

INGENIERIA DE TRANSMISION

**(SISTEMA DE MODULACION POR
IMPULSOS CODIFICADOS)**

**JAPAN INTERNATIONAL COOPERATION AGENCY.
ESCUELA NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES, MEXICO.**

1984年5月15日 国際協力事業団 入金

国際協力事業団		
受入 月日	'84. 5. 15	000
登録No.	04551	64.7
		TAF

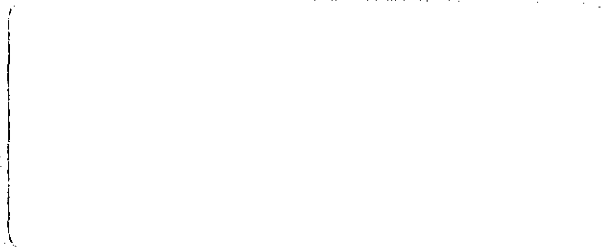
5/15/84
TAF

JICA LIBRARY



1051590[6]

EXPLICACION GENERAL DE LA MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS



CONTENIDOS

1.	Explicación general de la modulación por impulsos codificados (PCM).	P-1- 1
1.1	Principio de PCM.	P-1- 1
1.2	Teorema de muestreo	P-1- 2
1.3	Ruido de cuantificación y compresión-expansión	P-1- 4
1.4	Código.	P-1- 6
2.	Múltiplex por división de tiempo (TDM).	P-1- 8
2.1	Principio de TDM	P-1- 8
2.2	Sincronización de trama	P-1-10
2.3	Repetición regenerativa.	P-1-11
2.4	Relleno de impulsos	P-1-13

1. Explicación general de la modulación por impulsos codificados (PCM)

1.1 Principio de PCM

La modulación por impulsos codificados es una conversión de análogo a digital, que traslada el valor de amplitud de una señal de entrada ensayada a un código de impulso digital que representa el valor de amplitud. La demodulación sigue el proceso inverso al anterior. Por esto, el proceso de modulación y demodulación del sistema PCM se llama codificación y decodificación, respectivamente.

El principio de PCM se puede explicar por la siguiente analogía personificada.

En el extremo de transmisión, la amplitud de la señal de entrada se mide periódicamente a una velocidad de muestreo adecuada por una operadora. Cada vez, tan pronto como la operadora mide un valor de amplitud instantáneo acciona una llave en el teclado transmisor de telex para enviar dicho valor al extremo distante. La relación entre los valores de amplitud y las letras del teclado está predeterminada.

En el extremo de recepción, otra operadora determina el valor de amplitud medido en el extremo de transmisión leyendo las letras impresas, cosa que se hace por el receptor de telex. Entonces la operadora envía un impulso que tiene la misma amplitud. De este modo, la amplitud de entrada del extremo de transmisión es reproducida a la salida del extremo de recepción. El equipo terminal de un sistema PCM ejecuta las operaciones arriba mencionadas de un modo automático mediante circuitos electrónicos.

Este proceso complicado de modulación (conversión análogo-digital) se adopta para introducir las grandes ventajas inherentes a los sistemas de transmisión digital a la transmisión de señal análoga. Aunque las señales de entrada y salida son de forma análoga, la señal sobre una línea de transmisión de PCM es una serie de códigos de impulsos digitales. Por esto, un sistema de PCM se puede considerar como un sistema digital, en lo que concierne a la línea de transmisión. Según esto, el sistema de PCM posee las considerables ventajas inherentes al sistema digital, tales como alta resistencia al ruido y a la diafonía en la línea de transmisión y el uso de repetidoras regenerativas para evitar el efecto acumulativo de disturbios.

1.2 Teorema de muestreo

Si la frecuencia de muestreo de un sistema TDM no es suficientemente alta, comparada con las frecuencias incluidas en la señal de entrada, es obvio que la información contenida en la señal de entrada, o la forma de onda de entrada, no puede ser completamente restaurada en el extremo de recepción. Por otra parte, el uso de una frecuencia alta de muestreo innecesaria causaría desventajas técnicas y económicas. La frecuencia inferior de muestreo, que no causa inconvenientes en la calidad de transmisión se da por el "teorema de muestreo". Según este teorema, se puede afirmar: "si la señal de origen tiene una frecuencia de límite superior (f_0) en su espectro, la señal de origen se puede restablecer completamente desde una serie de muestras tomadas de la señal de origen, con tal que estas muestras sean tomadas a una proporción de muestreo de más de $2 f_0$ ". Por consiguiente, la frecuencia (f) de muestreo de 8 kHz es típica para los sistemas de transmisión telefónica ordinaria.

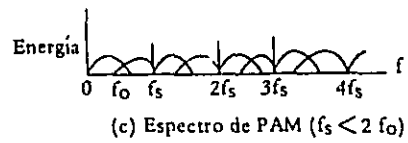
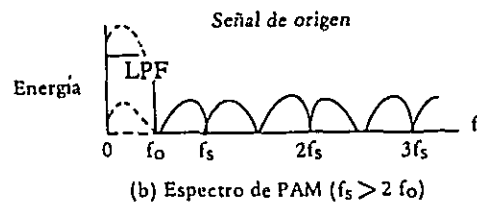
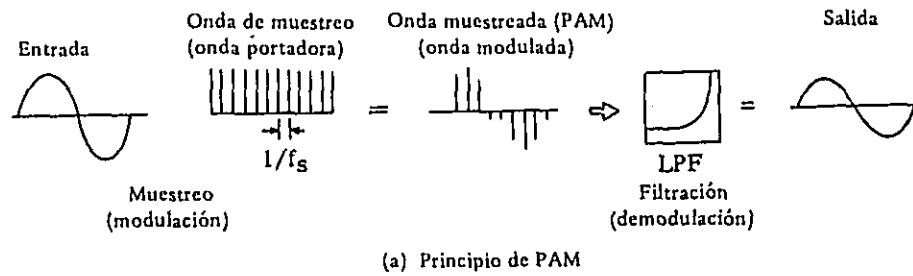
Dado que se puede encontrar una prueba matemática del teorema en cualquier libro de texto que trate sobre la teoría de información, a continuación solamente se da una explicación física concisa.

Como se ve en la Figura 1.1. (a), el muestreo de la señal de entrada con un intervalo de muestreo de $1/f_s$ equivale a modular la entrada mediante una onda portadora impulsiva que tiene una frecuencia fundamental de f_s . Inmediatamente se verá que la señal de entrada puede quedar restablecida extrayendo la variación del nivel promedio de la onda muestreada mediante un filtro paso bajo. Sin embargo, esto no es verdadero si la frecuencia de muestreo f_s es menor que dos veces la frecuencia límite superior f_0 de la señal de entrada.

El espectro de frecuencia de la onda de muestra, o la onda modulada, comprende las bandas laterales a d.c. y los múltiplos integrales de la frecuencia de muestreo f_s , porque la onda impulsiva de muestreo, o la onda portadora de modulación, comprende d.c. y múltiplos integrales de f_s .

Si la frecuencia de muestreo f_s es más de dos veces la frecuencia límite superior f_0 , la banda lateral correspondiente a la señal de origen puede ser extraída completamente del espectro mediante un filtro paso bajo, como se muestra en la Figura 1.1. (b). Por el contrario, si f_s es menos de $2 f_0$, la señal de origen no puede ser extraída sin distorsión debido a la superposición de bandas laterales, como aparece en la Figura 1.1. (c).

Figura 1.1 Teorema de muestreo



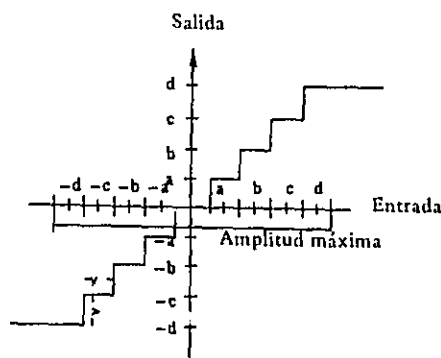
1.3 Ruido de cuantificación y compresión-expansión

Aunque hay un límite para la amplitud de entrada a ser transmitida, las amplitudes de entrada muestreadas pueden tener un número infinito de valores, dado que la señal de entrada es una cantidad que varía continuamente.

Sin embargo, el número de códigos de impulso a usar para representar los valores de amplitud es finito, dado que los códigos están compuestos de un número finito de dígitos (n) usando un número finito de estados (m). Por ejemplo, un máximo de 128 códigos (2^7) están disponibles con un grupo de código de 7-dígitos que se compone de presencia y ausencia de impulsos.

Por consiguiente, en la conversión de análogo a digital, es necesario dividir la gama máxima de amplitud en muchas secciones pequeñas y asignar un código a cada sección. Con este método resulta posible el representar un número infinito de valores por un número finito de códigos, aunque ello implica error debido a la aproximación. Esto es equivalente a “redondeado” (“rounding off”) en cómputo numérico usual y se llama “cuantificación”. Aunque la operación de cuantificación se lleva a cabo usualmente en un circuito de codificador, y así no es necesario un circuito separado para dicha operación, la característica de cuantificación se puede expresar mediante una curva en forma de escalera, como se muestra en la Figura 1.2.

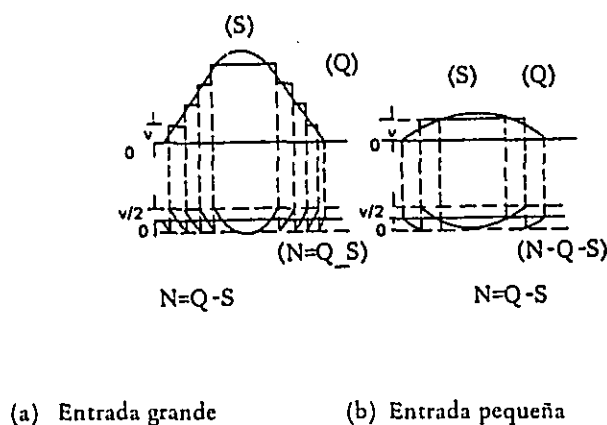
Figura 1.2 Característica de cuantificación uniforme



Como se ha explicado anteriormente, la cuantificación es inevitable en la conversión de análogo a digital y va acompañada con un error inherente. Una forma de onda cuantificada y su forma de onda análoga original se muestran en la Figura 1.3. La diferencia entre estas dos ondas es un error que resulta de la cuantificación, y se llama "ruido de cuantificación". Se puede afirmar que el ruido de cuantificación se añade a la onda original por cuantificación.

Es fácil comprender que el valor de cresta-a-cresta del ruido de cuantificación es igual al tamaño del paso de cuantificación (V), o sea, la gama de amplitud a ser representada por un cierto código. Por consiguiente, si el paso de cuantificación es uniforme sobre la gama máxima de amplitud, la proporción de señal a ruido de cuantificación disminuye a medida que disminuye el nivel de entrada. (Vea la Figura 1.3). Para obtener una relación de señal a ruido de cuantificación aproximadamente constante, sobre una gama amplia de entrada, el total de la gama se convierte en un aumento innecesario en el número de códigos.

Figura 1.3 Señal cuantificada y ruido cuantificado



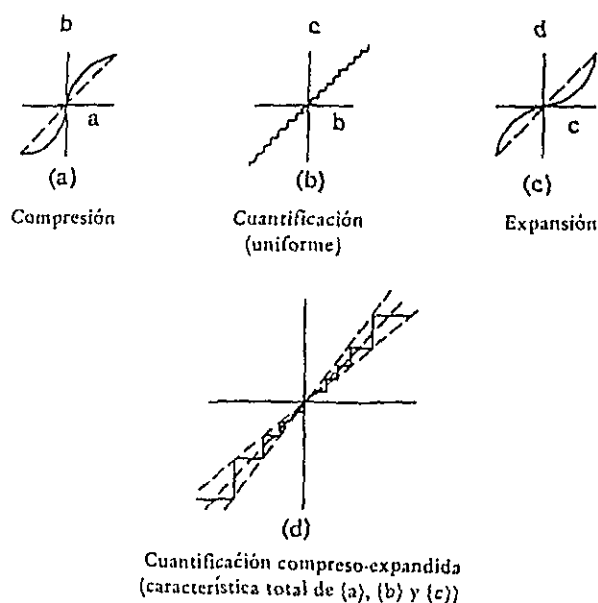
S: señal de origen
 Q: señal cuantificada
 N: ruido de cuantificación

Semejante cuantificación no uniforme puede quedar efectiva usando ya sea un codificador no lineal o un compresor-expansor instantáneo más un codificador lineal. En la Figura 1.4 se muestra un método para obtener una característica de cuantificación no uniforme mediante el compresor-expansor. En primer lugar, la entrada es expulsada a un compresor que amplifica los niveles inferiores y comprime los niveles superiores. Entonces su salida es cuantificada

en un codificador lineal que tiene una característica de cuantificación uniforme. En el terminal de recepción se provee un expansor que tiene una característica inversa al compresor para restaurar la linealidad total. Combinando las tres características que se dan en la Figura 1.4 (a), (b), y (c) se puede lograr la característica de cuantificación no-uniforme que aparece en la Figura 1.4 (d).

Esta clase de características se necesitan para el sistema de PCM que opera con señales de entrada que tienen una gama dinámica amplia, tales como las señales de conversación.

Figura 1.4 Característica de cuantificación compreso-expandida



1.4 Código

Para PCM se puede usar una variedad de grupos de código que tienen características individuales. La más popular es un código binario en el cual cada dígito tiene la oportunidad de elección de dos estados posibles, por ejemplo, "presencia" y "ausencia" de impulso. En general se prefieren los códigos de 2-estados a los códigos de estado múltiple. Porque el primero es más sencillo para crear y más resistente a disturbios.

El aumento del número de estados provoca una disminución en la resistencia a disturbios, porque reduce la distinción entre dos estados adyacentes. Un sistema PAM, que es un sistema análogo, se puede considerar como un caso extremo de un sistema PCM en el cual se usa un grupo de código

de 1-dígito que tiene un número infinito de estados. De aquí que, en un sistema PAM, se pierden todas las ventajas inherentes a los sistemas de transmisión digital.

El número de códigos disponible es 2^n con un grupo de código binario de n -dígitos. Por consiguiente, el aumento en el número de dígitos da por resultado una disminución en el ruido de cuantificación, mientras que aumenta la velocidad de bitios y la banda de frecuencia necesaria para la transmisión. Según esto, la oportunidad de opción de n depende de varios factores, tales como el límite permisible para ruido de cuantificación, las características de estadística de la señal de entrada y la forma de la curva de compresión-expansión.

Como ya se ha descrito en la sección 1.3, se ha hallado que 7 dígitos con compresión-expansión apropiada serán opcionales para el sistema de PCM que opera con señales de conversación telefónica de frecuencia de voz. En este caso, están a disposición 128 códigos (2^7) para representar el nivel cuantificado de muestras de entrada.

No existe restricción esencial al asignar los 128 códigos a etapas de cuantificación, excepto para la correspondencia de uno-a-uno entre códigos y etapas. En otras palabras, se pueden asignar 128 códigos a etapas de cuantificación en un orden casual. Sin embargo, en la práctica, se adoptan algunas reglas para la asignación de códigos, principalmente para simplificar el codificador. Por otra parte, se requieren 128 memorias de 7-dígitos para la codificación. Según la regla adoptada, existen tres grupos típicos de código que se describen a continuación:

(a) Código binario ordinario

Puesto que "1" denota la presencia de impulso y "0" la ausencia de impulso, los 128 códigos binarios representan los números binarios desde 0 hasta 127. En el grupo de código binario ordinario, un código que representa un número binario x se asigna a la etapa de cuantificación $(x + 1)$ ésimo. Por consiguiente, el nivel inferior y superior de la gama de amplitud de entrada se representa por 0000000 y 1111111, respectivamente, y el centro de la gama de entrada (línea cero) se representa por 0111111 (63) ó 1000000 (64).

(b) Código binario simétrico

En este grupo de código, el primer dígito indica la polaridad de la señal de entrada muestreada, por ejemplo, "1" denota la polaridad positiva y "0" la negativa. En otras palabras, el primer dígito muestra si la etapa de cuantificación a ser codificada está o no sobre el centro de la

gama de entrada. Los restantes dígitos representan el número de etapa de cuantificación, numerados desde el centro a los niveles superior e inferior. Por consiguiente, los niveles superior e inferior son 0111111 y 1111111, respectivamente, y el centro es 0000000 ó 1000000.

(c) Código de Gray (código binario reflejado)

En este grupo de código los códigos se asignan de tal manera que la diferencia entre dos códigos que representan dos etapas adyacentes, acontece solamente en un dígito. Este grupo de códigos se usa para reducir la posibilidad de errores en algunos tipos de codificadores.

2. Múltiplex por división de tiempo (TDM)

2.1 Principio de TDM

El uso de múltiplex de una línea de transmisión es factible por dos métodos, a saber, múltiplex por división de frecuencia (FDM) y múltiplex por división de tiempo (TDM). El primero se ha usado ampliamente en las redes de telecomunicaciones comerciales durante más de treinta años, mientras que el segundo ha sido implementado en los últimos años para transmisiones telefónicas. Al presente, solamente dos sistemas telefónicos de TDM están en uso práctico en todo el mundo. Estos son el sistema de corrientes portadoras de Tipo T-1 de AT & T y el sistema PCM-24 de la NTT, ambos sistemas emplean la modulación por impulsos codificados. Sin embargo, sistemas similares prevalecerán en otros países en un futuro no lejano.

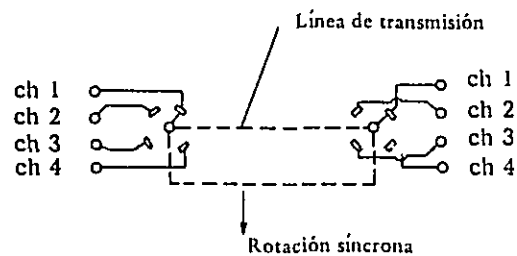
En un sistema de FDM, la banda de frecuencia de transmisión se divide en muchas secciones iguales mediante filtro pasa banda y cada sección se asigna a un canal. En contraste con esto, en un sistema de TDM el "tiempo" se divide en muchas secciones iguales y cada sección es asignada a un canal. En otras palabras, la línea de transmisión de un sistema TDM se usa en común con muchos canales aplicándolo a cada canal por turno.

En la Figura 1.5 (a), en la que se ilustra el principio del sistema TDM, una línea de transmisión se usa para cuatro canales por turno mediante dos conmutadores rotatorios sincrónicamente que se proveen en cada terminal de la línea. En la práctica, estos conmutadores no rotan mecánicamente sino que son conmutadores a semiconductor, o puertas. La puerta en el terminal de transmisión se llama puerta de multiplexión, mientras que el del terminal de recepción se llama puerta de demultiplexión. Un sistema de TDM consta de estas puertas y del dispositivo de sincróni-

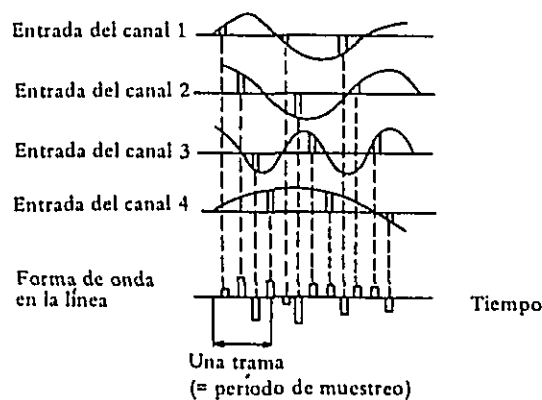
zación que mantiene la acción de ambas puertas en sincronización correcta. Además, se provee un filtro de paso bajo en el extremo de recepción de cada canal para restaurar la señal de origen que varía continuamente desde la salida discreta de la puerta de demultiplexión.

La forma de onda a la salida de la puerta de multiplexión es tal como se muestra en la parte inferior de la figura 1.5 (b). En un canal particular, su señal de entrada es discretamente transmitida en el instante asignado al canal. En otras palabras, la amplitud de la entrada es muestreada y transmitida periódicamente en un cierto instante en cada intervalo. Durante este intervalo, un juego de muestras que consta de una muestra desde cada canal es transmitido a la línea. Dicho juego se llama "trama" y el inverso de dicho intervalo se llama frecuencia de muestreo o velocidad de muestreo.

Figura 1.5 Principio de múltiplex por división de tiempo



(a) Modelo del sistema de TDM



(b) Forma de onda en la línea de TDM

2.2 Sincronización de trama

En un sistema de TDM la sincronización correcta se deberá mantener entre las puertas de multiplexión y de demultiplexión. Para este fin la información de tramado se debe transmitir desde el terminal de transmisión al terminal de recepción. Esto se hace usualmente poniendo un modelo especial de impulso al principio o al fin de una trama. Este modelo se usa para informar al terminal de recepción el principio de una trama. Por consiguiente, el modelo de tramado debe ser suficientemente peculiar de modo que nunca más se presente un modelo idéntico en otra parte del tren de impulsos.

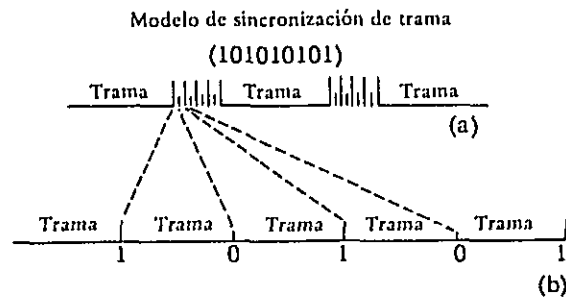
En un sistema de TDM-PCM, los impulsos que difieren en altura o anchura de otros impulsos no se usan para impulsos de tramado para hacer posible la repetición de regeneración. Por consiguiente, el modelo de impulso de tramado que se usa en el sistema de TDM-PCM debe ser una combinación específica de presencia y ausencia de impulsos ordinarios.

Hay dos métodos de insertar un modelo de tramado, como se muestra en la Figura 1.6. En la Figura 1.6 (a), el modelo de tramado, por ejemplo, la alternación de "1" y "0" que comprende varios dígitos, se inserta entre dos tramas adyacentes, mientras que en la Figura 1.6 (b), el mismo modelo de tramado es desintegrado en dígitos separados que son distribuidos sobre varias tramas.

El primer método requiere más dígitos de tramado por trama que el segundo. Sin embargo, el sistema de retransmisión con un tiempo de recuperación más corto se puede realizar mediante el método primero, porque el terminal de recepción puede capturar la posición correcta de principio de trama tan pronto como ha recibido un modelo completo de tramado de varios dígitos. Por otra parte, el segundo método requiere un tiempo de recuperación de tramado más largo que el primero, porque la búsqueda de dígitos de tramado correcto se debe hacer sucesivamente con muchos intervalos de tiempo en general hasta que se halle, y el tiempo necesario para la identificación del modelo de tramado correcto a un cierto intervalo de tiempo es desde uno a varios períodos de trama.

Por consiguiente, el último método se usa principalmente para sistemas en las líneas de transmisión bastante estables, por ejemplo, en los sistemas de transmisión por cable mientras que el primer método es apropiado, por ejemplo, para enlaces de relevadores radioeléctricos que son susceptibles de ser perturbados por desvanecimiento.

Figura 1.6 Modelo de impulso de sincronización de trama



2.3 Repetición regenerativa

Una de las grandes ventajas que tiene el sistema de transmisión digital es que la señal de origen puede ser restaurada en un punto de repetición en la línea, eliminando el ruido, la diafonía y la distorsión de la señal recibida mediante un repetidor regenerativo. Por consiguiente la transmisión sobre cualquier distancia es factible sin ninguna clase de impedimento, si la repetición regenerativa es posible.

La repetición regenerativa es imposible en una línea de transmisión análoga, porque en un punto de repetición, es imposible distinguir y eliminar de la señal recibida las perturbaciones. Por el contrario, con un sistema PCM, la repetición regenerativa completa es sustancialmente factible, aunque no es exactamente completa.

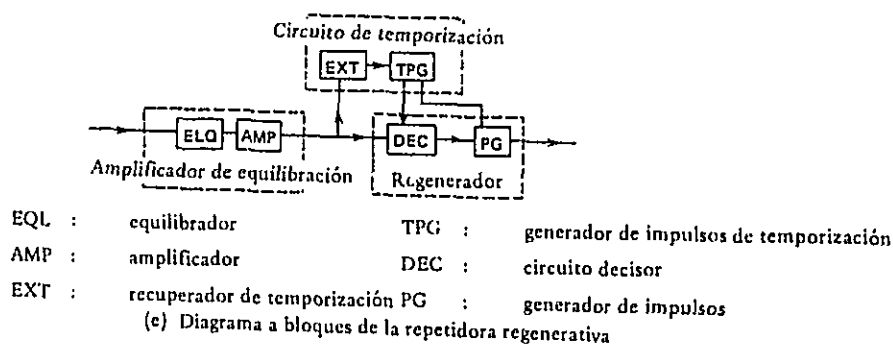
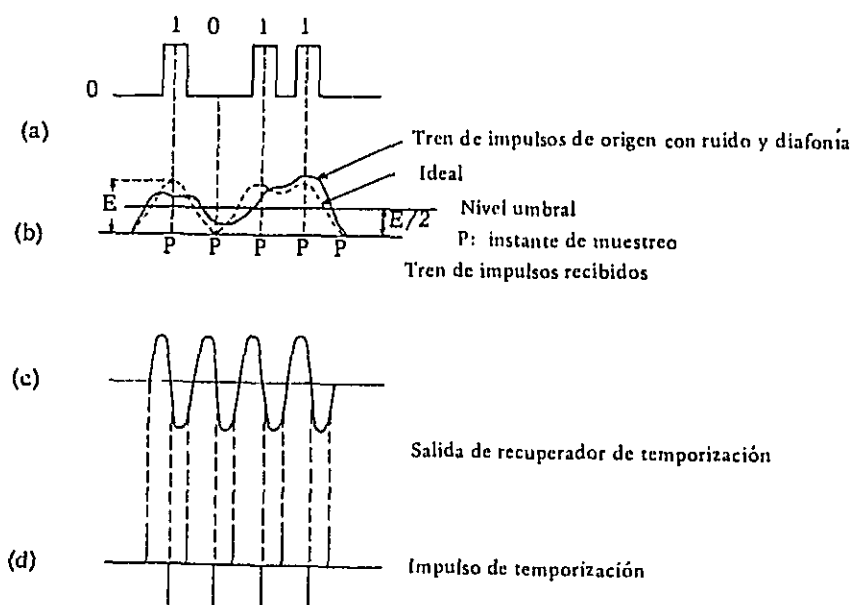
En la transmisión de PCM, la información se crea solamente por el hecho de que un impulso está "presente" o "ausente" en un instante dado. Por esta razón, la información no quedará perjudicada por la deformación de impulso debida a ruido, diafonía y distorsión, en tanto que tal perturbación no sea tan fuerte como para confundir la distinción entre "presencia" y "ausencia" del impulso. Una vez decidida la "presencia" y "ausencia" correctamente en un punto de repetición, el tren de impulsos de origen puede ser fácilmente regenerado mediante el generador de impulsos.

La decisión se toma comparando la amplitud de la señal recibida con el nivel de

referencia (o nivel umbral) que es ajustada a la mitad de la cresta del impulso de la señal recibida. (Vea la Figura 1.7). La comparación se debe hacer en el instante en el que una cresta de impulso aparece sin ninguna perturbación. Este instante se denomina "instante de decisión" o "instante de muestreo".

Por lo dicho anteriormente se puede comprender que la repetición regenerativa completa se hace posible insertando un repetidor regenerativo en un punto en el que la cresta de perturbación total no excede la mitad del nivel de cresta del tren de impulso recibido. En otras palabras, la relación de señal-cresta a ruido-cresta de 6 dB por cada sección de repetidora permite que la transmisión se haga sin daños. En esta figura se indica que los sistemas PCM tienen gran ventaja sobre los sistemas análogos convencionales.

Figura 1.7 Repetición regenerativa



2.4 Relleno de impulsos

Con el fin de multiplexar varias señales de PCM, los chorros de impulsos desde diferentes sistemas PCM tienen que ser direccionados a partes separadas. Generalmente, las señales PCM que han de ser multiplexadas pueden ser plesiócronicas. Esto es, sus frecuencias de reloj están nominalmente a la misma proporción, pero varían dentro de los límites especificados. Por ejemplo, la frecuencia de reloj del sistema PCM-24 es permisible dentro de una gama de ± 100 ppm, incluyendo las variaciones debidas al desgaste por envejecimiento y cambios de temperatura ambiente.

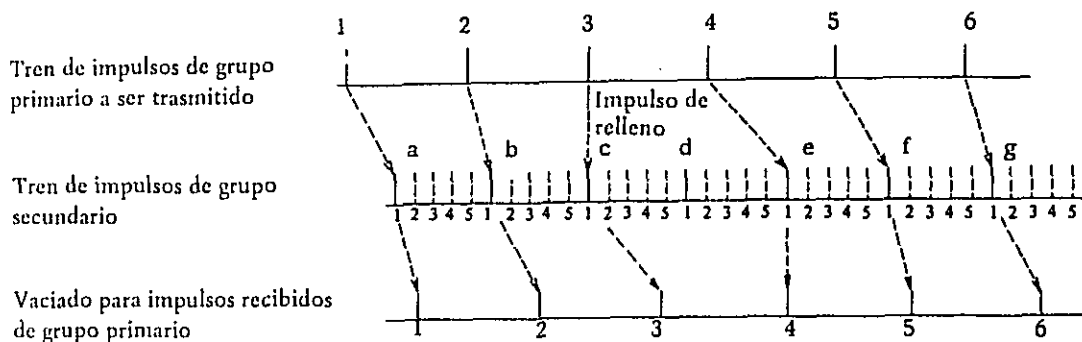
Para la multiplexión de tales señales PCM, se pueden considerar dos métodos. Uno es el uso de memorias tampón que almacena las señales de entrada de PCM para ser leídas a una frecuencia relacionada con una frecuencia más alta de reloj de grupo. En este método, el número de memorias tampón depende de los límites de variación y de la estabilidad del reloj del sistema de entrada PCM, y la omisión o la inserción de una trama en las señales PCM de entrada es sistemáticamente inevitable en el proceso de multiplexión. Para el sistema PCM-24, un estudio pone de manifiesto que para un número razonable de memorias de amortiguador se requiere una estabilidad de reloj sumamente alta, de 10^{-13} , o que un número engrosado de memorias se debe proveer en el multiplexor cuando se usa un reloj convencional.

El otro es el método de relleno de impulsos. El principio de relleno de impulsos viene ilustrado en la Figura 1.8. En la Figura 1.8 (a) aparece un chorro de impulsos de un sistema PCM primario con débito.

En este método, el débito (f_s) de un sistema PCM secundario deberá ser ligeramente más alto ($m \cdot f_p$), donde m es el número de sistemas de grupo primario a multiplexar. En el caso de intercalar "t-wise", el chorro de bitios de un grupo secundario se asigna a cada quinto impulso de grupo primario de espacio de tiempo. (Vea la Figura 1.8). Cuando un impulso de grupo primario llega antes del espacio de tiempo designado del grupo secundario, el impulso de entrada se puede transferir con retraso al chorro de impulsos de grupo secundario. Por ejemplo, los impulsos de 1, 2 y 3 de la Figura 1.8 (a) se pueden colocar en los espacios de tiempo a, b y c. Sin embargo, el impulso 4 de la Figura 1.8 (a) es demasiado tarde para ser transmitido al espacio de tiempo d que pudiera ser asignado al impulso 1 para una transferencia sucesiva. Entonces el impulso 4 es transferido al espacio de tiempo c del grupo secundario. Consiguientemente, los espacios de tiempo asignados al grupo primario tienen que incluir ocasionalmente impulsos de relleno como el d, el cual no lleva información de sistema primario. Al final de la recepción, los impulsos en los espacios de tiempo asignado, excepto para los impulsos de relleno, están reajustados de tal manera que se hace

una réplica del tren de impulsos de entrada de origen, como se indica en la Figura 1.8 (c). En este reajuste o redistribución, un impulso de relleno es vaciado mediante la información de asignación de relleno de impulso desde el multiplexor al final de la emisión.

Figura 1.8 Principio del relleno de impulso



Este método se destaca por las siguientes características:

- (1) No ocurre ninguna omisión de señal de entrada PCM en la multiplexión y demultiplexión. Esta característica es apropiada esencialmente para la transmisión de datos en la red de PCM.
- (2) No se requiere ninguna restricción para la estructura de trama de los sistemas PCM de nivel inferior de entrada.
- (3) El equipo puede resultar práctico usando un reloj de estabilidad regular.
- (4) El efecto de supresión de fluctuación de fase se incluye necesariamente.

El relleno de impulso se puede lograr de varias maneras, según las combinaciones de (i) control de relleno, (ii) inserción de impulsos de asignación de relleno y (iii) relaciones entre la sincronización de impulsos de temporización e impulsos de asignación de relleno. Se puede proveer un circuito de control de relleno y un circuito de control de vaciado en común para cada señal PCM a ser multiplexada (control común), o se puede proveer individualmente para cada señal de entrada

PCM (control individual). El método de inserción de información de asignación de relleno, que indica si existe o no un impulso de relleno en los intervalos de tiempo especificados, puede ser clasificado de dos modos. Uno es el método de añadir impulsos de asignación de relleno a la señal PCM multiplexada (inserción común). El otro es el método por el que los impulsos de asignación de relleno son añadidos a las correspondientes señales PCM antes de la multiplexión (inserción individual).

En cualquier caso, los impulsos de asignación de relleno tienen que ser identificados en el demultiplexor al final de la recepción. Para este fin, el tramado de impulsos de asignación de relleno debe ser tenido en cuenta lo mismo que el tramado de los impulsos PCM multiplexados. La identificación de impulsos de asignación de relleno se puede lograr de tres maneras. La primera es el método en que los impulsos de asignación de relleno se lleva a cabo en un enlace de datos incluido en el tren de impulsos de salida del multiplexor, y la sincronización se realiza separadamente tanto para las señales de PCM como para la información de asignación de relleno. De hecho, la sincronización de trama del enlace se establece después de la de señales de PCM.

El segundo método es para usar impulsos de tramado de señales PCM que aparecen en el mismo intervalo que el de los impulsos de asignación de relleno. Como resultado, la combinación de impulsos de ramificación y los impulsos de asignación de relleno constituyen una supertrama. De esta manera, la sincronización de trama para señales PCM propiamente dan por resultado la sincronización de impulsos de asignación de relleno.

Además de los dos métodos arriba mencionados, resulta ser un método práctico el uso de impulsos de asignación de relleno para tramado de señales PCM.

P-2

SISTEMA PCM - 24

CONTENIDOS

1.	Sistema TDM – PCM de 24 canales para líneas troncales de corta distancia	P-2- 1
1.1	Historia breve del desarrollo	P-2- 1
1.2	Selección del sistema para líneas troncales de corta distancia	P-2- 3
1.3	Descripción general del sistema PCM – 24	P-2-11
1.4	Descripción de circuito del terminal de PCM – 24	P-2-26
2.	Ingeniería de la línea repetidora de sistema PCM – 24.	P-2-38
2.1	Introducción	P-2-38
2.2	Circuitos y comportamiento	P-2-38
2.3	Equipo repetidor.	P-2-44
2.4	Características en alta frecuencia de cable en par para frecuencia vocal.	P-2-45
2.5	Ingeniería de línea de repetidores	P-2-48
2.6	Diseño de línea de repetidores.	P-2-56

1. Sistema TDM-PCM de 24 canales para líneas troncales de corta distancia

1.1 Historia breve del desarrollo

El principio en que se funda la modulación de código de impulso fue inventado por A.H. Reeves hace unos treinta años. En un terminal de PCM, la señal de entrada análoga es muestreada a un cierto intervalo y los valores muestreados son traducidos a códigos digitales que, al igual que las señales de telex, incluyen la presencia y la ausencia de impulsos. Los códigos digitales recibidos son convertidos y traducidos a sus correspondientes valores en la terminal distante. De este modo, un sistema PCM puede ser considerado como sistema de transmisión digital el cual transmite información análoga en forma de código de impulso. Consiguientemente, un sistema PCM tiene una ventaja que es inherente a los sistemas de transmisión digital. Esto quiere decir que un sistema PCM es notablemente resistente a disturbios tales como ruidos, diafonía y distorsión. Y más aún, la acumulación de tales disturbios a lo largo de línea de transmisión se puede eliminar mediante el uso de repetidores regenerativos.

Si bien es verdad que tales ventajas han sido reconocidas desde que se inventó el sistema PCM, con todo, su aplicación práctica a redes de telecomunicaciones comerciales comenzó hace pocos años.

En la década de los 1940, existían dos clases de obstáculos que impedían la implementación del uso de los sistemas PCM comercialmente. Uno de dichos obstáculos era que el proceso de modulación complejo del PCM requería muchos tubos electrónicos, que en aquellos tiempos eran los únicos dispositivos disponibles para los circuitos de impulso, y ello suponía serias desventajas en el campo económico.

El otro obstáculo era que la técnica de circuitos lógicos no había madurado por completo para las altas frecuencias que se requieren para el PCM.

Sin embargo, esta situación comenzó a cambiar al ser inventados los transistores. La producción de transistores a gran escala originó una notable reducción en su costo, cosa que eliminó el mencionado obstáculo. Además, el progreso de la técnica de circuitos lógicos de alta velocidad, estimulado por el rápido desarrollo de computadores transistorizados, eliminó el obstáculo técnico.

En tales circunstancias, se comenzó en este país el desarrollo del sistema PCM comercial a fines de la década de 1950 por fabricantes y el laboratorio de NTT. A principios de la década 1960 aparecieron varios equipos prototipo.

Aunque el estudio de investigación se hizo en base de PCM de televisión y PCM telefónico de múltiples haces de líneas, el principal esfuerzo del desarrollo se concentró en la implementación de un sistema múltiplex telefónico económico aplicable a líneas troncales de muy corta distancia. La razón de esto fue que la expansión de los servicios telefónicos de discado de abonado a lo largo y ancho de la nación se extendió hasta las ciudades más pequeñas aumentando la demanda de líneas troncales interurbanas de corta y muy corta distancia.

Para satisfacer esta demanda, se desarrollaron sistemas de onda portadora de corta distancia muy económicos empleando la técnica de FDM-AM convencional y han estado en uso por más de diez años.

Aunque la longitud aplicable económica de sistemas de onda portadora de corta distancia ha sido acortada de 20 a 25 kilómetros en casos típicos, se ha previsto que la demanda en gran escala para líneas troncales más cortas dará por resultado un aumento en los gastos si es que hubiera que satisfacer esta demanda instalando más cables de voz.

Otro factor que requiere un sistema múltiplex económico aplicable a distancias más cortas ha sido la dificultad de aumentar líneas troncales de centrales locales en grandes ciudades debido a la congestión de conductos subterráneos, y restricciones impuestas a los trabajos de construcción por las carreteras de mucho tráfico.

Se ha hallado que para solventar el problema de la mencionada situación mediante un nuevo método, la longitud económica aplicable del nuevo sistema deberá ser más o menos la mitad de los sistemas de onda portadora de corta distancia convencional. Basándonos en la posibilidad técnica probada por los equipos del sistema PCM prototipo, un estudio completo del sistema total, incluyendo el estudio e investigación del mercado, se realizó en 1962 y 1963. El resultado de estudios e investigaciones fue que el PCM era el único sistema, eligible para este fin.

Fue entonces, precisamente en verano de 1963, cuando se estableció un esquema de desarrollo para un sistema PCM comercial, es decir, el sistema PCM-24 que describimos en este manual, y el diseño del prototipo final se terminó en la primavera de 1964, teniendo en cuenta

todas las posibles condiciones que se pueden imponer por las circunstancias actuales. La prueba final de campo se realizó en Tokio desde Diciembre de 1964 a Marzo de 1965. Antes de esto, se comenzó una larga prueba sobre la confiabilidad del sistema en Junio de 1964 en tres diferentes distritos, instalando un total de unos 100 regeneradores repetidores en las ya existentes plantas exteriores. Estas pruebas se hicieron para asegurar la alta confiabilidad requerida por la misma línea de repetidores del sistema. Dado que ambas pruebas resultaron ser plenamente satisfactorias, el diseño del sistema comercial se terminó en abril de 1965, después de hacer algunos menores cambios en el prototipo final.

El uso comercial del sistema PCM-24 comenzó en Septiembre de 1965 y se pusieron en práctica unos 35 sistemas en siete distritos.

Debido a las grandes ventajas económicas que ofrece, la aplicación del sistema PCM-24 ha sido expandido rápidamente, y se añaden cada año unos 25.000 canales.

1.2 Selección del sistema para líneas troncales de corta distancia

(1) Requisitos para sistema múltiplex de corto alcance

Los pares de voz cargados, si es necesario aun con convertidores de impedancia negativa, se han venido usando para líneas troncales de centrales locales y líneas troncales interurbanas de corta distancia, en los que la longitud es más corta que la longitud económicamente aplicable de los sistemas de onda portadora de corta distancia. Dado que la técnica de pares de voz cargados es muy simple, barata y confiable, tuvieron que satisfacerse varias exigencias de requisitos presentados por el nuevo sistema de múltiplex para reemplazar los pares de voz cargados, como se describe en los párrafos siguientes.

(a) Requisitos económicos

Generalmente hablando, un sistema múltiplex tiene por finalidad el reducir el costo de una línea de transmisión compartiéndola con muchos canales, pero esto resultaría en un aumento de costos de terminal. Por consiguiente, el costo de terminal, que es independiente de la longitud, pasa a ser el factor dominante a medida que disminuye la longitud de la línea. En la Figura 1.1

se muestran ejemplos del valor actual de tarifas anuales de un sistema múltiplex y de pares de voz cargados.

La abscisa del punto P es la longitud económica aplicable del sistema múltiplex.

Para acortar esta longitud, es esencial la reducción del costo de terminal por canal, que corresponde a la ordenada de la curva D a 0 km.

En un dado sistema múltiplex, su longitud aplicable económicamente varía considerablemente en conformidad con muchos factores, tales como la demanda de circuitos finales, la forma de aumento de circuitos, la capacidad de cables de voz existente, el tipo de cables existentes (en conducto, directamente enterrados o aéreos), condiciones geográficas a lo largo de la ruta, pérdida permisible de circuito, costos de mantenimiento, etc.

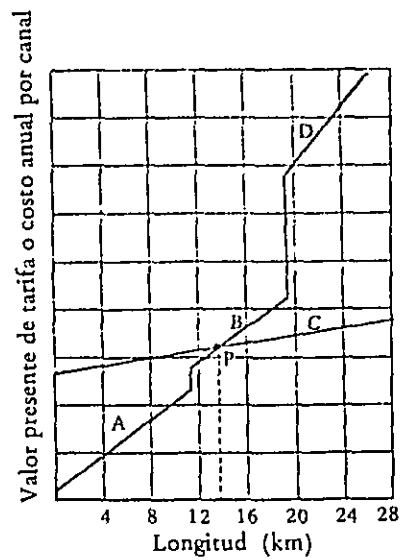
Como ya se ha descrito anteriormente, la longitud económicamente aplicable del sistema de onda portadora de corta distancia que es el convencional, es de 20 a 25 kilómetros en los casos típicos. Sin embargo, un estudio hecho sobre la demanda de circuitos muestra que es alta para circuitos cortos de menos de 25 kilómetros. Por ejemplo, la Figura 1.2 indica la distribución de longitud estimada de circuitos entre una central terminal y un centro interurbano. En esta clase de circuitos, más de un 85% de un total de 530.000 circuitos dentro de unos diez años a partir de estas fechas, serán más cortos de 25 kms.

Por supuesto, hay otras clases de circuitos que también tienen gran demanda para tales distancias cortas.

Considerando varios factores, se ha hallado que, para justificar el desarrollo de un nuevo sistema múltiplex, su longitud económicamente aplicable deberá ser de unos 10 a 12 kms.

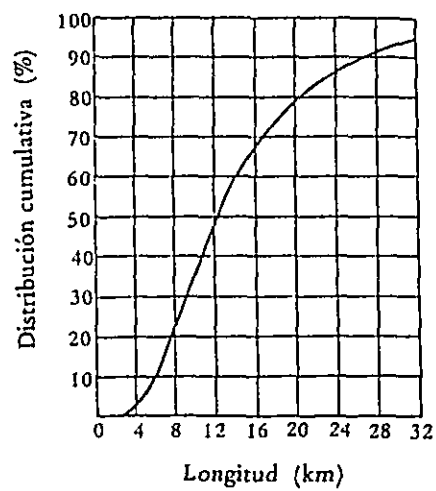
Esto significa una mitad del costo de equipos terminales del de sistemas de onda portadora de corta distancia convencional que ha sido ya diseñado para minimizar el costo de terminal.

Un nuevo sistema deberá satisfacer estos requisitos económicos extraordinariamente severos.



- Nota
- A: Cable cargado de 0,65 mm
 - B: 0,65 mm L.C. + N.I.C.
 - C: 0,9 mm L.C. + N.I.C.
 - D: Sistema múltiplex

Figura 1.1 Comparación del costo entre el cable cargado y el sistema múltiplex



Nota: La curva indica la distribución de longitud de los circuitos entre central interurbana y central terminal. El número total de circuitos se espera que sea de 530.000 en 1977.

Figura 1.2 Distribución de longitud de circuito

(b) Uso de los cables de voz existentes

Entre cualquiera de dos lugares para los que se planea usar el sistema múltiplex, debe existir al menos ya un cable de voz. Por consiguiente, los aspectos económicos quedan fuertemente afectados por un nuevo sistema que se aplica o no a cables de voz ya existentes. Especialmente en el caso de líneas troncales de centrales locales, el uso de cables existentes es un requisito esencial, porque la necesidad de un sistema múltiplex surge principalmente del factor de congestión de los conductos subterráneos.

También se requiere que dos pares que se usan para ambas direcciones de transmisión se puedan acomodar en un cable, y al mismo tiempo, el nuevo sistema deberá coexistir en un cable con circuitos de discado ordinario que tienen tendencia a producir disturbios impulsivos en otros pares.

Por consiguiente, las condiciones de diafonía para el nuevo sistema deben ser muy estrictas. Además de esto, resulta muy indeseable e impracticable el hacer la compensación de diafonía o la selección de par ya que requiere mediciones costosas en el momento de instalación y también cuando se recambia un cable.

(c) Pérdida neta baja

Bajar la pérdida neta del circuito es evidentemente deseable desde el aspecto de calidad de servicio, en tanto que el circuito permanece estable. Esto es también útil para mejorar la economía total de la red usando un sistema de pérdida neta baja en una sección y relajar la asignación de pérdida en otras secciones. Con el sistema de onda portadora de corta distancia actualmente existente, no se pueden obtener estas ventajas, debido a que la pérdida neta mínima es de unos 5 dB en el caso de cable aéreo.

Dado que el factor de control de la pérdida neta mínima es la variación de nivel debido a cambios en la temperatura del cable, el nuevo sistema deberá ser menos sensitivo a la temperatura del cable.

(d) Miniaturización

El nuevo sistema deberá utilizar no solamente los cables existentes sino también

los edificios de centrales existentes, pozos de registro y postes.

Para este fin, los equipos deberán ser lo más pequeños posibles. En grandes ciudades, edificios actuales y pozos de registro están casi repletos de equipos que ya se están usando, y por ello, resulta muy difícil y muy caro el crear espacio para nuevos sistemas.

(e) Alta confiabilidad y mantenimiento sencillo

Dado que los pares de voz cargados resultan ser el sistema más confiable, más sencillo y más barato de mantener, cualquier otro sistema múltiplex nuevo deberá ser competitivo con estas características a este respecto.

Para mantener la probabilidad de fallas de un nuevo sistema a un nivel comparable, las fallas de los equipos deberán disminuirse hasta un cierto punto insignificante en comparación con las fallas de cable.

Dado que el nuevo sistema, como los pares de voz cargados, se usará ampliamente en diferentes partes del país, es muy importante que su mantenimiento sea sencillo. El personal técnico encargado del mantenimiento no es preciso que tenga un conocimiento ni una técnica experta referente al nuevo sistema. La localización de fallas y la reparación de las mismas se hará siguiendo un procedimiento sencillo prescrito. Dado que en la actualidad existen estrictas restricciones para abrir pozos de registro en las calles principales, la localización de un repetidor averiado deberá hacerse en la estación terminal y no se deberán requerir pruebas rutinarias en los sitios de repetidores.

(2) Comparación entre FDM-AM y TDM-PCM

En este párrafo, se describe de un modo general el estudio comparativo que conduce a la selección del sistema TDM-PCM. Con respecto a la miniaturización, a la confiabilidad y mantenimiento no se ha hallado ninguna diferencia sustancial entre el sistema FDM-AM y el TDM-PCM. Sin embargo, se han hallado notables diferencias con respecto a los puntos (a), (b) y (c) descritos en el párrafo precedente. Los puntos (d) y (e) se pueden satisfacer mediante cualquiera de los sistemas si se pone suficiente atención en el diseño y fabricación.

(a) Requisitos económicos

Generalmente, en un sistema FDM, se necesitan muchos filtros costosos y su costo total es más o menos del 25 al 35% del costo de terminal. En contraste con esto, un sistema TDM requiere solamente dos filtros sencillos para un canal y el costo es insignificante. Por consiguiente, con un sistema TDM, se puede esperar una disminución de más o menos un 30% en el costo de terminal.

En la Tabla 1.1 se muestra una comparación entre el número de componentes que se usan en el sistema T-1 2S-Tr (sistema de onda portadora de corta distancia típico en Japón) y en el primer prototipo del sistema PCM-24. Como se ve en esta Tabla, el último requiere más o menos el doble de semiconductores que el primero. Sin embargo, los requisitos para semiconductores que se usan en el primero son mucho más estrictos que los que se usan para el segundo. Esto implica una severa selección en el proceso de producción de semiconductores a ser usados en el sistema FDM-AM, resultando su costo muy superior al de los que se usan en el sistema TDM-PCM. Dado que los semiconductores que se usan en el sistema TDM-PCM son los semiconductores que se conocen con el nombre llamado de semiconductores de impulso que se usan principalmente para computadores electrónicos, su producción total es mucho mayor que la de los semiconductores que se usan para el sistema FDM-AM, y se espera aumentarse rápidamente a medida que se expande la industria de computador.

En estas circunstancias, se puede lograr una reducción del costo adicional de más o menos de un 5 a un 10% adoptando el sistema TDM-PCM, a pesar de que necesita el doble de semiconductores que el sistema FDM-AM.

Además circuitos digitales necesitan menos pruebas y ajustes durante el proceso de producción que los circuitos análogos, y son aptos para producción a gran escala. Por esta razón, se espera una disminución en el costo de terminales de un 10% en el sistema TDM-PCM si se realiza producción a gran escala.

Resumiendo lo dicho arriba, por usar el sistema TDM-PCM, se puede esperar aproximadamente una disminución del costo de terminales de un 40 a un 50%

Tabla 1.1 Número de componentes en equipos de terminal

Sistema Componente	T-12S-Tr FDM 12 Ch SSB. AAM	PCM ²⁾ TDM 24 Ch PCM
Transistor	13	27
Diodo	33	84
Filtro	11	— ³⁾
R	153	115
C	66	54
L	5	11
Transformador	16	18

- Notas:
- 1) Las cifras indican el número de componentes por canal incluidos en las estaciones terminales de ambos extremos, excluyendo las unidades de energía.
 - 2) Primer prototipo del sistema PCM-24.
 - 3) Se requieren dos filtros simples, y los componentes de estos filtros se incluyen en las columnas "C" y "L".

en comparación con los sistemas de onda portadora convencionales de corta distancia. Esto satisface los requisitos económicos indicados en el punto (a) del párrafo precedente. De hecho, el estudio del costo final sobre el modelo comercial indicó que, en la primera etapa, su costo de terminal será un poco más alto que la mitad del costo de terminal existente de corta distancia, pero disminuirá a un poco menos de la mitad en un futuro próximo.

(b) Uso del cable de voz existente

Como ya se ha descrito anteriormente, la diafonía viene a ser el mayor factor técnico predominante al elegir un sistema múltiplex que ha de aplicarse a un cable de voz existente.

En un sistema FDM-AM, requisitos de diafonía para un tramo de repetidor son bastante estrictos, dado que el efecto de diafonía se acumula sobre toda la línea de repetidores. Por otra parte, un sistema PCM es inherentemente tolerante a disturbios dado que es un sistema de transmisión digital, y la acumulación de diafonía se puede evitar por el uso de repetidores regenerativos.

Aunque la relación de señal a diafonía que se requiere para un tramo de repetidor difiere según el diseño del sistema, su valor típico es de aproximadamente 70 dB en el caso del sistema FDM-AM y de solamente 30 dB en el caso del sistema TDM-PCM. Sin embargo, la diferencia en estas cifras (40 dB) no indica directamente la diferencia en la tolerancia de diafonía de cable de los dos sistemas, puesto que la banda de frecuencia que se usa para el sistema TDM-PCM es mucho más amplia que la que se usa para el sistema FDM-AM.

En el sistema FDM-AM, la diafonía se debe considerar en la frecuencia más alta, mientras que en el sistema TDM-PCM se debe considerar en las cercanías de una frecuencia en la que está concentrada una gran parte de energía. Tal frecuencia es más o menos la mitad de la frecuencia de bitio en el caso de transmisión de impulso bipolar. La relación entre la frecuencia más alta del sistema FDM-AM y la mitad de la frecuencia de bitio del sistema TDM-PCM es aproximadamente 8, ó 3 octavos, con tal que ambos sistemas comprendan el mismo número de canales.

En general, las características de diafonía de los cables se deterioran a medida que aumenta la frecuencia. Tanto en teoría como en mediciones prácticas se muestra un deterioro de promedio en paradiafonía de unos 4,5 dB por octavo y unos 6 dB por octavo para telediafonía. Consiguientemente, hay que suponer para un sistema TDM-PCM, una atenuación de diafonía inferior de 14 a 18 dB en el cable en comparación con el sistema FDM-AM. Sin embargo, esta desventaja puede superarse muy fácilmente por la diferencia de 40 dB en la tolerancia de diafonía. Por consiguiente, se puede decir que el sistema TDM-PCM es mucho más preferible que el sistema FDM-AM desde el punto de vista técnico, en tanto que haya que usar cables ordinarios sin compensación de diafonía o selección de par.

En la descripción anterior, se han omitido varios factores para mayor simplicidad. Sin embargo, un estudio preciso basado en mediciones actuales indica también una preferencia definida en pro del sistema TDM-PCM.

(c) Pérdida neta baja

El sistema PCM es inherentemente insensible a la variación de pérdida en el

cable, debido a que la información sobre la amplitud de señal de entrada se transmite en forma de un patrón de código y no forma de variaciones de amplitud en frecuencias de onda portadora. La variación de pérdida en el cable provoca una variación en la amplitud de la señal transmitida pero no cambia el patrón de código transmitido que lleva la información de amplitud sobre la señal de entrada.

Actualmente, la variación de pérdida neta en un canal del sistema PCM es muy pequeña sin usar un dispositivo controlador automático de ganancia, que es obligatorio para sistemas convencionales de onda portadora para reducir la influencia de la variación de pérdida de cable sobre la pérdida neta de canal. En la prueba de campo, se observó durante tres meses una variación máxima de pérdida neta de solamente 0,2 dB. Esto permite que los canales del sistema PCM tengan una pérdida neta mínima de 2 a 3 dB, mientras que en los sistemas convencionales de onda portadora de corta distancia, la pérdida neta mínima es de unos 5 dB cuando se aplica sobre un cable aéreo.

1.3 Descripción general del sistema PCM-24

(1) Características generales

El sistema PCM-24 es un sistema completamente transistorizado TDM-PCM de 24 canales diseñado para uso económico para líneas troncales interurbanas de corta distancia y líneas troncales de central local bastante largas.

El sistema puede usarse para casi todos los tipos de líneas troncales interurbanas y líneas troncales urbanas por escoger juegos de relés apropiados para líneas troncales. Cualquiera de los circuitos de dos hilos o de cuatro hilos está disponible por seleccionar unidades enchufables de canal. Un canal de PCM puede usarse también para telegrafía de onda portadora de 24 canales y de 50 baudios, y transmisión de datos de alta velocidad de 1.200 baudios.

Al hacer la planificación hay que hacer grandes esfuerzos, para diseñar y fabricar un sistema tal que satisfaga los requisitos económicos y técnicos establecidos en las anteriores secciones. En tales casos típicos, la longitud económicamente aplicable

del sistema es aproximadamente 10 kilómetros. Sin embargo, para una ruta en la que más de aproximadamente 60% del total de circuitos deben ir directamente conectados a un sistema de onda portadora coaxial o de microonda en un extremo de la ruta, el sistema T-12-SR, un sistema de onda portadora de corta distancia, sale más económico que el sistema PCM-24, porque aquél permite la conexión de grupo de paso directo con los sistemas de onda portadora FDM existentes.

Existe ninguna limitación esencial con respecto a la longitud máxima del sistema, debido a que el error de bitio en un tramo de repetidor, que es solamente un factor acumulativo en una línea de transmisión de PCM, puede mejorarse considerablemente acortando un poco el tramo de repetidor. Sin embargo, para el diseño de línea de repetidores en la práctica actual, se asume una longitud máxima de unos 100 kilómetros o 50 tramos de repetidor. El rendimiento de una línea incluyendo 52 tramos de repetidor quedó asegurado por pruebas en campo.

El sistema es aplicable a los cables de voz no cargados existentes sin compensación de diafonía o selección de par, que requiere mediciones de diafonía costosas. En cuanto a la longitud de la porción aérea de cables, no existe ninguna restricción. Al diseñar el sistema se consideró un rango de temperatura de cable de -30°C a $+60^{\circ}\text{C}$.

Para satisfacer los requisitos de miniaturización, en un bastidor de onda portadora estándar (2,75 m de altura) se acomodan cinco terminales completos de PCM-24 proveyendo un total de 120 canales, incluyendo las unidades de energía (una para cada sistema), circuitos de señalización (excluyendo juegos de relé de línea troncal y las bobinas híbridas).

Se provee también un sub-bastidor de 60 cm. de altura, en el que va montado un terminal completo, que puede ser instalado en cualquier espacio disponible en bastidores existentes de equipos de conmutación. Todas las unidades que forman los equipos de terminal son de tipo enchufable.

Los equipos terminales pueden funcionar con 48V-CC, 60V-CC, o 200V-CA, por escoger unidades de energía de tipo enchufable. El consumo de energía de la estación terminal es de solamente unos 85W por sistema. El uso de circuitos combinados de transistor-diodo túnel para memoria, formación y comparador, contribuyó a la

disminución del consumo de energía.

Una línea de transmisión del sistema comprende repetidores regenerativos y dos pares conductores, usualmente en un cable sencillo. El espaciamiento de repetidor depende del tipo de cable y del número de sistemas que se aplican a un cable. Por ejemplo, el espaciamiento estándar para cable de central aislado con papel de 0,65 mm es de aproximadamente 2 km, y el espaciamiento para cable interurbano aislado con polietileno alveolar de 0,9 mm es de aproximadamente 3 kilómetros.

Para el montaje de repetidores en los pozos de registro o en los postes se proveen tres tipos de gabinetes para repetidores, acomodando 6, 11 ó 21 sistemas. Los repetidores han sido diseñados y probados para mantener el rendimiento normal a un rango de temperatura ambiente de -30°C a 55°C.

Repetidores son energizados mediante corriente directa alimentada desde un circuito fantasma de dos pares que se usa para la transmisión de PCM. La corriente de alimentación de 170 mA, CC por sistema puede suministrarse directamente de una batería de central o de una unidad suministradora de energía montada en un bastidor de repetidor terminal o en un bastidor de repetidor intermediario de central. Seleccionando unidades de suministro de energía en estos bastidores, se puede usar cualquiera de las cinco clases de fuente de energía, 21 V-CC, 24 V-CC, 48 V-CC, 60 V-CC o 200 V-CA para operar la unidad suministradora de energía.

El número máximo de sistemas aplicable en un cable sencillo varía principalmente según la condición de paradiafonía en el cable. Por consiguiente, esto depende del tipo de cable y del espaciamiento del repetidor. Por ejemplo, el 56% de todos los pares en un cable de cuadrete en estrella de central de tipo de unidad aislado con papel de 0,65 mm puede usarse para el sistema PCM-24 reduciendo el espaciamiento del repetidor a 1,55 km. En el caso de un cable interurbano de tipo de capa aislada con polietileno alveolar que contiene de 100 a 400 pares, 48 al 80% de todos los pares puede usarse con el espaciamiento de repetidor estándar; mientras que en el mismo tipo de cable que contiene 54 pares o menos, todos los pares, exceptuando los dos pares cargados para la localización de fallas y canal de orden, pueden usarse para el sistema PCM-24, porque, en tales cables que se usan en Japón, todos los pares han sido diseñados de modo que puedan tener mejores características

de diafonía para así poder aplicarse el sistema convencional de onda portadora de corta distancia.

Cuando son disponibles dos cables, uno para cada dirección de transmisión, no hay restricciones sustanciales en cuanto al número de sistemas aplicables. En la parte C se darán detalles acerca de la ingeniería de líneas repetidoras.

Para simplificar el mantenimiento, el sistema tiene dos métodos para indicar el rendimiento defectuoso. Uno es la supervisión de la sincronización de cuadro y el otro es la supervisión del nivel piloto de CC. transmitido a un canal mientras que esté libre. El primero indica falla en la línea repetidora y la parte de reloj de la estación terminal. Mientras que el segundo indica falla en el codificador, decodificador y en el compresor-expansor, lo mismo que en la línea repetidora. Se proveen dos lámparas de alarma para indicar estas dos condiciones de falla separadamente.

La localización de fallas puede efectuarse con bastante facilidad mediante estas lámparas y formando un bucle con el terminal por interconexión sencilla con cordón. Si la falla se localiza en la línea repetidora, el repetidor averiado puede determinarse en la central terminal usando el equipo localizador de fallas. Si la falla se localiza en la central terminal, es posible localizar la falla entre un máximo de tres unidades siguiendo el procedimiento sencillo. La falla puede eliminarse por cambiar la unidad defectuosa por otra de repuesto. De este modo, el mantenimiento simplificado de este sistema no requiere el personal técnico con conocimientos detallados del sistema PCM.

(2) Terminal

En el párrafo (2.1) se da un resumen de los principales parámetros y objetivos de diseño de terminal del sistema PCM-24. En los párrafos (2.2) y (2.3) de esta Sección se dan explicaciones complementarias.

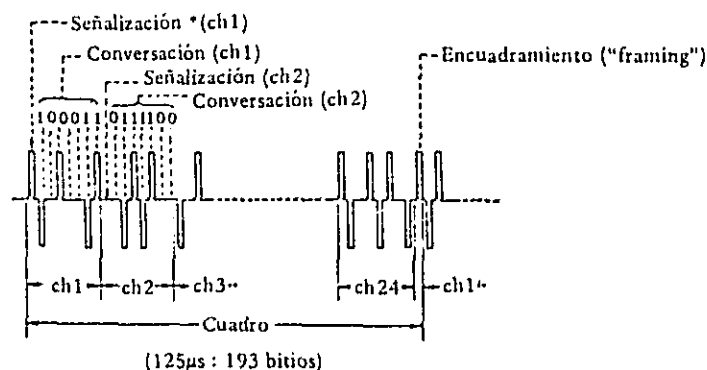
(2.1) Sumario

(a) Numero de canales: 24 canales

(b) Multiplexación:	Múltiplex de división de tiempo
(c) Relación de muestreo:	8.000 por segundo (intervalo de 125μ)
(d) Modulación:	Modulación de código de impulso
(e) Tipo de código:	8 bitios por canal, código binario ordinario de 7 dígitos para conversación y de 1 dígito para señalización.
(f) Código de encuadramiento:	La última ranura de tiempo de cada cuadro se usa para encuadramiento. En cada dos ranuras de tiempo de encuadramiento está presente un impulso.
(g) Composición de cuadro:	Ver la Figura 1.3
(h) Frecuencia de ritmo de reloj:	1,544 MHz
(i) Compansor:	Compansor de diodo logarítmico con $\mu = 100$. Compansor sencillo para un grupo de 24 canales.
(j) Codificador:	Codificador lineal tipo retroalimentación. Codificador simple para un grupo de 24 canales.
(k) Reencuadramiento:	Búsqueda de desplazamiento de 1 bitio con tiempos de guarda hacia adelante y hacia atrás provistos con circuito integrante.
(l) Unidad de canal:	Dos tipos, o sea, uso de 2-hilos y uso de 4-hilos.
(m) Señalización:	Tipo de conductores SS (envío de señal)

y SR (recepción de señal). Tipo de impulso durante reposo para circuitos de discado, y tipo de señalización durante impulso para circuitos de Ring-down. Una unidad de canal se puede usar para cualquiera de ambos tipos cambiando las conexiones a puente.

- | | |
|------------------------------|--|
| (n) Respuesta de canal | Anchura de banda: 300-3.400 Hz. Ver la figura 1.4. |
| (o) Ruido de circuito libre: | Más de 60 dB (S/N) (relación de señal a ruido) |
| (p) Ruido de cuantificación: | Más de 29 dB (S/N) para un rango de nivel de entrada de +3 a -38 dBm para canal de 2 hilos y de 0 a -41 dBm para canal de 4-hilos. |
| (q) Nivel sinusoidal pleno: | +4 dBm en el punto de nivel de referencia 0. |
| (r) Ajuste de nivel: | Canal de 2 hilos
Entrada - - - estándar -1 dBr (1 ~ -4 dBr)
Salida - - - estándar -3 dBr (1 ~ -8,5 dBr) |



- * Un impulso está presente en cada dos de ranuras de tiempo de encuadramiento. La ranura de tiempo de encuadramiento es la primera de 8 ranuras de un canal.

Figura 1.3 Tren de impulso bipolar a la salida de terminal

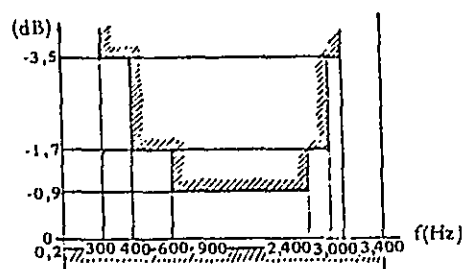


Figure 1.4 Respuesta de frecuencia de un canal

canal de 4 hilos

Entrada - - - estándar -4 dBr (fija)

Salida - - - estándar -3,5 dBr (+2,5 ~ -5 dBr)

(s) Fuente de energía:

Cualquiera de las siguientes:

DC -48V (-42 ~ -53V)

DC -60V (-56 ~ -62V)

AC 200V $\pm 2\%$

(t) Consumo de energía:

Aprox. 85W por sistema

(2.2) Decisión sobre el número de canales

Tanto la condición económica como la condición técnica deben considerarse al hacer una decisión sobre el número de canales por sistema.

Desde el punto de vista técnico, no se había previsto ninguna dificultad particular al componer un sistema que comprende hasta 240 canales, cuando se hizo el primer estudio del sistema primario, porque ya se habían reportado resultados favorables con los prototipos de terminales de 192 y 240 canales. El deterioro en la diafonía de cable debido a frecuencias superiores podría superarse ya sea acortando el espaciamiento de repetidor o usando varias líneas de baja relación de bitio en paralelo y distribuyendo impulsos de alta relación de bitio a las mismas.

En contraste con los sistemas FDM de onda portadora, en el caso del sistema TDM-PCM,

el costo de las partes comunes (codificador, decodificador, compansor, reloj, etc.) ocupa más de la mitad del costo total de un terminal, por ejemplo, el 75% más o menos, y el costo de las partes de canal (puerta de múltiplex, bobina híbrida, etc.), que es proporcional al número de canales, ocupa lo restante.

Por consiguiente, podrá parecer que, para minimizar el costo de terminal por canal, las partes comunes deberán compartir los mayores canales posibles. En otras palabras, con un sistema RDM-PCM, el costo de terminal por canal disminuye considerablemente a medida que aumenta el número de canales por sistema. Esto se ha probado ser práctico mediante un estudio comparativo de costo sobre prototipos de un sistema de 24 canales y de un sistema de 192 canales. Esto es cierto en lo que se refiere al costo de equipos del terminal. Sin embargo, para fines prácticos, hay que hacer una comparación económica, teniendo en cuenta la demanda de circuitos en el área de la aplicación del sistema.

Un sistema de gran cantidad de conductores puede resultar menos económico que un sistema menor que tiene un costo mayor en los equipos de terminal si el número de canales es demasiado grande al compararse con el aumento de circuitos en la ruta que se está considerando, porque la acumulación del interés en la inversión inicial no utilizada puede exceder los ahorros considerados desde el costo inferior de equipos por canal. Este punto es especialmente importante tratándose del sistema TMF-PCM, dado que el sistema necesita una parte común comparativamente costosa.

En general, el ciclo de inversión óptimo de un sistema de múltiplex es mucho más corto (por ejemplo, de 1 a 2 años) que el que se necesita para la planta externa (por ejemplo, de 10 a 15 años), porque los sistemas múltiplex necesitan un costo de instalación más bajo que los cables.

Se ha hecho un estudio, teniendo en consideración los factores mencionados. El resultado de dicho estudio indicó que el número de canales por sistema debería ser aproximadamente igual al aumento de circuitos en el ciclo de inversión óptimo.

El estudio sobre la demanda ha demostrado que un sistema que tiene una longitud económicamente aplicable de unos 10 kilómetros se deberá usar principalmente para

líneas troncales interurbanas de corta distancia, tales como los que existen entre centrales terminales y centros interurbanos. Su uso para líneas troncales de centrales locales se estimó ser bajo debido al límite de 10 kilómetros.

Dado que las rutas de central terminal-centro interurbano deberían tener un aumento anual de circuitos bastante reducido, el número óptimo de canales por sistema se estimó ser de unos 22 a 28.

La selección del sistema de 24 canales se basa en la razón que acabamos de mencionar.

(2.3) Volumen y calidad de conversación, y parámetros del sistema.

A fin de decidir los parámetros de un sistema PCM, es necesario obtener una información referente a la gama de volumen de conversación que ha de transmitirse mediante el sistema.

El nivel a plena carga del codificador deberá ajustarse de modo que el deterioro de calidad debido al corte de pico del volumen más alto de conversación no exceda el valor permisible. Al mismo tiempo, el número de dígitos de código y la configuración de compresión-expansión deberá decidirse de modo que el deterioro de calidad debido al ruido de cuantificación en el volumen más débil de conversación no exceda el valor permisible.

La distribución del volumen de conversación de entrada de líneas troncales que interconectan centros interurbanos y centrales interurbanas de jerarquía superior se ha conocido desde hace mucho tiempo, porque se ha usado para diseñar sistemas convencionales de onda portadora, mientras que se conoció muy poco acerca de aquélla de líneas troncales que interconectan centrales terminales, centros interurbanos y tandems locales, los cuales constituyen el campo principal de aplicación del sistema PCM-24. Para clarificar esto, se ejecutaron mediciones a gran escala en 1963 como se describe brevemente a continuación.

(a) Distribución de volumen de conversación

La distribución del volumen de conversación de entrada de líneas troncales

que interconectan centrales terminales, centros interurbanos y tándems locales es probable que pueda tener una gama más amplia que aquélla de cualquier otro tipo de línea troncal, debido a que tales troncales están siempre conectados en el extremo de una cadena de líneas troncales establecidas para una llamada. El nivel de promedio de entrada de líneas troncales medido en centrales terminales se presume ser considerablemente alto, mientras que el de líneas troncales central terminal-centro interurbano medido en centros interurbanos se presume ser bastante bajo.

Las mediciones se realizaron sobre tres tipos de troncales, esto es, en trunks EO-TC automáticas y semiautomáticas y en troncales de tándem local. El valor efectivo de la potencia de conversación tomado como promedio durante un segundo se midió con un integrador especial de potencia. Se obtuvo un total de unas 16.000 muestras desde varios distritos.

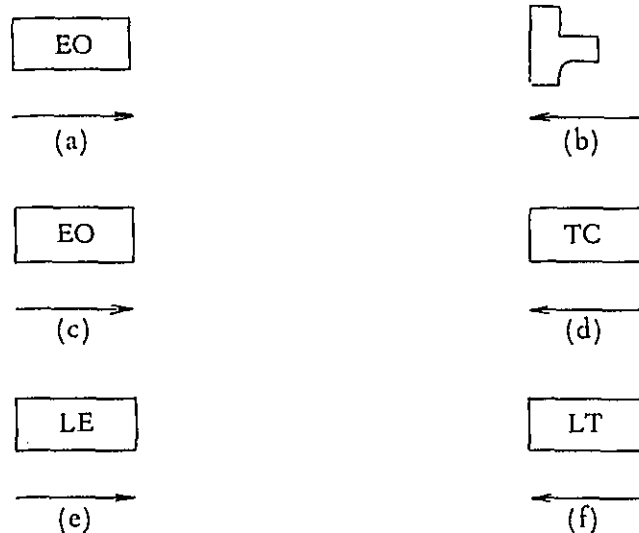
Las muestras obtenidas en puntos similares de medición se distribuyeron casi exactamente en la forma de distribución normal (expresándose en dB la potencia de conversación).

En la Figura 1.5 se muestra el resultado de las mediciones. Como se ve en la figura, un máximo de potencia de conversación de +3,0 dB y un mínimo de -37,5 dB deberá asumirse en el diseño del sistema PCM-24, con tal que se tenga en cuenta que debe haber un 99,9% de conversación en troncales de TC-EC.

(b) Decisión sobre parámetros del sistema

Al presente todavía los datos disponibles con relación a la calidad de conversación y parámetros del sistema PCM son insuficientes. La decisión sobre parámetros del sistema PCM-24 se hizo por analizar los datos que aparecen en los documentos de CCITT y los datos obtenidos en este país. Hubo que hacer algunas suposiciones para el análisis. Por ejemplo, se asumió una ley de adición lineal entre el deterioro de articulación debido al corte de pico y al deterioro causado por el ruido cuantitativo. Dado que no caen dentro de nuestro texto los detalles del estudio sobre la calidad de conversación, solamente describiremos a continuación y con brevedad

Tablero interurbano



	$\bar{X}$	$\bar{P}$	σ	Rango de 99,9%
(a)	-13,1	-10,2	5,1	+2,6 – -28,8
(b)	-21,7	-18,9	5,1	-5,9 – -37,5
(c)	-13,7	-10,8	5,4	+3,0 – -30,4
(d)	-21,5	-18,5	5,1	-5,7 – -37,3
(e)	-15,8	-12,8	5,2	+0,2 – -31,8
(f)	-18,2	-14,2	5,6	-0,9 – -35,5

$\bar{X}$: Valor medio de muestras expresado en dBm (0 dBm)

$\bar{P}$: Valor medio de muestras expresado en mW (0 dBm)

σ : Desviación estándar

EO: Central terminal

TC: Centro interurbano

LE: Central local

LT: Tándem local

Figura 1.5 Distribución de potencia de conversación

el procedimiento seguido al decidir los parámetros.

Considerando el campo de aplicación del sistema PCM-24, un máximo de cuatro enlaces de PCM se conectarán en *tándem* en una conexión interurbana nacional. Por consiguiente, el deterioro de calidad en un enlace de PCM deberá ser lo suficientemente pequeño como para poder establecer una conexión en *tándem* de 4 enlaces. En la práctica, se ha supuesto un 1,5% de disminución en la articulación como objetivo de diseño para un enlace de PCM.

El valor pico de conversación más fuerte que debe considerarse es de +21 dBm, asumiendo un factor pico de 18 dB. Ya que el corte de pico de 20 dB desde su pico se presume ser permisible para una disminución de 1,5% en la articulación, el valor efectivo de un senoide, cuyo pico alcanza justamente al nivel de plena descarga del codificador, debe ser -2 dBm. (Tal senoide se denomina un senoide completo).

Por otra parte, se presume que una relación de señal a ruido cuantitativo de 29 dB disminuirá la articulación en 1,5% en una gama de señal débil donde no tiene lugar ningún deterioro debido al corte de pico. La conversación más débil que debe considerarse (-37,5 dBm) es inferior al senoide completo en 35,5 dB. Una relación de señal a ruido cuantitativo de 29 dB en tal nivel de conversación se puede realizar por usar un código de 7 dígitos con compresión-expansión logarítmica de $\mu = 100$, según la gráfica dada en el papel de Smith. El uso de menos dígitos con μ mayor, o el uso de más dígitos con μ menor será indeseable desde el punto de vista de fabricación.

El diseño que acabamos de mencionar se hace en base de adoptar la "articulación" como la medida de calidad. Sin embargo, el nivel de senoide completo de -2 dBm provocará una disminución indeseable en "naturalidad" en el rango de conversación fuerte. Por consiguiente, se hizo una modificación en el diseño práctico, elevando el nivel de senoide a +4 dB en el punto de nivel de referencia cero. La disminución resultante en la relación de señal a ruido cuantitativo o de cuantificación en el rango de conversación débil se eliminó por aumentar μ en el rango pequeño de amplitud. El mismo efecto se puede lograr modificando el diagrama del nivel del sistema, pero este método no se

adopto por miedo a complicaciones en el mantenimiento.

(3) Línea repetidora

Los parámetros principales y objetivos del diseño de la línea repetidora del sistema PCM-24 se enumeran más adelante. En la sección 2 se dan detalles sobre la ingeniería de la línea repetidora.

- | | |
|--|---|
| (a) Cable aplicable: | El sistema es aplicable sobre cables de cualquier tipo aislados con papel o con polietileno alveolar (PEF) de 0,5 mm, 0,65 mm o 0,9 mm. Se necesitan dos pares, uno para cada dirección de transmisión. No se necesita ni la compensación de diafonía ni la selección de par con la medición. |
| (b) Espaciamiento máximo de repetidor: | La pérdida máxima permisible por cada tramo de repetidor es 38,6 dB a 15°C. Los espaciamientos máximos entre repetidores para varios cables son los siguientes: (Se consideran valores de 99,9% de desviación de pérdida entre pares.)
Cable de central (papel) de 0,5 mm . . . 1,69 km
Cable de central (papel) de 0,65 mm . . 2,00 km
Cable de central (papel) de 0,9 mm . . . 2,92 km
Cable interurbano (PEF) de 0,65 mm . 3,10 km
Cable interurbano (PEF) de 0,9 mm . . 4,21 km
Cable interurbano (papel) de 0,9 mm . . 3,57 km |

Espaciamientos más cortos que los indicados se usan en la práctica para aumentar el número aplicable de sistemas sobre un cable y por conveniencia de la instalación.

El rango de pérdida permisible para un tramo de repetidor adyacente a una central oscila entre 38,6 dB a 10 dB para evitar disturbios de ruido impulsivo desde los circuitos de disco en el mismo cable.

