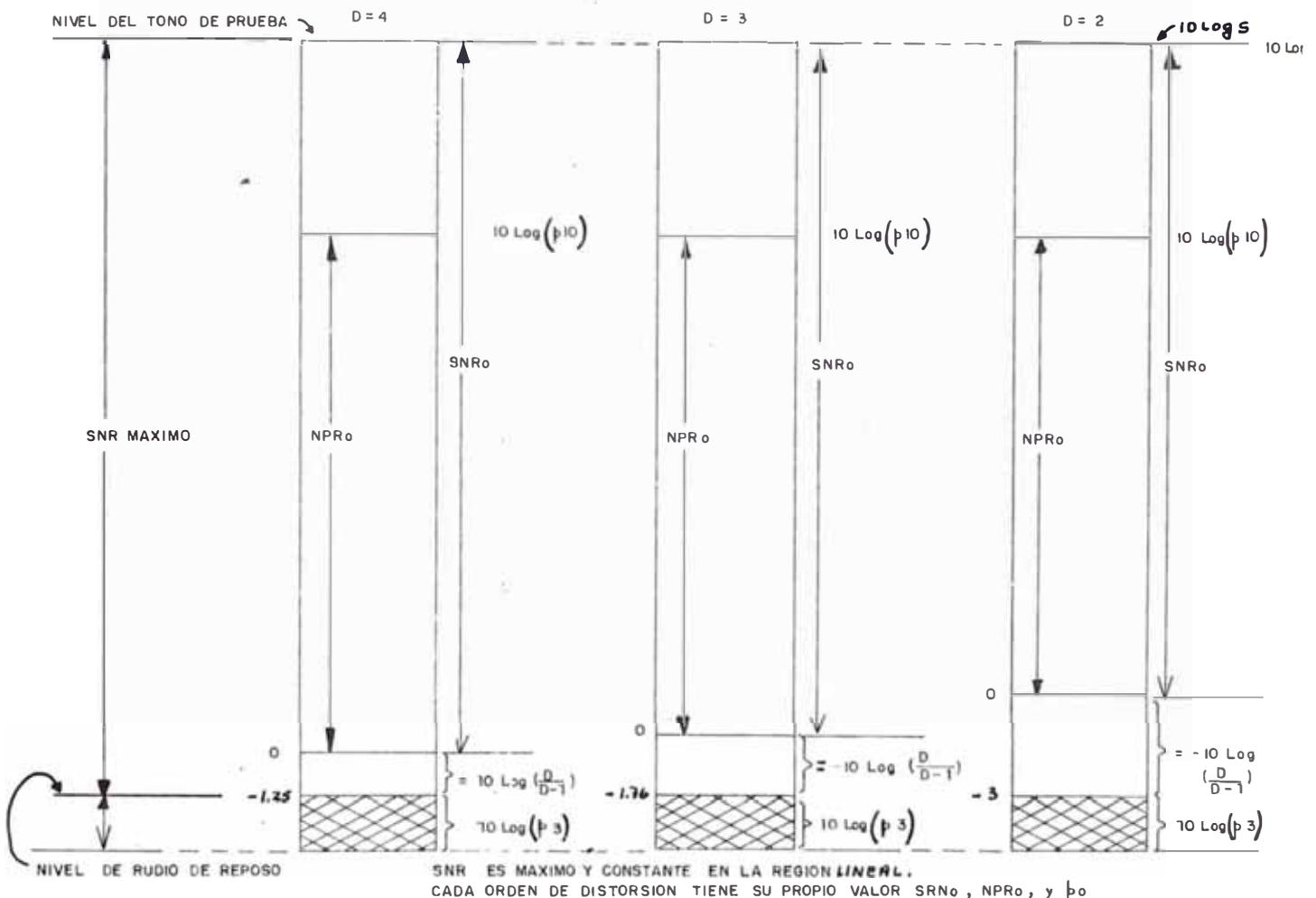


FIG. 4.19a NIVELES DE RUIDO PARA $NPR=NPR_0$, DE LOS DIFERENTES ORDENES DE DISTORSION. SOLO CUANDO EXISTE UN SOLO ORDEN DE DISTORSION

b) La región del máximo NPR

En este punto, según la ecuación 4.61, se cumple la siguiente relación:

$$\text{Potencia Ruido de reposo} = (D-1) \times \text{Potencia de ruido de intermodulación}$$

De este modo, para la distorsión de segundo orden ($D=2$), el máximo valor del NPR ocurre cuando el ruido de reposo es igual al ruido de distorsión ocasionado por la intermodulación al aplicar la carga de ruido de prueba. Es una zona de transición donde la potencia del ruido de distorsión aparece en forma significativa hasta el punto de que sus incrementos igualan y superan a los incrementos de la carga de ruido de prueba.

c) La región no-lineal

En esta región se cumple que:

$$\left(\frac{P}{P_0}\right)^D \ll (D-1)$$

lo que da como resultado que las ecuaciones 4.64 se transformen en:

$$\text{NPR} - \text{NPR}_0 = 10\text{Log}D - (D-1) 10\text{Log} \left(\frac{P}{P_0} \right) \quad (4.68)$$

$$\text{SNR}_0 - \text{SNR} = D 10\text{Log} \left(\frac{P}{P_0} \right) - 10\text{Log}D \quad (4.69)$$

Estas dos últimas ecuaciones ponen de manifiesto dos importantes resultados característicos de la región no-lineal; un incremento de 1 dB en la carga de ruido produce una disminución de $(D-1)$ dB en el NPR, lo cual nos permite determinar el orden predominante de distorsión en la curva NPR. La Fig. 4.18a muestra estos dos resultados. Un incremento de 1 dB en la carga produce una disminución de D .dB en el SNR tal como se aprecia en la Fig. 4.13b

4.8.3 Distribución de las Potencias de Distorsión

Los numerosos tipos de distorsiones y los ruidos de reposo tienen cada uno un espectro de frecuencias diferente a lo ancho de la banda base que se muestra en la figura 4.20

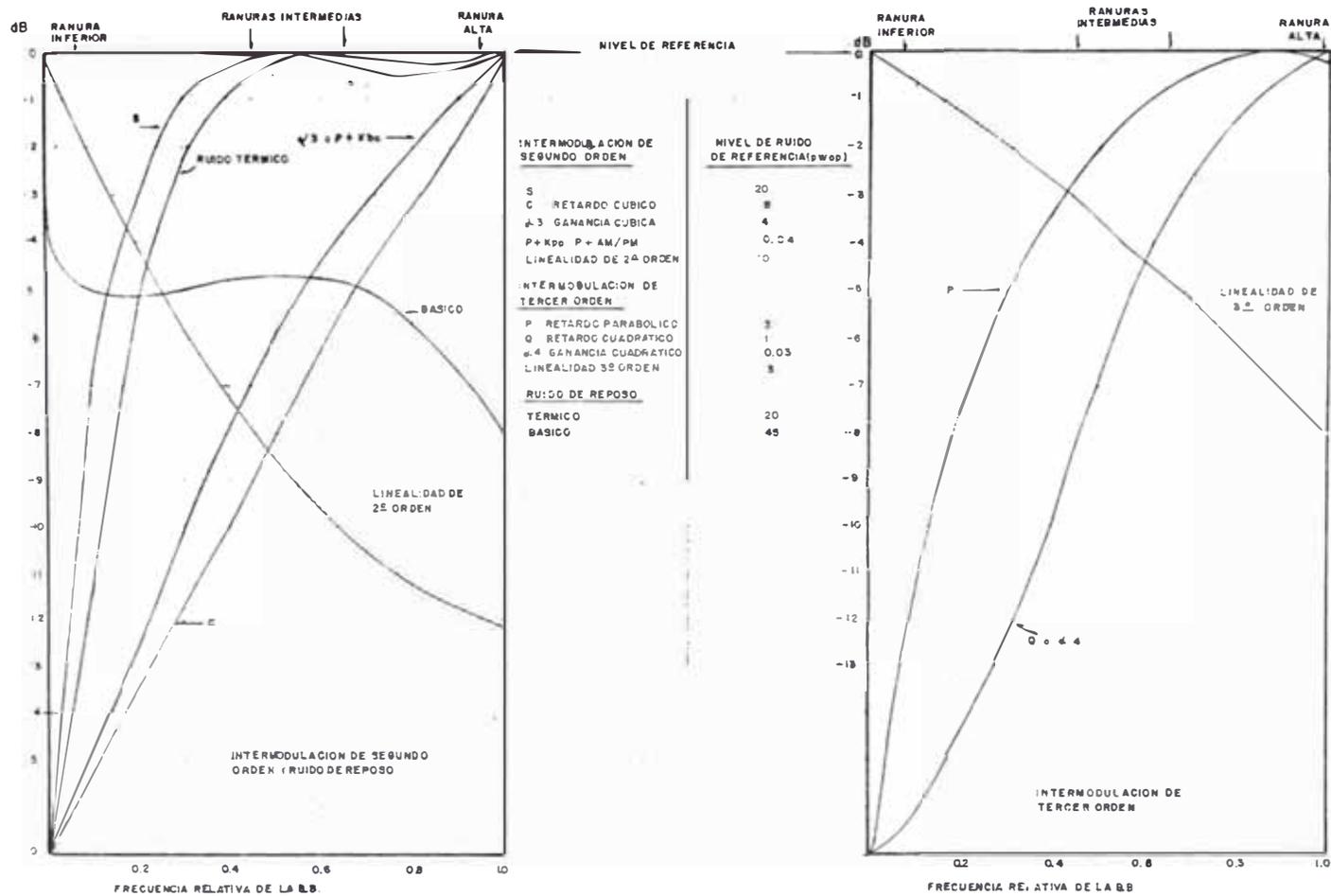


FIG. 4.20 DISTRIBUCION DE LA POTENCIA DE LA DISTORSION DE UNA B.B. TIPICA (ENLACE DE MICROONDAS TIPICO CON ENFASIS)

Este espectro o distribución del ruido varía ampliamente con cada sistema de transmisión y esto hace posible la identificación de las causas del deterioro, mediante un cuidadoso análisis de las amplitudes relativas de las líneas de 2do., 3er. y más alto orden que cruzan en las curvas NPR de las ranuras baja, media y alta. La Fig. 20 muestra una típica distribución espectral de los productos de distorsión por intermodulación y del ruido de reposo para un número de irregularidades de la transmisión de las microondas. Las dos contribuciones al ruido de reposo del equipo, el térmico y el básico, están distribuidos, típicamente, en forma diferente a través de la banda base. En la ranura más baja el ruido térmico es despreciable pero el ruido básico es máximo, siendo todo lo contrario en la ranura más alta. Algunas de las distorsiones de intermodulación que se muestran en la Fig. 20 son despreciables en los sistemas de baja capacidad. Los ruidos en la ranura inferior, tanto los de reposo como los causados por la carga, resultan de mecanismos de generación de ruido marcadamente diferentes a los de la ranura superior los cuales se aprecian en la Fig. 20. Otra característica del ruido en cada ranura de medición es que cuando se varía la carga desde niveles muy bajos (12 ó 14 dB por debajo del NLR) hasta el punto en que la distorsión por intermodulación de tercer orden u orden superior llega a ser dominante, el ruido dominante medido en esta ranura cambia desde el ruido de reposo al 2do. orden, luego al 3ro. hasta los órdenes más altos de productos de intermodulación, según se aumente el nivel de carga. Estas dos características fundamentales constituyen el fundamento para el análisis del ruido de la curva NPR.

4.8.4 El Graficado de la Curva NPR

Antes de graficar la curva NPR, se debe ubicar cuidadosamente en la línea de referencia los puntos correspondientes al ruido de reposo y al ruido por efecto de la carga, tal como se muestra en la Fig. 4.14. Los equipos modernos miden el valor de NPR directamente para cada valor del NLR según la técnica descrita en la sección 4.6.3.1 y Fig. 4.11. De este modo, la curva NPR se construye para un rango de valores de por lo menos ± 10 dB de la carga de ruido de referencia (nominal) en pasos de 1 dB o de 2 dB si el ruido es suficientemente estable. Estos valores deben graficarse en un papel de gráfica rectangular cuyas escalas vertical y horizontal sean iguales tal como se muestra en la Fig. 4.14. Debe empezarse con NLR suficientemente pequeño para que alcance la región lineal (condición de reposo), siendo necesario algunas veces llegar hasta -16dB por debajo de la referencia si se encuentran presentes altas amplitudes de distorsión por eco. Luego incrementar el NLR hasta que el lado derecho de

la curva llegue a ser una línea recta con una pendiente 2:1, 3:1 o cualquier otra. (Ver Fig. 4.14).

Estas mediciones deben realizarse durante los períodos de propagación estable (sin desvanecimiento), donde las contribuciones de ruido de reposo y por intermodulación de trayectoria son constantes y las mediciones pueden ser repetidas dando el mismo resultado.

Si se toman estas precauciones, una línea dibujada con una inclinación de 45° y tangente al lado inferior izquierdo de la curva NPR debe interceptar el punto de ruido de reposo. Esta línea llamada "Línea de Ruido de Reposo" intercepta a la línea de referencia en el punto llamado "Punto de Intercepción de Reposo" el cual debe caer muy cerca (dentro ± 0.5 dB) del punto de ruido de reposo determinado inicialmente. Si esto no ocurre la medición es inválida o incorrecta por las siguientes razones:

- a) Probablemente ha ocurrido una interferencia de carga de ruido, el cual es común en las pruebas intraestaciones en "loop" o "back to back" donde el generador y el receptor están en la misma habitación. En este caso el punto de intercepción de reposo está por debajo del punto de ruido de reposo, tal como se muestra en la Fig. 4.21. Es necesario en estos casos, aislar físicamente las unidades de prueba y los cables, y mejorar la tierra común.
- b) Un tono interferente de alta amplitud está dentro de banda del receptor. Puede ser localizado con un medidor selectivo o un analizador de espectro.
- c) Debido a que ha ocurrido un circuito de retorno por tierra en los equipos de radio, banda base o unidades de prueba, o interferencia de RF.
- d) Las pruebas fueron realizadas en forma errónea.

4.8.5 Curvas NPR Típicas

Las Figs. 4.21 al 4.23 nos muestran las curvas típicas NPR "solamente de radio". Estas curvas describen solamente la desmejora de la performance debida al ruido generado por el equipo radio, excluyendo la intermodulación por la trayectoria de propagación y la distorsión debida al eco en los alimentadores (guía de onda o cable coaxial). Estas curvas se preparan solamente, en forma usual, para las ranuras inferior y superior, no obstante en sistemas con preénfasis la ranura intermedia es más sensitivo a ciertos desmejoramientos de ruido ocurridos en la parte superior de la banda base,

por lo que se le puede usar para análisis de ruido más detallados.

Estas curvas también muestran las líneas tangentes a ambos lados de la curva cuya pendiente nos indica el orden de intermodulación predominante. Tal como se explicó en la sección 4.8.2, la línea de ruido de reposo tiene siempre una inclinación de 45° ($m=1$) y la línea de intermodulación de mayor orden tiene usualmente una pendiente $m=-2$, que indica una intermodulación de tercer orden (Fig. 4.22). Algunos sistemas de radio de banda angosta tienen una intermodulación de quinto orden ($m=-4$) tal como se muestra en la Fig. 4.23.

4.8.6 Análisis Gráfico de las Curvas NPR

Una vez que se han trazado correctamente las curvas para la ranura alta y la ranura inferior, se pueden identificar las cuatro "llaves" de contribución de ruido en un sistema de transmisión. Estos son:

- a. La línea de ruido de reposo
- b. La línea de intermodulación de segundo orden
- c. La línea de intermodulación de tercer orden
- d. La parábola de distorsión por eco

Las líneas de ruido de reposo y la correspondiente al mayor orden de distorsión presente en el sistema, se trazan en forma simple, tangentes a la curva en sus dos lados. Se debe incrementar la carga de ruido hasta obtener una línea recta al lado derecho de la curva tal como se aprecia en las Figs. 4.21 y 4.22 donde ha sido necesario aumentar la carga hasta $\Delta P > +12\text{dB}$. Las líneas de tercer orden (u orden superior) correspondientes a las ranuras inferior y superior pueden en algunos casos juntarse tal como se aprecia en las Figuras 4.22 y 4.23. Después que se ha graficado la curva y las tangentes cuidadosamente siguiendo las recomendaciones de la sección 4.8.4, la línea de segundo orden puede ser localizada de dos formas: mediante una gráfica transparente elaborada por computador (el cual no siempre está disponible), o mediante el cálculo directo en base a las curvas y tangentes obtenidas. La presencia de contribuciones de distorsión por eco puede dificultar esta tarea, lo cual puede evitarse si los cálculos se realizan haciendo uso del extremo derecho de la curva lejos del efecto del eco. No obstante en algunos casos, la línea de intermodulación (IM) de más alto orden puede ser trazado en forma cuidadosa tal como se aprecia en la Fig. 4.21, si se conoce previamente la línea de 2do. orden. Esta técnica no es posible realizar en la Fig. 4.22 por la influencia marcada de otras contribuciones.

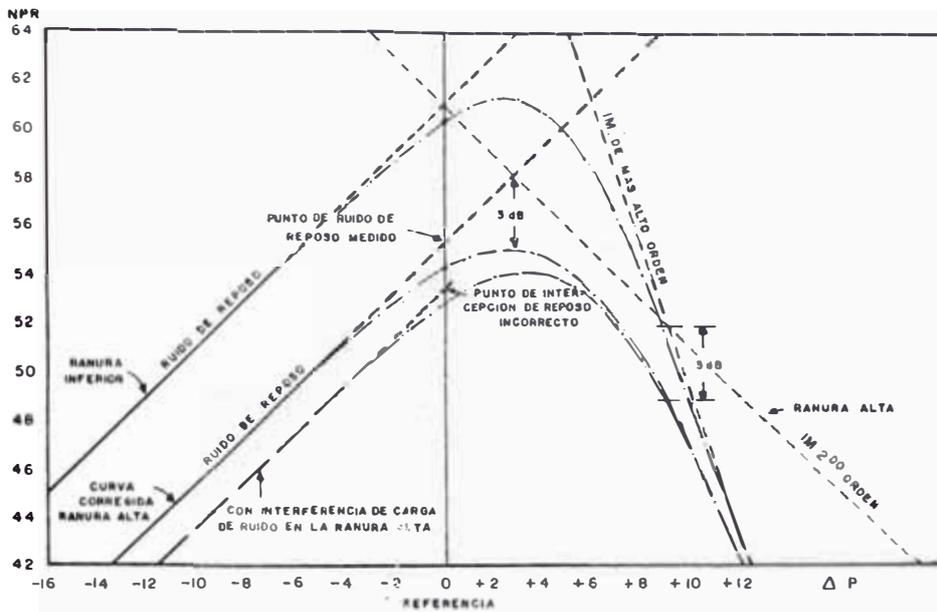


FIG. 4.21 CURVA NPR INCORRECTA DEBIDO A UNA INTERFERENCIA DE CARGA DE RUIDO (RANURA ALTA)

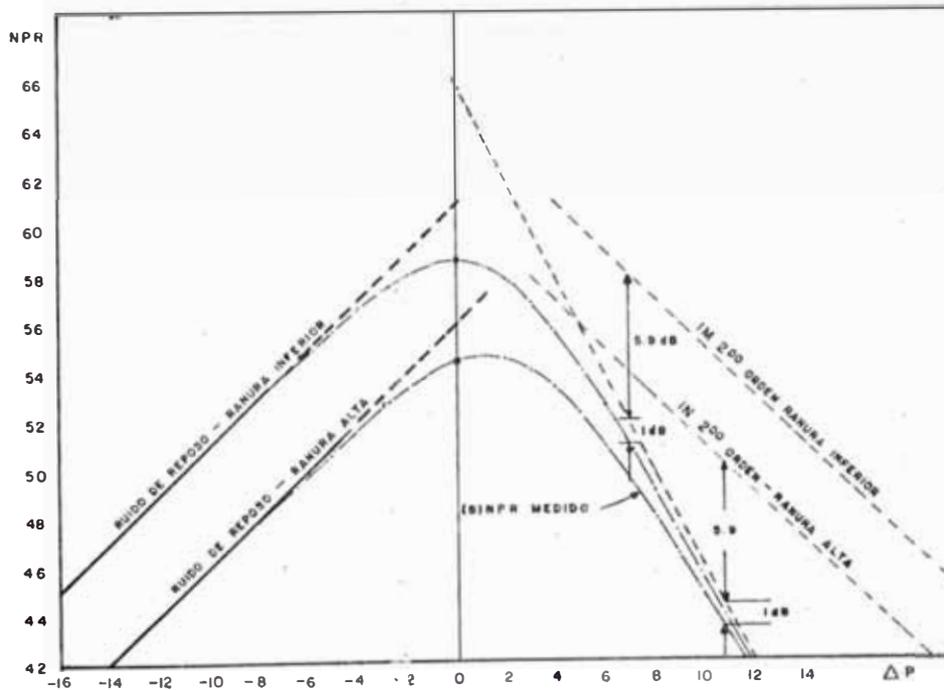


FIG. 4.22 CURVAS NPR QUE MUESTRAN LAS LINEAS TANGENTES DE REPOSO ($m = +1$) y DE TERCER ORDEN ($m = -2$) LOCALIZACION DE LA LINEA DE IM DE 2 ORDEN A UN ΔP LEJOS DE LA INFLUENCIA DE LA DISTORSION POR ECO

El cálculo y trazado de la línea de intermodulación de 2do. orden requiere alguna familiaridad en la suma y sus tracción de cantidades expresadas en logaritmos y debe comprenderse que la curva NPR no es sino el resultado de la combinación de las líneas de intermodulación de los diferentes órdenes peculiares del sistema. Por ejemplo, la curva NPR de la Fig. 4.23 es el resultado de la influencia simultánea de tres curvas NPR (o líneas): La línea de ruido de reposo, la de intermodulación de 2do. orden y la de 5to. orden. Estas magnitudes están relacionadas mediante la siguiente fórmula: (ver Fig. 4.24).

$$\frac{1}{\text{Log}^{-1}\left(\frac{\text{NPR}}{10}\right)} = \frac{1}{\text{Log}^{-1}\left(\frac{D_1}{10}\right)} + \frac{1}{\text{Log}^{-1}\left(\frac{D_2}{10}\right)} + \frac{1}{\text{Log}^{-1}\left(\frac{D_3}{10}\right)} \dots (4.70)$$

donde:

- D_1 = NPR de la línea de ruido de reposo
- D_2 = NPR " " " " intermodulación de 2do. orden
- D_3 = NPR de la línea de intermodulación de 3er. orden
- NPR = NPR resultante

con la ayuda de un calculador se puede determinar rápidamente una cualquiera de las variables conociendo las restantes. No obstante, mediante el uso de la tabla 4.5 se puede computar estos valores en forma manual. Dado dos valores de NPR (o su diferencia) se puede hallar el NPR resultante de la suma o diferencia de los dos.