(c) Tasa de error:

El objetivo de la tasa de error total para una línea repetidora es 1×10^{-6} de la cual 2×10^{-7} se asigna a la dirección de entrada de cada tramo adyacente a una central. A todos los demás tramos se les asigna 1×10^{-8} . El diseño de la línea repetidora se ha decidido de modo que el objetivo deberá lograrse dentro de un 99% del tiempo bajo condición del nivel de entrada más bajo.

(d) Alimentación de energía:

Véase el ítem (1) de esta sección. El máximo número de repetidores que pueden suministrarse de energía desde una estación terminal o desde una estación repetidora intermedia depende de la resistencia del cable par, del tipo de la planta externa (aéreo o subterráneo) y del espaciamiento actual adoptado en una ruta particular. Por ejemplo, con un cable subterráneo de 0,9 mm, 6 repetidores exteriores de los cuales el más lejano está ubicado a unos 18 km. de la estación de alimentación, se puede aplicar energía de alimentación a 5 repetidores (unos 10 kilómetros) en cada dirección y con un cable aéreo de 0,65 mm.

(e) Temperatura permisible del cable par:

-30°C a +60°C

(f) Tipo de repetidor:

El repetidor es el regenerativo que usa recronización completa con control de anchura de impulso y control de umbral automático. Para obtener la información de cronización se adopta auto-cronización actuante hacia adelante.

(g) Igualación:

La función de transferencia global (preamplifi-

cador de impulso de cable) es una función racional de 6-grad0 con una frecuencia de corte de 1,25 MHz. La forma de onda igualada es como se muestra en la figura 1,6. La pre-igualación de fase se hace a la salida del repetidor para mejorar la interferencia entre símbolos y la simetría en el impulso igualado.

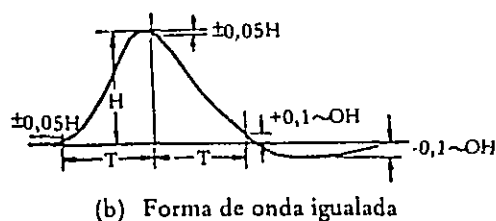
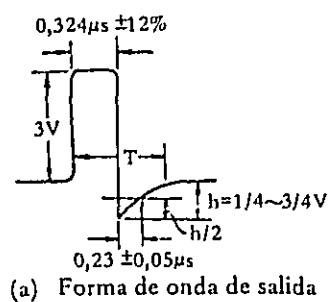


Figura 1.6 Forma de onda

- (h) Impulso de salida de repetidor La forma de impulso de salida es un tren de impulso cuadrado bipolar de voltaje de 3 V de cero a pico. (Ver la figura 1.6) El subimpulso que se muestra en la Figura 1.6 se debe a la pre-igualación de fase arriba mencionada.
- (i) Cambio de nivel permisible de entrada: ± 7 dB

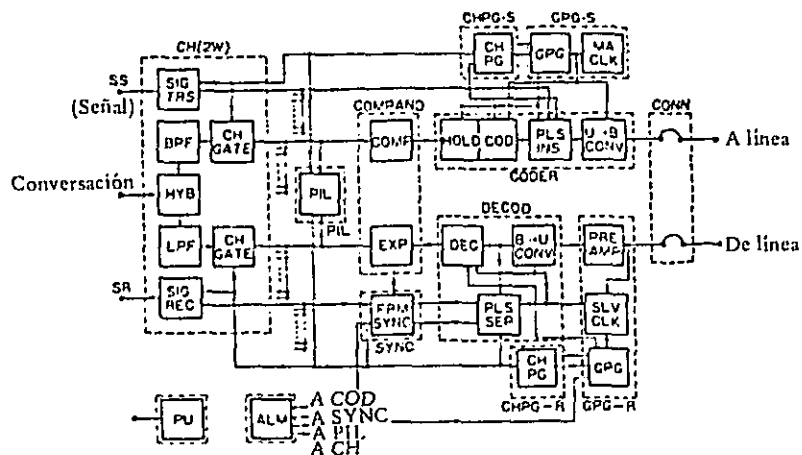
- (j) Temperatura ambiente permisible del repetidor: -30°C a $+55^{\circ}\text{C}$
- (k) Potencia para repetidor: 170 mA $\pm 20\%$, CC., es la que se necesita para un par de repetidores (un repetidor para cada dirección de transmisión). La caída de voltaje a 170 mA es 11 V en un par de repetidores sin supresores y 14V para un repetidor con supresores.
- (l) Red compositora de línea: Una red compositora de línea se usa con un repetidor para ajustar la pérdida actual de línea a la pérdida de tramo estándar. Se proveen quince clases de redes compositoras de línea a intervalos de 2 dB (pérdida a 772 kHz).

1.4 Descripción de circuito del terminal de PCM-24

(1) Reseña

El diagrama en bloque de los equipos terminales del sistema PCM-24 es como se ilustra en la figura 1.7. Los circuitos que van entre líneas de puntos en la Figura 1.7 están acomodados en una unidad enchufable. Por esto, la parte común del terminal del sistema PCM-24 consta de 10 unidades, incluyendo una unidad de conector, una unidad piloto y dos unidades generadoras de impulso de canal (una para transmisión y la otra para recepción).

En las siguientes secciones se describen detalladamente las unidades principales tales como el compansor, codificador y decodificador.



Unidades:

Circuitos:

CH:	Unidad de canal	HYB:	Bobina híbrida
COMPAND:	Compansor	BPF:	Filtro de paso de banda
CODER:	Codificador	LPF:	Filtro de paso bajo
DECOD:	Descodificador	CH GATE:	Puerta de canal
GPG-S:	Generador de impulso de grupo (emisión)	SIG TRS:	Circuito transmisor de señal
GPG-R:	Generador de impulso de grupo (recepción)	SIG REC:	Circuito receptor de señal
CHPG-S:	Generador de impulso de canal (emisión)	COMP:	Compresor
CHPG-R:	Generador de impulso de canal (recepción)	EXP:	Expansor
SYNC:	Unidad sincronizadora de cuadro	HOLD:	Retentor
PIL:	Unidad piloto	COD:	Codificador
CONN:	Conector	DEC:	Descodificador
ALM:	Unidad de alarma y de prueba	PLS INS:	Insertor de impulso
PU:	Unidad de energía	PLS SEP:	Separador de impulso
		U $\rightleftharpoons$ B CONV:	Convertidor bipolar $\rightleftharpoons$ unipolar
		MA CLK:	Generador de impulso de reloj maestro
		SLV CLK:	Generador de impulso de reloj esclavo
		PRE AMP:	Preamplificador

Figura 1.7 Diagrama en bloque de terminal del sistema PCM-24

(2) Compansor

En este sistema se usa un compansor logarítmico. Su característica de compresión se da por la siguiente fórmula:

$$\frac{y}{y_m} = \frac{\log \left(1 + \frac{x}{\mu x_m} \right)}{\log (1 + \mu)}$$

donde: $\mu = 100$

x : amplitud de entrada

x_m : amplitud máxima de entrada

y : amplitud de salida

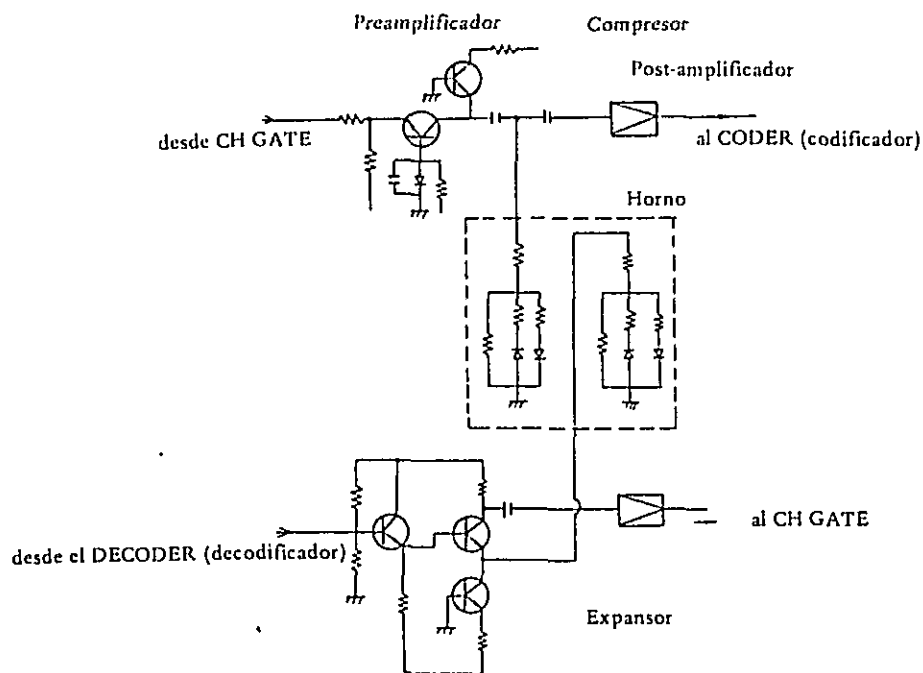
y_m : salida correspondiente a x_m

El compansor tiene la característica inversa del compresor. A niveles de conversación débil se logra una mejora de unos 26 dB en la relación de señal a ruido de cuantificación mediante esta compresión-expansión.

La característica arriba mencionada se obtiene conectando dos diodos mesa de silicio en paralelo inverso como se muestra en la Figura 1.8. En un horno pequeño controlado de temperatura que mantiene la temperatura interior a $120^{\circ}\text{C} \pm 0,1^{\circ}\text{C}$, se contienen dos pares de diodos de los cuales uno es para compresión y el otro para expansión.

En el compresor, un par de diodos está conectado a través del trayecto de señal principal, mientras que en el expansor, está conectado equivalentemente en serie con el trayecto de señal principal.

Resistores en circuitos de diodo se usan para compensar la diferencia entre las características de los diodos. Las ganancias de los preamplificadores y post-amplificadores en el compresor y en el expansor también se ajustan para minimizar la diferencia entre características del compresor y del expansor.



HORNO: Horno controlador de temperatura

Figura 1.8 Circuito de compansor

(3) Codificador

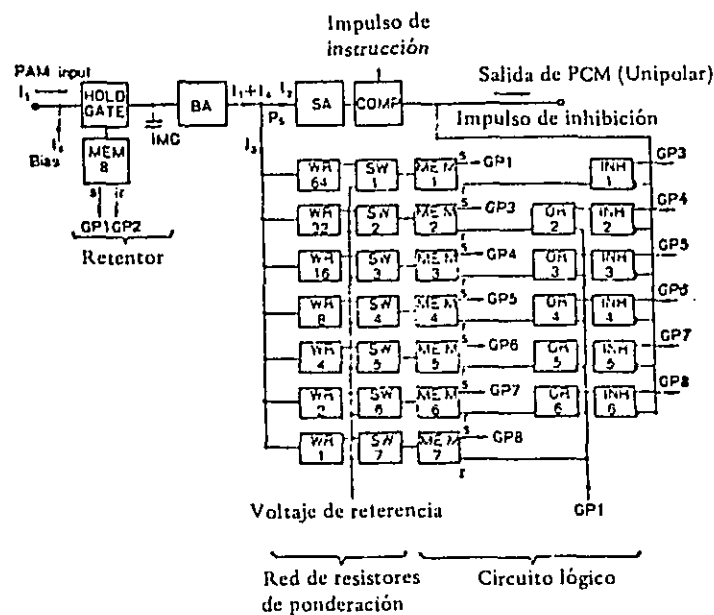
En este sistema se usa un codificador de retroalimentación de comparación secuencial. Por esto, el procedimiento lógico del codificador es muy semejante al de una medición de peso (usando una balanza y un juego de pesas de referencia graduadas) que aparece en la explicación análoga en la misma sección.

En la Figura 1.9 se muestra el diagrama en bloque del codificador. El comparador COMP y el amplificador SA adicionador corresponden a la balanza y la corriente I_1 corresponde al peso que se ha de medir. Una corriente que fluye a través del resistor WR de ponderación y del conmutador SW corresponde a uno de las pesas de referencia graduadas. Por ejemplo, cuando se cierra el SW2, una corriente de

referencia de 32 unidades fluye desde el punto Ps adicionador a la barra distribuidora de voltaje de referencia negativo mediante el WR 32 y SW 2. Esto equivale a poner una pesa de referencia de 32 unidades en el plato de una balanza. Dado que la corriente I_3 es la suma de las corrientes de referencia que fluyen a travéz de los resistores WR, I_3 corresponde al peso total de las pesas de referencia en el plato de la balanza.

En la analogía de medición de peso, no hay nada que corresponda a la corriente de polarización I_4 . Esta corriente es necesaria en este tipo de codificador, ya que la entrada I_1 muestreada es corriente centrada en cero. En otras palabras, puede ser tanto positiva como negativa. En este codificador I_4 de 63,5 unidades se añade a I_1 para eliminar el signo negativo, y el rango de amplitud de entrada de ± 63.5 se desplaza a un rango desde 0 a 127. Este tipo de procedimiento resulta innecesario para una medición de peso, puesto que no puede existir peso negativo.

La comparación entre la corriente de entrada total $(I_1 + I_4)$ y la corriente total de referencia I se hace en el punto Ps adicionador, y la corriente diferencial $(I_1 + I_4) - I_3 = I_2$ fluye al amplificador SA adicionador. Cuando la corriente total de entrada $(I_1 + I_4)$ es mayor que la corriente total de referencia I_3 , una corriente fluye al amplificador SA, y el comparador COMP genera un impulso cuando un impulso de instrucción se impone al COMP. Por el contrario, cuando $(I_1 + I_4)$ es menor que I_3 , una corriente fluye desde el amplificador SA, y COMP no genera ningún impulso.



MEM:	Memoria	BA:	Amplificador compensador
WR:	Resistor de ponderación	s:	Entrada de ajuste
SW:	Conmutador	r:	Entrada de reposición
OR:	Puerta OR	MC:	Capacitor de memoria
INH:	Puerta de inhibición	Ps:	Punto adionador
COMP:	Comparador	GP:	Impulso de grupo
SA:	Amplificador adionador		

Figura 1.9 Parte principal de la unidad codificadora

Tal comparación se hace siete veces en secuencia para una muestra I_1 de entrada, y el comparador COMP genera un código binario de 7 dígitos que representa I_1 .

La cantidad total de corrientes I_3 de referencia se controla mediante el resultado de comparación (salida de retroalimentación de COMP al circuito lógico) y los impulsos de grupo secuenciales a través del circuito lógico que comprende la puerta de inhibición INH, las puertas OR y las memorias MEM.

Para clarificar el proceso de codificación, los detalles se escriben más abajo, se toma una entrada de -20 unidades como ejemplo.

Un impulso PAM de -20 unidades que viene desde el compresor es conducido al retentor que precede al codificador para mantener I_1 a un nivel constante de -20 durante su proceso de codificación. La puerta de retención pasa a ser conductiva desde el borde delantero del impulso de grupo No. 1 (GP1) al del GP2 y el capacitor de la memoria queda cargado hasta -20 durante este período. La potencial del capacitor, y por ende I , se mantiene constante hasta la llegada de GP1 del siguiente canal.

El primer paso de codificación es comparar la suma de entrada y la corriente de polarización ($I_1 + I_4$) con una corriente de referencia de 64 unidades y decide el dígito más significativo ya sea para "1" ya sea para "0".

Como primer paso, el GP1 posiciona la MEM1 y cierra el SW1, mientras que abre todos los demás SWs reponiendo MEMs asociadas mediante los ORs. Por esto, I_3 de 64 unidades se resta de ($I_1 + I_4$). Si I_1 es -20, I_2 deviene $-20 + 63,5 - 64 = -20,5$, es decir, una corriente de 20,5 fluye desde el amplificador SA. Por consiguiente, COMP no genera un impulso cuando un impulso de instrucción correspondiente a PG2 se impone a COMP. Esto significa que segunda ranura de tiempo de un canal, o el dígito séptimo de un código binario se decide que sea "0", o carencia de impulso. (La primera ranura de tiempo se usa para transmitir la información de señalización).

El segundo paso de codificación es comparar ($I_1 + I_4$) con una corriente de referencia de 32 unidades y decidir el segundo dígito (la tercera ranura de tiempo) ya sea a "1" o a "0".

Cuando GP3 se impone sobre IHN 1, no existe impulso de inhibición, dado que el primer dígito ha sido "0". Por esto, SW 1 se abre por GP3 mediante INH 1 y MEM 1, y, al mismo tiempo, GP3 cierra el SW 2 ajustando MEM 2. Consiguientemente, una corriente de referencia I de 32 unidades se resta de ($I_1 + I_1$), e I_2 de 11,5 unidades fluye al amplificador SA. Por consiguiente, COMP genera un impulso cuando se impone a COMP un impulso de instrucción correspondiente a GP3. Esto significa que la tercera ranura de tiempo de un canal, o el segundo dígito de un código binario, se decide que devenga "1". Este impulso se modifica ligeramente y se realimenta para inhibir las puertas como un impulso inhibidor para la siguiente ranura de tiempo.

Luego, el tercer paso de codificación se inicia por GP4. GP4 cierra el SW 3 por ajustar MEM 3. Aunque GP4 se impone también a INH 2, SW 2 queda cerrado debido a que GP4 está inhibido mediante el impulso de inhibición.

Por consiguiente, en el tercer paso, I deviene $-20 + 63,6 - 48 = 4,5$ unidades. De aquí, en la cuarta ranura de tiempo no se genera ningún impulso, y ningún impulso queda impuesto a las puertas de inhibición durante la siguiente ranura de tiempo. Consiguientemente, cuando aparece GP5, SW 3 se abre y SW 4 se cierra, mientras que SW 2 permanece todavía cerrado. Por consiguiente, en el cuarto paso de codificación, I_3 se convierte en $32 + 8 = 40$ unidades.

Repitiendo el procedimiento arriba mencionada hasta la octava ranura de tiempo, o sea el dígito menos significativo, un código que representa 43, ó 0101011, se transmite desde la salida del codificador. La muestra de entrada de -20 corresponde al 43avo paso de cuantificación, dado que el codificador de amplitud de entrada, es decir, la entrada cero, es desplazado al centro del 63avo paso de cuantificación mediante la corriente I_4 de polarización, como se ha mencionado anteriormente.

Después de completar se la codificación de una muestra, el siguiente GP1 restablece MEM 2 y MEM 7 y abre SW 2, SW 7, mientras ajusta MEM 1 y cierra SW 1. De este modo, el codificador queda listo para codificar la siguiente muestra de entrada.

El esquema de tiempo de la red de codificador es como aparece en la Figura 1.10.

La salida del codificador es conduce a un circuito de inserción de impulso que inserta impulsos de señalización e impulsos de trama en ranuras de tiempo apropiadas. Este circuito también inserta un impulso en la octava ranura de tiempo de un canal, cuando no está presente ningún impulso en todas las ranuras de tiempo desde la segunda a la séptima. Esto se hace para solventar el problema de densidad de impulso dispersa eliminando códigos de todo-cero.

La salida unipolar del circuito insertor de impulso se convierte en un tren de impulsos bipolares que es transmitido a la línea asociada. En el terminal de PCM-24, el circuito insertor de impulsos y el convertidor de unipolar a bipolar se incluyen en la unidad codificadora.

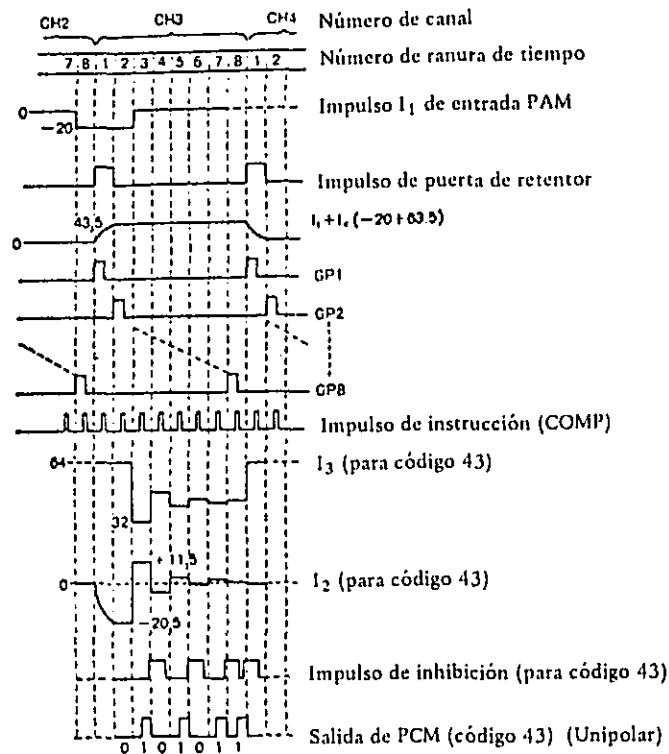


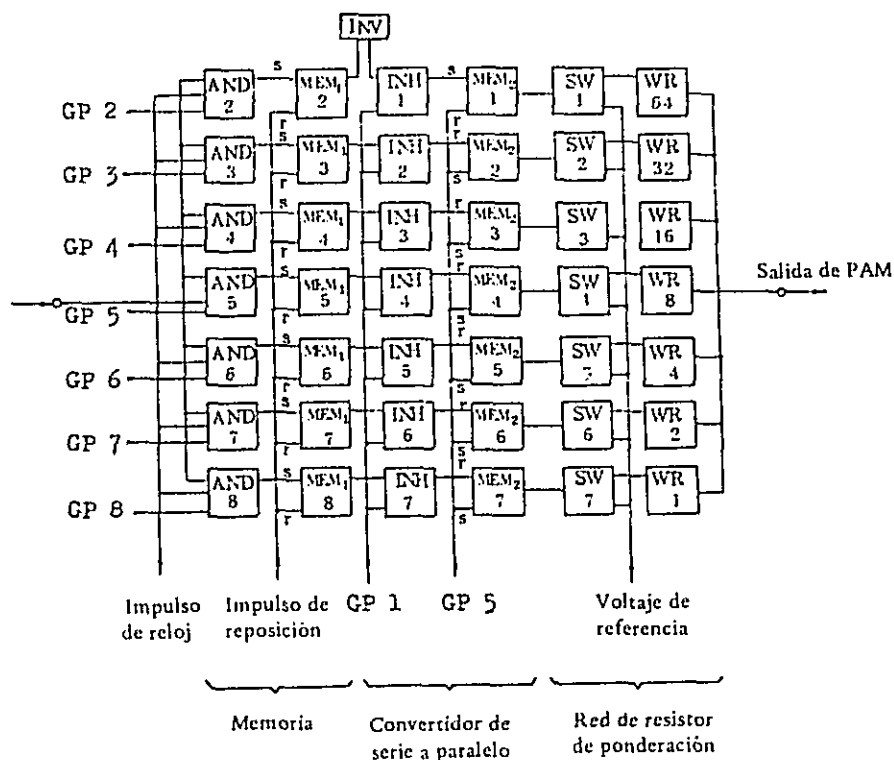
Figura 1.10 Esquema de tiempo de codificador

(4) Descodificador

El decodificador que se usa en este sistema es de tipo adicionador ponderado. En la Figura 1.11 se muestra un diagrama en bloque del decodificador.

La red de resistor de ponderación que comprende los WRs es idéntica a la del codificador de la figura 1.9.

El tren de impulsos recibidos del sistema PCM que han sido convertidos a impulsos unipolares de factor de trabajo de 100% mediante el convertidor bipolar a unipolar, se conduce a la entrada del circuito decodificador. En primer lugar, un impulso de reposición, que está ubicado entre GP1 y GP2, repone todas las MEM_1 . Luego, las MEM_1 se ajustan o se dejan en su estado de reposición en secuencia, en conformidad con el estado ("1" o "0") de las ranuras de tiempo correspondientes (desde la segunda a la octava) en el tren de impulsos de entrada. Esto se hace,



MEM:	Memoria	INV:	Inversor
AND:	Puerta AND	GP:	Impulso de grupo
INH:	Puerta de inhibición	s:	Entrada de ajuste
SW:	Conmutador	r:	Entrada de reposición
WR:	Resistor de ponderación		

Figura 1.11 Diagrama en bloque de descodificador

respectivamente, mediante cada AND que genera un impulso de ajuste cuando existen simultáneamente el impulso de grupo asociado, el impulso de entrada y el impulso de reloj. Las MEM₁ que han sido ajustadas, excepto para INH 1, inhiben a sus respectivas puertas INH que pasen GP1. En el caso de INH 1, la inhibición se efectúa cuando MEM₁ 2 ha quedado restablecida, dado que un inversor INV está insertado entre MEM₁ 2 e INH 1.

Todas las MEM₂, excepto MEM₂ 1, se ajustan simultáneamente por el GP5, mientras que, al mismo tiempo, la MEM 1 queda restablecida a normal. Por consiguiente, una corriente de $32 + 16 + 8 + 4 + 2 + 1 = 63$ unidades, fluye desde la salida del descodificador. Por lo cual, esto es necesario para fijar la línea central del tren de impulsos de PAM de salida en el centro de la gama de amplitud de salida. Esta corriente de 63 unidades dura hasta que el GP1 del siguiente canal transfiera los contenidos de las MEM₁ (es decir, el patrón de impulso del canal que se está considerando) a las MEM₂ y genera una corriente de salida correspondiente al código de entrada.

Cuando el GP1 del siguiente canal se impone a las puertas INH, el GP1 pasa por las puertas INH que no tienen entrada de inhibición y repone las MEM₂ asociadas entre MEM₂ 2, MEM₂ 7, todas las cuales han sido ajustadas por el GP5. En el caso de INH 1, GP1 ajusta MEM₂ 1 si MEM₁ 2 ha sido ajustada.

De este modo, los contenidos de todas las MEM₁ que representan el patrón de impulso del código a descodificarse son transferidos simultáneamente a las MEM₂, y al mismo tiempo, la red de resistores de ponderación genera una suma de corrientes de referencia correspondientes al código de entrada. Por ejemplo, si el código de entrada es 43, ó 0101011, se reponen las memorias MEM₂ 3 y MEM₂ 5. MEM₂ 1 queda "restablecida" y las demás quedan ajustadas. Por lo tanto, por WR 32, WR 8, WR 2 y WR 1 fluyen corrientes de unidad 32,8, 2 y 1, respectivamente. De este modo se puede obtener la corriente de salida de 43 unidades.

Después de completarse descodificación de un código, el impulso de reposición ubicado entre PG1 y PG2 repone todas las MEM₁. Sin embargo, la corriente de salida permanece hasta que el GP5 ajuste las MEM₂ 2, MEM₂ 7 y reponga MEM₂ 1. Por consiguiente, la anchura del impulso PAM de salida es aproximadamente cuatro ranuras de tiempo.

El esquema de tiempo de la red de descodificador se muestra en la Figura 1.12.

En el terminal de PCM-24, el convertidor bipolar-unipolar y el circuito separador de impulso que separa el impulso de señalización y el impulso de encuadramiento desde el tren de PCM recibido están incluidos en la unidad de codificador.

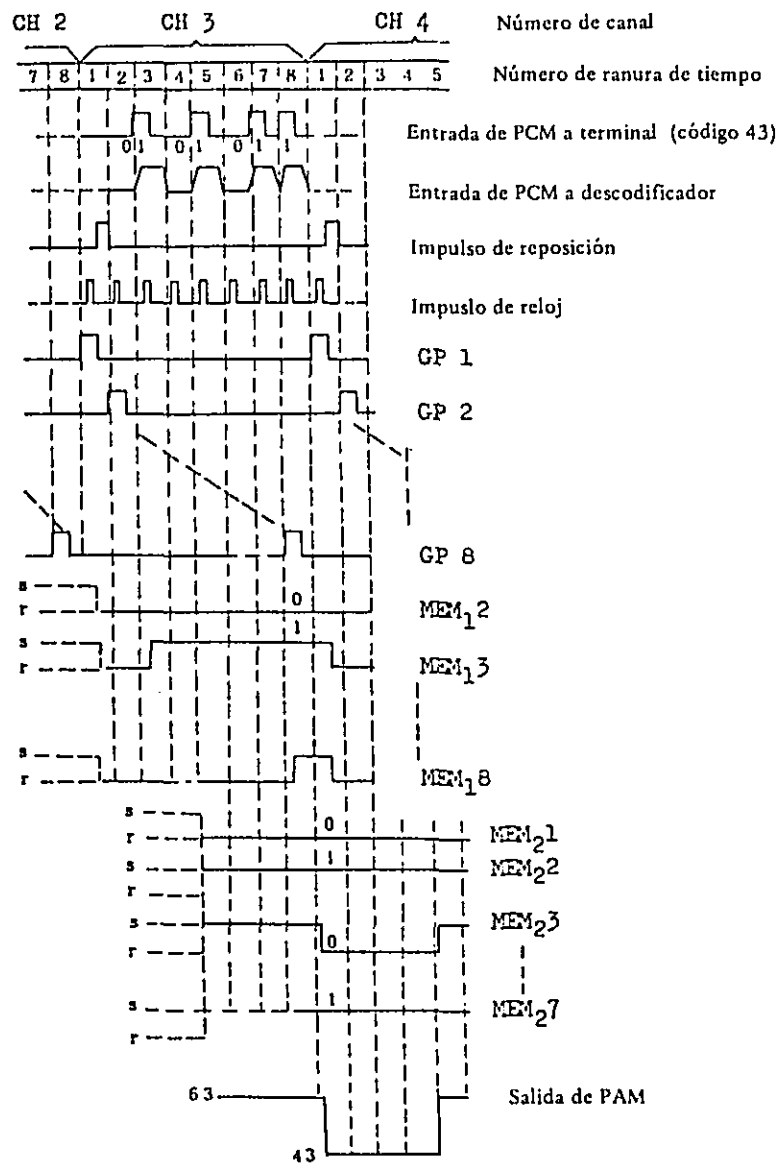


Figura 1.12 Esquema de tiempo de descodificador

2. Ingeniería de la línea repetidora de sistema PCM-24

2.1 Introducción

El repetidor regenerativo de sistema PCM-24 fue desarrollado en 1965. Los sistemas PCM-24 se han extendido rápidamente desde aquel entonces por todo el Japón.

Los circuitos integrados son uno de los mayores logros de la tecnología moderna.

La habilidad de lograr circuitos complejos en substratos muy pequeños y de obtener alta confiabilidad y economía ha constituido uno de los factores más significativos para repetidores de sistema PCM.

Se ha desarrollado un nuevo repetidor regenerativo bipolar de 1,544 Mbps adaptando circuitos aislados.

Al presente, existen en Japón dos tipos de repetidor regenerativo bipolar. Uno es el llamado repetidor regenerativo PCM-24, y el otro es el llamado repetidor regenerativo PCM-24 IC. Entre ambos hay muy pocas diferencias, y aún así, sus funciones son casi las mismas.

2.2 Circuitos y comportamiento

En general, el sistema PCM-24 se podría aplicar a varios tipos de cable par ordinario de voz. Sin embargo, el repetidor regenerativo PCM-24 ha sido diseñado de tal manera que se podría usar en común en esos cables. Como resultado de esta unificación de tipo de repetidor, el número de tipos de equipos de repetidores se ha reducido, y se ha simplificado el diseño de la línea repetidora.

Repetidor regenerativo PCM-24

El repetidor regenerativo juega un papel importante en la transmisión de PCM. Hace la discriminación entre la presencia o ausencia de impulsos desde las señales PCM recibidas, y reconstruye una réplica del tren original de impulsos. Es cosa bien conocida que la regeneración de impulsos se efectúa mediante tres funciones básicas, o sea, reformación, recronización y regeneración. La reformación consiste en formar la señal y en elevar su amplitud al nivel de

umbral donde se puede hacer una decisión entre un impulso o ningún impulso. Esta función la ejecuta un amplificador igualador. La regeneración y la cronización realizan simultáneamente la operación de la reconstrucción de impulsos. La recronización consiste en tomar muestras del tren de impulsos recibidos, y esto es lo que mantiene el espaciado adecuado de impulso y reduce la inestabilidad del impulso. La decisión entre un impulso o ningún impulso se hace mediante esta señal muestreada. Después de esto, un generador de impulso controlado por impulsos de sincronización produce un nuevo impulso correspondiente a un impulso recibido. Consiguientemente, para operar la reconstrucción, es necesario proporcionar impulsos de cronización, con la misma frecuencia de repetición que la del tren de impulso original. Por lo que respecta a la reconstrucción, se han estudiado varios métodos por los Laboratorios de Bell. El laboratorio de NTT también ha examinado los métodos de reconstrucción de un tren de impulsos PCM y ha optado por la recronización completa con el sistema de auto-cronización para repetidor regenerativo PCM-24.

Como ya se ha descrito en el párrafo (2) de la sección 1.3, un tren de impulso bipolar se transmite sobre la línea de repetidores de este sistema. El tren de impulso bipolar consta de impulsos positivos y negativos que ocurren alternativamente, aunque estén espaciados por cualquier número de ranuras de tiempo. Tales impulsos bipolares son transmitidos sobre la línea de repetidores a una tasa de 1,544 megadígitos por segundo.

Es de interés especial considerar el espectro de energía de un tren de impulsos. Para el código binario, un tren de impulso unipolar se emplea usualmente en el terminal de PCM ya que un impulso unipolar es el más sencillo de manejar en los circuitos. Como se ha ilustrado ya en la Fig. 2.1, tal tren de impulsos tiene dos espectros discretos de línea con componentes a cero y con frecuencia de repetición de impulso. El componente de energía en la frecuencia de repetición es útil para extraer la información de cronización. El componente de frecuencia cero, por otra parte, crea una gran dificultad para la transmisión de CC sobre la línea de repetidores.

Por el contrario, un tren de impulso bipolar no tiene energía distribuida en la gama inferior que se muestra en la Figura 2.1. La mayoría del componente de energía se distribuye en una gama más baja que la frecuencia de repetición, y sus frecuencias son más o menos la mitad de la frecuencia de repetición. Esto quiere decir que el tren de impulso bipolar se puede transmitir en una gama de frecuencia que es dos veces más baja que la de un tren de impulso unipolar. Desde el punto de vista de transmisión de PCM, tal forma de impulso bipolar es preferible debido a que la pérdida del cable es varios dB menor a la mitad de la frecuencia de repetición, pero también el efecto de diafonía desde otro sistema en el mismo cable se reduce de un modo muy considerable.

La atenuación de diafonía se puede estimar donde la atenuación de paradiafonía aumenta más o menos 4,5 dB y la telediafonía mejora también en unos 6 dB, comparadas con las de la forma de impulso unipolar.

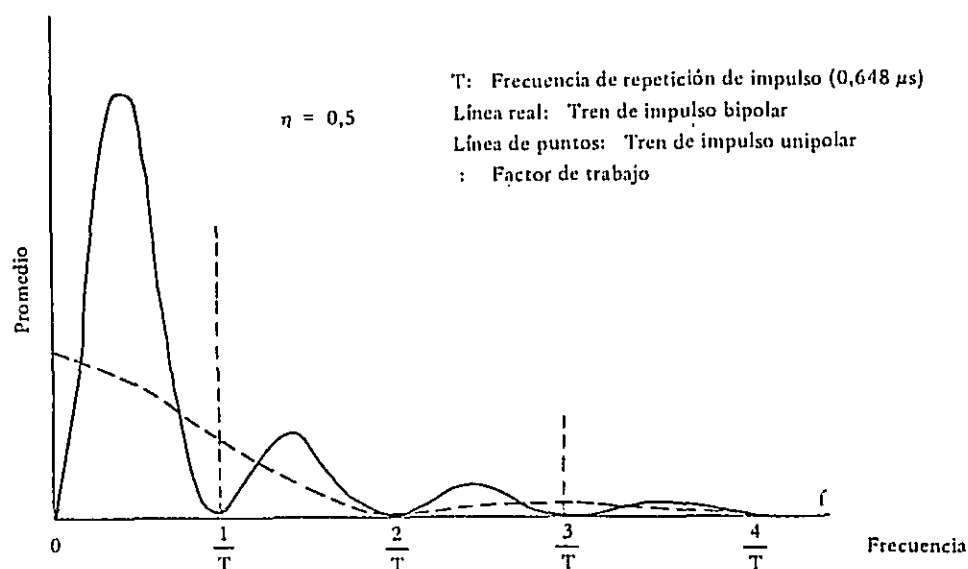


Figura 2.1 Espectro de promedio de potencia de tren de impulso aleatorio

En este caso, la ausencia de un espectro de línea discreta en la frecuencia de repetición resultaría embarazoso para la extracción de la información de cronización, pero este problema no es importante. Para este fin se provee un método muy sencillo que explicaremos en adelante. Después de todo, el hecho de ningún componente de CC es de la mayor importancia para liberar el diseño de repetidor de PCM de los problemas de transmisión de baja frecuencia y de CC. Además de la pérdida de cable y la mejora de diafonía, esta ventaja justifica la adopción de la forma de impulso bipolar.

En la Figura 2.2 se muestra la configuración del repetidor regenerativo de PCM-24. El repetidor consta de cinco partes principales:

- (i) Red constructora ('build-out') de línea (LBO)
- (ii) Preamplificador
- (iii) Circuito automático de control de nivel de umbral (ATC)
- (iv) Circuito de cronización
- (v) Regenerador (Oscilador de bloqueo BO)

La red constructoria de línea es un línea artificial simple que va adjunta a un tramo de cable actual y da a la pérdida de tramo un cierto valor para obtener una amplitud de impulso de entrada constante para el preamplificador. En este sistema, se proveen quince tipos de LBO graduadas en pasos de 2 dB a 722 kHz. Se pueden usar en común para seis tipos de cables.

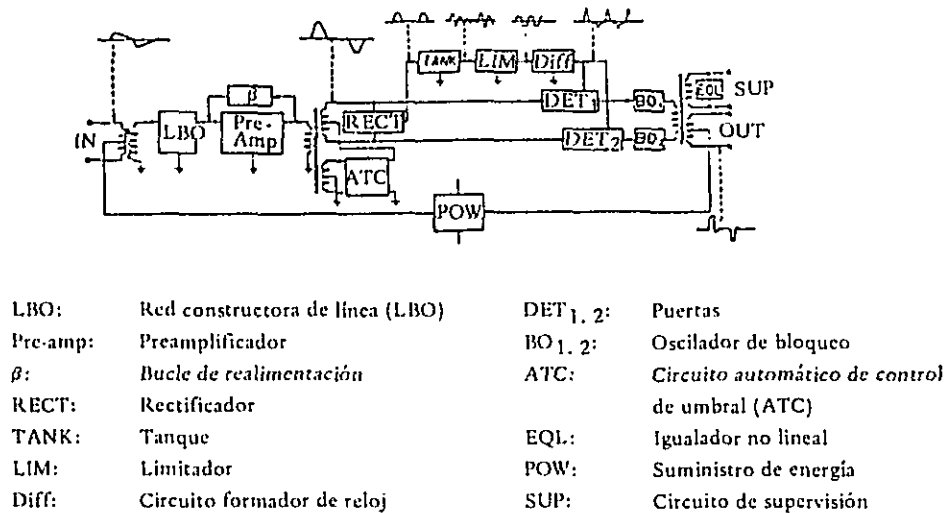


Figura 2.2 Diagrama en bloque del repetidor regenerativo del sistema PCM-24

El preamplificador iguala y amplifica el tren de impulso recibido para minimizar la interferencia entre símbolos en su punto de salida. Para reducir la diafonía, es de desear que la banda de frecuencia de transmisión del preamplificador sea lo más estrecha posible y que esté en una gama de frecuencia baja. La Figura 2.3 representa ganancia del preamplificador contra características de frecuencia del repetidor regenerativo de PCM-24, y la función de transferencia global para el cable, LBO y preamplificador. Esta función de transferencia global es una función racional de 6 grados con una frecuencia de corte de 1,25 MHz. Además, la curva de ganancia del preamplificador tiene un polo de atenuación en una frecuencia de 2,316 MHz para disminuir el disturbio de diafonía desde otros pares de PCM, puesto que, como se ve en la Figura 2.1 un tren de impulso bipolar tiene un pequeño componente de potencia cercano a una frecuencia de $3/2T$, donde T es 1,544 MHz en el sistema.

De este modo, el impulso recibido se reforma en una forma de onda de 1,7 voltios de altura con un 100% de ciclo de trabajo en la salida del preamplificador. La forma de onda reformada se ilustra en la Figura 1.6 (b). Luego, el impulso reformado se aplica al circuito de decisión del regenerador.

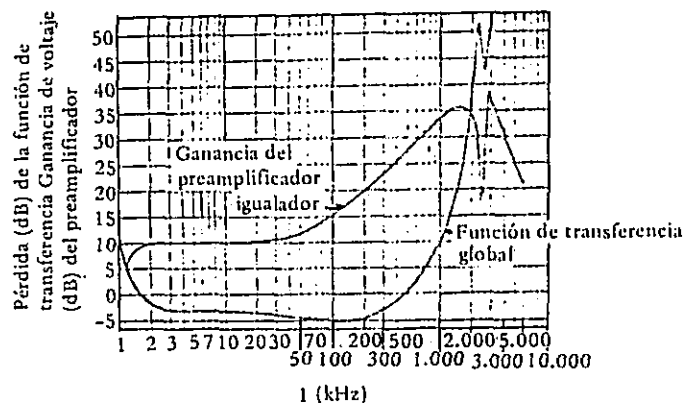


Figura 2.3 Ganancia del preamplificador contra características de frecuencia, y la función de transferencia global

De hecho, el valor pico del impulso reformado cambia debido a las variaciones en la pérdida de cable, a la ganancia del preamplificador y a la amplitud del impulso de salida del repetidor anterior. La discontinuidad de los pasos de la red constructora de línea origina una desviación de pérdida de tramo dentro de una mitad de su paso. El error debido a este paso de LBO afecta también a la amplitud de impulso reformado. Para reducir estos efectos variantes, se provee un circuito de ATC en el repetidor para regular el nivel de umbral del circuito de decisión para que corresponda con variaciones de amplitud del impulso reformado. El circuito de ATC es un rectificador que produce un voltaje CC proporcional al voltaje pico de los impulsos reformados. Por consiguiente, el nivel de umbral del circuito de decisión puede ser apropiadamente polarizado mediante este voltaje de salida del rectificador.

Teóricamente, el nivel de umbral deberá ser exactamente la mitad de la amplitud del impulso reformado para obtener una máxima relación de señal a ruido. Sin embargo, este tipo de circuito de ATC es siempre afectado por el ruido superpuesto a los impulsos en un cable, y el nivel de umbral actual tiende a ser algo más alto que el nivel diseñado. Esta polarización excesiva se puede corregir previamente ajustando el nivel de umbral a menos de la mitad de la amplitud del impulso reformado. En el repetidor regenerativo del sistema PCM-24, se adopta 0,48 como una relación entre el voltaje de pico y el nivel de umbral.

Como ya se ha mencionado anteriormente, un tren de impulso bipolar no tiene espectro discreto de línea en la frecuencia de repetición, sino las frecuencias que llevan la mayor parte de los componentes de potencia están distribuidos en la proximidad de la mitad de la frecuencia de repetición. Por consiguiente, la información de cronización puede obtenerse mediante un rectificador de

onda completa. El circuito de cronización de este repetidor consiste de tal rectificador, un simple circuito tanque LC sintonizado, un amplificador, un limitador y un circuito diferencial. El circuito tanque LC está sintonizado en la frecuencia de repetición de 1,544 MHz. El Q de este circuito tanque pasa a ser más o menos 100. Usando un núcleo de ferrita MU-Zn y un capacitor de poliestireno para este tanque, se espera que la tasa de variación de frecuencia sintonizada sería menos de $3,5 \times 10^{-3}$ sobre una gama de temperatura ambiente entre -30°C a $+60^{\circ}\text{C}$ y tiene una vida de diez años. Este circuito tanque LC produce una onda sinusoidal continua de 1,544 MHz. Pasando por el amplificador, limitador y circuito diferencial, esta onda sinusoidal se convierte en un tren de impulsos de cronización.

El regenerador es un par de osciladores de bloqueo. Estos osciladores de bloqueo se conectan a ON y OFF mediante impulsos de cronización si una amplitud de impulso reformado excede el nivel de umbral. En la Figura 2.2, BO-1 genera impulsos positivos y BO-2 genera impulsos negativos. Cada oscilador de bloqueo corresponde a niveles de umbral positivos o negativos, respectivamente. En la Figura 1.6 (a) se ilustra la forma de impulso regenerado.

Un tercer bobinado del transformador de salida se provee para supervisar los repetidores de la línea de transmisión. Mientras que un tren de impulso de prueba que contiene un componente de potencia de una frecuencia especificada de voz, se envía al repetidor para ser probado, dicha potencia de frecuencia vocal es extraída mediante un filtro de paso de banda estrecha a través de este bobinado. Luego, esta señal se devuelve a la central de supervisión sobre un par cargado, que puede también usarse para otros repetidores.

La fuente de energía de un par de repetidor regenerativo se alimenta desde un bastidor de repetidor terminal instalado en una central. En la Figura 2.4 se muestra el sistema alimentador de energía. Una unidad de energía suministra corriente CC de 170 mA a varios repetidores en una línea de transmisión sobre un circuito fantasma de pares PCM. En un repetidor, los diodos Zener proveen voltajes CC estabilizados. La caída de voltaje por cada par de repetidor es de 11 voltios y aumenta a 13 voltios cuando se incluyen supresores.

Variaciones de corriente dentro de $\pm 30\%$ aseguran un comportamiento excelente en este repetidor. Este rango de variación de corriente permite que el sistema PCM-24 pueda aplicarse a cable aéreo.

El repetidor regenerativo del sistema PCM-24 está diseñado de tal manera que pueda

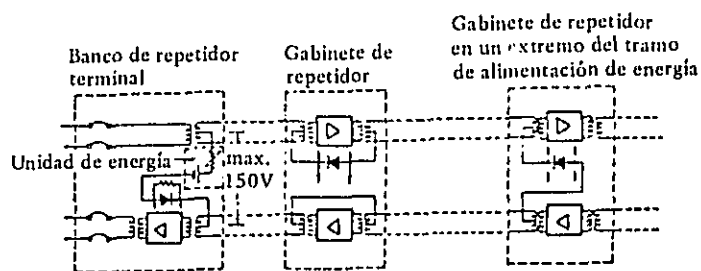


Figura 2.4 Sistema alimentador de energía para la línea de repetidores de sistema PCM-24

instalarse en pozos de registro o en postes. En este último caso, hay que concentrar la atención en la variación de temperatura ambiente. En Japón, se considera que esta variación de temperatura estará dentro del rango de -30°C a $+60^{\circ}\text{C}$ en líneas aéreas de repetidores. Dicha variación de temperatura provoca no sólo una variación en la resistencia de conductor, sino también una variación de la pérdida de cable para señales PCM. La variación de pérdida es compensada por un circuito de ATC que abarca dichas variaciones dentro de un rango de ± 7 dB.

2.3 Equipo repetidor

El bastidor de repetidor terminal está instalado en centrales terminales o en centrales intermedias de líneas de repetidores. Los bastidores de repetidor terminal para repetidores regenerativos de sistema PCM-24 constituyen un bastidor de tipo de montaje de sub-bastidor, y acomodan cuantros sub-bastidores en tres bancos de repetidores, un teléfono y un sub-bastidor de prueba. Este bastidor de repetidor terminal forma un bastidor estándar (altura: 2.750 mm, anchura: 520 mm, y fondo: 225 mm), estando montados estos cuatro sub-bastidores.

Desde el punto de vista de flexibilidad, se proveen dos tipos de bancos de repetidor terminal en un sistema que usa repetidores regenerativos PCM-24. Uno acomoda doce unidades de repetidor terminal y una unidad de alarma de alimentación de energía. Este banco está instalado en una central terminal o en una central intermedia donde es necesaria una alimentación de energía de alto voltaje. La unidad de energía provee 120 o 180 voltios CC que alimenta simultáneamente hasta seis sistemas de líneas de repetidores. Según la clase de voltaje de entrada, cuatro tipos de unidades de energía son disponibles para 200 V CA, 60 V CC, 48 V CC y 24 (o 21) V CC, respectivamente. De entre las doce unidades de repetidor terminal, seis unidades (repisa superior) están

conectadas a la unidad de energía mediante la unidad de alarma de alimentación de energía, pero las otras seis unidades (repisa inferior) están energizadas solamente desde una central distante de alimentación de energía.

El otro banco de repetidor terminal acomoda veinticuatro unidades de repetidor terminal y dos unidades de alarma de alimentación de energía. Estas veinticuatro unidades de repetidor terminal montadas en la primera y tercera repisa (de arriba) están conectadas a las unidades de alarma de alimentación de energía. El resto de las unidades de repetidor terminal pueden recibir energía solamente desde una central distante de alimentación de energía. Por consiguiente, este banco puede instalarse en una central en la que una fuente de energía CC, por ejemplo una batería de central, puede usarse para alimentación de energía. En este caso, doce sistemas de línea de repetidores reciben energía a través de este banco.

La unidad de teléfono y prueba consiste de un circuito telefónico para línea de servicio, cinco jacks para localización de fallas y cinco filtros de frecuencia de voz que pueden ir conectados al tercer bobinado del transformador de salida de repetidores terminales en un bastidor de repetidor terminal.

2.4 Características en alta frecuencia de cables en par para frecuencia vocal

El sistema PCM-24 puede aplicarse a seis tipos de cables ordinarios, el cable urbano aislado con papel de 0,5 mm, 0,65 mm ó 0,9 mm, y el cable interurbano aislado con polietileno alveolar de 0,65 mm y 0,9 mm ó aislado con papel de 0,9 mm. La diferencia que existe entre los cables urbanos y los cables interurbanos se deriva de la capacidad de un par. Las especificaciones de NTT muestran que la capacidad de un par de cable urbano es de 50 nF/km (valor de promedio), y que la capacidad de pares de cables interurbanos es de 38,5 nF/km (valor de promedio). En resumen, esta sección trata de las características de alta frecuencia de estos cables.

(1) Impedancia

En la Figura 2.5 se muestra la impedancia característica de estos cables en un rango de 50 kHz a 1,5 MHz. Las curvas de impedancia característica están entre 100 y 120 ohmios. Sin embargo, la impedancia característica del cable urbano tiende a ser más baja que la del cable interurbano. Como resultado de estos datos, se han adoptado 110 ohmios como impedancia nominal del repetidor.

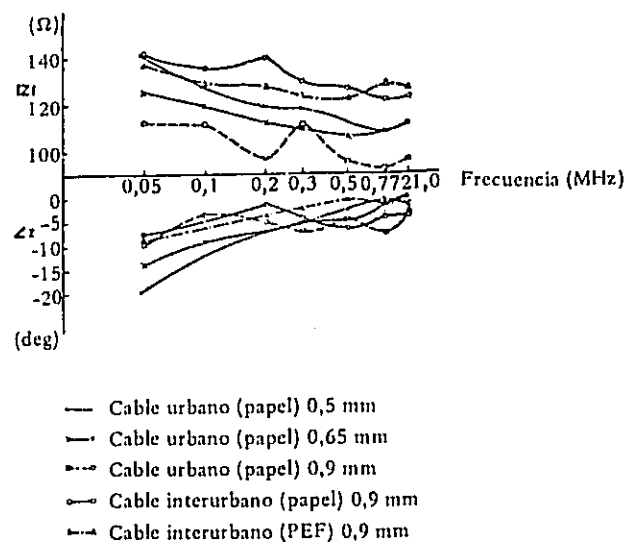


Figura 2.5 Inpedancia contra características de frecuencia de cables en par ordinarios

(2) Pérdida

La pérdida medida contra características de frecuencia queda ilustrada en la Figura 2.6. Por lo que respecta a la transmisión de PCM, la pérdida de línea debe igualarse desde el punto de interferencia entre símbolos. Por lo tanto, puede ser innecesario igualarla exactamente dentro de la banda de frecuencia de transmisión. Esto difiere de la igualación que se usa en el sistema de FDM-AM convencional. En el campo de ingeniería práctica de las líneas de repetidores, es de desear que se considere una frecuencia en la que la atenuación de la señal PCM sea igual a la pérdida del cable. Esta frecuencia puede denominarse como la frecuencia de transmisión equivalente, cuando y donde existe.

Como se muestra en la Figura 2.1, el espectro de energía de un tren de impulso bipolar tiene un componente máximo de unos 772 kHz, que es la mitad de la frecuencia de repetición. Por consiguiente, se espera que la pérdida del cable en esta frecuencia sea equivalente a la atenuación de dicho tren de impulsos. Mediciones demostraron que tal frecuencia era unos 760 kHz sobre un cable en par ordinario de voz. Por consiguiente, es conveniente definir la frecuencia de transmisión equivalente a 772 kHz

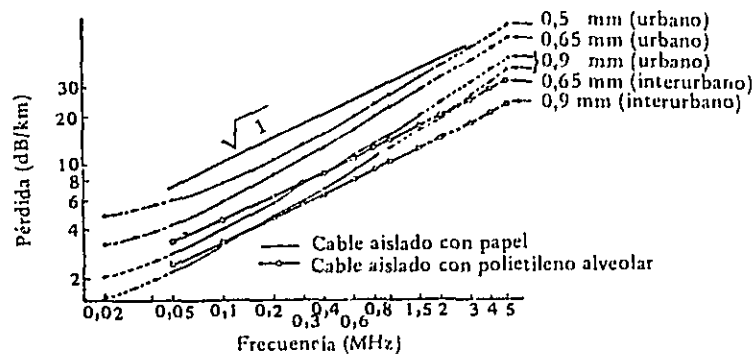


Figura 2.6 Pérdida contra características de frecuencia de cables en par ordinarios

y calcular la atenuación de señales PCM usando la pérdida de un cable a esta frecuencia.

(3) Diafonía

Resulta muy complicado tratar las características de frecuencia de acoplamiento de diafonía entre pares. Es casi imposible deducir una regla general. Sin embargo, cuando no hay circuitos terciarios en el trayecto de diafonía, la teoría es que el valor de promedio de la atenuación de diafonía disminuye a una tasa de 4,5 dB por octavo en la paradiafonía y 6 dB por octavo en la telediafonía. Un ejemplo de atenuación de diafonía actual contra características de frecuencia se muestra en la Figura 2.7. Es evidente que la atenuación de diafonía entre dos pares depende de sus posiciones relativas en el cable. Sin embargo, se puede decir que existe una tendencia similar de disminución del gradiente teórico.

Ahora, podemos considerar frecuencia de diafonía equivalente lo mismo que frecuencia de transmisión equivalente.

En el sistema PCM-24, esta frecuencia de diafonía equivalente se mide del modo siguiente:

Para paradiafonía:	640 kHz
Para telediafonía:	480 kHz

1. Cable urbano de cuadrete en estrella de 0,5 mm
 - NXT en cuadrete
 - FXT en cuadrete
 - NXT entre cuadretes adyacentes
 - FXT entre cuadretes adyacentes
2. Cable interurbano con PEF de 0,9 mm
 - NXT en cuadrete
 - FXT en cuadrete
 - NXT entre capas adyacentes
 - FXT entre capas adyacentes

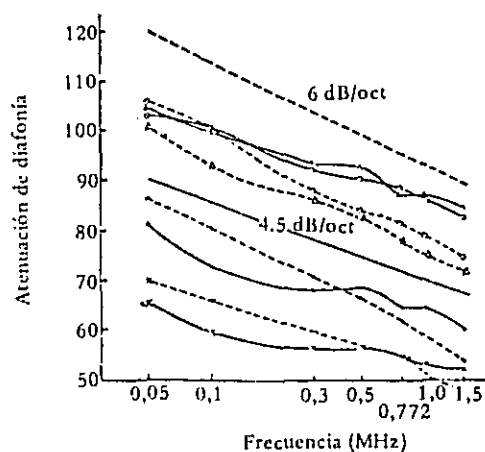


Figura 2.7 Atenuación de diafonía contra características de frecuencia de cable en par ordinario

Por consiguiente, se puede considerar que la interferencia de diafonía desde otro par de PCM disminuye por la atenuación de diafonía en estas frecuencias.

2.5 Ingeniería de línea de repetidores

(1) Objetivos del diseño

La calidad de una línea de repetidores de PCM puede evaluarse mediante la tasa de error de impulso de dígito causada por ruidos impulsivos desde los pares de circuito de disco, interferencia de diafonía desde otros sistemas PCM y por la inestabilidad de cronización en repetidores regenerativos. Por eso, la longitud máxima de un sistema PCM viene limitada por el objetivo del diseño de la tasa de error en una línea de repetidores y su asignación por cada tramo de repetidor.

Como ya se ha descrito anteriormente, el objetivo de tasa de error global para la línea de repetidores del sistema PCM-24 es de 1×10^{-6} , porque errores que ocurren en esta tasa son muy difíciles de detectar acústicamente. Para satisfacer este requisito de tasa de error global, 2×10^{-7} se asigna a la dirección de entrada de cada tramo adyacente a una central, y 1×10^{-8} se asigna a todos los otros tramos de repetidor. Basándose en esta asignación de tasa de error, la longitud máxima de un enlace de PCM depende del número de centrales incluidas en una línea de repetidores y de los espaciamientos de repetidores. Sin embargo, el objetivo del diseño de un tramo adyacente a una central debe tomarse en cuenta solamente para líneas troncales de central local, debido a que hay muchos pares de circuito de disco coexistentes, y el disturbio debido al ruido del circuito de disco no se puede eliminar. Por el contrario, para líneas troncales interurbanas, no es necesario tener dicha consideración porque, debido a la diferencia en tipo de señalización, los circuitos troncales interurbanos no generan tales disturbios. Además, la mayoría de enlaces troncales interurbanos consiste de un solo cable en que el número de pares es algo menor que en cables urbanos. Por esta razón, la reducción de un tramo de repetidor se hace frecuentemente con el fin de aumentar el número de sistemas de PCM. Por consiguiente, NTT presenta como hipótesis dos enlaces de referencia, como se muestra en la Figura 2.8 (a) y (b), para estos dos casos.

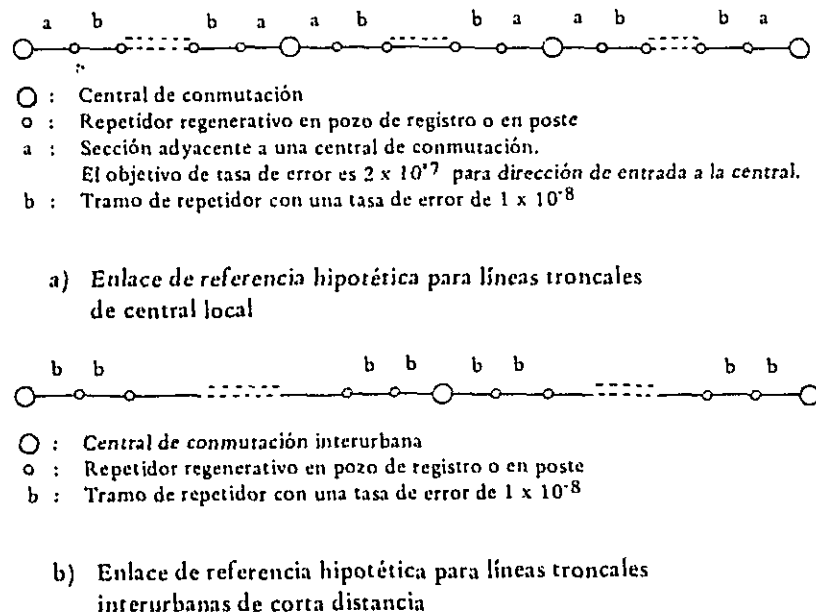


Figura 2.8 Enlaces de referencia hipotética del sistema PCM-24

Este sistema puede aplicarse a varios tipos de cables de voz despupinizados existentes sin compensación de diafonía ni selección de par que requiere mediciones costosas de diafonía. No existe restricción alguna en lo que se refiere a la longitud de la porción aérea del cable. Además, hay que poner atención en simplificar el diseño de las líneas de repetidores y en asegurar el buen rendimiento de las líneas de repetidores en un cable, con un rango de temperatura de -30°C a $+60^{\circ}\text{C}$.

(2) Espaciamiento de repetidores

Debido a las características de regeneración, el número de repetidores en una línea de transmisión de PCM no produce la relación de señal a ruido acumulativa en canales telefónicos. Además, acortando el espaciamiento de repetidor se mejora la tasa de error de impulsos de dígito causada por el ruido y por la interferencia de diafonía desde otros pares en un cable. Al diseñar una línea de repetidores, estas características notables son muy prácticas, comparadas con las de los sistemas telefónicos de onda portadora convencionales. Teniendo en cuenta estas ventajas, el espaciamiento de los repetidores debe determinarse por el tipo de cable a usarse y por el número de sistemas PCM necesario a aplicarse en el cable. El tipo de cable, especialmente el número de pares, restringe el máximo número de sistemas PCM en el cable para un espaciamiento dado de repetidores. Esta restricción puede superarse hasta un punto muy elevado reduciendo el tramo de repetidores. Aunque las ubicaciones de repetidores algunas veces encuentran limitaciones debido a los existentes pozos de registro y postes, es muy ventajoso el acortamiento de tramo de repetidor con el fin de poder aumentar el número de sistemas PCM en un cable.

Volviendo al asunto de tasa de error, los errores de impulso de dígito surgen no solamente del ruido y de la diafonía, sino también de la variación de amplitud del tren de impulsos recibidos. Es decir, la probabilidad de un error de impulso de dígito depende de la relación de señal a ruido en el punto de decisión donde no ocurre ningún error si el nivel de ruido está por debajo del nivel de umbral. Como se ha mencionado ya en el párrafo 2.2, el nivel de umbral es según la altura del impulso reformado con una constante de tiempo relativamente grande. Por lo tanto, cualquier disminución en la amplitud de impulso provoca un descenso del nivel de umbral y deteriora la relación de señal a ruido. Por otra parte, se aumenta un exceso de altura del impulso recibido; de hecho, se aumenta la interferencia entre símbolos debido

a distorsión de forma de onda de los impulsos reformados. Por consiguiente, estos diferentes factores que afectan la tasa de error pueden agruparse de modo siguiente:

(a) Factores que afectan la relación de señal a ruido (S/N)

Se toman en consideración cuatro factores para cable subterráneo y cable aéreo, respectivamente. Los factores y sus valores permisibles se indican a continuación. Las cifras entre paréntesis muestran la asignación para un tramo aéreo.

Interferencia entre símbolos	3,1 dB (3,1 dB)
Deterioro debido a variación de forma de onda . .	1,0 dB (2,7 dB)
Inestabilidad de impulso de cronización	1,7 dB (1,9 dB)
Diferencia de características de frecuencia entre cable y red LBO	0,5 dB (8,2 dB)
Total	6,3 dB (8,2 dB)

(b) Factores que afectan el nivel de ruido (S)

Variación de pérdida de cable debido a variación de temperatura	1,5 dB (4,2 dB)
Variación de altura de impulso de salida	0,4 dB (0,4 dB)
Total	1,9 dB (4,6 dB)

(c) Factores que afectan el nivel de ruido (N)

Por lo que respecta al ruido impulsivo debido a circuitos de disco, deberá tomarse atención solamente a la sección de repetidor adyacente a una central de conmutación. Por consiguiente, se toman precauciones reduciendo el espaciamiento de los repetidores y asignando un objetivo de tasa de error de 2×10^{-7} al tramo. En otros tramos de repetidor, la interferencia de diafonía desde otros pares de PCM provocan un aumento del nivel de ruido y el ruido

de diafonía depende del número de sistemas PCM en un cable. Suponiendo que el número de disturbios de sistemas PCM es n , el aumento del ruido de diafonía se da mediante las ecuaciones siguientes:

Para paradiafonía:

$$10 \log_{10} n + 2,5 \text{ (dB)}$$

Para telediafonía, incluyendo el efecto de longitud del pésimo tramo:

$$10 \log_{10} n + 5,5 \text{ (dB)}$$

Desde estas relaciones, y la frecuencia de diafonía equivalente como se ha descrito en el párrafo 2.4 (3), la relación de señal a ruido en el punto de decisión se puede derivar de modo siguiente:

Para paradiafonía:

$$m_N + 1,2 - L - 10 \log_{10} n - 2,5 \text{ (dB)}$$

Para telediafonía:

$$m_F + 4,1 - 10 \log_{10} n - 5,5 \text{ (dB)}$$

donde,

L : la pérdida de cable de un tramo de repetidor a 772 kHz en dB

m_N : atenuación de paradiafonía a 772 kHz en dB

m_F : atenuación de telediafonía a 772 kHz en dB

Los dos primeros términos en cada ecuación representan la atenuación de diafonía en la frecuencia de diafonía equivalente.

(d) Otros factores

En general, se puede presumir que la distribución de la amplitud de ruido representa una ley de distribución normal. Para restringir la ocurrencia de ruidos a la probabilidad de 1×10^{-8} , hay que tomar en cuenta el margen de 5,6 con respecto al nivel de ruido medio. Por lo tanto 15 dB se considera como un factor pico. Además de esto, es necesario permitir, para desviación de

diafonía, atenuación en los varios tipos de cable y la inconsistencia entre curvas teóricas y actuales de su atenuación contra características de frecuencia. Por esto, se toma en cuenta la desviación estándar de 2,9 dB.

De los factores arriba mencionados, podemos deducir las relaciones fundamentales de la relación de señal a ruido en el punto de decisión. Recordando que el nivel de umbral es regulado a 0,48 de la altura del impulso reformado por el circuito de ATC, la relación de señal a ruido en el punto de decisión debe ser mayor de 6,4 dB para evitar la courrencia de errores. Por consiguiente, usando los factores arriba mencionados, se pueden obtener las siguientes relaciones de señal a ruido:

Para el tramo de repetidor en cable subterráneo:

$$m_N - L - 10 \log_{10} n - 1,3 - (6,4 + 6,3 + 1,9 + 15 + 2,33 \times 2,9)$$

$$m_F - 10 \log_{10} n - 1,4 - (6,4 + 6,3 + 1,9 + 15 + 2,33 \times 2,9)$$

Para el tramo de repetidor en cable aéreo:

$$m_N - L - 10 \log_{10} n - 1,3 - (6,4 + 8,2 + 4,6 + 15 + 2,33 \times 2,9)$$

$$m_F - 10 \log_{10} n - 1,4 + (6,4 + 8,2 + 4,6 + 15 + 2,33 \times 2,9)$$

Si estas ecuaciones tienen valores positivos, no surge ninguna clase de errores.

Consiguientemente, para un tramo de cable subterráneo:

$$m_N - L - 10 \log_{10} n > 37,7$$

$$m_F - 10 \log_{10} n > 37,8$$

Para un cable aéreo:

$$m_N - L - 10 \log_{10} n > 42,3$$

$$m_F - 10 \log_{10} n > 42,4$$

(3) Disposición de pares

En la planificación actual de línea de repetidores, el sistema PCM puede operar con un cable sencillo o dos cables. De las ecuaciones citadas se deduce claramente que en el caso de operación de cable sencillo, la paradiafonía es el factor más dominante que afecta al máximo número de sistemas PCM. Por consiguiente, a fin de aumentar el número de sistemas para un espaciamiento dado de repetidores, los pares de PCM

de cada dirección deben estar dispuestos en un cable de tal manera que la paradiafonía entre ellos quede reducida al mínimo. En la operación de dos cables, por el contrario, los pares de cada dirección van encerrados en cables separados. En consecuencia, la telediafonía entre los pares de la misma dirección pasa a ser el factor dominante. Al presente, la NTT no intenta usar la operación de dos cables para el sistema PCM-24 por la sencilla razón de que un estudio de investigación que se ha hecho del número de sistemas que se necesitan por cada enlace no enseña muchos sistemas que se pueden lograr por operación de dos cables, y la mayoría de enlaces interurbanos existentes, que son de tipo de cable sencillo, puede proveer el servicio requerido.

En la operación de cable sencillo, se pueden considerar dos tipos de cables. Uno es el cable de tipo unitario y el otro es el cable de tipo de capa. En el cable de tipo unitario, un cable consta de varias unidades de centenares de pares en construcción de capa. La mayoría de cables de central con más de cuatrocientos pares pertenece a este tipo. En este caso, más o menos la mitad de los pares internos, hasta 56 pares de cada unidad, pueden usarse para pares de PCM, y los pares restantes externos, forman una capa de pantalla. Además de esto, los pares de PCM en cada dirección van instalados en unidades separadas de una a otra, como se muestra en la Figura 2.9 (a). En el cable de tipo de capa, por otra parte, un cable consta de varias capas de pares de cuadrete en estrella o de pares gemelos. Esta construcción de par se usa para cables de tamaño pequeño de menos de cuatrocientos pares. En este caso, los pares de capa interior se pueden emplear se como pares de PCM en una dirección, y los pares de capa exterior se usan en la otra dirección. Generalmente, una capa entre pares de PCM en cada dirección permanece como una capa de pantalla. Sin embargo, el cable aislado con polietileno alveolar contiene 54 pares o menos, los cuales han sido designados de modo que tengan mejores características de diafonía, para que se pueda aplicar el sistema de onda portadora convencional de corta distancia. Por consiguiente, a veces, es preferible usar todos estos pares para el sistema PCM ya que no se necesita ninguna capa de pantalla entre direcciones. En la Figura 2.9 (b) se muestran estas disposiciones de par de PCM.

Basándonos en estas reglas de disposición de pares y en las relaciones fundamentales que se refieren al número de sistemas PCM, la pérdida de tramo de cable y la diafonía, como se muestra en el párrafo precedente, el número posible de sistemas en un cable se puede calcular para varios tipos de cables. La tabla 2.1 muestra un ejemplo del

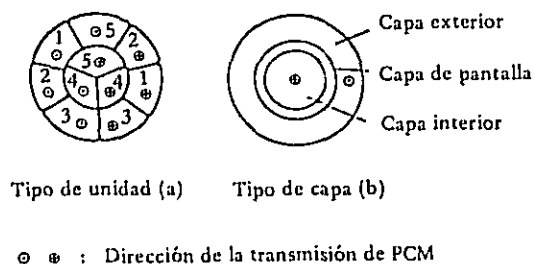


Figura 2.9 Disposiciones de par de PCM para cables de tipo de unidad y cables de tipo de capa (Cifras en cada unidad representan el orden de uso de unidades)

máximo número de sistemas PCM en un cable para el espaciamiento máximo y la posibilidad de práctica de reducir el tramo de repetidor para poder aumentar los pares de PCM.

Tabla 2.1 Ejemplo de máximo número de sistemas PCM en un cable para el tramo máximo y para el tramo reducido

(a) Cable interurbano con aislamiento de polietileno alveolar de tipo de capa de 0,9 mm con operación de cable sencillo subterráneo.

Tramo No. de pares	4,06 km	3,86 km	3,66 km
38	10 sis.	16 sis.	16 sis.
74	10 sis.	20 sis.	24 sis.
150	35 sis.	54 sis.	54 sis.
400	100 sis.	100 sis.	100 sis.

(b) Cable interurbano con aislamiento de polietileno alveolar de tipo de capa de 0,9 mm con operación de cable sencillo aéreo.

Tramo No. de pares	3,14 km	2,94 km	2,74 km
38	16 sis.	16 sis.	16 sis.
74	24 sis.	24 sis.	24 sis.
150	54 sis.	54 sis.	54 sis.
400	100 sis.	125 sis.	160 sis.

- (c) Cable de central aislado con papel de tipo de unidad de 0,65 mm con operación de cable sencillo subterráneo.

Tramo No. de pares	1,96 km	1,76 km	1,56 km
600	70 sis.	112 sis.	168 sis.
1.000	135 sis.	168 sis.	280 sis.

2.6 Diseño de línea de repetidores

Al diseñar una línea de repetidores, se deben tener en cuenta muchos factores. En esta sección, las discusiones no hacen más que tocar someramente algunos puntos principales.

(1) Espaciamiento de repetidores

Es deseable insertar repetidores regenerativos a largos intervalos a lo largo de la línea de transmisión. Sin embargo, como ya se ha descrito anteriormente, el espaciamiento de repetidores se restringe por el número de sistemas, características de diafonía y del tipo de cable a usar. Además de esto, la instalación de repetidores queda a veces limitada por pozos de registro o postes ya existentes. En caso de cables directamente enterrados, especialmente, el espaciamiento de repetidores debe ser el múltiple del espaciamiento de bobina de carga. En consecuencia, el espaciamiento de repetidores debe determinarse de modo que se pueda satisfacer el número necesario estimado de sistemas PCM por el espaciamiento de repetidores, y los puntos de instalación de repetidores puedan coincidir con instalaciones ya existentes, por ejemplo, pozos de registro, postes y/o centrales de conmutación. Por supuesto, es posible instalar nuevos pozos de registro o postes para repetidores de PCM, si esto fuera deseable desde el punto de vista técnico y económico.

(2) Red constructora de línea (LBO)

Como ya se ha mencionado en el párrafo 2.1, en este sistema se proveen quince clases de redes constructoras de línea, graduadas en pasos de 2 dB a 772 kHz. Cada red LBO va encerrada en una caja pequeña y puede ir acomodada en una unidad repetidora. Después de haberse determinado el espaciamiento de repetidores, redes

LBO deben suministrarse para cada tramo de repetidor, excepto para los de longitud máxima permitida en el cable a usarse. Por lo que respecta al error complementario de una red constructora de línea, se asignan ± 2 dB a tramos de cable subterráneo y se asignan ± 1 dB a tramos de cable aéreo en consideración al espaciamiento de repetidores. Por consiguiente, si la pérdida de pares de cable es homogénea, será fácil predeterminar el número necesario y el tipo de redes LBO, debido a que los registros de planta de cable muestran la longitud exacta de cada tramo. Como resultado de mediciones de la pérdida en varios cables de voz, fue evidente que el 3% debe ser considerado como la desviación estándar de la distribución de pérdida de par. Además, es necesario tener en cuenta las variaciones en la producción de redes LBO, el coeficiente de temperatura de pérdida de par y la diferencia en la longitud entre registros de planta y líneas actuales. Considerando estos factores, una red LBO puede predeterminarse para un tramo de repetidor de pérdida de menos de 22,6 dB a 772 kHz, pero para un tramo de repetidor cuya pérdida se presume ser más de 22,6 dB a 772 kHz, deben prepararse dos redes LBO de línea. En este último caso, una red constructora de línea entre las dos puede escogerse al instalar un gabinete de repetidor midiendo la pérdida del par a usarse. Figura 2.10 ilustra un ejemplo del esquema de predeterminación para redes LBO.

km	Subterráneo	Aéreo
0,0	15	
		15
0,5	14	14
	13	13
	12	12
	11	11
	10	10
1,0	09, 08	09
	08, 06	07, 08
	04, 06	06, 07
		05, 06
1,5	05, 03	04, 05
	02, 04	03, 04
	01, 03	
	02	
2,0		

Figura 2.10 Esquema de predeterminación de redes LBO para cable de central con aislamiento de papel de 0,65 mm (Cifras indican el tipo de LBO a prepararse)

(3) Alimentación de energía

Una línea actual de repetidores generalmente consiste de dos o tres tramos de alimentación de energía. Hay que emplearse equipos de energía apropiados para evitar consumo antieconómico de energía. Por esta razón, se proveen varios tipos de unidades de suministro de energía para este sistema. En centrales de conmutación automática, las unidades suministradoras de energía de -48V CC o -60V CC son más adecuados. Para un tramo de alimentación relativamente corto con uno o dos repetidores exteriores, la energía puede suministrarse directamente desde una batería de central mediante un bastidor de repetidor terminal. Una unidad suministradora de energía de tipo de 200 V, CA, es útil para una instalación de repetidor en la estación repetidora de onda portadora. En el caso de líneas troncales interurbanas, una línea de repetidores incluye a veces centrales de conmutación de operadora. Para suministrar energía desde estas centrales, está disponible una unidad suministradora de energía de tipo de -24 (o -21) V, CC. En todos los casos anteriormente mencionados, la corriente de alimentación puede regularse mediante resistores de conexión a puente colocados en serie en el circuito de alimentación de energía de cada sistema. Estos resistores de ajuste van acomodados en la unidad de alarma de alimentación de energía de un sub-bastidor de repetidor terminal.

(4) Disposición de par de localización de falla

Un repetidor defectuoso puede localizarse en el bastidor de repetidor terminal por usar el equipo localizador de falla. En este sistema, están provistos doce filtros para este objeto. Al diseñar una línea de repetidores, debe prepararse un par de voz cargado para una línea de repetidores que tiene menos de trece repetidores. Para una línea con más de doce repetidores, generalmente deben tenerse en cuenta dos pares cargados.

P-3

SISTEMA PCM-24 B

CONTENIDOS

PARTE A. EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

1. DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B	P-3- 1
1-1 Generalidades	P-3- 1
1-2 Sumario técnico	P-3- 4
1-3 Composición del equipo múltiplex	P-3-10
1-4 Operación del sistema funcional	P-3-10
2. INSTALACION DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B	P-3-17
2-1 Instalación del equipo múltiplex	P-3-17
2-2 Alambrado eléctrico del equipo múltiplex	P-3-22
2-3 Comprobación del alambrado eléctrico y del aislamiento	P-3-30
2-4 Inserción de las unidades enchufables	P-3-31
3. CIRCUITO DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B	P-3-32
3-1 Construcción de la trama	P-3-32
3-2 Circuito PAM	P-3-34
3-3 Circuito de señalización	P-3-37
3-4 Principio de codificación y de decodificación	P-3-39
3-5 Circuito codificador y decodificador	P-3-45
3-6 Circuito generador de los impulsos de control	P-3-53
3-7 Alineación de la trama	P-3-55
3-8 Circuito suministrador de la energía	P-3-57
4. MANTENIMIENTO DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B	P-3-59
4-1 Circuito de alarma del equipo múltiplex	P-3-59
4-2 Mantenimiento del equipo múltiplex	P-3-63
4-3 Localización de las fallas del equipo múltiplex	P-3-66

PARTE B. EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

1. DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B	P-3-73
1-1 Sumario técnico	P-3-73
1-2 Composición del Equipo Repetidor Terminal	P-3-76
1-3 Composición de la caja de acomodación ("housing") del repetidor	P-3-77

1-4 Operación del sistema funcional	P-3- 78
2. INSTALACION DEL EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B	P-3- 82
2-1 Instalación del equipo repetidor terminal	P-3- 82
2-2 Alambrado eléctricos en el equipo repetidor terminal	P-3- 86
2-3 Caja de acomodación "housing" para la cámara subterránea (man-hole)	P-3- 95
2-4 Caja de acomodación del repetidor para el poste	P-3- 96
2-5 Ajuste del equipo de la línea con repetidores	P-3- 97
3. CIRCUITO DEL EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B	P-3-100
3-1 Circuito de igualación	P-3-100
3-2 Circuito controlador de sincronización	P-3-101
3-3 Circuito de regeneración	P-3-103
3-4 Circuito protector	P-3-104
4. DISEÑO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B	P-3-104
4-1 Finalidad del diseño	P-3-104
4-2 Características de alta frecuencia de los cables par de voz	P-3-105
4-3 Asignación de los pares PCM	P-3-108
4-4 Diseño de espaciamiento repetidor	P-3-109
4-5 Diseño de la alimentación de energía	P-3-113
4-6 Diseño de supervisión	P-3-118
5. MANTENIMIENTO DEL EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B	P-3-120
5-1 Circuito de alarma del equipo de la línea con repetidores	P-3-120
5-2 Mantenimiento del equipo de la línea con repetidores	P-3-122
5-3 Operación de la línea con repetidores	P-3-122
5-4 Localización de las fallas de la línea con repetidores	P-3-124

PARTE C. MEDICIONES DEL SISTEMA PCM-24

1. Conexiones a puente de cada unidad	P-3-125
2. Comprobación de voltaje de energía principal	P-3-127
3. Comprobación del voltaje de salida de la unidad de energía del equipo multiplex	P-3-127
4. Comprobación de la energía de alimentación para el equipo de línea con repetidores	P-3-128
5. Colocación del circuito de prueba-bucle	P-3-129
6. Observación de la forma de onda en el interfaz numérico	P-3-129

7.	Prueba marginal de la línea con repetidores	P-3-129
8.	Comprobación de la proporción de error	P-3-134
9.	Medición de pérdida neta.....	P-3-136
10.	Medición de distorsión de atenuación con frecuencia	P-3-137
11.	Medición de la variación de ganancia con nivel de entrada	P-3-137
12.	Medición de ruido de canal libre	P-3-139
13.	Medición de ruido de distorsión total incluyendo la distorsión de cuantificación	P-3-139
14.	Comprobación de la unidad repetidora	P-3-141
15.	Varios circuitos de medición	P-3-144
16.	Sumario de los equipos de prueba	P-3-145

PARTE A. EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

1. DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

1.1 Generalidades

El sistema PCM-24B es un sistema TDM-PCM de 24 canales todo él construido con los circuitos integrados (IC) y además de estar económicamente diseñado está construido para los troncales (trunks) de corta distancia, los troncales interurbanos cortos y los troncales de las centrales locales bastante largos, basados en la recomendación de CCITT serie G700.