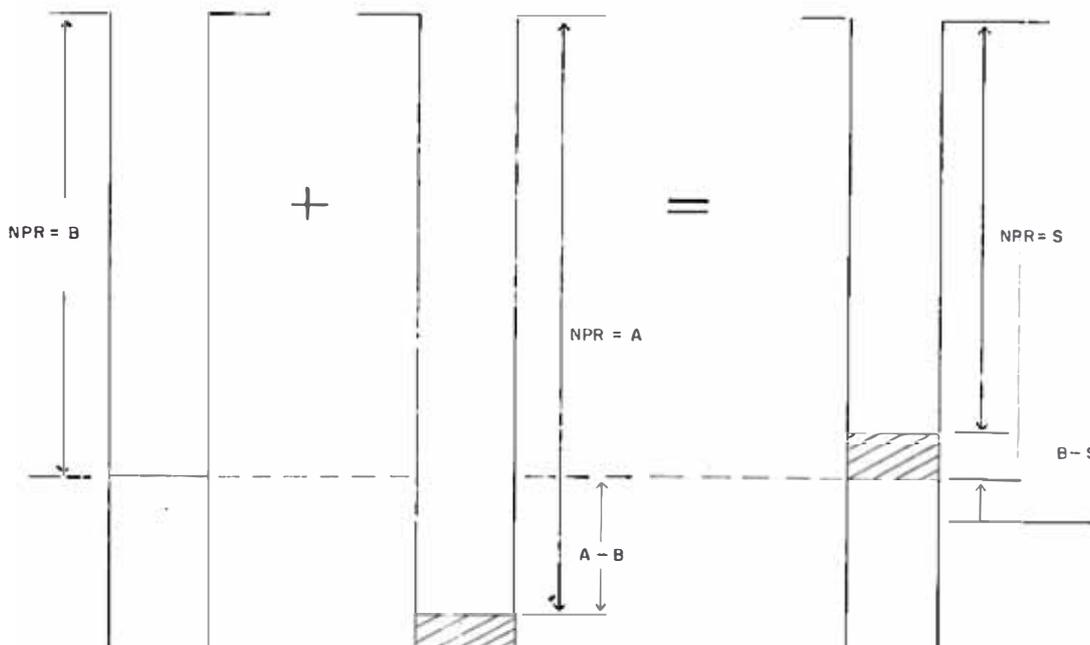


FIG. 4.19b ILUSTRACION DE LA SUMA O DIFERENCIA DE DOS VALORES DE NPR

TABLA 4. 5 ADICION Y SUSTRACCION DE NPR (A ES SIEMPRE MAYOR QUE B)

A - B	B - S	A - S	A - B	B - S	A - S
dB	dB	dB	dB	dB	dB
0.00	3.01	3.01	10.2	0.40	10.60
0.2	2.91	3.11	10.4	0.38	10.78
0.4	2.81	3.21	10.6	0.36	0.96
0.6	2.72	3.32	10.8	0.35	11.15
0.8	2.63	3.43	11.0	0.33	11.33
1.0	2.54	3.54	11.2	0.32	11.52
1.2	2.45	3.65	11.4	0.30	11.70
1.4	2.37	3.77	11.6	0.29	11.89
1.6	2.28	3.88	11.8	0.28	12.08
1.8	2.20	4.00	12.0	0.27	12.27
2.0	2.12	4.12	12.2	0.25	12.45
2.2	2.05	4.25	12.4	0.24	12.64
2.4	1.97	4.37	12.6	0.23	12.83
2.6	1.90	4.50	12.8	0.22	13.02
2.8	1.83	4.63	13.0	0.21	13.21
3.0	1.76	4.76	13.2	0.20	13.40
3.2	1.70	4.90	13.4	0.19	13.59
3.4	1.63	5.03	13.6	0.19	13.79
3.6	1.57	5.17	13.8	0.18	13.98
3.8	1.51	5.31	14.0	0.17	14.17
4.0	1.46	5.46	14.2	0.16	14.36
4.2	1.40	5.60	14.4	0.15	14.85
4.4	1.35	5.75	14.8	0.14	14.94
4.6	1.29	5.89	15.0	0.14	15.14
4.8	1.24	6.04	15.2	0.13	15.33
5.0	1.19	6.19	15.4	0.12	15.52
5.2	1.15	6.35	15.6	0.12	15.72
5.4	1.10	6.50	15.8	0.11	15.91
5.6	1.06	6.66	16.0	0.11	16.11
5.8	1.01	6.81	16.2	0.10	16.30
6.0	0.97	6.97	16.4	0.10	16.50
6.2	0.93	7.13	16.6	0.09	16.69
6.4	0.90	7.30	16.8	0.09	16.89
6.6	0.86	7.46	17.0	0.09	17.09
6.8	0.82	7.62	17.2	0.08	17.28
7.0	0.79	7.79	17.4	0.08	17.48
7.2	0.76	7.96	17.6	0.07	17.67
7.4	0.73	8.13	17.8	0.07	17.87
7.6	0.70	8.3	18.0	0.07	18.07
7.8	0.67	8.47	18.2	0.07	18.27
8.0	0.64	8.64	18.4	0.06	18.46
8.2	0.61	8.81	18.6	0.06	18.66
8.4	0.59	8.99	18.8	0.06	18.86
8.6	0.56	9.16	19.0	0.05	19.05
8.8	0.54	9.34	20.0	0.04	20.04
9.0	0.51	9.51	25.0	0.01	25.01
9.2	0.49	9.69	30.0	0.00	30.00
9.4	0.47	9.87			
9.6	0.45	10.05			
9.8	0.43	10.23			
10.0	0.41	10.41			

Según la Fig. 4.19b B-S es la disminución del valor del NPR = B como consecuencia de la suma con NPR = A, siendo siempre B, el menor valor y A el mayor. La tabla 4.5 nos da los valores de A-B, B-S y A-S. La Fig. 4.24 muestra el ejemplo del uso de la tabla 4.5 para trazar la línea de 2do. orden. En esta Fig. se muestra la curva NPR a la cual se ha trazado las dos tangentes, la línea de reposo y la de intermodulación de 3er. orden. El primer paso es sumar estas dos tangentes la cual dará como resultado una curva NPR que tiene sólo intermodulación de 3er. orden. Se establece una diferencia, por ejemplo $D_3 = 60.9$ y $D_1 = 58.3$; luego $D_1 - D_3 = 2.6 = A - B$; según la tabla 4.5 el valor correspondiente de B-S es igual a 1.9 por lo que el NPR resultante es igual a $S = B - 1.9 = 58.3 - 1.9 = 56.4$. El NPR total medido es, para este punto, igual a 54.1.

A partir de este momento se realiza el segundo paso el cual es un proceso inverso. Haciendo $S = 54.1$ y $B = 56.4$; luego $B - S = 2.3$ que según la tabla 4.5 corresponde a $A - B = 1.6$ lo que da como resultado que $A = B + 1.6 = 56.4 + 1.6 = 58.0$. Este es un punto de la línea de segundo orden que puede ser trazada sabiendo que su pendiente $m = -1$. Esta línea puede ser comprobada tomando otros puntos tales como el punto de intercepción de las dos tangentes donde $A - B = 0$.

En ausencia de la distorsión por eco, todos los puntos así calculados deben caer dentro de la línea recta con pendiente $m = -1$. La distorsión por eco, si no es severa, raramente tiene influencia en las mediciones del ruido con cargas de ruido que exceden 6dB por encima de la referencia, a excepción en sistemas con capacidad superior a 1,200 canales que ocasionalmente el efecto del eco se extiende hasta estos niveles. En este sentido la línea de IM de 2do. orden se localiza de una forma más precisa, mediante la determinación cuidadosa del lugar donde la diferencia del $NPR = S$ medido y la línea de IM de 3er. orden da exactamente igual a 1 dB tal como se aprecia en la Fig. 4.22. Este punto está lejos de la influencia del eco y de la línea de ruido de reposo y está determinado sólo por la suma de la línea de 2do. y 3er. orden. Según la tabla 4.3 para $B - S = 1$ corresponde a $A - B = 5.9$. Con algo de práctica la línea de IM de 2do. orden puede ser localizada casi inmediatamente mediante una inspección.

Todas las curvas de las Figs. 4.21 a 4.25 son las que se obtendrían como consecuencia de las mediciones de ruido del equipo radio solamente. Es decir, en ausencia de la distorsión por eco que se origina en el sistema de antenas o en el trayecto de propagación. En consecuencia estas curvas son el resultado de la suma de tres líneas de acuerdo con la ecuación 4.70 o con la tabla 4.5. Las figuras 4.21 y 4.25 muestran algunos puntos importantes que ilustran como se suman estas tres líneas para formar la curva NPR y que a su vez sirven para el trazado de la línea de 2do. orden a partir de la curva medida.

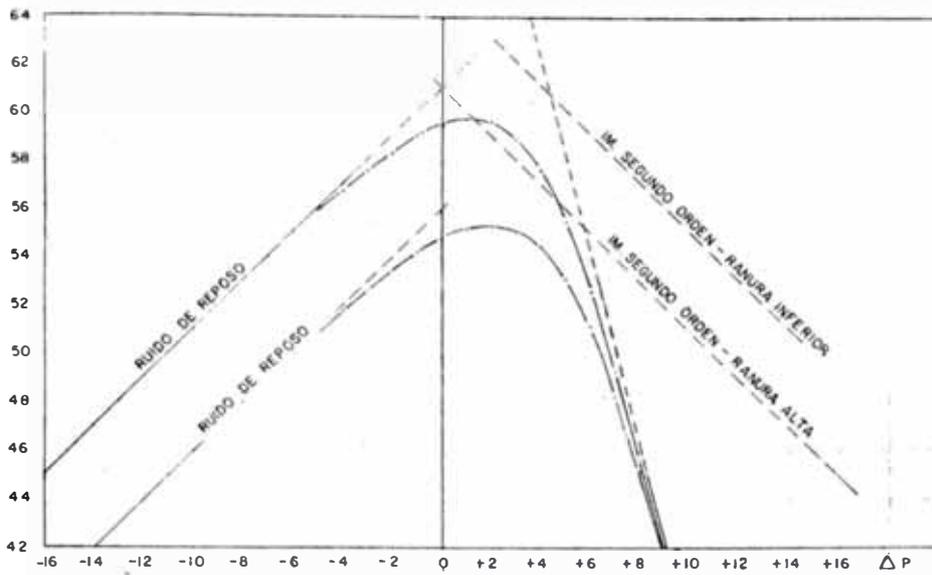


FIG. 4.23 IGUAL QUE LA FIGURA 4.22 PERO CON IM DE QUINTO ORDEN (LINEA TANGENTE DE MAYOR ORDEN)

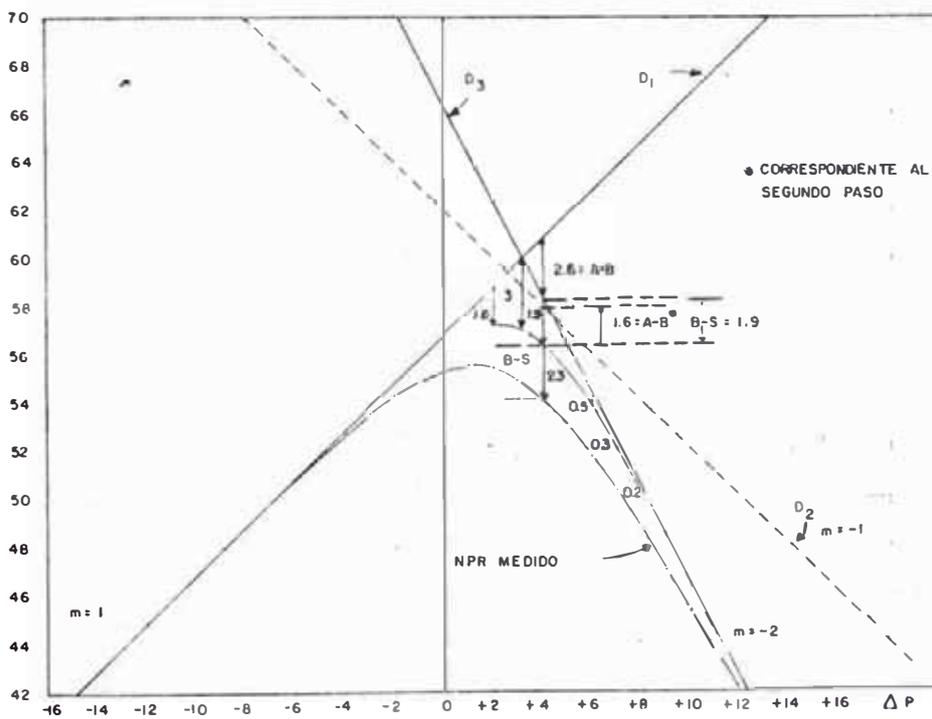


FIG. 4.24 SUMA DE LAS DOS TANGENTES Y LUEGO SUSTRACCION DE ESTA SUMA DE LA CURVA NPR MEDIDA (TOTAL) SIN DISTORSION POR ECO

La curva NPR sólo de radio se traza de esta manera. Cualquier desviación observada en la curva, medida cuidadosamente en relación a esta curva probablemente es el reflejo de la distorsión por eco. Cuando la curva NPR sólo de radio se resta de la curva NPR medida, da como resultado una curva de forma parabólica la cual constituye la influencia del eco.

4.8.7 La Línea de Ruido de Reposo

Como regla general, el punto de intercepción de reposo, debe estar a 3 dB por encima de las especificaciones de ruido para el salto o sistema. (Por ejemplo, superior a 56 dB si la especificación es de NPR = 53 dB). Si la separación es menor, se dice que el salto o el sistema está limitado por el ruido de reposo. Esto resulta por las siguientes causas.

- a) Baja desviación de frecuencia (mal ajustada)
- b) Bajo nivel de señal de RF
- c) Alta figura de ruido
- d) Inusitada contribución de baja IM
- e) Omisión del énfasis
- f) Interferencias a nivel de banda base, y/o a nivel de RF o frecuencia imagen del receptor.

Si el margen es mayor que 3 dB, la distorsión por eco o intermodulación en el equipo de radio con los factores que controlan el ruido total, posiblemente han de requerir medidas correctivas si el ruido total es excesivo. Dependiendo en que parte del espectro el exceso de ruido de reposo se encuentra, se puede encontrar uno o más mecanismos de contribución.

El ruido de reposo (Idle Noise) es la suma de las siguientes contribuciones:

1.- Ruido térmico

Dependiente del nivel de la señal de RF a la entrada del receptor. Está calculada, en un canal de voz, por la siguiente relación:

$$\begin{aligned}
 \frac{S}{N_t} &= \text{RUIDO TÉRMICO EN UN CANAL DE VOZ EN EL PUNTO DE NIVEL CERO SIN PONDERAR (dBm0)}. \\
 &= -C_i + F_{op} + 10\text{Log}(KT_o) + 10\text{Log}(2b) - 20\text{Log}\left(\frac{F_d}{f_m}\right) - E + 30 \\
 &= -C_i + F_{op} - 136.05 - 20\text{Log}\left(\frac{F_d}{f_m}\right) - E \quad \text{dBm0} \quad (4.71)
 \end{aligned}$$

Donde:

- C_i = nivel de entrada de la portadora (RF) a la entrada del mezclador del receptor (en el punto donde es medido F_{op}). dBm
- F_{op} = Figura de ruido del receptor operativo. dB
- K = constante de Boltzmann = 1.38×10^{-23} joules/°K
- T_o = 290° K
- f_m = Frecuencia media del canal de medición. Puede ser cualquier canal de la banda base siempre que $b \ll f_m$. KHz
- F_d = Desviación pico por canal para un tono de 0dBm; 1.414 x DESVIACION rms. KHz
- b = ancho de banda del ruido del canal de voz , 3,100 Hz
- E = mejoramiento por énfasis (o desmejora) a la frecuencia f_m , +3.7dB para la ranura de medición superior, 4 dB para el canal más alto, 0 dB en la ranura media, -1dB a la mitad de la banda base, -4 para la ranura inferior y para el canal más bajo.

Por ejemplo, para un sistema de 600 canales, el ruido térmico de referencia en la ranura de medición más alta (2438 KHz), con énfasis y con una desviación de 200 KHz rms por canal y con un receptor con una figura de ruido de 10dB y -40 dBm de nivel de entrada de radio frecuencia, es de -71.04 dBm0 (17.26 dBm0) ó 44.26 pW0p. Para expresar el ruido en dBm0 se tiene:

$$\text{Ruido Térmico} = -C_i - 47.75 + F_{op} - 20\text{Log}\left(\frac{F_d}{f_m}\right) - E \quad \text{dBm0} \quad (4.72)$$

para: $W_c = 1.7$

Cualquier degradación de los parámetros mencionados incrementará el ruido térmico y por consiguiente el ruido de reposo. Ver la Fig. 4.26.

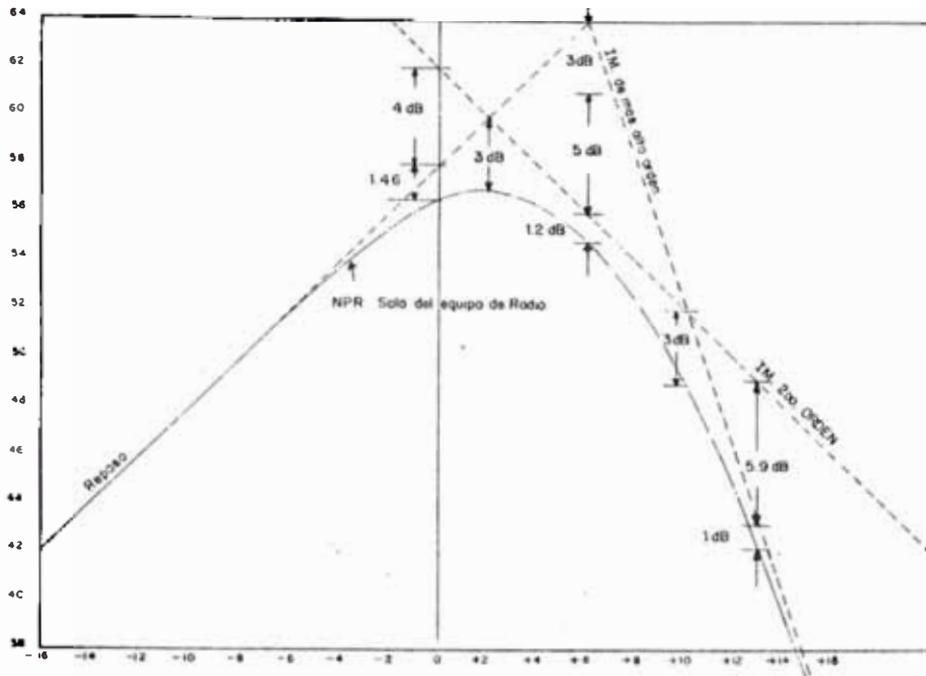


FIG. 4.25 LA CURVA NPR CON DISTORSION SOLO DEL EQUIPO DE RADIO, ES EL RESULTADO DE LA ADICION DE LINEAS COMPONENTES

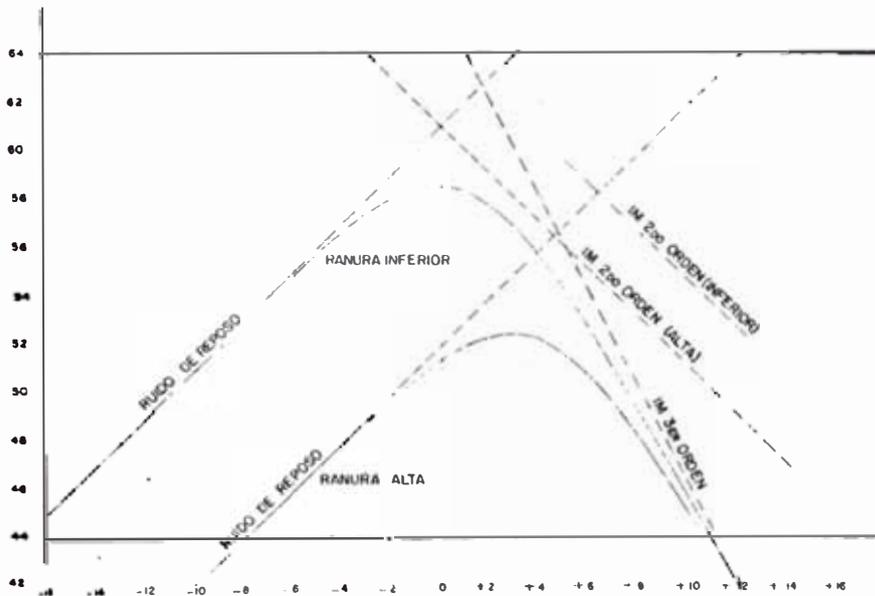


FIG. 4.26 RUIDO EXCESIVO DE REPOSO EN LA PRUEBA ALTA CON UN NIVEL DE ENTRADA DE RECEPCION DISMINUIDO

a) Desviación de frecuencia del transmisor

Cuando está mal ajustada la desviación, las curvas NPR conservan su forma normal pero están desplazadas a la derecha si la desviación es baja con alto ruido de reposo, o a la izquierda si la desviación es alta con bajo ruido de reposo.

b) Nivel de la señal de RF a la entrada del receptor

Se puede verificar fácilmente comparando la lectura del control automático de ganancia (AGC) con el valor medio pre-establecido, o provocando un desvanecimiento de la señal mediante un atenuador y observando el incremento del ruido de reposo. Si este ruido se incrementa 1 dB por cada dB de atenuación de la señal de RF es una indicación de un ruido térmico excesivo ocasionado por un nivel de RF recibido, inferior al nominal. La contribución de ruido térmico en la ranura inferior es despreciable a niveles de RF de entrada normales.

c) Figura de ruido

Una figura de ruido deteriorada (igual que con las pérdidas de un diodo mezclador) o desviación baja, se reflejan en forma exacta como un nivel de umbral degradado (alto nivel) que también afecta al nivel de silenciamiento (mute point).

d) Omisión del énfasis

Que se refleja en la ranura alta (ruido excesivo) en la ranura inferior (disminución del ruido).

2.- El ruido básico (fijo o intrínseco)

No es influenciado por el nivel de entrada de RF, y por lo común tiene el mayor efecto en la ranura inferior como se muestra en la Fig. 4.27. Contribuyen en este tipo de ruido los componentes activos (usualmente Klystron, transistores, o varactores) en la banda base o etapas de RF, o un filtrado defectuoso de las fuentes DC. Se les puede detectar haciendo conmutaciones del equipo principal al de reserva. Con un nivel de RF adecuado de entrada, e interferencia despreciable, el ruido de reposo en la ranura inferior puede ser aislado mediante la sustitución de elementos tales como, amplificadores de modulación, osciladores modulados, amplificadores de FI, discriminadores y fuentes de poder.

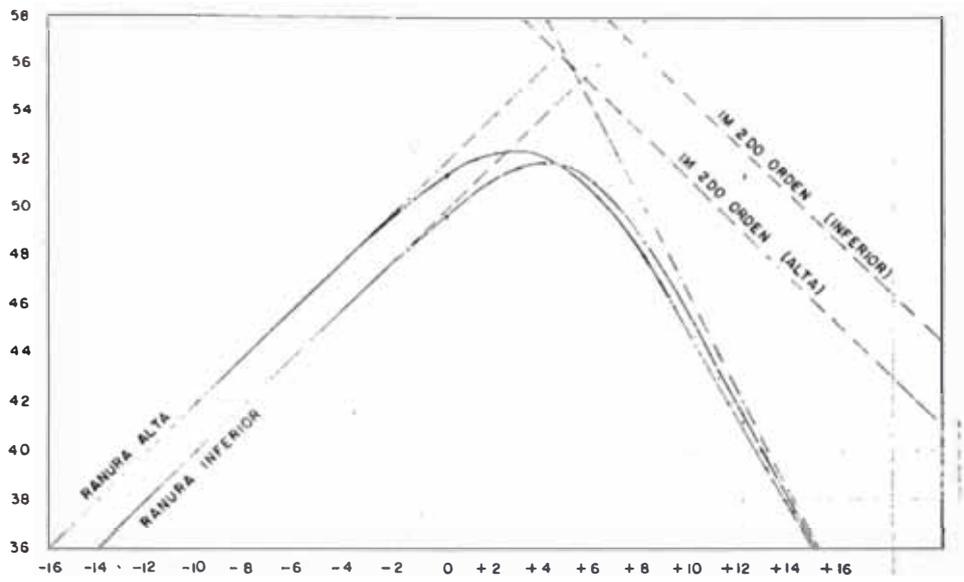


FIG. 4.27 RUIDO DE REPOSO EXCESIVO EN LA RANURA INFERIOR. ORIGINADO POR UN AMPLIFICADOR RUIDOSO O PRODUCTOS DE CONVERSION EN GUIA DE ONDA

3.- Interferencias

La mayoría de los mecanismos de interferencia (co-canal, canal adyacente etc) dependen de la relación portadora a interferencia (C/I), no así del nivel de la interferencia. Un nivel alto de interferencia puede causar bajo ruido si el nivel de la portadora es también alto.

La interferencia de radiofrecuencia (IRF) puede ser originada por las siguientes principales causas:

a) Interferencias externas

La cual resulta por la interacción con sistemas externos al que se está probando; conocido también como IRF intersistemas. Estos mecanismos se pueden producir en la misma frecuencia (batido interportador co-canal) o cerca de la RF (acoplamiento de bandas laterales entre canales adyacentes) o a nivel de la frecuencia imagen del receptor. Al atenuar la señal de radio frecuencia, la relación C/I y el ruido permanecen constantes (hasta que el ruido térmico llegue a dominar). Este comportamiento puede servir para identificar el ruido por interferencia. La mejor manera de encontrar una interferencia de este tipo es dejar de transmitir en la anterior estación y luego observar cualquier variación del ruido de reposo. Si se dispone de la facilidad para variar la frecuencia de recepción se puede determinar la frecuencia con ayuda del AGC. Se puede esperar este tipo de interferencia cuando otros transmisores están operando en la vecindad, particularmente si están operando en un submúltiplo de la frecuencia de recepción del sistema (un transmisor de 3 GHz de radar interfiere a un receptor de 6 GHz).

Este tipo de interferencia puede reducirse en muchos casos mediante una cuidadosa orientación de antenas incluyendo la polarización, y mediante el apantallamiento o el uso de antenas con bridas o gualderas (shrouded antennas).

Si la línea de ruido de reposo de la ranura alta permanece constante con la variación del nivel de la señal de recepción, los siguientes mecanismos de interferencia pueden ser los responsables:

b) Interferencia interna

Es la que se produce dentro de un compartimento particular y se le conoce también como IRF dentro de la estación. Esto puede ocurrir cerca de la RF o cer-

ca de FI. Si existe un circulator defectuoso o si alguna brida de guía de onda está mal ajustada, los osciladores locales adyacentes, transmisores o cualquier señal extraña cuya frecuencia está cerca de la de recepción, pueden causar fuertes interferencias. Los radios VHF (especialmente entre 35 MHz y 80 MHz o de una longitud de onda casi igual al espaciamento entre transmisor y receptor) pueden producir interferencias en los circuitos banda base o FI, los cuales son comúnmente intermitentes, puesto que la mayoría de ellos son manipulados (keyed). Mejorar la tierra, el blindaje o recurrir a filtros y asegurar las bridas pueden traer notables mejoras. Las fuentes de interferencias pueden identificarse desactivando los transmisores dentro del edificio o área de los equipos. Si la interferencia continúa aún cuando se ha desconectado la guía de onda cable coaxial de entrada del receptor, nos indicará una interferencia interbastidor. Si no se ha hallado interferencia interna, y aún existe contribución interferente al ruido de reposo, puede existir acoplamiento entre antenas (interferencia dentro del sistema).

c) Interferencia a nivel de banda base

Los sistemas de alta potencia de HF y VHF, transmisores de TV y radiodifusión, y algún otro sistema radiante, pueden introducir interferencia en los modems, ya sea mediante detección en los elementos activos de banda base (transistores) o mediante modulación directa del transmisor a través del oscilador modulado en frecuencia, OMF. Si la señal interferente cae cerca de una de las ranuras de medición dentro de banda, se sumará al ruido de reposo. Si la interferencia aparece en la FI pero está fuera del espectro de la banda base, interaccionará con el tráfico de banda base que se transmite y producirá no ruido de reposo sino distorsión por intermodulación. Esta distorsión aparece como un ruido de intermodulación de alto nivel en la ranura alta, pero algunas veces en la ranura baja. La mejor forma de identificar este tipo de interferencia es mediante el uso de un analizador de espectro y corregido mediante adecuados blindajes y sistemas de tierra, así como el uso de trampas de onda, filtros, aisladores, etc. Cada caso es diferente y no es posible dar todas las soluciones, siendo algunas muy complejas.

d) Circuitos de tierra

Esto resulta de algunos componentes de radio que están adiferente potencial de otros, tales como modems, múltiplex, o equipo de prueba. Todas las

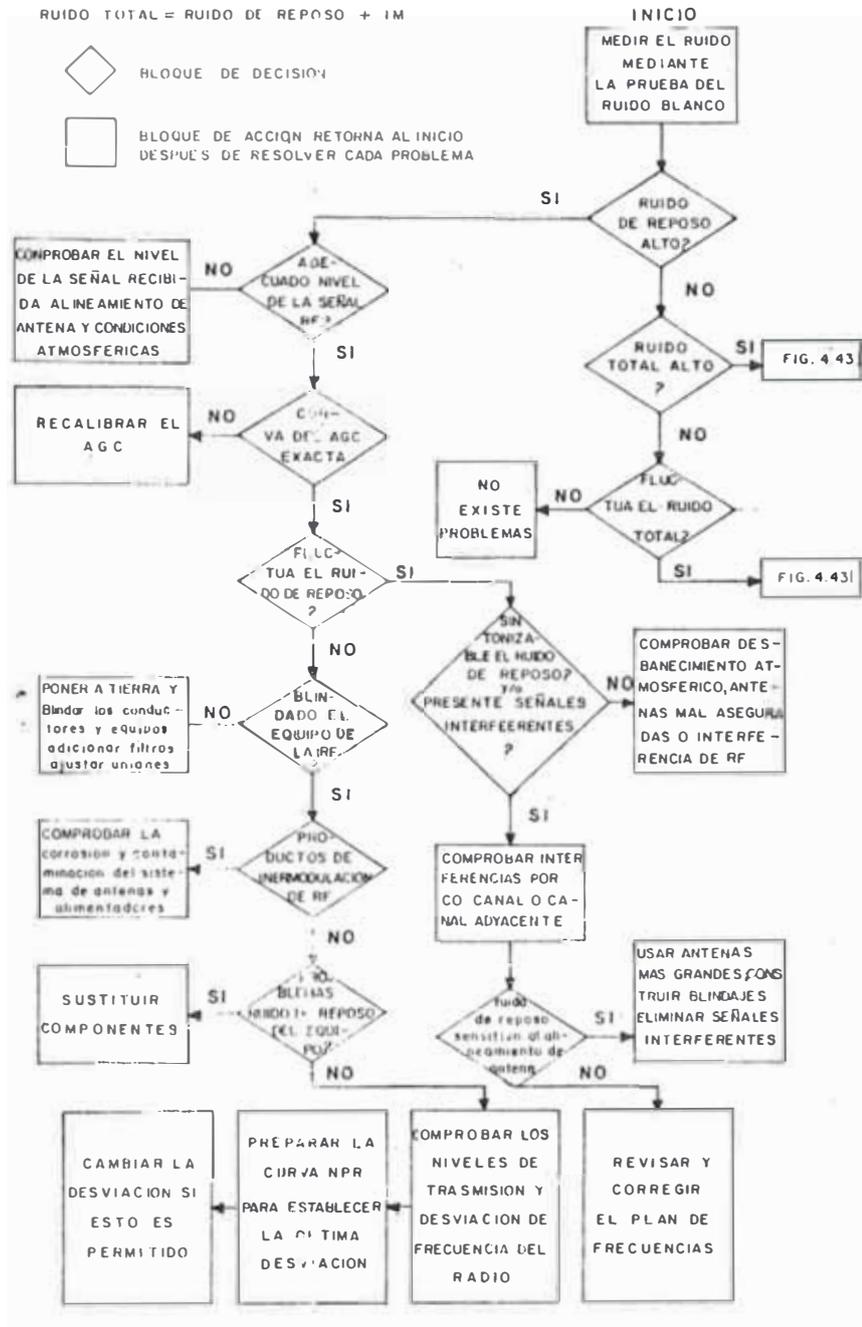


FIG. 4.28 DIAGRAMA DE FLUJO DEL RUIDO DE REPOSO QUE PUEDE SER DE CONSIDERABLE VALOR EN LA DETERMINACION DE LAS CAUSAS DE UN ALTO RUIDO DE REPOSO.

unidades deberían estar conectados a una tierra común mediante puentes o hilos especiales de tierra.

4.- Productos de conversión de los alimentadores de antena

Dado que por un mismo cable coaxial o guía de onda transitan varias frecuencias de transmisión y recepción, las frecuencias de transmisión pueden mezclarse en algún desperfecto del alimentador (puntos de corrosión, malos contactos, etc.) y producir interferencias estables del tipo 2A-B o A+B-C que pueden caer dentro de la banda de paso del receptor que afectan mayormente a la ranura inferior (Fig. 4.27). Para certificar esta conversión se tiene que apagar un transmisor a la vez, hasta que desaparezca la interferencia. Las junturas de los alimentadores deben estar bien ajustados y el interior de ellos deben estar bien limpios. La posición exacta del elemento de conversión está determinada mediante el uso de equipos especialmente diseñados para este propósito.

Si los procedimientos de prueba indican condiciones de ruido alto de reposo, el diagrama de flujo de la Fig. 4.28 provee la progresión lógica de pasos para aislar la causa o causas. Este diagrama puede ser aplicable a cualquier sistema omitiendo las partes que no correspondan.

4.8.8 La Línea de Intermodulación de Segundo Orden

Una verificación rápida del efecto de la intermodulación de segundo orden es que el punto de intersección de la línea de intermodulación de segundo orden con el eje cero de referencia, debe estar 3 dB o más por encima del que corresponde a la línea de ruido de reposo. Si el nivel de RF es alto, la línea de ruido de reposo estará más arriba de lo normal, ocasionando que la regla de los 3 dB no se cumpla aún cuando no exista problemas de distorsión de segundo orden. La Fig. 4.29 muestra una curva con excesivo ruido de intermodulación de 2do. orden en la ranura más baja. Esta situación se presenta, usualmente, por la falta de linealidad entre el transmisor y receptor, y se corrige en la mayoría de los casos, ajustando la linealidad del modulador y del discriminador. La Fig. 4.30 muestra un caso de excesiva distorsión de segundo orden en la ranura alta el cual se corrige, por lo general; ajustando la pendiente de retardo en el ecualizador del filtro de FI en el receptor, si es aceptable la interm. de 2do. orden en la ranura baja. El efecto de flaqueo de los filtros de RF son, por lo común, generadores de excesivo intermodulación de 2do. orden, lo cual indica:

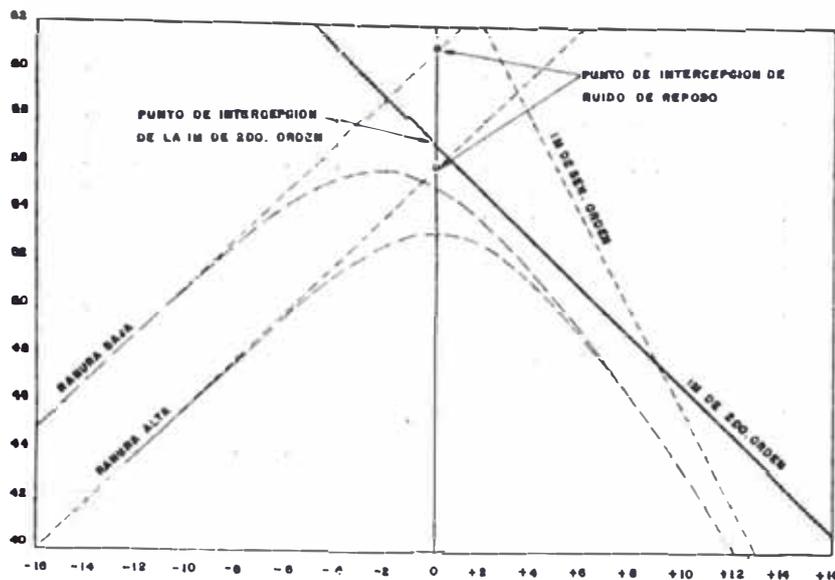


FIG. 4.29 EXCESIVA INTERMODULACION DE SEGUNDO ORDEN EN LA RANURA BAJA. UNA PROBRE LINEALIDAD AFECTA EL NIVEL DE RUIDO DE DISTORSION EN TODAS LAS RANURAS, PERO ES PARTICULARMENTE APRECIABLE EN LA RANURA BAJA.

EL PUNTO DE INTERCEPCION DE LA LINEA DE INTERMODULACION DE SEGUNDO ORDEN (57 dB) ESTA 4 dB POR DEBAJO DEL CORRESPONDIENTE AL RUIDO DE REPOSO (61 dB) EN LA RANURA BAJA.

ESTA EXCESIVA INTERMODULACION INDICA, USUALMENTE, FALTA DE LINEALIDAD ENTRE EL TRANSMISOR Y EL RECEPTOR O DEL PAR DESVIADOR - DISCRIMINADOR.

SE CORRIGE MEDIANTE EL AJUSTE DE LA LINEALIDAD DEL PAR DESVIADOR - DISCRIMINADOR DE CADA UNO INDEPENDIENTEMENTE.

EN CONDICIONES NORMALES, EL PUNTO DE INTERCEPCION DE LA LINEA DE INTERMODULACION DE SEGUNDO ORDEN DEBERIA ESTAR A 3 dB, O MAS POR ENCIMA DEL CORRESPONDIENTE AL RUIDO DE REPOSO.

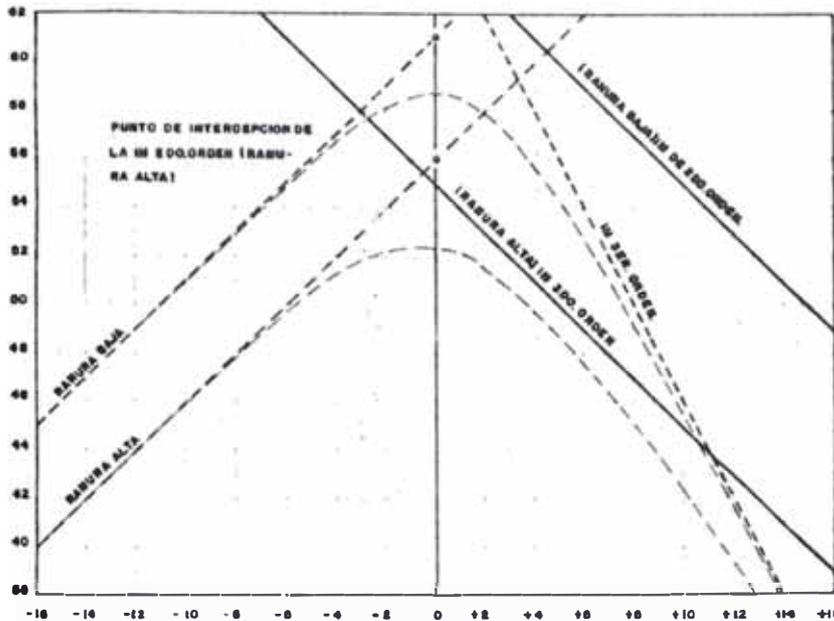


FIG. 4.30 EXCESIVA INTERMODULACION DE SEGUNDO ORDEN EN LA RANURA ALTA

EL PUNTO DE INTERSECCION DE LA INTERMODULACION DE SEGUNDO ORDEN (RANURA BAJA) ESTA A 4 dB POR ENCIMA DEL CORRESPONDIENTE AL RUIDO DE REPOSO, LO QUE INDICA Poca DISTORSION DE 2do. ORDEN EN ESTA RANURA.

POR EL CONTRARIO, PARA EL CASO DE LA RANURA ALTA, EL PUNTO DE INTERSECCION ESTA A UN dB POR DEBAJO DEL CORRESPONDIENTE AL RUIDO DE REPOSO, LO QUE INDICA EXCESIVO RUIDO DE DISTORSION DE SEGUNDO ORDEN EN LA RANURA ALTA.

ESTA ANOMALIA, USUALMENTE SE CORRIGE AJUSTANDO LA PENDIENTE DE RETARDO DE GRUPO EN EL ECUALIZADOR DEL FILTRO DE FI DEL RECEPTOR (SI LA LINEA DE IM DE 2do. ORDEN DE LA RANURA BAJA ES ACEPTABLE)

POSIBLES CAUSAS.- FLANQUEO DE LOS FILTROS DE RF

- | | |
|---|--|
| } | MALOS CIRCULADORES
FILTROS DESINTONIZADOS
FRECUENCIAS MUY JUNTAS |
|---|--|

- FRECUENCIAS DEL OSCILADOR LOCAL UBICADO SOLO A UN LADO DE LA BANDA DE RECEPCION (CAUSA EXCESIVO PENDIENTE DE RETARDO)
- ECOS DE MUY CORTA DURACION ($< 10\text{ns}$)(AFECTA PENDIENTE DE RETARDO)

TRAYECTORIA SECUNDARIA ESTABLE (AFECTA PENDIENTE DE RETARDO)

SI LA LINEA DE INTERMODULACION DE 2do. ORDEN DE LA RANURA ALTA SE DESPLAZA CUANDO SE CAMBIA LOS NIVELES DE RECEPCION, ESTO INDICA PRE - AMPLIFICADORES DE RF O FI SOBRECARGADOS U OTROS COMPONENTES ACTIVOS DE LAS PRIMERAS ETAPAS DE RECEPCION

- filtros desintonizados
- circuladores en mal estado o
- espaciamientos de frecuencia excesivamente cerrados, tales como:
 - T - T transmisor a transmisor
 - T - R transmisor a receptor
 - R - R receptor a receptor

Cuando la asignación de frecuencia del oscilador local se realiza solo en un solo lado, en la parte inferior o superior de la frecuencia de recepción, se generará una inclinación excesiva en la curva de retardo de grupo en un sistema con muchos saltos. Esto se debe a que las inclinaciones producidas en cada salto están correlacionadas y, por lo tanto, en voltaje aditivo. También influyen en la inclinación del retardo de grupo los ecos muy cortos (menos de 10 ns) en las guías de onda o cables coaxiales y, también las multitrayectorias estables o reflexiones. No obstante, para que esto ocurra, la señal secundaria causada por la multitrayectoria debe ser de un nivel inusualmente alta, la cual de por sí causará desvanecimiento, con el consecuente aumento de ruido térmico que podría enmascarar la contribución de intermodulación.

Si, la línea de intermodulación de segundo orden, se mueve con los cambios en el nivel de recepción de RF, indica una sobrecarga en el preamplificador de 70 MHz u otros dispositivos activos tales como, ecualizadores de retardo, amplificadores de FI, etc.

4.8.9 La Línea de Intermodulación de Tercer Orden

La línea de intermodulación de tercer orden (o de mayor orden) debiera interceptar al eje cero de referencia por encima de 66 dB (alrededor de 4pw0p) por cada salto, tanto para la ranura baja como para la alta. Esta regla es aplicable para sistemas con varios saltos.

Este tipo de distorsión de alto orden es indicativo de supresión de amplitud con amplificadores sobrecargados, limitación, o de compresión de ancho de banda con los filtros de FI o RF. Las curvas de la ranura baja y alta pueden juntarse en una misma tangente de alto orden. Si la pendiente de la línea de alto orden de la ranura baja es muy diferente de aquella correspondiente a la ranura alta, es indicación común de dos mecanismos de distorsión, tales como un

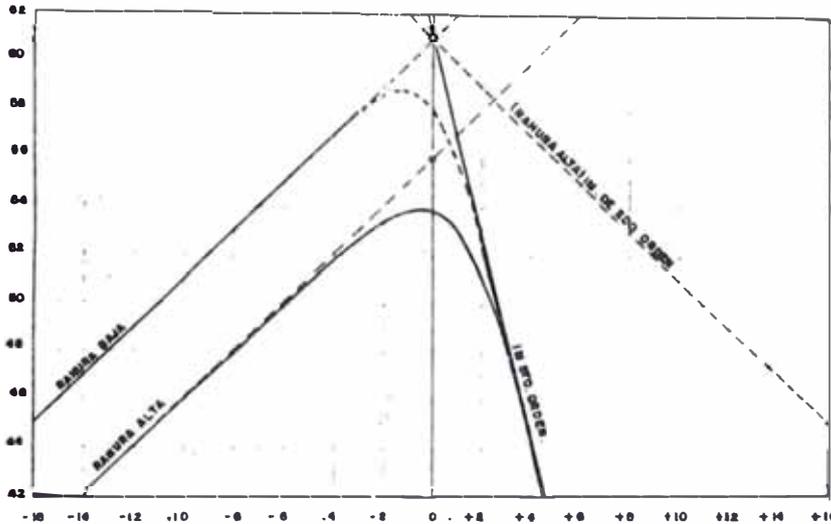


FIG. 4.31 EXCESIVA INTERMODULACION DE MAS ALTO ORDEN

EN UN SISTEMA DE VARIOS SALTOS, LA LINEA DE IM DE TERCER ORDEN O MAS, DEBE INTERCEPTAR A LA LINEA DE REFERENCIA POR ENCIMA DE 66 dB (ALREDEDOR DE 4pwop) POR SALTO, TANTO EN LA RANURA ALTA COMO EN LA BAJA.

EL PUNTO DE INTERCEPCION ESTA EN 61 dB, O SEA QUE EL SALTO TIENE UN RUIDO DE INTERMODULACION DE QUINTO ORDEN 5 dB POR ENCIMA DE LO PERMISIBLE

ESTAS CONTRIBUCIONES DE ALTO ORDEN SON INDICATIVOS DE:

- FUERTE RECORTE DE AMPLITUD EN:
- AMPLIFICADORES SOBRE CARGADOS
- LIMITADORES
- O LIMITACION DE ANCHO DE BANDA EN:
FILTRO DE RF O FI

ESTAS CONTRIBUCIONES SON EVIDENTES PARA PENDIENTES 4:1 o MAYORES, DE LA LINEA DE IM DE ALTO ORDEN.

LAS CURVAS NPR DE LA RANURA BAJA Y ALTA PUEDEN TENER LA MISMA LINEA TANGENCIAL DE ALTO ORDEN. SI ESTAS SON MUY DIFERENTES, ES INDICATIVO DE QUE LAS CAUSAS SON DOS MECANISMOS DIFERENTES TAL COMO:

- DISCRIMINADOR ANGOSTO, DESINTONIZADO O FUERA DE FRECUENCIA QUE INFLUYE EN LA RANURA BAJA.

FILTRO DE RF ANGOSTO, DESINTONIZADO, FUERA DE FRECUENCIA O SIN ECUALIZAR PARABOLICAMENTE QUE INTRODUCE IM DE ALTO ORDEN EN LA RANURA ALTA.

SI ESTA LINEA SE DESPLAZA HACIA ABAJO EN LA CURVA DE LA RANURA BAJA, ES UNA INDICACION USUAL DE AMPLIFICADORES DE BANDA BASE SOBRECARGADOS O MAL AJUSTADO SU BALANCE.

SI LAS CONTRIBUCIONES DE ALTO ORDEN SON EXCESIVAS EN LA RANURA ALTA PERO ES ACEPTABLE EN LA RANURA BAJA, PUEDE SER EL CONTRIBUYENTE, LOS BORDES DE FILTROS DE RF QUE ORIGINAN DISTORSION DE RETARDO PARABOLICO (O DE MAYOR ORDEN)

discriminador mal sintonizado o fuera de frecuencia o con ancho de banda angosto que influyen en la ranura baja, y un filtro de RF angosto, desintonizado, fuera de frecuencia o parabólicamente desecualizado que introducen intermodulación de alto orden en la ranura alta. Si la línea más alta de intermodulación es bien empinada (4:1 o pendiente mayor) es evidente de una fuerte supresión de amplitud o compresión de la banda. Este efecto ocurre más comúnmente en los sistemas de radio de banda angosta tal como se muestra en la Fig. 4.31.