Este sistema se puede usar para casi toda la clase de los troncales (trunks) interurbanos y para los troncales de las centrales locales seleccionando los equipos relevadores troncales apropiados. Seleccionando las unidades enchufables del canal, un circuito de 2-hilos o de 4-hilos está disponible para su uso.

En la planificación, el diseño y la fabricación de un sistema, se han puestos los grandes esfuerzos para poder satisfacer todos los requisitos desde el punto de vista técnico y económico. En algunos casos típicos, la longitud aplicable económica del sistema es de unos 10 kilómetros aproximadamente. Sin embargo, para una ruta donde más del 60% del total de los circuitos haya que conectar directamente a un sistema coaxial o de corrientes portadoras de microondas a un extremo de la ruta, un sistema de corrientes portadoras de corta distancia resulta más económico que el sistema PCM-24B, debido a que el primero facilita la conexión de grupo de paso directo ("through-group") con los sistemas FDM de corrientes portadoras ya existentes.

Con respecto a la longitud máxima del sistema, la limitación es esencial, debido a que un mínimo error en un tramo repetidor, que es solamente un factor acumulativo en una línea de transmisión PCM, se puede corregir y mejorar considerablemente acortando un poco el tramo repetidor. Con todo, en la presente y actual práctica para el diseño de la línea con repetidores, se asume una longitud máxima de unos 100 kilómetros, o 50 tramos repetidores. El rendimiento de una línea que incluye 52 tramos repetidores quedó asegurado en la prueba de campo.

El sistema es aplicable a los cables de voz en condición de descargado existentes sin compensación de la diafonía o selección del par, que requiere las mediciones del diafonía, que resultan caros. En cuanto a la longitud en la porción aérea de los cables, no existe ninguna restricción por lo que respecta a la longitud. La gama de temperatura de un cable de -30 C a +60 C se

consideró al diseñar el sistema.

El equipo múltiplex y el equipo repetidor terminal pueden operar mediante DC -21V., DC -48 V. o DC -60V, seleccionando la unidad enchufable de la energía.

Una línea de transmisión del sistema consta de los repetidores regenerativos y de dos pares de conductores, usualmente en un solo cable. El espaciamiento repetidor depende del tipo de cable y del número de los sistemas que se aplican en un cable. Por ejemplo, el espaciamiento estándar para un cable de la central conmutadora aislado con papel de 0,65 mm es de unos 2 km, y el espaciamiento estándar para un cable interurbano aislado con polietileno espumado es de unos 3 kilómetros.

Los repetidores están energizados por corriente directa alimentada mediante un circuito fantasma de dos pares que se usa para la transmisión de PCM. La corriente de alimentación se puede suministrar directamente desde una batería de oficina de la central conmutadora o desde una unidad suministradora de la energía que va montada en un bastidor del repetidor terminal o un bastidor del repetidor de oficina intermedia.

La disposición del sistema PCM-24B se muestra en la figura 1-1.

El número máximo de los sistemas aplicables en un canal simple varía principalmente según la condición de la paradiafonía que existe en el cable. Por consiguiente, esto depende del tipo del cable y del espaciamiento repetidor. Por ejemplo, en un cable de la central conmutadora del tipo de la unidad aislada con papel de cuadrete en estrella de 0,65 mm se puede usar el 56% de todos los pares para el sistema PCM-24B reduciendo el espaciamiento repetidor a 1,55 Km. En el caso de usar el cable interurbano del tipo de capa aislada de polietileno espumado que contenga de 100 a 400 pares, se puede usar del 48 al 80% de todos los pares con el espaciamiento repetidor estándar.

Cuando están disponibles dos cables para cada dirección de transmisión, no existen restricciones sustanciales en cuanto al número de los sistemas aplicables.

Para simplificar el mantenimiento, hay tres métodos principales para indicar el rendimiento de averías. Uno es el método de supervisión de alineamiento del bastidor, y el segundo es el método de supervisión del nivel de piloto transmitido a un canal que está desocupado, y el tercero es el método de supervisión de la proporción del error de la línea con repetidores. Uno indica la falla en la parte de reloj del equipo múltiplex, el segundo en el codificador y decodificador, y el tercero

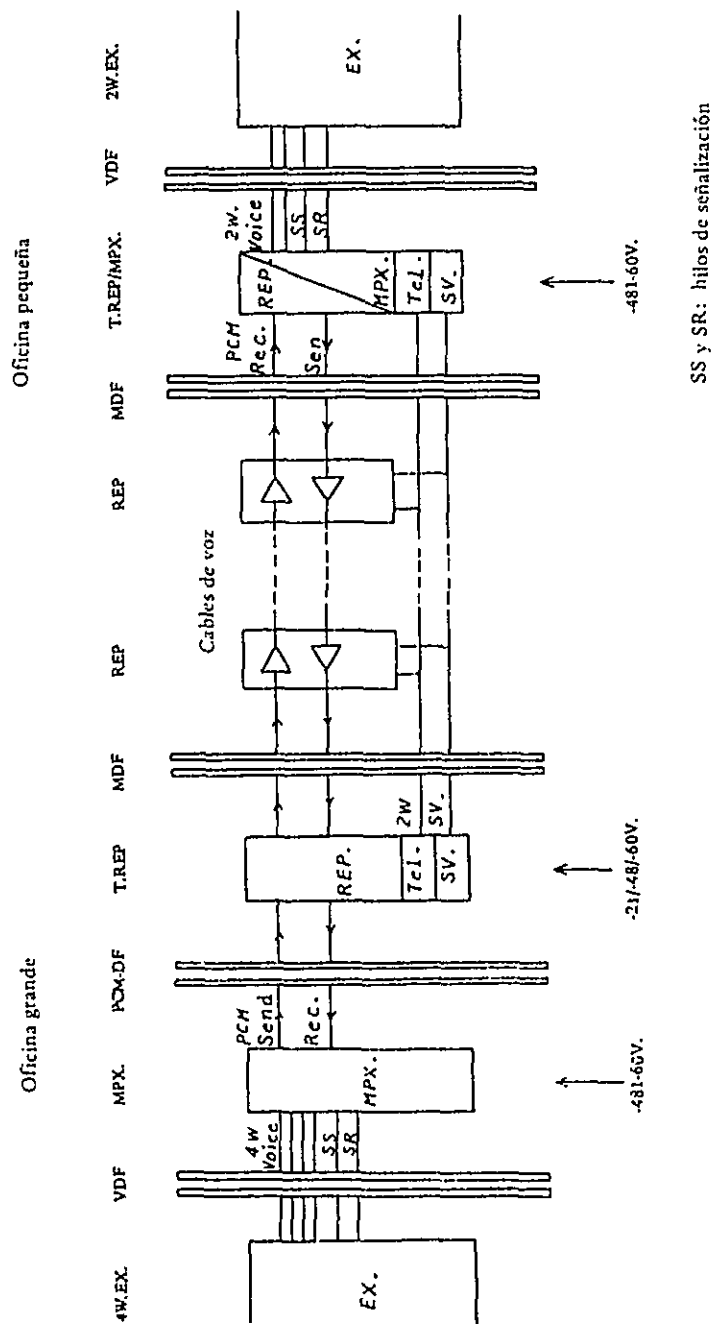


Figura 1.1 Disposición del sistema PCM-24B

en la línea con repetidores. Se proveen tres lámparas indicadores de alarma para indicar respectivamente estas tres condiciones de avería.

La localización de fallas se puede hacer con mucha facilidad mediante estas tres lámparas y poniendo a bucle (para prueba) el terminal con un simple cordón de acoplamiento. Si la falla está localizada en la línea con repetidores, el repetidor averiado en la estación terminal se puede determinar usando un localizador de fallas.

1.2 Sumario técnico

A continuación se indica el sumario de los principales parámetros y los objetivos de diseño del equipo múltiplex PCM-24B basado en la recomendación serie G700 de CCITT.

Nombre del equipo

Equipo múltiplex PCM-24B-1-1

Este bastidor está completamente conectado para acomodar diez sistemas de las unidades de multicanalización ($24 \times 10 = 240$ canales) y sus dimensiones son:

Altura	:	2750 mm
Anchura	:	520 mm
Fondo	:	225 mm

El suministro de energía que se requiere es:

DC -48V

Equipo múltiplex PCM-24B-1-1

El suministro de energía que se requiere para este equipo es DC -60V. Las otras características son idénticas a las del equipo múltiplex PCM-24B-1-1.

Equipo múltiplex PCM-24B-2^A_B-1

Este bastidor está completamente equipado para poder acomodar 8 sistemas de las unidades de multicanalización (múltiplex) y 8 sistemas de las unidades terminales repetidoras.

Las dimensiones del bastidor son las mismas que las del equipo múltiplex PCM-24B-1-1.

En el equipo múltiplex PCM-24B-2A-1 se incluye un aparato telefónico para el mantenimiento de la línea con repetidores. El equipo PCM-24B-2B-1 no tiene el aparato telefónico.

El suministro de energía que se requiere es:

DC -48V

Equipo múltiplex PCM-24B-2^A_B-2

El suministro de energía que se requiere para este equipo es: DC -60 V. Las otras

características son iguales a las del equipo multiplex PCM-24B-2 $\frac{A}{B}$ -1

Equipo multiplex PCM-24B-3 $\frac{A}{B}$ -1

Este bastidor está completamente equipado para acomodar 5 sistemas de las unidades de multicanalización (multiplex) y 5 sistemas de las unidades terminales repetidoras.

Las dimensiones del bastidor son:

Altura	:	2000 mm
Anchura	:	520 mm
Fondo	:	225 mm

Para el equipo multiplex PCM-24B-3A-1 se incluye un aparato telefónico para el mantenimiento de la línea son repetidores. El equipo PCM-24B-3B-1 no tiene el aparato telefónico.

El suministro de energía que se requiere es:

DC -48 V

Equipo multiplex PCM-24B-3 $\frac{A}{B}$ -2

El suministro de energía que se requiere es:

DC -60 V

Las otras características son las mismas que las del equipo multiplex PCM-24B-3 $\frac{A}{B}$ -1

Especificaciones del equipo multiplex PCM-24B

Número de canales	:	24
Multiplexación	:	Multiplex de división de tiempo
Modulación	:	Modulación de código a impulso
Proporción de muestreo	:	8KHz para el canal de voz, 1.33KHz para señalización
Proporción de bitio	:	1,544 Mbitios
Ley de codificación	:	característica logarítmica de $\mu = 255$ debido a la aproximación del segmento 15
Relación entre la ley de codificación y el nivel relativo de audio	:	3,17 dBmO
Señal de temporalización	:	Desde el oscilador de cristal interno, la señal digital de entrante o desde una fuente exterior

Número de bitios por intervalo de tiempo del canal	: 8, numerados de 1 a 8, 8 bitios para el canal de voz (para 5 tramas entre 6 tramas) 7 bitios para el canal de voz y 1 bitio para señalización (para una trama entre 6 tramas)
Estructura de la trama	: El número de intervalos del tiempo del canal por trama es 24, numerados de 1 a 24. Un bitio por trama se añade para la señal de alineación de trama y para la señal de alineación de multitrama.
Señal de alineación de trama	: La señal de alineación de trama ocupa la primera posición del bitio de una trama si y otra no. Esta señal es 101010.....
Pérdida y recuperación de alineación de trama	: La señal de alineación de trama se monitorea para determinar si se ha perdido dicha alineación de trama. La alineación de trama se recupera automáticamente. Método de recuperación: Inestabilidad desplazamiento de 1-bitio con los tiempos de guardia hacia adelante y hacia atras.
Indicación de las condiciones de falla	: Número del sistema en condición de avería. Falla del fusible Falla del suministro principal de energía Pérdida de la alineación de trama Falla de la señal piloto Condición de avería del error de bitio en la línea con repetidores Alarma del extremo lejano
Acción que sigue a la localización de avería	: Extraer los circuitos asociados y ponerlos fuera del servicio, y luego restaurarlos al servicio normal cuando se ha reparado la avería.
Señalización	: Señalización de canal asociado. Para la señalización se usa 1 bitio de 1 trama entre 6 tramas.
Interface digital	: 3 Vo-p (110 ohms), AMI
Distorsión de atenuación con frecuencia	: Vea la Figura 1.2
Distorsión de retardo de envolvente con frecuencia	: Vea la Figura 1.3
Impedancia de las partes de audio-frecuencia	: Impedancia nominal: 600 ohms Pérdida de retorno: más de 20 dB

Ruido de canal desocupado	: Ruido ponderado: menos de -65 dBmOp. Ruido de frecuencia única: menos de -50 dBmO Ruido del equipo de recepción: menos de -75 dBmOp
Discriminación contra las señales de entrada fuera de banda	: Por lo menos 25 dB por debajo del nivel de la señal de prueba, 4,6-72KHz
Señales espurias fuera de banda en la salida del canal	: Por debajo de -25 dBmO
Intermodulación	: El producto de modulación es menos de -35dB
Distorsión total, incluyendo la distorsión de cuantificación	: Vea la Figura 1.4
Señales espurias dentro de banda en la compuerta de salida del canal	: Menos de -40dBmO
Variación de ganancia con el nivel de entrada	: Vea la Figura 1.5
Diafonía intercanal	: Menos de -65 dBmO
Diafonía de ida y retorno	: Menos de -60 dB
Interferencia desde el equipo de señalización	: Menos de -60 dBmOp
Estabilidad del nivel de audio	: Menos de 0,2 dB durante cualquier intervalo de 10 minutos, o menos de 0,5 dB durante cualquier intervalo de 30 días, o menos de 1 dB durante cualquier intervalo de un año

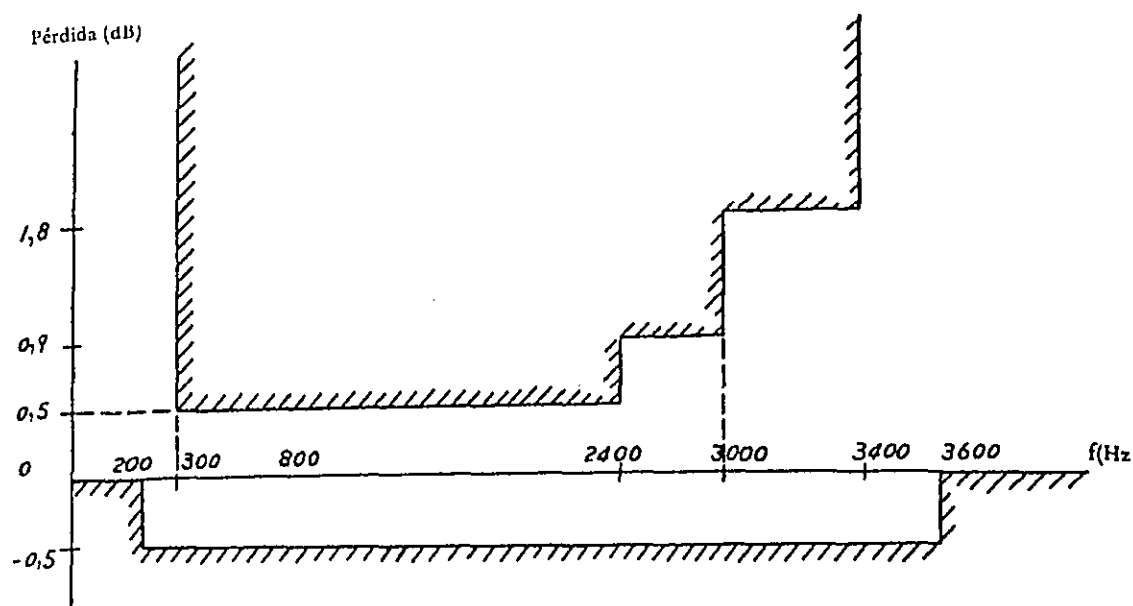


Figura 1.2 Distorsión de atenuación con frecuencia

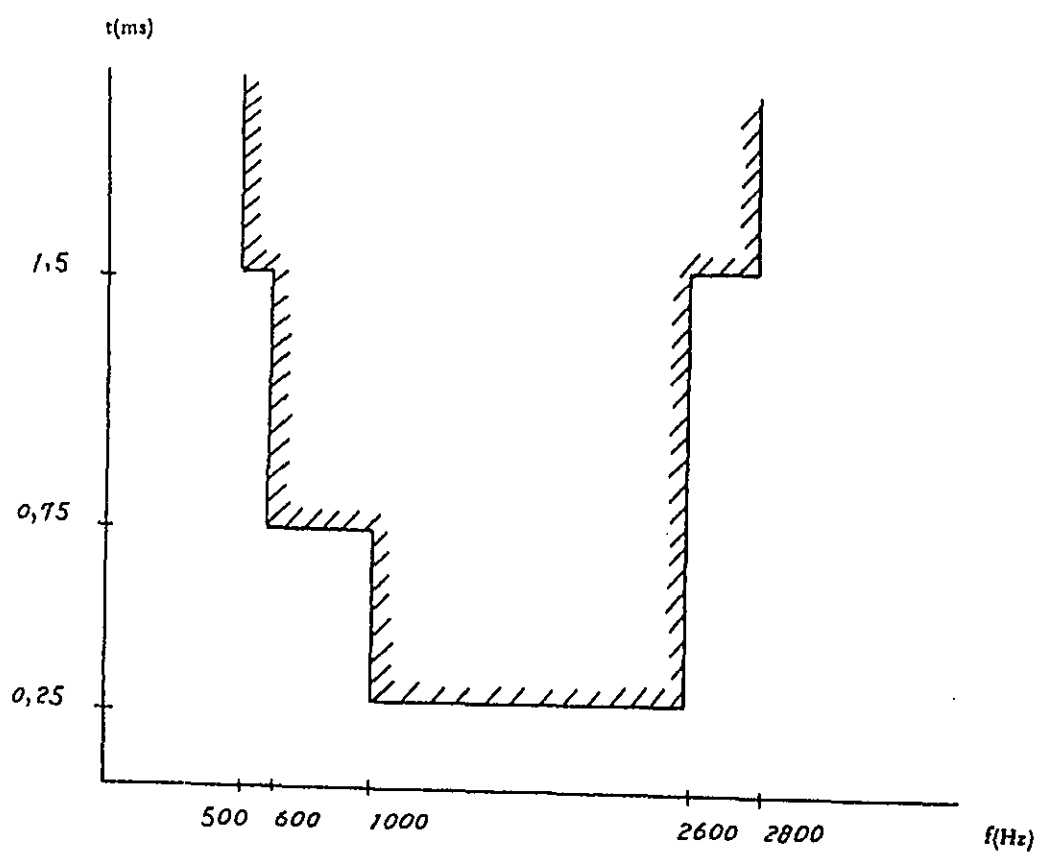


Figura 1.3 Distorsión de retardo de envolvente con frecuencia

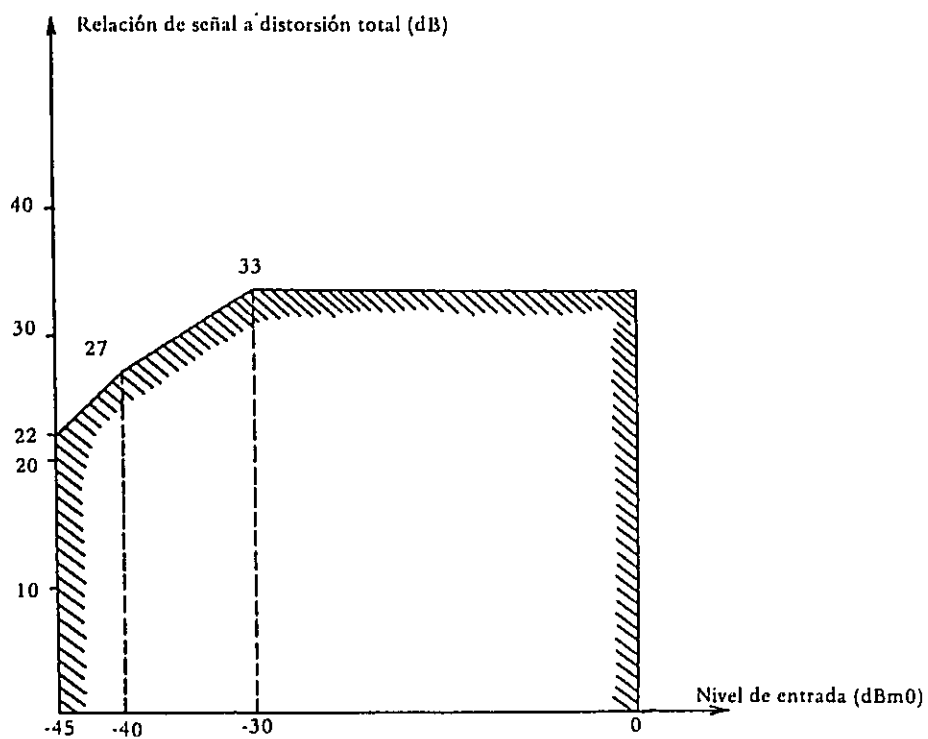


Figura 1.4 Relación de señal a distorsión total como una función del nivel de entrada

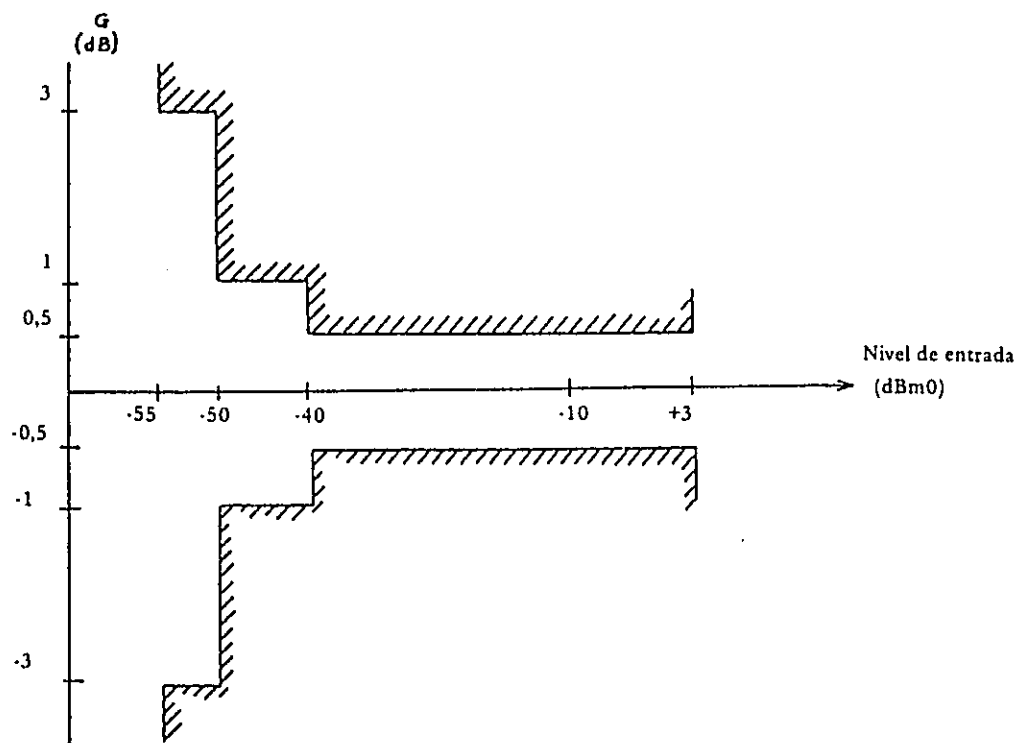


Figura 1.5 Variación de ganancia con el nivel de entrada

1.3 Composición del equipo múltiplex

En esta sección se describe el equipo múltiplex PCM-24B. El equipo múltiplex PCM-24B-1 se compone de 10 sistemas de los equipos de multicanalización de 24 canales. El equipo múltiplex PCM-24B-2 consta de ocho sistemas de los equipos múltiplex de 24 canales y de los equipos repetidores de oficina. El equipo múltiplex PCM-24B-3 consta de cinco sistemas de los equipos múltiplex de 24 canales y de los equipos repetidores de oficina.

El equipo múltiplex PCM-24B consta de una parte común y de doce unidades del canal. La parte común se divide en seis unidades, esto es, PG S, CODER (codificador) SV, DECODER (decodificador), PG R y PU. La unidad de canal realiza el muestreo de la señal de entrada y la reconstrucción de la señal modulada a impulso. Las unidades comunes se proveen para controlar las unidades de canal y para convertir la señal análoga de TDM a señal PCM y vice versa.

El equipo múltiplex PCM-24B va provisto con los terminales en la parte superior del bastidor, la unidad de alarma y el panel de fusibles. Los terminales de la parte superior del bastidor se usan para conectar los cables de la estación al equipo. El panel de fusibles se provee para distribuir la energía a cada sistema y al equipo repetidor. La unidad de alarma ejecuta las indicaciones de alarma y las funciones de prueba.

1.4 Operación del sistema funcional

La Figura 1.6 es un diagrama a bloques del equipo múltiplex PCM-24B. Las porciones marcadas con líneas de puntos indican las unidades que se proveen con funciones separadas. La Figura 1.7 indica el diagrama de temporalización ilustrando las formas de onda en varias posiciones del diagrama a bloques de la Figura 1.6.

Las abreviaciones que se dan en la siguiente tabla aparecen en la Figura 1.6.

Abreviatura	Significado
AB	Timbre de alarma
AL	Lámpara de alarma
AC1	Control de alarma 1
AT2-1	Transmisión de alarma 2-1
AT2-2	Transmisión de alarma 2-2
AC2-1	Control de alarma 2-1
BU CONV	Bipolar al convertidor unipolar
CH PG	Generador de impulso de canal
CLK PG	Generador de impulso de reloj
COD	Codificador
DEC	Decodificador
DEM	Demodulador
ERR DET	Detector de error
F PG	Generador de impulso de trama
FRM SYNC	Sincronizador de trama
G PG	Generador de impulso de grupo
HYB	Transformador híbrido
INT	Reloj interno
MF SYNC	Sincronizador de multi-trama
MOD	Modulador
PIL	Piloto
PLS INS	inyector de impulso
SLV	Reloj dependiente
SP CONV	Convertidor serie/paralelo
SH	Muestra y retención
SS	Envío de señalización
SR	Recepción de señalización
SIG XMT	Transmisor de señalización
SIG RCV	Receptor de señalización
UB CONV	Convertidor de unipolar a bipolar

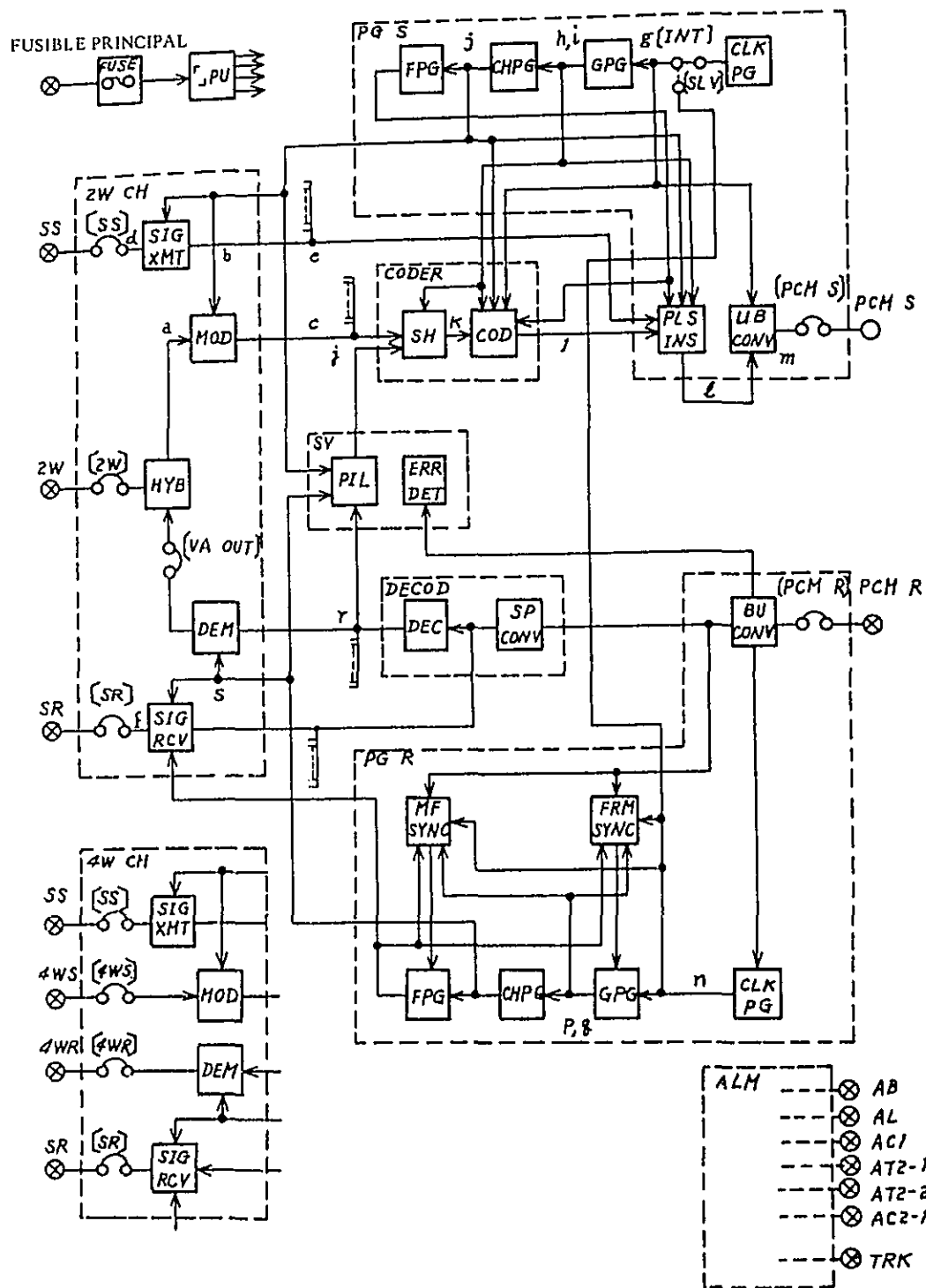


Figura 1.6 Diagrama a bloques del Equipo Multiplex PCM-24B.

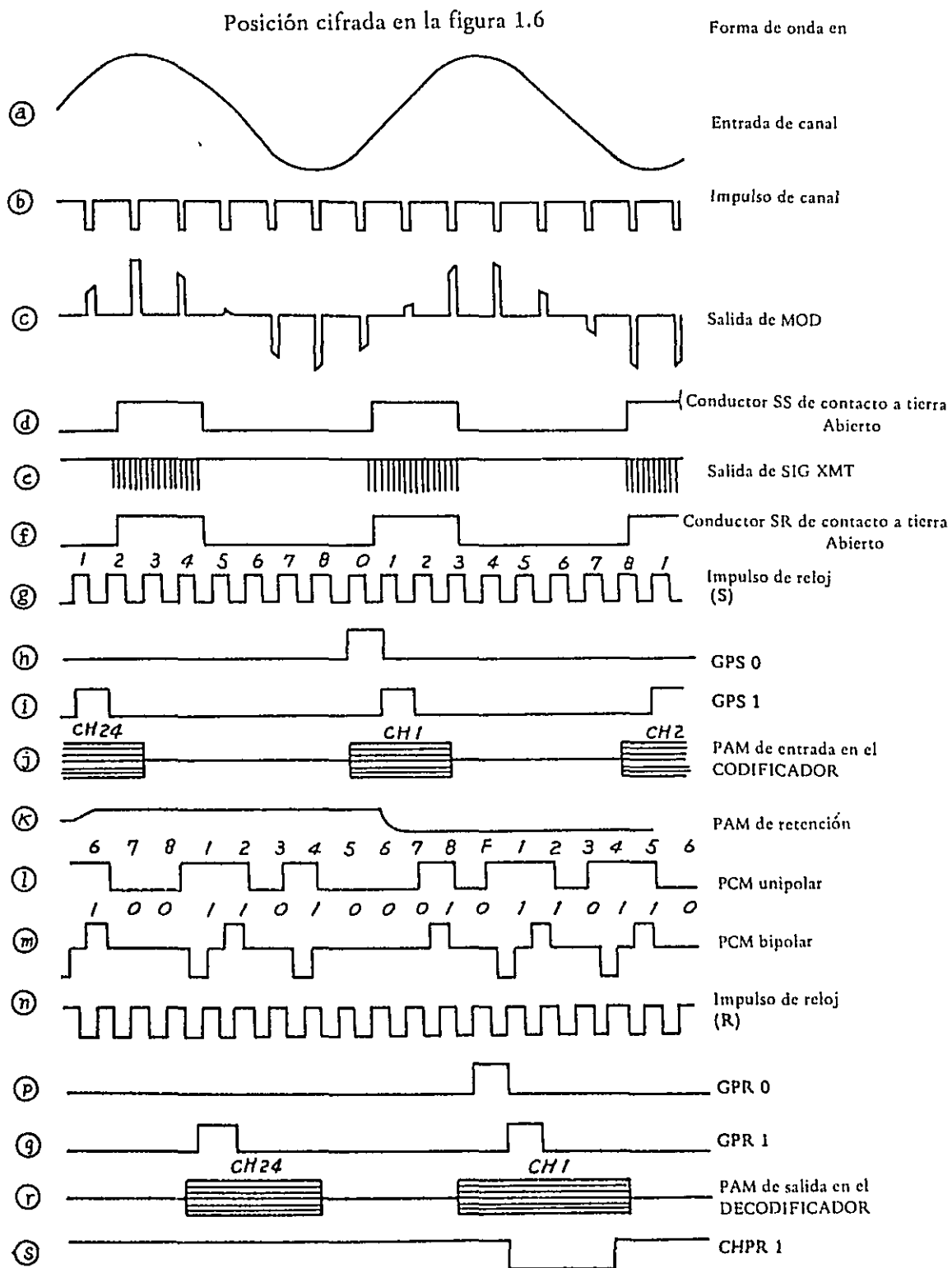


Figura 1.7 Diagrama de temporalización del Equipo Múltiplex PCM-24B.

Flujo de la señal de transmisión

Una señal de voz de la entrada de canal (que varía en sentido análogo) desde el equipo de conmutación, se aplica a la entrada de 2W (ó 4W S) en la unidad CH de 2W (o CH de 4W) mediante el terminal de la parte superior del bastidor. Esta señal análoga es explorada por el modulador (MOD) para formar las señales moduladas en amplitud a impulsos (PAM) secuencialmente muestreadas en un régimen de 8 kHz.

Cada impulso PAM de 24 canales es de una duración de $1,9 \mu s$ y está espaciado a $5,2 \mu s$. Por consiguiente, un tren de impulsos PAM multiplexados en división de tiempo es generado por la combinación de las salidas de las unidades de 24 canales.

La señal PAM multiplexada para 24 canales se aplica al circuito codificador de la unidad CODER (codificadora) para codificar esta señal PAM en un código PCM binario de 8-bitios mediante el circuito (S & H) de muestreo y de retención. S & H muestrean las señales PAM y retienen la información de voltaje muestreado durante codificación. El codificador es de tipo no-uniforme que usa la aproximación del segmento-15 a la $\mu =$ ley de compresión 255.

La información de señalización desde el equipo de conmutación se aplica al hilo conductor-SS en la unidad CH a través del terminal de la parte superior del bastidor. La información de voltaje de señalización (en condición de abierta o de contacto a tierra) aplicada al hilo conductor-SS es conducida al transmisor de señalización (SIG XMT) de la unidad CH y es muestreada por los impulsos de canal de 8 kHz que entran de la unidad PGS en respuesta a la información de voltaje "de contacto a tierra" o "de contacto abierto". Los impulsos de señalización muestreados de todos los 24 canales están combinados en un grupo. La transmisión de información de señalización se hace tomando prestado el último intervalo de tiempo significativo de cada sexta trama.

En el circuito de inserción de impulsos de la unidad PGS, tanto los impulsos de alineación de trama como de señalización están combinados con las señales PCM codificadas que vienen desde el CODIFICADOR. El último dígito significativo de cada sexta trama no es transmitido dado que este dígito se usa para la señalización.

Después de completar el tren de impulsos PCM que contiene toda la información necesaria para 24 canales, juntamente con un impulso de alineación de trama, ha sido establecido, esta señal PCM es convertida en una señal AMI PCM mediante el circuito UB CONV y es suministrada a la línea con repetidores.

Varios impulsos de control tales como los impulsos de grupo-nueve y los impulsos de 24-canales requeridos para operar estos circuitos son generados por los contadores binarios y por los contadores en anillo. El generador de impulsos de grupo se controla mediante el impulso de reloj derivado desde el oscilador controlado a cristal de 1,544 MHz.

Flujo de la señal de recepción

Los impulsos AMI PCM recibidos son aplicados al circuito BU CONV en la unidad PGR mediante el terminal de la parte superior del bastidor y son convertidos en impulsos unipolares (NRZ) PCM.

Entonces, los impulsos unipolares NRZ PCM son enviados al circuito decodificador (DEC) de la unidad DECOD (decodificadora) mediante el convertidor serie/paralelo (SP CONV) y son decodificados a la señal PAM. El circuito SP CONV convierte una señal secuencial NRZ PCM a una señal en paralelo PCM para ser alimentada al circuito DEC.

El circuito decodificador (DEC) es de tipo nonuniforme basado en el segmento 15, μ = ley de compresión-expansión 255.

La señal decodificada TDM-PAM es alimentada al circuito demodulador (DEM) de la unidad CH. El demodulador consta de una puerta de muestreo, de un filtro de paso bajo y de un amplificador de voz. La señal análoga de voz es recuperada mediante el circuito DEM y es suministrada al terminal de la parte superior del bastidor. (Dado que la señal TDM-PAM es multiplexada, la puerta demoduladora muestrea solamente la señal PAM correspondiente al canal respectivo.)

Los bitios de señalización de los canales respectivos que han sido asignados al último dígito significativo de cada sexta trama quedan separados de los impulsos PCM unipolares como un grupo en el circuito SP CONV (convertidor serie/paralelo) en la unidad DECOFIFICADORA. Un impulso de señalización correspondiente al canal respectivo es seleccionado por el receptor de señalización (SIG RCV) controlado por el impulso de canal respectivo suministrado desde la unidad PGR. Los impulsos de señalización seleccionados se escriben en un circuito biestable (flip-flop) en SIG RCV para impulsar un relé de contacto a mercurio.

Así, la información de señalización en el hilo conductor se recupera como información de contacto abierto o de contacto a tierra proporcionada a través del contacto de relé y delivada al equipo de conmutación a través del terminal de la parte superior del bastidor.

Varios impulsos de control, tales como los impulsos de grupo-nueve y los impulsos de canal-24 requeridos para operar estos circuitos son generados mediante los contadores en anillo y binarios. El generador de impulsos de grupo se controla mediante el impulso de reloj generado por el generador de impulsos de reloj (CLK PG) usando el tren de impulsos PCM recibido.

Alineación de trama

La señal de alineación de trama recibida es separada del tren de impulsos PCM en la unidad PG R y es comparada con el intervalo de tiempo correspondiente de dos tramas posteriores mediante un sincronizador de trama (FRM SYNC).

Los impulsos de error son generados no antes que la alineación de trama se ha perdido. Cuando los impulsos de error ocurren consecutivamente durante unos 3 ms, el circuito tramador decide como fuera de la alineación de trama y genera los impulsos de desplazamiento para desplazar la fase de los impulsos de control de recepción hasta que se logra la recuperación de la alineación de trama. De este modo, los impulsos de control en el lado de recepción pasan a ser sincronizados con los impulsos de control en el lado de transmisión.

Cuando la ocurrencia de los impulsos de error es cortada dentro de 3 ms, los impulsos de desplazamiento no se vuelven a generar.

La alineación de multitrama se lleva a cabo mediante el circuito de sincronización de multitrama (MF SYNC) en el método similar. Cuando en el circuito MF SYNC ocurren tres impulsos de error consecutivos, el impulso de desplazamiento hace que la fase del contador de trama en el circuito F PG se desplace para recobrar la alineación de multitrama.

Función de supervisión

El equipo múltiplex PCM-24B va provisto con la función supervisora del circuito análogo y la función supervisora del error digital. La supervisión del circuito análogo se lleva a cabo mediante una señal piloto AC. La señal piloto es generada en la unidad SV y es codificada juntamente con las señales PAM de los otros canales. En el lado de recepción, la señal piloto recibida es decodificada juntamente con las señales PAM de otros canales y es demodulada en la unidad SV. El nivel de recepción de la señal piloto es detectado y, entonces, se genera una alarma cuando la variación de nivel pasa a ser más de 3dB.

El error digital de la señal PCM generada en la línea de transmisión se detecta

monitoreando la regla bipolar de la señal PCM recibida. Cuando el régimen de error pasa a ser más de 10^{-4} , se genera un alarma para informar al personal encargado del mantenimiento sobre dicha avería.

2. INSTALACION DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

2.1 Instalación del equipo múltiplex

En esta sección se da la información acerca de la instalación del equipo múltiplex PCM-24B. Aunque se da una descripción del método de instalación del equipo, el método que aquí se da está sujeto a unas modificaciones que se adaptan mejor a cada una de las circunstancias del sitio. De un modo especial presentamos aquí la descripción sobre la instalación del equipo múltiplex PCM-24B-1, pero los demás equipos se pueden instalar en el modo semejante.

Construcción del equipo

Las dimensiones externas del bastidor son:

Anchura	:	520 mm (20,4 pulg.)
Fondo	:	225 mm (8,8 pulg.)
Altura	:	2750 mm (108,2 pulg.),

en conformidad con las normas estándares de CCITT. Los bastidores se pueden colocar de espalda contra espalda. Todo acceso fuera del de la parte frontal deja de ser necesario para los trabajos de mantenimiento y de reparación.

La parte media del bastidor se divide en varias repisas, cada una de las cuales permite la inserción de las unidades enchufables. Cada repisa está compuesta de rieles-guía para las unidades enchufables, de un miembro horizontal que sirve para sostener los rieles-guía y de un dispositivo de cierre para cada unidad enchufable y, además, de un miembro horizontal trasero hecho de aleación que sirve para sostener los rieles-guía y los conectores terminales múltiplex para las conexiones eléctricas de estas unidades enchufables.

En la parte inferior del bastidor se provee un panel de fusibles con una cubierta transparente que se puede quitar girando 90 grados las tuercas laterales en cualquier dirección.

Especificaciones del edificio

Los pisos, las paredes y los techos serán de cemento armado de modo que satisfagan las normas estándares establecidas para los edificios industriales y para asegurar la rigidez suficiente para la colocación de cada estructura angular, los pernos para colgar, etc., y para empotrar los pernos de expansión.

La superficie del piso deberá tener un acabado lo más nivelado posible, de modo que se puedan instalar las bases horizontales de los canales en dos direcciones ortogonales y, al mismo tiempo, que puedan soportar un máximo de carga con plena seguridad.

La entrada tanto al edificio de la estación como a la habitación de los equipos deberá tener una apertura mínima de 2000 mm de altura y 1000 mm de ancho para poder introducir fácilmente los equipos.

La altura del techo deberá ser de 3750 a 4500 mm sobre el piso teniendo en cuenta que la altura del bastidor de 2750 mm y un espacio amplio para la instalación de cables y ductos.

El peso de los equipos no deberá exceder de 300 Kg estando completamente equipados. Por consiguiente, el piso deberá tener una resistencia máxima de carga de 1,25 toneladas por metro cuadrado.

Este equipo está garantizado para una operación satisfactoria en condiciones atmosféricas de la gama de temperatura de 5 - 45°C. Se recomienda que la habitación del equipo tenga el aire acondicionado para satisfacer estos requisitos de la temperatura ambiente.

Manejo de los equipos durante el transporte y tránsito

Los equipos se desmontan en partes y se embarcan en diversas jaulas de embalaje. Hay que poner mucho cuidado de cargar estas jaulas a un carril y de descargarlas desde un carril, o en transporte. Cada una de las jaulas de embalaje deberá mantenerse siempre en el sentido vertical observando la dirección de las flechas que aparecen marcadas en cada una de las jaulas de embalaje ↑↑. Al cargar y descargar dichas jaulas de embalaje use una horquilla elevadora o una grúa adecuada.

Durante el transporte, no deben sobreponerse las jaulas de embalaje unas sobre otras en cualquiera circunstancia. Use las sogas para atar cada una de las jaulas de embalaje sujetándolas a la plataforma y cubra todas las jaulas de embalaje con las lonas impermeables durante el transporte

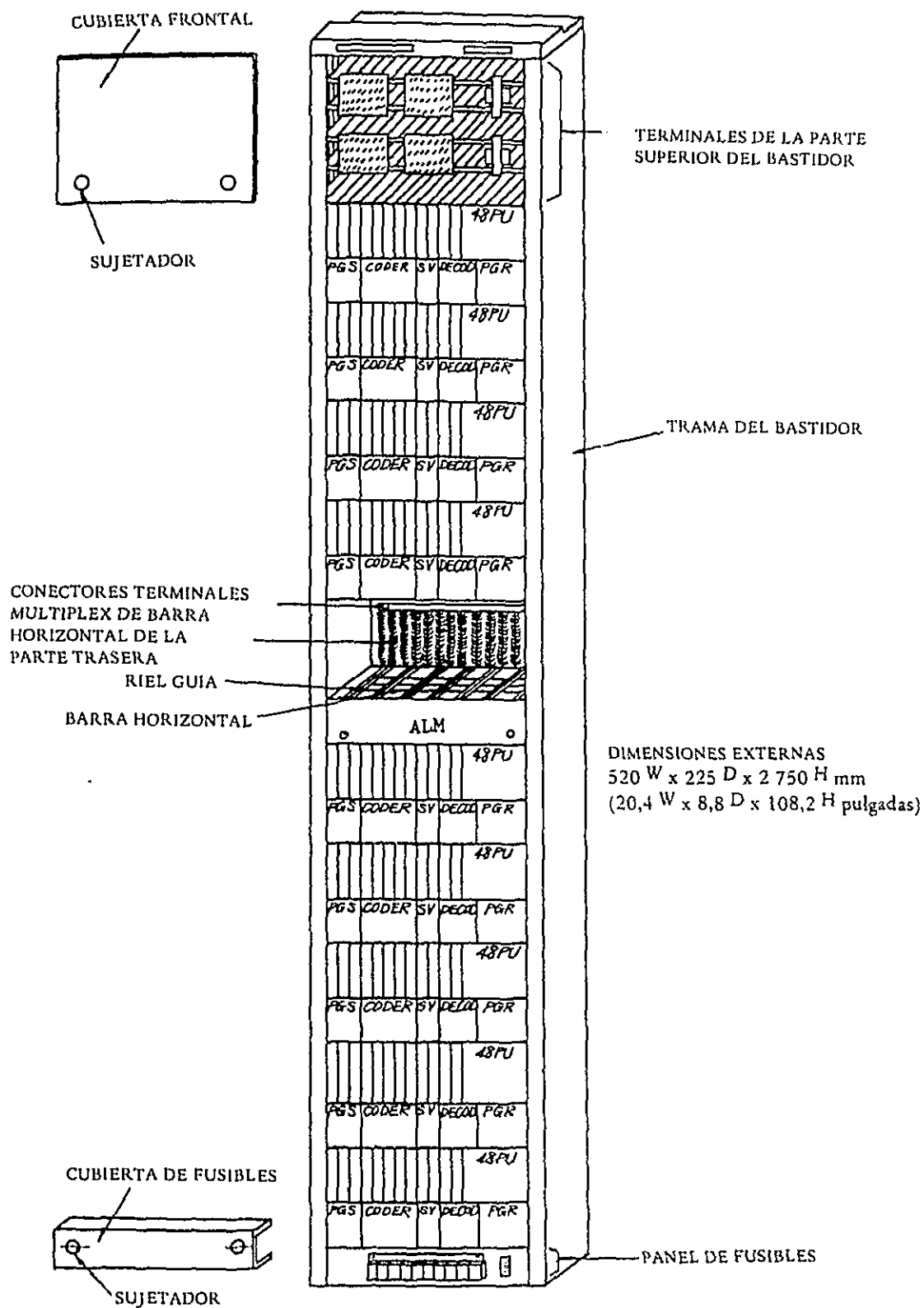


Figura 2.1 Vista frontal del bastidor

tanto por mar como por tierra.

Desembalaje

Al hacer el desembalaje ponga mucho cuidado para que el contenido no se dañe ni se extravíe. El armazón del bastidor y las unidades se procesan por separado y se ponen en jaulas antes del embarque. Al manejar las jaulas de embalaje, observe las instrucciones que van inscritas en las mismas jaulas. Saque los clavos comenzando por la tapa superior de cada jaula usando unas tenazas extractoras de clavos y extraiga la tapa. Nunca fuerce la apertura con una palanca. No coloque el armazón del bastidor o las unidades directamente sobre el suelo de cemento. Use tablas de madera o de papel de embalaje.

Procedimiento para la instalación típica

El procedimiento de la instalación típica para el bastidor estándar comprende:

- a. Instalación del armazón del bastidor
- b. Conexión a tierra
- c. Cableado de los cables de la estación
- d. Comprobación del cableado de los cables y del aislamiento

Instalación del armazón del bastidor múltiplex

Las partes superior e inferior del armazón del bastidor hay que sujetarlas directa o indirectamente al piso, al techo y a las paredes. El bastidor deberá instalarse verticalmente al piso, pero los pisos que no tienen un acabado perfecto deben ser perfectamente nivelados. Para compensar cualquier desnivel, por pequeño que sea (hasta de 20 mm), se provee una base de ajuste de nivel. Para el método de instalación de la base consulte la Figura 2.2. La base está hecha de una aleación de aluminio resistente y se usa con un perno de expansión (a veces se menciona como "AY-Plug" (enchufe-AY) que son las iniciales del inventor).

Una vez que el bastidor ha sido montado sobre las bases de ajuste del nivel, y que se ha hecho la nivelación, sujete las grapas a la estructura transversal teniendo el sujetador de cables rígidamente. Para más detalles sobre el método de la instalación del bastidor, consulte la Figura 2.3.

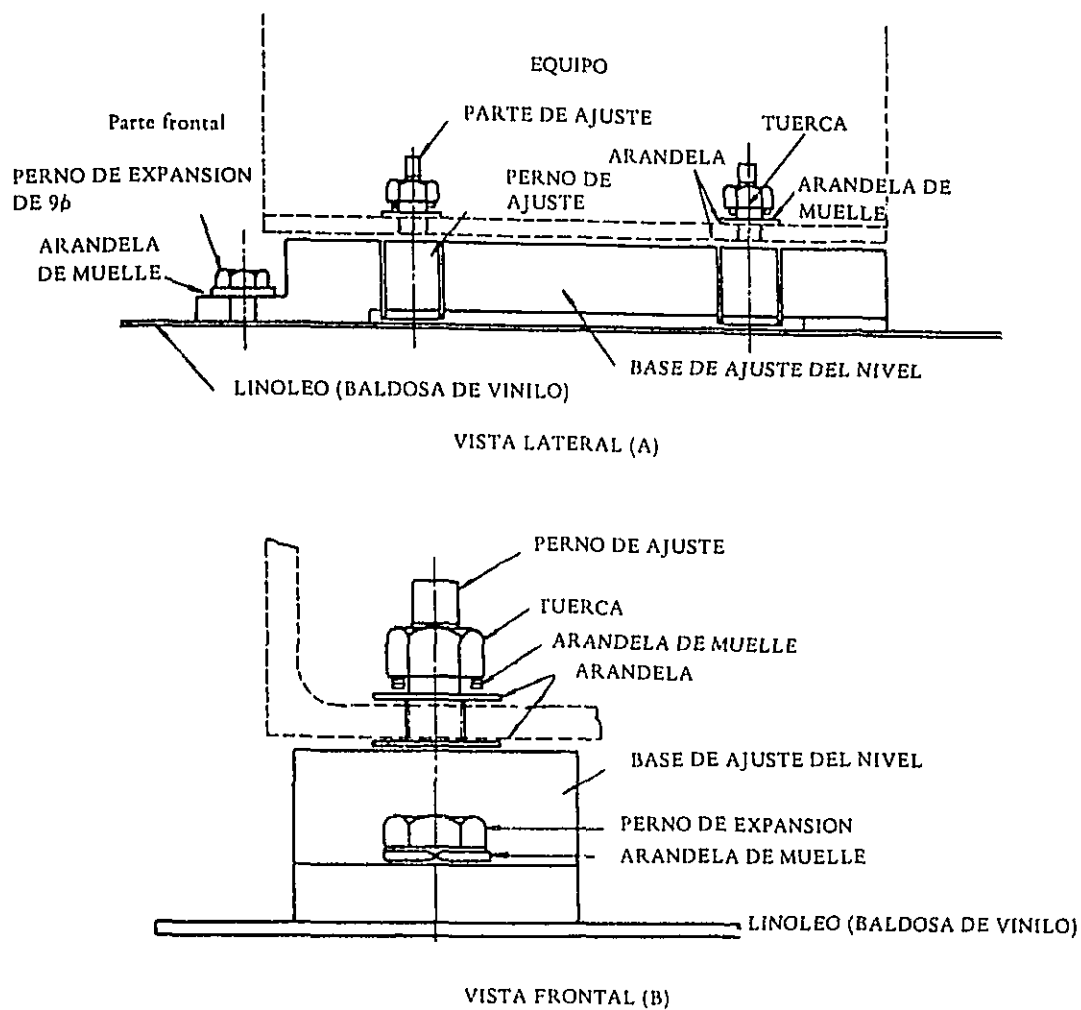


Figura 2.2 Instalación de la base de ajuste del nivel

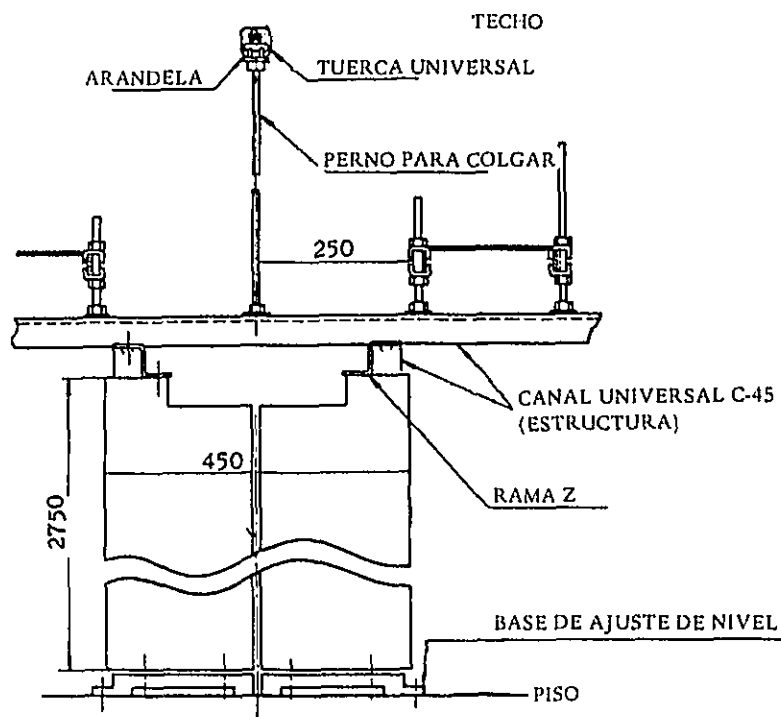


Figura 2.3 Cómo sujetar el tope del bastidor al techo

2.2 Alambrado eléctrico del equipo múltiplex

Todos los armazones del bastidor van provistos con los terminales de contacto a tierra en la parte superior del bastidor. (Consulte la Figura 2.4). Cuando dos o más bastidores se ordenan de lado a lado, la continuidad eléctrica de estos terminales de contacto a tierra queda asegurada con el uso de las placas de conexión. Cada uno de los conductores de conexión a tierra se conectarán al conductor de tierra de la estación o al terminal de contacto a tierra del equipo suministrador de energía para asegurar la operación del equipo y para proteger al personal encargado de la operación contra toda clase de peligro personal.

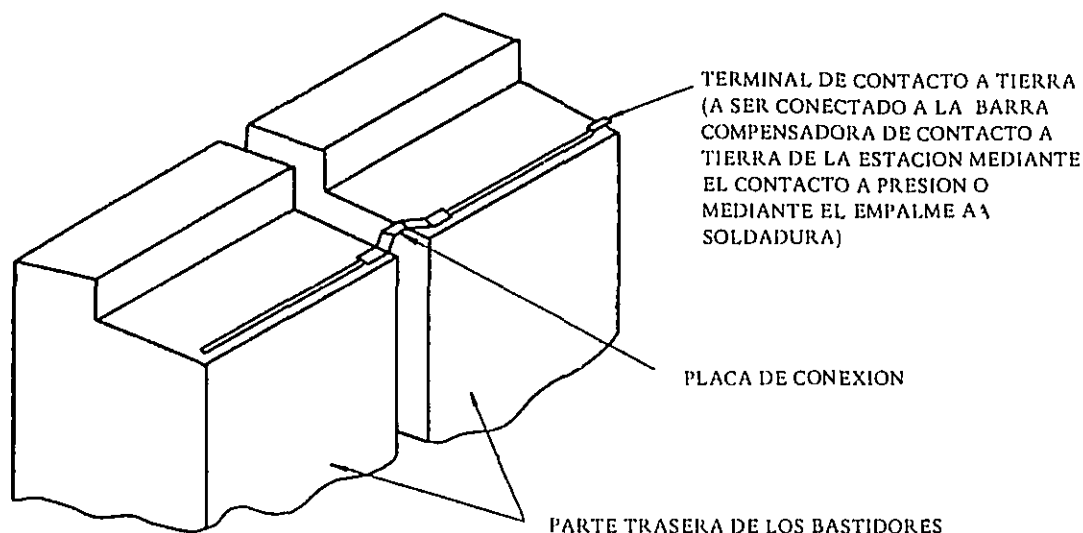


Figura 2.4 Conexión de los terminales a tierra cuando dos o más bastidores se colocan de lado.

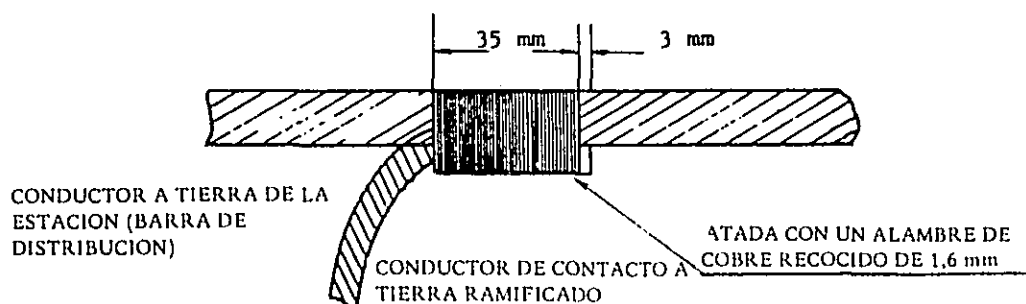


Figura 2.5 Conexión del conductor a tierra a la barra de distribución de contacto a tierra común de la estación.

Todos los cables de la estación irán conectados a este equipo terminal en los flejes terminales de la parte superior del bastidor, X1 al X6, del modo que se ilustra en la Figura 2.6. Estos cables se clasifican en cuatro grupos: el cable par para la transmisión de voz (vea la Figura 2.7), el cable PCM protegido (vea la Figura 2.8) para conexión entre el equipo terminal y el equipo repetidor de oficina, el cable de energía (vea la Figura 2.9), y el cable para la transmisión de la señal de alarma de la estación.

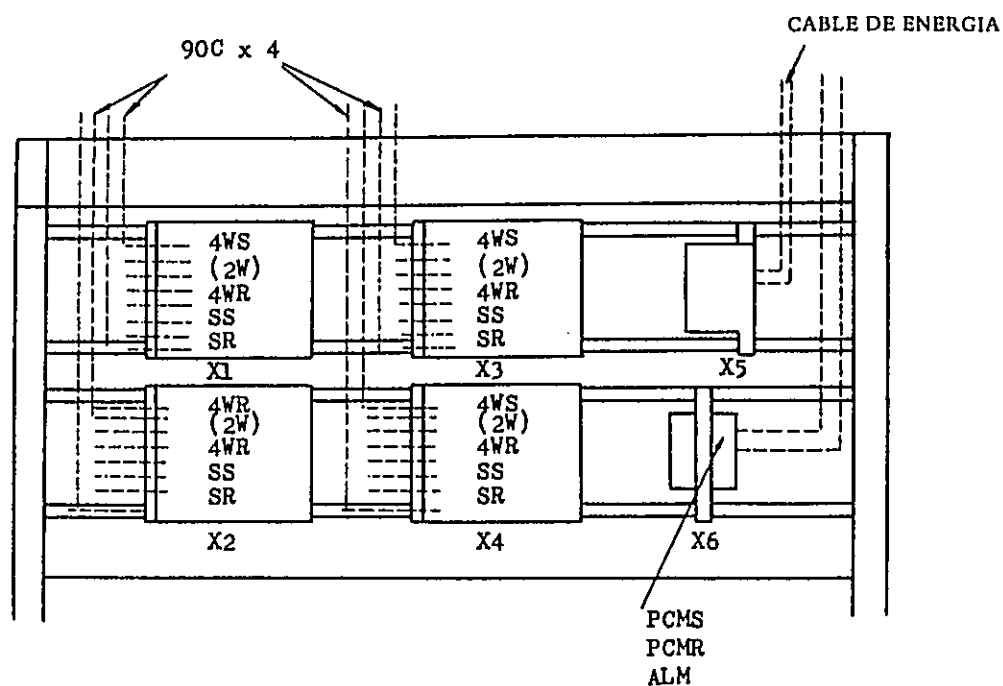


Figura 2.6 Método de cableado de los cables de la estación

Siempre que se encuentre alguna dificultad en la operación de cableado de los cables se recomienda tomar las siguientes medidas:

- Aflojar los tornillos de las grapas en los bloques terminales. Los bloques terminales pueden salirse fuera del riel. Si fuera necesario se pueden sacar fuera.
- Hacer el cableado de los cables de la estación y las conexiones que sean necesarias.
- Restaurar los bloques terminales conectados eléctricamente a sus posiciones iniciales. Luego volver a sujetar los tornillos sujetadores.

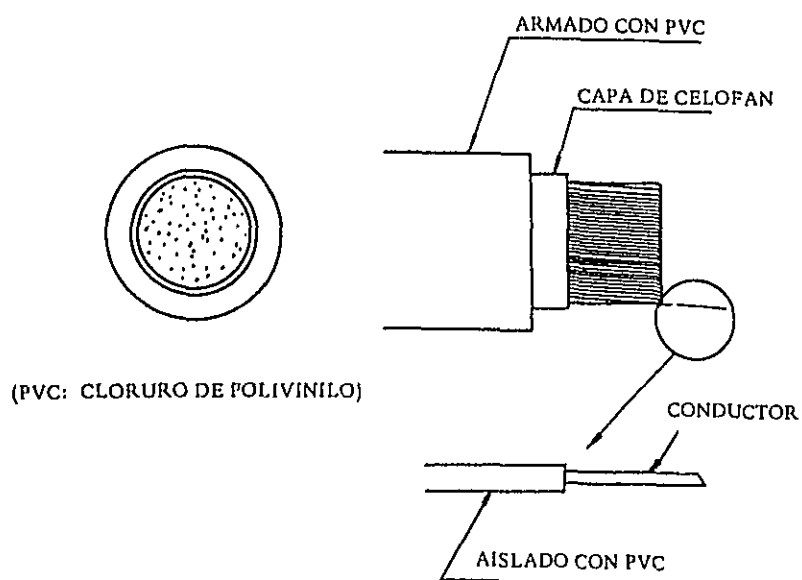


Figura 2.7 Cable par para las comunicaciones telefónicas

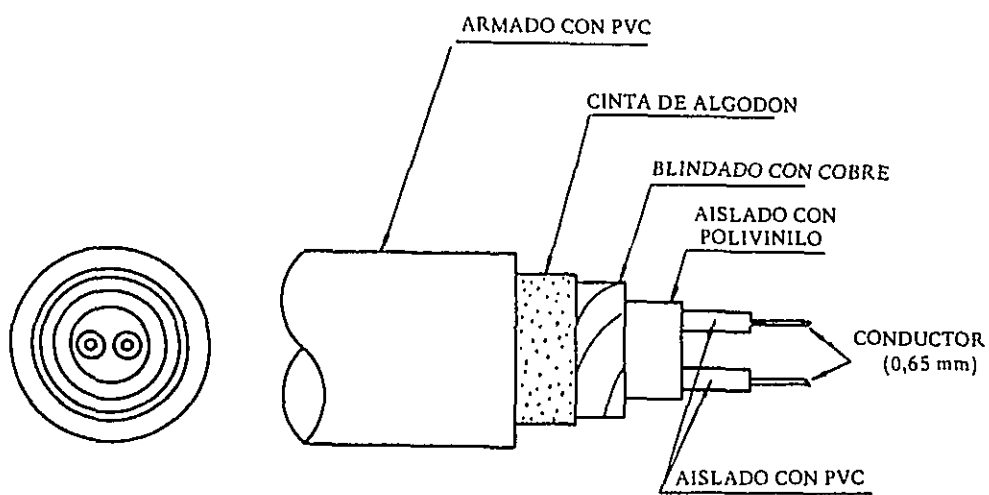
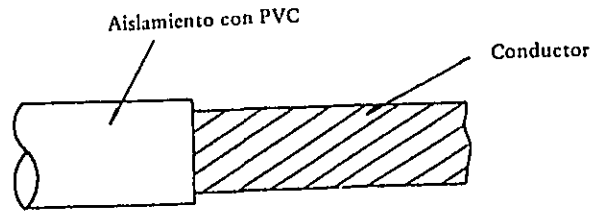


Figura 2.8 Composición del cable PCM blindado



Alambre aislado con el cloruro de polivinilo grado 600 V (IV)

Figura 2.9 Cable de energía

Los cables par deberán ir conectados a los terminales de la parte superior del bastidor X1 al X4 mediante la envoltura. Los flejes terminales X1 a X4 son capaces de acomodar los terminales forrados para los 60 canales, un canal consta de seis terminales, esto es, 4WS ó 2W (dos), 4WR (dos), SS (uno), y SR (uno) como se muestra en la Figura 2.10.

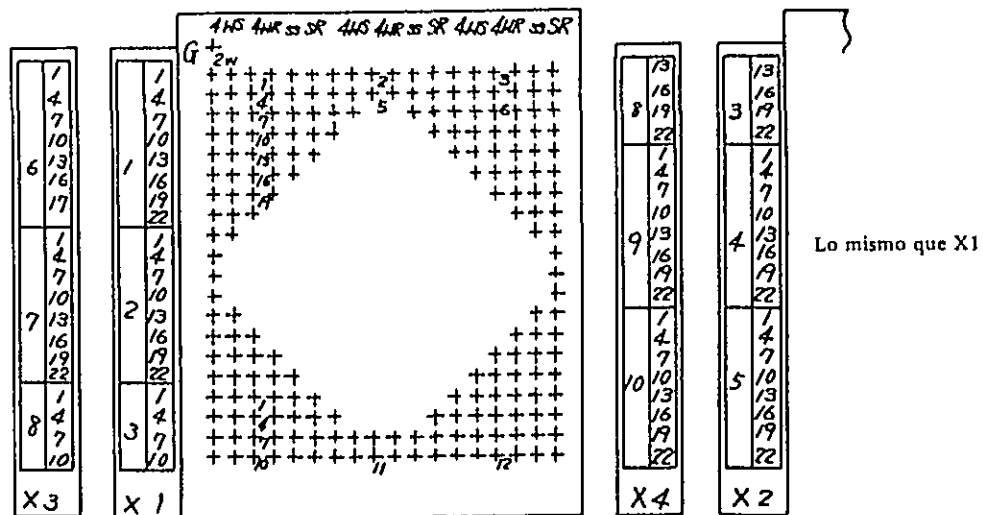


Figura 2.10 Distribución de los flejes terminales

Los cables PCM blindados deberán ir conectados a los flejes terminales X6 a soldadura. (Consulte la Figura 2.8). El conductor de blindaje va conectado al terminal de contacto a tierra de los flejes terminales X6. (Consulte la Figura 2.12).

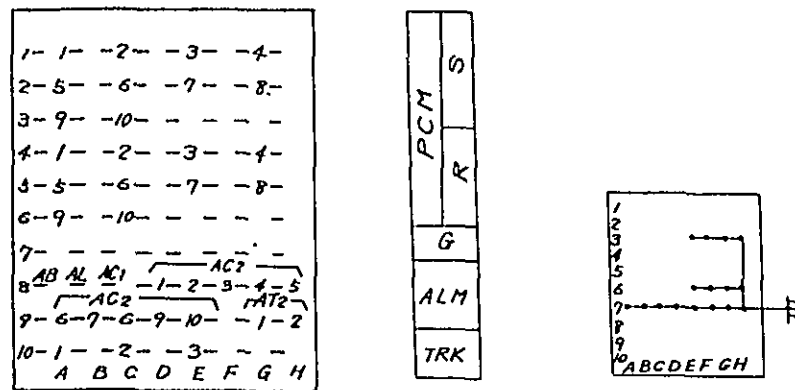


Figura 2.11 Distribución de los flejes terminales X6

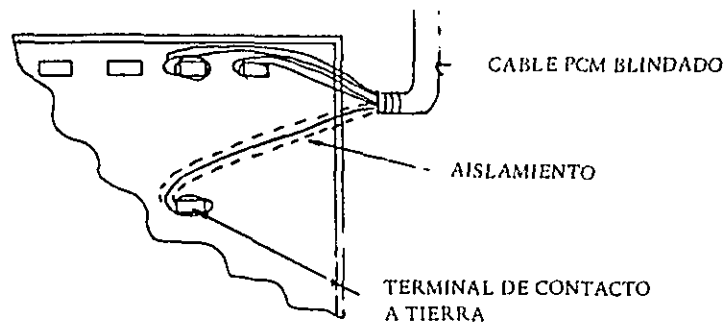


Figura 2.12 Método de cableado de los cables PCM blindados

Los hilos PE-V, de 0.65 mm de diámetro, para los circuitos de alarma de la estación, deberán ir conectados a los terminales AL, AB, AC1 y AC2 de los flejes terminales X6. Los cables de energía deberán ir conectados a las orejas de soldadura que van sujetas a los flejes terminales X5 con tronillos. (Consulte las figuras 2.13 y 2.14)

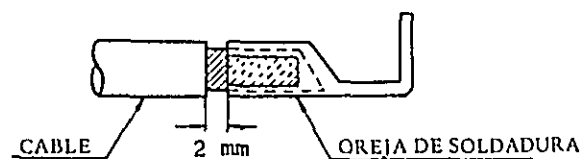


Figura 2.13 Estructura de la oreja de soldadura

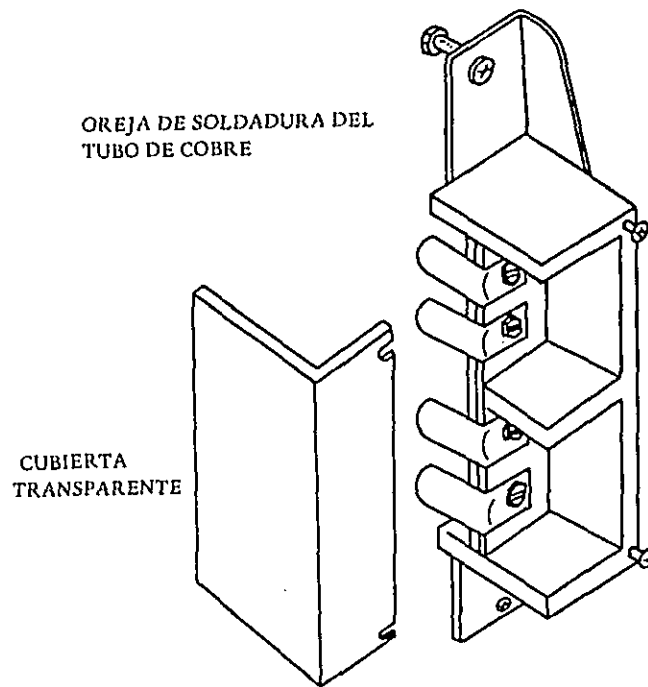


Figura 2.14 Terminales para los cables de energía

Los hilos aislados con cloruro polivinílico de grado 600 V se usan tanto para los cables suministradores de energía como para los conductores de contacto a tierra. Un ejemplo de conexiones de los cables de suministro de energía se muestra en la Figura 2.15.

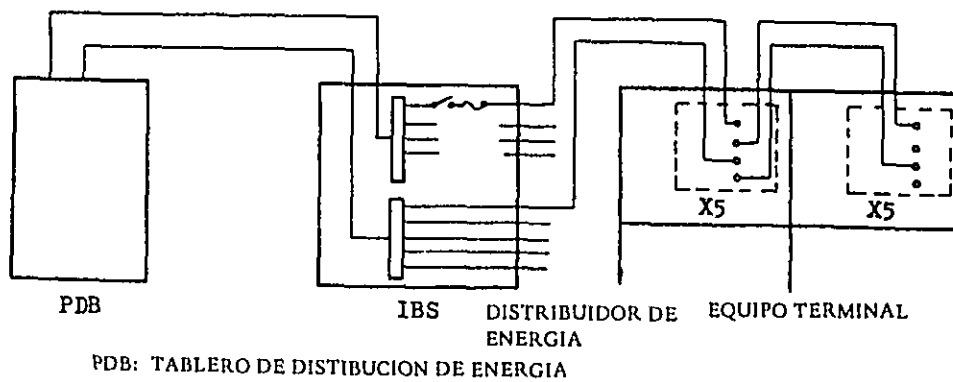


Figura 2.15 Conexiones de los cables de energía

- Notas:
1. La caída de voltaje entre el equipo y el distribuidor de energía debe ser menos de 0,5 voltio.
 2. El voltaje de salida del distribuidor de energía que debe estar dentro de $\pm 48 \text{ V} \pm 5\%$
 3. El diámetro del conductor suministrador de energía debe ser computado como:

$$D = \frac{0,018 \times A \times M}{V}$$

donde D= área seccional transversal del cable (mm²)

A= corriente máxima (A)

M= Longitud de ida y retorno (m)

V= Caída de voltaje

Al tender los cables en el armazón de cables, se recomienda que el cable de voz (cable par) y el cable de energía queden separados lo más posible como medida práctica para evitar la mutua interferencia. Para solucionar este problema se construye el armazón de cables de dos pisos (vea la Figura 2.16).

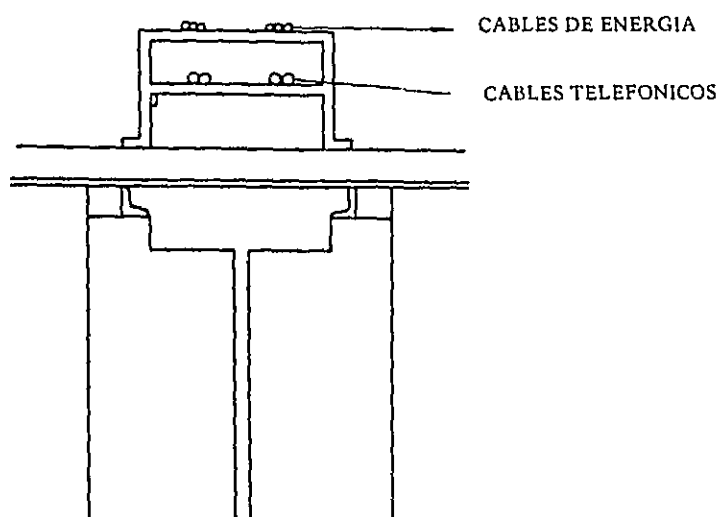


Figura 2.16 Armazón de cables de dos pisos

Se recomienda que los cables de la estación que van cableados en los equipos desde el armazón de cables queden atados al sujetador de cables con ligaduras como se muestra en la Figura 2.17.