Aún cuando sea excesivo la distorsión de intermodulación de alto orden, quizás 3 ó 6 dB más alto que lo normal, raramente influye en la performance de ruido, en la hora de mayor congestión, de un simple salto de radio. No obstante, si estos productos están presentes en dos o más saltos en tandem, se sumarán en voltaje a diferencia de otras contribuciones que se suman en base a potencia lineal o en su lugar en adición cuadrática. Por ejemplo, si tenemos 10 saltos en tandem, cada uno de los cuales contribuye con 9 μW de ruido de distorsión de 3er. orden durante el período de mayor congestión, el ruido total será $(9)(10)^2 = 900 \mu\text{W}$. Este ruido podría fácilmente dominar el ruido total permisible de un sistema de microondas de varios saltos y por lo tanto debe ser cuidadosamente controlado. Si esta línea se mueve hacia abajo dentro de la curva NPR de la ranura baja, ello indicará, por lo general, un amplificador de banda base sobrecargado como resultado de una inapropiada asignación de nivel o ajuste. (Fig. 4.31).

Si la contribución de ruido de alto orden es excesivo en la ranura alta pero aceptable en la ranura baja, la causa puede ser los bordes del filtro de RF que ocasionan distorsión de retardo parabólico, o de mayor orden. La mayoría de los receptores tienen ecualizadores de retardo parabólico el cual compensa esta distorsión sobre el ancho de banda designado del sistema.

4.8.10 La Línea Parabólica de distorsión por eco

Cualquier deformación de la curva NPR correspondiente sólo al equipo de radio es consecuencia, por lo general, de uno de las siguientes causas que contribuyen con distorsión por eco, las cuales generan ondulaciones de retardo en lugar de líneas inclinadas, líneas parabólicas, u otras formas de retardo de grupo a lo largo de la banda de paso de FI:

- a. Ecos en el sistema interno de cables o cables de FI. Algunas anomalías en la curva de retardo en FI tales como "pliegues" pueden introducir hundimientos en la curva NPR los cuales no están relacionados con la distorsión por eco.
- b. Reflexiones en el campo lejano, con retardo de tiempo largo, entre dos antenas (Distorsión por multitrayectoria).
- c. Trayectorias secundarias en los sistemas de antena periscópicas u otras superficies reflectantes en el campo cercano.
- d. Conversiones de modos espúreos en las guías de ondas circulares o elípticas.

La línea parabólica correspondiente a la distorsión por eco (A) se obtiene usando la tabla 4. si se conoce la curva NPR correspondiente sólo al equipo de radio (B) y la curva medida (S). Esta curva no proporciona información para diferenciar las cuatro causas de distorsión arriba mencionadas con la excepción que la distorsión por multitrayectoria en campo lejano ocasionará rápidas fluctuaciones en las lecturas de ruido sobre un amplio rango de 1 a 10 dB o más.

La curva NPR pondrá de manifiesto siempre la presencia de distorsión por eco medible en una ranura, no obstante carece de finos detalles tal como la precisa distancia o tiempo de retardo (período de ondulación) que provee un analizador de enlace de microondas, ni tampoco localiza con precisión el lugar de la pieza defectuosa o guía de onda, ni aísla ciertos tipos de conversión de modos espúreos como lo haría un reflectómetro.

Pero esta curva puede separar la distorsión por eco del ruido total, revela si este ruido está siendo generado en el sistema de alimentación de antena o en la trayectoria, y provee otras informaciones concernientes al ruido por eco tales como:

- a. Tiempo aproximado de retardo que luego puede ser convertido a la distancia de retardo o de eco.
- b. Nivel exacto de la distorsión por eco.
- c. Amplitud del eco.
- d. Algunas veces, el número de ecos.

La Fig. 4.32 muestra la curva NPR de la ranura alta la cual revela la presencia de un eco en una guía de onda de 23 m (o 30.0 m de cable coaxial). La curva parabólica-

de contribución por eco ha sido dibujada utilizando la tabla 4.5. En esta curva se aprecia los siguientes valores:

-	Nivel de distorsión por eco	65 dB NPR
-	Ruido total	54.96 dB NPR
-	Ruido sólo del equipo de radio	55.41 dB NPR

todos ellos tomados en el valor de referencia cero, también-conocido como "carga de ruido de referencia".

El eco de largo retardo se le analiza como si fuera una interferencia co-canal haciendo uso de la siguiente fórmula.

$$C/I = NPR - 3 \text{ dB} + B - E \quad (\text{dB}) \quad (4.73)$$

donde:

C/I = Relación de la potencia de la portadora a la potencia de la interferencia (o a la potencia del eco para este caso).

NPR = Relación de potencia de ruido de prueba (señal) a la distorsión por eco (S/D).

B = $10 \text{Log} \left(\frac{1}{\gamma^2} \cdot \frac{D}{S} \right)$ γ = coeficiente de reflexión

E = énfasis

La relación B se muestra en la Fig. 4.35 y su uso se explica más fácilmente mediante un ejemplo. La escala horizontal es la relación de la desviación de frecuencia rms producida durante la hora de mayor congestión a la frecuencia de la ranura del espectro de ruido blanco en la cual se mide el NPR ($\Delta f/f_p$). Para un sistema de 960 canales, la frecuencia de la ranura más alta es 3886 KHz y el nivel de la señal en la hora de mayor congestión es 14.8 dBm0 la cual produce una desviación que deseamos calcular.

En el punto de nivel relativo cero el tono de prueba tiene un nivel (P_1) de 0dBm0, el cual produce una desviación de 200 KHz, mediante la aplicación de un voltaje rms V_1 al modulador. La aplicación de un voltaje V_2 correspondiente al nivel de 14.8 dBm0 (P_2) producirá la desviación para 960 canales. Estas cantidades están relacionadas por las fórmulas conocidas:

$$P_2 - P_1 = 10 \text{Log} \left(\frac{V_2}{V_1} \right)^2 = 20 \text{Log} \frac{V_2}{V_1}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \text{Log}^{-1} \left(\frac{P_2 - P_1}{20} \right)$$

$$P_1 = 0 \text{ dBm0}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \text{Log}^{-1} \frac{P_2}{20} = \frac{\Delta f_2}{\Delta f_1} \quad \begin{array}{l} \text{(Desviación debido a } P_2) \\ \text{(Desviación por canal: 200 KHz rms)} \end{array}$$

Luego la desviación para 960 canales será:

$$\Delta f_2 = 200 (\text{Log}^{-1} \frac{P_2}{20}) = 200 (\text{Log}^{-1} \frac{14.8}{20}) = 1101.96 \text{ KHz}$$

Y

$$A = \frac{\Delta f}{f_b} = 200 (\text{Log}^{-1} \frac{P_2}{20}) / f_b \quad (4.74)$$

Para 960 canales $A = 0.28$

Para 300 canales

$$A = \frac{\Delta f}{f_b} = 200 (\text{Log}^{-1} 9.8/20) / 1248 = 0.49$$

Según se varía la carga de ruido la desviación también variará de acuerdo al valor de la carga y como esta desviación es función lineal del voltaje, cada 6 dB de variación de la carga se duplicará la desviación rms de la radiofrecuencia y por lo tanto, la $\Delta f/f_b$ variará en la misma forma.

La figura 4.32 corresponde a un sistema de 300 canales y la máxima distorsión por eco ocurre a 5 dB por encima de la carga de ruido de referencia. En la Fig. 4.35 se traza una línea vertical en el punto $A = 0.88$ calculado mediante la ecuación 4.74 con $P_2 = 9.8 + 5\text{dB}$. Esta línea se intercepta con la línea de distorsión pico en el punto correspondiente al contorno de la relación constante $B = -8 \text{ dB}$. Este valor corresponde $f_b \cdot \tau = 0.195$.

$$C/I = 61 - 3 - 8 - 3 = 47 \text{ dB}$$

donde:

NPR = 61 dB, distorsión pico por eco tomado de la Fig. 4.32. (Presume una descorrelación 3dB = factor de corrección entre la señal deseada y el B = -8dB de la Fig. 4.35 eco)
-3dB = énfasis.

Y

$$\tau = 0.195 / 1248 \times 10^3 = 156 \text{ nseg. (nanosegundo)}$$

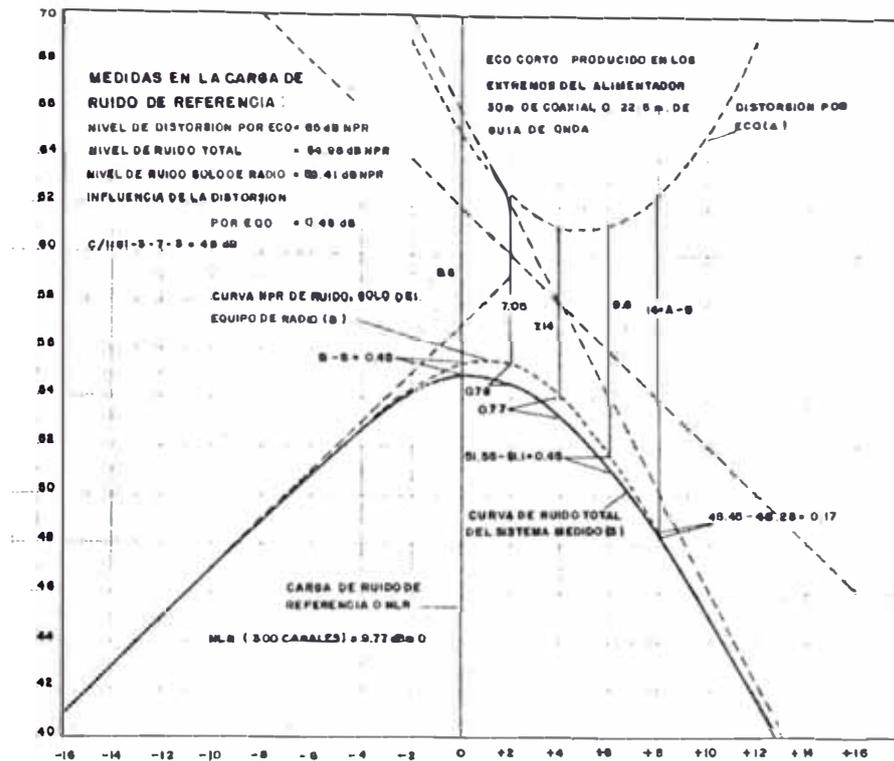


FIG. 4.32 SUBSTRACCION DE LA CURVA NPR CORRESPONDIENTE SOLO AL EQUIPO DE RADIO DE LA CURVA NPR TOTAL MEDIDA DEL SISTEMA PARA OBTENER LA CONTRIBUCION DE RUIDO POR ECO (RANURA 1248 KHz)

SI LA CURVA NPR MEDIDA DE TODO EL SISTEMA SE APARTA DE LA CURVA NPR CORRESPONDIENTE SOLO AL EQUIPO DE RADIO, PROBABLEMENTE ES CAUSADA POR UNO DE LOS SIGUIENTES CONTRIBUYENTES DE DISTRORSION POR ECO. ESTOS PRODUCEN RIZADOS DE RETARDO EN LUGAR DE PENDIENTES, PARABOLICOS U OTRAS FORMAS DE RETARDO DE GRUPO A TRAVES DE LA BANDA DE PASO DE FI.

1. ECOS EN LOS CABLES DE FI O EN EL SISTEMA DE ALIMENTADORES INTERNOS. 'PERTURBACIONES' O 'PLIEGUES' EN LA CARACTERISTICA DE RETARDO EN FI PUEDE INTRODUCIR 'HUNDIMIENTOS' AL AZAR, LOS CUALES NO ESTAN RELACIONADOS CON LA DISTRORSION DE ECO.
2. REFLEXIONES SECUNDARIAS, DE LARGO RETARDO (CAMPO LEJANO), ENTRE ANTENAS PERISCOPICAS U OTRAS SUPERFICIES REFLECTORAS EN EL CAMPO CERCANO
3. DISTRORSION DE RETARDO DIFERENCIAL CON CONVERSION DE MODOS ESPUREOS EN LAS GUIAS DE ONDA CIRCULARES O ELIPTICAS

LA SEPARACION DE LA DISTRORSION POR ECO DEL RUIDO TOTAL DA A CONOCER LO SIGUIENTE:

1. SI LA DISTRORSION ES GENERADA EN EL SISTEMA DE ALIMENTACION DE ANTENA O TRAYECTORIA
2. TIEMPO APROXIMADO DE RETARDO O DISTANCIA DE RETARDO
3. EXACTO NIVEL DE DISTRORSION POR ECO
4. AMPLITUD DEL ECO
5. NUMERO DE ECOS EN ALGUNOS CASOS

Esto significa que el eco está a 47dB por debajo de la señal deseada con un retardo de 46.8 metros en el espacio libre, cable coaxial o guía de onda circular grande, o alrededor de $0.75 \times 46.8 = 35/m$ de retardo en guías de onda rectangulares o elípticas. El punto donde ocurre el eco está a $46.8/2$ para cables coaxiales o $35/2$ en guía de onda.

Este eco relativamente corto tiene poca influencia en este sistema de 300 canales cuando se le considera en el punto de referencia (0.45dB como se muestra en la Fig. 4.32) Según se aumente el número de canales o el tiempo de retardo, la distorsión en la carga de ruido de referencia llegará a ser cada vez más grande. Esto se puede apreciar en las figuras 4.32 a 4.34 las cuales corresponden al mismo sistema, pero con distancias de eco diferentes.

La distorsión pico por eco se desplaza a la línea de referencia según se aumenta el tiempo de retardo de eco (τ) en este sistema de 300 canales, tal como lo muestran las Figs: 4.32 a 4.34 que corresponden a cables coaxiales de 30, 60 y 80 mt. respectivamente. Siguiendo este procedimiento de dibujar líneas de desviación verticales en la Fig. 4.35, se puede analizar la distorsión por eco de los sistemas de radio de cualquier capacidad usando la curva NPR.

4.8.11 Intermodulación debido a Trayectorias de Largo Retardo.

Las reflexiones sobre edificios u otras superficies que están dentro de la trayectoria de propagación, pueden generar otras trayectorias de propagación (ecos) que están retardadas por distancias largas (200 a 300 mt) de tal forma que influyen aún en las ranuras bajas de la banda base de los sistemas de microondas, tal como se muestra en la Fig. 4.36. Estas trayectorias secundarias ocurren por lo general en el campo lejano del sistema de antenas y por lo tanto sujetas a características de desvanecimiento diferentes a la del rayo principal. Este hecho causa que la relación C/I varíe continuamente y también la diferencia de fase entre el rayo principal y el reflejado, lo cual influye grandemente en las mediciones de carga de ruido. Esta característica variable, es contraria al carácter estable de las mediciones de distorsión por eco producidos en los alimentadores o en el campo cercano de la antena. La curva NPR y la Fig. 4.35 se utilizan, también, para su análisis.

Según la Fig. 4.36, considerando la ranura de 70 KHz se tiene que

$$\Delta f / f_b = 3.5$$

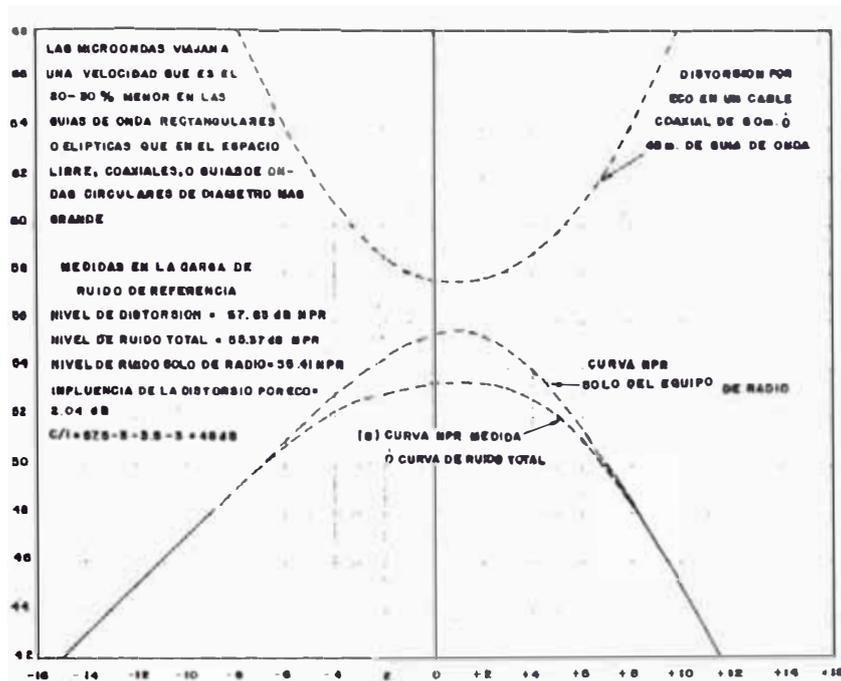


FIG. 4.33 IGUAL QUE LA FIG. 4.32 PERO CON UN CABLE COAXIAL DE 60 m. (RANURA 1248 KHz)

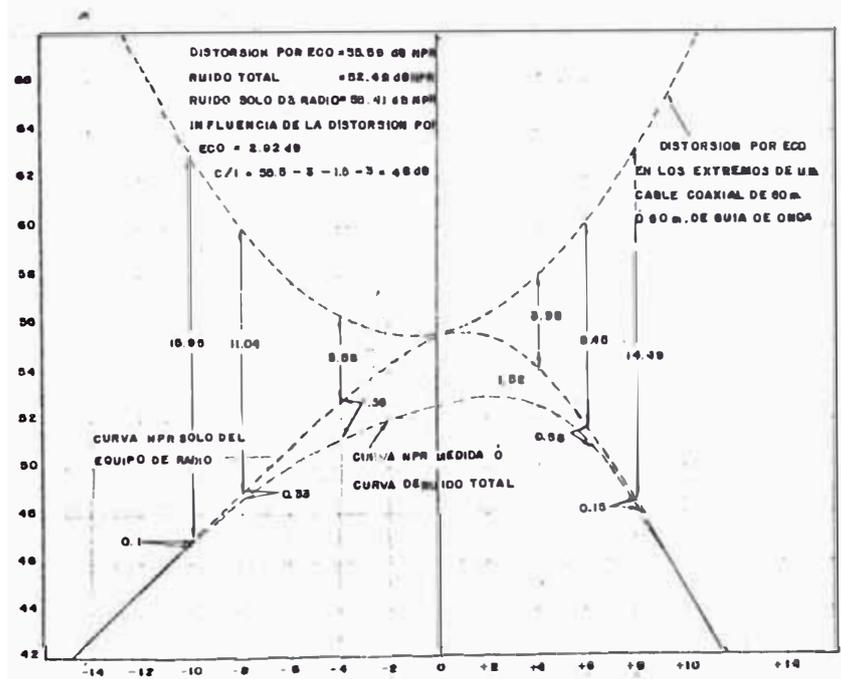


FIG. 4.34 IGUAL QUE LA FIG. 4.32 PERO CON CABLE DE 80 m (RANURA 1248 KHz)

y procediendo como el caso anterior y considerando que el punto de distorsión pico esta a 8 dB por debajo de la carga de ruido de referencia se obtiene el punto "a" en la Fig. 4.35 que da un valor de $f_b \cdot \tau = 0.048$. Por lo tanto el tiempo de retardo será $\tau = 686$ nseg. y la distancia de retardo 206 mt. en el espacio libre. Puesto que se sabe que en el sistema no hay alimentadores de 100 mt. y que las mediciones de carga de ruido fluctúan, se concluye que la contribución de distorsión es debido a la trayectoria. Para el caso de la ranura alta (1248 KHz) se obtiene el punto "b" considerando que la máxima distorsión por eco ocurre a 3.0 dB por debajo de la referencia tal como se muestra en la Fig. 4.37. Según la Fig. 4.35 la diferencia de niveles de distorsión es de 19.2dB ($a \approx -21.0$ $b \approx -0.8$) entre la ranura baja y la alta sin énfasis o 12 dB con énfasis. No obstante comparando las Figs. 4.36 y 4.37 se encuentra una diferencia de niveles de aprox. 13 dB. Esta discrepancia se debe a las fluctuaciones de ruido medido en enlaces con productos de intermodulación por multitrayectoria, los cuales pueden ser de ± 6 dB.

La amplitud del eco se calcula en forma más precisa tomando los datos medidos en la ranura alta. De acuerdo a la Fig. 4.37 la distorsión pico debido al eco tiene un NPR = 45dB, luego:

$$C/I = 45 - 3 - 0.3 - 3.7 = 37.5 \text{ dB}$$

lo que significa que la señal secundaria causante del ruido de distorsión por eco está llegando 37.5 dB por debajo de la señal deseada. Es conveniente hacer este tipo de análisis - sin énfasis, puesto que simplifica el análisis y el sistema de radio se hace más sensible a la distorsión.

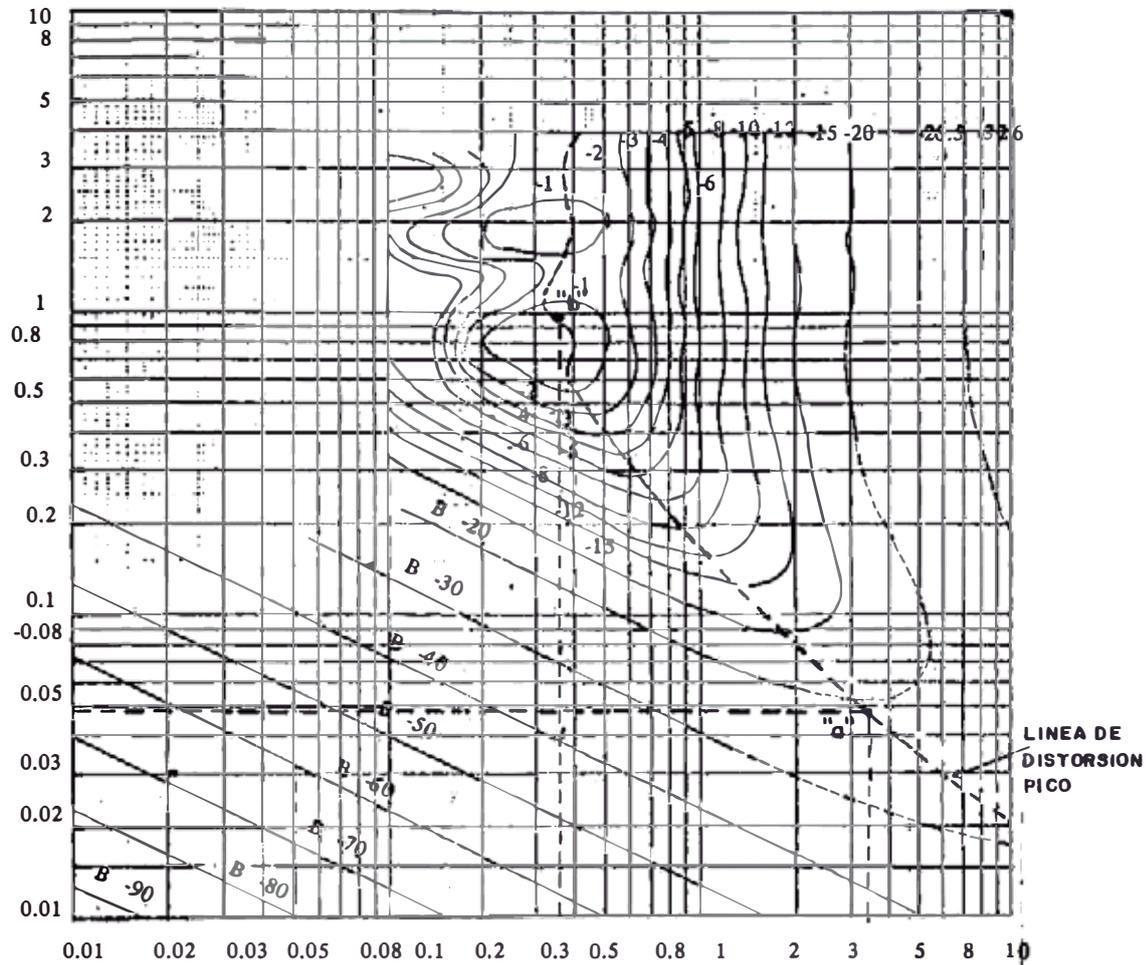
Toda vez que se presente este problema, es necesario aumentar el valor de C/I, para lo cual se puede hacer lo siguiente:

- Usar antenas más grandes y más directivas.
- Uso de antenas con gualderas.
- Reorientación de antena de tal forma de conseguir un mínimo de ruido de distorsión en lugar del mejor nivel de RF.
- Colocación de obstáculos artificiales para bloquear la onda reflejada.

Si existen varios ecos de largo retardo, no pueden ser identificados en la curva de la ranura alta, pero pueden generar varias pequeñas ondulaciones en la curva de la ranura baja, tal como se muestra en la Fig. 4.38. La distorsión por eco producida en la ranura baja es muy sensitiva al tiempo de retardo (T), por lo que varios ecos largos pero de d_i

$$\frac{\theta}{2\pi}$$

Fig. 4.35 CONTORNOS DE RELACION CONSTANTE, D/S, PARA UN VALOR DE "r" DADO



$$A = \frac{\text{DESVIACION DE FRECUENCIA r.m.s}}{\text{FRECUENCIA DE LA RANURA}} = \frac{\Delta f}{f_b}$$

($\frac{\text{Radianes}}{\text{Seg}}$) $\theta = f\tau \cdot 2\pi$

(Hz) $f =$ Frecuencia típica de la banda base modulante (Ruido Blanco)

(Segundos) $\tau =$ Tiempo de retardo del eco

Hz $\Delta f =$ Desviación de frecuencia

Hz $f_b =$ Frecuencia de una ranura de la carga de ruido blanco

(dB) $B = 10\text{Log} \left(\frac{1}{r^2} \cdot \frac{D}{S} \right)$

(Relación de Voltaje) $r =$ Coeficiente de reflexión o amplitud de eco relativo

(Relación de Potencias) $\frac{D}{S} =$ Relación distorsión/señal, en la banda angosta de la ranura f_b

Esta figura se aplica para valores de "A" altos o bajos y retardos de cualquier magnitud pero para valores pequeños de "r" y para $f_m \gg f_0$

$f_m =$ Máxima frecuencia de modulación

$f_0 =$ Mínima frecuencia de modulación

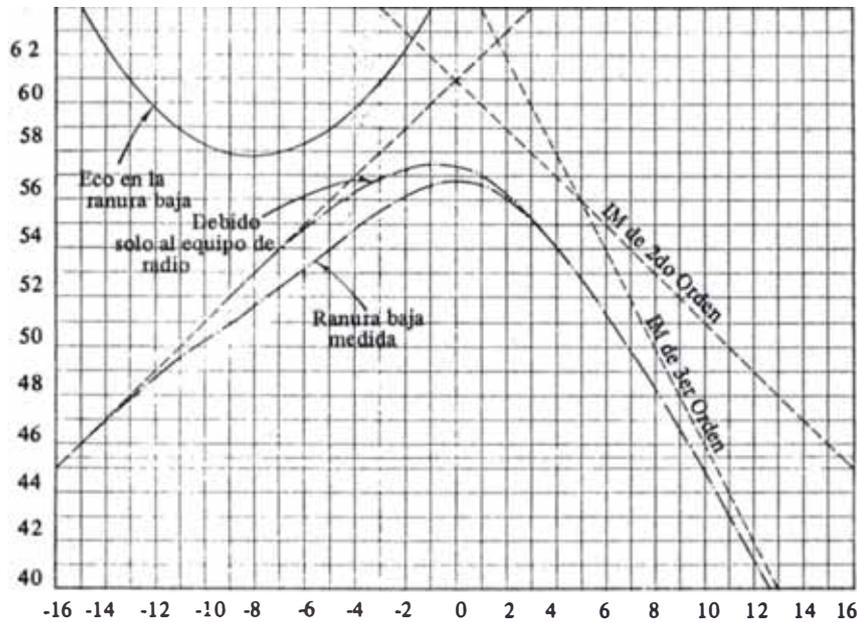


Fig. 4.36 CURVA NPR PARA LA RANURA $f_b = 70\text{kHz}$ con INTERMODULACION POR REFLEXION SIMPLE DE ALTA AMPLITUD ($C/I = 37,5\text{ dB}$) Y LARGO RETARDO 600 ns (200 mt)

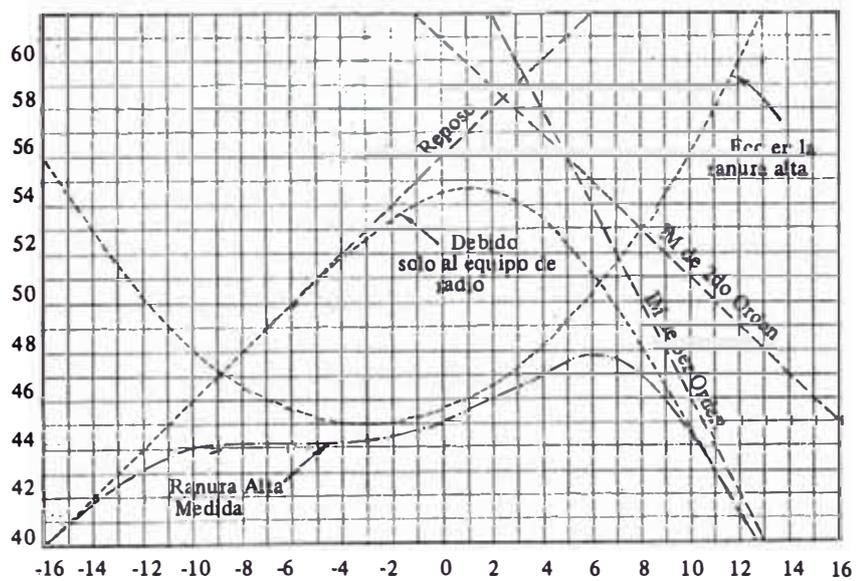


Fig. 4.37 EL MISMO CASO DE LA FIG. 4.36 PARA $f_b = 1248\text{kHz}$ QUE MUESTRA LA INFLUENCIA EN LA RANURA MAS ALTA

ferentes tiempo de retardo pueden ser identificados con el uso de la Fig. 4.35. Los ecos múltiples largos tienden a confundirse en una sola línea en la curva de la ranura alta.

4.8.12 Corrección de Problemas de Ruido

Según se varíe la frecuencia de la ranura y la carga de ruido, diferentes tipos de ruido llegarán a ser dominantes. Una vez que se ha identificado la fuente del ruido se debe ajustar la frecuencia de la ranura y el nivel de carga a valores que sean más sensitivos al mecanismo de distorsión. Por ejemplo, la linealidad en la ranura baja, una distorsión de 2do. orden, se ajusta mejor con un nivel de 3 dB por encima de la carga de referencia en la ranura baja.

4.8.13 Análisis de Sistemas con Varios Saltos

El análisis de la curva NPR de un sistema de varios saltos es similar a la de un salto. La Fig. 4.39 corresponde a un sistema de 600 canales de 6 saltos. La mayor diferencia entre las curvas NPR es que la que corresponde a un sistema multisalto es más angosta, que resulta como consecuencia de la suma en base a voltaje de la distorsión de tercer orden (o más alto), o sea según η^2 , siendo η el número de saltos. Las contribuciones de ruido térmico o de segundo orden se suman en base a potencia (suma lineal) o adición cuadrática (rss). Suponiendo que cada salto contribuye con igual cantidad de ruido, el ruido por salto se obtiene fácilmente una vez que se ha aislado cada contribuyente de ruido tal como se aprecia en la Fig. 4.39. La intercepción de cada línea componente con la línea de carga de referencia nos dará el ruido total por cada tipo. Luego se divide por η o η^2 (intermodulación de más alto orden) para determinar el promedio de ruido por salto. De la Fig. 4.39 se puede hacer la siguiente tabla de ruidos mediante el uso de la fórmula 4.5.

TIPO DE RUIDO	NPR	pW0p	RUIDO POR SALTO	
			(pW0p)	NPR
Ruido de Reposo	49	160.15	26.69	56.78
IM de 2do. Orden	52.	80.27	13.38	59.78
IM de alto Orden	56.	31.96	0.89	71.55
Distorsión por eco	54.64	43.71	7.28	62.42
TOTAL	46.05.	316.09	48.24	54.21

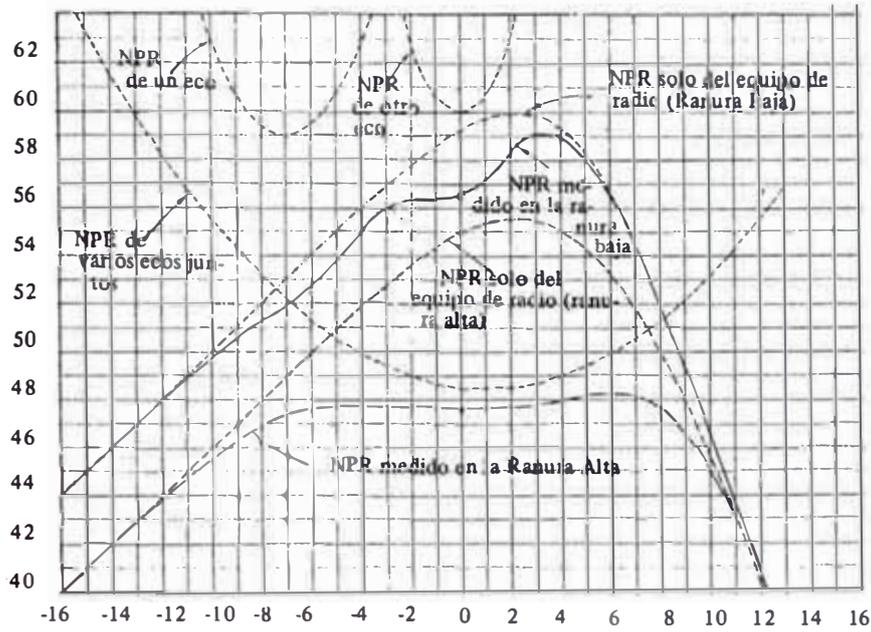


Fig. 4.38 INTERMODULACION DE TRAYECTORIA GENERADA POR DOS REFLEXIONES

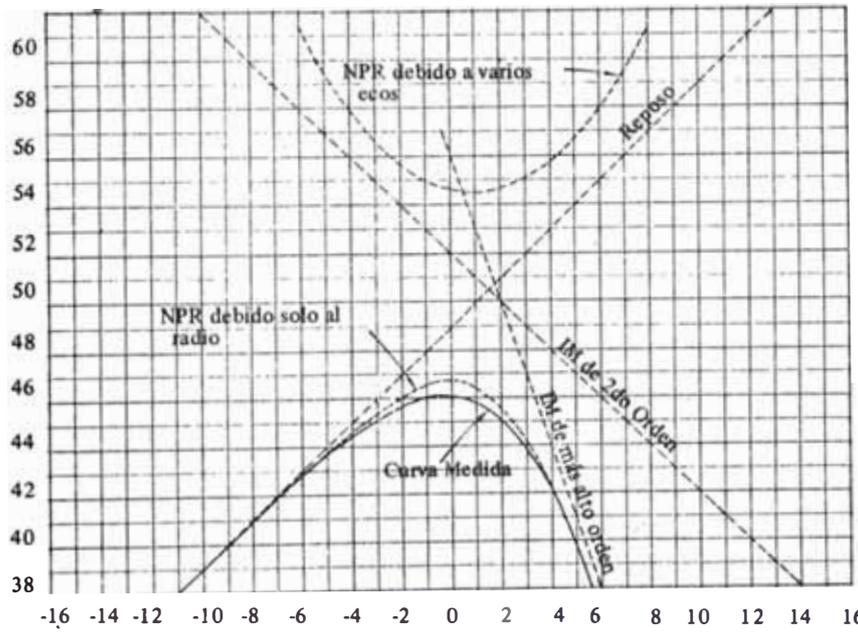


Fig. 4.39 TIPICA CURVA NPR DE LA RANURA ALTA PARA UN SISTEMA DE MICRO-ONDAS DE CINCO REPETIDORAS EN BANDA BASE Y UNA CAPACIDAD DE 600 CANALES

Este ruido total por salto da lugar a un NPR de 54.21 dB o 73.0 dBm0 el cual aparece, seguramente para un sistema de microondas adecuadamente diseñado y ecualizado. En este caso la distorsión de cuarto orden, por salto, es algo mejor que lo predicho, debido al compromiso con el ruido de reposo, el cual, fue ligeramente excesivo, en el momento de la medición. La ecualización de retardo parabólico es evidentemente buena, el cual es un aspecto esencial para obtener una performance de bajo ruido en la hora de mayor congestión. La distorsión por eco es probablemente originada por un alimentador malo grado y no distribuido igualmente en los 12 alimentadores.

4.8.14 Ejemplo de Análisis de las Curvas NPR

A) Sistema de un solo salto de 300 canales

La Fig. 4.40 muestra las curvas NPR correspondiente a este enlace donde se aprecia que existe problemas considerables. Mediciones directas en el canal telefónico, sin ponderación, han dado los siguientes resultados:

	RANURA BAJA	RANURA ALTA
RUIDO DE REPOSO	-80.24 dBm0	-70.24 dBm0
RUIDO CON EL SISTEMA CARGADO	-73.64 dBm0	-57.74 dBm0

El valor de -80.24 dBm0 en la ranura baja parece ser aceptable. De igual forma el valor de -73.64 dBm0 que corresponde al ruido total que aparece en el canal telefónico cuando se carga al sistema con un NLR = $-15 + 10 \log 300 = 9.77$ dBm0 es también aceptable. No obstante, el ruido en la ranura alta (-57.74 dBm0) es excesivo y fluctuante. Esto es todo lo que podemos conocer acerca del ruido del sistema de 300 canales.

Con la ayuda del análisis de las curvas NPR (Fig. 4.40) podemos conocer otros factores que están influenciando en el rendimiento del sistema. Antes de hacer el análisis detallado de las líneas de intermodulación, se puede llegar a las siguientes conclusiones:

- a) Al hacer la medición del ruido de reposo, el valor obtenido fue el mismo que el punto de intercepción de ruido de reposo (64 dB y 54 dB), lo que indica que las mediciones son adecuadas.
- b) El ruido de reposo de la ranura alta (NPR = 54 dB ó -70.24 dBm0) corresponde a un nivel de recepción e_i (Según la fórmula 4.71).

$$C_i = -\text{RUIDO TERMICO} + F - 136.05 - 20 \text{ Log} \left(\frac{1.41 \times 200}{1248} \right) - 3.7$$

$$F = 8.00 \text{ dB}$$

$$\text{RUIDO TERMICO} = \text{RUIDO DE REPOSO} - \text{RUIDO BASICO}$$

$$\text{RUIDO DE REPOSO} = \text{Log}^{-1} [(-70.24 - 2.5 + 90)/10] = 53.21 \text{ pWOp}$$

$$\text{RUIDO BASICO} = 7.13 \text{ (Según la Fig. 4.20)}$$

$$\text{RUIDO TERMICO} = 53.21 - 7.13 = 46.08 \text{ pWOp} \rightarrow 70.87 \text{ dBm0}$$

$$C_i = -48 \text{ dBm}$$

Para un sistema de 300 canales el nivel nominal de recepción es de aproximadamente -44 dBm, por lo que el ruido térmico está 4 dB alto.

- c) La línea de intermodulación de tercer orden en la ranura alta intercepta al nivel de carga de referencia en 50 dB NPR, la cual debería ser 66 dB evidenciando una excesiva distorsión de retardo de grupo parabólico o ganancia cuártica.
- d) Se observa que las líneas de intermodulación de alto orden tienen diferentes pendientes, lo que indica mecanismos de distorsión separados. La diferencia marcada de estas dos pendientes (-3 y -5) frecuentemente es indicativo de mecanismos de distorsión tales como, limitación de la banda, desintonía o fuera de frecuencias del discriminador que influyen en la ranura baja, y filtros desintonizados, fuera de frecuencia o con retardos de grupo parabólico sin ecualizar que introducen intermodulación de alto orden en la ranura alta.

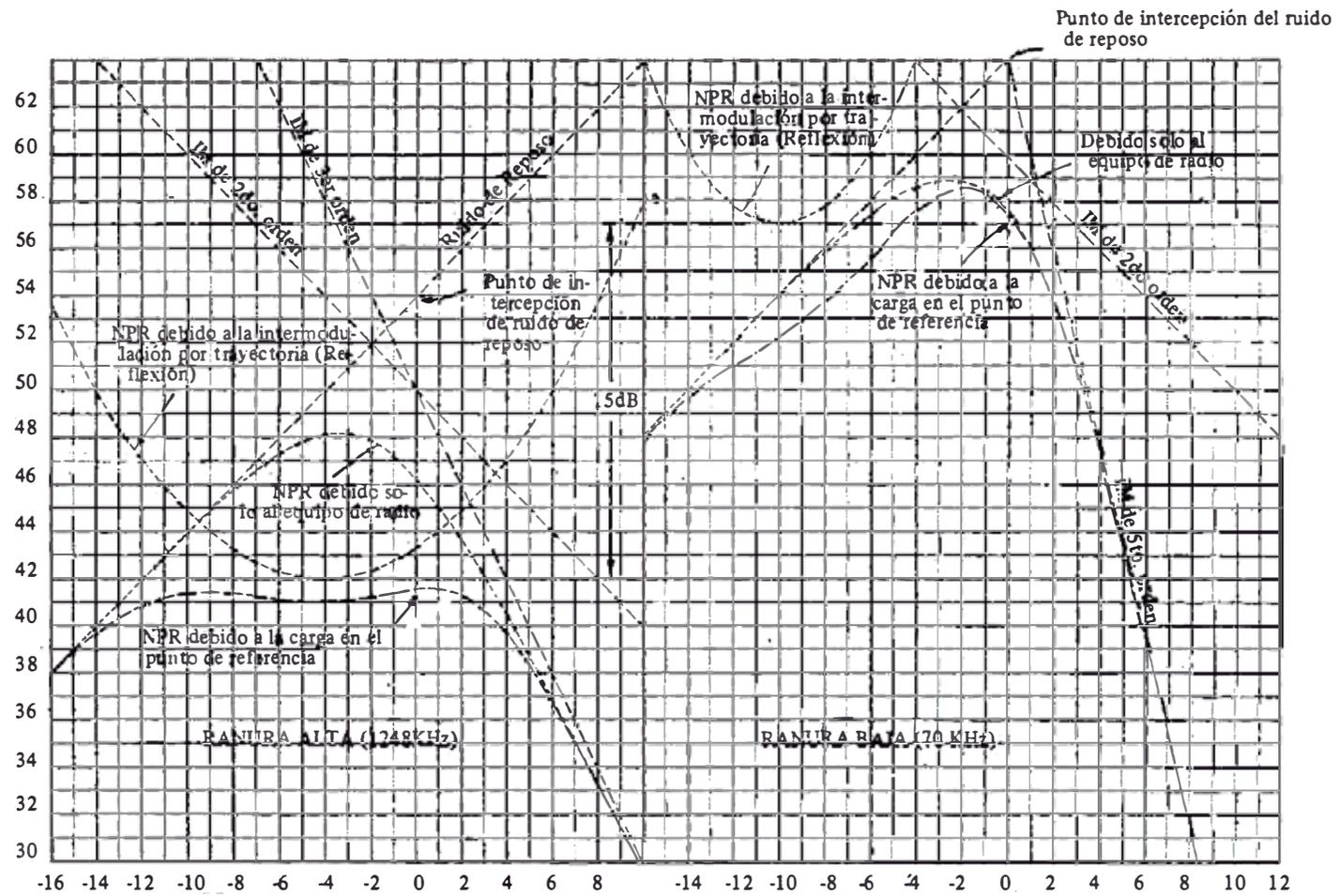


Fig. 4.40 CURVAS NPR DE UN ENLACE DE MICRO-ONDAS CON EXCESIVO RUIDO EN LA RANURA ALTA (300 CANALES)

Si el sistema tuviera varios saltos la intermodulación de quinto orden de la ranura baja sería la de mayor influencia.

Análisis de la ranura baja.- Aplicando los procedimientos ya discutidos se obtiene la Fig. 4.40 donde se muestra el análisis completo de los componentes del ruido total.

La línea de intermodulación de segundo orden indica un NPR = 60 dB para la carga nominal (NLR). Este valor está 4 dB por debajo del correspondiente al ruido de reposo, lo que indica que el ruido básico del enlace es excelente.

$$\begin{aligned} \text{RUIDO BASICO} &= \text{RUIDO DE REPOSO} - \text{RUIDO TERMICO} \\ \text{RUIDO DE REPOSO} &= \text{Log}^{-1}_{\text{pWO}} \quad [(-80.24 + 90)/10] = 9.46 \\ \text{RUIDO TERMICO} &= -(-48) + 8 - 20 \text{ Log} \left(\frac{1.41 \times 200}{70} \right) + \\ & \quad 3.9 - 136.05 \text{ dBm0} \\ &= 1.49 \text{ pWO} \\ \text{RUIDO BASICO} &= 9.46 - 1.49 = 7.97 \text{ pWO} \end{aligned}$$

El ruido de 1M de segundo orden es satisfactorio no obstante ser superior al ruido térmico, lo que indica una excelente linealidad. El ruido de distorsión por eco tiene su valor máximo a un valor $\Delta P = -10$ por debajo de la carga de referencia. Mediante el uso de la Fig. 4.35 para un valor de:

$$A = \frac{\Delta f}{fb} = \frac{200 \times \text{Log}^{-15} [(NLR_0 + \Delta P)/20]}{70} = 2.78 \quad (4.75)$$

se tiene:

$$\begin{aligned} fb. \tau &= 0.056 & \tau &= \frac{0.058}{70 \times 10^3} = 829 \text{ ns} \\ & & B &= -19 \text{ dB} \end{aligned}$$

Sin considerar el factor de corrección se tiene:

$$10 \text{ Log} \left(\frac{1}{r^2} \right) = \frac{C}{I} = B + 10 \text{ Log} \frac{S}{D} \quad (4.76)$$

$$\begin{aligned}
 10 \text{ Log } \frac{S}{D} &= 57 \text{ dB} - E = \text{NPR sin énfasis} \\
 &= 57 - (-3.9) = 60.9 \text{ dB} \\
 C/I &= -19 + 60.9 = 41.9 \text{ dB}
 \end{aligned}$$

Análisis de la ranura alta.- A partir de los resultados anteriores podemos calcular algunas de las características del ruido de intermodulación por eco.

$$fb.\tau = 829 \times 10^{-9} \times 1248 \times 10^3 = 1.03$$

Mediante la Fig. 4.35 encontramos $A = 0.33$ $B = -0.9$

Con el valor de A se puede calcular ΔP mediante el uso de la ecuación 4.75

$$0.33 = \frac{200 \times \text{Log}^{-1} [(9.77 + \Delta P)/20]}{1248}$$

$$\Delta P = -3.5 \text{ dB}$$

Luego, la distorsión pico por eco ocurre a 3.5 dB a la izquierda de la carga de referencia. Según la ecuación 4.76 se tiene:

$$C/I = -0.9 + 42 - 3.7 = 37.4 \text{ dB}$$

La intermodulación de segundo orden es excesiva (NPR = 50 dB)

Conclusiones.-

- a) El retardo de 829 ns corresponde a una longitud de 248.6 m para el espacio libre o cables coaxiales. Esta longitud sugiere que existe una reflexión en la trayectoria de propagación entre antenas.
- b) De acuerdo con la Fig. 4.35, la diferencia entre las distorsiones pico de la ranura baja y alta debería ser $-0.9 - (-19) = 18.1 \text{ dB}$ sin énfasis; y con énfasis debería ser $18.1 \text{ dB} - (3.7 + 3.9) = 10.5 \text{ dB}$. No obstante, la figura 4.40 muestra una diferencia de 15 dB pero, es fluctuante debido a la intermodulación por trayecto

ria (quizás ± 6 dB). Este grado de inexactitud puede ser esperado en este tipo de enlaces.

- c) La relación C/I que debería ser igual para ambas ranuras, da resultados diferentes por las condiciones explicadas en el punto (b). No obstante, esta relación es más exacta si se computa con datos de la ranura alta.
- d) El valor $\Delta P = -3.5$ dB calculado para la ranura alta - confirma el valor medido (-4.0 dB) con una exactitud adecuada.
- e) El ruido de intermodulación de segundo orden en la ranura alta, es excesiva debido a que está 4 dB más alto que el ruido de reposo. Este ruido de intermodulación debe ser menor que el ruido de reposo en más de 3 dB.