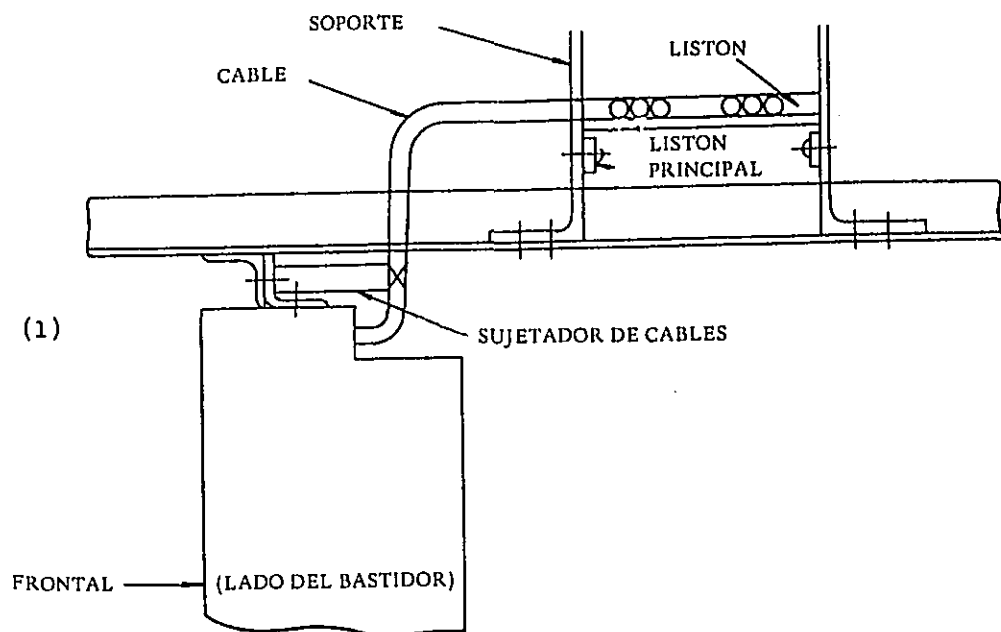


Figura 2.17 Método de conducir los cables en el equipo

2.3 Comprobación del alambreado eléctrico y del aislamiento

Una vez completado el trabajo del cableado de los cables de la estación, compruebe el cableado de los cables y su aislamiento para ver si hay alguna parte defectuosa. Los puntos a comprobar son los siguientes:

- (a) Inspección de todos los puntos soldados
- (b) Comprobación del aislamiento

El aislamiento se comprobará después de extraer del bastidor todas las unidades enchufables incluyendo la unidad de energía. La finalidad de esta comprobación es asegurarse de que el alambreado eléctrico de los cables de energía en el equipo no quedaron dañados durante el transporte y la instalación. Los pasos a seguir en esta comprobación son los siguientes:

Paso 1: Inserte todos los fusibles en la unidad de fusibles.

Paso 2: Mida la resistencia de aislamiento entre los terminales de entrada de energía de la parte superior del bastidor y la tierra con un megaóhmetro de 100-voltios. La resistencia de aislamiento deberá ser:

Humedad relativa	Resistencia de aislamiento
Menos de 70%	No menos de 5 megaohmios
70 a 85%	No menos de 3 megaohmios

2.4 Inserción de las unidades enchufables

Al insertar las unidades, cada unidad deberá deslizarse sobre los rieles guía hasta que lleguen al tope y queden cerradas. Para extraer una unidad del bastidor siga el procedimiento que se da en la Figura 2.18.

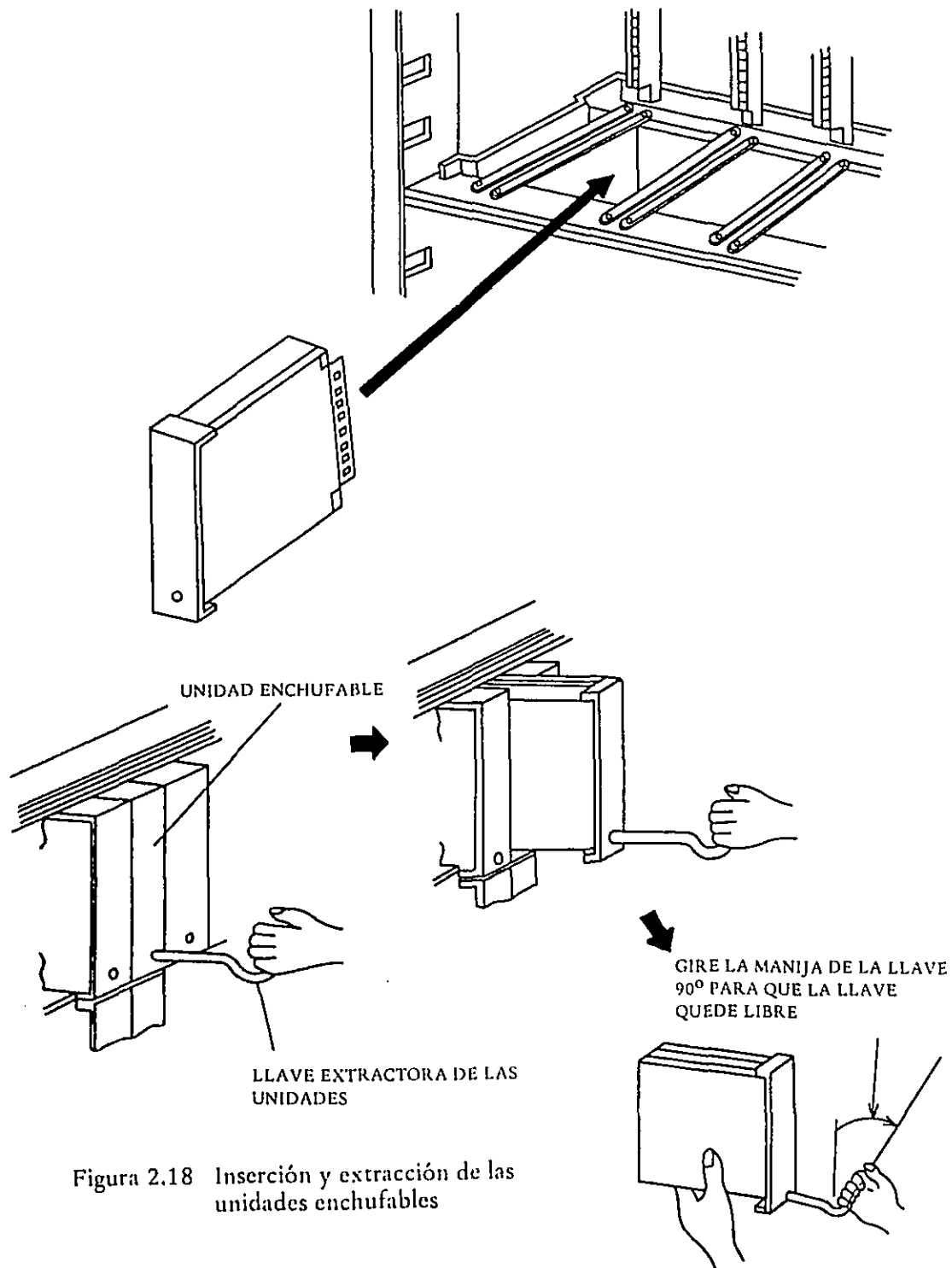


Figura 2.18 Inserción y extracción de las unidades enchufables

3. CIRCUITO DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

3.1 Construcción de la trama

La construcción de la trama del equipo múltiplex PCM-24B se ilustra a perfección en la Figura 3.1 y en la Figura 3.2.

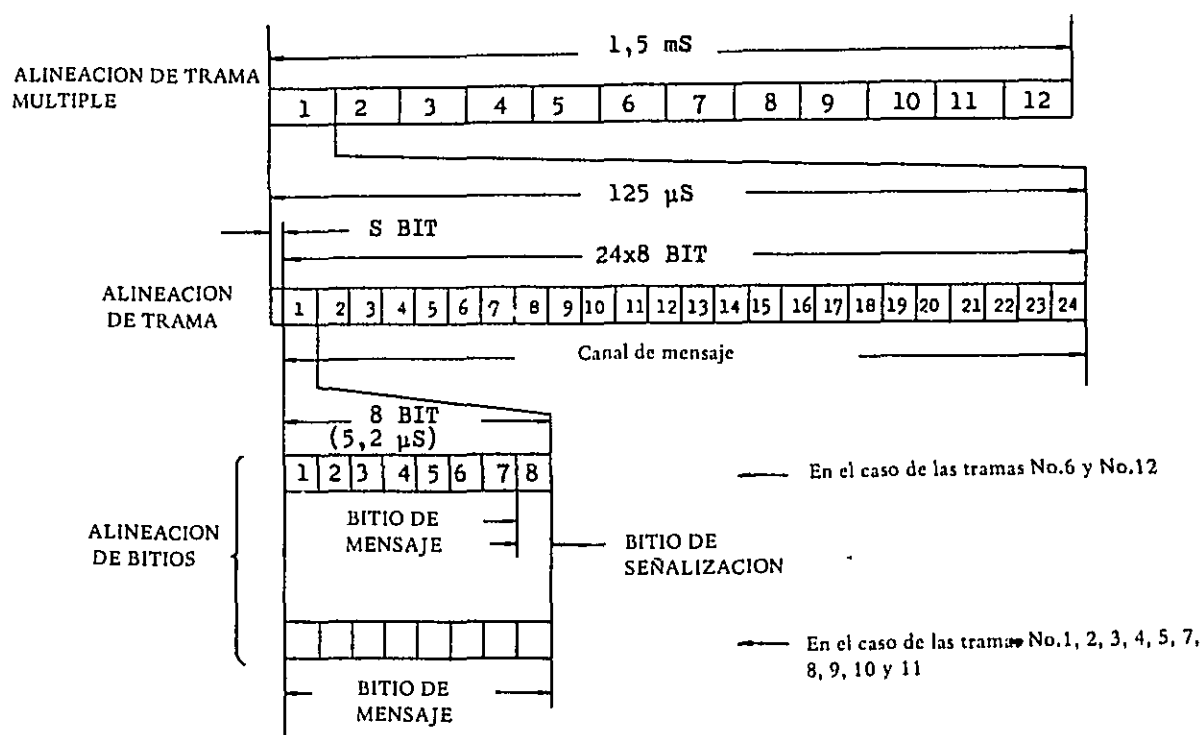


Figura 3.1 Construcción de la trama del equipo múltiplex PCM-24B

El número de los bitios en los intervalos de tiempo por canal es 8, numerado de 1 a 8. El número de los intervalos de tiempo de canal por trama es 24, numerado de 1 a 24. A esto se añade un bitio tramador (S-bitio) para hacer un total de 193 bitios $(8 \times 24) + 1$, por trama.

El número de las tramas por multi-trama es 12, numeradas de 1 a 12, y la trama respectiva porta la información de habla y de señalización como se muestra en la Figura 3.2. En las tramas 10 de entre 12, la información de habla de cada canal se realiza en el bitio 8 de los intervalos de tiempo de canal respectivos.

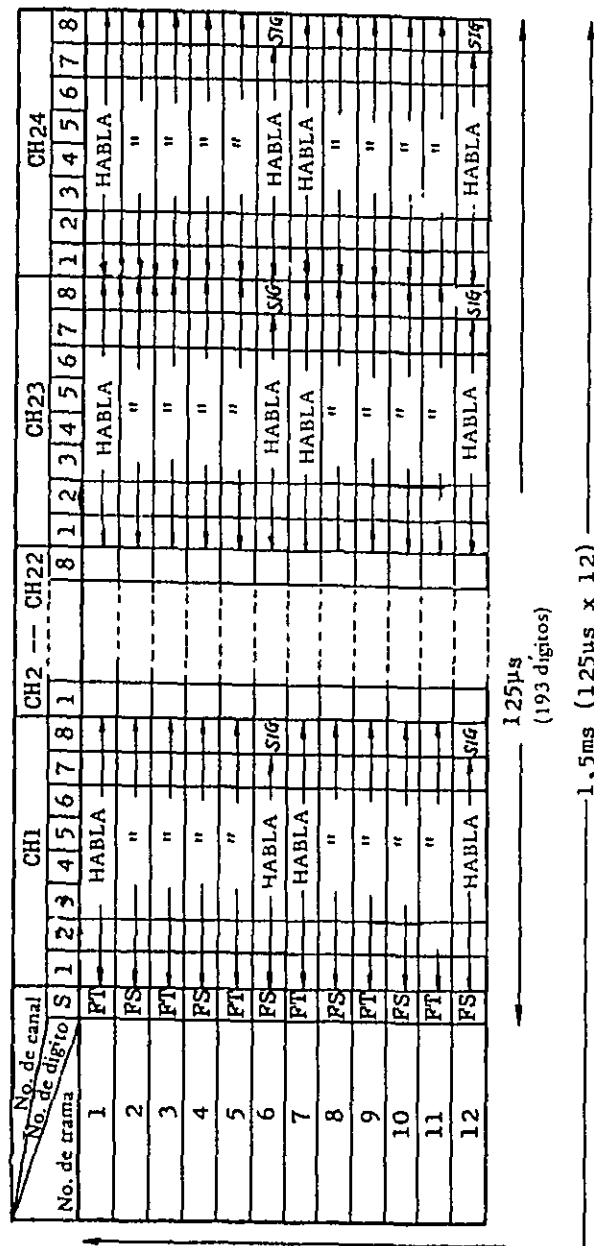


Figura 3.2 Construcción de la trama del equipo múltiplex PCM-24B

En las tramas No. 6 y No. 12, los bitios de los intervalos de tiempo de canal respectivos se usan para la transmisión de información de habla y un bitio (No. 8) se usa para la transmisión de información de señalización. La señal de alineación de trama se lleva a cabo cada un bitio-S sí y otro no y tiene un patrón como se indica en la Tabla 3.1.

Table 3.1 Patrón de bitio-S

Número de la trama	Alineación de trama	Alineación de trama múltiple
1	1	-
2	-	0
3	0	-
4	-	0
5	1	-
6	-	1
7	0	-
8	-	1
9	1	-
10	-	1
11	0	-
12	-	*

* El bitio-S se usa para la transmisión de alarma SEND en los siguientes estados:

En estado normal : 0

En estado de alarma : 1

3.2 Circuito PAM

El diagrama funcional del circuito PAM se ilustra en la Figura 3.3. La señal de voz de entrada se aplica a un atenuador variable (AV S) con las etapas de 0,5 dB, 1 dB, 2 dB, 4 dB, y 8dB. El atenuador variable AV S ha sido ajustado a un nivel prescrito como se establece en el diagrama de nivel. La salida del atenuador variable AV S se aplica a la compuerta del modulador (MOD GATE) mediante un limitador (LIM) y un filtro de pasa banda (BPF) para suprimir una señal de fuera de banda.

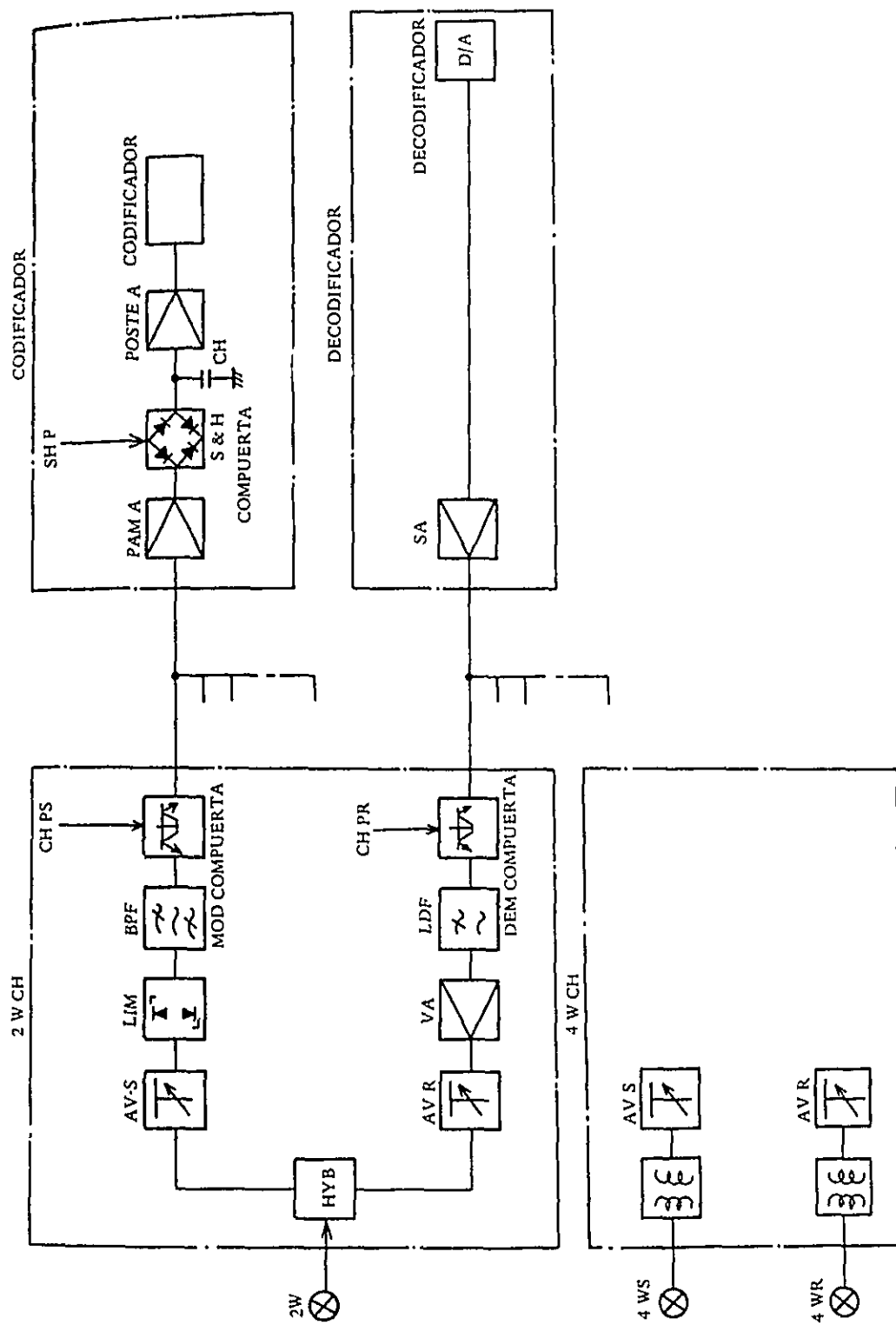


Figura 3.3 Diagrama a bloques funcional del circuito PAM

El modulador convierte la señal de voz análoga en señal modulada de amplitud de impulso.

Este modulador es esencialmente una compuerta de muestreo que opera como un conmutador en serie a la trayectoria de transmisión. Esta compuerta se abre para un período de, aproximadamente, $1,9 \mu s$, mientras que el impulso de muestreo es aplicado y, de otro modo, es apagado (girado a la posición "OFF"). Por consiguiente, la señal de voz de entrada es alimentada al amplificador de PAM (PAM A) solamente cuando se abre el conmutador.

Todas las salidas de modulador de veinticuatro canales son combinadas en la entrada de PAM A. y la salida combinada es amplificada a un nivel apropiado con el amplificador PAM A. La salida de PAM A se aplica al circuito retentor que consta de una compuerta de retención (S y H GATE), de un capacitor de retención (CH) y de un post-amplificador de retención (PAM POST A). La salida de PAM A es muestreada por la compuerta S y H y esta información de voltaje muestreado es mantenida en el capacitor de retención (CH) durante el proceso de codificación.

La compuerta S y H se abre durante unos $0,65 \mu s$ para muestrear aproximadamente la porción media de la señal PAM de entrada y durante este período la información de voltaje muestreado queda cargada en el capacitor.

Al cerrar la compuerta S y H, la información almacenada es retenida en lugar de ser descargada. El post-amplificador (PAM POST A) se usa para acoplar la impedancia para poder aplicar la información de voltaje al codificador. El post-amplificador tiene una alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida. La salida del PAM POST A es alimentada al convertidor análogo-a-digital (A/D) para codificación.

En la trayectoria de recepción, la señal PAM decodificada es amplificada por un amplificador de suma (SA), y es suministrada a las compuertas del demodulador (DEM GATE) de 24 canales.

En la compuerta del demodulador, la señal PAM correspondiente respectiva es seleccionada de las señales PAM multiplexadas de 24 canales. La señal PAM seleccionada es aplicada al filtro de paso bajo (LPF) y la señal de voz es recuperada.

La señal de voz recuperada es aplicada al atenuador variable (AV R) con pasos de 0,5 dB, 1 dB, 2 dB, 4 dB y 8 dB y mediante el atenuador variable AV y el AV R la salida cuyo valor

había sido ajustado es suministrada al terminal de la parte superior del bastidor.

3.3 Circuito de señalización

En la figura 3.4 se ilustra un diagrama funcional del circuito de señalización.

En la trayectoria de transmisión, la información de señalización, es aplicada al circuito manipulador de diodo como estado 'abierto' o 'tierra'. Cuando el conductor SS es conectado a 'tierra', el respectivo impulso del canal de 8 kb/s es enviado a un circuito memorador (MEM). Cuando el conductor SS está 'abierto', este impulso de canal no es transmitido. De este modo, la información de señalización en el conductor-SS es convertida en el estado de presencia o de ausencia de la información de impulso de canal.

Este impulso de señalización es asignado al octavo dígito de cada sexta trama en el circuito de compuerta de la unidad PG S mediante el circuito memorador (MEM) y el circuito de retardo (DELAY). El estado de presencia o ausencia del impulso de canal de la salida de la unidad PG S es inverso al estado de la salida de la unidad de canal.

En la trayectoria de recepción, la información de señalización es aplicada a la entrada de recepción de canal mediante la compuerta de señalización (SIG GATE) de la unidad DECODIFICADORA. El circuito biestable ("flip-flop") tipo D de la unidad de canal toma la información en el canal relevante (correspondiente) desde la información de señalización multiplexada y reproduce una señal DC. Y entonces, la señal DC activa el relé de mercurio (RL) y la información de señalización recuperada es suministrada al hilo conductor SR mediante el contacto de relé como estado abierto o a tierra.

En la unidad de canal, se proveen las opciones de conexiones a puente para dos formatos de señalización. En el caso del formato de discado, el contacto de apertura del relé se usa y el contacto de cierre se usa para el formato de llamada manual (ringdown). El estado de señalización se muestra en la tabla 3.2.

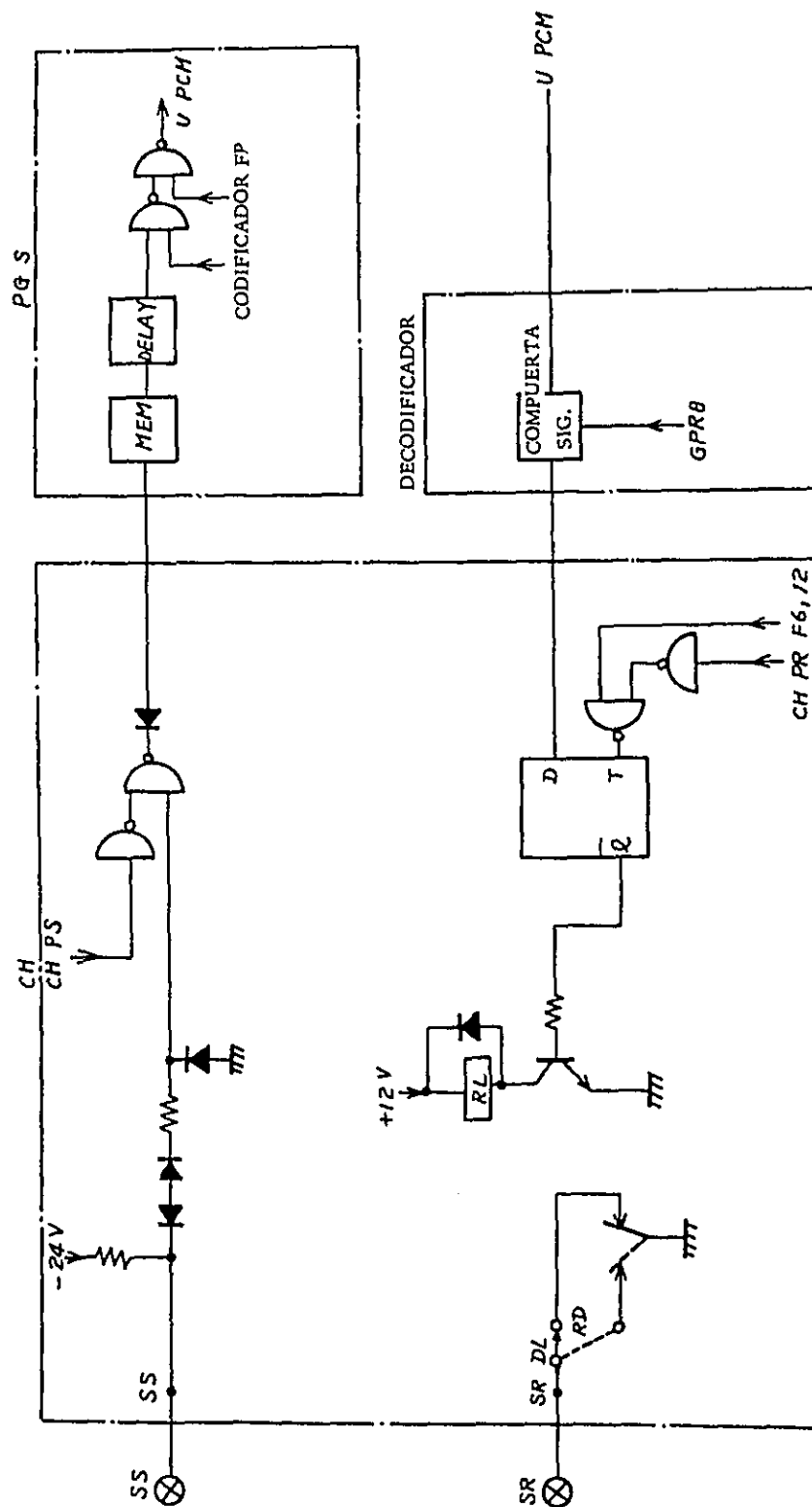


Figura 3.4 Diagrama funcional a bloques del sistema de señalización

Table 3.2 Flujo de información de señalización

Posición y estado Formato		Unidad CH		Impulso en línea	Unidad CH	
		Hilo conductor SS	Impulso de salida		Relé	Hilo conductor SR
Discado	Desocupado	Abierto	Ausente	Presente	Energizado	Abierto
	Ocupado	A tierra	Presente	Ausente	Desenergizado	A tierra
Llamada manual ('ringdown')	'Ring off'	A tierra	Presente	Ausente	Desenergizado	Abierto
	'Ring on'	Abierto	Ausente	Presente	Energizado	A tierra

3.4 Principio de codificación y de decodificación

El tren de impulso PAM multiplexado para división de tiempo de 24-canales en el lado de emisión, se convierte en un codificador (CODER) del código binario de 8-bitio de control. En el lado de recepción, un proceso inverso al de codificación tiene lugar en el circuito de decodificación (DECOD) para restaurar los impulsos PAM desde los impulsos PCM.

Este equipo adopta el sistema de codificación híbrido con las características de compresión-expansión del segmento-15. El codificador híbrido se establece con la combinación de los sistemas de codificación de pliegue y de realimentación. Las características de compresión-expansión del segmento-15 se indican en la Tabla 3.3, en la que los tamaños de paso varían como 1, 2, 4 256 para 256 pasos de cuantificación.

Tabla 3.3 Características de compresión-expansión del segmento-15

Nivel de entrada	Tamaño de paso	Número de segmento	Patrón de código 12345678	Nivel de salida
7903 8159	256	8	10000000	8031
7647 7903	"	"	10000001	7775
7391 7647	"	"	10000010	7519
7135 7391	"	"	10000011	7263
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.
35 39	4	2	11101110	37
31 35	4		11101111	33
29 31	2	1	11110000	30
27 29	"	"	11110001	28
25 27	"	"	11110010	26
23 25	"	"	11110011	24
21 23	"	"	11110100	22
19 21	"	"	11110101	20
17 19	"	"	11110110	18
15 17	2	1	11110111	16
13 15	"	"	11111000	14
11 13	"	"	11111001	12
9 11	"	"	11111010	10
7 9	"	"	11111011	8
5 7	"	"	11111100	6
3 5	"	"	11111101	4
1 3	"	"	11111110	2
0 1	1	"	11111111	0
-1 0	1	"	01111111	0
-3 -1	2	"	01111110	-2
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.
.	.	.	.	.

La curva en la Figura 3.5 ilustra cómo varían estos pasos. Compuesta de los 15-segmentos, esta curva se llama la característica de compresión-expansión del segmento-15.

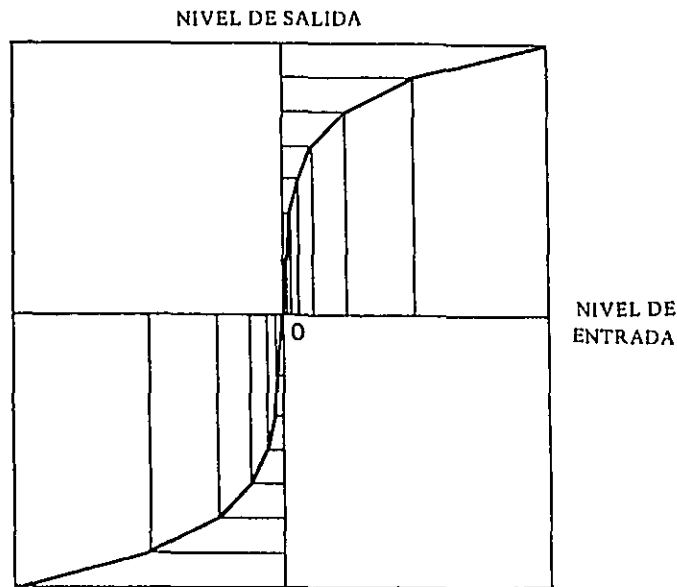


Figura 3.5 Curva característica para la ley de compresión-expansión del segmento-15

Para los detalles sobre el codificador híbrido que emplea la ley de compresión-expansión del segmento-15, hay que consultar las explicaciones que se dan en los párrafos siguientes y también sus diagramas de circuito.

Ahora, damos una idea general del principio de operación de un codificador híbrido del segmento-7, de 4-bitios. La Tabla 3.4 es una tabla de conversión para las características de compresión-expansión del segmento-7 de 4-bitios. Consultando esta tabla, la señal PCM es '1001' para una señal análoga de entrada '16' y la señal de salida análoga correspondiente es '18', produciendo un ruido de cuantificación '2'.

Consultando la Figura 3.6, se verá que la operación actual no consiste en ejecutar la codificación después de que la compresión de segmento ha sido hecha, sino ejecutando la codificación no-uniforme desde el principio. El principio de operación de un circuito codificador híbrido para la realización de las características de compresión expansión del segmento-7 se ilustra en la Figura 3.7. Como allí se indica, la señal análoga de entrada es primeramente aplicada al circuito

codificador del primer bitio y el binario '1' ó '0' se produce como salida del primer bitio en respuesta a la polaridad de señal de entrada.

Tabla 3.4 Características de compresión-expansión del segmento-7

Entrada del codificador	PCM	Salida del decodificador
30 ~ 22	1000	26
22 ~ 14	1001	18
14 ~ 10	1010	12
10 ~ 6	1011	8
6 ~ 4	1100	5
4 ~ 2	1101	3
2 ~ 1	1110	1,5
1 ~ 0	1111	0,5
0 ~ -1	0111	- 0,5
- 1 ~ - 2	0110	- 1,5
- 2 ~ - 4	0101	- 3
- 4 ~ - 6	0100	- 5
- 6 ~ - 10	0011	- 8
- 10 ~ - 14	0010	-12
- 14 ~ - 22	0001	-18
- 22 ~ - 30	0000	- 26

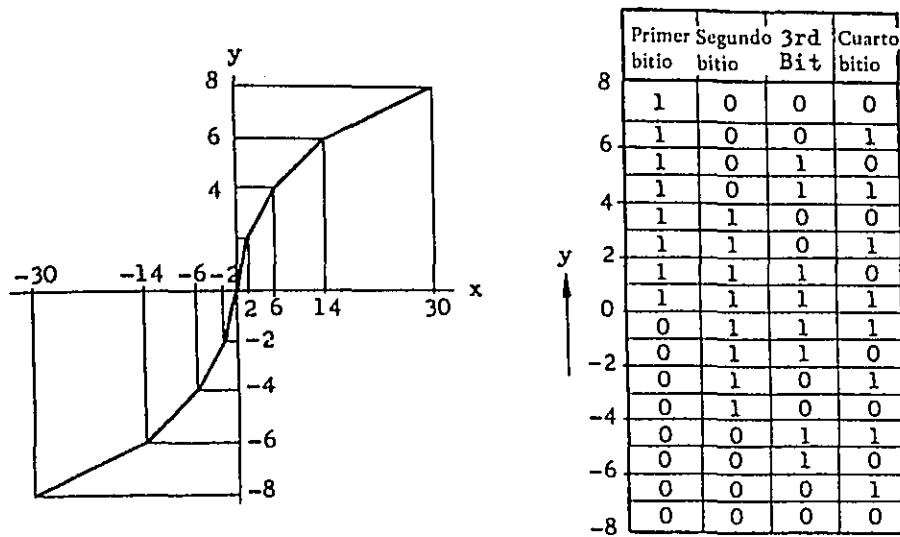


Figura 3.6 Curva de la característica de compresión-expansión del segmento-7

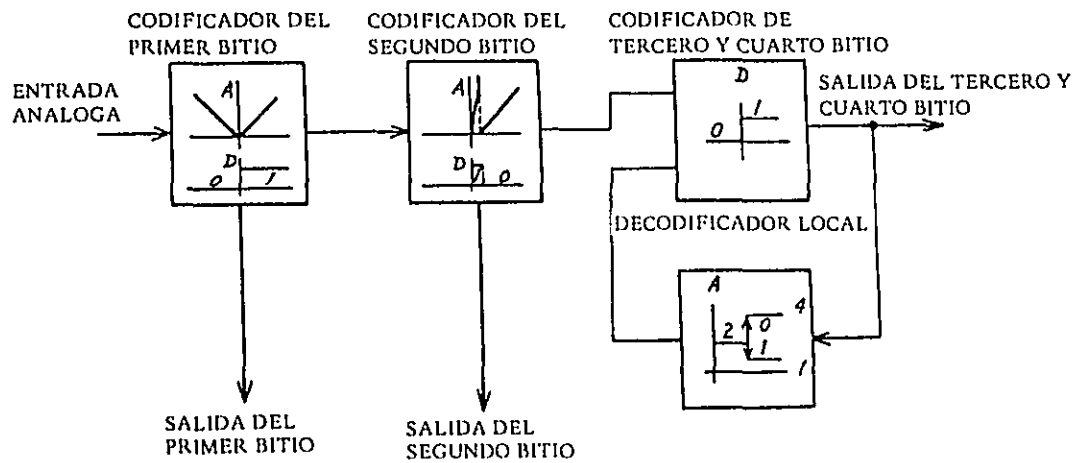


Figura 3.7 Principio del circuito codificador híbrido

La señal de entrada análoga es rectificada y suministrada al codificador del segundo bitio. Al aplicarse la señal de entrada análoga '+16', por ejemplo, la salida digital pasa a ser '+16'. Para una entrada análoga '-16' la salida digital es '0' y la salida análoga es '+16'. De este modo, la polaridad de las señales de entrada del codificador del segundo bitio siempre es positiva. Dado que todos los bitios, excepto el primer bitio de los códigos que corresponden a señales análogas que tienen los valores absolutos iguales son los mismos, solamente la salida rectificada es necesaria para ser suministrada al siguiente circuito codificador.

El codificador del segundo bitio produce '1' como salida digital cuando el nivel suministrado es menor de '6' y produce '0' cuando el nivel es más de '6'. Esto permite el paso de una señal análoga de entrada, tal como es, cuando el segundo bitio es '1' para suministrar la señal al codificador del tercero y cuarto bitio, mientras que, cuando el segundo bitio es '0', una salida análoga se obtiene mediante la señal análoga de entrada menos 6 y dividida por 4 es suministrada al codificador del tercero y cuarto bitio. Por ejemplo, el segundo bitio para una señal de entrada 2,5 es '1' y 2,5 se desarrolla como salida análoga. Para una señal de entrada 16, se realizan las operaciones $(16-6) \div 4 = 2,5$ y se desarrolla la salida análoga 2,5.

Los bitios tercero y cuarto para una entrada análoga 2,5 son '01' y los mismos bitios que corresponden a la entrada análoga 16 son también '01'. Por consiguiente, el circuito codificador del tercero y cuarto bitio debería codificar una señal de salida análoga desde el circuito codificador del segundo bitio no importa que el segundo bitio sea '1' ó '0'.

El codificador del tercero y cuarto bitio se conoce como circuito codificador de realimentación. Este circuito funciona como sigue: primeramente, la señal correspondiente al nivel de decisión del tercer bitio es desarrollada mediante un decodificador local y esta señal es comparada con la señal de salida análoga del codificador del segundo bitio. Por ejemplo, el decodificador local desarrolla '2' para la señal análoga 2,5. Dado que 2,5 es mayor que 2, '0' es generado como la salida digital del tercer bitio. Esta salida es retroalimentada al decodificador local para producir el umbral del cuarto bitio. En este caso, '4' pasa a ser el nivel de decisión del cuarto bitio y '1' es desarrollado como resultado de la comparación con 2,5. De este modo, los bitios primero al cuarto quedan decididos. En otras palabras, la salida digital '1001' se obtiene para la entrada análoga '+16'.

Vamos a proceder a la operación del decodificador. Consultando las características de salida y entrada de codificación del segmento-7 que se muestran en la Tabla 3.4, la salida digital '1001' es desarrollada para la señal de entrada análoga '+16', por ejemplo, y la salida análoga '+18' se desarrolla para la señal digital. La secuencia de producción de la señal análoga '+18' sigue el proceso

inverso al de la operación de codificación como se ilustra en la Figura 3.8.

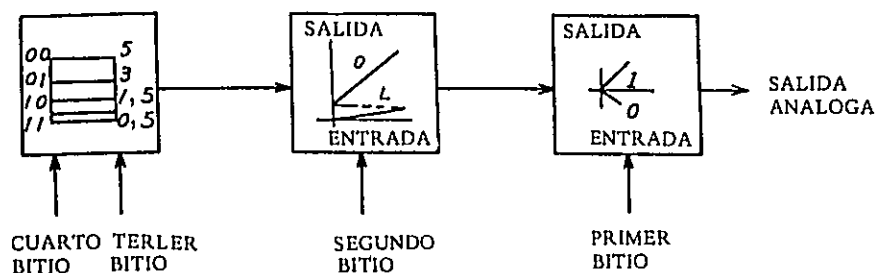


Figura 3.8 Principio del circuito decodificador híbrido

En primer lugar, el decodificador del tercero y cuarto bitio desarrolla la señal análoga '3' en vista de que los bitios tercero y cuarto son '01'. La señal análoga '3' es procesada de acuerdo al segundo bitio. Cuando el segundo bitio es '1', la señal es pasada tal como es, pero cuando el segundo bitio es '0', la señal análoga es multiplicada por 4 y entonces, se añade 6 al producto. En el anterior ejemplo, el segundo bitio es '0'. De este modo, $(3 \times 4) + 6 = 18$.

La señal de salida de decodificador del segundo bitio es suministrada al decodificador del primer bitio y la polaridad es asignada de acuerdo al primer bitio, '1' ó '0'. De este modo, la señal es pasada tal como es, cuando el primer bitio es '1', mientras que la inversión de polaridad tiene lugar para '0' antes de la transmisión. De este modo, se completa la decodificación desde el primero al cuarto bitio.

3.5 Circuito codificador y decodificador

En esta sección se presenta la realización de los circuitos codificadores y decodificadores. El diagrama a bloques y la gráfica de temporalización del codificador se muestra en las Figuras 3.9 y 3.10, respectivamente. El codificador se compone de un circuito de muestreo, de un circuito codificador del primer bitio, de un circuito codificador del segundo bitio, de un circuito codificador de retroalimentación, de un circuito de salida digital y de un circuito compensador de desplazamiento. La señal de salida del circuito de muestreo se aplica al circuito codificador del primer bitio.

Circuito codificador del primer bitio

Las funciones del circuito codificador del primer bitio sirven para generar el primer bitio y para rectificar la señal PAM de entrada. Dado que el código binario 'folded' es el que se emplea,

los códigos del segundo a octavo bitio dependen solamente del valor absoluto de la señal análoga de entrada. Por consiguiente, la codificación de estos bitios se puede realizar cuando se suministra la señal análoga rectificada.

El mecanismo de rectificación se muestra en la Figura 3.11. El circuito codificador del primer bitio se compone de un amplificador operacional, de un comparador, de un 'flip-flop' D, de cinco resistores y de dos diodos. Cuando se aplica la señal análoga positiva (V_1), la corriente de entrada (I_1) corre en proporción a V_1 . El voltaje de salida del amplificador pasa a ser negativo y la corriente de salida (I_2) corre. La polaridad de I_2 es negativa y la amplitud de I_2 es dos veces mayor que la amplitud de I_3 . Las corrientes de salida (I_4) y (I_3) son opuestas en polaridad y son iguales al valor absoluto.

Por el contrario, el voltaje de salida del amplificador es positivo y I_2 es cero cuando se suministra una señal análoga de entrada negativa. Por consiguiente, la corriente de salida I_4 procede desde solamente I_3 . Con este proceso, el voltaje análogo de entrada (V_1) se convierte en la corriente análoga rectificada (I_4).

La decisión del primer bitio se realiza mediante el comparador. El comparador compara el voltaje de salida del amplificador y el potencial de tierra. Cuando el voltaje de entrada es positivo, el voltaje de salida del amplificador es negativo y la salida del comparador se convierte en '1'. La información se escribe en el 'flip-flop' D (memoria del primer bitio) con un impulso de control. El lógico '0' se escribe en la memoria cuando se aplica la señal de entrada negativa.

Circuito codificador del segundo bitio

La composición del circuito codificador del segundo bitio es similar a la del circuito codificador del primer bitio. A la entrada del circuito codificador del segundo bitio, una corriente de polarización (I_6) es añadida a la corriente de entrada (I_4). La corriente de polarización está hecha de tal manera que el voltaje de salida del amplificador del segundo bitio será de cero cuando el voltaje de la señal de entrada corresponde al punto de decisión del segundo bitio. El amplificador del segundo bitio tiene tres terminales de salida. El primer terminal de salida es un terminal que proporciona solamente la salida positiva cuando la corriente de entrada es negativa. El segundo terminal de salida es el terminal que provee la salida negativa solamente cuando la corriente de entrada es positiva. El tercer terminal de salida es conducido al comparador 2. El amplificador del segundo bitio tiene los resistores de retroalimentación para proveer la ganancia alta cuando la entrada es positiva y la ganancia baja cuando la entrada es negativa. La resistencia de estos resistores se

determina para lograr la corriente de salida máxima del lado positivo (I_8) y la corriente de salida máxima del lado negativo (I_7) igual. El comparador 2 genera '0' cuando el voltaje de entrada es positivo, y '1' cuando es negativo. La información se escribe en el circuito memorador del segundo bitio con un impulso de control.

El generador de corriente es impulsado por la salida de la memoria del segundo bitio. Cuando es '1', la corriente positiva (I_9) que corresponde a la corriente máxima de I_7 o I_8 es generada y es añadida a I_7 y I_8 . La corriente de salida del amplificador del segundo bitio (I_{10}) se aplica al circuito codificador de retroalimentación.

Circuito codificador de retroalimentación

El circuito codificador de retroalimentación consta de un amplificador adicionador, de un comparador y de un decodificador local. La señal análoga de entrada se aplica al amplificador adicionador juntamente con la salida del decodificador local para determinar si el voltaje de salida del amplificador adicionador es positivo o negativo mediante el comparador. La decisión del circuito codificador de retroalimentación se ejecuta secuencialmente desde el bitio significativo. El voltaje de salida del amplificador adicionador se acerca a cero secuencialmente puesto que la señal análoga de entrada y la salida del decodificador local deberá ser de polaridad opuesta. La decisión de cada bitio se hace mediante el comparador 3. El decodificador local genera las corrientes, una después de otra que corresponden a los niveles de decisión de los respectivos bitios, y la decisión de un bitio se ejecuta determinando la polaridad de la entrada del comparador considerando si la señal análoga de entrada es mayor o menor que el nivel de decisión. Por ejemplo, cuando la decisión del tercer bitio es ejecutada, la salida del decodificador local que corresponde al nivel de decisión del tercer bitio y la entrada análoga son comparadas. Mientras tanto, el nivel de decisión del cuarto bitio varía según los resultados de la decisión del tercer bitio, de modo que la salida del comparador es retroalimentada al decodificador local para generar el nivel de decisión del cuarto bitio mediante el decodificador local. De esta manera, los resultados de decisión de los respectivos bitios son retroalimentados uno detrás de otro al decodificador local para determinar los niveles de decisión de los siguientes bitios.

Aunque este circuito codificador de retroalimentación realiza la codificación no-lineal, la ley de compresión-expansión del segmento-15 es digitalmente linealizable. Entonces es posible componer el decodificador local usando una red de ponderación lineal y un convertidor de código. Una red ponderadora de ocho bitios se requiere para la codificación del segmento-15 con los circuitos codificadores de retroalimentación. El decodificador local se controla mediante seis

'flip-flops' que se proveen para los respectivos bitios. Antes de proceder a la codificación, todos estos 'flip-flops' son restablecidos a su estado normal, y la salida del decodificador local es cero. Al tiempo de codificar el tercer bitio, el 'flip-flop' correspondiente al tercer bitio queda ajustado. El decodificador local genera una salida correspondiente al nivel de decisión del tercer bitio. Cuando el tercer bitio pasa a ser '1' al completar la decisión del tercer bitio, el nivel de señal análoga de entrada es menor que el nivel de decisión del tercer bitio, y el 'flip-flop' del tercer bitio queda restablecido a su posición normal. Por el contrario, el 'flip-flop' no se restablece a su posición normal cuando se obtiene '0'. Al mismo tiempo, el 'flip-flop' del cuarto bitio queda ajustado, y la salida del decodificador local correspondiente al nivel de decisión del cuarto bitio es obtenida. Este nivel de decisión debe variar según el resultado de decisión del tercer bitio. Las salidas de estos 'flip-flops' se suministran al convertidor de código y se convierten digitalmente en impulsos de impulsión de la red de ponderación. La secuencia del tiempo de operación se muestra en la Figura 3.10.

Circuito decodificador

El decodificador se compone de un convertidor serie/paralelo, de un subdecodificador y de un decodificador 'folding'. El diagrama a bloques del decodificador se muestra en la Figura 3.12. El convertidor serie/paralelo recibe una señal PCM en serie desde la unidad PG R y genera una señal PCM en paralelo mediante un registrador de desplazamiento de siete bitios y un circuito memorador en paralelo de ocho bitios. Además separa el impulso de señalización de entrante una vez cada seis tramas para alimentar el circuito receptor de señalización de las unidades de canal.

El subdecodificador es un decodificador no-lineal de seis bitios. Aunque las características de compresión-expansión del segmento-15 son esencialmente no-lineales, es posible convertir el código no-lineal en código lineal. El subdecodificador convierte el código no-lineal en código lineal y luego convierte el código lineal en uno análogo con una red de ponderación. El subdecodificador realiza la decodificación del tercero al octavo bitio y la decodificación del primero y segundo bitio se realiza mediante el decodificador 'folding'.

El circuito decodificador del segundo bitio tiene una operación inversa a la del circuito codificador del segundo bitio. La ganancia del circuito decodificador del segundo bitio es conmutada a 16:1 para el segundo bitio '0': '1' usando un amplificador con dos bucles de retroalimentación que contienen un diodo. Por consiguiente, la salida del circuito decodificador del segundo bitio se convierte en la señal PAM con polaridad simple.

El circuito decodificador del primer bitio comparte la polaridad a la señal de salida del

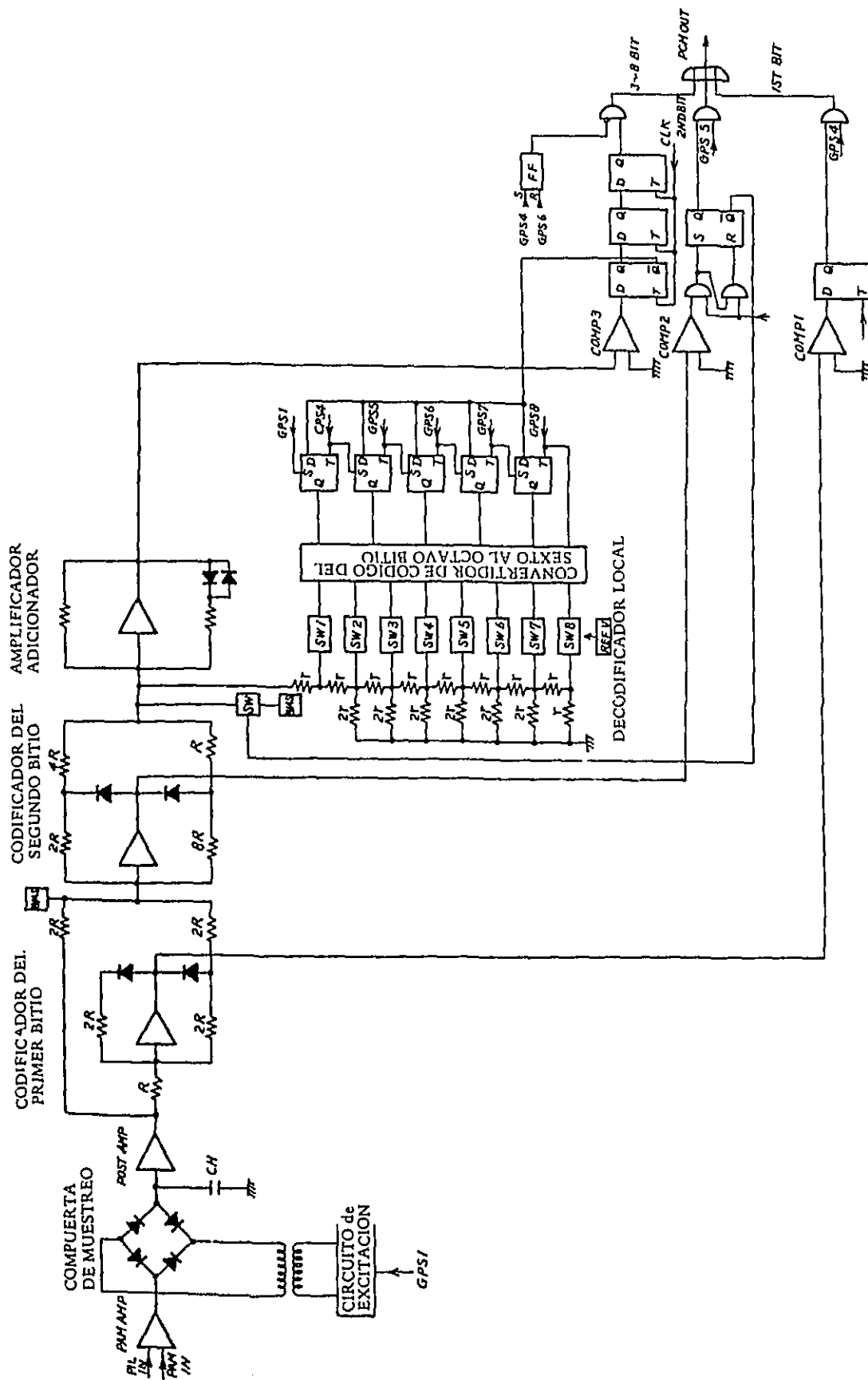


Figura 3.9 Diagrama a bloques del circuito codificador

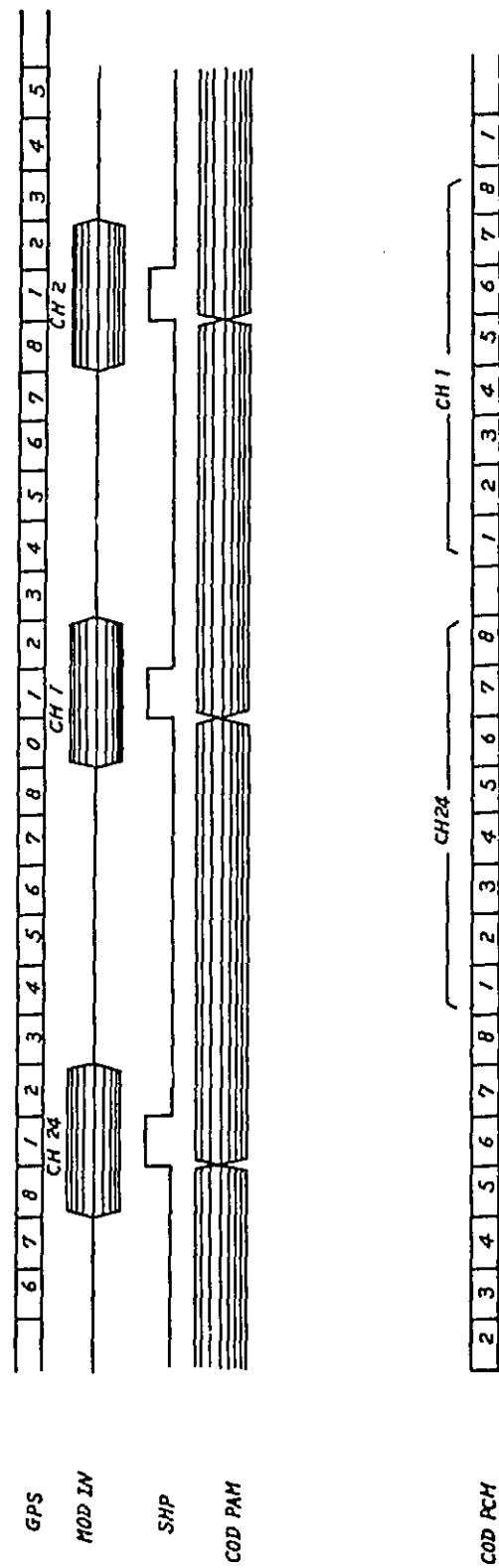
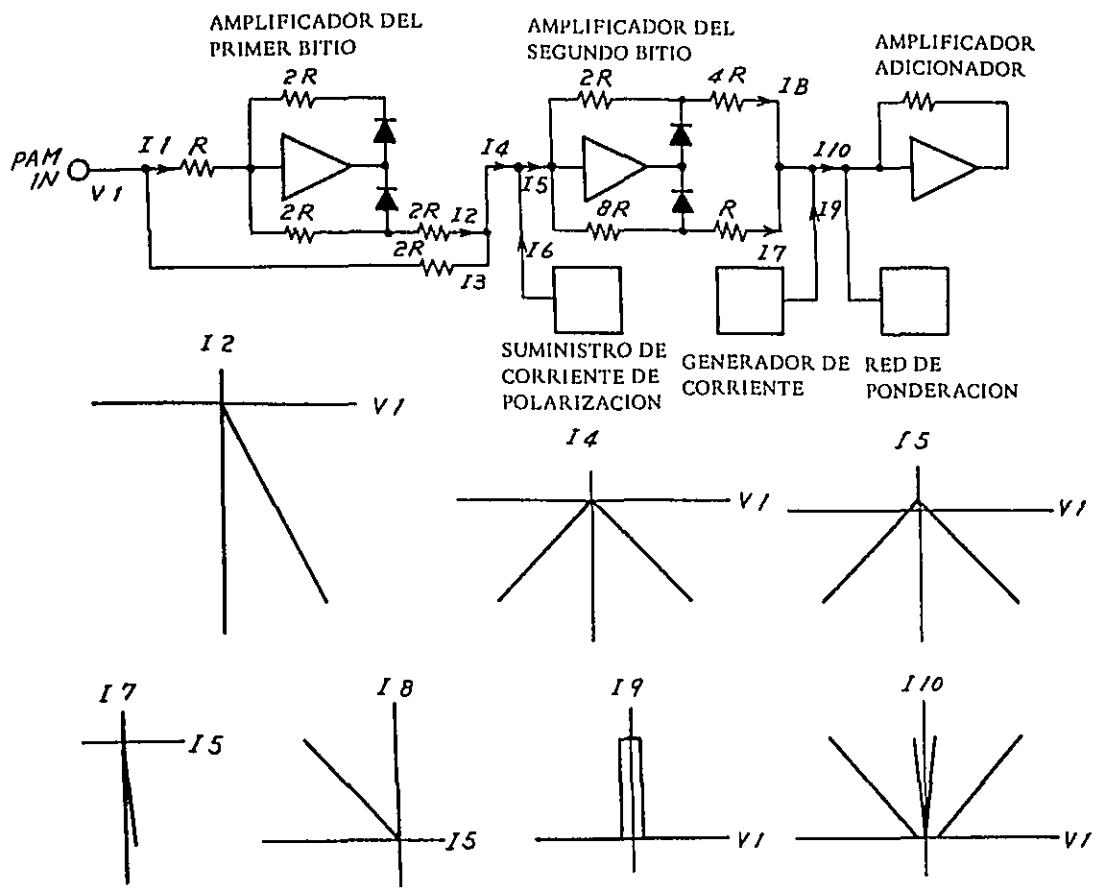
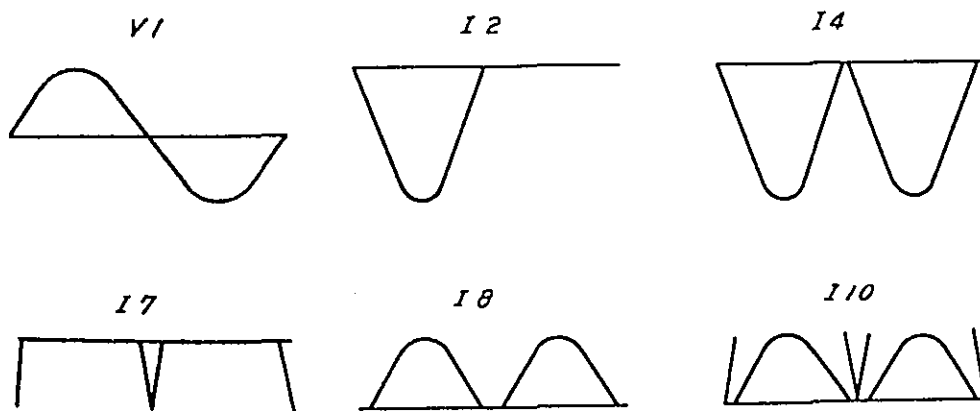


Figura 3.10 Gráfica de temporalización del circuito codificador



CARACTERÍSTICAS DE TRANSFERENCIA DE LOS CIRCUITOS 'FOLDING'



FORMA DE ONDA DEL VOLTAJE Y DE LA CORRIENTE PARA LA SEÑAL SENOIDAL

Figura 3.11 Características de transferencia del circuito codificador

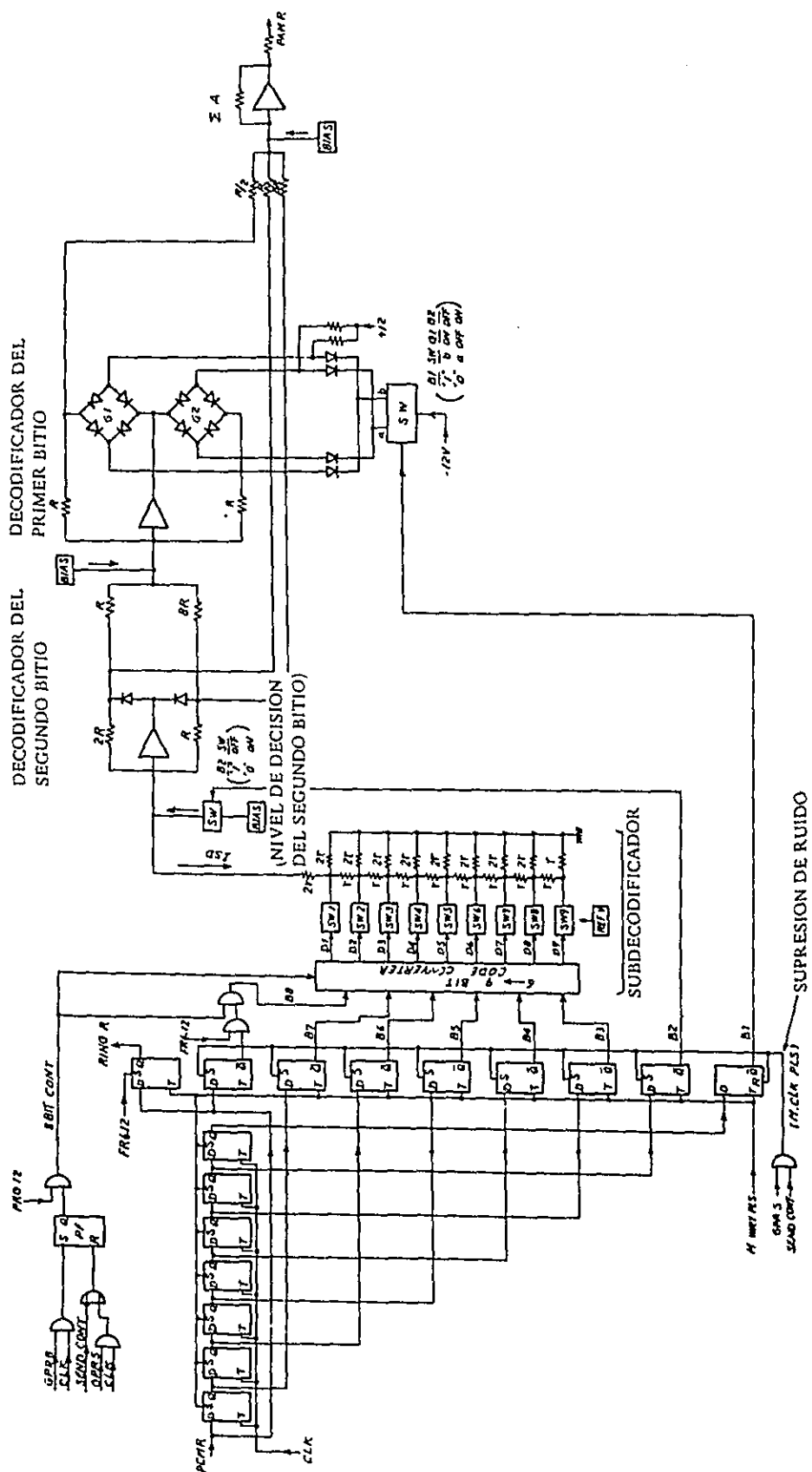


Figura 3.12 Diagrama a bloques del circuito decodificador

circuito decodificador del segundo bitio para crear la señal PAM con las dos polaridades. El circuito decodificador del primer bitio consta de un amplificador del primer bitio, de un amplificador adicionador y de una red de los circuitos asociadas. El amplificador del primer bitio permite el paso de la señal PAM con una sola polaridad cuando el primer bitio es '1'. Ambos bucles de retro-alimentación del amplificador contienen un conmutador de modo que cualquiera de ambos se pueda girar a 'ON' en respuesta al primer bitio. La amplitud de la señal derivada desde este circuito es dos veces mayor que la de la señal de entrada. Las polaridades son opuestas la una a la otra. Añadiendo la señal PAM con una sola polaridad y la salida del circuito del primer bitio en el amplificador adicionador, la señal PAM se puede obtener con ambas polaridades.

3.6 Circuito generador de los impulsos de control

Los impulsos de control que se requieren para la sección de emisión se generan en la unidad PG S. El generador de los impulsos de control se puede dividir ampliamente en cuatro secciones: generador de impulsos de reloj (1), generador de impulsos de grupo (2), generador de impulsos de canal (3), y generador de impulsos de trama (4) como se muestra en la Figura 3.13.

El generador de impulsos de reloj (1) es esencialmente un circuito oscilador compuesto de un oscilador controlado a cristal de 1,544-MHz y de un amplificador IC de alta ganancia. El generador proporciona una estabilidad superior de la frecuencia sobre una gama de temperatura amplia sin usar ningún horno termostático. El ciclo de trabajo del impulso de reloj es 50%.

El generador de impulsos de grupo (2) consta de un contador en anillo impulsado por los impulsos de reloj y genera los impulsos de grupo de 8-fases, GPS1 a GPS8, juntamente con GPS0 de un período de 125 μ s bajo el control del impulso controlador de trama (F CONT).

El período del impulso de grupo es 5,2 μ s.

El generador de impulsos de canal (3) consta de un contador de 3-bitios, de un contador de 8-bitios, y de un circuito matriz, y genera los impulsos de 24-canales, CHPS1 al CHPS24.

El circuito matriz recibe las salidas de los contadores de 3-bitios y 8-bitios para producir los impulsos de canal de 24-fases, CHPS1 a CHPS24. La anchura del impulso es 1,95 μ s y el período es de 125 μ s.

El generador de impulsos de trama (4) consta de un contador de 6-bitios, de un contador de 2-bitios y de un circuito matriz. El contador de 6-bitios es impulsado por el impulso GPS3

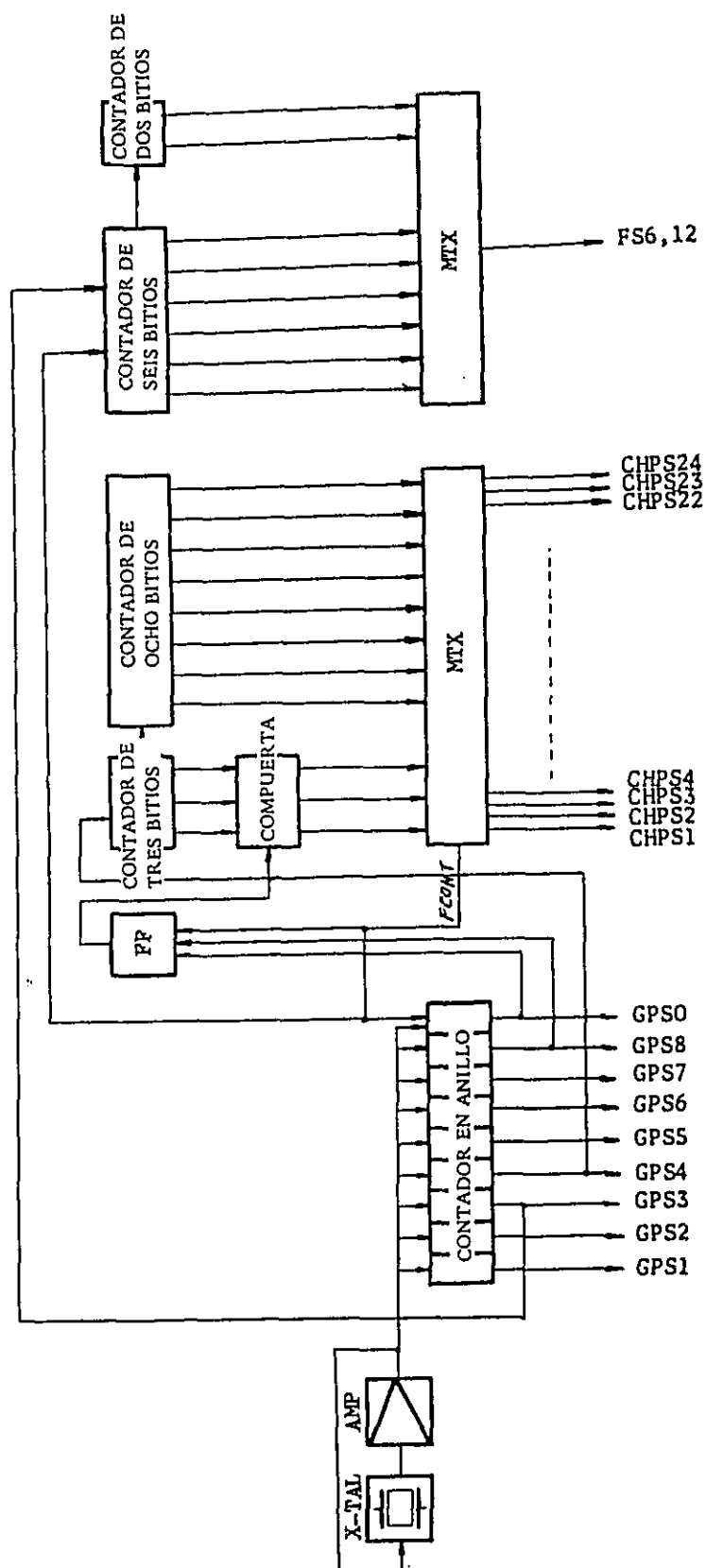


Figura 3.13 Diagrama a bloques funcional del generador de impulsos de control

y F CONT y esta salida es la que impulsa el contador de 2-bitios. El circuito matriz recibe las salidas de ambos contadores para producir los impulsos de trama necesarios tales como el FS6, FS12.

Los impulsos de control requeridos para la sección de recepción son generados en la unidad PG R. La operación funcional no tiene importancia desde el punto de vista del proceso antes mencionado excepto que los impulsos de reloj son creados desde la señal PCM de entrada en lugar de ser generados por el oscilador controlado a cristal y, además, que se provee la función de sincronización. En cuanto a la sincronización, hay que consultar el siguiente párrafo.

3.7 Alineación de trama

La función de la alineación de trama se realiza mediante varios circuitos que se contienen en la unidad PG R como se muestra en la Figura 3.14. El circuito de sincronización se puede clasificar en el circuito de sincronización de trama y en el circuito de sincronización de trama múltiple.

El circuito de sincronización de trama es para determinar los intervalos de tiempo de canal y el circuito de sincronización de trama múltiple es para la identificación de las tramas de señalización.

El equipo múltiplex PCM-24B adopta el método de sincronización de trama de inestabilidad de desplazamiento continuo de un bitio. Cuando el circuito tramador está en el modo 'alineación fuera de trama' se inicia el procedimiento de localización.

Los circuitos memoradores (M1 al M7) se usan para el circuito tramador al examinar siete bitios de una cadena PCM recibida, un bitio cada vez, para los posibles impulsos tramadores. Al comienzo del procedimiento de retransmisión, siete bitios consecutivos de entrada son almacenados en los circuitos memoradores (M1 - M7). Estos bitios almacenados son luego comparados con siete bitios consecutivos de entrada que ocurren dos tramas después. Una posición verdadera del bitio tramador deberá exhibir un patrón alternativo 1010. Cualquier otra posición del bitio se asume que queda destituida de esta propiedad en una base del término largo.

Los nuevos siete bitios reemplazan los siete bitios viejos almacenados en los circuitos memoradores. Durante este reemplazamiento se hace una comparación entre los viejos y los nuevos para ver si alguno de estos impulsos son todavía los posibles impulsos tramadores. Si el primero de los siete impulsos no es calificado como impulso tramador, los circuitos memoradores se desplazarán

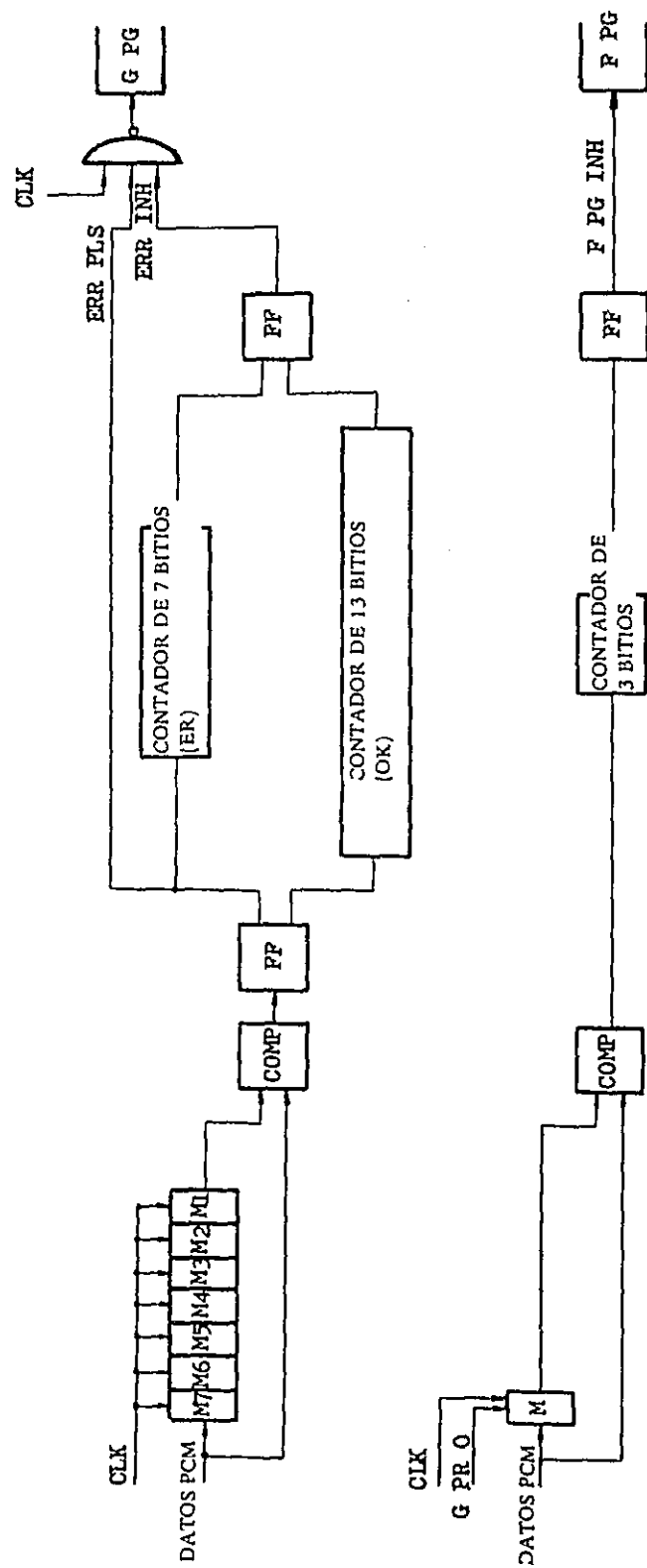


Figura 3.14 Diagrama a bloques funcional que ilustra la sincronización

una posición para permitir que el segundo impulso ocupe la primera posición y dar un lugar al siguiente impulso. Así es posible que los circuitos memoradores vayan desplazándose hasta las posiciones de siete bits, si todos los bits no reúnen las condiciones que se requieren en la prueba. Este procedimiento se repite hasta que se establezca la alineación de trama.

En el circuito biestable 'flip-flop' (FF) a el impulso 'OK' (a ser generado en la alineación de trama) o el impulso ER (a ser generado en la alineación fuera de trama) se genera.

Ambos contadores OK y ER proporcionan la función de protección para eliminar la posibilidad de la operación de recuadrado erróneo causado por los errores de explosión. En la alineación de trama, el contador OK de 13-bits comienza a contar los impulsos OK hasta que se completa la cuenta. Como resultado, los impulsos de grupo desde el generador de impulsos de grupo no son desplazados. En la alineación de fuera de trama, el contador ER de 7-bits comienza a contar los impulsos ERR hasta que se completan la cuenta total antes de contar los impulsos OK. Como resultado, los impulsos de grupo desde el generador de impulso de grupo son desplazados en sucesión para recobrar la alineación de trama.

La sincronización de trama múltiple es vista después de que la sincronización de trama ha quedado establecida. El circuito de sincronización de trama múltiple consta de un circuito memorador (M) y de un comparador (COMP). Provee la función de recuadrado de la trama múltiple.

Los bits tramados asumidos de una señal PCM de entrada quedan almacenados en los circuitos memoradores para compararlos con los bits retransmisoros que tienen lugar dos tramas después en sucesión. Siempre que se pierde la alineación de trama, los impulsos de error son generados mediante comparación y son aplicados al contador de 3-bits. Tan pronto como el contador de 3-bits termina la cuenta completa, el generador de impulsos de trama genera un impulso de inhibición (F PG INH). El impulso de inhibición se aplica al generador de impulsos de trama para desplazar los impulsos de trama del contador de trama.

3.8 Circuito suministrador de energía

La energía es alimentada a este equipo mediante los terminales de la parte superior del bastidor, -48V MAIN. La energía MAIN (PRINCIPAL) es distribuida a MAIN y MISC mediante los fusibles que van en la unidad de FUSIBLES y luego es alimentada a las unidades de energía respectivas. La energía MISC solamente es alimentada a los circuitos de alarma mediante los fusibles

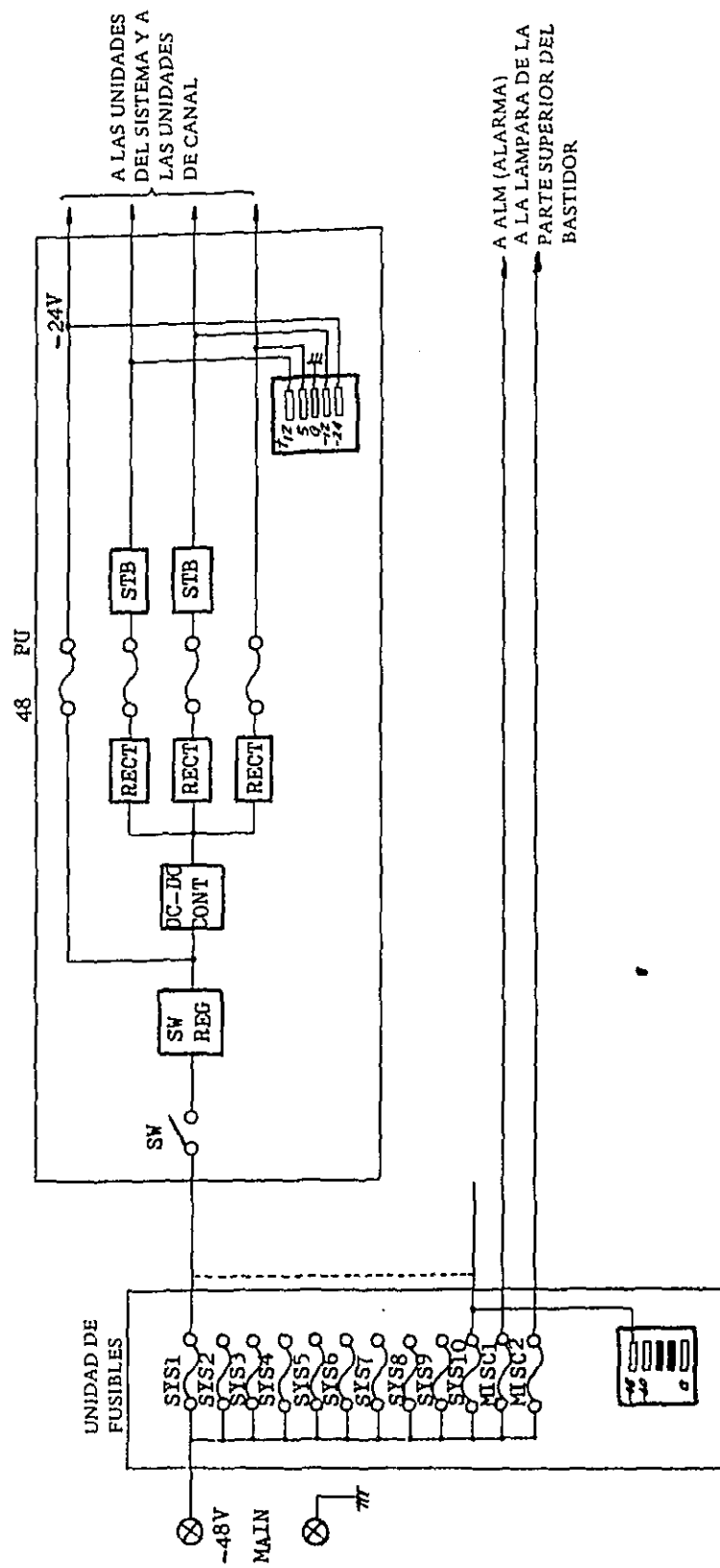


Figura 3.15 Diagrama a bloques del sistema suministrador de energía

de la unidad de FUSIBLES.