B) Sistema Lima - Chimbote de 960 Canales

Las Figuras 4.41-42 muestran las curvas NPR para esta sección de banda base de la Red Troncal de Microondas cuyos parámetros son los siguientes:

Distancia = 376.6 Km

Nº de Saltos = 8

Ruido calculado para la ranura de 3886 KHz

RUIDO	TERMICO	DISTORSION			TOTAL	CCIR
		INTERMODULACION	INTERFERENCIA			
			CO-CANAL	ECO		
pWOp dBm0	626.2 -59.53	306 -62.64	108.1 -67.16	58 -69.87	1098.3 -57.09	1329.5 -56.26
NPR	43.21	46.32	50.83	53.54	40.77	39.94

El análisis de la ranura alta se muestra en la Fig. - 4.42 de la cual se puede elaborar el siguiente cuadro.

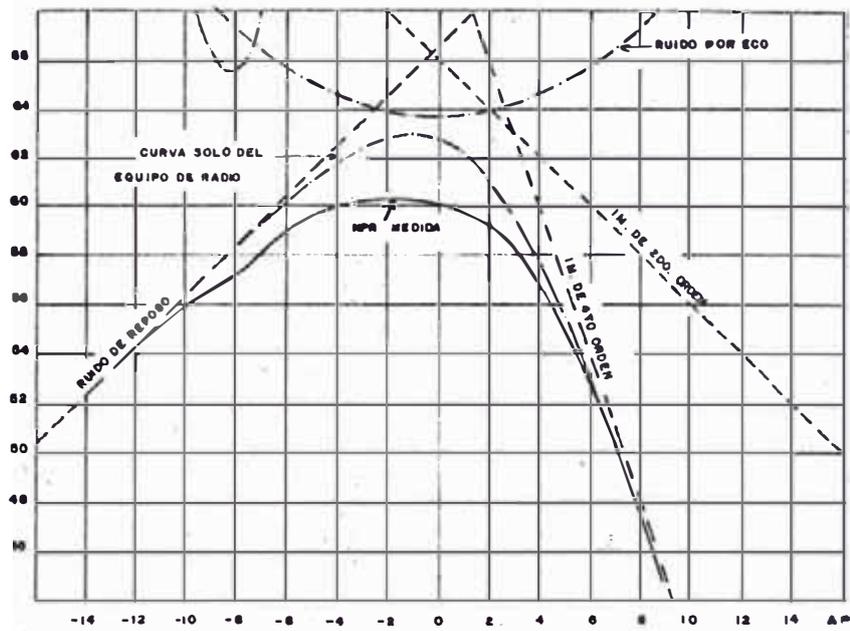


FIG 4.41 CURVA NPR DE LA RANURA BAJA (70 KHz) DE LA SECCION LIMA - CHIMBOTE

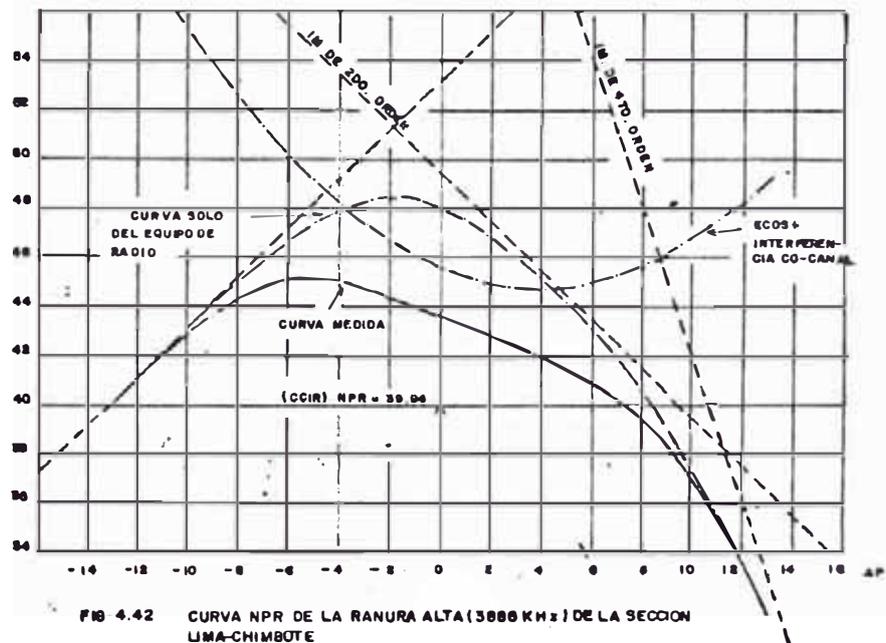


FIG 4.42 CURVA NPR DE LA RANURA ALTA (3000 KHz) DE LA SECCION LIMA-CHIMBOTE

CONTRIBUYENTES	RUIDO TOTAL		RUIDO POR SALTO	
	NPR	pWOp	pWOp	NPR
Ruido de reposo	53.17	63.13	7.89	62.2
1M de 2do. orden	49.5	146.98	18.37	58.53
1M de 4to. orden	72.0	0.83	0.01	90.06
Ecos+Interf. co-canal	45.57	363.29	45.41	69.52
T O T A L	43.58	574.22	71.69	52.62

Conclusiones:

- a) En la ranura baja, Fig. 4.41, se aprecia dos curvas correspondientes a dos ecos o interferencias co-canal. Una de ellas tiene su valor pico en $\Delta P = -8.2$ dB que corresponde a un eco en una guía de onda o una reflexión en el campo cercano. La otra curva puede corresponder a ecos o interferencias co-canal a lo largo de la ruta.

Para calcular la magnitud del eco, primero determinemos el valor de A

$$A = \frac{200}{70} \times \text{Log}^{-1} \left(\frac{(\text{NLR}_0 + \Delta P)}{20} \right) = 6.12$$

Con este valor obtenemos, mediante la Fig. 4.35, $B = -24$ dB y $\tau_{fb} = 0.03$

Luego:

$$\tau = \frac{0.03}{70 \times 10^3} = 428.6 \text{ ns}$$

$$l = \frac{\tau \cdot 310^8 \times 0.75}{2} = 51.43 \text{ m}$$

siendo l la longitud del alimentador en el cual se está produciendo el eco según la ecuación 4.76 se tiene

$$C/I = B + 10 \text{ Log } \frac{S}{D}$$

$$B = -24$$

$$10 \text{ Log } \frac{S}{D} = \text{Valor pico de distorsión por eco-E}$$

$$= 65.5 - (-4) = 69.5 \text{ dB}$$

$$C/I = -24 + 69.5 = 45.5 \text{ dB}$$

Lo que indica que el eco está a 45.5 dB por debajo de la señal. Este eco, no obstante, tiene poca influencia en la ranura baja y es originado en un solo cable. La otra curva de distorsión por eco probablemente sea originada por interferencias co-canal y ecos a lo largo del trayecto de transmisión. Los demás componentes de distorsión contribuyen en forma insignificante al ruido total.

Ranura alta (3886 KHz) Fig. 4.42

- b) El ruido de reposo es sumamente bajo y mucho menor que lo predicho, según se muestra en las tablas anteriores, reflejando excelentes niveles de recepción en todos los tramos o receptores con figura de ruido mejores que lo especificado.
- c) El ruido de intermodulación de segundo orden debe estar 3 dB o más, por debajo del ruido de reposo. En este caso el ruido de intermodulación está más de 3 dB por encima del ruido de reposo lo que indicaría un excesivo ruido de distorsión de segundo orden. No obstante, este no es el caso dado que el ruido de 146.98 pWOp es la mitad de lo predicho, tal como se muestra en las tablas anteriores, y el ruido de reposo aparece más pequeño debido posiblemente a niveles altos de recepción.
- d) El ruido de intermodulación de cuarto orden es sumamente bajo (NPR = 72 dB) que indica una excelente ecualización por salto, la cual es esencial para un sistema multisalto para poder cumplir con los requisitos del CCIR.
- e) En la ranura alta los ruidos por eco tienden a confundirse en una sola parábola en el análisis a la curva NPR; por lo tanto, no es posible separar los ecos en esta ranura. No obstante, en esta ranura la amplitud del eco se determina mejor según el procedimiento conocido. Para este caso el valor pico de distorsión por eco se produce para $\Delta P \approx 4 \text{ dB}$, luego $A = 0.45$ lo cual da como resultado $B = -20$ y $\uparrow.f_b = 0.46$.

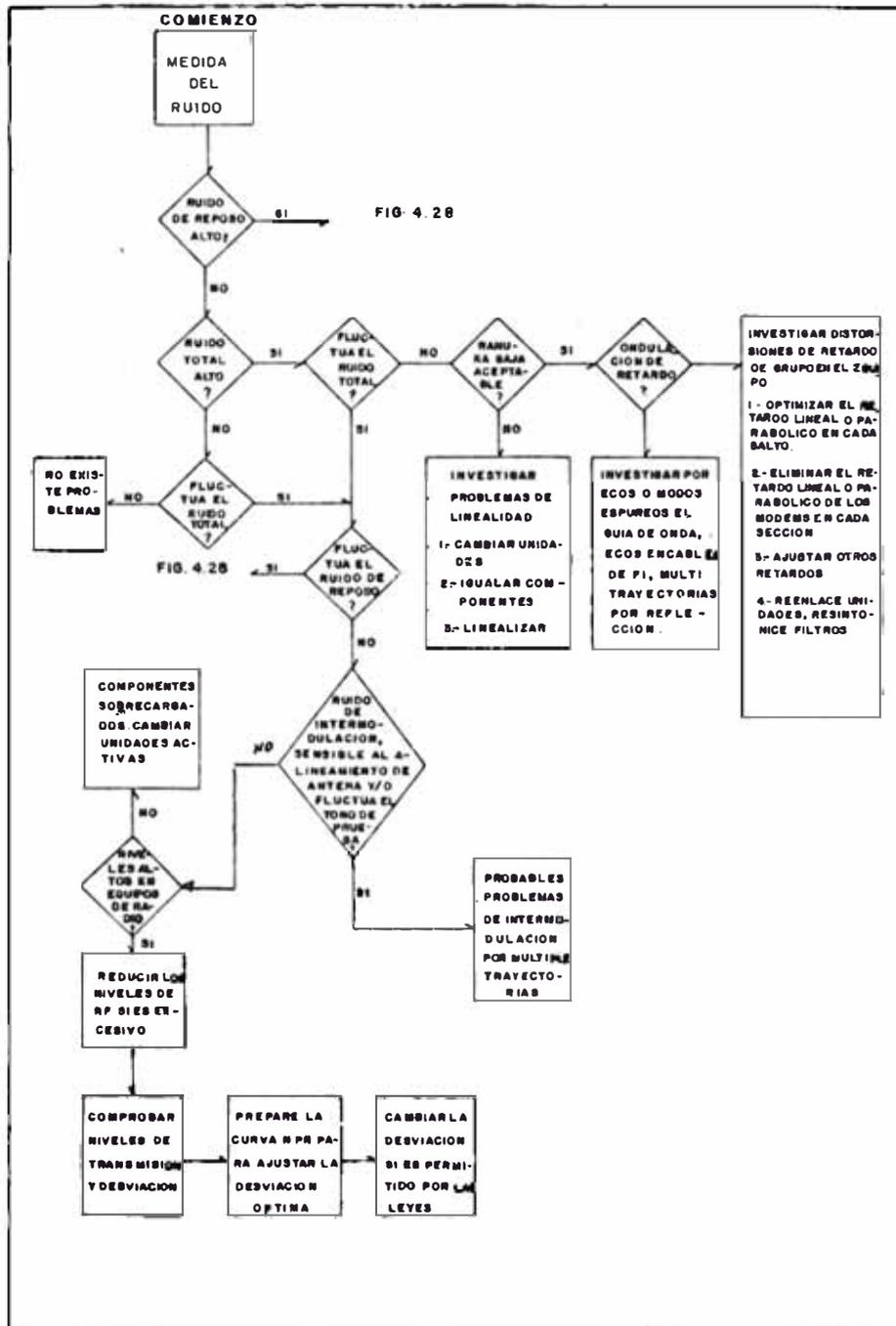


FIG. 4.43 DIAGRAMA DE FLUJO EN PASOS LOGICOS CON EL FIN DE AISLAR LA CAUSA DE MEDIDAS ALTAS DE RUIDO DE DISTORSION

Capitulo V Aplicacion del Minicomputador en el Analisis

Introduccion.

Una de las dificultades mayores en la aplicación de esta invalorable técnica, en el análisis del ruido total generado por el sistema de transmisión multicanal, - es la necesidad de realizar numerosos cálculos.

El advenimiento de los ordenadores personales - ha corregido esta dificultad y ha aumentado la precisión y rapidez no sólo de los cálculos sino también la precisión de los resultados gráficos.

En este aspecto se ha dedicado muchos días de - trabajo en el desarrollo del programa que analiza la curva NPR mostrando los tipos de ruido constitutivos del - ruido total, la cantidad de cada uno de ellos en unida - des convenientes y el gráfico de la curva NPR con las líneas componentes.

En este sentido, se ha desarrollado una técnica - que, mediante la entrada de sólo algunos de las mediciones de la prueba del ruido blanco, es posible construir - todo el resto de la curva con todos sus componentes correspondientes a los diferentes grados de distorsión.

APLICACION DEL MINICOMPUTADOR EN EL ANALISIS

5.1 Desarrollo del programa en lenguaje BASIC

Este programa se ha desarrollado mediante el uso del computador personal HP85B y consta de 352 pasos. Hace uso de las facilidades gráficas del computador para dibujar no sólo la curva NPR sino también todas las líneas componentes. Esta gráfica puede ser presentada en la pantalla del computador o transferida a un graficador apropiado.

El resultado de los cálculos se presenta también en la pantalla en forma de una tabla, semejante al cuadro presentado en el ejemplo de cálculo B) del punto 4.8.14. Tanto la gráfica como el cuadro resumen de los cálculos que aparecen en la pantalla del computador pueden ser registrados en el impresor propio del computador para su archivo posterior.

5.2 Alcances y limitaciones del programa

El programa analiza en forma precisa cualquier tipo de curva NPR con la condición que se introduzcan datos apropiados, es decir mediciones del NPR en los extremos de la curva. Además hace el cálculo de la relación C/I para cada uno de los ecos y el tiempo de retardo.

Para no complicar demasiado, se ha previsto un máximo de dos ecos, lo cual es el máximo usual en la generalidad de los casos. Si hubieran más ecos se puede analizar uno por uno independientemente. Dado que este programa hace uso de características propias del computador tales como, disco electrónico y comandos especiales de gráficos, no es posible correr el programa en otro computador que no pertenezca a su familia.

Se ha previsto, también dentro del programa, facilidades para comprobar si los datos suministrados están correctos y la posibilidad de corregirlas antes de obtener resultados erróneos.

5.3 Análisis de un caso real

Como ejemplo y con fines de comparación se analiza mediante el computador, el caso de la sección Lima-Chimbote analizado previamente.

La Figura 5.1 muestra un caso en que se ha introducido como dato una medición equivocada dando resultados erróneos. Las Figuras 5.2 y 5.3 son las gráficas reproducidas por el computador con tan sólo algunos datos "claves" de la curva NPR medidos durante la prueba del ruido blanco. Estas gráficas comparadas con las Figs. 4.41 y 4.42 - muestran la gran similitud entre ellas demostrando la eficacia del programa y la importancia que tienen las mediciones realizadas en los extremos de la curva NPR para predecir la forma del resto de la curva.

Si existen ecos, será necesario solo tres juegos de datos por cada eco, para la reproducción de la curva total.

Las Figuras 5.4 muestran una copia de los resultados de los cálculos para cada una de las ranuras de prueba.

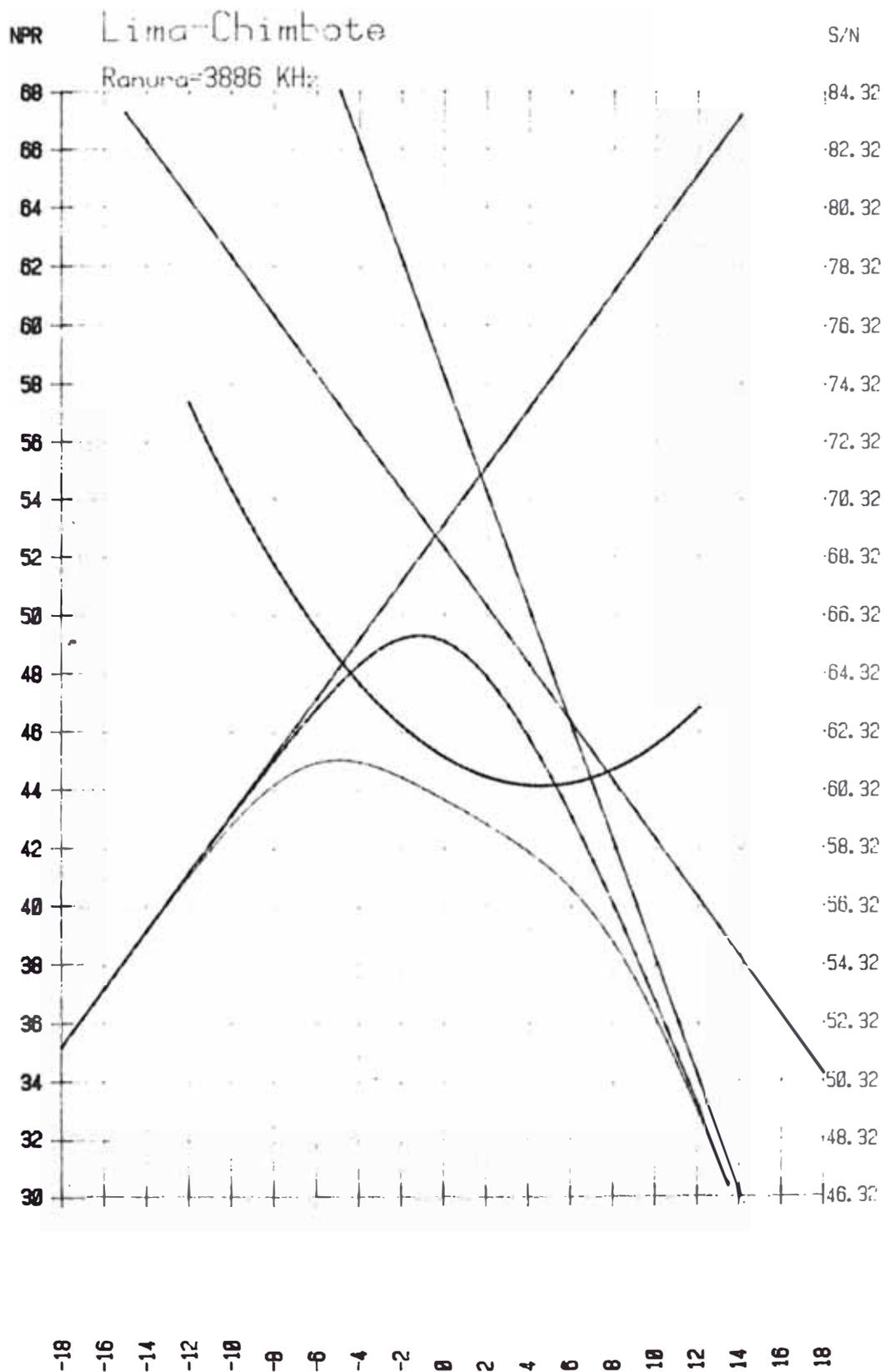


Fig. 5.1 Curva NPR graficado por el computador con un dato errado.

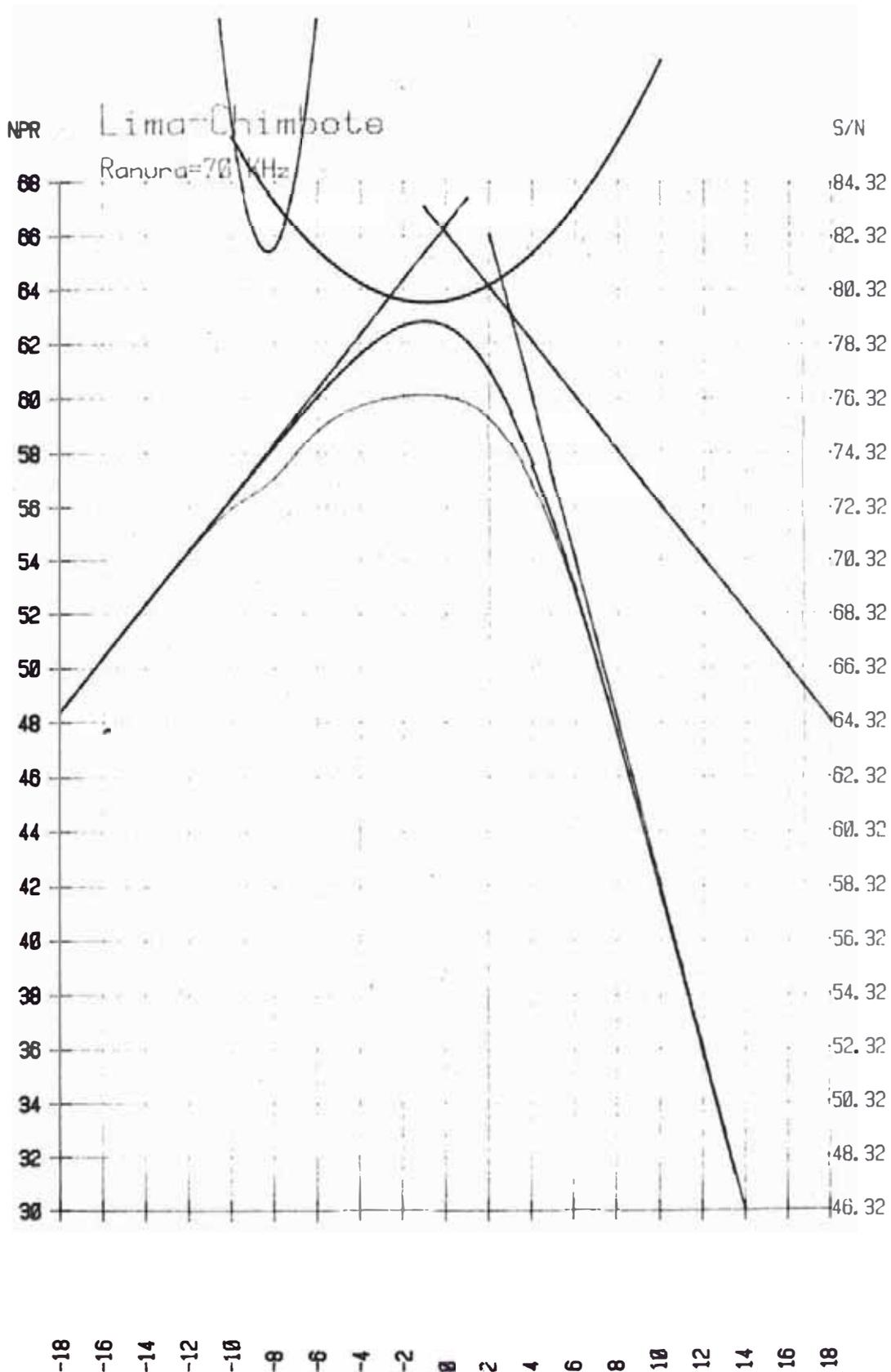


Fig. 5.2 Curva NPR graficado por el computador, similar a Fig. 4.41.