La unidad de energía (48 PU) consta de un regulador de conmutación, de un convertidor DC/DC, y de varios circuitos estabilizadores de voltaje. En la Figura 3.15 se muestra un diagrama a bloques funcional del sistema suministrador de energía.

4. MANTENIMIENTO DEL EQUIPO MULTIPLEX PCM-24B

4.1 Circuito de alarma del equipo múltiplex

El equipo múltiplex PCM-24B está diseñado para proveer las indicaciones de alarma visuales de un sistema averiado o de la clase de falla de la unidad ALM & TST (ALM), excepto para el piloto y para las condiciones de error digital. Según que el equipo esté instalado en una estación atendida o en una estación terminal no atendida, el circuito de alarma opera diferentemente. Sin embargo, estas operaciones diferentes se pueden superar mediante las conexiones a puente opcionales, no por los diseños separados de la unidad de alarma y del prueba (ALM & TST). La unidad para una estación atendida difiere de la no atendida en que las lámparas de alarma y la operación de los circuitos de alarma de la estación son de tipo auto-retentor y además, se proveen las facilidades de recepción de la alarma remota y las de indicación.

En la Tabla 4.1 se indican las clases de todas las fallas típicas concebibles, y las indicaciones correspondientes de la alarma en el caso de toda la clase de las operaciones anormales, y de los estados de transmisión de alarma. De estas indicaciones, las indicaciones de alarma PIL y ERR se exhiban en la unidad SV.

Una lámpara SYS se provee para cada sistema individual, mientras que FUSE (FUSIBLE), y la lámpara de la parte superior del bastidor se proveen para todos los sistemas. Como los circuitos de emisión de la alarma, Para cada sistema solamente se provee el AC2, mientras que los otros se usan en común.

En la Tabla 4.2 se da un sumario de las clases de lámparas que se proveen en los equipos y el contenido de las indicaciones, mientras que en la Tabla 4.3 se da un sumario de las funciones de los botones interruptores y de las llaves.

Tabla 4.1 Clases de las fallas y las indicaciones de alarma

Clase de la falla	Indicación de alarma								Transmisión de la alarma			
	SISTEMA	RECEPCION	PILOTO	ERROR	EMISION	FUSIBLE	PORTE SUPERIOR DEL BASTIDOR	AB AL	AC1	AC2	AT 2-1	AT 2-2
Condición 'OFF' de PMC de entrada, fuera de trama	o	o	o				o	o	o	o	o	
Unidades comunes, variación de nivel	o		o				o	o	o	o	o	
Línea de transmisión defectuosa	o			o			o	o	o	o	o	
Falla en la unidad local de emisión, en la unidad remota de recepción o en la línea de transmisión	o				o		o	o	o	o	o	
Quema del fusible (se excluyen los fusibles MISC)	o	o				o	o	o	o	o	o	o
Quema del fusible MISC						o	o	o	o			o

Tabla 4.2 Clases de las lámparas en la unidad ALM & TST y sus funciones

Designación de la unidad	Lámpara	Cantidad	F u n c i ó n	C o m e n t o s
REC	Roja	1	Indica la falla digital que produce la condición de fuera de trama	
PIL	Roja	1/SYS	Indica la variación de nivel del piloto sobre 3dB	Sobre la unidad de supervisión
ERR	Roja	1/SYS	Indica el régimen de error digital sobre 10^{-4}	
SEND	Roja	1	Indica la recepción de la alarma remota	Solamente en la estación atendida
SYS	Roja	1/SYS	Indica la alarma de avería del sistema	
FUSE	Roja	1	Indica cualquier fusible quemado	
MB	Roja	1	Para bloquear manualmente	
LAMPARA DE ALARMA DE LA PARTE SUPERIOR DEL BASTIDOR	Blanca	1	Indica cualquier condición de alarma dentro del bastidor	

Tabla 4.3 Interruptores de botón y llaves en la unidad ALM & TST

Designación de la unidad	Lámpara	Cantidad	F u n c i ó n	C o m e n t o s
BELL OFF	Blanca	1	Libera el timbre de alarma de la estación y la lámpara sin afectar la indicación en la unidad de alarma y de prueba	Tipo de no-bloqueado aplicable solamente a las estaciones atendidas
ALM OFF	Negra	1	Libera los circuitos de alarma de auto-retención	
ALM TST	Roja	1	Para probar el circuito de alarma cuando está en servicio	Tipo de no-bloqueado
MB	Negra	1/SYS	Conecta a tierra los conductores SR de todos los canales del sistema correspondiente. Encienden la lámpara SYS y la lámpara de alarma de la parte superior del bastidor	Tipo de bloqueado

Liberación automática de las facilidades de alarma y de retención

Las fallas del sismema son de varias clases; algunas se restauran dentro de un intervalo breve de tiempo, algunas no se restauran automáticamente, y algunas se mantienen por un período largo de tiempo. Las fallas que se restablecen dentro de un intervalo de tiempo breve no original el deterioro serio en el servicio y de aquí que, este equipo está diseñado de tal manera que no tiene las alarmas para esta cleae de fallas. Dado que en el equipo va incorporado un circuito de límite-tiempo de 1 segundo (más 40% y menos 20%), no se proveen las señales de alarma para las condiciones anormales de un duración menor de un segundo.

En el caso de las estaciones atendidas, una señal de alarma es transmitida por cada falla que se mantiene por más de un segundo y al mismo tiempo, el circuito de alarma se mantiene en su estado operado. Por ejemplo, ambos circuitos de lámpara REC y SYS retienen su estado operado cuando ocurre una falla de sincronización y al mismo tiempo, una señal de alarma que está siendo enviada mantiene su estado de transmisión.

Para liberar el contacto a tierra de los hilos conductores AB y AL, basta deprimir el botón BELL OFF (silenciador de timbre). También, hay que deprimir el botón ALM OFF para liberar el circuito auto-retentor de alarma después se ha reparado la falla.

En el caso de las estaciones no atendidas, el circuito de alarma no se provee con una facilidad de auto-retención y por esto, se libera automáticamente una vez eliminada la avería. Los dos circuitos de lámpara PIL y ERR montados en la unidad SV sirven para eliminar la facilidad de auto-retención. Una alarma de fusible, por su mismo carácter, no tiene la posibilidad de ser liberada automáticamente.

4.2 Mantenimiento del equipo múltiplex

En esta sección se explica tanto el mantenimiento rutinario como el mantenimiento correctivo para el equipo múltiplex tipo PCM-24B y también se dan las instrucciones sobre el mantenimiento que se consideran más útiles para el personal encargado del trabajo de mantenimiento.

A pesar de que los principios son complicados en estos sistemas de corrientes portadoras de modulación de código a impulso, el tipo PCM-24B está diseñado para simplificar lo más posible los servicios de mantenimiento arriba indicados. El acceso desde la parte frontal solamente es necesario para la comprobación operacional y para el mantenimiento rutinario. Alguna condición

anormal que ocurre en cualquier parte del equipo o del sistema se indica mediante las lámparas de alarma que van montadas en la parte frontal, de modo que cualquier punto defectuoso puede ser sistemáticamente localizado para su pronta corrección.

La observación de la forma de onda no es necesaria en el servicio de mantenimiento. No se proveen los puntos de observación en cada una de las unidades. No se requieren los reajustes. No se proveen los puntos de ajuste del nivel dentro del equipo ni los puntos de medición del nivel en cada unidad. Todas las unidades CODER, DECODER, SV, y PU van provistas con muchos puntos de ajuste que requieren los ajustes minuciosos y precisos. Han sido ajustadas a perfección antes de su embarque. Todas las unidades preajustadas deben proporcionar una operación satisfactoria para lo que están hechas. Si los requisitos de rendimiento no son satisfechos, la unidad está probablemente averiada. Sírvase enviar dicha unidad directamente a la fábrica o al agente local.

Los principios fundamentales para la detección de las fallas y las medidas a tomar consiste en la localización de la unidad sospechosa mediante los pasos secuenciales que se mencionarán en otra parte y la indicación de lámpara de la alarma, la operación de prueba-bucle en la oficina local, etc., y en la determinación de la unidad averiada eliminando dicha avería, con el reemplazamiento de la unidad por la otra de repuesto.

Mantenimiento preventivo

El mantenimiento preventivo es el mantenimiento rutinario que es llevado a cabo por el personal encargado del mantenimiento a intervalos regulares designados para mantener la operación y el funcionamiento del equipo en la misma condición que tenía en el tiempo de instalación.

La finalidad del mantenimiento preventivo es diagnosticar y hallar cualquier síntoma de la avería en su comienzo, o antes de que origine serias fallas que pueden dar por resultado la interrupción entera del servicio. Es aconsejable que se coloque un formulario de registro de diagnóstico en la pared cerca del equipo y se rellenen los espacios para los datos de comprobación a intervalos regulares al realizar el programa del mantenimiento preventivo.

El mantenimiento preventivo se lleva a cabo usualmente sin interrumpir el servicio.

Los trabajos del mantenimiento preventivo se realizan a intervalos regulares como se indica más abajo. Para más detalles sobre los procedimientos de prueba y el rendimiento estándar, consulte el CAPITULO VIII.

- a. Voltaje de fuente de energía : Mensualmente
- b. Voltaje de salida de la unidad de energía : Mensualmente
- c. Funcionamiento del circuito de alarma : Dos veces al año

Mantenimiento correctivo

El mantenimiento correctivo difiere del preventivo en que las averías son localizadas y reparadas después de que han ocurrido estas fallas en el equipo durante el servicio. Para los detalles sobre la localización de fallas, hay que consultar los subsiguientes párrafos. Note que las fallas se corrigen o se reparan en las unidades y que la corrección o la reparación de cualquier componente defectuoso que va en una unidad está fuera de la finalidad del mantenimiento correctivo.

Por supuesto, los artículos reemplazables como fusibles, lámparas y enchufes se reemplazarán pieza por pieza.

Reemplazamiento de las unidades enchufables

- a) Inserte una llave extractora de las unidades que se provee en la cubierta frontal de la unidad y tire de ella para extraer la unidad. Consulte la Sección 6.6.
- b) Inserte la unidad de repuesto que lleve el mismo número del código en lugar de la que se ha extraído, y empújela suavemente hasta que llegue al tope de parada.
(Antes de la inserción compruebe las conexiones a puente para ver si están correctas).

Nota: Al reemplazar las unidades CODER, DECODER, SV o 48 PU asegúrese de extraer o de insertar la unidad de energía con el SW en la posición 'OFF'.

Reemplazar de la lámpara de la parte superior del bastidor

El reemplazo de la lámpara de alarma de la parte superior del bastidor se puede hacer a mano con toda facilidad. Después de quitar la cubierta de la lámpara, sostenga la cabeza de la lámpara con sus dedos y extraícala. Luego inserte con cuidado otra lámpara nueva en su lugar.

Reemplazo de otras lámparas de alarma

- a) Extraiga la caperuza de la lámpara con un extractor de la caperuza de lámpara.
- b) Agarre la cabeza de la lámpara con el extractor de la lámpara y extraícala.
- c) Inserte con la mano otra lámpara nueva y empújela despacio hasta que llegue al tope de parada.
- d) Vuelva a colocar la caperuza de la lámpara.

4.3 Localización de las fallas del equipo múltiplex

Cuando ocurre alguna falla dentro del bastidor, una señal de alarma es emitida para que haga sonar el timbre de alarma de la estación y para que encienda la lámpara de alarma de la parte superior del bastidor y las lámparas de alarma que van en el equipo. Para el procedimiento de localización de las fallas consulte la Figura 4.1 y los párrafos que siguen.

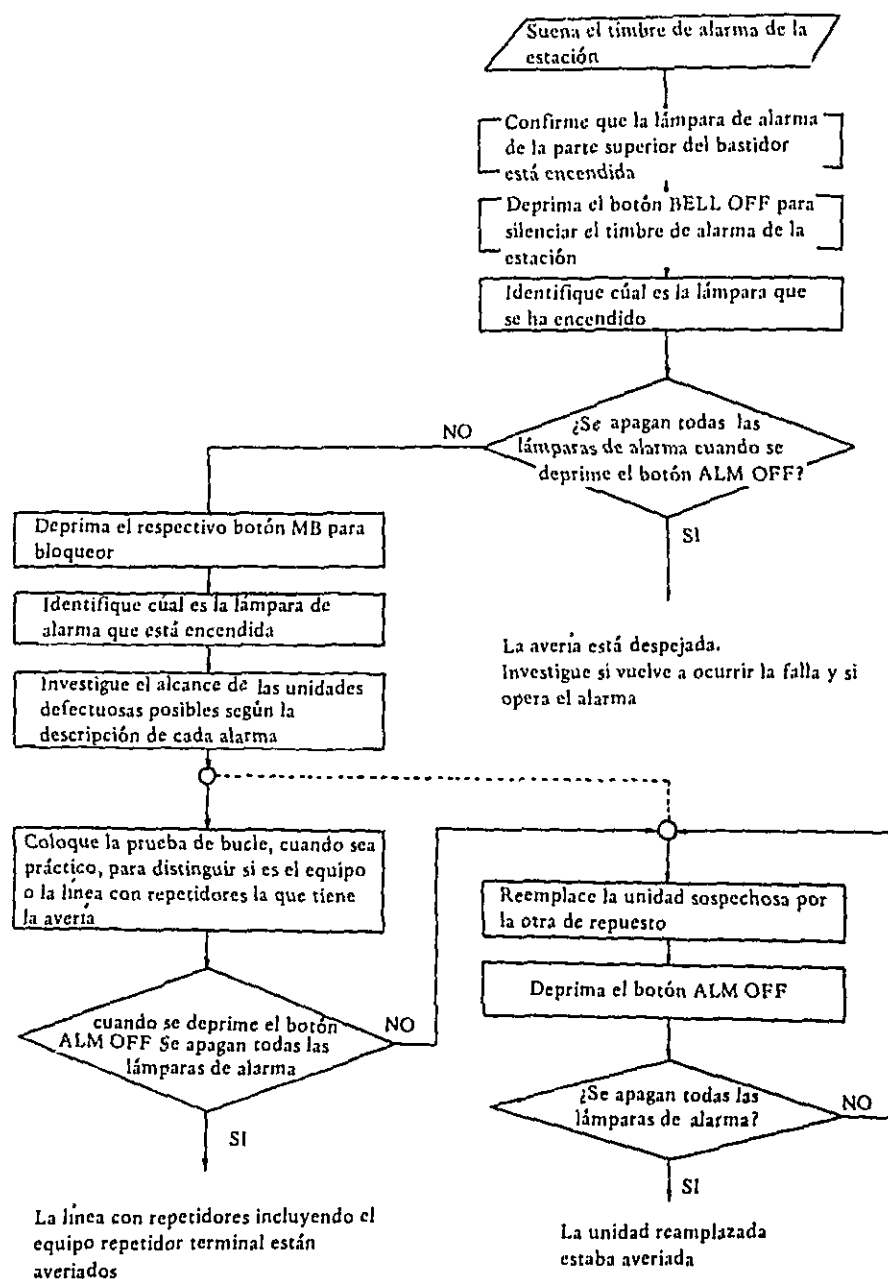


Figura 4.1 Diagrama general para la localización de las fallas

Alarma de fusible

Cuando se enciende la lámpara FUSE en la unidad ALM & TST hay que proceder a la localización de las fallas de acuerdo con la Figura 4.2 para averiguar los puntos defectuosos.

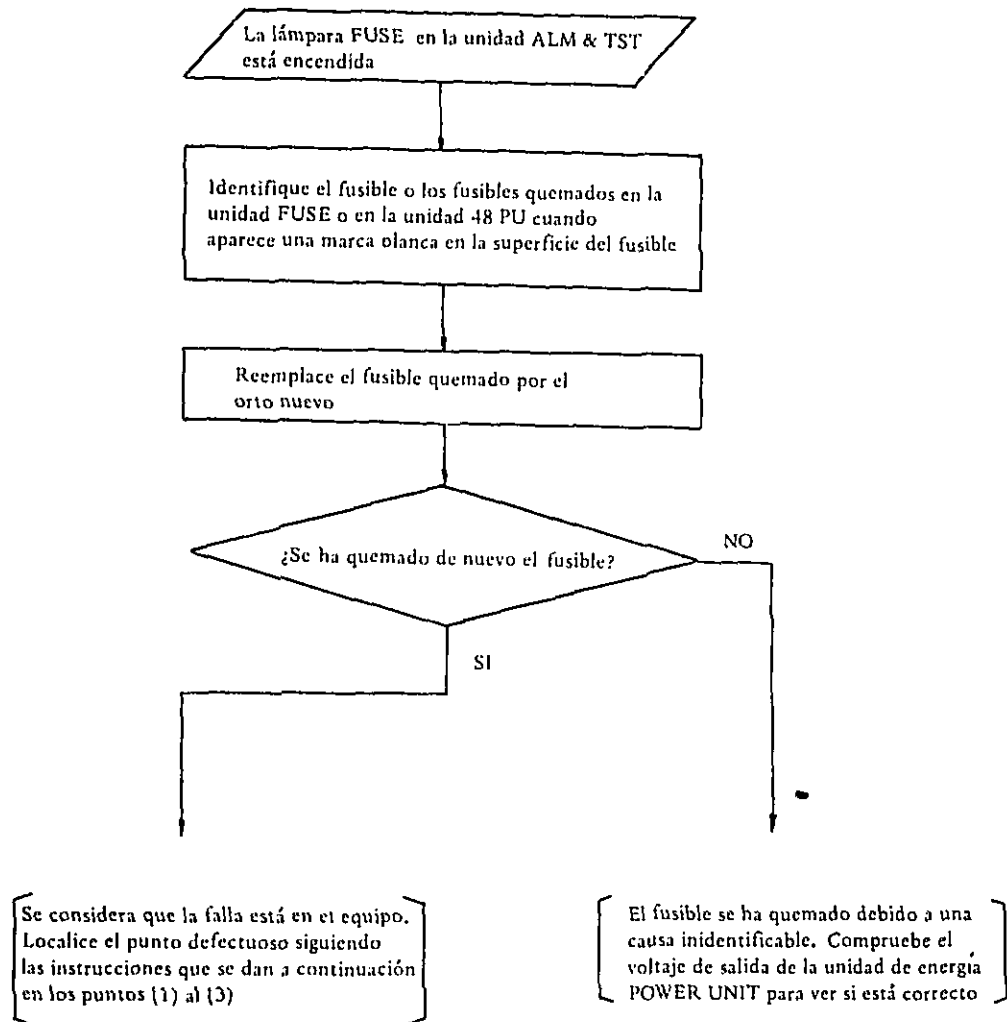


Figura 4.2 Diagrama para localizar las fallas cuando se enciende la lámpara FUSE.

(1) Cuando se quema cualquier fusible en la unidad SYS FUSE de FUSIBLES.

Usualmente la unidad de energía se considera estar averiada. Reemplácela.

(2) Cuando cualquier fusible en el lado de la salida de la unidad de energía POWER UNIT se ha quemado.

En este caso, es probable que la falla esté en el lado de la carga. Extraiga todas las unidades excepto la unidad de energía. Reemplace los fusibles e inserte los paneles sucesivamente.

Si cuando se inserta un panel se quema cualquier fusible, es que dicho panel está averiado. Antes de la inserción de las unidades CODER, SV, o DECODER, asegúrese de girar el interruptor SW que va en la unidad de energía a la posición 'OFF' y después de que ha insertado la unidad gírelo a la posición 'ON'.

(3) Cuando se quema un fusible en la unidad MISC FUSE

En este caso, la causa es inidentificable. Si el fusible se vuelve a quemar, es que la unidad ALM & TST puede estar defectuosa. Reemplácela por la otra de repuesto.

Alarma de REC

Cuando se enciende la lámpara REC en la unidad ALM & TST el procedimiento sobre la detección de las fallas se hará de acuerdo a la Figura 4.3.

Alarma de SEND

Cuando se enciende la lámpara SEND en la unidad ALM & TST, la ubicación de fallas se hará de acuerdo a la Figura 4.4.

Alarma de PIL

Cuando se enciende la lámpara PIL en la unidad SV, la localización de las fallas se hará como se muestra en la Figura 4.5. Note que la alarma PIL se puede dar cuando ocurre alguna avería en las unidades de canal, en particular en la primera unidad de canal.

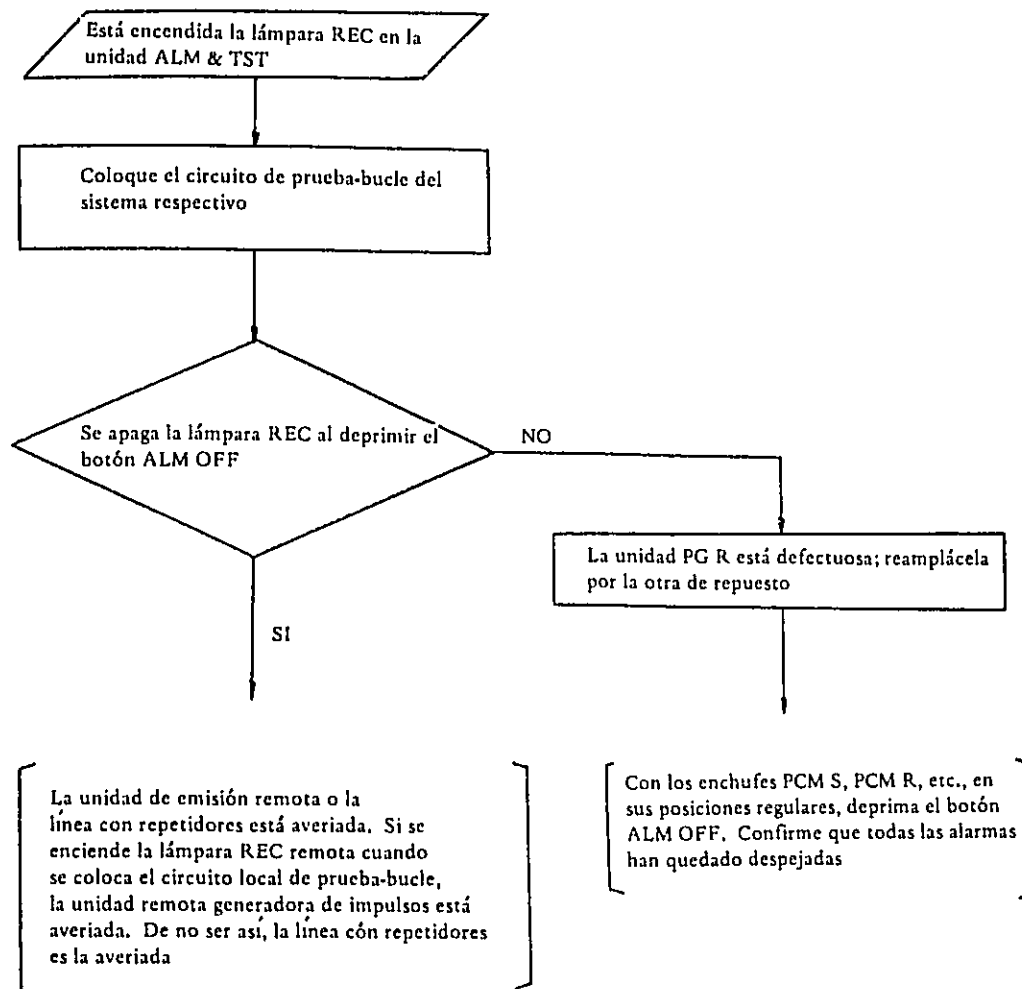


Figura 4.3 Diagrama para localizar las fallas cuando se enciende la lámpara REC

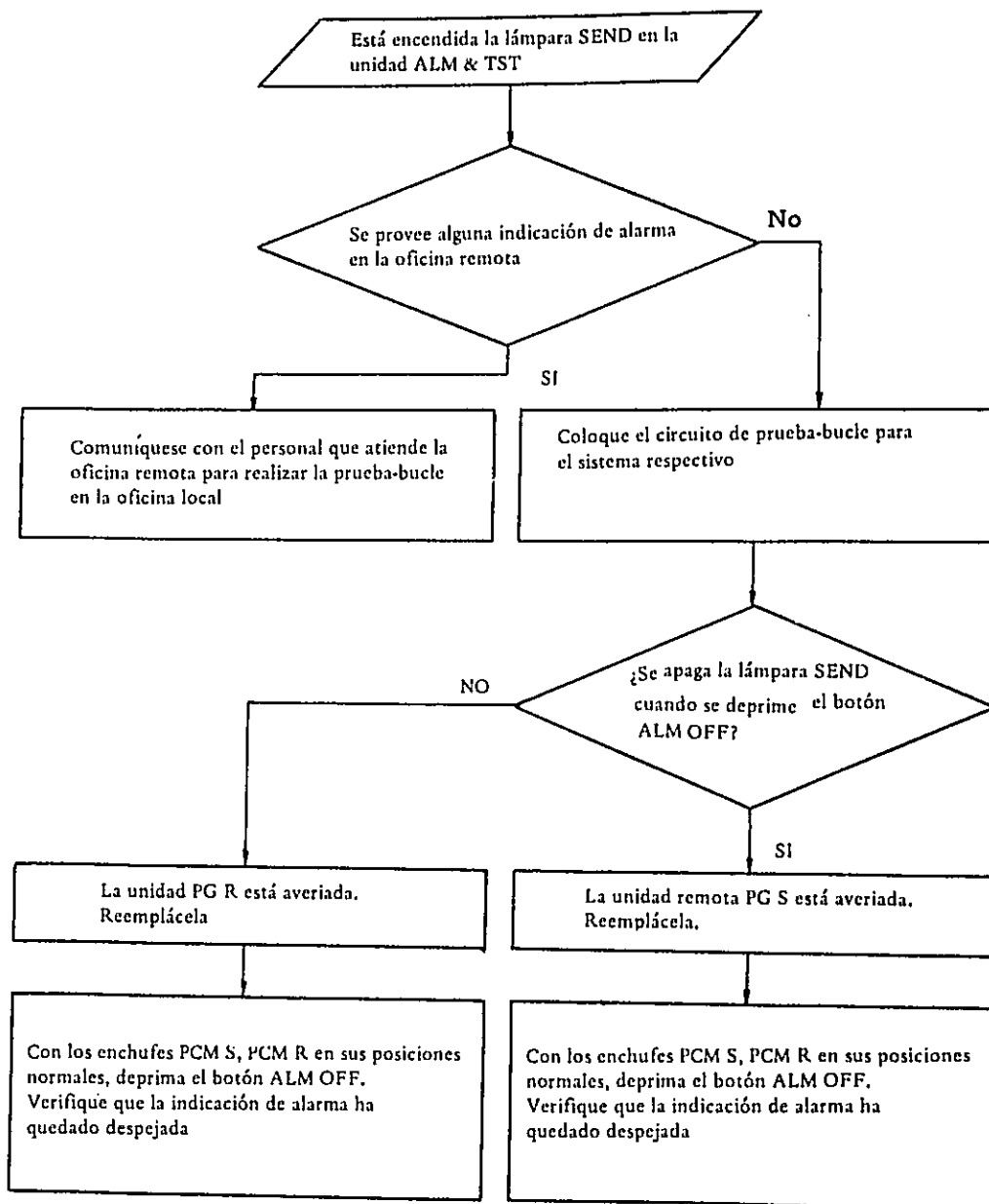
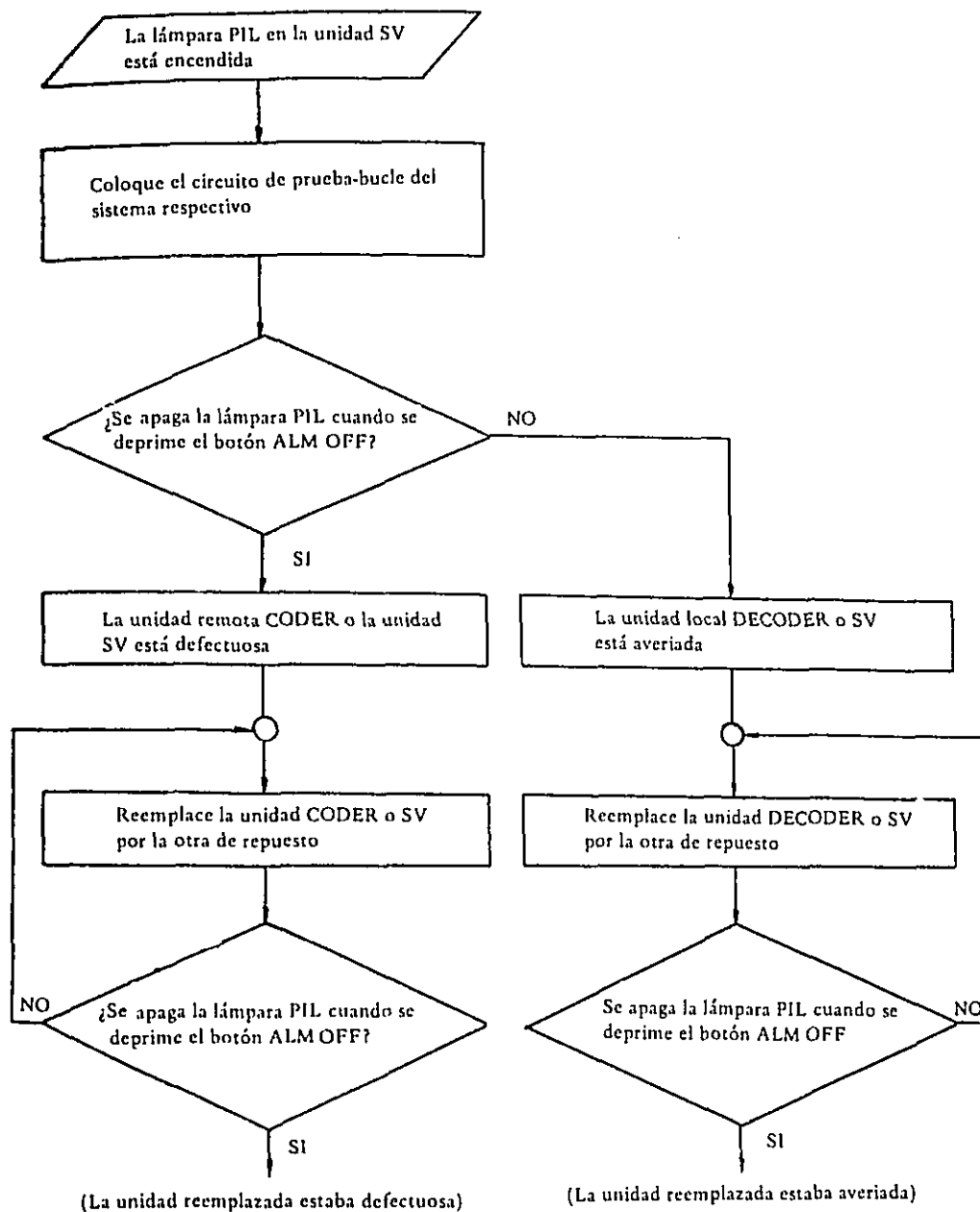


Figura 4.4 Diagrama para ubicar las fallas cuando se enciende la lámpara SEND



Después de despejar las alarmas mediante la prueba-bucle, deprime el botón ALM OFF con los enchufes PCM S, PCM R, etc, restablecidos a sus posiciones iniciales. Verifique que todas las alarmas han quedado despejados.

Figura 4.5 Diagrama para la localización de las fallas cuando se enciende la lámpara PIL.

ALARMA DE ERR

Cuando se apaga la lámpara ERR como resultado de la operación de prueba-bucle, la línea con repetidores se reconoce que está averiada. De otro modo, la unidad SV deberá estar averiada. En los casos raros, la unidad remota PG S o la unidad local PG R podrían estar averiadas.

Avería en las unidades de canal

En el caso de ocurrir alguna avería en la unidad de 2W 6 4W CH, usualmente, no se despliega ninguna señal de alarma.

Cuando se avería algún canal particular, la avería se repara reemplazando la correspondiente unidad de canal. Al hacer el reemplazo de una unidad averiada, es necesario la confirmación del estado de uso y la operación de bloquear para el canal no fallado, porque una misma unidad contiene dos circuitos de canal.

PARTE B. EQUIPO DE LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

1. DESCRIPCION GENERAL DEL EQUIPO DE LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

1.1 Sumario técnico

A continuación damos un sumario de los parámetros y los objetivos del diseño del equipo de línea con repetidores PCM-24.

Nombre del equipo

Armazón del Repetidor Terminal PCM-24B

Este armazón se usa para sostener tres equipos repetidores terminales PCM-24B-1 y un equipo supervisor PCM-24B- $\frac{1}{2}$, o seis equipos repetidores terminales PCM-24B-2, y un equipo supervisor PCM-24B- $\frac{1}{2}$, o tres equipos repetidores terminales PCM-24B-3 y un equipo supervisor PCM-24B- $\frac{1}{2}$.

Las dimensiones del armazón equipado con sus accesorios son:

Altura	:	2750 mm
Anchura	:	520 mm
Fondo	:	225 mm

Equipo Repetidor Terminal PCM-24B-1

Este sub-bastidor está completamente equipado con alambrado eléctrico de los hilos para acomodar 12 sistemas de las unidades repetidoras terminales PCM-24B-3 y la unidad de energía PCM-24- $\frac{1}{2}$. El suministro de energía, DC -21, DC -48 o DC -60 voltios es el que se requiere de acuerdo con la unidad alimentadora de energía que se use.

Equipo Repetidor Terminal PCM-24B-2

Este sub-bastidor puede montar 12 sistemas de las unidades repetidoras terminales PCM-24B-3.

Equipo Repetidor Terminal PCM-24B-3

Este sub-bastidor con el alambrado eléctrico completo puede acomodar 24 sistemas de

las unidades repetidoras terminales PCM-24B-3 y la unidad alimentadora de energía directa de PCM-24B.

La alimentación de energía para la unidad repetidora terminal y para la repetidora intermedia se hace directamente desde la batería de la oficina.

Equipo Supervisor PCM-24B- $\frac{1}{2}$

Este sub-bastidor con el alambrado eléctrico completo se usa para localizar un repetidor averiado, y el equipo supervisor PCM-24B-1 tiene un aparato telefónico para el mantenimiento de la línea con repetidores. El PCM-24B-2 no tiene el aparato telefónico.

Unidad alimentadora de energía PCM-24B- $\frac{1}{2}$ $\frac{1}{3}$

La unidad alimentadora de energía de corriente constante para los repetidores, el suministro de energía DC -48 voltios, se requiere para la unidad alimentadora de energía PCM-24B-1, DC -60 voltios para PCM-24B-2, y DC -21 voltios para PCM-24B-3.

Unidad alimentadora de energía directa PCM-24B

Esta unidad se puede usar para una alimentación de energía de corta duración.

Unidad Repetidora Terminal PCM-24B-3

Unidad Repetidora PCM-24B-4

Unidad repetidora para la caja de acomodación del repetidor intermedio.

Caja de acomodación del repetidor para la cámara subterránea ('man-hole') PCM-24- $\frac{1}{2}$

La caja de acomodación del repetidor PCM-24B-1 para la cámara subterránea puede montar 12 sistemas de las unidades repetidoras PCM-24B-4, el equipo PCM-24B-2 es para 36 sistemas. La caja de acomodación del repetidor para el Poste.

La caja de acomodación del repetidor para el Poste.

Lo mismo que la caja de acomodación del repetidor PCM-24B- $\frac{1}{2}$

Para el Poste en el número de los sistemas.

Especificaciones del equipo de la línea con repetidores PCM-24

Velocidad de bitios	:	1,544 Mbitios
Máxima pérdida permisible por tramo repetidor	:	42 dB
Proporción de error por 100 kms.	:	Mejor que 1×10^{-6}
Forma de onda de salida	:	AMI 3Vo-p. Vea la figura 1.1

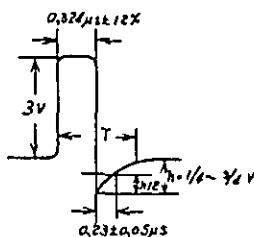


Figura 1.1 Forma de onda de salida

Corriente de alimentación de energía	:	100 mA/repetidor bidireccional
Voltaje máximo de alimentación de energía	:	235 voltios
Caída del voltaje de un repetidor por energía alimentada	:	11 voltios/repetidor bidireccional
Temperatura permisible del cable par	:	$-30^{\circ}\text{C} \sim -60^{\circ}\text{C}$
Tipo del repetidor	:	El repetidor es un repetidor regenerativo que usa una retemporalización completa con el control de anchura de impulso y el control automático de umbral. Para obtener la información de temporalización se adopta una auto-temporalización que actúa hacia adelante
Red complementaria de línea	:	No se requiere

1.2 Composición del Equipo Repetidor Terminal

Bastidor del Repetidor Terminal

El bastidor del repetidor terminal va instalado en la oficina terminal o en la oficina intermedia de la línea con repetidores. El bastidor del repetidor terminal acomoda tres bancos de los repetidores y un sub-armazón supervisor. Este bastidor del repetidor forma un bastidor estándar (2750 mm de altura, 520 mm de anchura y 225 mm de fondo) con estos cuatro sub-armazones montados.

Desde el punto de vista de flexibilidad, se proveen tres tipos de bancos del repetidor terminal:

El primero acomoda doce unidades terminales repetidoras y doce unidades de alimentación. Todos estos bancos están instalados en una oficina terminal o en una oficina intermedia donde es necesaria la alimentación de energía. De acuerdo a la clase del voltaje de entrada, hay disponibles tres clases de las unidades alimentadoras de energía para DC -60V, DC -48V y DC -24V.

El segundo acomoda solamente doce unidades repetidoras terminales. Este banco está instalado en una oficina receptora de la energía.

El tercer banco de los repetidores terminales acomoda veinticuatro unidades repetidoras y dos unidades alimentadoras de energía directa. Estas veinticuatro unidades terminales van montadas en la primera y tercera repisas (comenzando por la parte superior) y están conectadas directamente a las unidades de energía. El resto de las unidades repetidoras terminales puede recibir la energía solamente desde una oficina de alimentación de energía distante.

Por consiguiente, este banco puede ser instalado en una oficina donde haya una fuente de energía DC, por ejemplo, una batería de oficina, se puede usar para alimentar la energía. En este caso, doce sistemas de la línea con repetidores son alimentadas al través de este banco.

El banco supervisor consta de un circuito telefónico para el circuito de servicio, de seis jacks de prueba para localizar las fallas, de cuatro filtros de frecuencia de voz que pueden ir conectados al tercer bobinado del transformador de salida de los repetidores terminales. Además, este banco provee el circuito de alarma y la lámpara de alarma para la indicación de la quema del fusible y del corte de la energía.

1.3 Composición de la caja de acomodación del repetidor

Hay dos tipos de la caja de acomodación del repetidor para un sistema que usa los repetidores regenerativos PCM-24B que acomodan 12 y 24 sistemas y se proveen cuando los repetidores están instalados en la cámara subterránea o sobre los postes.

De hecho, hay muchos factores que influyen en el diseño de la caja de acomodación del repetidor. Sin embargo, estos factores se pueden agrupar en varias diferentes y principales clases para consideración, esto es, (1) forma y tamaño, (2) materiales, (3) fijación y sellaje de la tapa, (4) entrada del cable y (5) alta temperatura ambiente.

En la cámara subterránea, el diseñador debe tener en cuenta los factores del (1) al (4), debido a que la cámara subterránea tiene un acceso restringido para la forma y el tamaño de la caja de acomodación y la infiltración del agua en las cámaras subterráneas requiere que dichas cámaras estén provistas contra la infiltración del agua y contra la corrosión. Además, para aumentar el número de las cajas de acomodación de repetidores en una cámara subterránea, cuanto menor es el tamaño, mejor. En los postes, no son esenciales los cuatro primeros factores, pero el último factor puede ser de capital importancia.

El diseño de estas cajas de acomodación de este sistema se originó de estas condiciones técnicas y del costo económico. Un cable de refuerzo está conectado a la caja de acomodación en la fábrica y una presa de gas se provee en la entrada del cable.

Para el tipo de la cámara subterránea, su tapa para el sellaje de la caja está hecho de una doble timbre 'O', ('O' ring), y se provee una válvula para probar la presión sobre la tapa para probar la hermeticidad contra el agua de la caja de acomodación.

Para los montajes del poste, cada caja de acomodación del repetidor va encajado en una caja para protección contra las elevadas temperaturas causadas por el calor del sol.

Los terminales del circuito de servicio de voz que permiten las conversaciones simultáneas o separadas en ambas direcciones de transmisión van provistos en la parte exterior de la caja de acomodación para ambos tipos.

Una caja de acomodación acomoda las unidades repetidoras regenerativas y una o dos unidades de filtro para localizar las fallas. Como ya se ha mencionado anteriormente, el número de

las unidades repetidoras que se pueden montar, depende del tipo de la caja de acomodación. Estas unidades son de tipo enchufable. Una unidad repetidora contiene dos circuitos repetidores regenerativos y dos circuitos de pararrayos en la entrada y en la salida del repetidor.

Un conjuntor para las pruebas se provee para el par de cable PCM de cada dirección para medir la pérdida del tramo y para probar los pares PCM cuando se preseta alguna falla en el cable.

Además, la unidad conectora se provee para los sistemas vacíos. Usando esta unidad conectora, se puede usar una línea vacía como parte de un circuito de frecuencia de voz cargado.

Tabla 1.1 muestra las dimensiones de la cada caja de acomodación.

Tabla 1.1 Dimensiones de las cajas de acomodación

Tipo	La caja de acomodación de PCM-24B-1 para la cámara subterránea (12 sistemas)	La caja de acomodación de PCM-24B-2 para la cámara subterránea (36 sistemas)	La cja de acomodación del PCM-24B-1 para el poste (12 sistemas)	La caja de acomodación del PCM-24B-2 para el poste (36 sistemas)
Anchura	400 mm	450 mm	400 mm	450 mm
Fondo	345 mm	345 mm	345 mm	345 mm
Altura	550 mm	790 mm	590 mm	830 mm

1.4 Operación del sistema funcional

Línea de transmisión

En general, se puede utilizar cualquier cable par con el sistema PCM-24B. Las clases típicas de los cables son las siguientes:

Cable local aislado con el papel	:	Conductor de 0,5, 0,65, 0,9 mm
Cable para el uso interurbano aislado con el papel o con el polietileno espumado	:	Conductor de 0,65, 0,9 mm

En este sistema, se ha seleccionado el cable local conductor de 0,65 mm como estándar para el diseño.

Para cada línea con repetidores se requieren dos pares de cables; uno para cada dirección de transmisión.

Disposición de los repetidores

En la figura 1.2 se muestran las disposiciones típicas de los repetidores en los sistemas. Cuando se usan los cables subterráneos aislados con el papel con los conductores de cuadretes en estrella de 0,9 mm, 0,6 mm, y 0,5 mm, por ejemplo, las unidades alimentadoras de energía se localiza a unos 61 kilómetros, 37 kilómetros y 25 kilómetros de distancia, respectivamente. Los repetidores no atendida del tipo de la cámara subterránea están espaciados a unos 3 kilómetros, 2 km, y 1 km de distancia, respectivamente, excepto para estas unidades adyacentes a las estaciones terminales. En estos casos, se selecciona un tramo repetidor más corto que el normal para evitar la interfaz desde las señales de discado de la central telefónica.

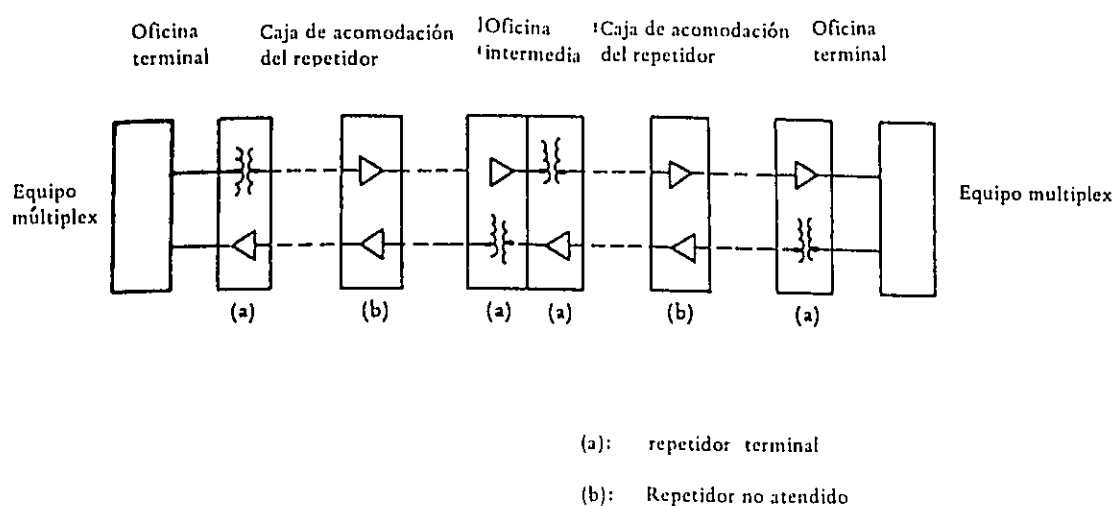


Figura 1.2 Disposición de los repetidores

Alimentación de energía

La energía a las estaciones repetidoras no atendidas se suministra al través de los circuitos fantasma de la línea de transmisión como se muestra en la figura 1.3. La corriente de línea de 100 mA se obtiene desde las baterías de la oficina terminal usando las unidades alimentadoras de energía o las unidades alimentadoras de energía directa. La línea debe estar alimentada a intervalos de unos 10 a 30 kms, dependiendo siempre del tipo del cable. Para la línea más larga, la energía se puede suministrar desde la oficina alimentadora intermedia.

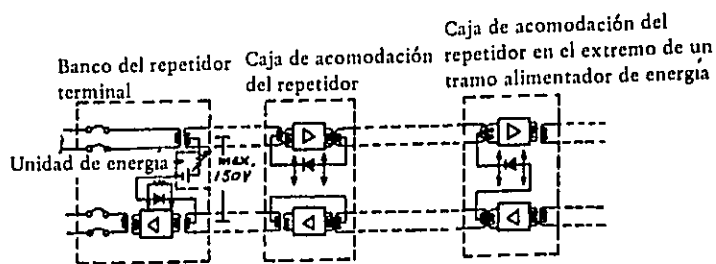


Figura 1.4 Sistema de alimentación de energía para la línea con repetidores de PCM-24B

Sistema de detección de las fallas

Un cable par cargado o no-cargado en cada ruta incluyendo hasta 24 sitios de repetidores se usa como parte del sistema de detección de las fallas. (Cuando se usan más de 24 sitios los repetidores, o cuando más de una caja de acomodación del repetidor está ubicado en un sitio del repetidor, los pares de cables adicionales se necesitarán para la localización de las fallas.)

En este sistema, una señal de prueba se aplica a los terminales de entrada de cada unidad repetidora terminal, y las fallas se localizan chequeando las señales que han vuelto desde los diferentes sitios de los repetidores.

Un generador de impulsos se usa para aplicar la señal de prueba AMI a la entrada de la unidad repetidora terminal. Una de las 24 frecuencias de audio se usa para variar la velocidad a que varía la polaridad de los impulsos. Cada una de estas frecuencias está asociada con un sitio particular del repetidor. Las salidas de monitor de alta impedancia de las unidades repetidoras en cada caja de acomodación del repetidor, están conectadas en paralelo y alimentadas al filtro supervisor instalado en la misma caja de acomodación se pueden instalar hasta dos unidades de filtro supervisor. La frecuencia de filtro de la unidad de filtro supervisor es una de las 24 frecuencias de prueba y es peculiar al sitio particular.

La salida de la unidad de filtro se aplica a la línea de localización de las fallas y es devuelta a la estación terminal donde es medida mediante un medidor de nivel selectivo.

Una unidad repetidora averiada se localiza comprobando si el nivel medidor está dentro de la gama especificada o no.

La gama total del rendimiento de un repetidor se puede comprobar aumentando la

densidad del tren de impulsos sin alterar el régimen a que es invertida la polaridad. Esta acción aumenta el componente DC de cada medio ciclo y degrada el rendimiento de regeneración. Comprobando la densidad a que arranca el error de regeneración, se puede estimar la gama total del rendimiento para cada unidad repetidora.

Circuito de servicio para el mantenimiento

Un circuito de servicio de voz de 2-hilos se puede proveer en cada ruta para facilitar el mantenimiento entre los sitios de los repetidores intermedios y la estación terminal o entre las estaciones terminales.

El par de circuitos de servicio puede estar en condición de cargado o no-cargado.

Para hacer las llamadas se usa una corriente de repique de 16 Hz.

Repetidor regenerativo

En la figura 1.5 se muestra un diagrama a bloques del repetidor. Consta de dos regeneradores digitales, uno para cada dirección de transmisión, que comparte un mismo suministro de energía común. El amplificador igualación ajusta automáticamente las ganancias al igual que iguala sus fases de acuerdo a las varias longitudes de la línea de transmisión. Además, se provee también un circuito que reforma las ondas de modo que puedan ser detectadas fácilmente.

La salida desde el amplificador igualador es ramificada al circuito sincronizador y al circuito regenerador mediante el equilibrio. Después de que ha sido rectificada la señal enviada al circuito sincronizador, es alimentada al circuito sintonizador con alto Q. Aquí, es extraído el componente de 1,544 MHz. Esta señal es entonces amplificada y después de ser ajustada a sincronización, muestrea las señales de salida desde el amplificador igualador en el circuito de regeneración.

El circuito regenerador tiene un nivel umbral para las señales desde el amplificador de igualación. Solamente las señales que pasan son muestreadas mediante las señales desde el circuito sincronizador mencionado anteriormente; la anchura de impulso se determina, y es entonces enviado al siguiente repetidor (o al equipo terminal) en conformidad con las reglas de AML.

La energía para el repetidor se suministra por el circuito fantasma del cable par. El circuito suministrador de energía del repetidor está configurado desde una serie de diodos zener. Los voltajes DC aquí generados son suministrados a cada uno de los dos regeneradores digitales.

Casi todos los circuitos activos y pasivos de este repetidor están compuestos de tres circuitos integrados híbridos de filme delgado de tantalio que emplean dos circuitos integrados de silicio del conductor de haz. Las bobinas, los circuitos suministradores de energía, los circuitos de sintonización, unos pocos resistores que necesitan el ajuste y los capacitores de derivación de suministro de la energía, son los componentes discretos.

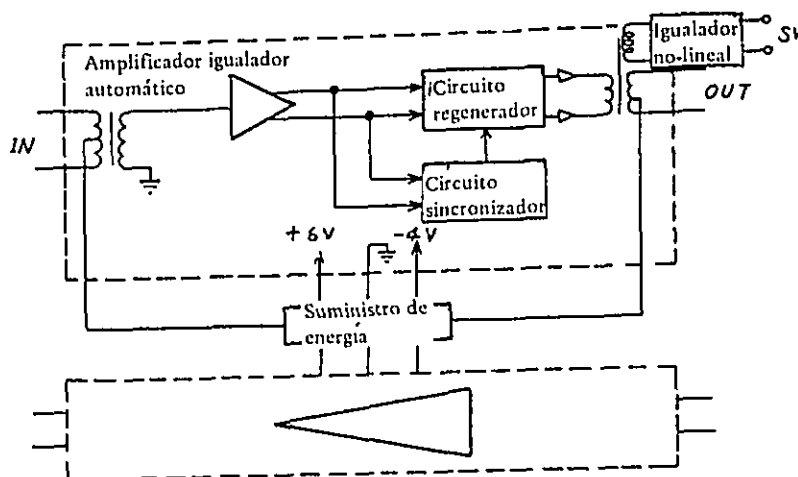


Figura 1.5 Diagrama a bloques de la unidad repetidora

2. INSTALACION DEL EQUIPO DE LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

2.1 Instalación del equipo terminal de repetidores

Instalación del bastidor y del sub-bastidor

En la figura 2.1 se muestra el armazón del bastidor de repetidores terminales PCM-24B que acomoda tres equipos repetidores terminales y un equipo de supervisión.

Estos equipos están contruidos con sub-bastidores. Pueden ser instalados juntamente con la unidad terminal de energía dentro del bastidor de repetidor terminal PCM-24B, que es un armazón de hierro del tipo estándar y el armazón del equipo conmutador de central usando ménsula de soporte.

El armazón del equipo repetidor tiene las siguientes dimensiones:

Altura : 2750 mm

Anchura : 520 mm

Fondo : 75 mm, similar al armazón de hierro del tipo auto-soportante, y está fijado o sujetado a la estructura horizontal mediante la armadura que va montada en el armazón. Una vez que el armazón del tipo auto-soportante se ha instalado sobre la base del armazón del repetidor mediante los agujeros de montaje (uno a cada lado de la derecha e izquierda), inserte los pernos de expansión o cosas semejantes a la parte frontal del armazón para que quede sujetado al piso. Además sujete el armazón a la base.

Los equipos repetidores se instalan en bastidores siguiendo el siguiente procedimiento:

El equipo repetidor terminal PCM-24B-3 es de construcción de sub-bastidor cuyas dimensiones son:

Altura : 798 mm

Anchura : 422 mm

Fondo : 318 mm. Usando ménsulas de soporte (tipo 11), quedan colgados en sus posiciones mediante agujeros de montaje. El equipo repetidor terminal PCM-24B-2 también es de construcción del tipo sub-bastidor y sus dimensiones son:

Altura : 390 mm

Anchura : 442 mm

Fondo : 218 mm. La altura es la mitad del equipo repetidor tipo 1. Aplicando la ménsula de soporte (tipo 14), este repetidor se cuelga también en su posición mediante los agujeros de montaje especificados.

Estas ménsulas de soporte se proveen con una placa ornamental; por consiguiente, la placa ornamental del lado izquierdo se monta mediante los tornillos especificados en el lado lateral interior y la otra placa ornamental del lado derecho va montada con tornillos aplicados a la parte frontal, después que ha sido tendido el cable. Por otra parte, el equipo supervisor PCM-24B es también de construcción de sub-bastidor y sus dimensiones son:

Altura : 248 mm

Anchura : 442 mm

Fondo : 218 mm. El equipo supervisor va instalado del mismo modo que los equipos repetidores; usa ménsulas de soporte (tipo 12). Este equipo supervisor va también provisto con ménsulas de soporte.

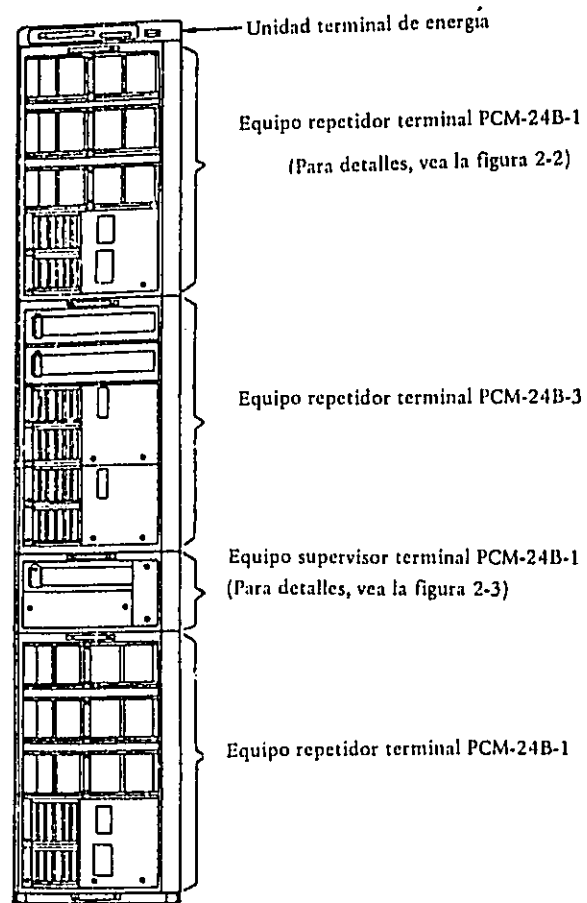
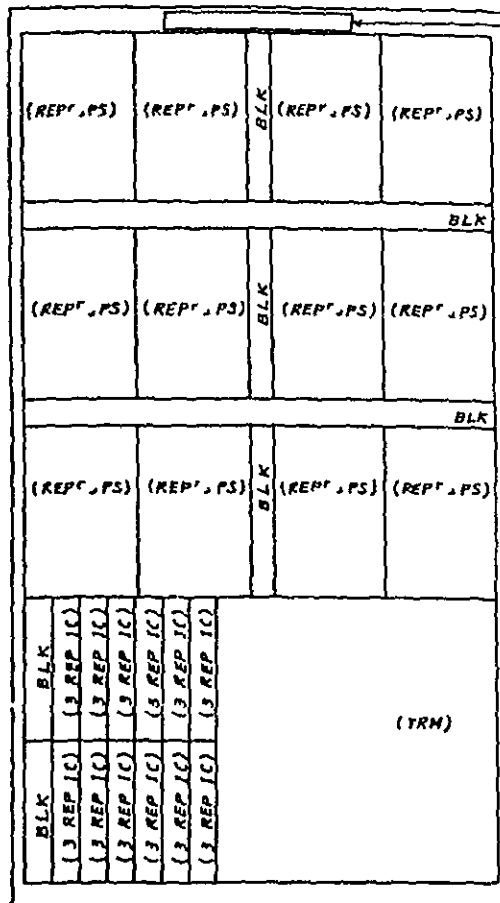


Figura 2.1 Bastidor de repetidor terminal PCM-24B



Etiqueta

REP()PS: Unidad de alimentación de energía

3 REP IC: Unidad repetidora terminal

TRM: Tablero de terminales

BLK: Tablero en blanco

Figura 2.2 Equipo de repetidores terminales PCM-24B-1

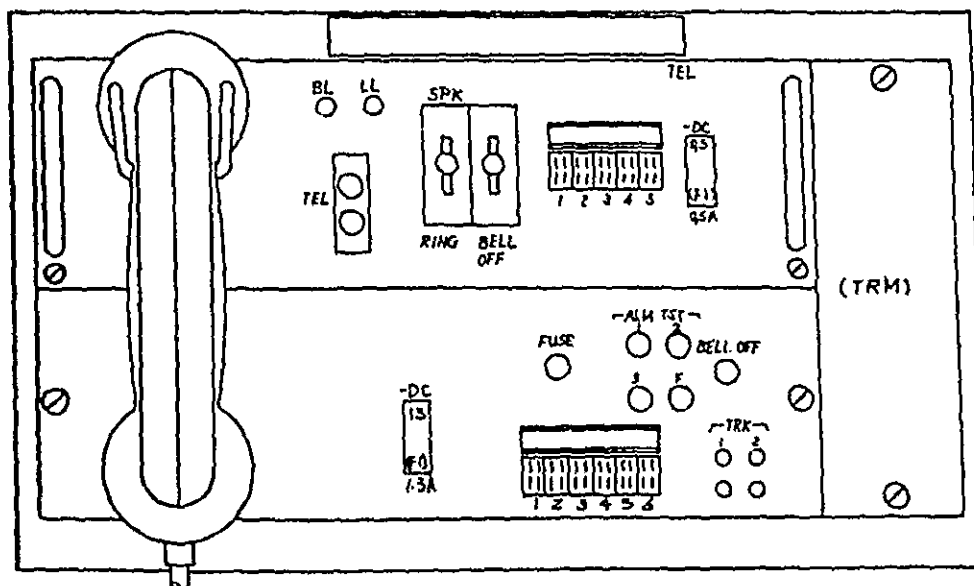


Figura 2.3 Equipo supervisor PCM-24B-1

Montaje y desmontaje de las unidades

Las unidades que han de ir montadas en estos equipos son de construcción del tipo enchufable. Cuando se requiera desmontar la unidad del equipo repetidor, extrágala, usando una manilla que va ajustada a la unidad. Además, la unidad queda cerrada al equipo repetidor mediante el cerrojo que va provisto en la unidad. Sin embargo, la unidad repetidora terminal o la unidad alimentadora de energía, que ha de ir instalada con el equipo repetidor, se monta o se desmonta con una llave de acuerdo al procedimiento que se da a continuación.

Cuando se desmonta una unidad, inserte la llave extractora de unidades en el agujero redondo que va en la parte inferior de la placa frontal. Una vez insertada la llave en su posición, se levanta una uña que cierra la unidad. En este estado, tire de la llave extractora de unidades y la unidad vendrá a fuera con facilidad. De un modo similar, en el caso de montar la unidad, ajuste la unidad a la ranura especialmente preparada para la unidad, y empújela, dejando la llave insertada en su agujero.

Al extraer dicha llave de la unidad, gire la manilla hacia la izquierda o hacia la derecha más de 45° y la llave saldrá con facilidad.

2.2 Alambrado de hilos eléctricos en el equipo repetidor terminal

En caso de tener que conectar este equipo repetidor a cada hilo de la oficina o a hilos individuales que se extienden desde la unidad terminal de energía, hay que extraer el cable del lado derecho de cada bastidor para que puede ser conectado al bloque de terminales (TRM) de la parte derecha del equipo.

A continuación damos los detalles que conciernen a la conexión de cables aplicables a cada equipo repetidor.

Equipo repetidor terminal PCM-24B-1

Las siguientes normas corresponden a la conexión de cables que hay que hacer a los tableros de terminales individuales según su propia función:

(a) Conexión de señal (Figura 2.4)

Hay dos terminales de conexión de señal, el X1 y el X2.

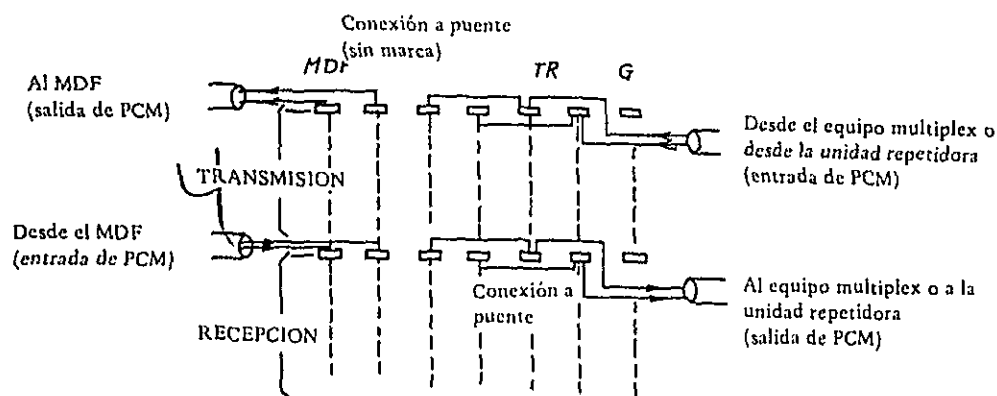


Figura 2.4 Disposición de los terminales de conexión de señal y sus conexiones

En la siguiente tabla se muestran los métodos a seguir en la conexión de cables

Símbolo		Conexión
TRANS- MISION 1 - 6 7 - 12	MDF	Dado que este terminal está conectado al terminal de salida de la unidad repetidora, conecte el cable que sirve para la transmisión de señales PCM al MDF.
	No hay marca	Este terminal se conecta al terminal de entrada de la unidad repetidora. Conecte a puente este terminal al terminal TR, como se especifica abajo.
	TR	Este es un terminal con dos estrías. Conecte el cable de oficina de PCM que viene desde el equipo multiplex a la estria de la parte trasera. Haga una conexión entre la estria de la parte frontal y el terminal sin marcar usando una conexión a puente.
REC 1 - 6 7 - 12	MDF	Dado que este terminal está conectado al terminal de entrada de la unidad repetidora, conecte el cable que sirve para transferir las señales PCM desde el MDF, a este terminal.
	No hay marca	Este terminal va conectado al terminal de salida del panel de repetidor. Conecte a puente de este terminal y el terminal TR (según se especifica abajo).

Símbolo		Conexión
	TR	Este es un terminal con dos estrías. Conecte el cable de oficina PCM que sale al equipo multiplex en la estría de la parte trasera. Haga la conexión entre la estría de la parte frontal y el terminal sin marcar, mediante la conexión a puente.
(Común)	G	Conecte el hilo protegido del cable de la oficina como se indica abajo.

(b) Tablero de terminales monitores de alarma

En la figura 2.5 se muestra la disposición de los terminales de alarma.

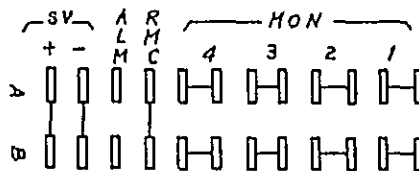


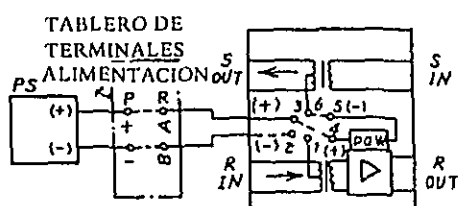
Figura 2.5 Disposición de los terminales de alarma

En la tabla siguiente se dan los métodos para las conexiones de los cables.

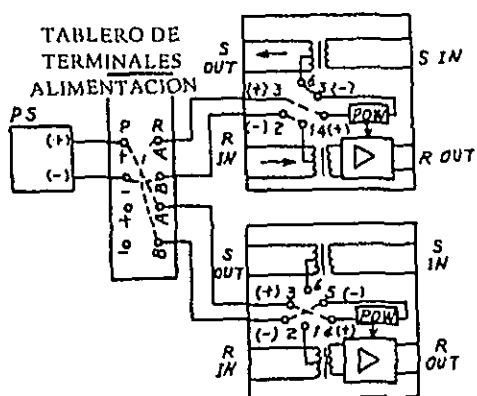
Símbolos	Conexión
MON1	Este terminal está conectado al terminal de salida monitor de la unidad repetidora SYS 1-3. Conecte el hilo al terminal de entrada 'FILMON' de la unidad de filtro supervisor para el equipo supervisor (consultando el párrafo que trata del equipo supervisor).
MON2	Lo mismo que lo dicho en el apartado precedente. Con tal que el cable esté conectado al terminal de salida monitor de la unidad repetidora SYS 4-6.
MON3	Lo mismo que lo dicho en el apartado precedente. Con tal que el cable vaya conectado al terminal de salida monitor de la unidad repetidora SYS 7-9.
MON4	Lo mismo que lo dicho en el apartado anterior. Con tal que el cable vaya conectado al terminal de salida monitor de la unidad repetidora 10-12.

Símbolos	Conexión
FEED (alimentación)	Conecte a puente el cable entre P y R en conformidad con el método de alimentación de energía, como la alimentación normal de energía o la alimentación de energía en bucle único. Es posible hacer un desplazamiento o conmutación a un sistema opcional; esto depende de la conexión a puente que se haga.

En la siguiente figura 2.7 se muestra el método de conexión de cables.



Suministro normal de energía. En este sistema, la energía se suministra desde la unidad alimentadora de energía a las líneas mediante una unidad repetidora



Alimentación de energía en bucle único. En este sistema, la energía es suministrada desde la unidad suministradora de energía a las líneas mediante dos paneles repetidores.

Es posible suministrar la energía del mismo modo que el arriba mencionado cuando hay más de tres paneles repetidores.

Figura 2.7 Ejemplo del modo de ajustar los terminales para la alimentación de energía

Símbolo		Conexión
RMC		Este cable es para conectar la señal 'RLMISC (+)', mediante el cual la energía es devuelta al equipo repetidor. La señal es controlada a control remoto desde una oficina atendida.
ALM	A	'LPMISC (+)' se indica para este terminal al tiempo de ocurrir una falla en el suministro de energía. Conecte el cable al terminal ALM A del equipo supervisor.
	B	'RLMISC (-)' se indica para este terminal al tiempo de quemarse un fusible. Conecte el cable al terminal ALM B del equipo supervisor.
SV		El voltaje RLMISC se aplica a este terminal. Conecte el cable al terminal MISC del equipo supervisor, que sirve para el suministro de energía MISC.

(c) Tablero de terminales para adaptar la alimentación de energía.

En la figura 2.6 se muestra la disposición de los terminales adaptadores de la alimentación de energía. Las cifras representan los números de sistema que van marcados para terminales individuales del mismo modo que los del tablero de terminales para conexión de señal.

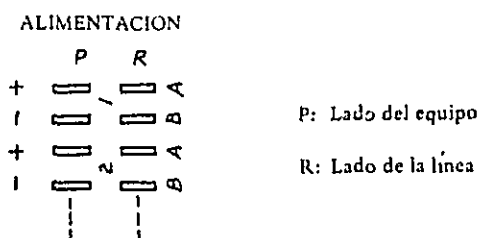


Figura 2.6 Disposición de los terminales adaptadores del suministro de energía

(d) Tablero de terminales de suministro de energía

Se proveen los terminales para el suministro de energía MAIN y los terminales para el suministro de energía MISC. (Figura 2.8).

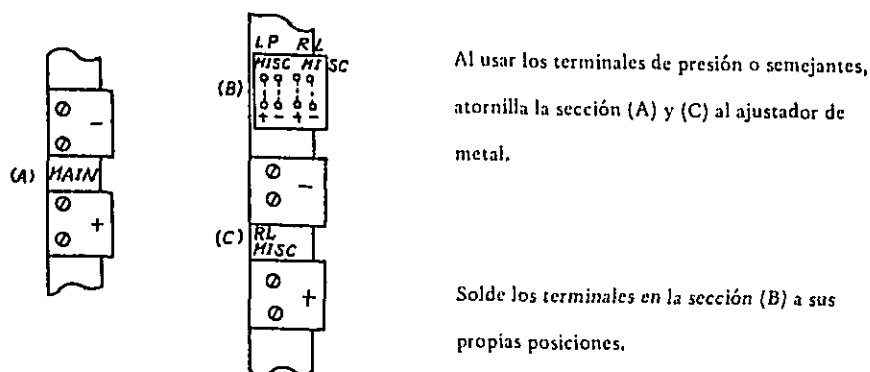


Figura 2.8 Disposición de los terminales de suministro de energía

Símbolo	Conexión
MAIN	Conecte el cable de suministro de energía principal para una oficina que está suministrada con energía, desde el terminal de suministrador de energía, como fuente de energía.
RLMISC (C)	En el caso de que hubiera alguna diferencia de voltaje entre el suministro de energía 'MAIN' y dicho voltaje se aplique como la fuente de energía para el relé, conecte el cable de suministro de energía misceláneo para oficina, que es alimentada con energía desde el tablero de terminales. En casos en que el suministro de energía es el mismo suministro de energía que 'MAIN', conecte el cable al terminal 'MAIN' arriba especificado.
RLMISC LPMISC (B)	El terminal 'RLMISC' está conectado al terminal 'RLMISC' en la sección C mencionada anteriormente. El terminal 'LPMISC' está conectado a un circuito de lámpara de la unidad alimentadora de energía. Cuando el suministro de energía 'RLMISC' se usa como suministro de energía 'LPMISC', conecte a puente el cable entre los terminales 'LPMISC' y 'RLMISC'. Si 'RLMISC' es diferente del suministro de energía 'LPMISC', conecte el suministro de energía para la lámpara indicadora de la oficina, al terminal LPMISC.

Equipo supervisor PCM-24B-¹/₂

Los tableros de terminales de este equipo incluyen los terminales de circuito de servicio de voz, de supervisión, de alarma y de suministro de energía.

En la figura 2.9 se muestra la disposición de los terminales

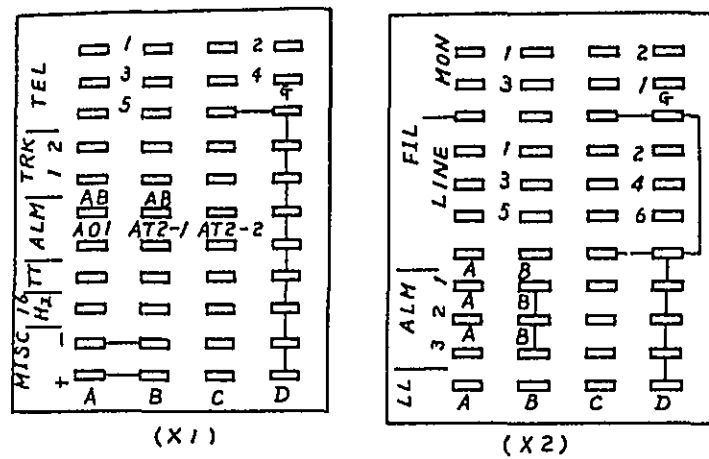


Figura 2.9 Disposición de los terminales del equipo supervisor

En la siguiente tabla se muestran los métodos de conectar los cables.

Clase de terminal	Símbolo	Conexiones
Tablero de terminales X1	TEL 1 - 5	Este terminal se conecta a estos terminales cuando son bifurcados, en cinco derivaciones, desde el circuito de señal acústica desde la unidad telefónica. Las cifras corresponden a los números que se dan para los conjuntors de enchufes C-1 en la cara de la unidad telefónica. Con estos terminales se hace una conexión al circuito de servicio al cual es transmitida la señal para servicio de 2W desde el MDF.
	TRK 1, 2	Las cifras corresponden a los números de TRK especificados en la cara de la unidad telefónica. Conecte la línea troncal desde la que se hace las conexiones de hilos al MDF a estos terminales.
	A L M	AB 'LA CONEXION A TIERRA' o 'BATERIA' se indica para este terminal en el caso de que se estropea al suministro de energía o cuando se quema un fusible. Conecte los hilos instalados para el equipo de alarma de la oficina de modo que activen el alarma de timbre, el equipo controlador de monitor, etc., a este terminal.
		AL 'LA CONEXION A TIERRA' se indica para este terminal cuando se estropea el suministro de energía o cuando se quema un fusible. Conecte los hilos instalados para indicaciones mediante las lámparas que van en cada bastidor a este terminal.
		AC 1 'LA CONEXION A TIERRA' se indica para este terminal cuando ocurre alguna avería en el suministro de energía o cuando se quema algún fusible. Conecte los hilos instalados para indicaciones mediante la lámpara en el equipo de control a este terminal.
		AT2-1 'LA CONEXION A TIERRA' se indica para este terminal cuando se interrumpe el suministro de energía. Conecte los hilos instalados para el equipo de transferencia de alarma a este terminal.
		AT2-2 'LA CONEXION A TIERRA' se indica para este terminal cuando se quema un fusible. Conecte los hilos instalados para el equipo de transferencia de alarma a este terminal.
		TT Dado que este terminal está conectado a la unidad telefónica, 'LA CONEXION A TIERRA' se indica para este terminal cuando se hace una llamada desde la oficina correspondiente via el circuito de servicio. Conecte los hilos instalados para el equipo controlador de monitor a este terminal.
		16 Hz Este terminal está conectado a la unidad telefónica. Conecte los hilos instalados para el suministro de energía de 16 Hz a la oficina que hace una llamada a la oficina correspondiente via el circuito de servicio, a este terminal.

Clase de terminal	Símbolo		Conexiones
	misceláneo		Conecte los hilos instalados para el suministro de energía de RLMISC al terminal SV del equipo repetidor, que va montado en el mismo bastidor como una fuente de energía para cada circuito del equipo supervisor.
Tablero de terminales X2	filtro	monitor 1 - 4	Este terminal está conectado al terminal de entrada de la unidad de filtro supervisora montada en el bastidor inferior del equipo supervisor. Las cifras corresponden a los números de la unidad de filtro de supervisión, de 1 a 4 desde el lado izquierdo al derecho. Conecte los hilos que están instalados para el terminal MON (salida para la salida monitor de unidad) del equipo repetidor, a este terminal.
		línea 1 - 4	Este terminal está conectado al terminal de salida de la unidad de filtro de supervisión. Las cifras son las mismas que las especificadas anteriormente. Conecte el circuito monitor al cual es transmitida la señal de monitoreo desde el MDF, a este terminal.
		línea 5, 6	Conecte el circuito de monitor, al cual la señal de monitoreo es transmitida desde el MDF, a este terminal (terminal de salida de la unidad de filtro de supervisión no está conectado a este terminal).
	ALM 1.2.3	A	Este terminal está conectado al circuito de relé del equipo supervisor. Conecte los hilos instalados para el terminal ALM A del equipo repetidor (excluyendo el equipo repetidor terminal PCM-24B-2), a este terminal. Las cifras corresponden a los números que se dan para los sub-bastidores del equipo repetidor, y también corresponden a los números de ALM TST marcados en la superficie del equipo supervisor.
		B	Este terminal está conectado al circuito de relé del equipo supervisor. Conecte los hilos instalados para el terminal ALM B del equipo repetidor (excluyendo el equipo repetidor terminal PCM-24B-2) a este terminal. Estas cifras corresponden a los números que se dan para los sub-bastidores de los equipos repetidores.
		LL	'MISC VOLTAGE' se indica para este terminal cuando queda interrumpia la energía o cuando se quema un fusible. Conecte los hilos instalados para la lámpara de alarma que va en la unidad terminal de suministro de energía montada en el bastidor, a este terminal.
(Común)	G		Conecte los hilos en el lado de la conexión a tierra para que sea posible el refuerzo protector.

Unidad terminal de energía PCM-24-B

Los tableros de terminales de esta unidad se clasifican en dos clases: un tablero de terminales para el tendido de hilos en la oficina y un tablero de terminales para el alambrado de hilos en el lado del equipo. Los detalles aparecen en la siguiente tabla:

Clase de terminal	Símbolo	Conexión
Tablero de terminales 1	MAIN	Conecte el suministro de energía MAIN desde la oficina a este tablero de terminales.
	MISC	Conecte el suministro de energía MISC desde la oficina a este tablero de terminales.
Tablero de terminales 2	MAIN 1 - 3	Conecte el suministro de energía MAIN alimentada a cada dispositivo del equipo repetidor a este tablero de terminales. Las cifras representan la secuencia de instalación de los equipos repetidores montados en la parte superior.
	MISC	Conecte el suministro de energía MISC que es alimentada a cada equipo, a este terminal.
	G	Conecte este hilo de la conexión a tierra extendido desde esta caja de acomodación (housing) de cada equipo, a este terminal.
Tablero de terminales para lámparas	LL	Conecte el suministro de energía MISC para las lámparas de alarma, que son alimentadas con energía desde el equipo supervisor, a este terminal.

2.3 Caja (housing) para la cámara subterránea (man-hole)

Hay dos diferentes clases de cajas, que dependend del número máximo de sistemas aplicable.

Si se usa un perno de gancho en el lado lateral de la caja levántela y luego bájela gradualmente. Finalmente póngala en el fondo de la cámara subterránea.

La caja pesa bastante por consiguiente, es de vital importancia poner sumo cuidado para que no se dañen los trabajadores. También hay que tener cuidado en que no quede dañada la caja.

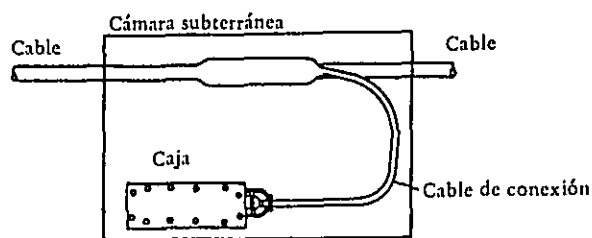


Figura 2.10 Instalación de la caja para la cámara subterránea

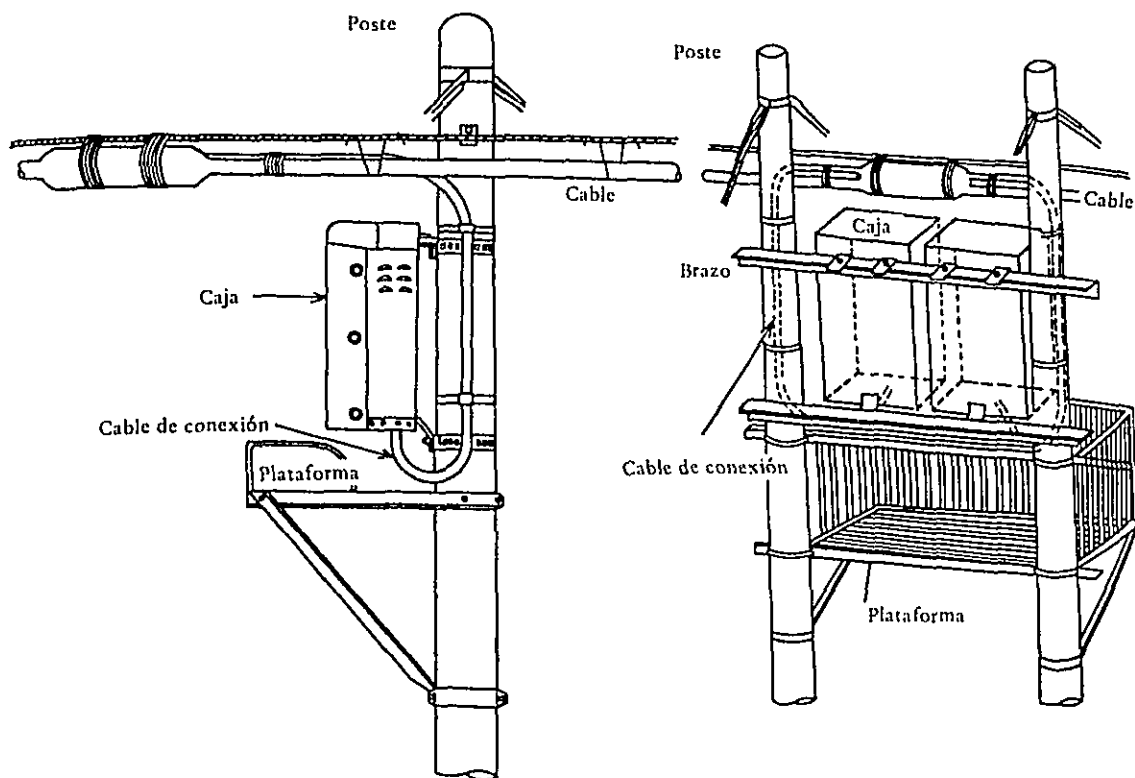
Para conectar el cable a la caja del repetidor, conecte el cable de conexión al cable principal siguiendo la secuencia apropiada.

2.4 Caja de repetidor para poste

Hay dos diferentes cajas, que dependen del máximo número de sistemas aplicable.

Se proveen con una caja-toldo protectora contra el sol. En la parte superior de esta caja, se provee un perno de gancho.

Por consiguiente, la caja se puede levantar usando este perno de gancho. Ponga cuidado en no ejercer excesiva fuerza sobre la caja.



(a) En el caso de una sola caja

(b) En el caso de dos cajas

Para conectar el cable a la caja del repetidor, conecte el cable de conexión al cable principal siguiendo el orden secuencial apropiado.

2.5 Ajuste del equipo de línea con repetidores

Control del suministro de energía

El suministro de energía a esta caja de alojamiento se puede controlar en conexión con paso directo o de retorno usando la unidad repetidora PCM-24B-4.

Cuando se quita la cubierta de la unidad repetidora, el tablero de terminales marcado con los números 1~6 en la parte superior de la cubierta, se verá fácilmente. Si los hilos entre los terminales están conectados a puente, es posible controlar el suministro de energía.

Los terminales individuales están conectados como se muestra en la figura 2.12.

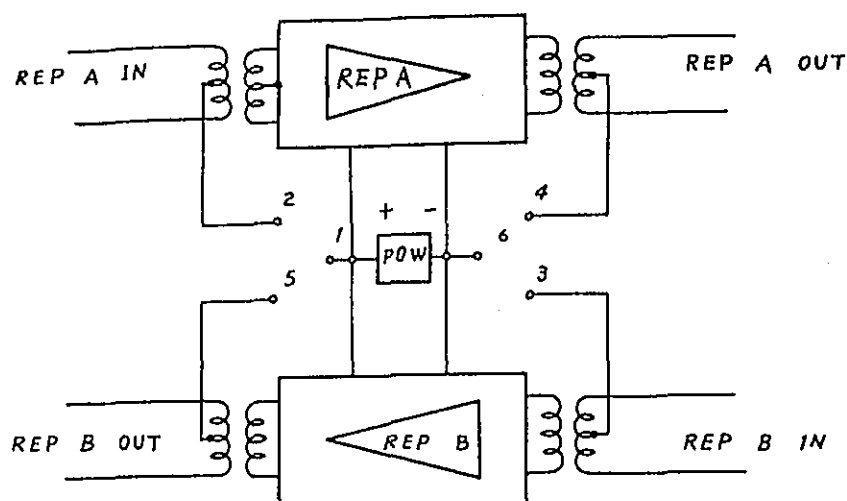


Figura 2.12 Terminal de cambio de suministro de energía

Al hacer el ajuste del circuito de energía, si el método y la dirección del suministro de energía se determinan en conformidad con el sitio de instalación, basta conectar a puente los hilos entre los terminales como se muestra en la siguiente tabla:

Cambio de conexiones a puente para el circuito de energía

Dirección del suministro de energía Método de suministro de energía	Suministro de energía direccional 'A'	Suministro de energía direccional 'B'
Paso directo por la unidad	1-2, 4-6, 3-5	2-4, 5-6, 1-3
Retorno desde la unidad	1-2, 5-6, 3-4	2-5, 4-6, 1-3

Ajustes a distancia

Aunque el nivel de recepción de la unidad repetidora tipo 4 montada en esta caja difiere según la distancia del tránsito, y dado que la unidad repetidora está provista con circuito d AGC (control automático de ganancia), los ajustes no son necesarios si la distancia de tránsito está dentro de la gama permitida.

Ajuste del circuito monitor

El diseño está hecho de modo que se pueden instalar dos unidades de filtro de supervisión. Conectando a puente los hilos entre los terminales de cambio de circuito monitor, es posible emplear dos diferentes circuitos monitores, un circuito para cada dirección.

En la figura 2.13 se muestra el interior de la caja del tipo 1 para cámara subterránea y para poste.

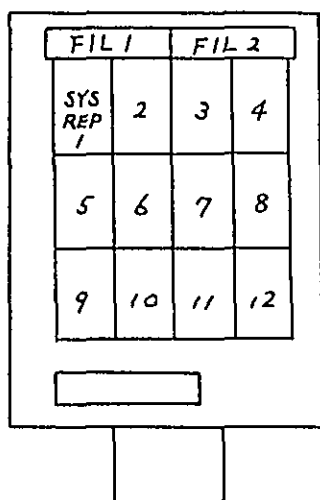


Figura 2.13 Interior de la caja tipo 1.

Nota: El tablero de terminales de cambio de circuito monitor se muestra en la figura 2-14.

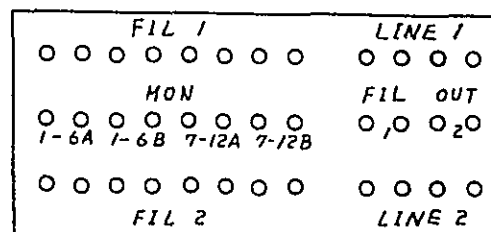


Figura 2.14 Tablero de terminales para cambio del circuito monitor

En la figura 2.15 se muestra el caso en el que el monitoreo se hace independientemente para los circuitos según la dirección 'A' y 'B', como un ejemplo de estas conexiones de terminal.

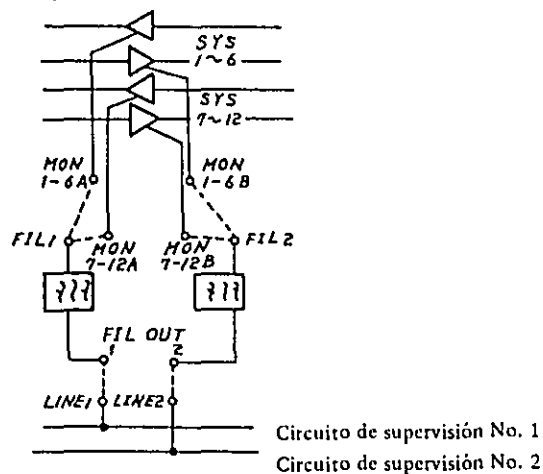


Figura 2.15 Ejemplo de conexión

3. CIRCUITO DEL EQUIPO DE LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

3.1 Circuito de igualación

La señal AMI recibida en el repetidor varía considerablemente debido a las pérdidas del cable apareado que se usa.

La pérdida de transmisión de 10 a 42 dB se halla que ocurre a 772 kHz según el tipo de cable y la distancia envolvido.

Si se obtiene una salida estable en el repetidor precedente y si la ganancia del preamplificador está fijada, las características del circuito igualador variable que controla la ganancia del amplificador de igualación necesitan tener características de torsión que compensen la variación del cable.

En la figura 3.1 se muestra el preamplificador y la parte de igualador automático. La característica de transmisión del circuito de igualación variable es plana a pérdida de línea estándar (unos 24 dB). Por consiguiente, las características de frecuencia total que determinan la forma de onda igualada se basan en las características del circuito de preigualación. Para las características de frecuencia total, basadas en los requisitos del uso práctico de los componentes, en la respuesta de dentro de banda se aproximan a la curva cuadrado al coseno, y el polo de fuera de banda se coloca en frecuencia infinita.

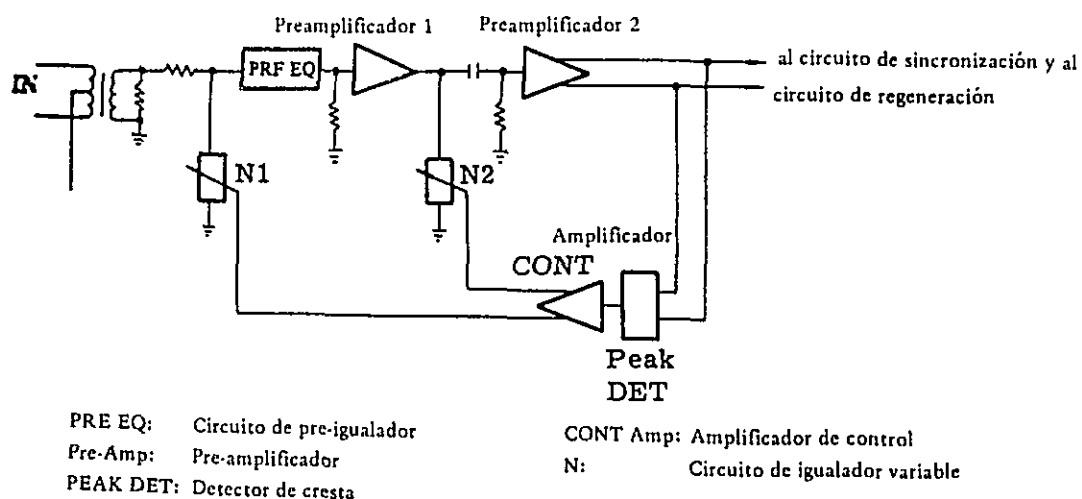


Figura 3.1 Diagrama a bloques del amplificador de igualación

El primer amplificador (Amp. 1) es el amplificador de realimentación de desbalanceado. La polarización DC no se estabiliza con precisión y se toma en cuenta el bajo consumo de energía. El segundo amplificador (Amp. 2) es un amplificador de realimentación con salida balanceada y entrada desbalanceada. Ahora, para obtener alta precisión en la polarización DC, se usa un amplificador diferencial.

Los amplificadores 1 y 2 tienen ganancias planas. Por ende, para suplir la deficiencia del orden de frecuencia de corte superior en el circuito de pre-igualación, la frecuencia de corte del amplificador se regula aproximadamente a 2 MHz. La distribución de ganancias de los amplificadores se determina principalmente mediante la distorsión no-lineal de componente variable en el circuito de igualación variable. Dado que se adoptan dos etapas del mismo circuito de igualación variable, la ganancia del amplificador 1 se decide para mantener más de 25 dB del factor de distorsión en la segunda etapa del circuito de igualación variable y la ganancia del amplificador 2, se obtiene desde el valor de la cresta de la señal de salida del amplificador de igualación.

Un amplificador de control para controlar el circuito de igualación variable se provee en el detector de cresta. Se altera la corriente al componente variable en conformidad con la señal de salida del amplificador 2. Debido a esta pérdida de inserción para el circuito de igualación variable, varía y así el valor de cresta de señal de salida del amplificador de igualación, queda siempre constante. La ganancia de corriente del amplificador de control está sobre 40 dB. Además, el amplificador diferencial se ha usado para obtener un voltaje de referencia DC estable.

El circuito amplificador automático de igualación se compone de un circuito integrado híbrido. El transformador de entrada, las bobinas para el circuito de pre-igualación y el circuito de igualación variable, y los resistores para ajuste de ganancia del amplificador 1, ajuste de desviación del amplificador 2 y ajuste de ganancia de bucle del controlador automático de ganancia AGC, son componentes discretos. Casi todos los circuitos del amplificador 1, del amplificador 2, y del amplificador de control, son circuitos integrados con hilos conductores en haz. Resistores de filme delgado de tantalio se han usado para resistores que requieren estabilidad y precisión. Los capacitores de filme delgado de tantalio se han usado como capacitores. Los circuitos integrados de hilos conductores de haz son de compresión térmica unidos a un firme conductor sobre un substrato cerámico.

3.2 Circuito controlador de sincronización

La Figura 3.2 es un diagrama a bloques del circuito de sincronización. Este circuito

regenera una señal de sincronización de (1.544 Mb/s) que controla el tiempo en el que las señales de salida desde el amplificador de igualación son muestreadas, y también controla la anchura de los impulsos generados.

El circuito rectificador de onda completa del circuito de sincronización cambia el componente de 772 kHz de la forma de onda igualada a 1.544 MHz. La señal rectificada es alimentada a un Q alto ($Q \sim 100$); el circuito de sintonización ultraestable (dentro de $f/f = \pm 3 \times 10^{-3}$ es para diez años). El circuito de sintonización consiste de los capacitores C1, C2 y del inductor L. El ajuste preciso se hace mediante el capacitor variable (CV).

El componente de 1.544 MHz extraído por el circuito de sintonización es alimentado al circuito desplazador de fase que consiste de R y C vía el amplificador-amortiguador. Este circuito desplazador de fase asegura que el impulso de hiperamplitud de muestreo, generado en el regenerador de impulsos, se ha colocado donde el ojo de salida del amplificador de igualación ha sido abierto al máximo. Dado que la amplitud de señal de salida del amplificador-amortiguador se altera según el patrón de impulso, es enviado una vez al amplificador que contiene diodo de limitación en la trayectoria de realimentación. Esto facilita el que las señales de alimentación a una amplitud constante pasen al circuito de regeneración.

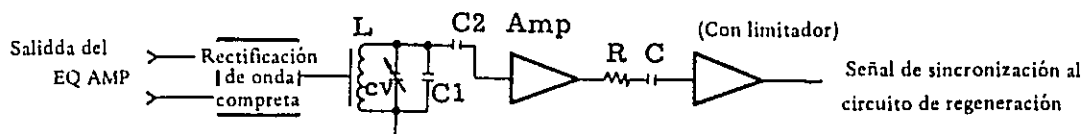


Figura 3.2 Diagrama a bloques del circuito de sincronización

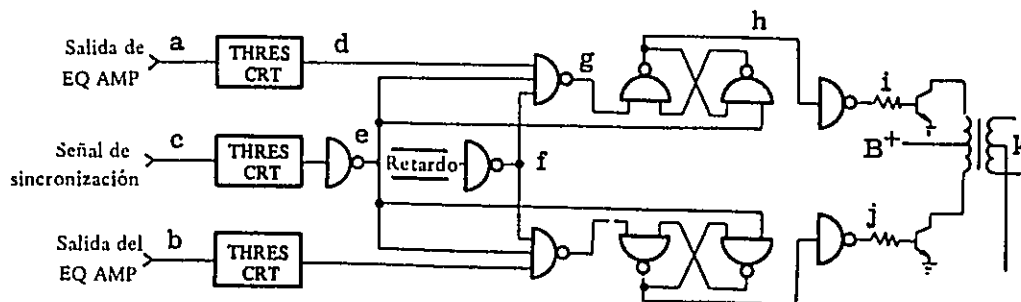


Figura 3.3 Diagrama a bloques del circuito de regeneración

Los componentes discretos de este circuito son el circuito de sintonización, el circuito desplazador de fase, y el resistor para ajuste de polarización DC del amplificador de limitación. Los circuitos integrados se han usado para todas las demás partes. Los circuitos integrados de hilos conductores de rayos están ligados sobre el mismo sustrato que el del circuito de regeneración mediante compresión térmica.

3.3 Circuito de regeneración

La Figura 3.3 es un diagrama a bloques del circuito de regeneración. Este circuito se provee con circuitos de muestreo y de umbral para regenerar los impulsos de salida y para reajuste de la temporización del tren de impulsos. Aunque la salida del amplificador de igualación está balanceada, el nivel central del ojo positivo de las señales respectivas es regulado en OV. La señal sincronizadora de polarización se regula también en OV. Cada una de dos señales desde el amplificador de igualación, que está balanceado en fases opuestas, y la señal de sincronización, se aplica a circuitos de umbral idéntico. Como el estado del circuito umbral se altera con OV como el punto límite, la salida de los circuitos de umbral es una anchura indeterminada del ojo de onda igualada e información OV de señal de sincronización.

El circuito lógico transistor se usa para el circuito de muestreo y el DTL para el circuito de umbral. Para aumentar la permisibilidad de umbral, las señales de sincronización rectangular son estrechadas lo más posible para disparar el circuito biestable (FLIP-FLOP) en el circuito regenerador.

La señal de salida desde el circuito integrado pasa al transformador de salida mediante transistores discretos.

El tercer bobinado del transformador de salida se provee para supervisar los repetidores de línea de transmisión. Mientras que un tren de impulsos de prueba, que contiene un componente de energía de una frecuencia de voz especificada, es enviado al repetidor que ha de ser probado, tal energía de frecuencia de voz es extraída mediante un filtro de pasa banda estrecho a través de este bobinado. Esta señal es luego devuelta a la oficina de supervisión sobre un par cargado que también se puede usar para otros repetidores.

El circuito de sincronización y el circuito de regeneración se han implementado usando dos circuitos integrados de hilos conductores de haz. Estos dos circuitos integrados están unidos a un sustrato cerámico común que contiene resistores y capacitores de filme delgado de tantalio.

3.4 Circuito de protector

El circuito de transistor de la salida del repetidor puede quedar directamente afectado por una corriente metálica. Los transistores discretos se usan en la etapa final para proteger el circuito integrado de salida IC contra esta corriente.

De hecho, se proveen pararrayos contra rayos repentinos .

4. DISEÑO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

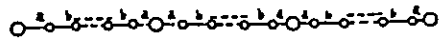
4.1 Finalidad del diseño

La calidad de una línea con repetidores PCM se puede evaluar mediante el régimen de errores numéricos causados por los ruidos impulsivos desde los pares de circuito de discado, interferencia de diafonía desde otros sistemas PCM, y fluctuación de fase de temporización en los repetidores regenerativos.

Por consiguiente, la longitud máxima de un sistema PCM se limita por la finalidad de diseño de régimen de errores en una línea con repetidores y su asignación para cada tramo de repetidor.

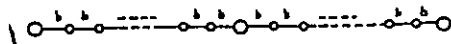
Como ya se ha descrito anteriormente, la finalidad de régimen de error total, para la línea con repetidores PCM-24B es 1×10^{-6} , porque los errores que ocurren a este régimen son muy difíciles de detectar acústicamente. Para satisfacer este régimen de error total, 2×10^{-7} se ha asignado a la dirección de entrante de cada tramo adyacente a una oficina de conmutación, y 1×10^{-8} se ha asignado a todos los demás tramos de repetidor. Basándose en esta asignación de régimen de error, la longitud máxima de un enlace de PCM depende del número de oficinas de conmutación incluidas en una línea con repetidores y en los espaciamentos de repetidor. Sin embargo, la finalidad del diseño de un tramo adyacente a una oficina de conmutación se debe tomar en cuenta solamente para troncales locales de conmutación, porque hay muchos cables pares de circuito de discado coexistentes, y los disturbios debidos al ruido del circuito de discado no se pueden eliminar. Por el contrario, para los troncales interurbanos, no se necesita tal consideración porque, debido a la diferencia en el tipo de señalización, los circuitos troncales interurbanos de voz no generan tales disturbios. Además, la mayor parte de los enlaces troncales interurbanos constan de un solo cable en el cual el número de pares es algo menor que en los cables locales de centrales de conmutación. Por esta razón, la reducción de un tramo de repetidor se hace frecuentemente con la finalidad de

aumentar el número de sistemas PCM. Por consiguiente, la NTT da como hipótesis dos enlaces de referencia, como se muestra en la Figura 4.1 (a) y (b), para estos dos casos.



- O : Oficina de conmutación
- o : Repetidor regenerativo en cámara subterránea o en poste
- a : Sección adyacente a oficina de conmutación. La finalidad de régimen de error es 2×10^{-7} para la dirección de entrante a la oficina.
- b : Tramo de repetidor con un régimen de error de 1×10^{-8}

(a) Enlace de referencia hipotética para troncales locales de central de conmutación.



- O : Oficina de conmutación interurbana
- o : Repetidor regenerativo en cámara subterránea o en poste
- b : Tramo de repetidor con un régimen de error de 1×10^{-8}

(b) Enlace de referencia hipotética para troncales interurbanos de corta distancia

Figura 4.1 Enlaces de referencia hipotética del sistema PCM-24

Este sistema se puede aplicar a varias clases de cables de voz no-cargados sin compensación de diafonía o selección de par que requieren mediciones costosas de diafonía. No existe restricción para la longitud de posición aérea del cable. Además, se ha puesto especial atención en la simplificación del diseño de las líneas con repetidores para asegurar un rendimiento excelente de las líneas con repetidores en un cable, con una gama de temperatura de -30°C a $+ 60^{\circ}\text{C}$.

4.2 Características de alta frecuencia de los cables par de voz

El sistema PCM-24 se puede aplicar a seis tipos de cables ordinarios; cables para central de conmutación aislados con papel, de 0,5 mm, 0,65 mm o 0,9 mm, y para cables interurbanos aislados con papel de 0,9 mm o cables interurbanos aislados con polietileno espumado de 0,65 mm, 0,9 mm. La diferencia entre los cables de central de conmutación y los cables interurbanos proviene de la capacidad de un par. Las especificaciones de NTT muestran que la capacidad de un cable par de central de conmutación es 50 nF/Km (valor promedio), y la de cables par interurbanos es de 38,5 nF/km (valor promedio). Esta sección tiene relación con las características de alta frecuencia de estos cables.

Impedancia

En la Figura 4.2 se muestra la impedancia característica de estos cables en una gama de desde 50 kHz a 1.5 MHz. Las curvas de impedancia característica están entre 100 y 120 ohmios. Sin embargo, la impedancia característica de un cable de central de conmutación tiende a ser inferior a la de los cables interurbanos. Como resultado de estos datos, se ha adoptado una impedancia de 110 ohmios como impedancia nominal de un repetidor.

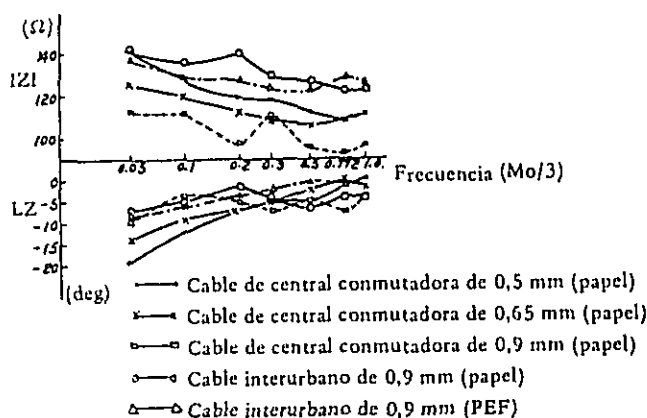


Figura 4.2 Impedancia contra las características de frecuencia de cables pares ordinarios

Pérdida

La pérdida medida contra las características de frecuencia se ilustra en la Figura 4.3. En cuanto a la transmisión de PCM, la pérdida de línea debe ser igualada desde el punto de interferencia intersimbólica. Por consiguiente, puede ser innecesario el igualarla exactamente dentro de la banda de frecuencia de transmisión. Esto difiere de la igualación que se usa en los sistemas FDM-AM convencionales. En la ingeniería práctica de líneas con repetidores, es de desear el considerar una frecuencia donde la atenuación de la señal numérica es igual a la pérdida de cable. Esta frecuencia se puede llamar la frecuencia de transmisión equivalente, cuando existe. El espectro de energía de un tren de impulsos bipolares tiene un componente máximo de unos 772 KHz, que es la mitad de la frecuencia de repetición. Por consiguiente, se espera que la pérdida de cable a esta frecuencia sea equivalente a la atenuación de tal tren de impulsos. Las mediciones muestran que dicha frecuencia era de unos 760 kHz en un cable par ordinario de voz. Por consiguiente, es conveniente definir la frecuencia de transmisión equivalente a 772 KHz y calcular la atenuación de las señales digitales usando la pérdida de un cable a esta frecuencia.

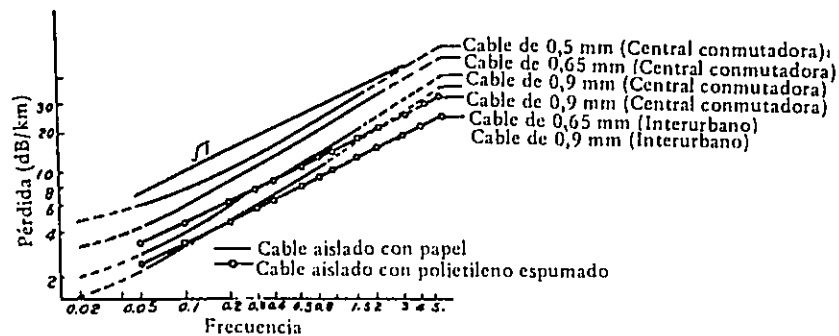


Figura 4.3 Pérdida contra las características de frecuencia de un cable par ordinario

Diafonía

Es muy complicado tratar las características de frecuencia de acoplamiento de diafonía entre cables par. Es casi imposible deducir una regla general. Sin embargo, cuando no hay circuitos terciarios en la trayectoria de diafonía, la teoría es que el valor promedio de la atenuación de diafonía disminuye a una proporción de 4.5 dB por octava en el extremo cercano y de 6 dB por octava en el extremo lejano. Un ejemplo de atenuación de diafonía actual contra las características de frecuencia se muestra en la Figura 4.4. Es obvio que la atenuación de diafonía entre dos pares depende de sus posiciones relativas en el cable. Sin embargo, se puede decir que existe una tendencia similar de disminución gradual teórica. Ahora, vamos a considerar la frecuencia de diafonía equivalente lo mismo que la frecuencia de transmisión equivalente.

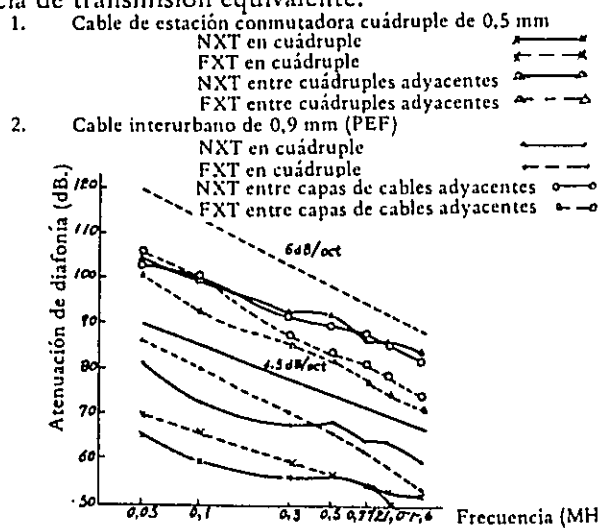


Figura 4.4 Atenuación de diafonía contra las características de frecuencia de un cable par ordinario

En el sistema PCM-24 esta frecuencia de diafonía equivalente se mide del modo siguiente:

Para paradiafonía	:	640 KHz
Para telediafonía	:	480 kHz

Por consiguiente, se puede considerar que la interferencia de diafonía desde otro par de PCM disminuye por la atenuación de la diafonía a estas frecuencias.

4.3 Asignación de pares de PCM

En esta sección se explican las reglas simples para la instalación de un sistema en varios cables sin mediciones de diafonía.

El espaciamiento del repetidor máximo permisible para el sistema es principalmente minimizado por el ruido de multidiafonía entre otros sistemas PCM además de la atenuación de señal debida a la pérdida de cable. Consiguientemente, se determina por el número de sistemas y por las características de diafonía del cable. En general, los circuitos de 'ida' y 'vuelta' se instalan dentro del mismo vaina de cable. Por consiguiente, para el diseño del espaciamiento de repetidor es efectivo asignar los pares de PCM de modo que la atenuación de la paradiafonía sea grande. Para este fin, se usan las siguientes reglas para asignar los varios tipos de cables. Puesto que estas reglas usan el valor promedio de diafonía de cada tipo de cable, al hacer la construcción de los mismos no se necesitan mediciones de diafonía.

Se pueden considerar dos tipos de cables. Uno es el cable tipo-unidad y el otro es el cable tipo-capa de cables. En el cable tipo-unidad, el cable consta de varias unidades de cientos de pares en la construcción de una capa. La mayor parte de los cables de central de conmutación con más de cuatrocientos pares pertenecen a este tipo. En este caso, más o menos la mitad de los pares interiores, hasta cincuenta y seis pares de cada unidad, se pueden usar para los pares de PCM, y el resto de los pares exteriores se convierten en una capa de protección. Además de esto, los pares PCM en cada dirección se instalan en unidades separadas las unas de las otras, como se muestra en la Figura 4.5. En los cables del tipo capa, por otra parte, un cable consta de varias capas de cables pares cuadrete en estrella o pares gemelos. Esta construcción de par se usa para cables de pequeño de menos de cuatrocientos pares. En este caso, los pares de capa interna se pueden emplear como pares de PCM en una dirección, y los pares de la capa exterior se usan en la otra dirección. En general, una capa entre los pares de PCM en cada dirección permanece como una capa de protección. Sin embargo, los cables aislados con polietileno espumado contienen 54 pares o menos, que han sido

diseñados para tener mejores características de diafonía, de modo que se puedan aplicar al sistema de onda portadora convencional de corta distancia. Por consiguiente, a veces es preferible usar estos pares para el sistema PCM porque no se necesitan capas protectoras entre las direcciones. En la Figura 4.5 se muestran las distribuciones de estos pares PCM.

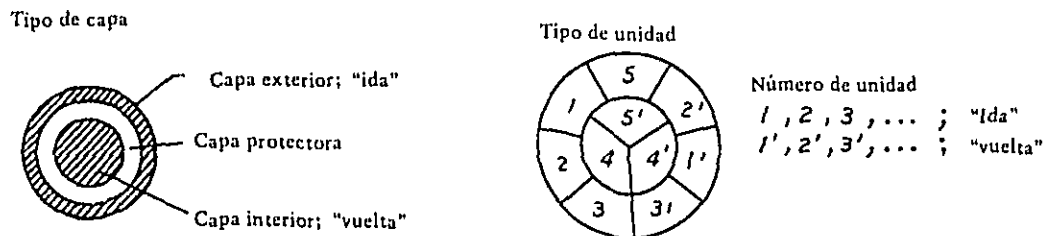


Figura 4.5 Disposición de los pares PCM para tipo unidad y cables tipo capa

4.4 Diseño de espaciamiento de repetidor

Idea general

Puesto que los sistemas de onda portadora convencionales emplean tramos de repetidor predeterminados, los diseños de espaciamiento de repetidor proporcionan un único espaciamiento entre sus límites permisibles. Si tal diseño se adopta en este sistema, puede resultar un espaciamiento de repetidor antieconómico. La razón de esto es que los tramos de repetidor pueden ser innecesariamente demasiado pequeños cuando el número de sistemas es comparativamente pequeño, mientras que algunos sistemas que deberían instalarse no pueden ir provistos cuando el número de sistemas sobrepasa un cierto límite. De este modo, en este sistema, la longitud máxima de tramo de repetidor se decide de acuerdo con el número instalado de sistemas. Este tramo máximo de repetidor se llama $d_{\max}$ en este texto.

Como primer paso en el diseño del espaciamiento de repetidor, debemos hallar el valor de $d_{\max}$ para cada cable. En la siguiente sección, hallaremos este valor $d_{\max}$ basándonos en el número de sistemas y en las reglas de asignación para los cables que se dieron en la sección anterior. Luego decidiremos el espaciamiento de repetidor de cada línea de transmisión de modo que cada tramo de repetidor sea menor que el valor $d_{\max}$, y el número de repetidores pasa a ser el menor posible por razones de economía. En la Figura 4.6 se ilustra este proceso de diseño.

Los siguientes dos casos tienen diferentes valores $d_{\max}$:

Secciones de repetidor típico

Secciones de repetidor adyacente a oficinas telefónicas

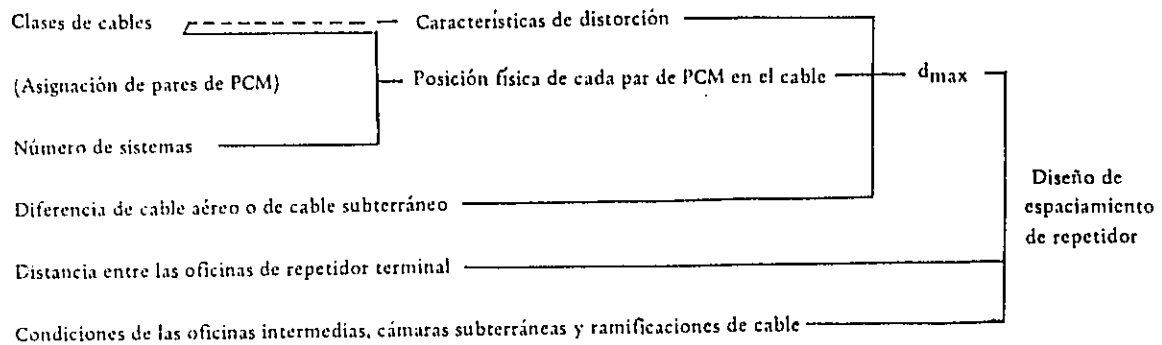


Figura 4.6 Diseño de espaciamiento de repetidor

Espaciamiento máximo de repetidor ($d_{\max}$)

Los procedimientos ha seguir para obtener el valor $d_{\max}$ en cada caso son los siguientes:

(a) El valor $d_{\max}$ de las secciones de repetidor típico

(i) El valor $d_{\max}$ se obtiene desde una gráfica. Por ejemplo, la figura 4.7 muestra la gráfica para un cable interurbano aislado con PEF de 0,65 mm (de diámetro) y un cable interurbano aislado con PEF de 0,9 mm. En estas figuras el eje horizontal muestra el número de sistemas y el eje vertical muestra el valor $d_{\max}$. Gráficas como estas se preparan para cada clase de cables, de modo que el valor $d_{\max}$ se pueda obtener fácilmente.

(ii) Base de las gráficas

Primera: la línea horizontal superior de la gráfica queda limitada debido a la pérdida ideal de línea del sistema para el diseño de S/N. Se formula del modo siguiente:

$$d_{\max} = \frac{42,0}{(1+\alpha\tau)(1+3\sigma)} \frac{L_o}{L_o} = \frac{37,2}{L_o} \text{ (km)} \quad (1)$$

(En el caso de cables subterráneos)

donde,

42,0 : pérdida máxima de línea con repetidores en dB a 772 kHz.

α : Coeficiente de temperatura de la pérdida de cable (2×10^{-3} por $^{\circ}\text{C}$)

t : Variación de temperatura (20°C)

L_0 : Valor medio de pérdida de cable en dB por kilómetro a 772 kHz

σ : Desviación estándar de L_0 , (3%), incluyendo la desviación de fabricación y el error de mapa de cable.

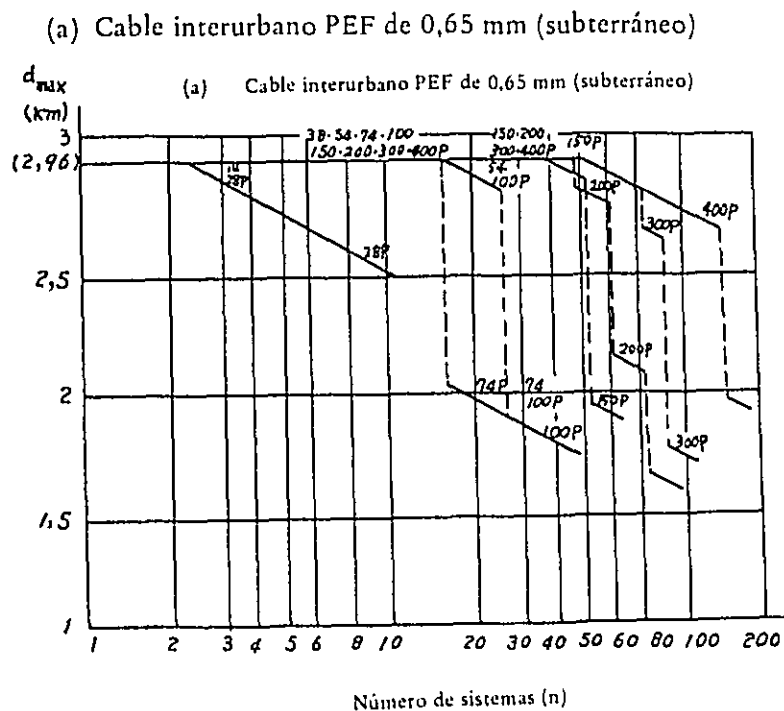
El valor de $d_{\max}$ de la línea aérea es

$$d_{\max} = \frac{33,5}{L_0} (\text{Km}),$$

el cual se obtiene tomando 45°C de variación de temperatura y la pérdida del circuito protector (1,8dB) en la fórmula (1).

Segundo: las líneas oblicuas en la Figura 4.7 se deciden mediante los siguientes factores: paradiafonía múltiple, pérdida de línea, número de sistema y proporción permisible de señal a ruido del repetidor. La multidiafonía depende de la diafonía simple y del número de sistemas, se calcula por $m_N - 10 \log_{10} n$ (dB) donde, m_N : atenuación de paradiafonía a 772 kHz

n : Número de sistemas



(b) Cable interurbano PEF de 0,9 mm (subterráneo)

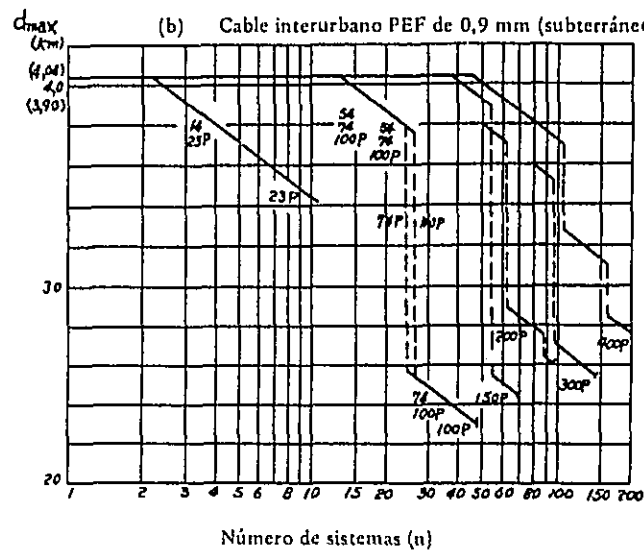


Figura 4.7 Valor d_{max} de las secciones típicas de repetidor

(b) Valores d_{max} y d_{min} de las secciones de repetidor adyacentes a oficinas telefónicas

En este caso, el diseño del espaciamiento de repetidor debe tener en cuenta la influencia del ruido de impulso de discado sobre el tramo de los pares de PCM. El problema principal es la interferencia sobre repetidores instalados en oficinas debido a componentes de alta frecuencia de los impulsos que tienen alta atenuación en los cables. Según los experimentos, el nivel de entrada de PCM al repetidor es 10 dB más alto que el nivel de entrada ordinario, la interferencia del ruido de discado no se tiene en cuenta para mantener el valor de régimen de error permisible (2×10^{-7}) de esta sección.

Consiguientemente, los límites máximo y mínimo de un tramo de repetidor adyacente a la oficina telefónica se convierten en los valores que se muestran en la Tabla 4.1.

Tabla 4.1 Valores $d_{\max}$, $d_{\min}$ de las secciones de repetidores adyacentes a oficinas telefónicas

Clase de cables		Valor máximo	Valor mínimo
Cables locales	0,5 mm	1,19 km	0,44 km
	0,65	1,41	0,52
	0,9	2,06	0,76
Cables interurbanos	0,65 PEF	2,17	0,80
	0,9	2,96	1,09
	0,9 papel	2,52	0,93
N o t a		$L_O \cdot d_{\max} = 27,2 \text{ dB}$	$L_O \cdot d_{\min} = 10,0 \text{ dB}$

4.5 Diseño de la alimentación de energía

La alimentación de energía en serie de 100 mA usando un circuito fantasma, es como se muestra en la Figura 4.8.

Es necesario considerar los siguientes problemas al diseñar la alimentación de energía:

- (i) La fuente de energía existente en una oficina se utilizará lo más posible.
- (ii) En el caso de existir solamente una oficina de alimentación de energía, es de desear que la oficina de mantenimiento para los sistemas PCM se usen con preferencia a la oficina no atendida. En el caso de una línea larga con repetidores, las oficinas de alimentación de energía como mejor se eligen es siguiendo este orden: oficina terminal de lado opuesto, oficina intermedia, y caseta de alimentación no atendida intermedia.

Luego se explica el método de determinar la longitud de alimentación y el voltaje de alimentación.

Existen dos métodos de diseño de alimentación de energía.

Uso del equipo repetidor terminal PCM-24B-1

DC -60 voltios, -48 voltios, o -21 voltios de una fuente de energía que se transforma en DC 100 mA mediante la unidad alimentadora de energía PCM-24B- $\frac{1}{3}$ en el equipo repetidor.

Enconces el voltaje máximo de alimentación es 235 voltios. La sección de alimentación de energía se obtiene en la Figura 4.9.

El voltaje de alimentación, la longitud de la sección de alimentación y el número de repetidores se decide de modo que la intersección en la gráfica de la longitud de alimentación y del número de repetidores queda a la izquierda de la línea de voltaje. Se expresa con la siguiente fórmula:

$$E_{\max} \geq d.R.(1 + \alpha.t).I + V.n$$

donde,

- $E_{\max}$: voltaje máximo de alimentación (235V)
- I : corriente de alimentación (100 mA)
- R : resistencia de bucle fantasma
- α : coeficiente de temperatura de R
- t : variación de temperatura
- V : voltaje de caída del repetidor regenerativo (incluyendo el pararrayos)
- n : número de repetidores no atendidos
- d : longitud de la sección de alimentación

Uso del equipo de repetidor terminal PCM-24B-3

DC -48V, DC -60V, 120V, y 180V de una fuente de energía en el equipo repetidor se suministra directamente desde una batería de oficina a través de la unidad alimentadora de energía directa de PCM-24. Luego, la corriente de alimentación se ajusta mediante resistores que van acomodados en la unidad alimentadora de energía directa y puestos en serie en el circuito alimentador de energía de cada sistema. La sección alimentadora de energía se obtiene en la Figura 4.10.

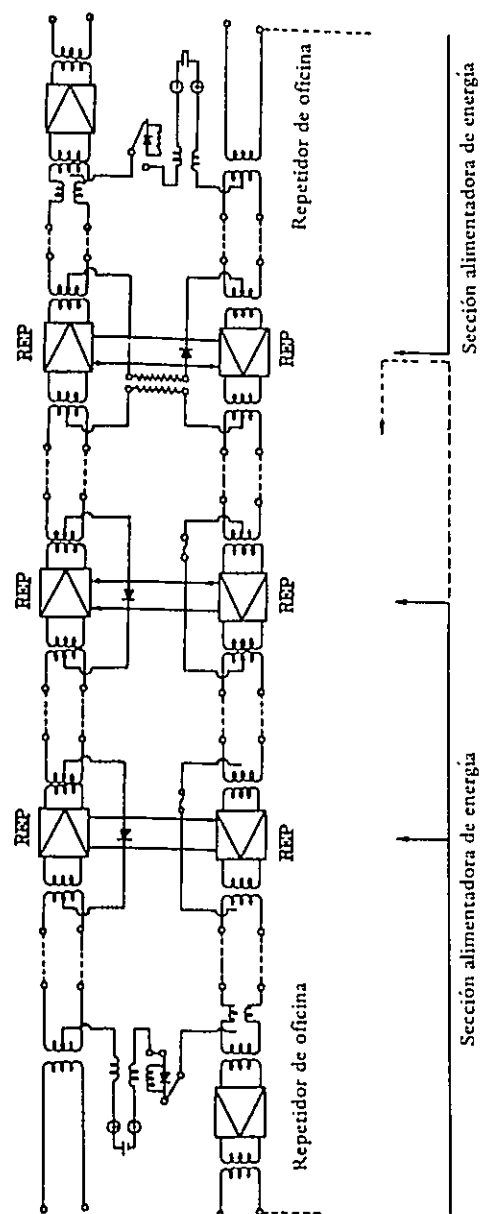


Figura 4.8 Sistema de alimentación de energía de PCM-24B

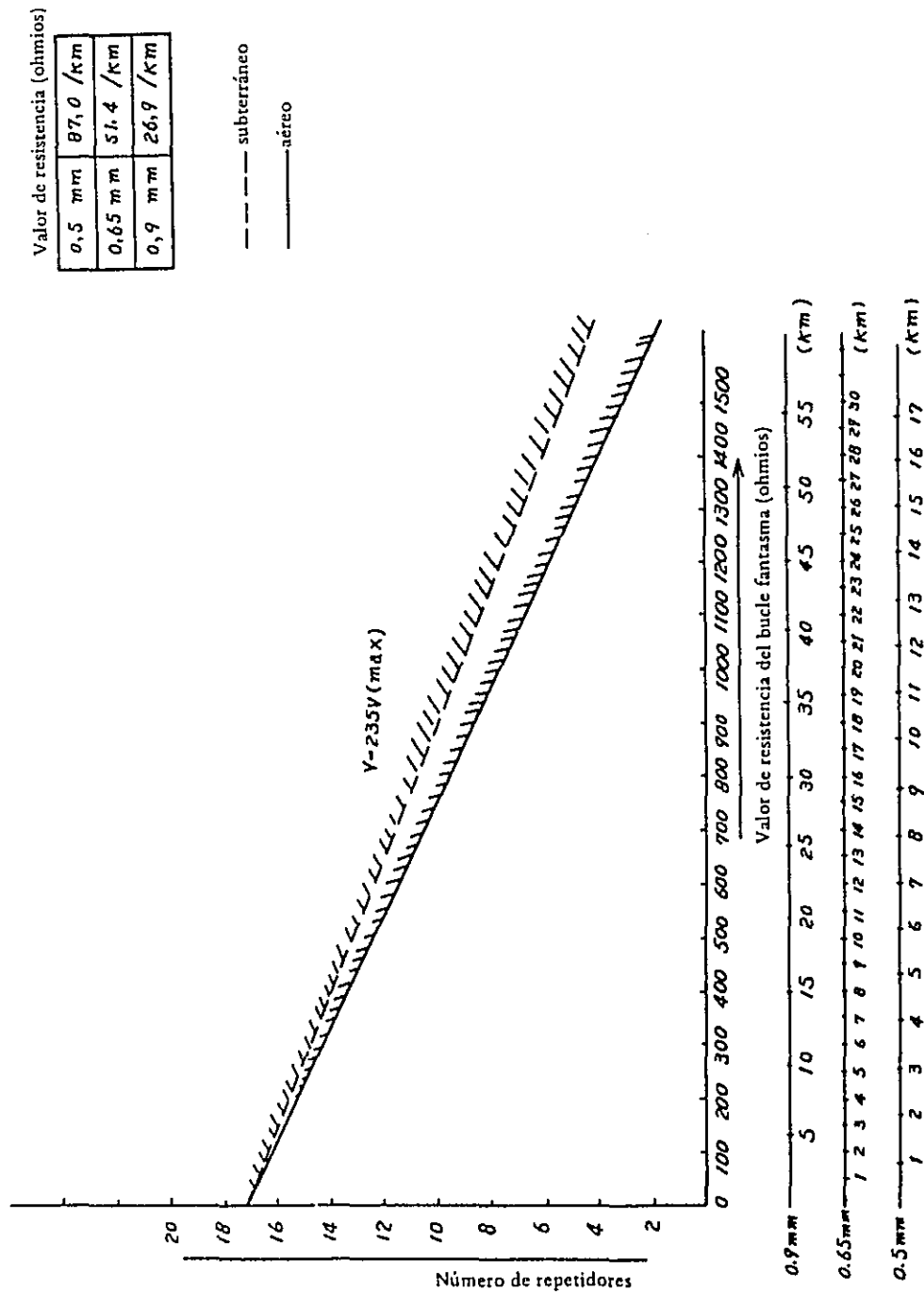


Figura 4.9 Gráficas para determinar la sección alimentadora de energía
(uso de la unidad alimentadora de energía)

Valor de resistencia (ohmios)

0,5 mm	87,0 /km
0,65 mm	51,4 /km
0,9 mm	26,9 /km

----- subterráneo
 ————— aéreo

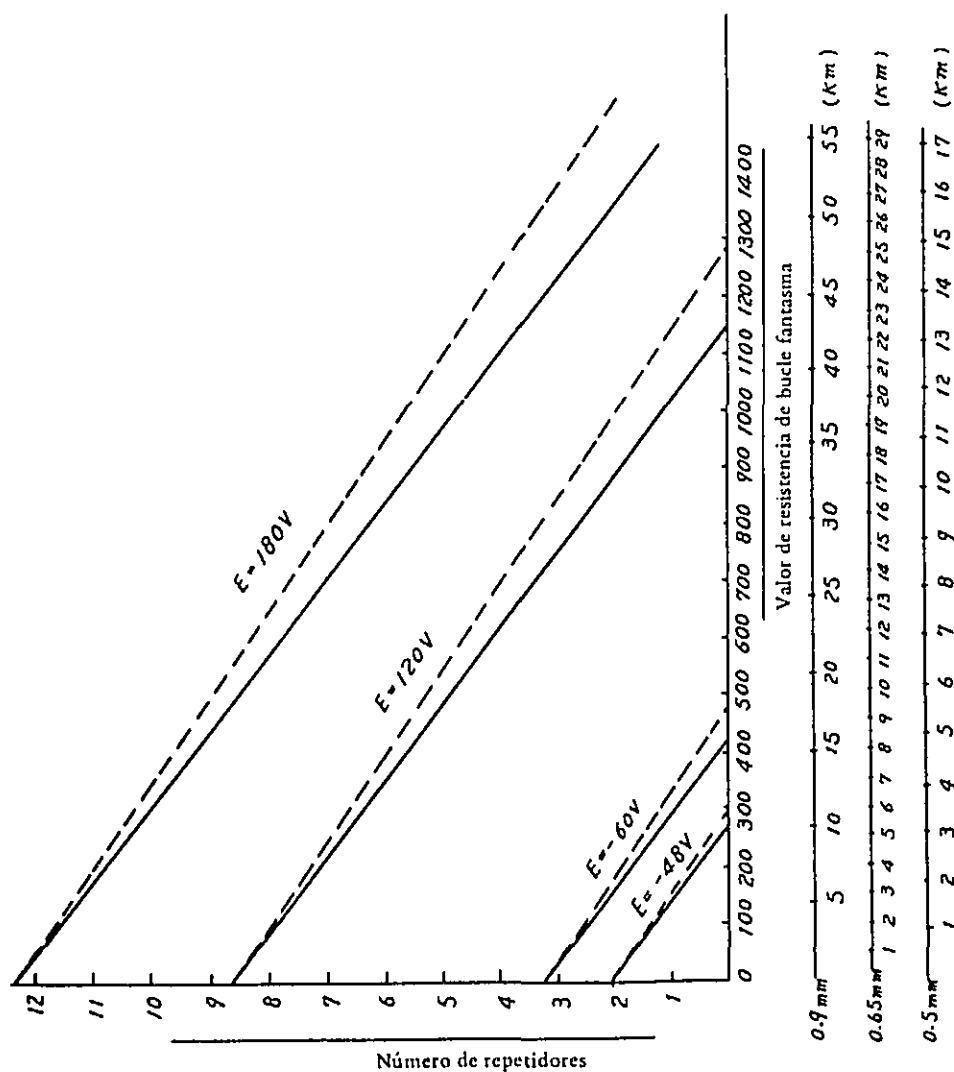


Figura 4.10 Gráficas para determinar la sección alimentadora de energía
 (uso de la unidad alimentadora de energía directa)

4.6 Diseño de supervisión

En este sistema, como se muestra en la Tabla 4.2 una frecuencia de banda de voz se asigna a cada punto de repetición como su frecuencia de supervisión. Como se muestra en la Figura 4.11, la salida de todos los repetidores en la misma caja de alojamiento de repetidor está conectada en común a la entrada del filtro, y las salidas de todos los filtros están conectadas mediante pares de calbes (por regla general pares cargados) al equipo supervisor remoto, instalado en los bastidores de repetidores en las estaciones terminales de ambos lados.

Tabla 4.2 Frecuencia de supervisión

No.	Frecuencia	No.	Frecuencia
00	3016 Hz	11	1789 Hz
01	2792	12	1723
02	2681	13	1651
03	2591	14	1579
04	2502	15	1508
05	2413	16	1424
06	2339	17	1340
07	2193	18	1273
08	2101	19	1206
09	1933	20	1151
10	1856	21	1097
		22	1051
		23	1005

Las longitudes máximas de las secciones de supervisión se muestran en la Tabla 4.3.

El número deseado de pares cargados para la supervisión es un par por cada veinticuatro ubicaciones de repetidor. Si hay más de veinticuatro ubicaciones de repetidor, se necesita un par más.

Los números de frecuencia de supervisión se asignan a los puntos de repetición por su orden desde la oficina terminal de mantenimiento.

Un par cargado se usa para la mantenimiento de una línea de servicio. Se conecta en serie con el terminal de mantenimiento en la caja de alojamiento del repetidor. Aunque haya más de una caja de alojamiento en una cámara subterránea, solamente se necesita un solo par cargado para la línea de servicio. En este caso, se conectan en serie los unos a los otros.

Tabla 4.3 Longitudes máximas de las secciones de supervisión

Clase de cable	Cable cargado	Cable no cargado
Cable local de 0,5mm	28 Km	9 Km
Cable local de 0,65mm	43	12
Cable local de 0,9mm	72	17
Cable interurbano de 0,65mm	57	13
Cable interurbano de 0,9mm	94	19

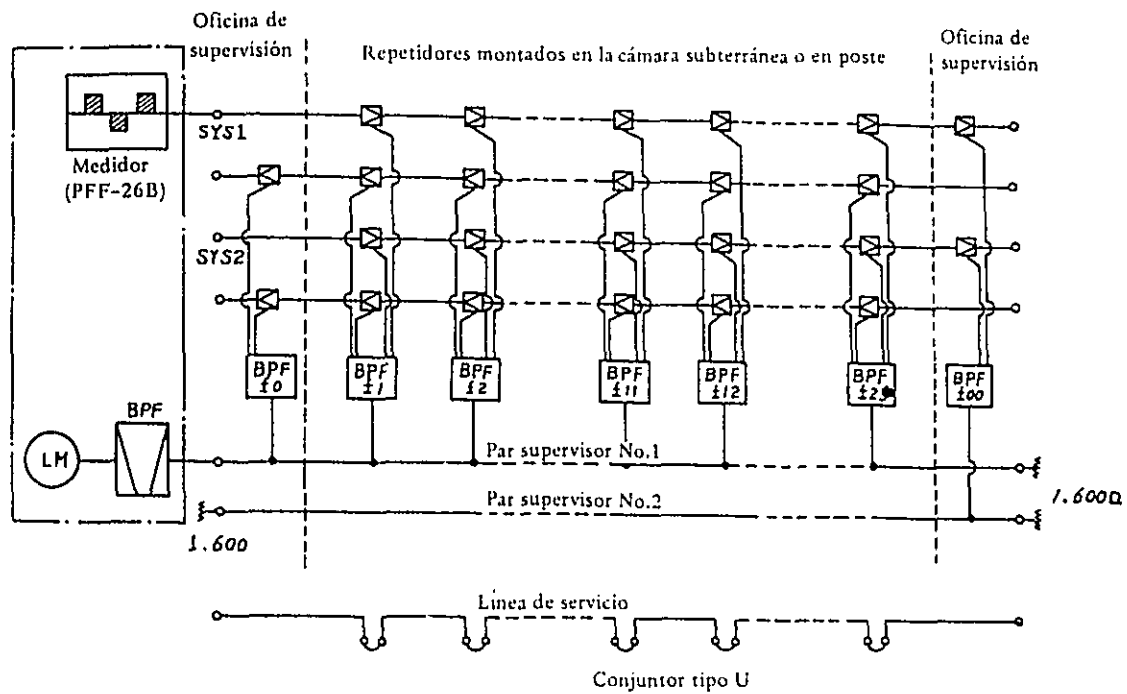


Figura 4.11 Sistema de supervisión

5. MANTENIMIENTO DEL EQUIPO DE LA LINEA CON REPETIDORES PCM-24B

5.1 Circuito de alarma del equipo de la línea con repetidores

El circuito de alarma se provee para el equipo de supervisión.

Para este equipo se emplean dos clases de señales de alarma, la alarma de corte de energía de alimentación y la alarma de quema de fusible. El panel de alarma de la estación tiene un timbre y lámparas para las dos alarmas arriba mencionadas, y la unidad alimentadora de energía tiene lámparas indicadoras para indicar la alarma por el corte de la energía de alimentación.

A continuación se explica la alarma de suministro de energía.

Cuando ocurre una avería en el circuito alimentador de energía y, en consecuencia, se corta la corriente de alimentación, los contactos del relé supervisor de alimentación de energía de la unidad alimentadora de energía quedan cortocircuitados y la lámpara que corresponde al sistema averiado se enciende. Simultáneamente, el terminal de alarma (ALM-A) es conectado a tierra, y la información de alarma es enviada al circuito de alarma del equipo supervisor. La lámpara de alarma que va en la unidad terminal de energía se enciende. Al mismo tiempo, la señal de alarma se transmite al exterior del bastidor mediante los terminales AB, AL, AC₁, etc., como se muestra en la siguiente Tabla 5.1. (El timbre de alarma deja de sonar cuando se pulsa el botón 'BELL OFF' (silenciador de timbre) que va en el equipo supervisor.)

Dado que los fusibles de alarma tipo P4 que se usan exclusivamente en los circuitos de fusible, en caso de que se queme un fusible, aparece una marca blanca en el agujero redondo de dicho fusible. Así se identifica el fusible quemado.

Cuando se quema un fusible, el voltaje MISC se imprime en el terminal de alarma (ALM-B), y la información de alarma es enviada al circuito de alarma del equipo supervisor. Las lámparas de alarma en la unidad terminal de energía y en el equipo supervisor, se encienden, y simultáneamente la señal de alarma se transmite al exterior del bastidor mediante los terminales AB, AL, AC₁, etc., como se muestra en la Tabla 5.1.

En la Tabla 5.2 se da un sumario de las lámparas que se proveen en el equipo y el resultado de las indicaciones, mientras que en la Tabla 5.3 se da un sumario de las funciones de los conmutadores a botón.

Tabla 5.1 Indicaciones de alarma

Clase de falla	Indicación de alarma			Transmisión de alarma				
	FUSI-BLE	ALM	TOPE-BASTI-DOR	AB	AL	AC1	AT2-1	AT2-2
Falla en la alimentación de energía del circuito fantasma		o	o	o	o	o	o	
Quema del fusible MAIN	o	o	o	o	o	o	o	o
Quema del fusible MISC	o		o	o	o	o		o

Tabla 5.2 Clases de lámparas y sus funciones

Designación de la unidad	Color	Cantidad	Función	Observaciones
ALM (alarma)	Rojo	1/sistema	Indica que la alimentación de energía se ha interrumpido	En la unidad alimentadora de energía
FUSE (fusible)	Rojo	1	Indica que se ha quemado algún fusible	En el equipo supervisor
Lámpara del tope del bastidor	Blanco	1	Indica cualquier condición de alarma dentro del bastidor	En la unidad terminal de energía

Tabla 5.3 Conmutadores a botón en el equipo supervisor

Designación de la unidad	Color	Cantidad	Función	Observaciones
BELL OFF (silenciador de timbre)	Blanco	1	Libera el timbre de alarma de la estación y la lámpara	Tipo de no-bloqueo
ALM TST (prueba de alarma)	Rojo	3	Para probar el circuito de alarma cuando está en servicio	

5.2 Mantenimiento del equipo de la línea con repetidores

El mantenimiento preventivo consiste en las actividades rutinarias de mantenimiento para mantener la operación y el rendimiento del equipo en las mismas condiciones que las que tenía al tiempo de la instalación.

La mantenimiento preventivo se lleva a cabo usualmente sin interrumpir el servicio.

Los trabajos del mantenimiento preventivo se realizan a intervalos regulares como se indica a continuación:

Mantenimiento preventivo	Intervalos recomendados
(a) Voltaje de la fuente de energía	: cada 3~6 meses
(b) Corriente de alimentación	: cada 3~6 meses
(c) Operación del circuito de alarma	: cada 3~6 meses
(d) Proporción de error de la línea de transmisión	: cada 3~6 meses
(e) Caja de alojamiento	
(i) Limpiar el filtro del aire (para el poste)	: anualmente
(ii) Prueba de fuga de gas (para la cámara subterránea)	: anualmente
(iii) Recambio de los paquetes deshidratadores (para la cámara subterránea)	: siempre que se abra la tapa

5.3 Funcionamiento de la línea con repetidores

Conmutación de la línea de transmisión

Cuando ocurre alguna falla se requerirá conmutar la línea de transmisión desde la línea de servicio a la línea auxiliar de modo que no se interrumpa el servicio, o cuando se comprueba el funcionamiento y rendimiento de la línea de transmisión.

La conmutación se hace con un cordón de extensión. El modo de hacerlo con el cordón de extensión se muestra en la Figura 5.1. Los conjuntos para cordón de extensión se proveen en la parte frontal de cada unidad repetidora terminal.

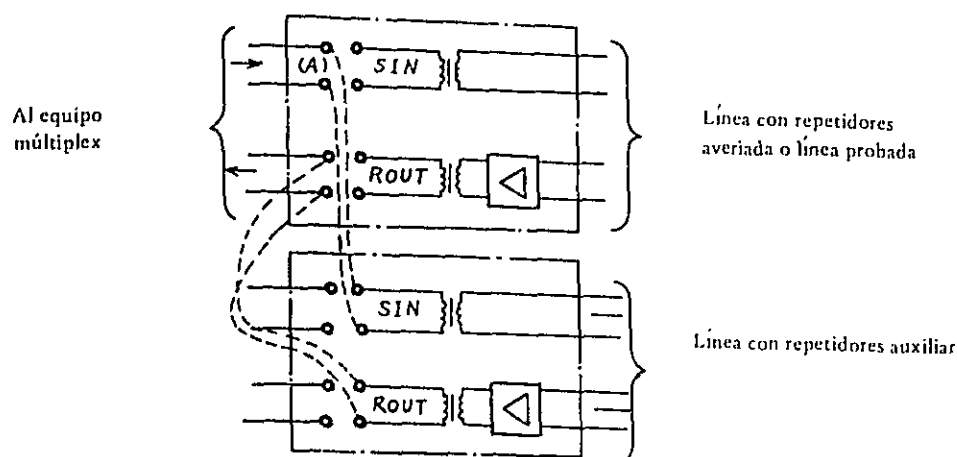


Figura 5.1 Método de conmutación de línea

Control remoto del suministro de energía

El equipo repetidor terminal está provisto con un circuito de relé que puede cortar automáticamente el suministro de energía en una línea averiada. La razón de esto es para proteger la línea y las unidades repetidoras contra averías de alimentación de energía, y para indicar la falla. Por consiguiente, el suministro de energía queda cortado aun en el caso de una interrupción transitoria de energía. Para reanudar el suministro de energía, es necesario operar o pulsar el botón START (arranque) en el equipo repetidor terminal.

El equipo repetidor terminal ejerce la función de control remoto donde se realiza el suministro de energía pulsando el botón desde la oficina de control. Por consiguiente, en los casos en que este equipo vaya instalado en una estación no atendida, es necesario que la operadora vaya a la estación no atendida para reanudar el suministro de energía.

Línea de Servicio

El circuito de la línea de servicio es un tipo de repique de señal de 16 Hz de 2-hilos y va montado en la unidad telefónica en el equipo supervisor.

A esta unidad se pueden conectar hasta cinco circuitos de línea de servicio. Se pueden conectar cortocircuitando los conjuntos que aparecen en la superficie mediante enchufes.

Cuando una llamada llega desde la estación opuesta, se enciende la lámpara LP

(LL. blanca), suena el timbre y simultáneamente queda conectada la información de alarma (T.T.) al panel de alarma de la estación. El timbre deja de sonar cuando el conmutador (S2) se gira a la posición 'BELL OFF' (silenciador de timbre). Cuando el conmutador (S1) se gira a la posición 'SPK', se apaga la lámpara LP (LL. blanca), deja de sonar el timbre y se enciende la lámpara LP 2 (BL. verde) para indicar que el circuito está en condición de habla (conversando). Para llamar a la estación opuesta, ajuste el conmutador S1 a la posición 'RING', luego, la señal de 16 kHz es transmitida a la estación opuesta.

5.4 Localización de fallas de la línea con repetidores

La línea de supervisión va provista con la función de localización de fallas.

La línea de supervisión consta de los circuitos que se muestran en la figura 4.11. Cuando ocurre una falla en las líneas de transmisión PCM, la prueba de bucle del equipo multiplex halla si la falla ha ocurrido en el equipo multiplex o en la línea con repetidores. Cuando se ha confirmado que la falla ha ocurrido en la línea de repetidores, recambie la línea de transmisión por la línea auxiliar, como se ha mencionado anteriormente, y luego localice el punto defectuoso. El método para localizar la falla se describe en el otro texto.

PARTE C. MEDICIONES DEL SISTEMA PCM-24

En este volúmen se describen las mediciones telefónicas de onda portadora práctica del sistema PCM-24.

1. Conexiones a puente de cada unidad

Unidad de canal de 2-hilos y unidad de canal de 4-hilos

Tanto la unidad de canal de 2-hilos (2W CH) como la unidad de canal de 4-hilos (4W CH) acomodan dos circuitos de canal. Los atenuadores variables de entrada y salida en cada unidad han sido conectados a puente antes del embarque para proveer una pérdida residual de 2 dB para la unidad 2W CH y -0,5 dB para la unidad 4W CH. Luego, ambas unidades de canal proporcionan las conexiones a puente terminales para señalización opcional. Este terminal ha sido conectado a puente antes del embarque para proveer el formato de discado 'DL'. Estas conexiones a puente se ilustran en la Figura 1 y en la Figura 2.

Nota : Las pérdidas residuales fuera de las mencionadas y el formato de llamada manual ('ring-down') 'RD', las conexiones a puente opcionales se realizan según sea requerido.

Unidad supervisora

Cuando se usa el canal No. 1 para circuito de saliente (entrante), conéctese a puente OG (IC).

Unidad de generadora de impulsos de transmisión (PG S)

'INT' ha sido conectado a puente en la fábrica antes del embarque.

Unidad de prueba y de alarma (ALM)

Entre los diferentes tipos de estaciones se puede usar la misma unidad 'ALM' haciendo conexiones a puente opcionales conforme al tipo de estación (tales como estación atendida, no atendida o de diferentes voltajes de suministro de energía CD).

Puntos de conexión
a puente en la unidad ALM

Descripción

- | | |
|-------|---|
| 48 | : A ser conectada a puente para voltaje de energía
CD de -48V |
| ATT | : Conectada a puente cuando está atendida |
| UNATT | : Coectada a puente cuando no está atendida |
| G.B. | : A 'B' en ausencia de suministro de energía a ALARM
BELL. De otro modo, a 'G' |

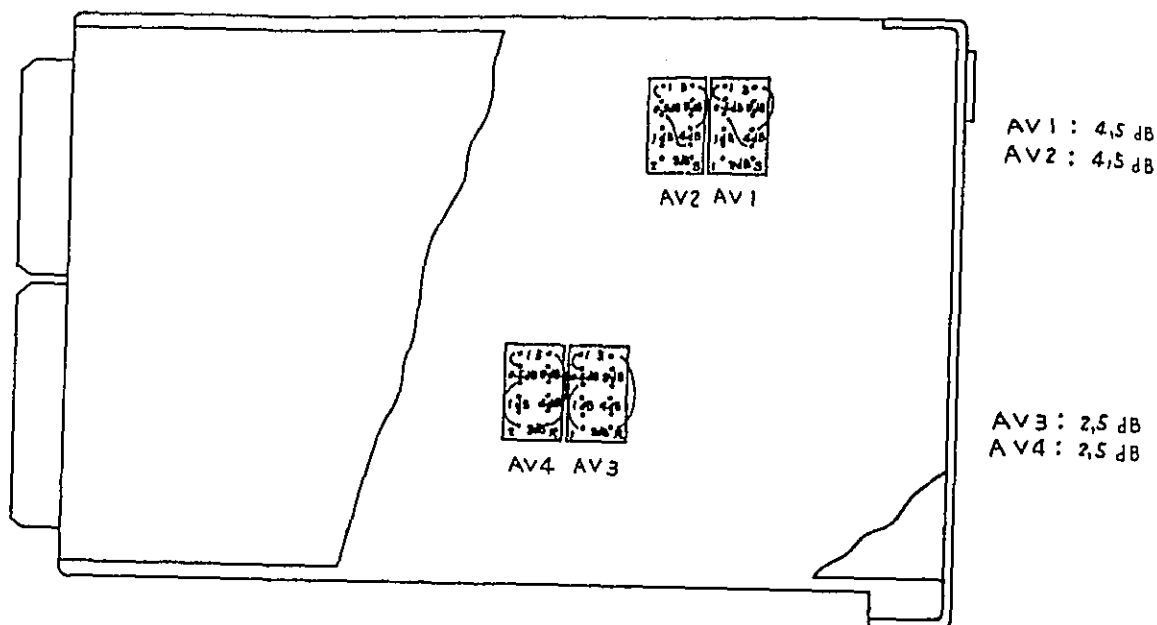


Figura 1. Puntos de conexión a puente en la unidad 2W CH

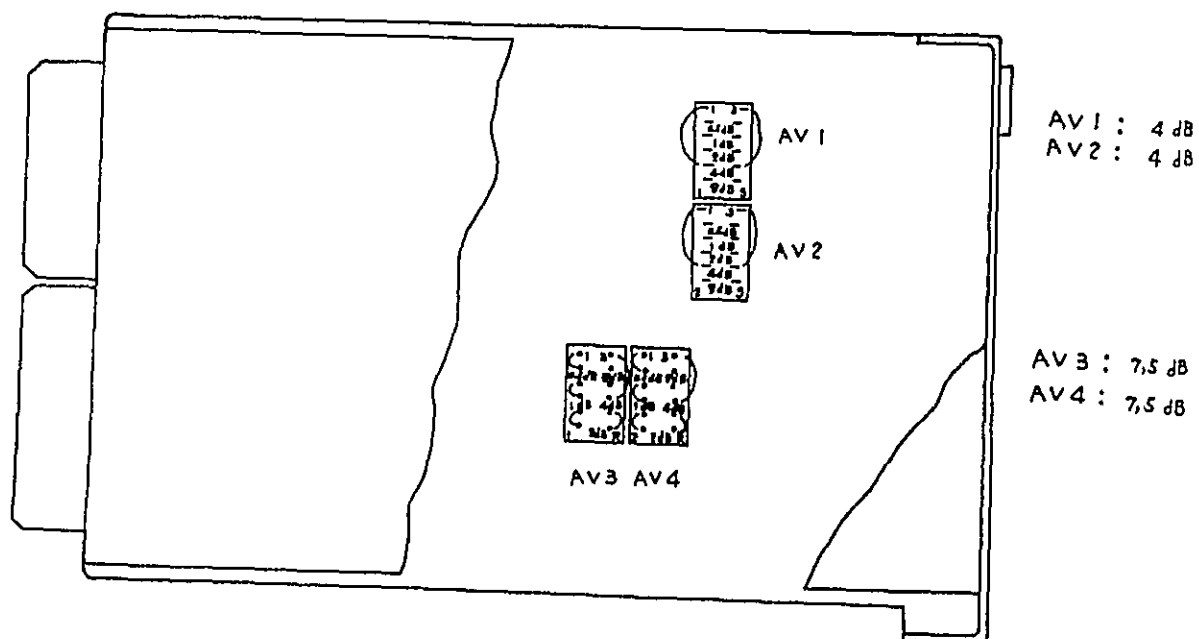


Figura 2. Puntos de conexión a puente en la unidad 4W CH

2. Comprobación del voltaje de la energía principal

Equipo de prueba

Voltímetro D.C.

Procedimiento

Conecte un extremo del cordón de medición al voltímetro. Conecte el otro extremo del cordón de medición al conjuntor que se provee en la parte inferior del bastidor de la unidad FUSE (de fusible). Mida el voltaje entre '-48' ('-60') y 'G'.

Nota: No omita observar la polaridad propia al hacer las conexiones

Rendimiento estándar

D.C. -42~-53 voltios, D.C. -57~-62 voltios
(o D.C. -19~-23 voltios)

Nota: Si no da las especificaciones mencionadas, hay que ajustar el voltaje de la batería de la oficina.

3. Comprobación del voltaje de salida de la unidad de energía en el equipo múltiplex

Equipo de prueba

Voltímetro D.C.

Procedimiento

Conecte un extremo del cordón de medición al voltímetro.

Conecte el otro extremo del cordón de medición al conjuntor que va en la unidad de energía '48 PU', o '60 PU'.

Mida el voltaje entre 'G' y el conjuntor.

Rendimiento estándar

Conjuntor de medición	Valor estándar
G y + 12 V	D.C. + 12V $\pm$ 4%
G y - 12 V	D.C. - 12V $\pm$ 4%
G y + 5 V	D.C. + 5V $\pm$ 10%
(Se puede convertir en +30% para sin carga)	
G y -24 V	D.C. -24V $\begin{matrix} + 20\% \\ - 10\% \end{matrix}$
° G y -48 V	D.C. -42 ~ -53 V
° G y -60 V	D.C. -57 ~ -62 V
(G y -6 V	D.C. -6 V $\pm$ 4%)

4. Comprobación de la energía de alimentación para la línea con repetidores

Equipo de prueba

Voltímetro D.C.

Procedimiento

Conecte un extremo del cordón de medición al voltímetro .

Conecte el otro extremo del cordón de medición al conjuntor de la unidad alimentadora de energía en el equipo repetidor terminal o en el equipo multiplex.

Mida el voltaje en los conjuntos 'V OUT' y 'CURR'.

Rendimiento estándar

Conjuntor de medición	Valor estándar
CURR	D.C. 1 V $\pm$ 20% *1
V OUT	D.C. 40 ~ 235V. *2

Nota: *1 1V corresponde a 100mA de la corriente alimentadora de energía

*2 Para variar según el diseño de la línea con repetidores

5. Colocación del circuito de prueba-bucle

El circuito de prueba a bucle se establece conectando el lado inferior del conjuntor de eslabon-U en "PG S" y el lado inferior del conjuntor del eslabon-U en "PG R" con un cordón.

6. Observación de la forma de onda en el interfaz numérico

Equipo de prueba

Sincroscopio

Procedimiento

Compruebe la forma de onda y la estructura de trama en el conjuntor de eslabon-U en "PG S".

Rendimiento estándar

Vea la Figura 3

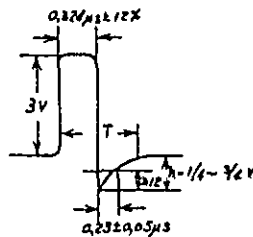


Figura 3. Forma de onda de salida

7. Prueba marginal de la línea con repetidores

El sistema PCM-24B opera con un gran número de repetidores en tandem. La identificación remota es necesario hacerla para repetidores averiados. La comprobación marginal remota, lo mismo que la localización de fallas se lleva a cabo del modo siguiente:

El método para identificar una o muchas unidades operadas en serie es asociar un tono de frecuencia de identificación con cada ubicación de equipo. Luego es conveniente asociar una

frecuencia acústica particular de comprobación marginal y hacer el filtro en cada caja de repetidor a lo largo de la ruta de repetidores. El filtro sirve para muchos repetidores y está acoplado a la salida de muchos repetidores en una localización común. Un patrón de prueba especial puede ser transmitido para medir cualquier repetidor seleccionado a lo largo de la ruta. En la Figura 4 se muestra el sistema de comprobación marginal.