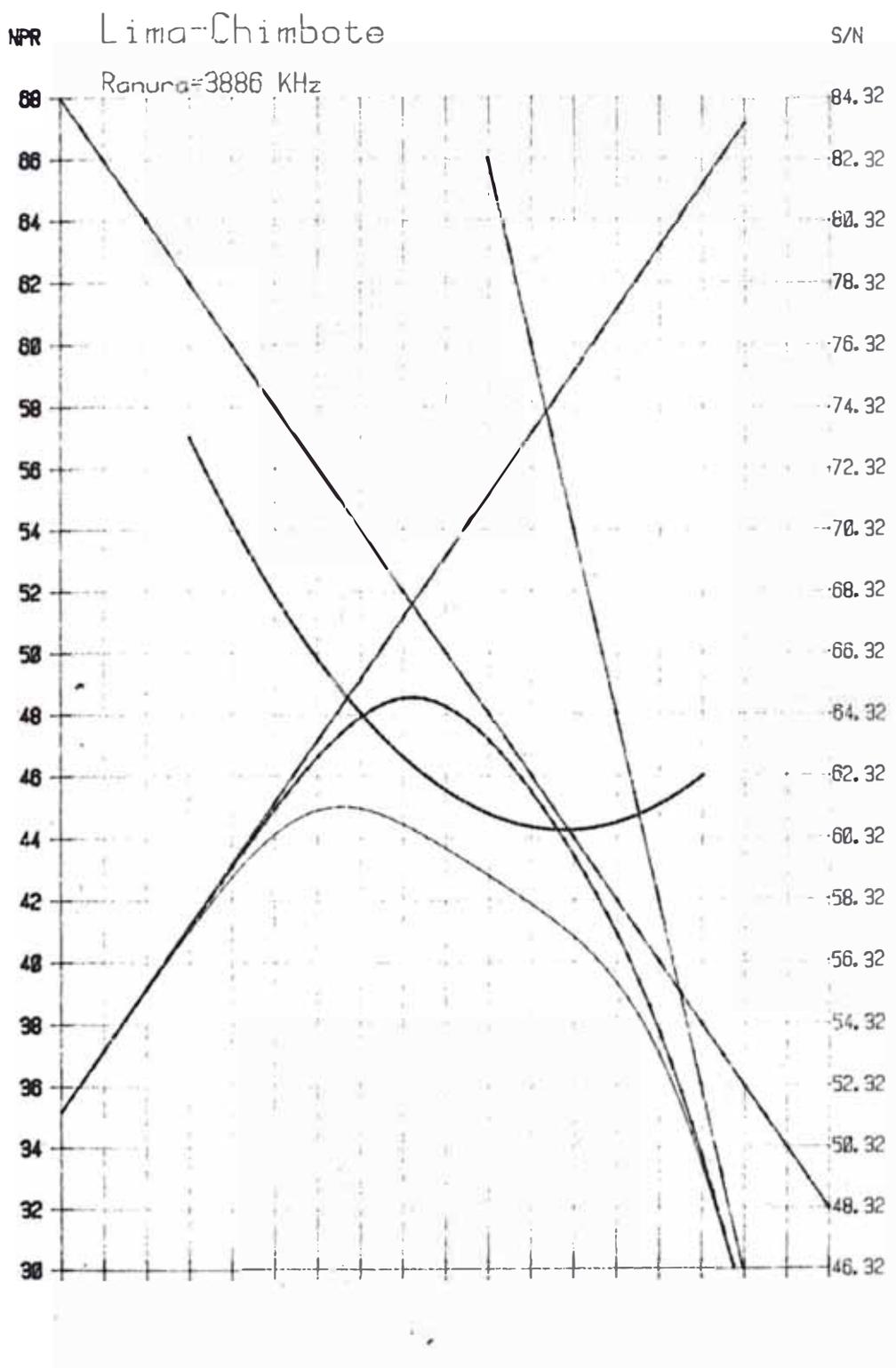


Fig. 5.3 Curva NPR graficado por el computador, similar a la Fig. 4.42.

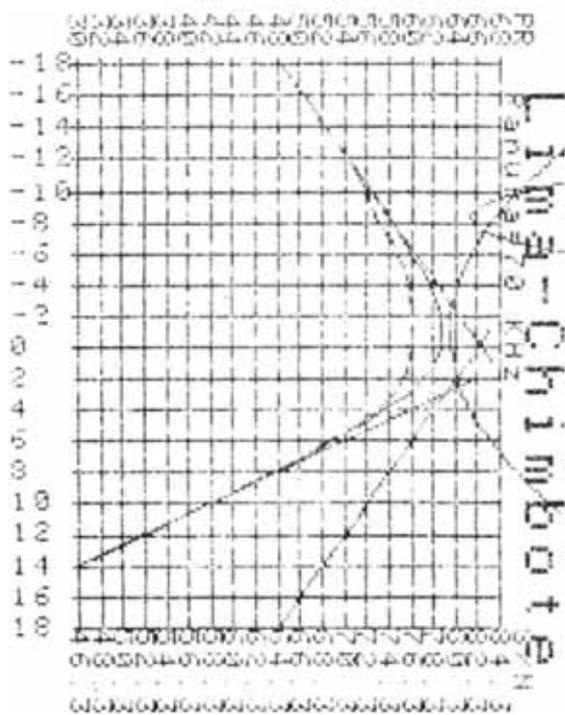
Valores fuera del limite de este programa. No es posible evaluar el C/I

NI el tiempo de retardo del eco para el eco # 1
 ECU# 1

C/I=43.11 dB
 r= 426.0 ns/EU
 Retardo= 95.8 m (cable de onda)
 Retardo= 115.0 m (cable coaxial)
 Retardo= 127.8 m (espacio libre)

Objetivo del CCIR:
 Ruido=1329.50 FWDB NPR=39.94 dB

Tipo de ruido	Ruido de la Seccion		Ruido por salto	
	NPR	FWDB	NPR	FWDB
Reposo	66.37	5.8	175.46	
IM 2do orden	65.62	3.2	175.85	
IM 4to orden	71.91	8	189.97	
IM por Eco #1	63.57	5.8	172.60	
IM por Eco #2	199.00	0.0	199.00	0.0
TOTHL	66.67	12.9	169.36	1.5
Termic	180.80		189.86	0
Basic0+				
Intert	66.53	2.9	175.56	



ECU# 1
 C/I=36.95 dB
 r= 38.5 ns/EU
 Retardo= 19.9 m (cable de onda)
 Retardo= 23.9 m (cable coaxial)
 Retardo= 26.6 m (espacio libre)

Objetivo del CCIR:
 Ruido=1329.50 FWDB NPR=39.94 dB

Tipo de ruido	Ruido de la Seccion		Ruido por salto	
	NPR	FWDB	NPR	FWDB
Reposo	53.17	6.7	143.20	7.0
IM 2do orden	149.95	132.4	156.52	16.5
IM 4to orden	71.75	4	189.91	1.0
IM por Eco #1	45.53	366.4	154.57	45.0
IM por Eco #2	INF	0.0	INF	0.0
TOTHL	143.67	562.7	152.71	70.2
Termic	53.30	61.3	162.33	7.7
Basic0+				
Intert	66.54	1.8	177.67	2

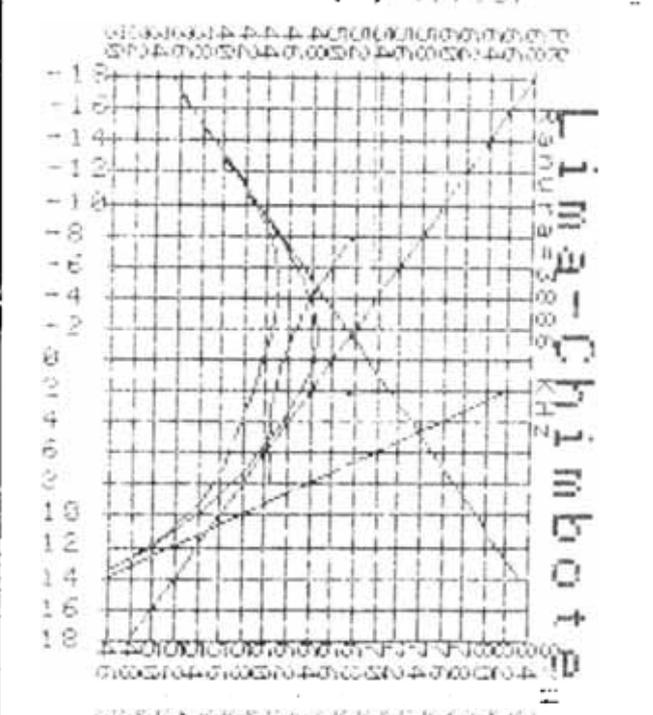


Fig. 5.4 Curvas NPR y datos de salida presentados en la pantalla del computador (Fig. 4.41 y 4.42.)

5.4 Listado del Programa.

```

100 COPY "FREDATA.DRIVE0" TO "FREDATA.ED"
110 COPY "ECODATA.DRIVE0" TO "ECODATA.ED"
120 A=1 @ B=1 @ C=1
130 A3=1 @ B3=1 @ C3=1
140 CLEAR
150 DISP "Ingreso el nombre de la seccion"
160 INPUT S$
170 DISP "Ingreso el numero de canales telefonicos del sistema."
180 INPUT N
190 DISP "Frecuencia de la ranura de prueba en kHz?"
200 INPUT F
210 DISP "Longitud de la seccion en Km?"
220 INPUT L
230 DISP "Numero de golpes?"
240 INPUT N1
250 DISP "Figura de ruido del receptor en dB?"
260 INPUT F1
270 DISP "Nivel nominal de entrada al receptor en dBm?"
280 INPUT C0
290 CLEAR
300 DISP "Ingreso el valor de la carga de ruido relativo mas pequena (<=-14 dB) y su NPR asociado"
310 DISP "Separados por comas. Por ejemplos: -15, 40"
320 INPUT X1, Y1
330 CLEAR
340 DISP "Ingreso el NPR medido del ruido de reposo (NPRo) para la carga relativa=0 (R=0)"
350 INPUT R0
360 DEF FN L1(X) = X+Y1-X1
370 IF ABS(FN L1(0)-R0) >=.5 THEN 380 ELSE 440
380 CLEAR
390 DISP "Valores del lado izquierdo de la curva NPR incorrectos o NPRo mal medido."
400 DISP " "
410 DISP "DESPUES DE CORREGIR LOS VALORES"
420 DISP " "
430 GOTO 300
440 CLEAR
450 DISP "Ingreso los DOS ULTIMOS valores extremos medidos al lado derecho de la curva NPR."
460 DISP "Estos valores deben ser medidos cuidadosamente con cargas de ruido relativo >=10 dB."
470 DISP "O hasta que la curva NPR tienda a una recta en su lado derecho."
480 DISP "Primero se ingresa la carga relativa MENOR y su NPR asociado."
490 DISP "luego ingrese la carga relativa MAYOR y su NPR separados por comas. Por ejemplos:"

```

```

500 DISP " 12, 38, 14, 34"
510 INPUT X2, Y2, X3, Y3
520 M=INT((Y2-Y3)/(X2-X3))
530 A1=10^(-(Y2/10))
540 B1=10^(-(FNL1(X2)/10))
550 A2=10^(-(Y3/10))
560 B2=10^(-(FNL1(X3)/10))
570 C1=10^(X2/10)
580 C2=10^(X3/10)
590 B4=10*LGT(10^(-(X3*(1+M)/10))-10^(-(X2*(1+M)/10)))-10*LGT((A2-B2)/C2-(A1-B1)/C1)
600 DEF FNL3(X) = M*X+B4
610 S=1/10^(Y2/10)
620 R=1/10^(FNL1(X2)/10)
630 V=1/10^(FNL3(X2)/10)
640 IF S-R-V<=0 THEN 650 ELSE 670
650 DISP "VALORES INCORRECTOS ingrese los valores corregidos"
660 GOTO 460
670 PEN 1
680 GCLEAR
690 SCALE -22, 24, 24, 74
700 XAXIS 30, 2, -18, 18
710 YAXIS -18, 2, 30, 68
720 MOVE -16, 69.8?
730 DEG
740 LORG 1
750 LDIR 0
760 CSIZE 6, .5, 0
770 LABEL S$
780 MOVE -16, 68.2
790 CSIZE 4, .5, 0
800 LABEL "Ranura="; VAL$(F); " KHz"
810 U=10*LGT(1/(S-R-V))
820 OPTION BASE 1
830 IF N>=240 THEN N0=-15+10*I GT(N) ELSE N0=-1+4*I LGT(N)
840 IF N>1260 THEN S0=140 ELSE S0=200
850 IF N>2700 THEN S0=100
860 ASSIGN# 2 TO "FREDATA.ED"
870 ASSIGN# 1 TO "FC'DATA.ED"
880 DIM B(1, 3), B1(1, 3), F(1, 3), E(6), D(6), R(6), T(2)
890 I=1

```

```

900 READ# 2, I ; F()
910 IF F(1,1)#N THEN I=i+1 ELSE 930
920 GOTO 900
930 E0=5-10*LGT(1+6.9/(1+5.25/(5*F(1,2)/(4*F)-4*F/(5*F(1,2)))^2))
940 K0=-((10*LGT(F(1,3)/3.1))+N0)+07.5
950 O1=Y1-X1
960 D2=U+X2
970 D3=B4
980 R1=10^((-D1+K0)/10)
990 R2=10^((-D2+K0)/10)
1000 R3=10^((-D3+K0)/10)
1010 T=-C0+F1+10*LGT(1.374*293*10^(-23)*3100)-20*LGT(S0/F)-E0+117.5
1020 T1=10^(T/10)
1030 T2=R1/N1-T1
1040 IF T2<0 THEN 1050 ELSE 1120
1050 DISP "Datos de la Figura de ruido o nivel de entrada del receptor equivocados."
1060 DISP "Ingrese valores corregidos."
1070 DISP "Figura de ruido del receptor en dB?"
1080 INPUT F1
1090 DISP "Nivel nominal de entrada del receptor en dbm?"
1100 INPUT C0
1110 GOTO 1010
1120 PEN 1
1130 LORG 2
1140 LDIR 0
1150 FOR I=30 TO 68 STEP 2
1160 MOVE 18.2, I
1170 CSIZE 3, .5, 0
1180 S=IP((I+10*LGT(F(1,3)/3.1)-N0)*100)/100
1190 LABEL VAL$(S)
1200 NEXT I
1210 MOVE 18.2, 70
1220 LABEL "S/N"
1230 GOTO 1320
1240 B=((W1-W2)*(V2^2-V3^2)-(W2-W3)*(V1^2-V2^2))/((V1-V2)*(V2^2-V3^2)-(V2-V3)*(V1^2-V2^2))
1250 A=(W1-W2-B*(V1-V2))/(V1^2-V2^2)
1260 C=W1-A*V1^2-B*V1
1270 RETURN
1280 B3=((W1-W2)*(V2^2-V3^2)-(W2-W3)*(V1^2-V2^2))/((V1-V2)*(V2^2-V3^2)-(V2-V3)*(V1^2-V2^2))
1290 A3=(W1-W2-B3*(V1-V2))/(V1^2-V2^2)

```

```

1300 C3=W1-A3*V1^2-B3*V1
1310 RETURN
1320 IF FNL3(18)<30 THEN G=18+(30-FNL3(18))/M ELSE G=18
1330 IF FNL3(-18)<68 THEN H=-18 ELSE H=-18-(FNL3(-18)-68)/M
1340 PEN 2
1350 MOVE G,FNL3(G)
1360 FOR P=G TO H STEP -1
1370 DRAW P,FNL3(P)
1380 NEXT P
1390 MOVE -18,FNL1(-18)
1400 FOR X=-18 TO -18+68-(FNL1(-18))
1410 DRAW X,FNL1(X)
1420 NEXT X
1430 DEF FNL2(X) = -X+U+X^2
1440 IF FNL2(18)<30 THEN G=18-(30-FNL2(18)) ELSE G=18
1450 IF FNL2(-18)<68 THEN H=-18 ELSE H=-18+(FNL2(-18)-68)
1460 MOVE G,FNL2(G)
1470 FOR X=G TO H STEP -1
1480 DRAW X,FNL2(X)
1490 NEXT X
1500 DEF FNL0(X)
1510 H1=10^(-(FNL1(X)/10))+10^(-(FNL2(X)/10))+10^(-(FNL3(X)/10))
1520 H2=10*LCT(1/H1)
1530 FNL0=H2
1540 FN END
1550 PEN 1
1560 FOR I=-18 TO 18 STEP 2
1570 MOVE I,30
1580 IDRAW 0,30
1590 NEXT I
1600 FOR I=30 TO 68 STEP 2
1610 MOVE -18,I
1620 IDRAW 36,0
1630 NEXT I
1640 PEN 2
1650 MOVE -18,FNL0(-18)
1660 X=-18
1670 DRAW X,FNL0(X)
1680 X=X+.5
1690 IF FNL0(X)>=30 THEN 1670 ELSE 1710

```

```

1700 PEN 1
1710 DEG
1720 LORG 2
1730 LDIR 90
1740 CSIZE 3,.5,0
1750 FOR I=-18 TO 18 STEP 2
1760 MOVE I,24
1770 LABEL VAL$(I)
1780 NEXT I
1790 LORG 8
1800 LDIR 0
1810 FOR I=30 TO 68 STEP 2
1820 MOVE -19, I
1830 LABEL VAL$(I)
1840 NEXT I
1850 MOVE -19,70
1860 LABEL "NPR"
1870 DIM A(30,2)
1880 CLEAR
1890 DISP "La curva NPR medida, difiere de la curva NPR del equipo de radio debido al eco"
1900 DISP "Cada eco origina un HUNDIMIENTO de la curva NPR con respecto a la del radio solamente"
1910 DISP "Ingrese el numero de hundimientos-Maximo dos(2)."
```

1920 INPUT K

1930 J=1

1940 CLEAR

1950 DISP "Ingrese TRES valores medidos que esten en la ZONA HUNDIDA #"; J

1960 DISP " "

1970 DISP "Ingrese el valor mas pequeno de la carga de ruido relativo y su NPR asociado."

1980 DISP "Separados ambos por una coma"

1990 DISP " "

2000 DISP "Luego ingrese la carga relativa INMEDIATA SUPERIOR y su NPR asociado despues de cada ?"

2010 FOR I=1 TO 3

2020 INPUT A(I,1),A(I,2)

2030 LET D=FNL0(A(I,1))-A(I,2)

2040 IF D<0 THEN 2060

2050 GOTO 2120

2060 DISP "El valor";A(I,2);"es incorrecto.Debe ser MENOR que el teorico calculado";FNL0(A(I,1))

2070 DISP "0, el valor";A(I,1);"es incorrecto."

2080 DISP

2090 DISP "Ingrese los nuevos valores corregidos en la misma forma anterior."

```

2100 INPUT A(I, 1), A(I, 2)
2110 GOTO 2030
2120 NEXT I
2130 DEF FNA4(I) = -(10*LG(10^(-(A(I, 2)/10))-10^(-(FNL0(A(I, 1))/10))))
2140 IF J=1 THEN 2190
2150 IF FNA4(1)>=FNL4(A(1, 1)) THEN K=1
2160 IF FNA4(2)>=FNL4(A(2, 1)) THEN K=2
2170 IF FNA4(3)>=FNL4(A(3, 1)) THEN K=3
2180 IF K=1 THEN 2090
2190 DEF FNA5(I)
2200 Z1=10^(-(A(I, 2)/10))
2210 Z2=10^(-(FNL0(A(I, 1))/10))
2220 Z3=10^(-(FNL4(A(I, 1))/10))
2230 IF J=1 THEN Z3=0
2240 Z0=-(10*LG(Z1-Z2-Z3))
2250 FNA5=Z0
2260 FN END
2270 V1=A(1, 1)
2280 W1=FNA5(1)
2290 V2=A(2, 1)
2300 W2=FNA5(2)
2310 V3=A(3, 1)
2320 W3=FNA5(3)
2330 IF J=1 THEN GOSUB 1240 ELSE GOSUB 1280
2340 IF J=1 THEN 2350 ELSE 2370
2350 DEF FNL4(X) = A*X^2+B*X+C
2360 GOTO 2390
2370 DEF FNL5(X) = A3*X^2+B3*X+C3
2380 GOTO 2470
2390 PEN 2
2400 MOVE V1-8, FNL4(V1-8)
2410 FOR X=V1-8 TO V3+8 STEP .25
2420 DRAW X, FNL4(X)
2430 NEXT X
2440 E=-(B^2/(4*A))+C
2450 P=-(B/(2*A))
2460 GOTO 2530
2470 MOVE V1-8, FNL5(V1-8)
2480 FOR X=V1-8 TO V3+8 STEP .25
2490 DRAW X, FNL5(X)

```

```

2500 NEXT X
2510 E=- (B3^2/(4*A3))+C3
2520 P=- (B3/(2*A3))
2530 A0=S0*10^((N0+P)/20)/F
2540 IF A0<.32 THEN 2780
2550 IF A0>10 THEN 2780
2560 I=1
2570 READ# 1, I ; B()
2580 IF B(1,1)<A0 THEN I=I+1 ELSE 2600
2590 GOTO 2570
2600 I=I-1
2610 READ# 1, I ; B()
2620 B0=B(1,2)+(A0-B(1,1))*(B(1,2)-B(1,2))/(B(1,1)-B(1,1))
2630 T0=B(1,3)+(A0-B(1,1))*(B(1,3)-B(1,3))/(B(1,1)-B(1,1))
2640 T(J)=T0/(F*1000)*10^9
2650 E(J+3)=B0+E-E0
2660 CLEAR
2670 PRINT "ECO#"; J
2680 PRINT USING 2690 ; "C/I=", E(J+3), "dB"
2690 IMAGE=6X, 4A, DD, DD, 2X, 2A
2700 IMAGE 8X, 2A, DDDD, D, X, 4A
2710 PRINT USING 2700 ; "=", T(J), "nSEG"
2720 PRINT USING 2730 ; "Retardo=", .3*T(J)*.75, "m (guia de onda)"
2730 IMAGE 8A, DDDD, D, X, 16A
2740 PRINT USING 2730 ; "Retardo=", .3*T(J)*.9, "m (Cable coaxial)"
2750 PRINT USING 2730 ; "Retardo=", .3*T(J), "m (Espacio libre)"
2760 PRINT ""
2770 IF J=1 THEN 2810 ELSE 2840
2780 CLEAR
2790 PRINT "Valores fuera del limite de este programa. No es posible evaluar el C/I "
2800 PRINT "Ni el tiempo de retardo del eco para el eco #"; J
2810 D(J+3)=C
2820 R(J+3)=10^((-D(J+3)+K0)/10)
2830 GOTO 2860
2840 D(J+3)=C3
2850 R(J+3)=10^((-D(J+3)+K0)/10)
2860 IF J=K THEN 2890
2870 J=J+1
2880 GOTO 1940
2890 K1=- (10*LGT(R(4)/N1))+K0

```

```

2900 IF K=1 THEN 2910 ELSE 2930
2910 K2=INF @ R(5)=0 @ D(5)=INF
2920 GOTO 2940
2930 K2=- (10*LGT(R(5)/N1)) +K0
2940 Q=R1/N1+R2/N1+R3/N1^2+R(4)/N1+R(5)/N1
2950 H0=- (10*LGT(Q)) +K0
2960 R0=R1+R2+R3+R(4)+R(5)
2970 D0=- (10*LGT(R0)) +K0
2980 IF L<840 THEN P0=3*L+200 ELSE 3000
2990 GOTO 3030
3000 IF L<1670 THEN P0=3*L+400 ELSE 3020
3010 GOTO 3030
3020 IF L<2500 THEN P0=3*L+600 ELSE PRINT "DISTANCIA FUERA DEL LIMITE"
3030 PRINT "Objetivo del CCTR:"
3040 PRINT USING 3050 ; "Ruido=", P0, "pWOp", "NPR=", -(10*LGT(P0)) +K0, "dB"
3050 IMAGE 6A, 4D, DD, X, 4A, 2X, 4A, DD, DD, X, 2A
3060 PRINT ""
3070 DISP USING 3080 ; "Tipo de!", "Ruido de la!", "Ruido por "
3080 IMAGE 8A, X, 12A, X, 10A
3090 DISP USING 3100 ; "ruido!", "Seccion!", "salto"
3100 IMAGE X, 7A, 3X, 10A, 3X, 5A
3110 DISP USING 3120 ; "! NPR", "pWOp!", "NPR", "pWOp"
3120 IMAGE 7X, 6A, 2X, 6A, X, 3A, 2X, 4A
3130 DISP USING 3140 ; "Reposo!", D1, R1, "!", -(10*LGT(R1/N1)) +K0, R1/N1
3140 IMAGE 8A, DD, DD, X, DD, D, X, A, DD, DD, X, DDD, D
3150 DISP USING "8A, 12X, A" ; "IM 2do!", "!"
3160 DISP USING 3140 ; "orden!", D2, R2, "!", -(10*LGT(R2/N1)) +K0, R2/N1
3170 IF M=-2 THEN A$="IM 3or"
3180 IF M=-3 THEN A$="IM 4to"
3190 IF M=-4 THEN A$="IM 5to"
3200 IF M=-5 THEN A$="IM 6to"
3210 IF M=-6 THEN A$="IM 7mo"
3220 IF M=-7 THEN A$="IM 8vo"
3230 DISP USING "6A, X, A, .2X, A" ; A$, "!", "!"
3240 DISP USING 3140 ; "orden!", D3, R3, "!", -(10*LGT(R3/N1^2)) +K0, R3/N1^2
3250 DISP USING "8A, 12X, A" ; "IM por!", "!"
3260 IF D(4)>99 THEN R(4)=0 @ D(4)=99 @ K1=99
3270 DISP USING 3140 ; "Eco #1!", D(4), R(4), "!", K1, R(4)/N1
3280 DISP USING "8A, 12X, A" ; "IM por!", "!"
3290 IF K2=INF THEN 3330

```

```

3300 IF D(5)>99 THEN R(5)=0 @ D(5)=99 @ K2=99
3310 DISP USING 3140 ; "Eco #2 !",D(5),R(5),"! ",K2,R(5)/N1
3320 GOTO 3350
3330 DISP USING 3340 ; "Eco #2 !","INF",R(5),"! ","INF",R(5)/N1
3340 IMAGE @A, @A, @X, @D, @D, @X, @A, @X, @A, @X, @D, @D
3350 DISP USING "32A" ; "-----|-----|-----"
3360 DISP USING 3140 ; "TOTAL !",@D,@R,"! ",@H,@Q
3370 DISP USING "32A" ; "*****!*****!*****"
3380 DISP USING 3140 ; "Termic !",-T-10*LGT(N1)+K0,10^(T/10)*N1,"! ",-T+K0,10^(T/10)
3390 DISP USING "0A,12X,A" ; "Basico!","!"
3400 DISP USING 3140 ; "Interf.!",- (10*LGT(T2*N1))+K0,T2*N1,"! ",-(10*LGT(T2))+K0,T2
3410 DEF FNN(X)
3420 L1=10^(-(FNL1(X)/10))
3430 L2=10^(-(FNL2(X)/10))
3440 L3=10^(-(FNL3(X)/10))
3450 L4=10^(-(FNL4(X)/10))
3460 L5=10^(-(FNL5(X)/10))
3470 IF K=1 THEN L5=0
3480 L0=- (10*LGT(L1+L2+L3+L4+L5))
3490 FNN=L0
3500 FN END
3510 PEN 1
3520 MOVE -10,FNN(-10)
3530 X=-10
3540 DRAW X,FNN(X)
3550 X=X+.5
3560 IF FNN(X)>=30 THEN 3540 ELSE 3570
3570 DISP "Continuara con el analisis de otra curva NPR, SI o NO?"
3580 INPUT A$
3590 IF A$="SI" THEN 120
3600 PURGE "FREDATA.ED"
3610 PURGE "ECODATA.ED"
3620 END

```

Conclusiones.