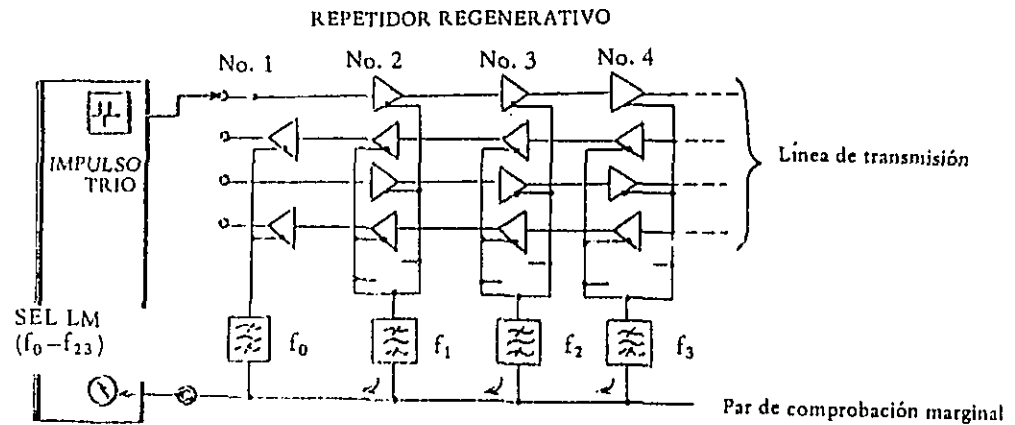


Figura 4. Sistema de comprobación marginal

El parámetro de comprobación marginal es el número del impulso unipolar que está superpuesto a la onda de AMI.

El dispositivo de pruebas genera un patrón de impulso que consta de impulsos tríos.

$\frac{\text{Número de impulso unipolar}}{\text{intervalos de tiempo}}$ es lo que se llama densidad unipolar.

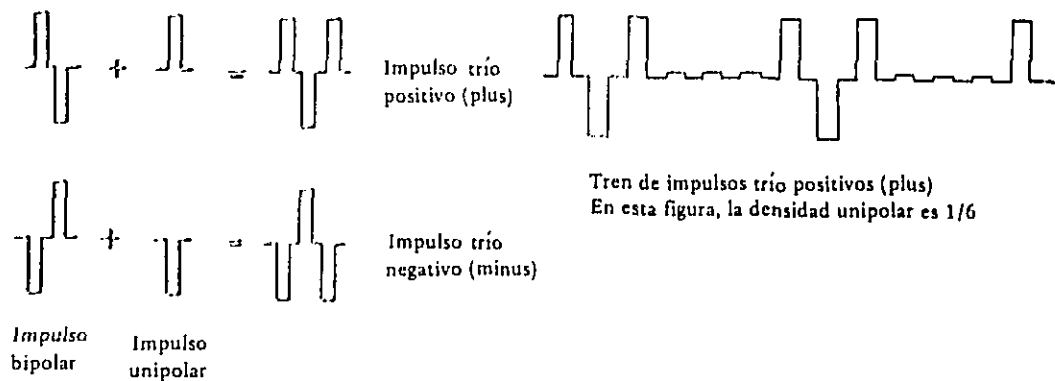


Figura 5. Impulso trío

Los trenes de impulsos trío se suministran desde el oscilador de bloqueo. El oscilador invierte la polaridad del patrón de impulsos trío a la mitad de los períodos de frecuencias acústicas de identificación. A continuación se muestran los impulsos trío.

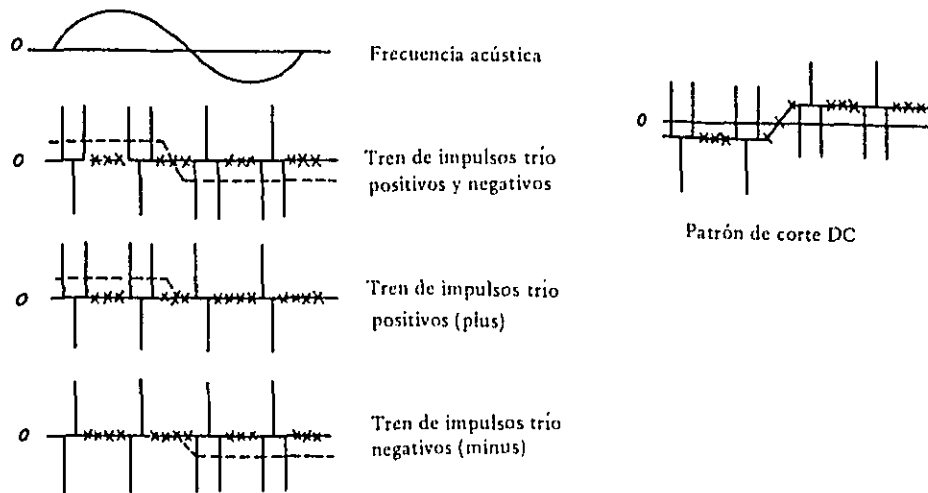


Figura 6. Tren de impulsos trío

En la línea de transmisión, el componente DC queda cortado por los transformadores de repetidor. El valor cresta de impulso cambia debido a este efecto. En el repetidor regenerativo PCM-24, el valor 0,48 se adopta como proporción entre el valor cresta y el valor umbral. El circuito controlador automático de ganancia AGC se provee en el repetidor para regular el nivel umbral con el fin de reducir los efectos variantes de las variaciones de pérdida de cable, la ganancia del pre-amplificador y la amplitud de impulso de salida de los repetidores precedentes. Pero el circuito de control automático de ganancia AGC no reacciona a variaciones rápidas, tales como la periodicidad de componente de frecuencia acústica. En este caso, el nivel umbral se aplica al valor promedio de cresta. Por consiguiente, la densidad unipolar diferencia la proporción de error originado por el ruido. En la condición crítica, el impulso de error se muestra en la siguiente figura.

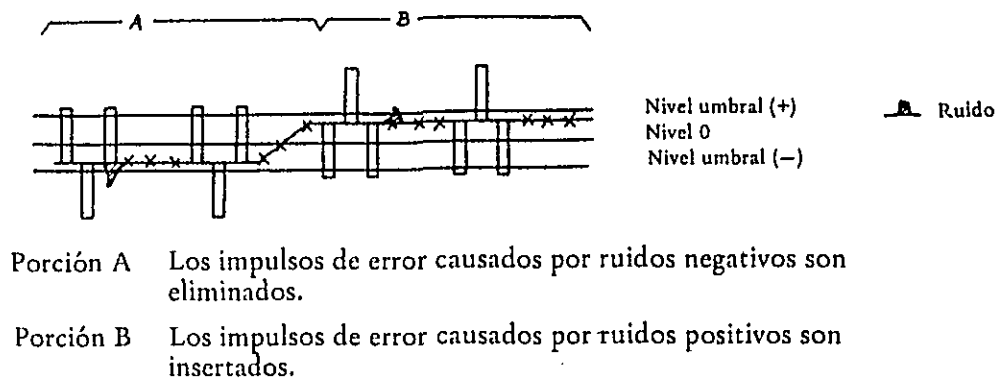


Figura 7. Explicación de bitios de error

Entonces disminuye el componente de frecuencia acústica. La señal de retorno sobre un par de comprobación marginal es proporcional a la densidad unipolar hasta el punto de falla del repetidor. La operación marginal de un repetidor se da entonces mediante el número de impulsos unipolares -densidad de impulso- que pueden ser incrementados antes de que la señal de retorno falle en ser proporcional a la densidad unipolar.

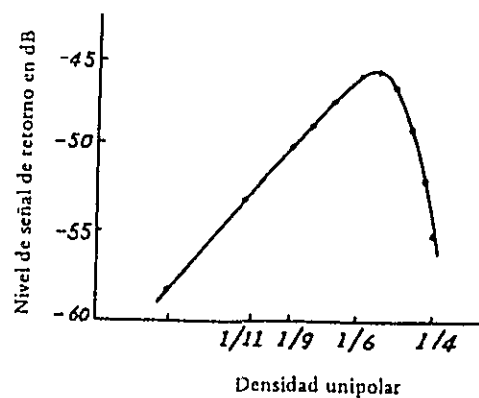


Figura 8. Ejemplo de comprobación marginal

Equipo de prueba

Equipo localizador de fallas MS33D.

Procedimiento

- (a) Ajuste el conmutador 1 FUNCTION a uno de los signos $\pm$, $-$, $+$, y los impulsos trío serán transmitidos desde el conjuntor PULSE OUTPUT (salida de impulsos).
- (b) Luego, regule el disco 2 REPEATER POSITION (posición de repetidor) al repetidor que ha de ser medido, y así se puede obtener la frecuencia de medición de falla (componente de frecuencia baja de impulsos trío) de este punto de repetición.
- (c) Conecte el conjuntor INPUT (entrada) y el conjuntor par de comprobación marginal (lado superior) del bastidor de repetidor terminal, gire el conmutador de la impedancia de entrada de señal de monitoreo al lado de 1.600 ohmios. Usando el mando interior del disco 2 REPEATER POSITION (posición de repetidor), busque la oscilación máxima de la aguja indicadora.
Ajuste la oscilación de la aguja indicadora a 0 con el disco 3 LEVEL ADJ (ajustador de nivel) (el mando exterior con etapa de 10 dB, y el mando interior de color rojo con 0 - 10 dB variable continuo) manteniendo el disco 4 UNIPOLAR DENSITY (densidad unipolar) en el punto 0. Si hay alguna falla en el repetidor, este nivel de frecuencia baja no retornará y no se podrá obtener la recepción.
- (d) La comprobación de margen del repetidor hay que hacerla variando el disco 4 UNIPOLAR DENSITY de 0 a otro número mayor. En otras palabras, esta variación se hace desde una densidad unipolar menor a otra densidad mayor. La gama de variación es de $1/11$ - $1/4$.
- (e) Las pruebas arriba descritas hay que hacerlas conmutando el disco 2 REPEATER POSITION (posición del repetidor) alternativamente en secuencia adecuada.

Rendimiento estándar

	Disco UNIPOLAR DENSITY (densidad unipolar)
Repetidores en la línea de transmisión	3
Unidades repetidoras	5

8. Comprobación de la proporción de error

La prueba de proporción de error es importante para los sistemas PCM. La medición de proporción de error en una línea de transmisión bipolar se lleva a cabo de una manera muy simple observando el número de impulsos por tiempo de unidad que no obedecen a las reglas de polaridad alternativa.

El detector de error bipolar MS32B se ajusta para hacer esta medición. En la siguiente figura se ilustra el diagrama a bloques del MS32B.

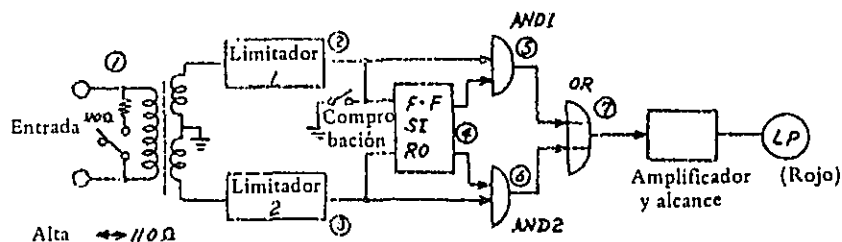


Figura 9. Diagrama a bloques del detector de error bipolar MS32B

La relación de tiempo del impulso disparador que dispara el circuito generador de señal de puerta es como sigue:

Primeramente, la polaridad del tren de impulsos de medición se separa en dos sistemas; esto es, porciones positiva y negativa. En el lado de salida no aparecerá ningún impulso cuando los impulsos que mantienen la bipolaridad correcta se aplican al terminal de entrada del detector de error bipolar. De un modo semejante, es posible determinar la situación, cuando los trenes de impulso de medición tienen errores de polaridad. Un impulso de salida que corresponde al impulso de error puede ser obtenido. La LAMPARA se mantiene encendida con la ocurrencia de impulso de error más frecuente - menos de intervalos de tiempo de 65 ms. Entonces, la proporción de error es peor que: $\frac{1}{65 \text{ ms}/0,65 \mu\text{s}} = 10^{-5}$

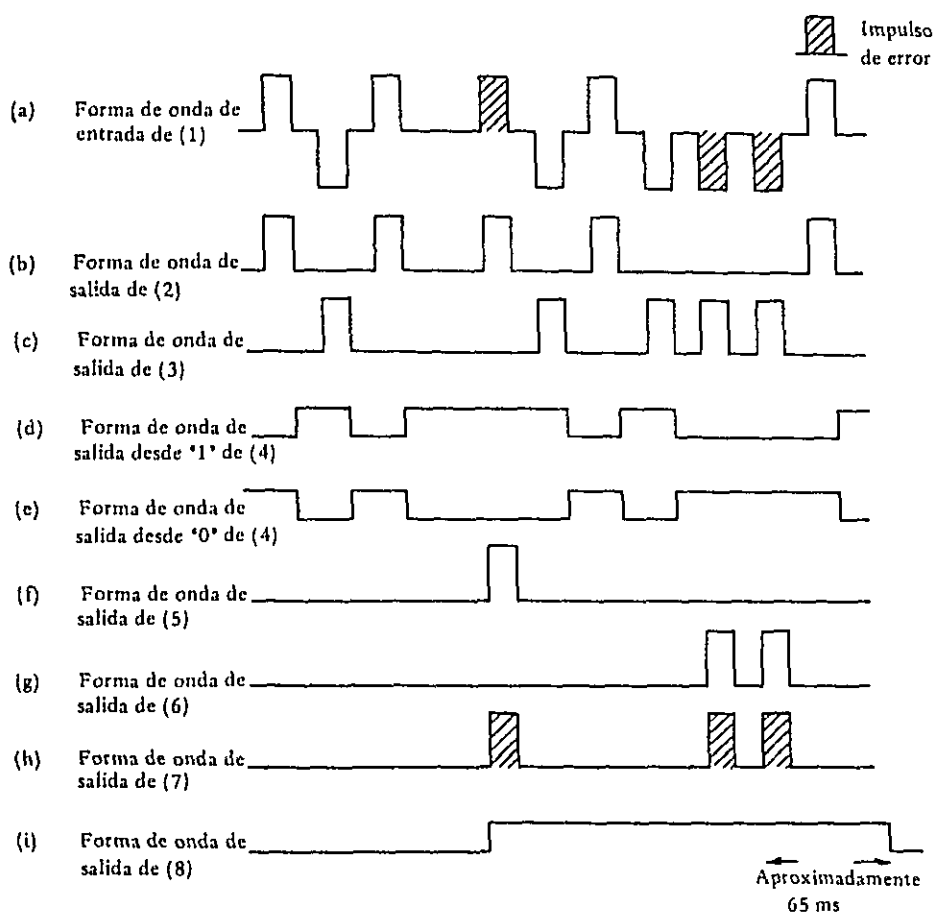


Figura 10. Relación de tiempo del detector de error bipolar MS32B

Equipo de prueba

Detector de error bipolar MS32B

Procedimiento

Gire el conmutador "Power SW" (conmutador de energía) y el conmutador "A.C-BATT" (batería A.C.) de acuerdo con la fuente de energía.

Gire el conmutador "110 ohms-Alta" en conformidad con la impedancia del punto de medición: "Alta" para el conjuntor "R MON" de la unidad repetidora terminal PCM-24B-3.

Conecte el conjuntor MS32B INPUT y un punto de medición: conjuntor "R MON" para la comprobación total de proporción de error de línea con repetidores.

Pulse el botón PULSE CHECK (comprobación de impulsos) y verifique la existencia del tren de impulsos de medición.

Cuente las intermisiones (relampagueo) por minuto.

Rendimiento estándar

Unidad repetidora	no hay relampagueo por un minuto 10^{-8}
Línea con repetidores	no hay relampagueo continuo 10^{-6} (50 relampagueos por minuto 5×10^{-7})

$$\text{Nota : Proporción de error} = \frac{\text{Relampagueos por minuto}}{1,544 \times 10^6 \times 60}$$

9. Medición de pérdida neta

Equipo de prueba

Ajuste la localización de fallas del MS33D o el trole de prueba de transmisión MTT-253B.

Frecuencia de medición

800 Hz u 810 Hz

Procedimiento

Envíe el nivel de 0 dBm0 desde el MS33B o el MTT-253B al conjuntor "2W" de la unidad 2W CH o al conjuntor "4W S" de la unidad 4W CH.

Mida el nivel en el conjuntor "2W" de la unidad 2W CH o en el conjuntor "4W R" de la unidad 4W CH.

Rendimiento estándar

Dentro de $\pm 0,5$ dB de pérdida neta normal.

10. Medición de distorsión de atenuación con frecuencia

Equipo de prueba

Trole de prueba de transmisión MTT-253B.

Frecuencia de medición

200Hz, 300Hz, 800Hz (estándar), 2400 Hz, 3000 Hz, 3400 Hz, y 3600 Hz.

Procedimiento

Envíe nivel de 0 dBm0 desde el MTT-253B al conjuntor "4W S" de la unidad 4W CH.
Mida el nivel en el conjuntor "4W R" de la unidad 4W CH con el MTT-253B.

Rendimiento estándar

Vea la Figura 11.

11. Medición de la variación de ganancia con nivel de entrada

Equipo de prueba

Ajuste la localización de fallas de MS-33D y dos atenuadores, o el trole de prueba de transmisión MTT-253B.

Frecuencia de medición

800 Hz u 810 Hz

Nivel de medición

3dBm0, 0dBm0 (estándar), -10dBm0, -20dBm0, -30dBm0, -40dBm0, -50dBm0 y -55dBm0.

Procedimiento

Lo mismo que en el número 9. Medición de pérdida neta.

Rendimiento estándar

Vea la Figura 12.

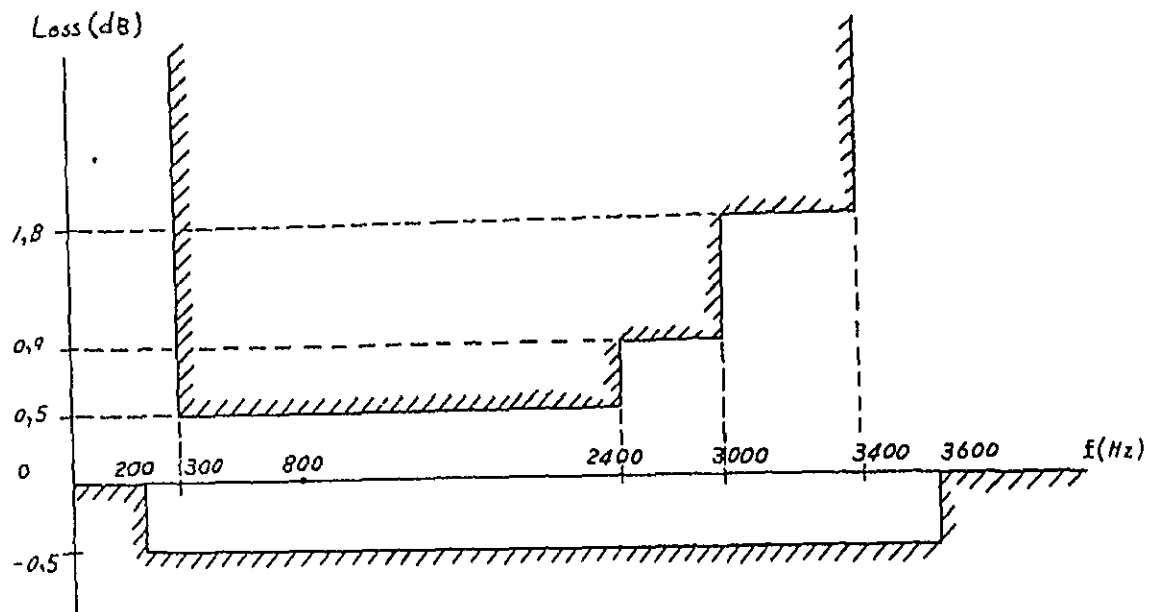


Figura 11. Distorsión de atenuación con frecuencia

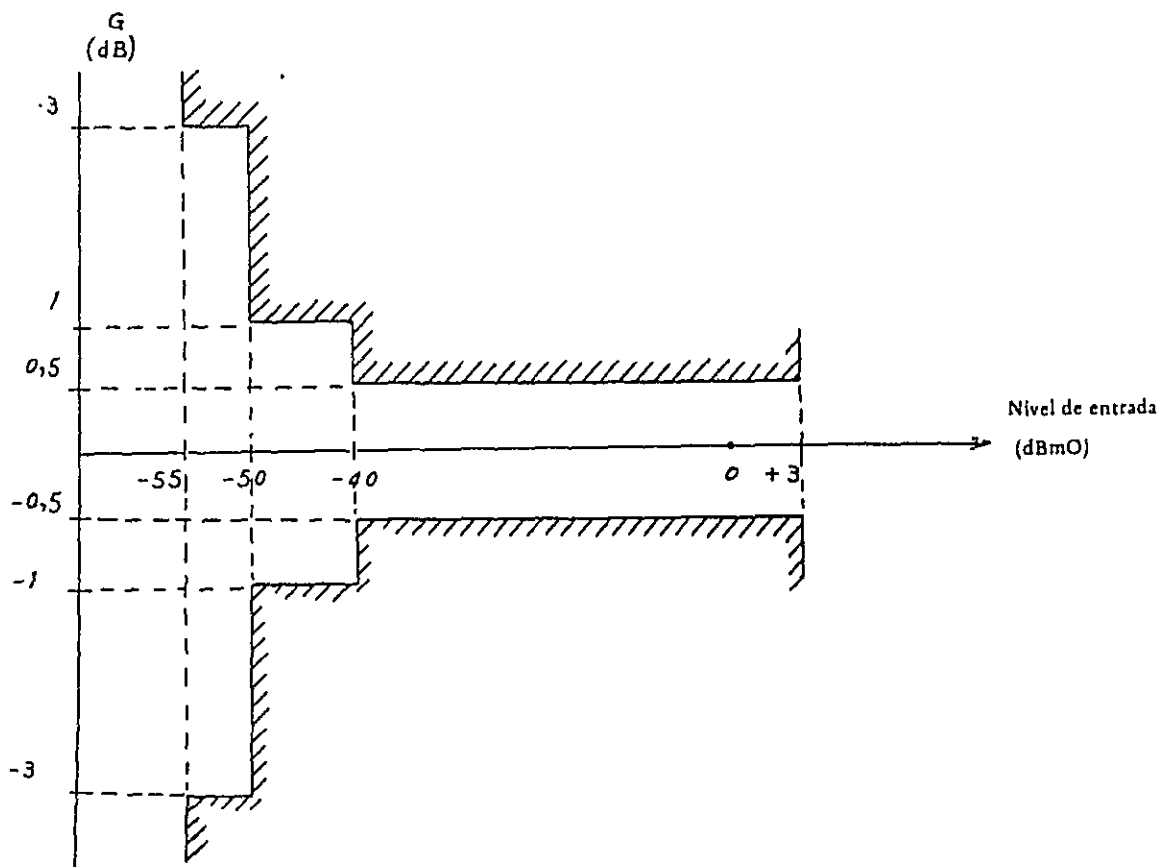


Figura 12. Variación de ganancia con nivel de entrada

12. Medición de ruido de canal libre

Equipo de prueba

Ajuste de localización de fallas del MS-33D o del trole de prueba de transmisión MTT-253B, resistor de 600 ohms, red MNNW-33A.

Procedimiento

Termine el conjuntor "2W" de la unidad 2W CH o el conjuntor "4W S" de la unidad 4W CH con un resistor de 600 ohms.

Mida el ruido en el conjuntor "2W" de la unidad 2W CH opuesta o en el conjuntor "4W R" de la unidad 4W CH opuesta mediante el MS-33D o el MTT-253B, directamente o a través de la red MNNW-33A.

Rendimiento estándar

Ruido ponderado con la red MNNW-33A : menos de -65dBm0p

Ruido no ponderado : menos de -62dBm0

Nota : La red MNNW-33A tiene una pérdida constante de 5dB a 800 Hz.

13. Medición de ruido de distorsión total incluyendo la distorsión de cuantificación

La cuantificación es inevitable en la conversión de análogo-a-digital y lleva consigo un error inherente. En la Figura 13 se muestra una forma de onda cuantificada y su forma de onda análoga original. La diferencia entre estas dos ondas es el error que resulta de la cuantificación, y se llama "ruido de cuantificación". Se puede decir que el ruido de cuantificación se añade a la onda original mediante la cuantificación.

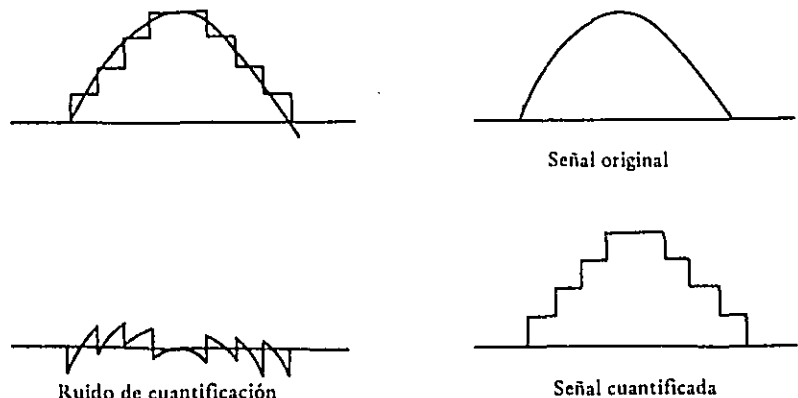


Figura 13. Explicación del ruido de cuantificación

Equipo de prueba

Ajustador de localización de fallas del MS-33D

Filtro PEF-82A

Red MNNW-33A

Atenuador de 600 ohms.

Frecuencia de medición

810 Hz

Nivel de medición

0dBm0, -10dBm0, -20dBm0, -30dBm0, -40dBm0, y -45dBm0.

Procedimiento

Aplique 810 Hz al conjuntor "4W S" de la unidad 4W CH mediante el atenuador de 600 ohms desde el MS-33D.

Mida el nivel de ruido en el conjuntor "4W R" de la unidad 4W CH opuesta a través del PEF-82A y de la red MNNW-33A, mediante el MS-33D.

Rendimiento estándar

Vea la Figura 14.

Nota: La red MNNW-33 A y el filtro PEF-82A tienen la pérdida de 5 dB cada uno.

La proporción de señal-a-distorsión total (dB) se da por:

$S/D = (\text{nivel de emisión}) - (\text{ruido medido}) - (\text{pérdida neta}) - 5 - 5 \text{ dB}.$

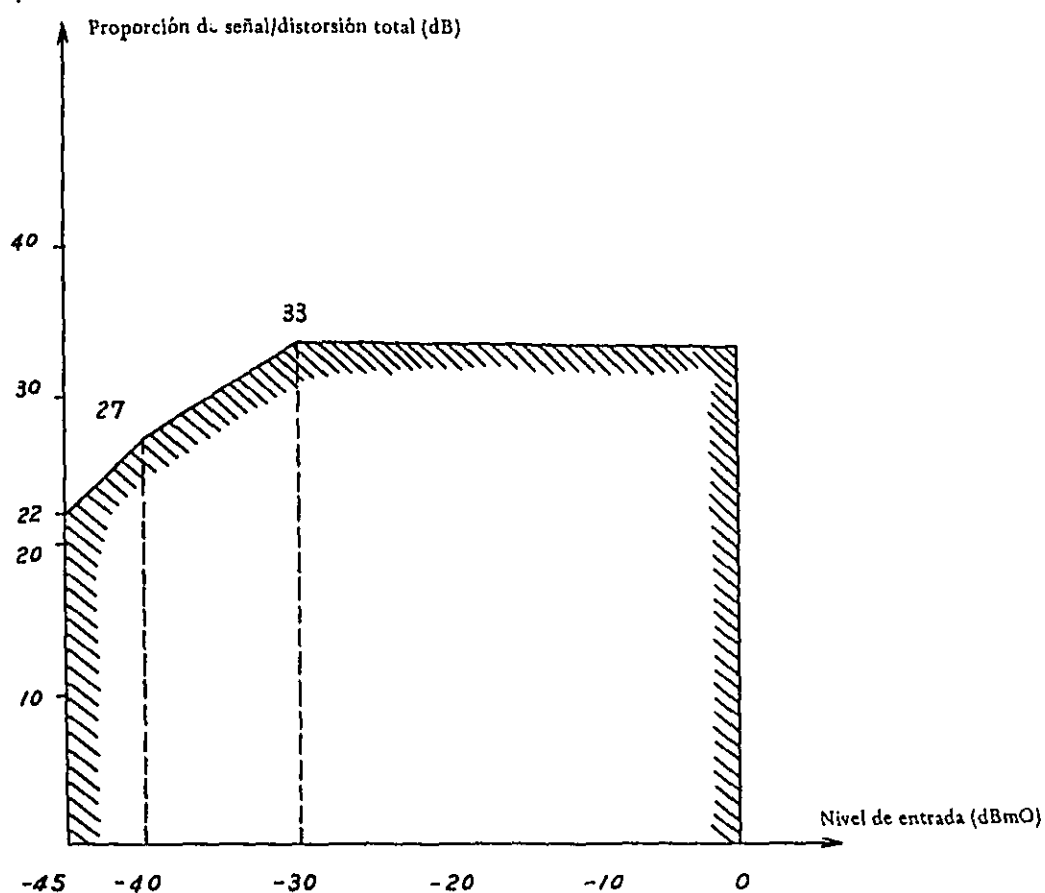


Figura 14. Proporción de señal/distorsión total como función de nivel de entrada

14. Comprobación de unidad repetidora

Equipos de prueba

Ajustador de localización de fallas MS-33D
 Detector de error bipolar MS-32B
 Comprobador de repetidor MH-32E

Procedimiento

- (a) Conecte el conector DC IN que va en el panel frontal al conector DC OUTPUT del MS33D con el cordón de energía que se provee.

- (b) Ajuste el conmutador (S_1) REPEATER que va ubicado en el panel frontal, a la posición requerida para medir un repetidor. Seleccione el conmutador (S_2) POWER FEED según el método de alimentación de energía del repetidor. (Consulte la Figura 15).
- (c) Luego, inserte el repetidor en la ranura O-REP (repetidor de oficina) o en la ranura L-REP (repetidor de cámara subterránea).
- (d) Gire el conmutador (S_3) POWER ubicado en el lado derecho del panel frontal, a la posición ON.
- (e) Conecte el conector (J_1) PCM IN al conector PULSE OUTPUT del MS33D con el cordón de medición que va provisto.
- (f) Conecte el conector (J_2) PCM OUT o el conector (J_6) MON al conector FAULT LOCATE INPUT del MS33D con el cordón de medición que se provee.
- (g) Cuando la impedancia de un conector que conecta el conector PCM OUT es suficientemente alta con respecto a 110Ω , use el terminador que se provee de (110Ω).
- (h) Después de ejecutar las operaciones arriba mencionadas, se facilita la prueba de margen de repetidor haciendo la combinación con el MS33D y la prueba de error de repetidor se facilita haciendo la combinación con el MS32B. Entonces, se determina la calidad de la unidad repetidora simple.

Nota : Vea el No. 7. para la prueba marginal de la línea con repetidores y el No. 8 para la comprobación de proporción de error.

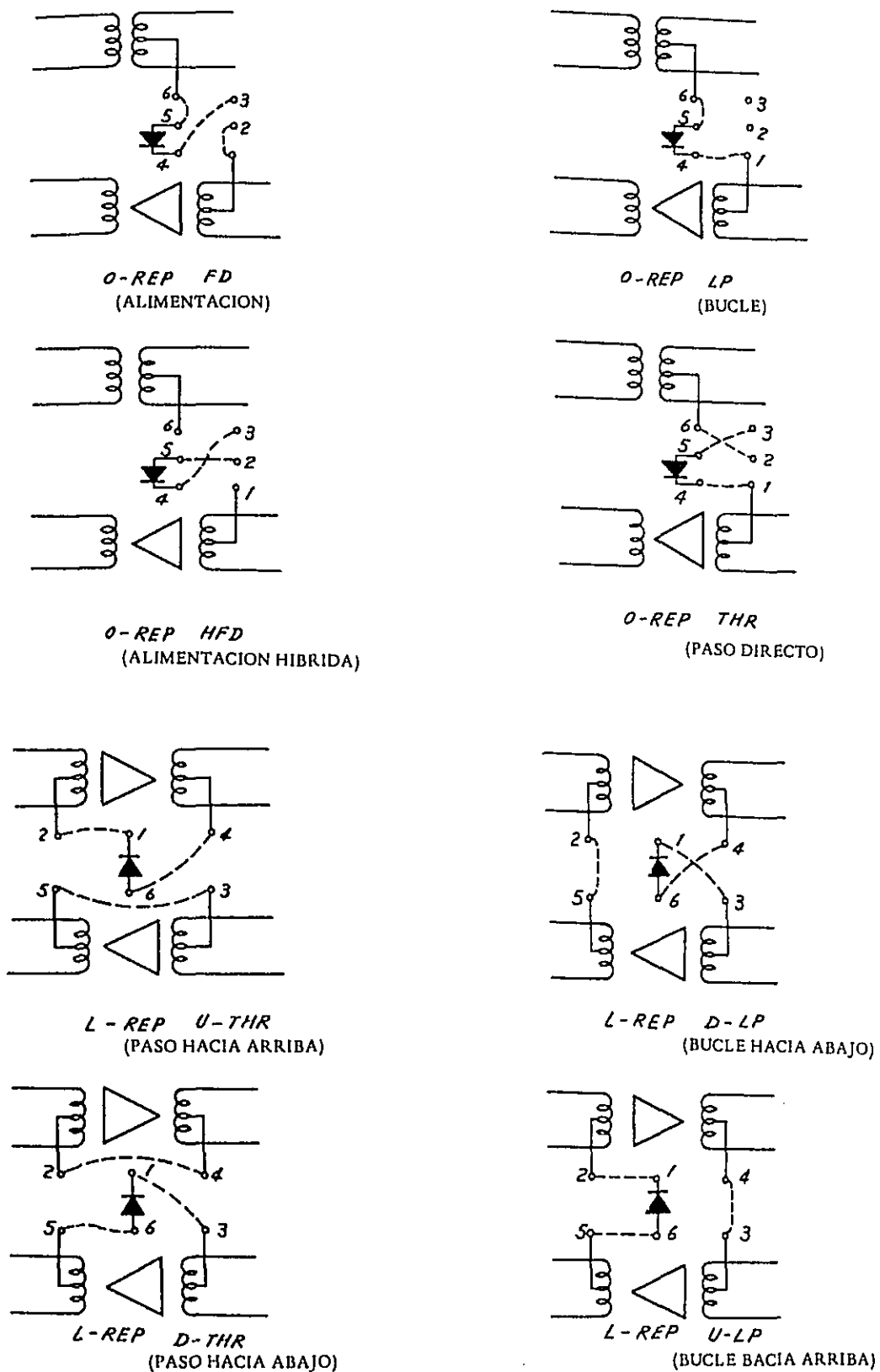
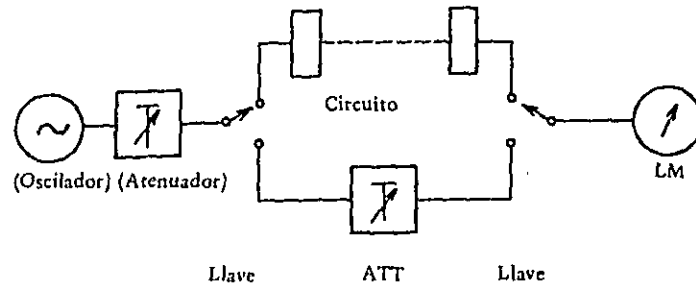


Figura 15. Método de alimentación de energía

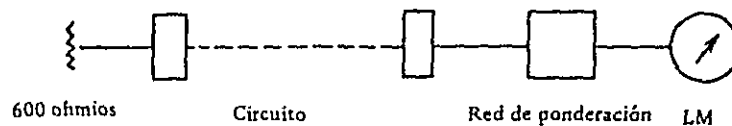
15. Varios circuitos de medición

Circuito medidor de pérdida neta del circuito de prueba-bucle

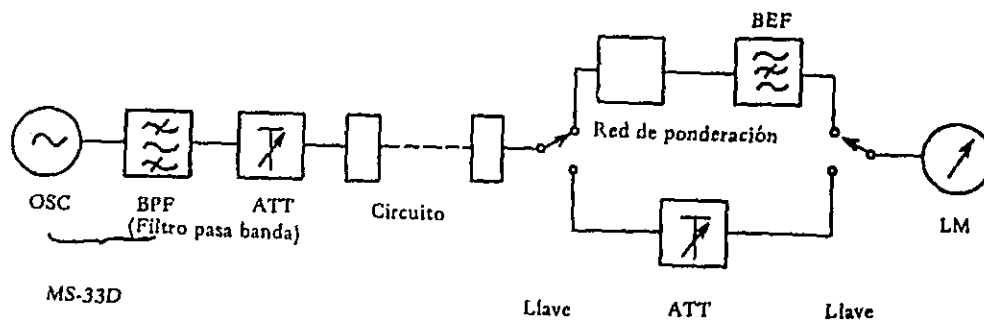


Nota : Este circuito de medición se puede aplicar a mediciones de distorsión de atenuación con frecuencia y a mediciones de variación de ganancia con nivel de entrada.

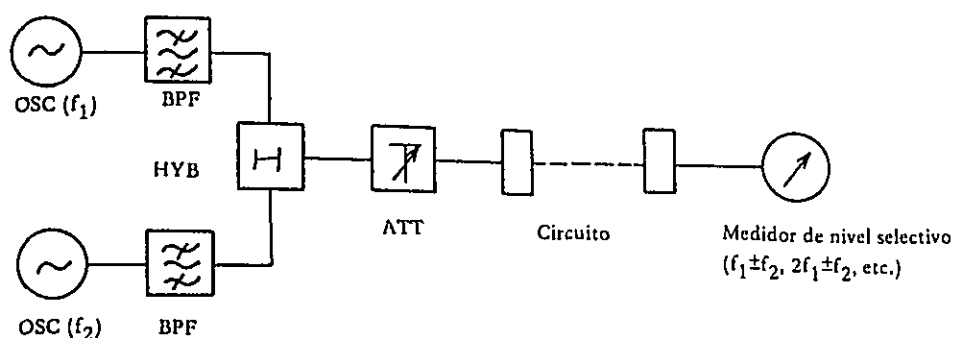
Circuito medidor de ruido de canal libre



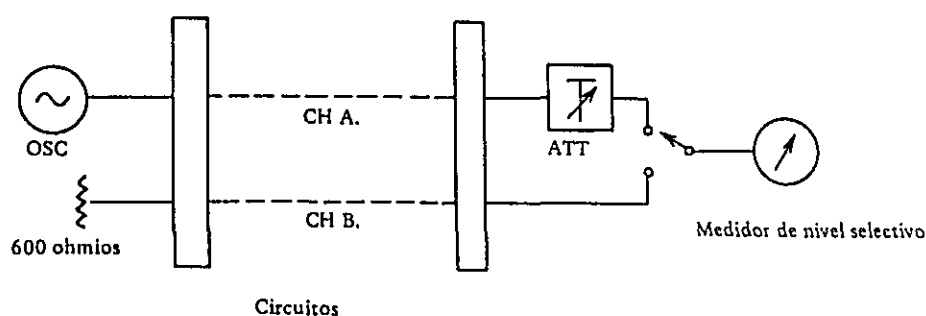
Circuito medidor del ruido de distorsión total, incluyendo la distorsión de cuantificación del circuito de prueba-bucle



Circuito medidor de intermodulación (dos tonos)



Circuito medidor de diafonía de intercanal



16. Sumario de los equipos de prueba

EQUIPO PARA LOCALIZAR FALLAS MS33D

El MS33D se emplea cuando se lleva a cabo las comprobaciones de margen de repetidor y al localizar la posición del repetidor averiado en la estación terminal de los sistemas PCM.

Este equipo tiene la capacidad de medir la pérdida de transmisión de líneas y de facilitar las mediciones de ruido cuantificado conjuntamente con un filtro.

Los repetidores regenerativos están ubicados en cámaras subterráneas ("man-holes") o sobre postes debido a la utilización de los cables ya instalados como las líneas de transmisión de los sistemas PCM, y por consiguiente, el mantenimiento en posiciones de mucho tráfico en las grandes ciudades resulta difícil. Este instrumento se puede usar para la ubicación de repetidores averiados y para hallar repetidores defectuosos mediante la comprobación de margen de la operación de

repetidor sin necesidad de que el ingeniero se separe de la estación terminal. Además, puede facilitar las pruebas de pérdida de transmisión de las líneas.

Por otra parte, este instrumento puede facilitar el envío y la recepción de ondas de seno de 810 Hz como las que se usan en la medición de pérdida neta de las redes de transmisión de PCM.

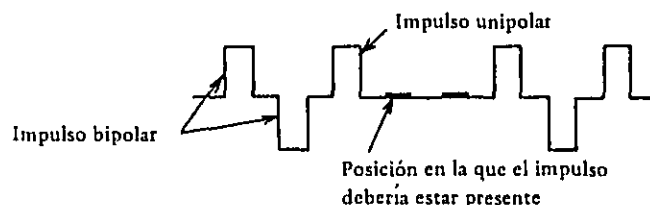


Figura 16. Forma de onda de impulsos trío

Como forma de onda de señal de un sistema PCM se puede emplear un impulso de AMI, sin embargo, al localizar y al comprobar el margen de un repetidor defectuoso, se usa una prueba especial que constituye un tren añadiendo un "impulso trío" como se muestra en la figura 16, el cual (trío) se compone de 3 impulsos. La polaridad de este impulso trío cambia con la frecuencia de modulación como se indica en la figura 17 y cuando se envía a través de la línea, con tal que el repetidor esté normal, el componente de frecuencia de modulación es generado en la salida del repetidor. La salida del repetidor es enviada atrás al extremo de emisión mediante una línea de transmisión diferente, por lo que se puede hallar la falla del repetidor debido al nivel del componente de frecuencia de modulación. Además, asignando una frecuencia diferente a cada repetidor, la ubicación del repetidor averiado se puede hallar si el componente de frecuencia de modulación que ha sido devuelto, es medido selectivamente. A cada uno de los repetidores se conecta un filtro pasa banda para devolver solamente el componente de frecuencia asignada.

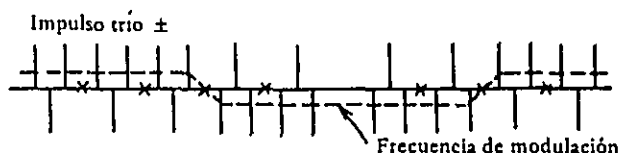


Figura 17. Impulso trío, con polaridad invertida por la frecuencia de modulación

Cuando la operación del repetidor regenerativo está en condiciones normales cambiando el número de los impulsos tríos dentro del período de cambio, la densidad del impulso trío, el nivel

de la frecuencia de modulación varía proporcionalmente a la densidad. Consiguientemente, aumentando la densidad de este impulso trío, la comprobación de margen de la operación de repetidor se puede facilitar conociendo el punto donde tiene lugar la relación de proporción.

El MS33D se compone de una sección de emisión que produce el impulso trío y la onda de seno de 810Hz, y de una sección de recepción para recibir el componente de frecuencia de modulación devuelto y la onda de seno de 810Hz, y ambas secciones se contienen en una sola caja.

Dado que el nivel de la frecuencia de modulación devuelta es sumamente bajo y que la proporción de S/N (señal a ruido) es deficiente debido a la diafonía desde otra línea telefónica, se emplea el método de nivel selectivo en la sección de recepción y la mejora de la proporción de S/N (señal a ruido) se facilita estrechando la anchura de la banda de paso de la frecuencia intermedia, lo más posible.

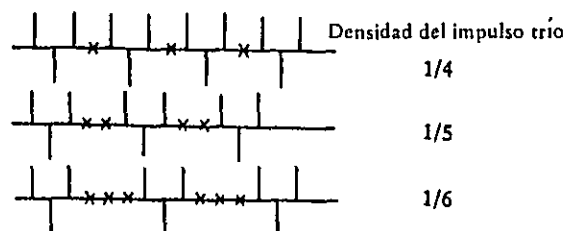


Figura 18. Variaciones de la densidad del impulso trío

Especificaciones del MS33D

Frecuencia de reloj			1,544MHz
Seccion de Emision	Salida de impulso	Forma de onda	Onda cuadrada de AMI e impulso-trío (factor de trabajo 50%)
		Patrón	Impulso-trío ±, -, +, y AMI (patron pseudo-casual, 2047 bitios)
		Voltaje de salida Frecuencia de modulación	6 ± 0,6 Bp-p a 110 ohmios, equilibrada 1005 - 3016 Hz, 25 frecuencias, precisión de frecuencia: ± 0,1%
		Densidad de impulso	1/4 - 1/11
	Frecuencia baja	Frecuencia	810 Hz ± 0,5%
		Nivel de salida	-40 - +10dBm continuamente variable
		Impedancia de salida	600 ohmios, balanceada, pérdida de retorno: ≥ 30dB
		Atenuación de distorsión	≥ 50 dB, segunda o tercera armónica, respectivamente
Seccion de Recepcion	Medidor de nivel	Gama de frecuencia	300 - 3400 Hz
		Respuesta de frecuencia	± 0,3 dB
		Gama de medición de nivel	-80 - + 11dBm
		Precisión de etapa de atenuador	± 0,2dB (a ≥ -10 dB) ± 0,5dB (a ≥ -70 dB)
		Impedancia de entrada	600 ohmios, balanceada, pérdida de retorno: ≥ 30dB
	Señal de supervisión	Frecuencia de recepción	La misma que la frecuencia de modulación
		Gama de nivel de recepción	-92 - -30dBm ó más, continuo
		Selectividad	Anchura de banda: ≤ 20 Hz
	Calibrador de nivel		Calibración de nivel de recepción disponible dentro de ±0,2dB a 810Hz, 0dBm
Energía requerida			** V, 50/60 Hz, 60 VA
Dimensiones y peso			Altura: 295mm Anchura: 426mm Fondq: 250 mm Peso: ≤ 20 kg.
Accesorios estándares			Cables de medición: CSI-MU3 3

** Requisitos de energía opcional de entre 100V y 250V.

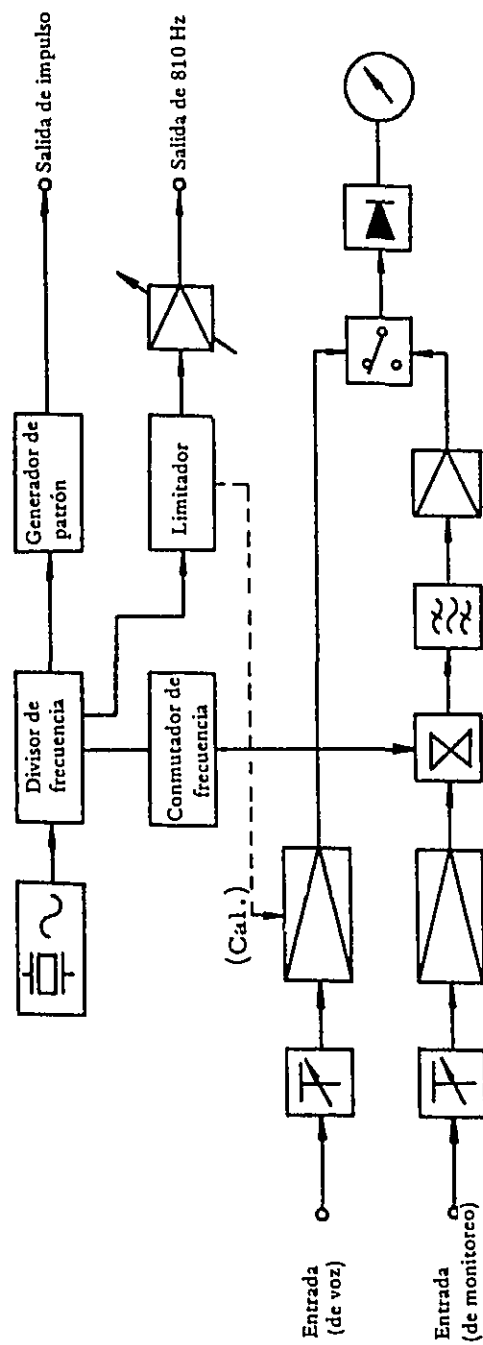


Figura 19. Diagrama a bloques del equipo localizador de fallas MS33D

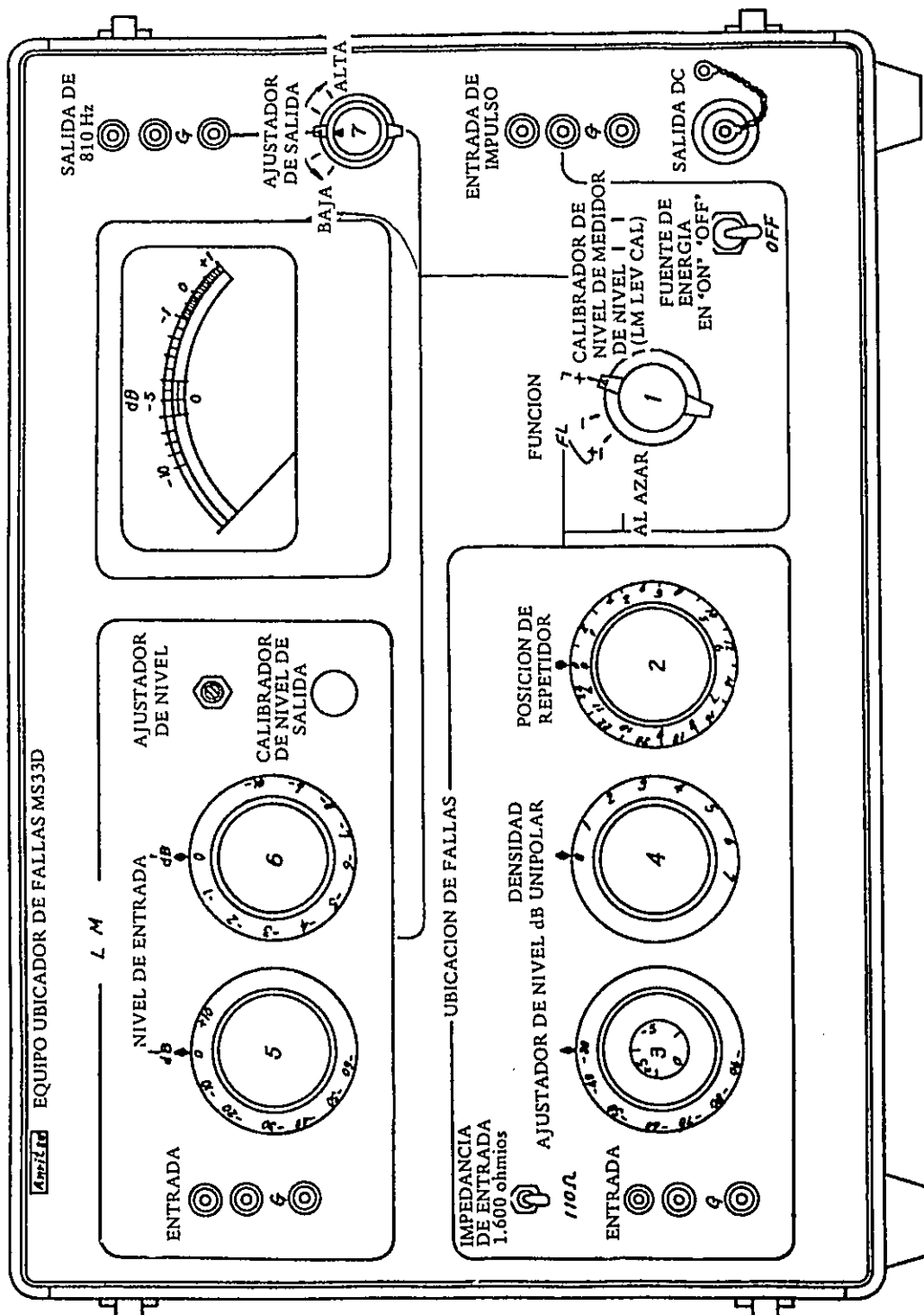


Figura 20. Vista frontal

DETECTOR DE ERROR BIPOLAR MS32B

En el sistema PCM-24B donde se utiliza un impulso bipolar, por lo regular se transmite alternativamente un impulso positivo y negativo.

El MS32B, aprovechando al máximo esta regularidad puede ser usado en el mantenimiento de los sistemas durante el tráfico actual. Si hay más de dos impulsos de la misma polaridad consecutivamente generados (el impulso fallador), se hallará que el sistema no está en condiciones satisfactorias. Por consiguiente, en el mantenimiento de dichos sistemas, la evaluación de circuito se puede facilitar mediante la detección de impulso de la misma polaridad.

La prueba de inspección arriba mencionada se puede realizar durante el tráfico actual en curso mediante el MS32B.

Los instrumentos están provistos también de su propia fuente de energía de batería incorporada, cosa que los habilita para ser usados en posiciones de campo lo mismo que en cámaras subterráneas o sobre postes.

Especificaciones

Modelos		MS32B
I t e m		
Frecuencia de reloj		1 - 3 MHz
Tren de impulsos en medición	Forma de onda	AMI (factor de trabajo: 50%)
	Voltaje de entrada	4,8 - 7,2 Vp-p
Indicador de error		Visual y acústica (lámpara y timbre)
I m p e d a n c i a		Medición directa: 110 ohmios $\pm 20\%$ balanceada de 700 kHz a 1,1 MHz Medición en paralelo: ≥ 3 k-ohmios, balanceada de 700 kHz a 1,1MHz
Detección de entrada/ausencia de tren de impulsos bajo medición		Disponible
Energía requerida		**V, 50/60 Hz o baterías, UM-3 x 14
Dimensiones y peso		Altura: 145mm Anchura: 210mm Fondo: 150mm Peso: ≤ 4 kg.
Accesorios estándares		Cables de medición CSI-MU3 1cada

** Requisitos de energía opcional de entre 100V y 250V

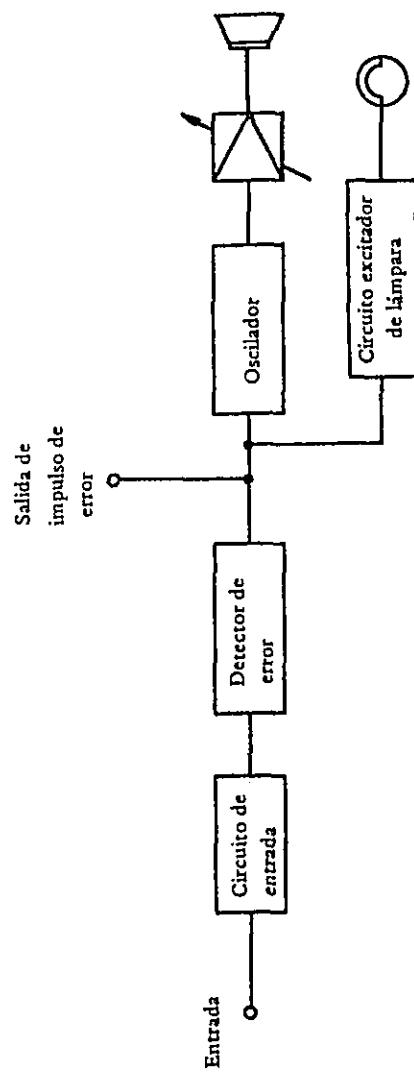


Figura 21. Diagrama a bloques del detector de error bipolar MS32B

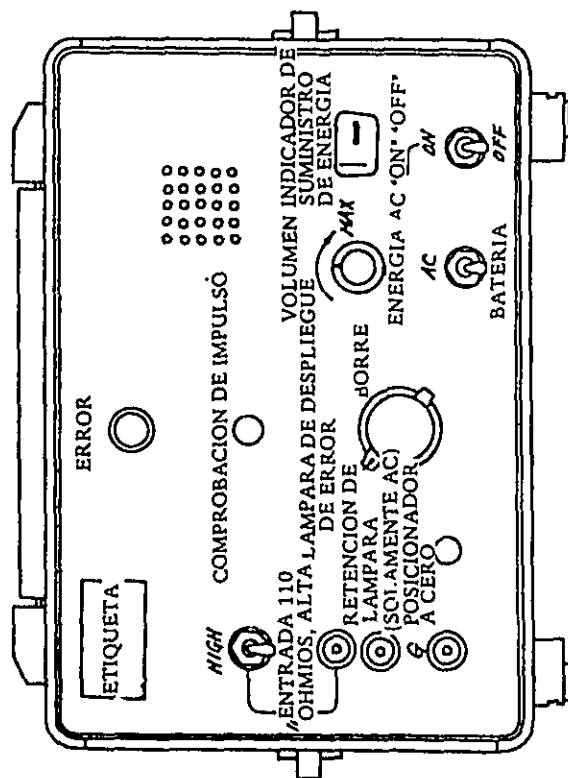


Figura 22. Vista frontal

COMPROBADOR DE REPETIDOR MH32E

Este instrumento se usa para la Unidad Repetidora PCM-24B comprobando mediante la combinación del Equipo ubicador de fallas MS33D y el Detector de Error Bipolar MS32B.

El MH32E recibe energía de 24V desde el Equipo ubicador de fallas MS33D y la suministra al repetidor mediante el método apropiado para el repetidor que se está probando. Además, este instrumento recibe una señal de prueba desde el Equipo ubicador de fallas MS33D y la suministra al repetidor mediante una línea artificial y la señal de salida del repetidor es extraída y enviada al Equipo ubicador de fallas MS33D o al Detector de error bipolar MS32B.

Especificaciones

Corriente de suministro al repetidor	El suministro de DC 24V es recibido desde el Equipo ubicador de fallas MS33D y suministra corriente al repetidor mediante un resistor de 130 ohmios
Pérdida de la línea artificial	$42,0 \pm 0,4\text{dB}$ a 772 kHz
Impedancia de entrada	110 ohmios $\pm 10\%$ (balanceada) a 772 kHz
Resistencia de aislamiento	Más de 5M-ohmios entre los terminales de entrada y salida y el chasis a DC 500V
Dimensiones y peso	Altura : 195 mm Anchura : 282 mm Fondo : 200 mm Peso : menos de 4 kg.
Accesorios	Cordones de medición I-214B 3 Cordón de suministro de energía 1 Enchufe de terminación I-214 2 (110 ohmios)

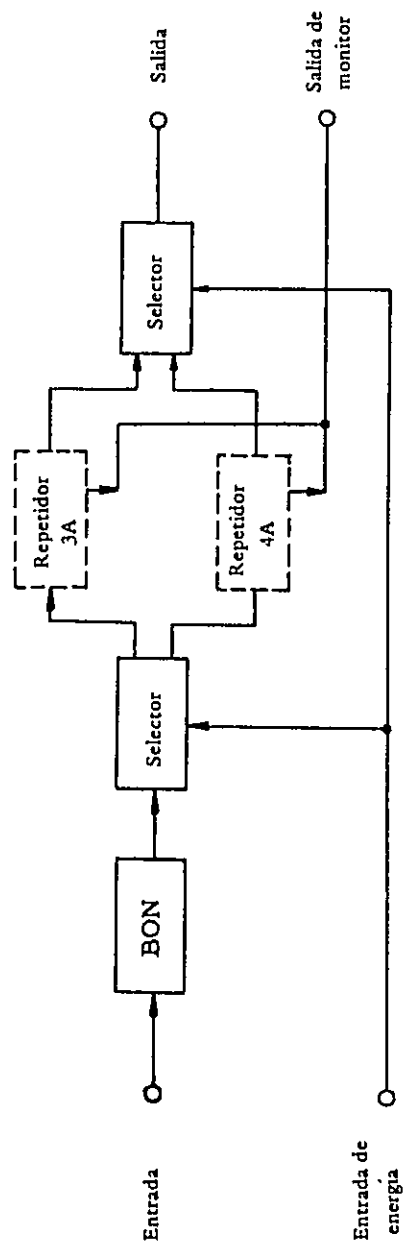


Figura 23. Diagrama a bloques del comprobador de repetidor MH32E

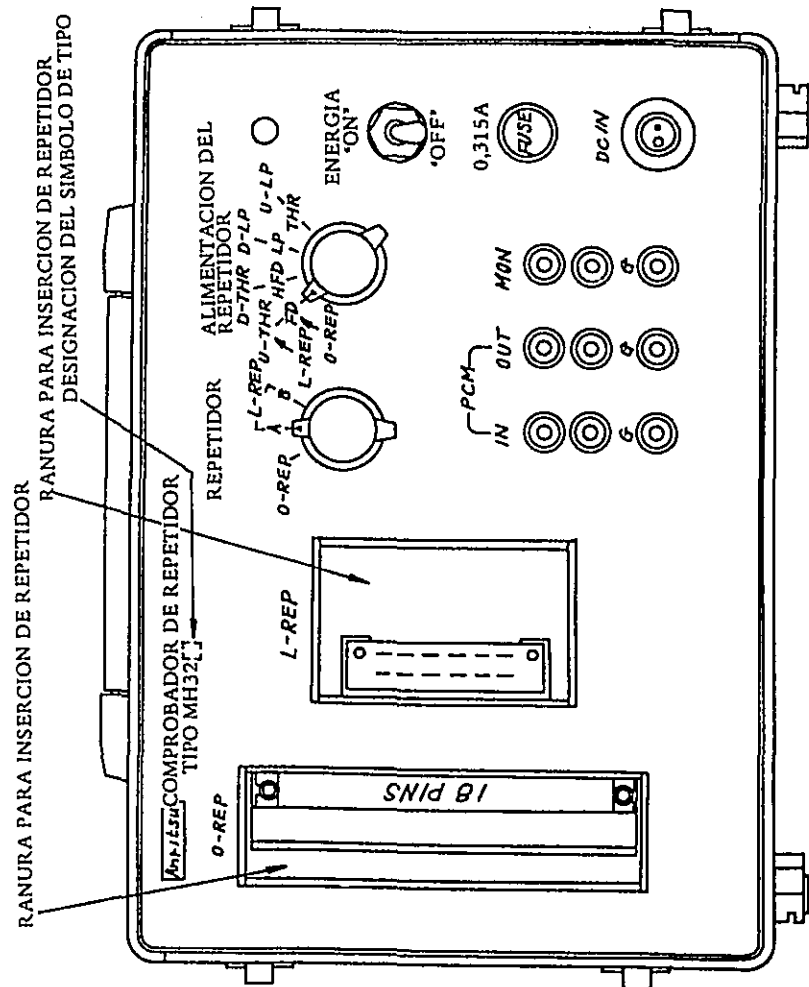


Figura 24. Vista frontal

TROLE DE PRUEBA DE TRANSMISION MTT-253B

Este trole de prueba se usa para la mantenencia del sistema de onda portadora FDM-AM, canal de voz y grupo de base, y es apropiado para ser usado en las mediciones de ganancia, de pérdida, de nivel, de diafonía, etc., principalmente en aparatos de equipos varios y en líneas de comunicaciones.

Especificaciones

Gama de medición de nivel	-60 dBm a + 20 dBm
Gama de medición de ganancia	0 dB a 75 dB
Gama de medición de pérdida	0 dB a 75 dB
Impedancias	600 ohmios a 0,3 kHz a 30 kHz 75 ohmios a 5 kHz a 150 kHz
Resistencia de aislamiento	La resistencia de aislamiento a tierra medida con un probador de resistencia de aislamiento de 100 V en los terminales de entrada y salida que van en el panel de conjuntores es más de 5 M-ohmios
Fuente de energía	AC 100 V 50/60 Hz
Dimensiones y peso	Altura: 1.100mm Anchura: 400mm Fondo: 650mm Peso: unos 56 Kg.

PANEL OSCILADOR MSO-251B

Especificaciones

Gama de frecuencia de oscilación	Impedancia de salida de 600 ohmios: 0,3 a 30 kHz Impedancia de salida de 75 ohmios : 5 a 130 kHz
Precisión frecuencia	$\pm (0,5\% + 10\text{Hz})$ para la gama de frecuencia total $\pm (0,2\% + 5\text{Hz})$ específicamente para la gama de 10 a 30kHz
Impedancia de salida	600 ohmios, 75 ohmios
Nivel de salida	Ajustable a -36 dBm, y desde -10 a +15 dBm
Característica de frecuencia de nivel salida	Menos de 1 dB sin ajuste
Atenuación de distorsión	Más de 30 dB para salida de + 15 dBm para las distorsiones de segunda y tercera armónicas

PANEL MEDIDOR DE NIVEL MFPL-253B

Especificaciones

Gama de frecuencia	Impedancia de entrada de 600 ohmios: 0,3 a 30 kHz Impedancia de entrada de 75 ohmios : 5 a 150 kHz
Gama de medición de nivel	-60 a + 20 dBm
Impedancia de entrada	600 ohmios, $\pm 1\%$, alta 75 ohmios, $\pm 1\%$, alta
Características de frecuencia de indicación de nivel	Menos de $\pm 0,3$ dB

PANEL ATENUADOR MVAT-753A

Especificaciones

Gama de frecuencia de operación	de 0 a 30 kHz (sistema de 600 ohmios) de 0 a 150 kHz (sistema de 75 ohmios)
Gama de atenuación	de 0 a 81 dB en etapas de 0,1 dB
Impedancias de entrada y salida	600 ohmios 75 ohmios

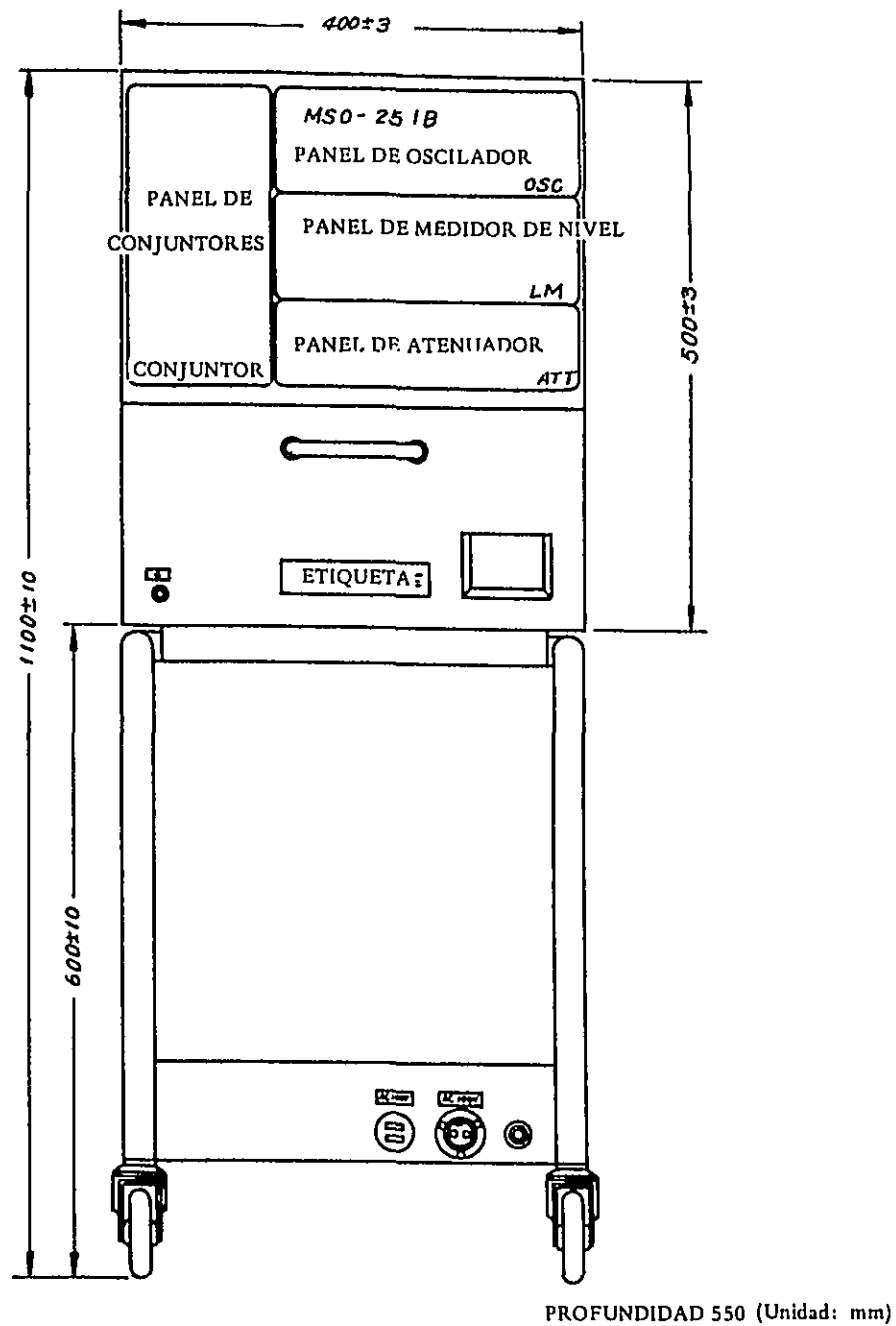
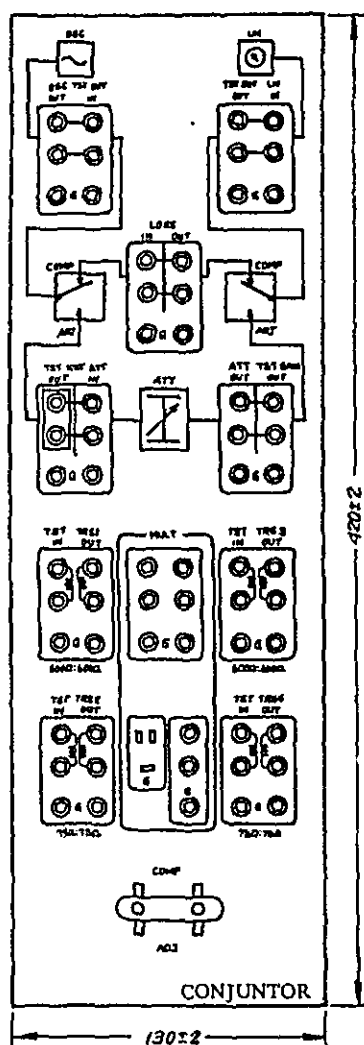
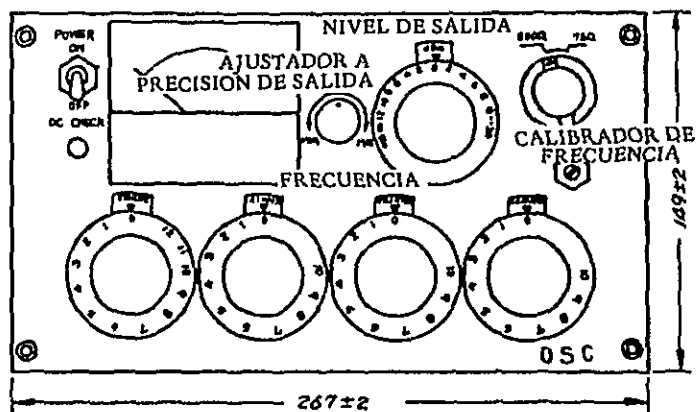


Figura 25. Vista frontal del trole de prueba de transmisión MTT-253B

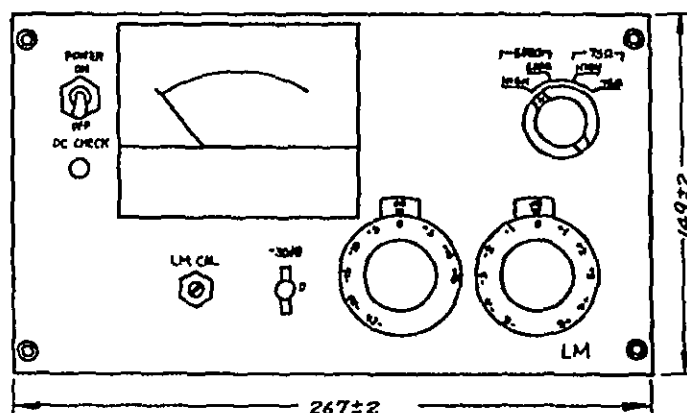
VISTA FRONTAL DEL PANEL DE
CONJUNTOS MTT-251B



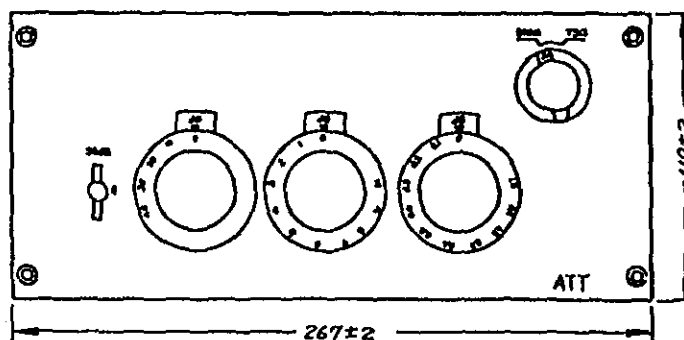
VISTA FRONTAL DEL PANEL DE OSCILADOR MSO-251B



VISTA FRONTAL DEL PANEL DE MEDIDOR DE NIVEL MFPL-253B



VISTA FRONTAL DEL PANEL DE ATENUADOR MVAT-753A



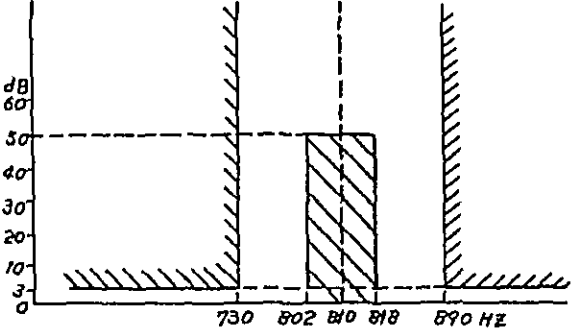
(Unidad: mm)

Figura 26. Vista frontal de varias unidades

FILTRO PFF-82A

Este filtro se usa para la medición del ruido de distorsión total incluyendo el ruido de distorsión de cuantificación de un canal de voz de PCM.

Especificaciones

Características de eliminación de banda	 Atenuación de dB con respecto a la pérdida a 1500 Hz
Pérdida y desviación	La pérdida a 500 Hz y a 1500 Hz es 5 dB con una desviación menor de $\pm 0,2$ dB
Impedancia de entrada	600 ohmios (balanceada)
Dimensiones y peso	Altura: 100mm Anchura: 250mm Fondo: 100mm Peso unos 2,5 kg

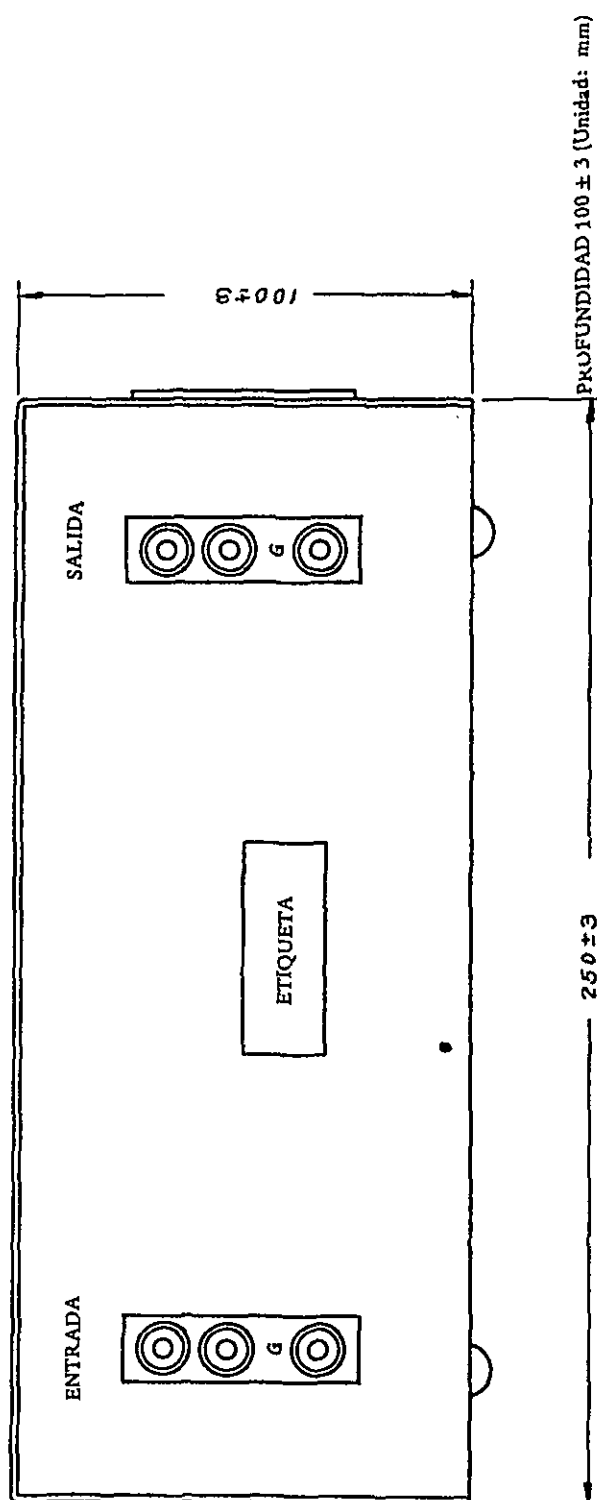


Figura 27. Vista frontal del filtro PEF-82A

RED MNNW-33A

Este aparato tiene por finalidad el dar las características sofométricas para la medición de ruido de canales de voz en combinación con el equipo medidor de nivel.

Especificaciones

	Frecuencia	Pérdida	Disviación permisible
Características de frecuencia	50Hz	68,0dB	± 4dB
	100Hz	46,0dB	± 2dB
	150Hz	34,0dB	± 2dB
	200Hz	26,0dB	± 2dB
	300Hz	15,6dB	± 1dB
	400Hz	11,3dB	± 1dB
	500Hz	8,6dB	± 1dB
	600Hz	7,0dB	± 1dB
	800Hz	5,0dB	± 1dB
	1000Hz	4,0dB	± 1dB
	1200Hz	5,0dB	± 1dB
	1500Hz	6,3dB	± 1dB
	2000Hz	8,0dB	± 1dB
	2500Hz	9,2dB	± 1dB
	3000Hz	10,6dB	± 2dB
	3500Hz	13,5dB	± 3dB
	4000Hz	20,0dB	± 3dB
	5000Hz	41,0dB	± 3dB
Impedancia de entrada	600 ohmios (balanceada)		
Dimensiones y peso	Altura: 95mm, Anchura: 248mm, Fondo: 98mm Peso: unos 3,3 kg.		