Introducción.

Las más importantes conclusiones que se han derivado del presente trabajo han resultado del esfuerzo realizado en el desarrollo del programa en lenguaje BASIC - que analiza la curva NPR.

Ella ha puesto en relieve la importancia que tiene la precisión de las mediciones. Pequeños errores en estas, pueden conducir a resultados muy diferentes de lo real.

Otro aspecto importante que se ha puesto de manifiesto es el hecho que la totalidad de la curva NPR puede ser "predicha" su forma, con tal solo el conocimiento de algunos puntos claves de la misma.

Cabe una vez más, mencionar el hecho de que la prueba del ruido blanco, originalmente ideado para evaluar el ruido total del sistema de transmisión, se ha con

vertido en una herramienta de mucho valor para la identificación y medición de los diferentes tipos de ruido introducidos a la señal durante su transmisión, como consecuencia del estudio de la naturaleza y forma de la curva NPR, al variar los niveles de carga de ruido aplicado al sistema.

CONCLUSIONES

Desde sus inicios como un experimento de laboratorio rudimentario hace más de tres décadas atrás, el uso de la curva NPR para resolver difíciles problemas de ruido en los sistemas de microondas, ha ganado aceptación como un procedimiento eficiente en la detección y corrección de los problemas de ruido.

La evaluación de la performance respecto al ruido de los sistemas de transmisión multicanal mediante la carga, en el punto de la banda base, con un ruido blanco que simula al tráfico telefónico, fue demostrada por vez primera en 1955. Desde aquella época, la práctica de probar con el ruido blanco ha sido universalmente aceptada como una herramienta indispensable en la investigación, desarrollo, producción, instalación de los sistemas FDM multicanal.

Aunque este trabajo ha sido principalmente orientado al análisis de ruido de los sistemas de microondas que transmiten tráfico telefónico, también puede ser aplicado a los sistemas de radio FM que transmiten video o datos.

Esta prueba permite identificar los siguientes con -
tribuyentes al ruido total y también algunos de los mecanis -
mos causantes del ruido.

- 1) Contribuyentes al ruido de reposo CAUSAS
- Internos
- a) Ruido térmico: Factor de ruido, nivel
de entrada de RF, des -
viación de frecuencia -
del modulador
- b) Ruido Básico o
Intrínstico : Ruido de los componen -
tes, ruido de las fuen -
tes de poder
- Extêrnos
- a) Interferencia: Entre canales de RF y -
circuitos de FI
- b) Interferencia
directa : En los circuitos de ban -
da base
- c) Interferencia
por conver -
sión : Productos espurios 2A-B
producidos en los ali -
mentadores
- 2) Contribuyentes al ruido de intermodulación
- Intêrnos a) Pendiente de

	la linealidad	:	Respuesta inclinada del par modulador-demodulador
	b) Fuerte recortamiento	:	Sobrecarga de amplitud de los amplificadores
	c) Truncación del espectro	:	Discriminador, filtro de RF
	d) Pendiente del retardo de grupo	:	Flanqueo en los <u>fil</u> tros
	e) Retardo de grupo parabólico	:	
	f) Pendiente de la ganancia diferencial	:	Sobrecarga de pre- <u>am</u> plificadores
	g) Parpadeo de la linealidad o retardo de grupo	:	
<u>Externos</u>	a) Distorsión por eco	:	En los alimentadores
	b) Retardo diferencial	:	Producción de modos

en los alimentadores

c) Intermodulación por trayectoria

d) Inclínación de retardo de grupo: Ecos muy cortos

- 3) Contribuciones de ruido de reposo y de intermodulación de sistemas multisalto.
- 4) Ajuste inapropiado de la desviación del transmisor

Lo más importante de esta prueba es que, la amplitud de la mayoría de estos contribuyentes puede ser separado del ruido total medido, identificado y luego comparado con los niveles asignados por el ingeniero de sistemas de microondas.

Aunque la curva NPR, siempre revelará la presencia de distorsión por eco, no puede medir con exactitud la distancia del punto de reflexión o el tiempo de retardo (período de la ondulación) tal como lo hace un analizador de enlaces de microondas, ni tampoco puede identificar ciertos tipos de conversión de modos espurios, tal como lo hace un reflectómetro. No obstante, puede separar la distorsión por eco de las distorsiones del equipo de radio y revela si es generado en el sistema de alimentadores o en la trayectoria de propagación.

Además da la siguiente información:

- a) Tiempo de retardo aproximado del eco
- b) Nivel exacto de la distorsión por eco
- c) Amplitud del eco o coeficiente de reflexión
- d) El número de ecos (algunas veces)

Al principio esta prueba puede aparentar ser complicada y tediosa. Una vez que el investigador ha ganado experiencia en el uso eficiente de esta valiosa herramienta dará como resultado dos importantes hechos:

- a) El tiempo de prueba disminuirá, minimizando la principal deficiencia de esta prueba - el requerimiento de dejar fuera de servicio el sistema durante las pruebas.
- b) Incrementará la aceptación y el uso continuado de la curva NPR aún en los procedimientos de pruebas más rutinarios lo cual, mejorará la confiabilidad, y mantenibilidad de un sistema de comunicaciones-multicanal FDM.

Material de Referencia.

BIBLIOGRAFIA.

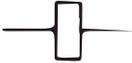
APENDICE.

BIBLIOGRAFIA.

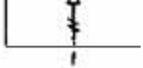
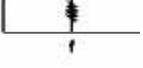
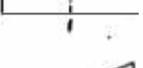
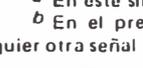
- 1.- Holbroock, B.D. and J.T. Dixon "Load Rating Theoru for Multi - Channel Amplifier", Bell System Tech. J., vol 18 (Oct. 1939), pp. 624-644
- 2.- Recomendación del CCITT G.223, G.228, Vol III, UIT, 1980
- 3.- Recomendación del CCIR 399-3, vol IX, UIT, 1982
- 4.- BENNETT, W.R., "Cross Modulation Requirements on Multi-Channel Amplifiers Below Overload," Bell System Tech. - J. vol 19 (Oct. 1940), pp 1999 - 2012.
- 5.- Subrizi, V. "Aspuch Survey on Telephone Message Circuts", Bell Laboratories Record, vol. 31 (Aug. 1953), pp. 292-295.
- 6.- "List Of Definitions Ofessential Telecommunication Terms", segunda impresión - 1961, UIT.
- 7.- "Transmission Systems for Communication". Bell Tele - phon Laboratories, 1971
- 8.- "Buket Curves Part 1 Anexo 2", GTE Lenkurt Dumodulator (March/April - 1976)
- 9.- Garrison, G.J. "Intermodulation Distortion en Frequency División Multiplex FM System," a tutorial sumary, IEEE Trans. on Comm. Technics, April 1968, p. 289.
- 10.- Tant M. J. "The White Noise Book", White Crescent Press Limited, Luton,. Marconi Instruments Limited. July 1974

APENDICE 1

SÍMBOLOS GRÁFICOS MÁS UTILIZADOS

Símbolo	Descripción
	Equipo de modulación de canal (traslación de la banda de frecuencias vocales al grupo primario de base y viceversa)
	Equipo de modulación de grupo primario (traslación del grupo primario de base al grupo secundario de base y viceversa)
	Equipo de modulación de grupo secundario (traslación del grupo secundario de base al grupo terciario de base y viceversa)
	Equipo de modulación de grupo terciario (traslación del grupo terciario de base a la banda de frecuencias transmitida en línea y viceversa)
	Frecuencia portadora*
	Frecuencia portadora suprimida
	Frecuencia piloto
	Banda lateral directa
	Banda lateral invertida
	Banda lateral única y frecuencia portadora suprimida (ejemplo: transmisión de la banda lateral inferior)
	Dos señales piloto, de las que se transmite una u otra

SÍMBOLOS GRÁFICOS MÁS UTILIZADOS

Símbolo	Descripción
	Señal piloto de grupo primario
	Señal piloto de grupo secundario
	Señal piloto de grupo terciario
	Señal piloto de grupo cuaternario
	Señal adicional de medida, símbolo general
	Señal adicional de medida que se transmite o se mide a petición ^b
	Grupo primario en el que las frecuencias vocales están en el orden normal en los distintos canales telefónicos
	Grupo primario en el que las frecuencias vocales están invertidas en los distintos canales telefónicos
	Grupo secundario en el que las frecuencias vocales están en el orden normal en los distintos canales telefónicos
	Grupo secundario en el que las frecuencias vocales están invertidas en los distintos canales telefónicos
	Grupo terciario en el que las frecuencias vocales están en el orden normal en los distintos canales telefónicos
	Grupo terciario en el que las frecuencias vocales están invertidas en los distintos canales telefónicos
	Grupo cuaternario en el que las frecuencias vocales están en el orden normal en los distintos canales telefónicos
	Grupo cuaternario en el que las frecuencias vocales están invertidas en los distintos canales telefónicos

^a En este símbolo y en los siguientes, f , f_1 , f_2 designan las frecuencias.

^b En el presente Tomo III, este símbolo designa una señal adicional de medida de la lista preferida; para cualquier otra señal adicional de medida se ha empleado el símbolo general que precede.

APENDICE 2

LA DISTRIBUCIÓN BINOMIAL Y RELACION ENTRE LA CAPACIDAD NOMINAL DEL SISTEMA Y EL NUMERO DE CANALES ACTIVOS

2.1 La Distribución Binomial

Consideremos un experimento consistente en N pruebas y que p es la probabilidad de éxito de cualquier prueba.

El problema es encontrar la probabilidad de que exactamente n pruebas tengan éxito en N ensayos. Por ejemplo, consideremos que se tira una moneda N veces, y se desea encontrar la probabilidad de que n veces cara sea el resultado (y por lo tanto $N - n$ sellos).

Supongamos una serie de ensayos que tenga un número de caras igual a n sea:

$$C_1 S_1 C_2 C_3 S_2 C_4 S_3 C_5 C_6 \dots C_n S_{N-n} \quad (2-1)$$

La probabilidad de que ocurra esta serie particular es según el teorema de la multiplicación para eventos independientes.

$$p^n (1-p)^{N-n} \quad (2-2)$$

Cualquier otra serie como (2-1) que tenga n caras tendrá la misma probabilidad (2-2) de ocurrencia. El número total de posibles combinaciones es igual a la combinación de N estados tomados n en n , y esta dado por:

$$C_n^N = C_{(N-n)}^N = \frac{N!}{n! (N-n)!} \quad (2-3)$$

Por lo tanto, la probabilidad de ocurrencia de que n eventos sean cara en N ensayos esta dado por:

$$p_N(n) = C_n^N p^n (1-p)^{N-n} \quad (2-4)$$

la cual se le conoce como la distribución binomial, o la ley de distribución de Bernoulli. Note que la ecuación (2-4), es igual el n -ésimo término de la expansión binomial de $(p+q)^N$

$$(p+q)^N = \sum_{n=0}^N C_n^N p^n q^{N-n} = \sum_{n=0}^N p_N(n)$$

y puesto que, $q = 1 - p$, es obvio que $\sum_{n=0}^N p_N(n) = 1$

2.1.1 Valor medio de la distribución binomial (\bar{n})

El valor promedio esta dado por la suma

$$\bar{n} = \sum_{n=0}^N n p_N(n) = \sum_{n=0}^N \frac{n \cdot N!}{n! (N-n)!} p^n (1-p)^{N-n}$$

Puesto que el primer sumando es cero ($n=0$) se tiene

$$\bar{n} = Np \sum_{n=1}^N \frac{(N-1)!}{(n-1)! (N-n)!} p^{n-1} (1-p)^{N-n} =$$

$$Np \cdot \sum_{n=1}^N C_{n-1}^{N-1} p^{n-1} (1-p)^{(N-1)-(n-1)} =$$

$$Np \sum_{k=0}^N C_k^{N-1} p^k (1-p)^{(N-1)-k} = Np (p+1-p)^{N-1} = Np$$

2.1.2 La Desviación Estandar

El segundo momento de la distribución esta dado por (en relación al origen)

$$m_2 = \sum_{n=0}^N n^2 C_n^N p^n (1-p)^{N-n} = Npq + (Np)^2$$

donde $q = 1 - p$

El segundo momento en relación al valor medio es:

$$u_2 = m_2 - (m_1)^2 \quad \text{donde } m_1 = \bar{n} \quad \circ$$

$$u_2 = Npq + (Np)^2 - (Np)^2 = Npq$$

Luego de desviación estandar es

$$\sigma = \sqrt{Npq}$$

2.1.3 Distribución del Número de Canales Activos

Consideremos τ la probabilidad de que un canal dado sea activo en un momento dado durante la hora de mayor congestión. La probabilidad de que exactamente n canales sean activos simultáneamente de un total de N canales estará dado por la ecuación (2-4), puesto que los canales son independientes.

$$P_N(n) = \frac{N!}{n! (N-n)!} \tau^n (1-\tau)^{N-n}$$

No obstante, el caso de particular interés es la probabilidad acumulativa, donde n canales o menos están activos para el 99% del tiempo. Esto es, solamente en el 1% del tiempo el valor de n es excedido. La probabilidad acumulativa $P_N(n)$ de cualquier número de canales activos entre cero y n es:

$$P_N(n) = \sum_{n=0}^n \frac{N!}{n! (N-n)!} \tau^n (1-\tau)^{N-n}$$

En la tabla 3.1 se muestra el número de canales activos para varios valores de la esperanza de sobrecarga $E = 1 - P_N(n)$ y para los valores de N más comunes $\tau = 0.25$.

APENDICE 3

LA DISTRIBUCION GAUSSIANA O NORMAL

3.1 Función de Densidad de Probabilidad Gaussiana

La más importante de las funciones de probabilidad en el análisis estadístico aplicado a los sistemas de comunicación es la distribución gaussiana. La función de densidad de probabilidad (fdp) de una variable simple está dado por :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}}$$

y se muestra en las figuras A3-1 y A3-2.

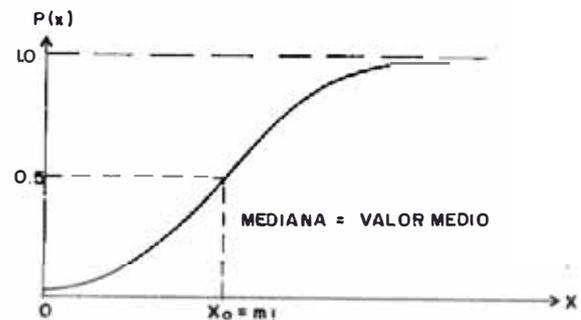
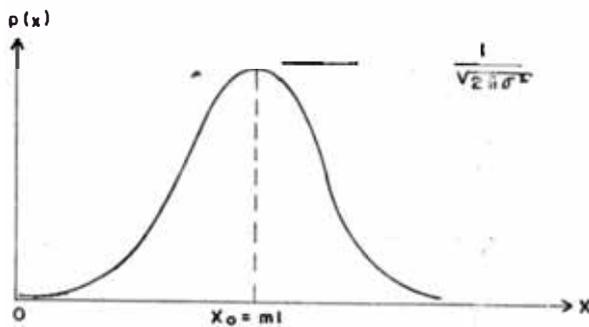


Fig. A3-1 Función de Densidad de Probabilidades

Fig. A3-2 Función de Distribución Acumulativa

La fdp gaussiana puede ser derivada de la distribución binomial $f_N(x)$ cuando $N \rightarrow \infty$. Si x es binomialmente distribuida se tiene:

$$f_N(x) = C_x^N p^x (1-p)^{N-x}$$

Si N es muy grande:

$$f_N(x) = \frac{1}{\sqrt{Np(1-p)}\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-Np)^2}{2Np(1-p)}}$$

En el límite $N \rightarrow \infty$ la variable x es continua, y

$$P_{(x)} \quad \lim f_N(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-x_0)^2}{2\sigma^2}}$$

donde $x_0 = Np$

$$\sigma^2 = Np(1-p)$$

Se puede demostrar las siguientes igualdades

1. $\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1$
2. Media = $m_1 = \int_{-\infty}^{\infty} xp(x) dx = x_0$
3. Cuadrado medio = $m_2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx = x_0^2 + \sigma^2$
4. Varianza = $u_2 = m_2 - m_1^2 = \sigma^2$
5. La función de distribución acumulativa

$$P_{(x)} = \int_{-\infty}^x p(x) dx = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{x-x_0}{\sigma\sqrt{2}} \right)$$

APENDICE 4

FORMULAS APROXIMADAS DE CONVERSION ENTRE NPR Y SNR

Partiendo de la fórmula conocida:

N = Número de canales de sistema

Δf = Ancho de banda de la banda base KHz

SNR = Relación señal a ruido

$$\text{SNR} = \text{NPR} + \text{BWR} - \text{NLR} \quad (4-1)$$

se puede derivar aproximaciones útiles según como sigue:

$$\text{Para } N > 240 \quad \text{NLR} = -15 + 10 \text{ Log } N \quad (4-2)$$

$$\begin{aligned} \text{y} \quad \text{BWR} &= 10 \text{Log} \frac{\Delta f}{3.1} = 10 \text{Log} \frac{N \times 4.13}{3.1} \\ &= 10 \text{Log } N + 1.3 \quad (\text{dentro de } \pm 0.2 \text{dB}) \end{aligned} \quad (4-3)$$

Reemplazando 4-3 y 4-2 en 4-1 se tiene

$$\text{SNR} = \text{NPR} + 16.3 \quad (\text{Sin ponderar}) \quad (4-4)$$

$$\text{Para } N < 240 \quad \text{NLR} = -1 + 4 \text{Log } N \quad (4-5)$$

$$\text{y} \quad \text{BWR} = 10 \text{Log} \frac{\Delta F}{3.1} = 10 \text{Log } N + 1.1 \quad (4-6)$$

Combinando 4-5 , 4-6 y 4-1 se tiene

$$\text{SNR} = \text{NPR} + 6 \text{Log } N + 2.1 \quad (\text{Sin ponderar}) \quad (4-7)$$

Sumando el factor de ponderación W se tiene

$$N > 240 \quad \text{SNR (ponderado)} = \text{NPR} + 16.3 + W \quad (4-8)$$

$$N = 240 \quad \text{SNR (ponderado)} = \text{NPR} + 6 \text{Log } N + 2.1 + W \quad (4-9)$$

ponderación profométrica	$W = 2.5 \text{ dB}$
ponderación c-message	$W = 1.5 \text{ dB}$
ponderación FlA	$W = 3.0 \text{ dB}$

APENDICE 5

FORMULAS DE CORRECCION PARA VALORES ALTOS DEL NPR

- NPR_s = NPR del dispositivo bajo prueba
 NPR_1 = NPR inherente del equipo de prueba
 NPR_{1-s} = NPR medido del dispositivo bajo prueba
 K = Factor de corrección
 P = Potencia de carga de ruido en la banda base
 N_1 = Ruido inherente del equipo de prueba
 N_s = Ruido de distorsión del dispositivo bajo prueba

Según la definición de NPR

$$NPR_s = 10 \text{ Log } \frac{P}{N_s} \quad (5-1)$$

$$NPR_1 = 10 \text{ Log } \frac{P}{N_1} \quad (5-2)$$

$$NPR_{1+s} = 10 \text{ Log } \frac{P}{N_1 + N_s} \quad (5-3)$$

el factor de corrección se define como

$$NPR_s = NPR_{1+s} + 10 \text{ Log } K \quad (5-4)$$

$$\text{Despejando } K \text{ se tiene } K = \frac{P}{N_s} \times \frac{N_1 + N_s}{P} = 1 + \frac{N_1}{N_s} \quad (5-5)$$

$$NPR_1 - NPR_{1+s} = 10 \text{ Log } \frac{N_1 + N_s}{N_1} = 10 \text{ Log } \left(1 + \frac{N_s}{N_1} \right) \quad (5-6)$$

Según la ecuación (5-5) $K-1 = \frac{N_1}{N_s}$ o $\frac{1}{K-1}$

$$\frac{1}{K-1} + 1 = 1 + \frac{N_s}{N_1} = \frac{K}{K-1} \quad (5-7)$$

Combinando (5-7) y (5-6)

$$\text{NPR}_1 - \text{NPR}_{1+s} = 10 \text{Log} \left(\frac{K}{K-1} \right) = D$$

Despejando $10 \text{Log} K$ se tiene

$$10 \text{Log} K = - 10 \text{Log} \left(1 - 10^{-\frac{D}{10}} \right) \quad (5-8)$$

La fig. 4.17 representa la gráfica de la ecuación (5-8).