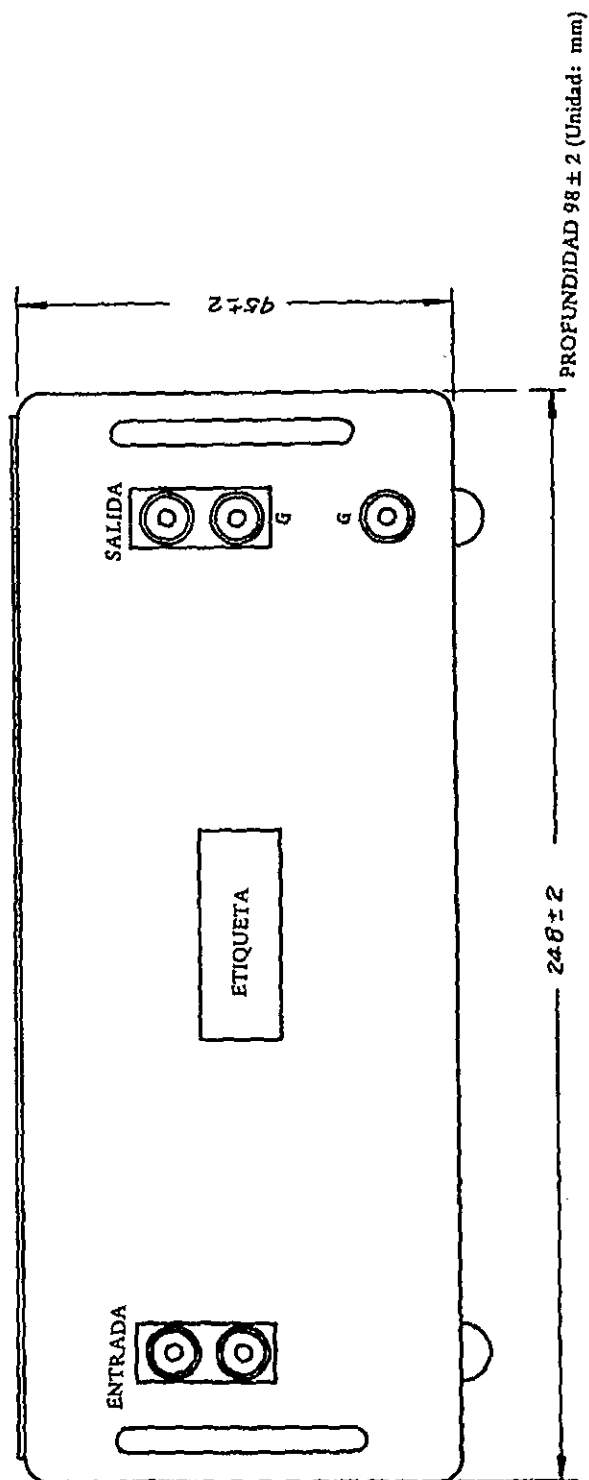


Figura 28. Vista frontal de la RED MNNW-33A

SISTEMA PCM - 100M

CONTENIDOS

1.	Introducción	P-4-1
2.	Jerarquía numérica	P-4-1
3.	Terminal de PCM.	P-4-3
3.1	Construcción de la terminal experimental	P-4-3
3.2	Codificador de CTV	P-4-3
3.3	Multiplexor de 100M.	P-4-4
4.	Construcción de la línea con repetidores experimental	P-4-6
4.1	Nuevo cable apareado	P-4-6
4.2	Equipo de línea con repetidores	P-4-7
5.	Conclusión	P-4-9

1. Introducción

El sistema PCM-24 fue adoptado en Japón en 1965. Lo ha introducido como un múltiplex primario de PCM para áreas anchas como para las líneas de transmisión de corta distancia. La media de transmisión usada son los cables apareados existentes. El ECL en la NTT desarrolló el sistema PCM-16M en 1968, en donde dos cables asociados con el envío de transmisión y recepción, fueron utilizados. Así el sistema de doble cables pueden evitar daño de la señal que se causa por la diafonía cercana (NXT), con límites de alta frecuencia de la transmisión de cable apareado. De cualquier modo, los cables doblados no pudieron ser establecidos en muchos lugares. Por lo tanto, éste fue un sistema de transmisión de doble sentidos, utilizando por un cable será desarrollo. Después, en las técnicas básicas del sistema PCM-16M, sistema PCM-120, éste más o menos la capacidad de transmisión de 8 Mb/s para la transmisión de doble sentidos sobre un cable, fue desarrollado.

De este proceso, para realizar un sistema PCM usando el cable apareado con la alta capacidad, fue supuesto que los pares contenidos en un cable puede ser dividido por lo menos en dos grupos (unidades) para la diafonía cercana entre estos grupos fue suprimido. Basada en este concepto, una idea por cable apareado nuevo tipo con las unidades protegidas fue propuesto y extendido.

La capacidad de transmisión escogida para el sistema del nuevo cable fue de 100 Mb/s en referencia con las etapas jerárquicos esperadas del múltiplex de PCM de alto orden y las características realizables del cable. Por la otra parte, la consideración en una terminal de PCM fue dado con un concepto futuro por lo cual muchas variaciones de las señales del servicio nuevo puede ser traspasadas con la suficiente flexibilidad sobre las redes de comunicación digital.

Una línea de transmisión por PCM-100M experimental fue establecida en 1977. Los sumarios del sistema PCM-100M y, especialmente resultan de la prueba de campo que son dados aquí. Además, un ejemplo de la designación de un sistema PCM-100M a utilización sobre un cable coaxial es introducido.

2. Jerarquía numérica

Después del desarrollo del sistema de transmisión numérica de la capacidad de 1,544 Mb/s y 7,876 Mb/s, otros sistemas de alta capacidad ha sido investigados por la NTT. Por

más que, el CCITT intenta recomendar, ambos 1,544 Mb/s a 6,321 Mb/s y 2,084 Mb/s a 8,448 Mb/s como normal. Si es considerado que el multiplex primario, 1,544 Mb/s, éste ya ha sido establecido sobre las áreas anchas en Japón serán las bases originales para un plan de la red, el multiplex secundario inevitablemente convertido 6,321 ó 7,876 Mb/s.

Así, el plan se muestra en la Tabla 1 fue completado.

Tabla 1 Jerarquía de PCM

Capacidad de transmisión (Mb/s)						
Número de canal de voz	24	96 (6,3 Mb/s)	480	1.440	11.520 (800 Mb/s)	
		120 (7,8 Mb/s)			5.760 (400 Mb/s)	
		240 (15,6 Mb/s)				
Número de canal de TV 1 MHz			4	12	96 (800 Mb/s)	
					48 (400 Mb/s)	
Número de canal de TV 4 MHz			1	3	24 (800 Mb/s)	
					12 (400 Mb/s)	

De lo visto en el multiplex de más alto orden, lo siguiente tenerse en cuenta.

- (1) Las señales de voz codificadas puede ser multiplexadas por un nivel de multiplex en que una señal de video teléfono puede ser codificada.
- (2) Es deseable que el número de multiplex de multiplexión sea un número entre 3 y 5, éste será resuelto de la construcción de la red y la eficiencia de la transmisión.
- (3) La señal de codificación de televisión a color, aproximadamente 100 Mb/s, será asociada con el nivel multiplex.
- (4) Será una relación simple entre el nivel multiplex y las capacidades de varias clases del sistema de transmisión numérica, tal como coaxial PCM, onda milimétrica

guiada, y el sistema de relevador de radioeléctricos de 20 GHz.

La capacidad de 100 Mb/s, aproximadamente, aparece por satisfacer todas las sobre condiciones. Por más que, se construya una red numérica de alta eficiencia, las funciones de derivación y inserción (DROP and INSERTION) por las formas de PCM múltiplex debe ser aprovechable. Después, tanto como los que tienen los sistemas de 7.000 múltiplex primario que han sido introducidos, establecimiento de la línea de transmisión alta capacidad ha sido importante. Este sistema es contestado por estos requerimientos.

3. Terminal de PCM

3.1 Construcción de la terminal experimental

Como se muestra en la Figura 1, esta terminal experimental es compuesta de un bastidor codificador por vídeo teléfono (TVP), un bastidor codificador para televisión a color (CTV), y un bastidor múltiplex para PCM-100M. Sus funciones se incluyen en la codificación de voz de 4 KHz., datos de 48 Kb/s, fécsmil de 48 KHz., vídeo teléfono de 1 MHz., y televisión a color de 4 MHz., así como la multiplexión de las señales codificadas entre una velocidad de línea bitio de 97,580 Mb/s.

El bastidor de TVP contiene 7 codificadores individuales (uno de ellos es un codificador de DPCM y los otros son codificadores de ΔM) a las señales de vídeo teléfono de 1 MHz, y un codificador tipo de común modo doble que codifican 8 canales de datos de 48 KHz. o fécsmil de 48 KHz. El bastidor de CTV aloja un codificador de realimentación secuencial para las señales de CTV. El bastidor de MPX es compuesto de una parte de 100M-MPX y parte del codificador de voz.

3.2 Codificador de CTV

La técnica de PCM usualmente requiere de 100 Mb/s, para codificar la señal de radiodifusión de CTV, resultando de la calidad de transmisión sobre un circuito de ficticio de referencia, éste coincidirá con la razón de la línea repetidora. Por consecuencia, la salida de codificador de CTV es enviado directamente por un equipo repetidor terminal. Los tipos del codificador considerados fueron del tipo de realimentación secuencial, tipo plegadizo y tipo múltinivel comparación. Los prototipos fueron fabricados después de 1965. Eso fue finalmente

decidido para adoptar el tipo de realimentación secuencial por las razones incluyendo la calidad de codificación, las tolerancias de degradación, posibilidad de ajustamiento, y el costo.

Los parámetros del sistema del equipo experimental son mostrados en la Tabla 2. La codificación de 8 bitios por muestreo, donde la tolerancia de degradación será menos de 1,5 dB, puede satisfacer la calidad de transmisión requerida para el circuito de ficticio de referencia con tres enlaces; por lo tanto, la codificación de 8 bitios fue seleccionada aquí. Actualmente, una palabra es compuesta de 9 bitios, en que un bitio extraordinario es usado para la transmisión de ambos programas de sonido y las señales de la tramación de la palabra. Las características del ruido de la señal de cuantificación del equipo son mostradas en la Figura 2.

Tabla 2 Parámetros del sistema codificador por CTV

Vídeo	Codificador	Codificador lineal de 8 bitios con realimentación de bucle secuencial
	Decodificador	8 bitios de LADDER DRIVEN con la fuente de la corriente constante
	Frecuencia de muestreo	10,8422 MHz $\pm$ 10 ppm (97,580 x 1/9)
Programa sonido	Método de codificación	Modulador delta con doble integración
	Frecuencia de muestreo	3,61 MHz (97,580 MHz x 1/9 x 1/3)
	Frecuencia de reloj	97,580 MHz $\pm$ 10 ppm
	Estructura de código	9 bitios/palabra
		8 bitios/pal. CTV
		1 bitio/3 pal. Programa de sonido
		1 bitio/3 pal.
		1 bitio/3 pal. Tramación de palabra
	Estructura de trama	3 palabras/trama

Revista de telecomunicación de Japón, octubre 1972

3.3 Múltiplexor de 100M

Un múltiplexor tiene las funciones como la sincronización de muchas entradas de la velocidad inferior con el auxilio de los rellenos técnicos de pulsos y la multiplicación del flujo sincronizado más bajo entre un flujo de pulso de salida más alto. El equipo multiplexor de 100M es instalado en la parte del 100-MPX del bastidor de MPX. Una parte de la salida de transmisión de 97,580 Mb/s de 7 canales de las señales de vídeo teléfono codificados (cada uno es flujo de

Figura 1 Diagrama a bloques de la línea PCM-100M experimental

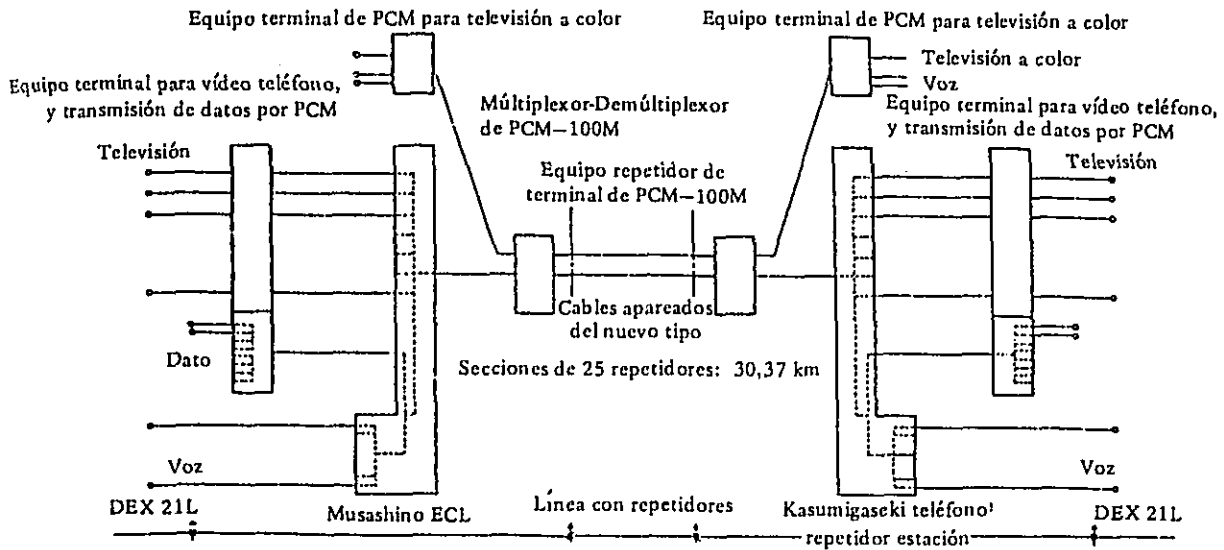


Figura 2 Relación de S/N_q con entrada de sinusoidal

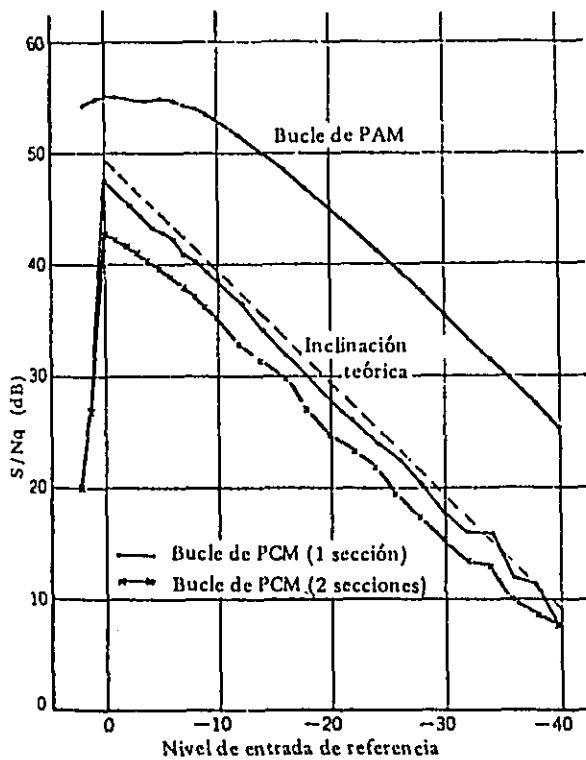
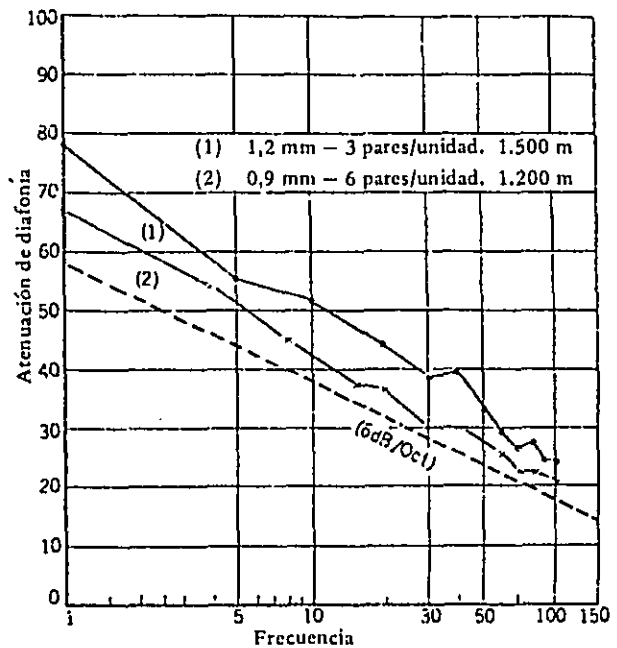


Figura 3 Características de telediafonía en multi-trayecto dentro de una unidad



pulso de 12,005 Mb/s) y dos sistemas de 1,544 Mb/s. La parte de recepción reproduce las entradas establecidas sobre la señal recibida de 97,580 Mb/s.

Los parámetros del sistema de este multiplexor son mostrados en la Tabla 3. Cada circuito de relleno contenido en la parte de recepción almacena una vuelta de fase entrelasada, que puede suprimir la fluctuación de fase (jitter) de multiplexor fue suficientemente menor que el límite de detección a las señales de TV monocromo.

Tabla 3 Parámetros del sistema multiplexor de 100M

Número de los grupos multiplexados	12,005 Mb/s x 7 y 1,544 Mb/s x 2
Frecuencia de reloj de grupo	97,58 MHz $\pm$ 10 ppm
Sistema de multiplexión de grupo de tramación	Relleno de impulso independiente de la sincronización secuencial detectada 1 bitio de cambio instantáneo

4. Construcción de la línea con repetidores experimental

4.1 Nuevo cable apareado

Para transmisión de PCM que se usan los cables apareados el factor más importante limitado la capacidad de transmisión son las características de diafonía. Las máximas capacidades de transmisión del sistema, que usa unos cables apareados existentes en ambos sentidos de transmisión y dos cables a ambos sentidos de transmisión, son considerados a ser aproximadamente 8 Mb/s y 16 Mb/s.

Un nuevo cable apareado fue propuesto para realizar un sistema PCM de más gran capacidad, y adopción de una unidad estructural escogida que indica la posibilidad de mejorar el límite de velocidad basada sobre la diafonía. Un par estructural en lugar de una estructura cuadrada es adoptado en el nuevo cable. El cable es dividido entre varias unidades. Cada uno es compuesto de algunos pares y escogido de otras unidades. Desde que esta estructura puede considerablemente reducir la inducción efectiva del otro sistema en el mismo cable, todos los pares contenidos en un cable puede ser utilizados.

Además, un sistema de transmisión por cable utilizado dos unidades para transmisión

en ambos sentidos puede ser realizado, después, la diafonía cercana entre unidades es negligible. Las pruebas de manufactura de este cable se han de hecho de modo que el espacio del repetidor será entre 1 y 1,5 km, esto es, la máxima atenuación de línea es 90 dB en 100 MHz, que se resulta de una consideración del costo del sistema PCM-100M.

Los factores de designación son como sigue:

- (1) La estructura escogida de las unidades de duplicada en los orillamientos de la cinta de cobre grueso de 0,05 mm, basado sobre las características de diafonía y las consideraciones de la fuerza mecánica.
- (2) El máximo número admisible de pares compuestos en una unidad es aproximadamente seis del efecto de diafonía multitrayecto (multi-path).
- (3) El diámetro de conductor interno es 1,2 mm y la impedancia de la línea es 135 ohms. Estos valores son obtenidos desde el mínimo diámetro y el límite de atenuación.

4.2 Equipo de línea con repetidores

La construcción de la línea con repetidores por PCM-100M es también sobre una concepción de la designación de sistema que se ha desarrollado en serie siguiente al sistema PCM-24 y PCM-120. Los parámetros de sistema de la línea con repetidores experimentales (consistente de 25 secciones de repetidores sobre 30 km) son mostrados en la Tabla 4. El sistema PCM-24 es para la designación que el flujo de pulso no contiene algún cero secuencial consecutivo más largo que 16 pulsos. La longitud de una serie cero consecutivo de un flujo del pulso de más alto orden, hace por el flujo de pulso de multiplexión del sistema PCM-24, tiene una alta probabilidad de llegar a ser más largo considerablemente. Una larga serie de cero consecutivo será el resultado en disturbio en donde la probabilidad se distingue del pulso de regulación del repetidor que aumenta, y éste aumenta la razón de error de la línea repetidora.

En este sistema, que sostiene libre la operación de regulación del disturbio, el código bipolar uniformado es utilizado. El código bipolar para una función de conversión de código bipolar uniformado es llevado a cabo por un convertidor de código en el repetidor terminal.

El reglamento de conversión se muestra en la Tabla 5. Los circuitos del equipo repetidor son construidos por IC (Circuito Integrado) monolítico, los IC híbrido simple y los circuitos discretos. La escala del hardware de cada repetidor puede ser expresada por más o

Tabla 4 Parámetro del sistema de línea repetidora

Frecuencia de reloj	97,58 Mb/s $\pm$ 10 ppm
Capacidad de transmisión	1.440 canales de voz ó 8 canales de vídeo teléfono (1 MHz) ó 1 canal de televisión a color
Medio de transmisión	Cable apareado del tipo nuevo; impedancia característica de 135 ohms
Espaciamiento de los repetidores	1,5 km
Código de transmisión	Código bipolar o código bipolar uniformado
Atenuación del espaciamento de repetidores	90 dB en 97,58 MHz
Temporización	Retemporización propia de acción hacia adelante
Impulsos en la salida	3 V _{o-p} (50% relación de impulsos)
Alimentación de energía	Sistema del tipo doblado de corriente directa constante por circuito fantasma
Voltaje y corriente para alimentación	Voltaje máximo: 500 V y corriente máxima: 250 mA
Consumo de energía de repetidor	3 W (12 V, y 250 mA)
Localización de falla	Comprobación de margen por tres impulsos

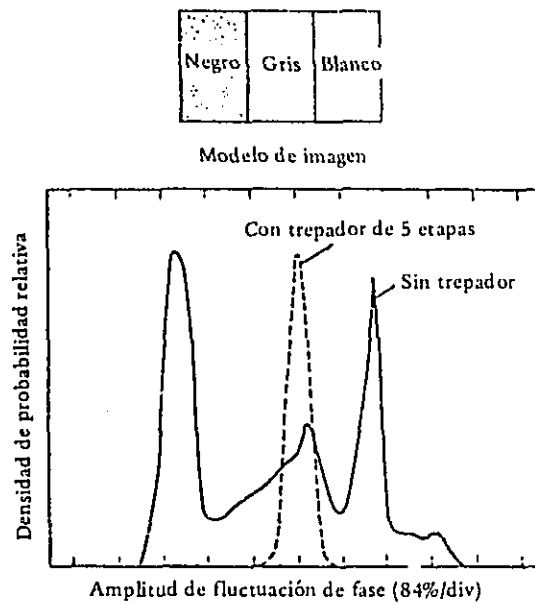
Table 5 Método para la convención del código bipolar al código bipolar uniformado

	Bipolar	Bipolar uniformado
1-serie consecutiva	.. + 00000000 - 00000000 ..	.. + - 0 - 0 + 00 + - + 0 + 0 - 00 - ..
0-serie consecutiva	.. 0 + - + - + - + 0 - + - + - + - + ..	.. 0 + 00 + - 00 - 0 - 00 - + 00 + ..

menos 40 transistores directos (algunos de ellos son transistores $f_t = 3,5$ GHz) y un consumo de energía de más o menos 3 W. Una respuesta notable de la fluctuación de fase proveniente en transmisión sobre un repetidor cuando una señal de CTV codificada es aplicada.

Si la señal de CTV fue una estampa rayada dividida en blanco, gris, y negro, una amplitud de fluctuación de fase considerable fue observada en la terminal de recepción. Por lo que partir el flujo de pulso de la señal de CTV codificada con un circuito arreglador, la amplitud de fluctuación de fase es muy reducida. El efecto de arreglador es mostrado en la Figura 4.

Figura 4 Distribución del nivel de fluctuación de fase



5. Conclusión

El contorno del sistema PCM-100M es dado en conexión con la construcción de equipos experimentales y cables, y resultados de prueba de campo en la línea de transmisión experimental son mostrados. Durante este desarrollo, no dificultades fueron encontradas en respuesta de alta velocidad. Consecuentemente, los focos fueron especialmente centrados en condiciones de sistema conjunto.

Las características de este sistema son:

- (1) El desarrollo de unos nuevos cables apareados con unidades protegidas.
- (2) El desarrollo de un multiplexor que puede acomodar señales de nuevo servicio.
- (3) El desarrollo de un codificador de CTV que combina todas las más altas técnicas de codificación relativa por alta velocidad y exactitud extrema.

En la prueba de ramo de la línea de transmisión experimental por PCM-100M, muchos problemas de características de transmisión, tal como calidad de codificación y respuesta de fluctuación de fase, se han clarificado.

Además, un ejemplo de diseño de otro sistema PCM—100M usando cable coaxial normal es introducido aquí, éste ha sido incluido en una lista sufriendo la prueba comercial en 1973.

EQUIPO TERMINAL HIBRIDO PCM-24B

CONTENIDOS

1.	Introducción	P-5- 1
2.	Transmisión numérica de datos por PCM.	P-5- 1
2.1	Método de condificación asincrónica.	P-5- 1
2.2	Distorsión de la señal de datos.	P-5- 3
2.3	Ejemplo del diseño del equipo terminal de datos por PCM.	P-5- 5
2.4	Tipos de equipo terminal PCM—24B para datos	P-5- 5
3.	Terminal híbrida PCM—24B	P-5- 7
3.1	Descripción general	P-5- 7
3.2	Estructura del bastidor	P-5- 8
3.3	Función de la terminal	P-5- 8
4.	Principio de operación.	P-5- 9
5.	Conclusión	P-5-12

1. Introducción

El sistema PCM-24 fue introducido en Japón en 1965 y ahora más de 9.300 sistemas están instalados por todo el país, inicialmente estos sistemas fueron principalmente para la transmisión de voz.

Por consiguiente, considerado la información del sistema PCM-FDM (transmisión numérica sobre la línea FDM) como buena para sistema numérico de alta velocidad, en 1974 se iniciará la construcción de una red numérica con el sistema PCM-100M. Es muy importante que un sistema de transmisión de datos por PCM sea propuesto.

La terminal de datos del equipo híbrido PCM-24B suministrado la transmisión de datos en forma asincrónica. Este equipo terminal, primero se aplica para la instalación de un circuito de datos arrendado y después como canal de datos en la red de comunicación numérica. La construcción de este equipo terminal es como sigue:

El equipo terminal PCM-24B es usado para la parte de voz y para la parte de datos, con el tiempo viene a ser nuevamente desarrollo que se usa principalmente circuitos integrados, para reducir el tamaño de los módulos y dar más seguridad. (La NTT está ahora planeando introducir otro tipo de equipo terminal digital.) Este equipo terminal numérico puede ocupar todo el intervalo de tiempo de 1,544 Mb/s para la transmisión de datos y además usar lo combinado con voz; acoplando las terminales.

2. Transmisión numérica de datos por PCM

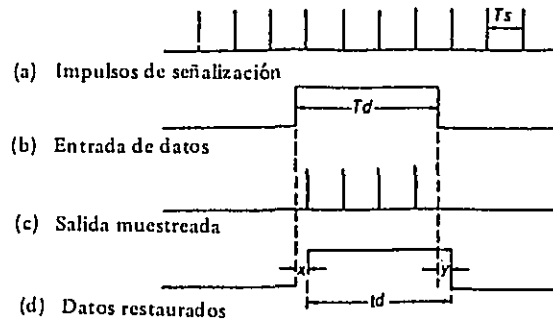
2.1 Método de codificación asincrónica

Varios métodos de codificación de datos asincrónicos para el tren de pulsos del PCM se han investigado. Esta sección concierne al método de codificación por muestreo y al método de codificación doble modo.

(1) Método de codificación por muestreo

Este método se muestra en la Figura 1. La señal es simplemente muestreada por pulsos de la terminal de datos PCM. El equipo (software) es muy simple, porque un codificador factible hacerlo con una compuerta AND. La distorsión de la señal de datos es mostrada por la diferencia de fase "x" e "y" en la Figura 1 entre la señal original de datos y la decodificada. La máxima distorsión por el método de codificación de muestreo es T_s/T_d , donde T_s es el período de repetición del impulso de muestreo y T_d es el período de repetición del impulso de datos.

Figura 1 Método de codificación por muestreo



donde : T_s es el período de muestreo.
 T_d es el período de repetición de datos.

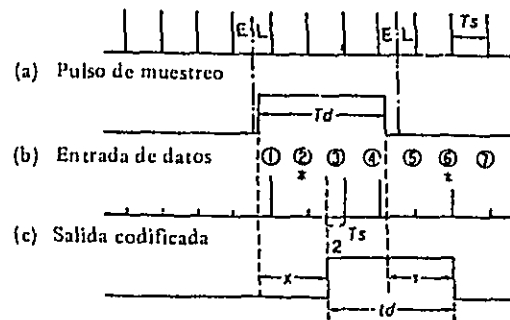
(2) Método de codificación de doble modo

Este método de codificación se muestra en la Figura 2. "Doble modo" significa que el modo de un impulso el PCM o modelo, tal como 111 1, tiene la misma significación con el nivel "1" de la señal de datos y el modo del modelo de impulso, tal como 000 0 tiene el mismo significado del nivel 0 de la señal de datos. Por lo tanto, los dos modos del modelo de impulso PCM corresponden a dos estados (marca y espacio) de los impulsos de datos. El método de codificación por muestreo es considerado una parte del método de codificación de doble modo.

No es grande la diferencia entre el método sencillo de codificación por muestreo y el de doble modo, dependiendo que si o no sean insertados a tiempo los impulsos de cuantificación de dos bits. Una vez que la señal de datos de entrada es muestreada, los instantes de transmisión son indicados por la salida de los impulsos mostrados ① y ⑤. El tiempo de dos impulsos de cuantificación, será efectuado inmediatamente después de esos impulsos. Cuando la transmisión de la señal de datos ocurre en la primera de la región de T_s (región denominada como E), el tiempo del impulso de cuantificación "1" es insertado, y cuando la transmisión de la señal de datos ocurre en la región posterior a la mitad de T_s (región denominada como L), el tiempo de cuantificación del impulso "0" es insertado.

En el caso de la Figura 2, la transición naciente de datos ocurre en la región de L, cuando tiempo de cuantificación del impulso es insertado dentro del intervalo de tiempo, ② se hace "0" y la transición fallante de datos ocurre en la región de E, cuando el tiempo del impulso

Figura 2 Método de codificación de doble modo



donde : T_s : Período de muestreo.

T_d : Período de repetición de datos.

* : Impulso de cuantificación del tiempo, E : 1 E : temprano (Early)
L : 0 L : retardo (Later)

de cuantificación es insertado dentro del intervalo de tiempo, (6) se hace "1". En los otros intervalos de tiempo, excepto en la que los tiempos de impulsos de cuantificación e indicación de transmisión de transición, los impulsos de PCM correspondientes al estado de datos se transmiten (tal como (3), (4) y (7)). En la parte de recepción el decodificador de la terminal PCM de datos, detecta los impulsos (1) y (2) y después se reconoce el impulso (2), significa de ejemplo de datos como $0,5 \times T_s$ luego el impulso (2), y cayente naciente de datos como (6), reconoce los impulsos (5) y (6).

Este método es equivalente a la codificación por muestreo, siendo codificado un impulso por muestreo el período de muestreo $T_s/2$ en el caso de transición de datos; por lo tanto, la máxima distorsión será justamente a la mitad del método de codificación por muestreo, esto es $T_s/2T_d$.

2.2 Distorsión de la señal de datos

El parámetro más importante que se considera en el diseño del equipo terminal de datos PCM es el valor de la distorsión de la señal de datos. En la Tabla 1, se indica la distorsión permisible en la transmisión de datos, para 200 b/s, 1.200 b/s y 2.400 b/s. En el caso de transmisión a 200 b/s por ejemplo para satisfacer el margen de 35% de distorsión en la recepción, la línea de transmisión deberá tener abajo del 25%. La distorsión permitida en la línea de transmisión para un enlace, es calculada en la Tabla 2.

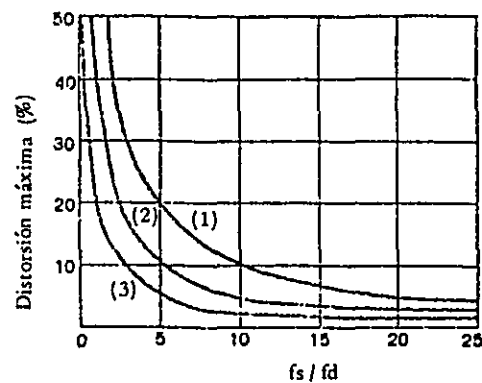
Tabla 1 Distorsión permisible para transmisión de datos

Velocidad de datos	Equipo terminal de datos		Línea de transmisión	Observación
	Margen de recepción	Distorsión del impulso de transmisión		
200 b/s	35%	5%	25%	5% es el margen
1.200 b/s	42,5%	2,5%	35%	
2.400 b/s	42,5%	2,5%	35%	

Tabla 2 Distorsión permisible de la señal de datos por enlace

	Distorsión permisible de la señal de datos por transmisión de PCM sobre la línea	
Velocidad de datos	200 b/s	1.200 y 2.400 b/s
Sección local	1,5%	2,5%
Sección interurbana	4,4%	6,0%

Figura 3 Frecuencia relativa de muestreo y máxima distorsión



- (1) Codificación por muestreo.
- (2) Codificación de doble modo 2 bits.
- (3) Codificación de doble modo 3 bits.

En este cálculo, cinco enlaces son considerados y la distorsión debido a la conversión numérica a digitales sumada para ser linealmente acumulada. La Figura 3 muestra similitud entre

la máxima distorsión de la señal de datos y la frecuencia de muestreo para varios de codificación. De esta figura, una frecuencia de muestreo se puede seleccionar fácilmente para varios métodos de codificación, cuando se conoce el valor permisible de la distorsión y gama de datos.

2.3 Ejemplo del diseño del equipo terminal de datos por PCM

En esta sección se da un ejemplo del diseño del equipo terminal de datos por PCM para 200 b/s. Cuando es usada codificación por muestreo, de la Figura 3, la frecuencia de muestreo " f_s " viene a ser 4,55 kHz para satisfacer la máxima distorsión de 4,4%. Considerado el multiplaje y la estructura de la trama del sistema PCM-24, la frecuencia de muestreo seleccionada es 8 kHz, y la máxima distorsión a 200 b/s viene a ser 2,5%. La gama de información de un canal de voz en el sistema PCM-24 es de 64 kb/s, y por lo tanto, 8 canales de datos pueden ser transmitidos sobre un canal de voz.

2.4 Tipos de equipo terminal PCM-24 para datos

Hay dos tipos de equipo terminal PCM-24 para datos. Uno es el equipo terminal híbrido para voz y datos, el cual transmite señal de datos y voz. Este tipo de equipo terminal será usado para multiplexar canales de datos de baja capacidad dentro de señal de 64 kb/s. Además este tipo de terminal deberá ser separado en dos partes, como se muestra en las Figuras 4 (a) y (b). En el tipo (a), la interconexión entre la terminal de voz y la de datos es un tren de impulsos bipolares con una gama de 1,544 Mb/s.

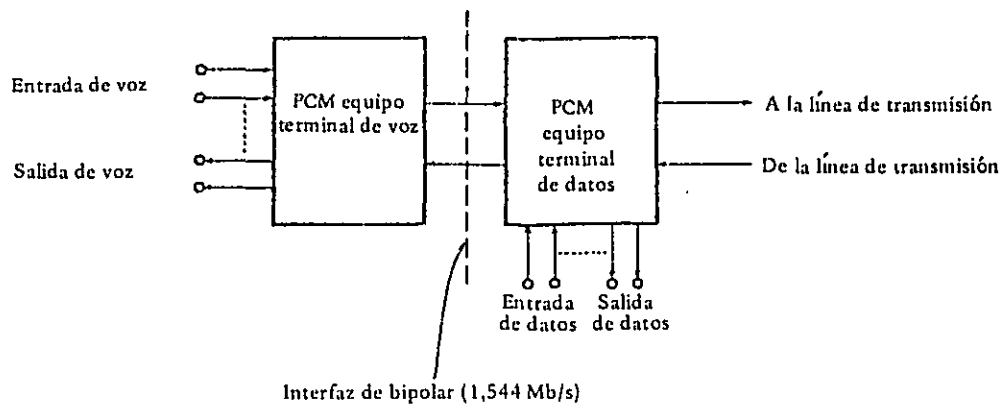
Es la terminal de datos, primero detecta el impulso de trama de la llegada de un tren de impulsos de PCM y reconoce los tiempos de trama de los canales de datos. En la inserción de señales en la terminal de datos, ambas señales de voz y datos son acopladas conjuntamente y forman un tren de impulsos bipolares de 1,544 Mb/s, después se envían por la línea de transmisión por el sistema PCM-24.

Las características de este equipo terminal son los siguientes:

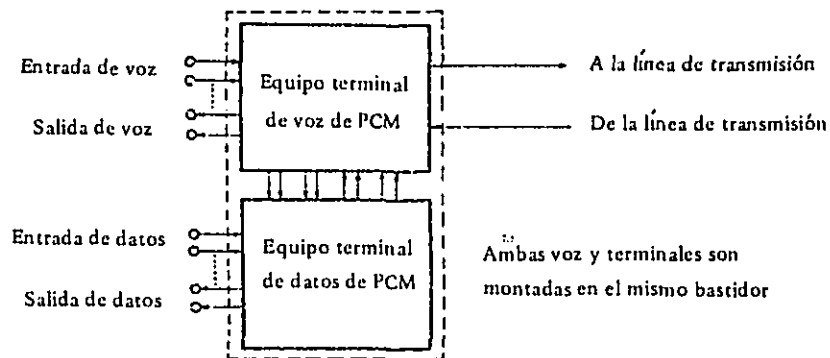
No se necesita cambiar el diseño de la presente terminal de voz, debido a la simple. Como los bastidores terminales de voz y datos están separados no es necesario considerar la diafonía entre la voz y datos. El tipo (b), muestra que ambas terminales de datos y voz están juntas en un mismo bastidor estándar. En la parte de terminal de datos, todos los impulsos necesarios

Figura 4 Tipo del equipo terminal por PCM para datos

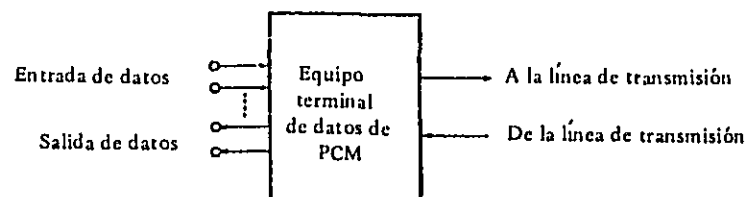
(a) Configuración del equipo terminal híbrido por PCM voz y datos (1)



(b) Configuración del equipo terminal híbrido por PCM voz y datos (2)



(c) Configuración del equipo terminal por PCM para datos



para codificar y multiplexar las señales de datos, son generados por el tiempo receptor de 1,544 MHz y por el tiempo de impulsos tramados de 8 kHz de la terminal de voz.

En la salida de la terminal de voz, un impulso NRZ (No Return to Zero) es aplicado a la terminal de datos juntos con la señal de datos, como tipo (a), y luego alimenta otra vez a la terminal de voz, por medio del convertidor U-B de datos y voz acoplados que son transmitidos por impulsos de PCM. Este sistema más bien es conveniente, para transmisión de canales a pequeña escala. La terminal híbrida PCM-24B es de tipo (b).

El segundo tipo de terminal de PCM para datos es ilustrado por (c).

Este tipo será aplicable para transmisión de canales y datos a gran escala entre grandes ciudades, debido a que los impulsos de corriente usada para la transmisión de datos únicamente son 1,544 Mb/s.

3. Terminal híbrida PCM-24B

3.1 Descripción general

Esta terminal se compone de una terminal de voz y una terminal de datos, cuatro canales de voz siendo aplicable para los datos de los canales.

La razón en que los datos pueden ser manejados por esta terminal y el método de codificación son enlistados en la Tabla 3.

Tabla 3 Método de codificación para varias razones de datos

Velocidad de los datos	Método de codificación	Frecuencia de muestreo	Número de canal de datos por canal de voz
200 b/s	Muestreo	8 kHz	7
1.200 b/s	Doble modo de 2 bitios	8 kHz	7
2.400 b/s	Doble modo de 3 bitios	8 kHz	7
4.800 b/s	Muestreo	56 kHz	1
9.600 b/s	Doble modo de 2 bitios	56 kHz	1

La terminal de voz es la terminal PCM—24B. En la parte de transmisión de la terminal de datos, las señales de datos de entrada de 200 b/s son muestreadas por el pulso de muestreo de 8 kHz. Estos siete canales de datos son multiplexados por los datos. El bitio octavo es siempre fijado por “1” suprimiendo la cuerda de ceros y supervisado en la terminal de datos.

3.2 Estructura del bastidor

Este bastidor es posible montando dos sistemas en el bastidor normal de 2.750 mm.

3.3 Función de la terminal

(1) Velocidad de datos

La máxima velocidad de datos repartida por esta terminal es 9.600 b/s.

(2) El canal de voz para transportar la señal de datos

Los canales de voz No.21 a No.24 son previstos para la transmisión de datos.

(3) La interfaz entre la línea de abonado y la unidad de canal de los datos

La interfaz entre la línea de abonado y la unidad de canal de los datos es mostrada en la Tabla 3. Las señales de datos de las premisas del cliente son terminadas en una unidad de canal de datos de la terminal híbrida de PCM—24 sobre la línea de abonado.

En el lado de entrada de la unidad de canal de datos para 200 b/s datos, por ejemplo, las señales recibidas de los datos de ± 5 V son convertidas por el nivel lógico de transistores a transistores (TTL), 0 y 5 V, y entonces transformado por un flujo de impulsos de PCM por la conversión numérica a numérica.

En el lado de salida de la unidad de canal de datos, el nivel de salida de TTL decodificado es convertido para la interfaz de abonado, y así transmitido por la línea de abonado.

4. Principio de operación

El diagrama a bloques de la terminal híbrida de PCM-24 se muestra en la Figura 5. Esta muestra un ejemplo de siete canales de la multiplexión de los datos entre 24 canales de voz. La interfaz entre la voz y las terminales de datos es formada por el impulso de tiempo de trama de 8 kHz, un impulso de tiempo de 1,544 MHz y impulso PCM de voz de NRZ (No Return to Zero) de la terminal de voz. Un diagrama del tiempo de la parte de transmisión se muestra en la Figura 6.

Particularmente, en la parte de transmisión de la terminal de datos, la operación del impulso de tiempo de bitio (1,544 MHz) ① y el impulso de tiempo de trama (8 kHz) ② de la terminal de voz será generado por los impulsos del canal ⑤ correspondiente a canales de voz No.21 a No.24.

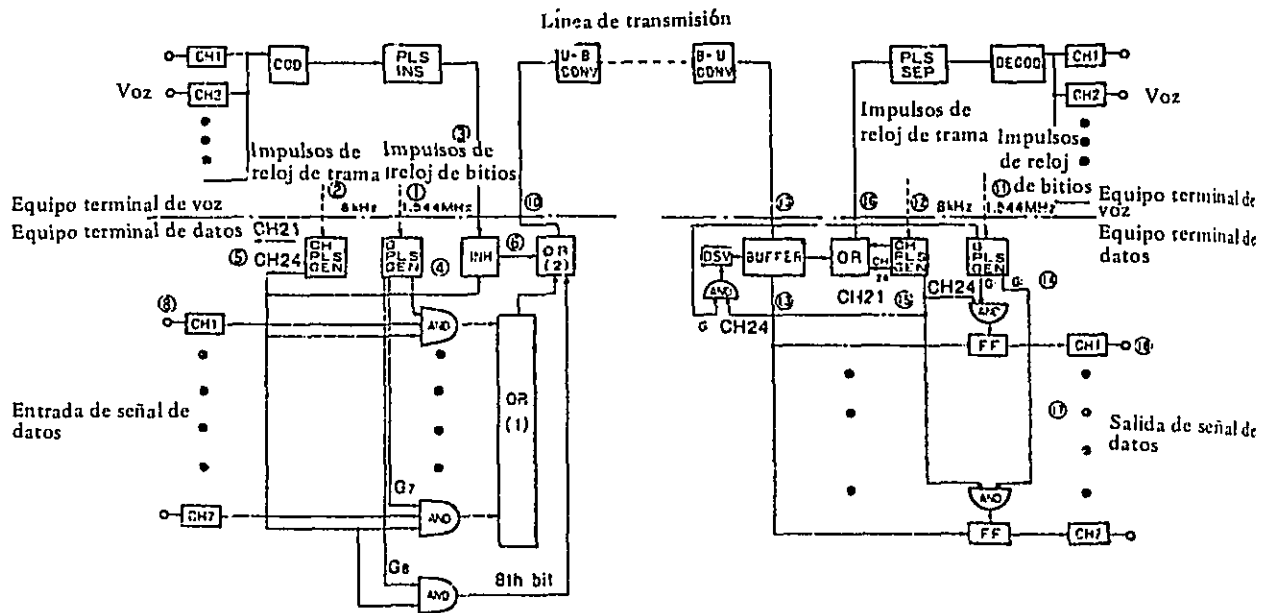
El ancho de estos impulsos de canal es $5,2 \mu\text{s}$. Los impulsos de los dígitos ($G_1 \sim G_8$) son también generados. Cuando los siete canales de la multiplexión de los datos entre el canal de voz No.24, siete señal de datos (en la Figura 7, son ilustradas dos señales ⑧ y ⑨ de los datos) son mostrados por los pilotos de muestreo de 8 kHz. ⑦ estos son generados por los impulsos del canal No.24 y los impulsos dígitos G_1 a G_7 . La salida de las siete compuertas de AND(Y) es combinada por la compuerta OR(0), (1) y la compuerta OR(2) juntados el bitio No.8, siete canales de datos y el bitio de supervisión son multiplexados bitio por bitio a los intervalos del tiempo de los ocho bitios de canal de voz No.24.

Este ejemplo, el primer bitio del intervalo del tiempo del canal No.24, es "1" porque la salida muestreada de salida de los datos de la señal ⑧ de los datos es "1" y el segundo bitio hace "0", porque la salida muestreada de la señal ⑨ de los datos es "0".

Este tren de impulsos es acoplado a la salida de la terminal de voz por la compuerta OR(2).

Por supuesto, esta salida del codificador de la terminal de voz es impedida en avance, entonces es acoplada a la salida de la terminal de datos. Los impulsos de PCM reconstruidos portando la voz y los datos son aplicados al convertidor de unipolar-bipolar de la terminal de voz, entonces transmitidos por la línea con repetidor.

Figura 5 Diagrama de bloques del equipo terminal híbrdo



COD	Codificador	DECOD	Decodificador	OR	Compuerta de "O" (OR)
PLS INS	Insertador de impulsos	CH PLS GEN	Generador de impulsos de canal	AND	Compuerta de "Y" (AND)
U-B CONV	Convertidor de U-B (unipolar a bipolar)	G PLS GEN	Generador de impulsos de grupo	DSV	Supervisor de terminal de datos
B-U CONV	Convertidor de B-U (bipolar a unipolar)	INH	Compuerta de inhibición	FF	Circuito de FLIP-FLOP
PLS SEP	Separador de impulsos			BUFFER	Amortiguador

Figura 6 Diagrama del tiempo del equipo terminal híbrdo (lado de transmisión)

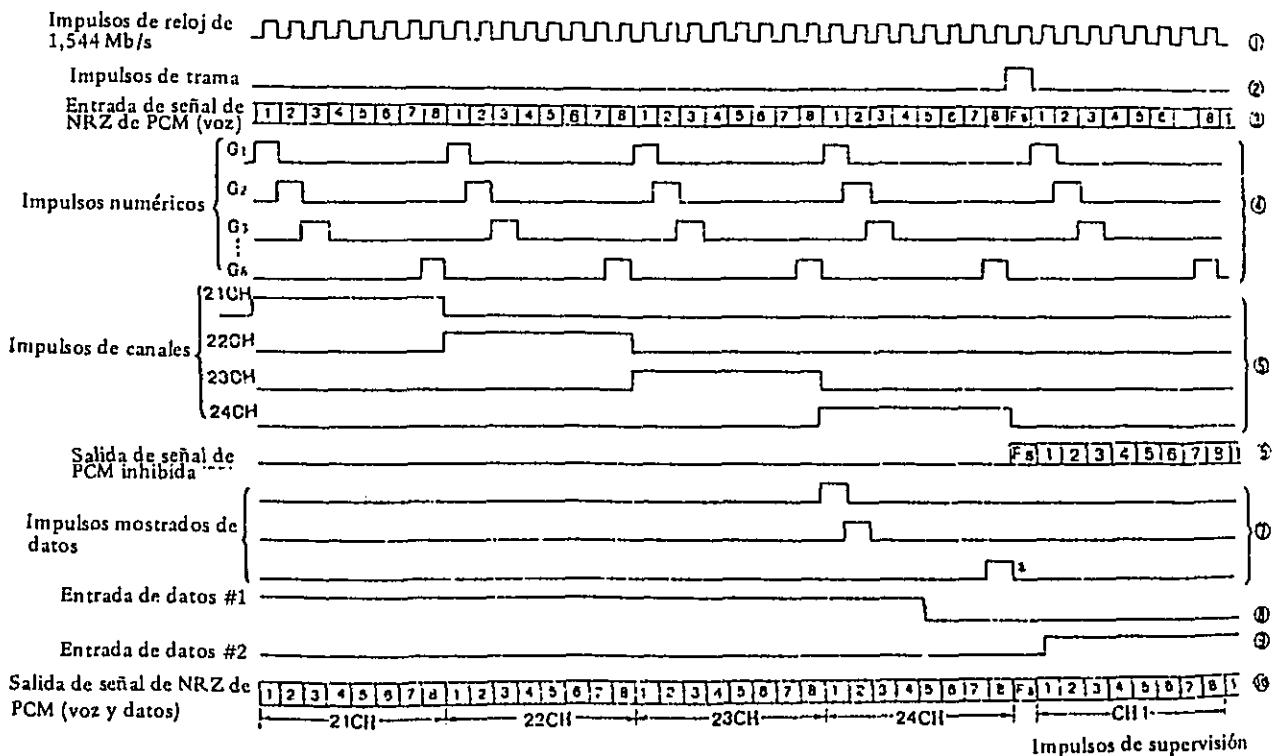


Figura 7 Diagrama del tiempo del equipo terminal híbrido (lado de recepción)

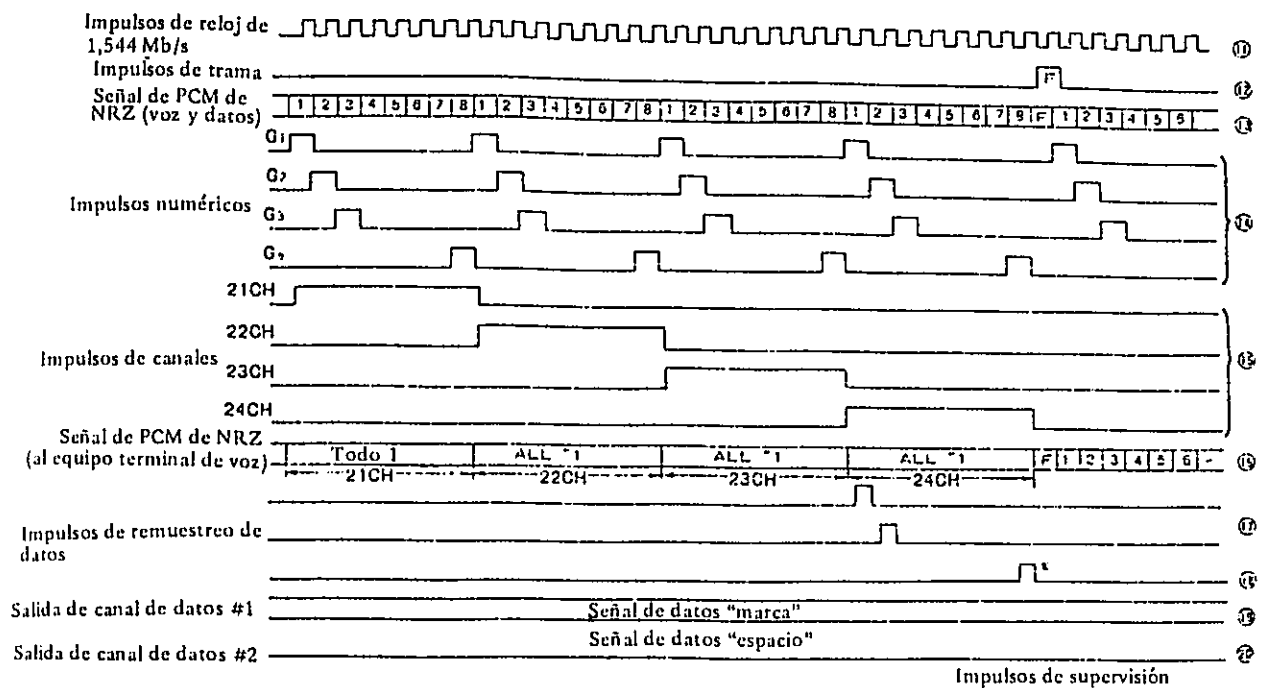


Tabla 4 Interfaz entre la línea de abonado y la unidad de canal de datos

Velocidad de datos	Impedancia en la entrada	Interfaz de entrada	Interfaz de salida
50 b/s	$1 \text{ k}\Omega \pm 20\% \text{ desbalance}$	$\pm 20 \text{ V} / 1 \text{ k}\Omega$ desbalance	$\pm 20 \text{ mA} \pm 5\%$ / $1,5 \text{ k}\Omega$ des- balance
100 b/s	$500 \Omega \pm 10\% \text{ balance}$	$\pm 5 \text{ V} / 500 \Omega$ balance	$\pm 10 \text{ mA} \pm 8\%$ / $3 \text{ k}\Omega$ balance
200 b/s			
1.200 b/s	$100 \Omega \pm 10\% \text{ balance}$	$\pm 20 \text{ mV} / 100 \Omega$ balance	$\pm 250 \text{ mV} \pm 10\%$ / 100Ω balance
9.600 b/s			

La Figura 7 muestra un diagrama de tiempo de la parte de recepción de la terminal híbrida PCM-24B. Los trenes de impulsos PCM del convertidor de bipolar-unipolar son aplicados a la terminal de datos. De estos trenes de impulsos NRZ, (13) aplicando en dos por el circuito de amortiguador.

Una salida del circuito tope es aplicada a la terminal de voz después insertando el bitio "1" en cada intervalo del tiempo que son señales de transmisión de datos a obtener el modelo de canal (16) desocupado. Otra salida del circuito tope (13) es aplicada a los FLIP-FLOP que genera la señal de datos originales.

Por ejemplo, para generar siete canales de datos insertados en el canal de voz No.24, cada señal de datos es leída por el impulso de remuestreo (17) generado por el impulso de canal No.24 y los impulsos numéricos de $G_1 \sim G_7$. También, el bitio de No.8 del canal de voz portado las señales de datos es siempre fijado en "1" para suprimir la cuerda de ceros, y además el bitio de No.8 del canal de voz No.24 es usado para supervisar la terminal de datos. Supervisando este bitio en la terminal de recepción por el circuito DVS, si la cuerda de ceros ocurre en este intervalo de tiempo, entonces una señal de alarma es enviada.

5. Conclusión

La transmisión de datos por PCM es muestreo de conexión con la construcción de la terminal híbrida PCM-24B.

Los características de esta terminal son:

- (1) La voz y los datos son transmitidos sobre una línea de PCM.
- (2) Varias velocidades de señales de datos (50 b/s $\sim$ 9,6 kb/s) pueden ser transmitidas con la relación de error baja.

En la prueba comercial, este terminal muestra buena característica para transmisión de datos sin degradación de la cantidad de transmisión de voz.

SISTEMA PCM-FDM PARA MULTIPLEX PRIMARIO PCM

CONTENIDOS

1.	Introducción	P-6-	1
2.	Selección de número de niveles	P-6-	1
2.1	Número de niveles y anchura de banda	P-6-	1
2.2	Relación señal/ruido y Proporción de error	P-6-	2
3.	Configuración	P-6-	3
3.1	Sistemas de aplicación	P-6-	3
3.2	Condiciones de aplicación	P-6-	4
3.3	Parámetros de sistema	P-6-	4
3.4	Equipo	P-6-	5
4.	Nuevas Técnicas	P-6-	7
4.1	Igualador Automático	P-6-	7
4.2	Código equilibrado por realimentación	P-6-	7
4.3	Control de fase automático	P-6-	8
5.	Configuración de sistema	P-6-	9
5.1	Terminal emisor	P-6-	11
5.2	Terminal receptor	P-6-	12
6.	Supervisión	P-6-	13
7.	Conclusión	P-6-	14

1. Introducción

El equipo traductor PCM-FDM-1.5M se ha desarrollado lo suficiente como para hacer frente al aumento de demanda de tráfico en un lapso de tiempo relativamente corto. Este equipo transmite un grupo primario PCM a las líneas de transmisión analógicas existentes. Una señal numérica 1,544 Mb/s se transmite conectando un equipo traductor PCM-FDM-1.5M a un equipo traductor SG y ocupa dos bandas SG.

Al principio se empezó la investigación sobre el sistema PCM-FDM para usarlo como un sistema provisional o temporal antes que la red numérica, compuesta de sistemas de transmisión numérica, fuese completada. Sin embargo, no es meramente un sistema provisional o temporal, sino que tiene una importancia positiva como se indica a continuación:

- (1) El proceso de señal PCM puede transmitir a una línea de transmisión FDM una señal que es difícil transmitir en su forma original con relación al espectro, distribución de nivel, margen de ruido, margen de distorsión etc.
- (2) Hablando en general, cuando una nueva red ha de construirse, rara vez ambas redes se desarrollan independientemente. Generalmente hay una tendencia de mutua substitución entre ambas redes, y entonces el intercambio de redes progresa gradualmente incluyendo una red a la otra. Cuando redes analógicas quedan cambiadas a redes numéricas, el sistema PCM-FDM se usará como una de las técnicas de cambio.

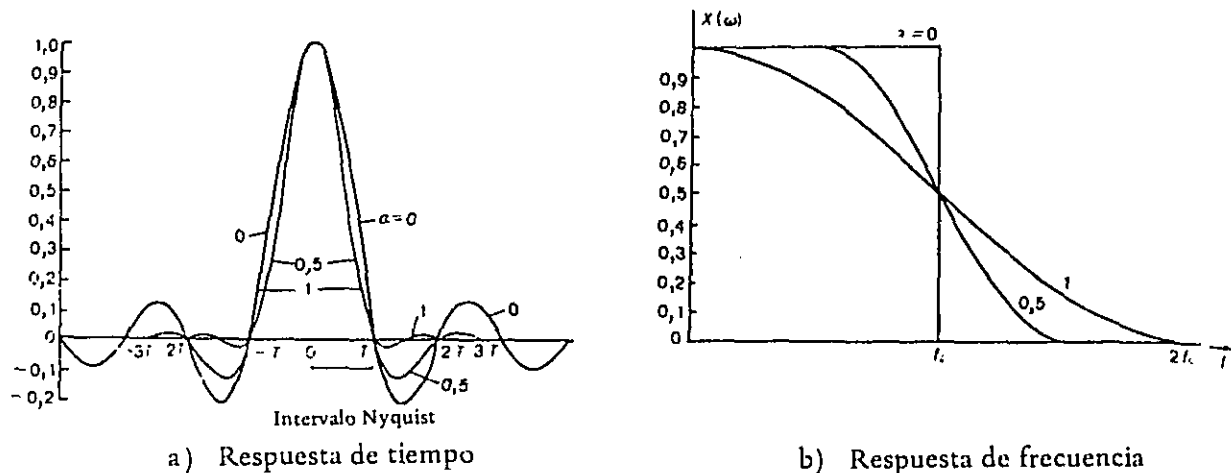
2. Selección de Número de Niveles

Impulsos de 2-niveles son eficaces contra ruido, distorsión e interferencia entre símbolos en una línea de transmisión pero necesitan una banda ancha de transmisión. Por otro lado, impulsos de multinivel son inferiores a los impulsos de 2-niveles con relación a la tolerancia de ruido pero no requieren una banda de transmisión tan ancha como los impulsos de 2-niveles. Dado que las líneas de transmisión FDM producen varias distorsiones desde el punto de vista de la transmisión de la forma de onda, la característica de ruido de las líneas FDM es muy satisfactoria. Por lo tanto, económicamente hablando, es deseable el aumentar el número de niveles cuando la transmisión numérica se obtiene a través de una porción de una línea de transmisión FDM.

2.1 Número de Niveles y Anchura de Banda

La figura 1 (a) muestra la respuesta de impulso de un filtro ideal, cuya frecuencia de corte es f_c Hz, mostrada en la figura 1 (b) ($\alpha = 0$) y la interferencia entre símbolos de los valores

Figura 1



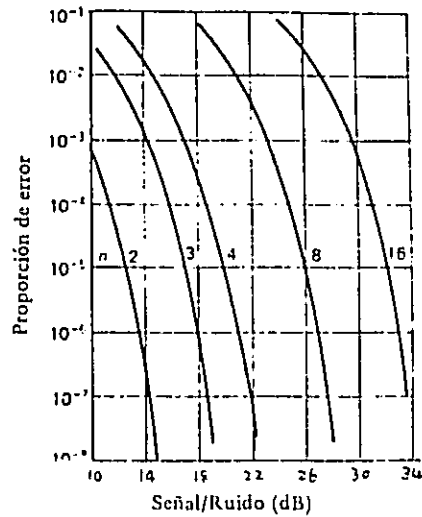
máximos de impulsos receptores pueden excluirse enviando impulsos con intervalos Nyquist a través de este filtro ideal. Por lo tanto, el máximo de información que puede transmitirse es $2f_0 \log_2 m$ bitio/segundo donde m es el número de niveles.

Sin embargo, la realización de un filtro ideal es imposible y generalmente la forma de onda que no tiene interferencia entre símbolos en los puntos de muestreo se obtiene a través de un filtro que tiene una característica de suave pendiente o característica de atenuación gradual (roll-off) y mantiene a cero los puntos de cruce de la respuesta de impulso de un filtro ideal. Como ejemplo bien conocido, características de coseno completo y sus respuestas de impulso quedan mostradas en la figura 1 en el caso de $\alpha = 0,5$ y $\alpha = 1$ donde α es la proporción de atenuación gradual.

2.2 Relación señal/ruido y Proporción de error

Sí una línea de transmisión FDM tiene la característica de un filtro ideal y el ruido que se produce en una línea de transmisión es un ruido blanco, la proporción de error depende únicamente de la relación entre la potencia promediada de señal y potencia promediada de ruido como se muestra en la figura 2. Una gran relación señal/ruido es necesaria según el aumento de número de niveles. En Japón es posible una transmisión de impulso de casi 8 niveles en las líneas de transmisión FDM.

Figura 2. Señal/Ruido contra Proporción de error



3. Configuración

3.1 Sistemas de Aplicación

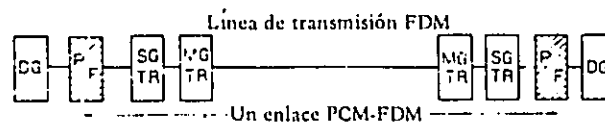
El equipo traductor PCM-FDM-1.5M convierte un grupo primario PCM (1,544 Mb/s) en una señal analógica que es transmitida a través de SG5 y SG6. La configuración del sistema se muestra en la figura 3.

Los sistemas FDM aplicables son:

Sistema de cable coaxial: sistema C-12M, sistema CP-12MT, sistema C-60M.

Sistema de microonda: sistema SF-E₁ (5GHz), sistema SF-U₂, sistema SFU₃ (6GHz), sistema SF-T₃ (11GHz) etc.

Figura 3. Estructura de sistema PCM-FDM para grupo primario PCM



P/F: Equipo traductor PCM-FDM-1.5M (recientemente desarrollado)

DG: Equipo Grupo Primario PCM

SG TR: Equipo de modulación de grupo secundario (SG)

MG TR: Equipo de modulación grupo terciario (MG)

3.2 Condiciones de Aplicación

El objetivo del diseño para la proporción de error de transmisión en un enlace PCM-FDM es menos de 10^{-8} . Para aplicación de circuitos, la longitud máxima de sección de un enlace PCM-FDM es 560km y el número máximo de enlaces es 5 enlaces MG.

Sin embargo, MG 1 debe tener menos de dos enlaces porque la distorsión de retardo de grupo queda limitado por el filtro de separación de potencia (PSF). Por la misma razón, señales de PCM-FDM no deben acomodarse en un MG cuya banda de frecuencia es la más baja en el sistema C-60M. Con respecto al suministro de onda portadora común (CCS) en la línea de transmisión FDM, la fluctuación de fase queda limitada por el transistor tipo CCS.

3.3 Parámetros de sistema

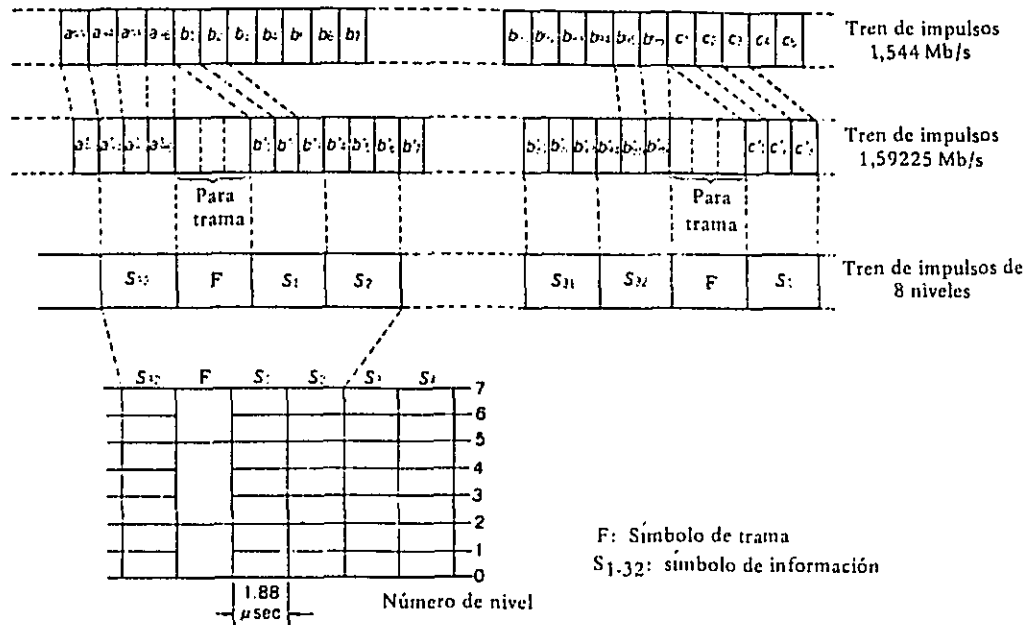
El equipo traductor PCM-FDM-1.5M adopta una transmisión de impulso de 8-niveles y un sumario de parámetros significativos y los objetivos de diseño son como sigue:

- (1) velocidad de información: 1,544Mb/s
- (2) forma de onda de impulso: impulso de 8 niveles
- (3) estructura de trama (Véase figura 4): una trama se compone de 32 símbolos de información y 1 símbolo de trama
- (4) frecuencia de repetición de impulso de 8 niveles: 530,75kHz
- (5) mezclador (scrambler): mezclador autosincronizador con registros de desplazamiento de 22 pasos.
- (6) conversión entre impulsos de 2 niveles y 8 niveles: conversión del código de Gray (códigos binarios reflejados) (Véase Tabla 1)

Tabla 1. Conversión entre 2 niveles y 8 niveles

Combinación de impulso de 3 bits	Número de nivel	Amplitud relativa
1 0 0	7	+ 7
1 0 1	6	+ 5
1 1 1	5	+ 3
1 1 0	4	+ 1
0 1 0	3	- 1
0 1 1	2	- 3
0 0 1	1	- 5
0 0 0	0	- 7

Figura 4. Estructura de trama



- (7) control de polaridad de impulso de 8 niveles: método de código balanceado por realimentación
- (8) modulación: modulación VSB-AM y modulación SSB
- (9) banda de señal PCM-FDM: 1.188kHz - 1.532kHz
- (10) anchura de banda de señal PCM-FDM: 344kHz
- (11) banda en uso: SG 5 y SG 6 en banda MG
- (12) número de derivaciones de igualador automático: 41 (centro ± 20) derivaciones
- (13) conexión del lado PCM: impulso bipolar con 3 Vop
- (14) conexión del lado FDM: el nivel de señal PCM-FDM es +4,5dBm. Nivel de piloto de onda portadora y nivel de piloto de sincronización son -10dBm.

3.4 Equipo

El equipo traductor PCM-FDM-1.5M se muestra en la figura 5. Este equipo se compone de 2 unidades de tipo enchufable completa en un bastidor precableado de 2.750 x 520 x 225 mm. Tiene también una alarma tipo enchufable y una unidad de prueba y una unidad de jack fijo. La fuente de energía es -48V DC (corriente directa) o -21V DC. Los cables entrebastidores son cables

Figura 5. Equipo traductor PCM-FDM-1.5M

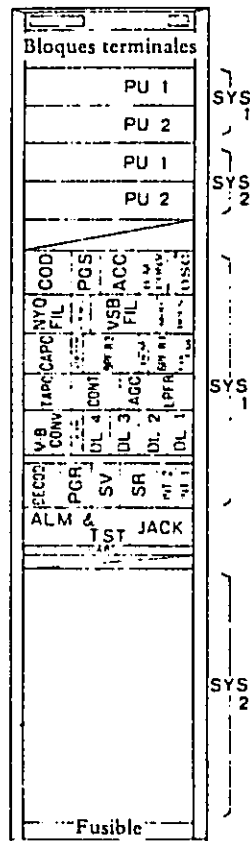
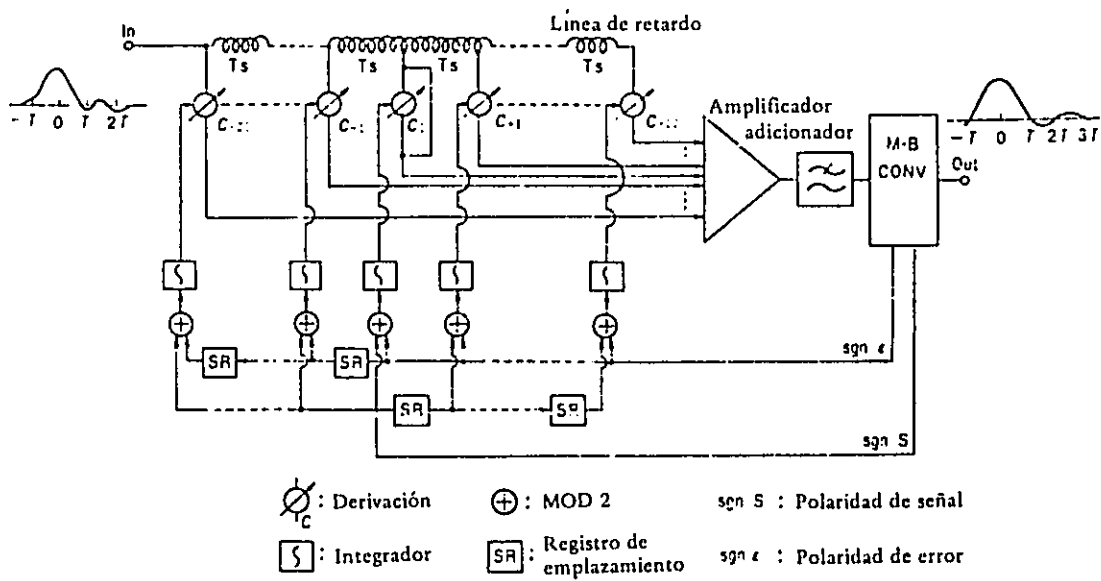


Figura 6. Principio del igualador automático



PCM de intraoficina para el lado PCM y cable coaxiales 3C - 2V para el lado FDM, donde la longitud de cada cable es menos de 200m.

4. Nuevas Técnicas

El equipo traductor PCM-FDM-1.5M adopta algunas nuevas técnicas para hacer posible el transmitir el impulso de multinivel antes mencionado por medio de una banda estrecha y para tratar de reducir el costo del sistema.

4.1 Igualador automático

Distorsión de amplitud, distorsión de retardo de grupo, etc., producen interferencia entre símbolos, y por lo tanto las distorsiones deben ser eliminadas para transmitir tales señales de multinivel. Dado que la distorsión depende en gran parte de la línea de transmisión y de la estación del año, se adopta la técnica de igualador automático.

El principio del igualador automático se muestra en la figura 6. La señal de entrada con interferencia entre símbolos es pasada a través de la línea de retardo con derivaciones en los intervalos de segundo T_s , en donde T_s es el intervalo de impulso de 8 niveles. Cada derivación queda automáticamente ajustada para eliminar la interferencia entre símbolos que aparece en un punto correspondiente a la distancia desde la derivación central, y la salida de cada derivación queda añadida conjuntamente.

El algoritmo de ajuste de la ganancia de derivación es el método de forzar a cero que minimiza el valor absoluto de interferencia entre símbolos.

La dirección de ajuste de cada derivación se obtiene por la correlación entre la polaridad de señal y la polaridad de error para mostrar una separación desde el nivel de decisión.

Dado que la información de control se obtiene generalmente desde todas las señales (control adaptativo), tal información se obtiene por el método de Error de Nivel Máximo que es el que se usa para una información absolutamente correcta (es decir, bien sea que la señal exceda el nivel máximo o no) cuando la proporción de error es menos que 10^{-2} .

4.2 Código Equilibrado por Realimentación (FBC)

Como se dirá después, la portadora VSB y la onda sincronizadora deben ser insertadas en la señal PCM-FDM. El método FBC es el método de control de polaridad que suprime el componente de frecuencia cerca del piloto de portadora y del piloto de sincronización para reducir la fluctuación desde la señal PCM-FDM al extraer ambos pilotos.

Un tren de impulsos paralelos de 3 bits queda separado en dos trenes: uno de paridad (F, S₂, S₄, ..., S₃₀, S₃₂ en la figura 4) y otro de imparidad (S₁, S₃, S₅, ..., S₂₉, S₃₁ en la figura 4) y cada amplitud de señal queda integrada en una trama en la que la polaridad de cada impulso de 8 nivel es controlada. Cada valor integrado es comparado con relación a cada valor integrado de ambos trenes.

En cada tren, si el resultado de esta comparación muestra la misma polaridad, cada impulso en la trama es enviado después que la polaridad de cada impulso es invertida y si no es la misma polaridad, cada impulso es enviado tal como está. El nivel de impulso de trama se decide según la tabla 2 basándose en ambos conceptos de información.

En el lado receptor, el nivel de impulso de trama es supervisado y la polaridad de cada impulso retorna a la forma original por medio de una operación inversa.

Tabla 2. Decisión del Nivel de Impulso de Trama

Polaridad de Impulsos de 8 niveles		Señal de Trama	
Tren par	Tren impar	Número de nivel	Amplitud relativa
No cambiada	No cambiada	7	+ 7
No cambiada	Cambiada	5	+ 3
Cambiada	No cambiada	2	- 3
Cambiada	Cambiada	0	- 7

Nota: El número de nivel y la amplitud relativa se basan en la Tabla 1..

4.3 Control de fase Automático (APC)

Las fases del piloto de portadora y del piloto sincronizador generalmente se desvían de cada punto óptimo por la característica de fase de la línea de transmisión; por lo tanto es necesario un ajuste de fase.

Cuando la fase del piloto de sincronización extraída de la señal PCM-FDM queda retrasada de la fase óptima, se produce interferencia entre símbolos en los puntos de $\pm$ primeras (1as.) derivaciones y los coeficientes de peso $C_{\pm 1}$ de $\pm$ 1as. derivaciones son $C_{-1} < 0$ y $C_{+1} > 0$. Por el contrario, cuando la fase de sincronización queda avanzada, $C_{\pm 1}$ son $C_{-1} > 0$ y $C_{+1} < 0$.

Cuando la fase del piloto de sincronización está en punto óptimo y la fase del piloto de portadora extraída queda avanzada con relación al punto óptimo, los coeficientes de peso $C_{\pm 2}$ de $\pm$ segundas (2as.) derivaciones son $C_{-2} > 0$ y $C_{+2} < 0$. Cuando se retrasa la fase, $C_{\pm 2}$ son $C_{-2} < 0$ y $C_{+2} > 0$.

Por lo tanto, se puede efectuar un control de fase automático detectando las polaridades de los coeficientes de peso de $\pm$ 1as. y $\pm$ 2as. derivaciones y controlando las fases del piloto de sincronización y del piloto de portadora por medio de cada circuito APC como sigue:

Si $C_{+1} - C_{-1} > 0$, el circuito APC de sincronización se adelanta a la fase del piloto de sincronización.

Si $C_{+1} - C_{-1} < 0$, el circuito APC de sincronización se retrasa de la fase del piloto de sincronización.

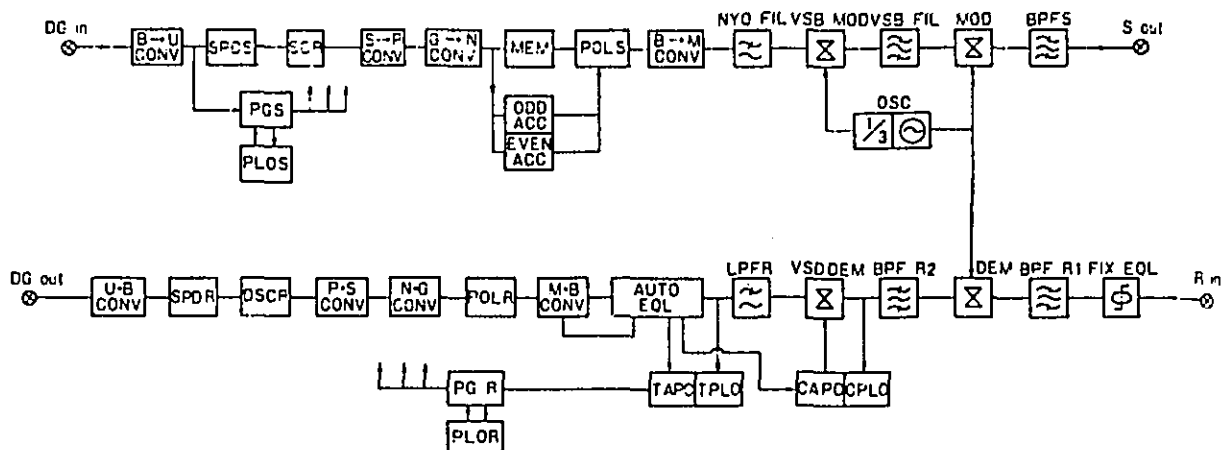
Si $C_{+2} - C_{-2} > 0$, el circuito APC de portadora se adelanta a la fase de piloto de portadora.

Si $C_{+2} - C_{-2} < 0$, el circuito APC de portadora se retrasa de la fase del piloto de portadora.

5. Configuración de sistema

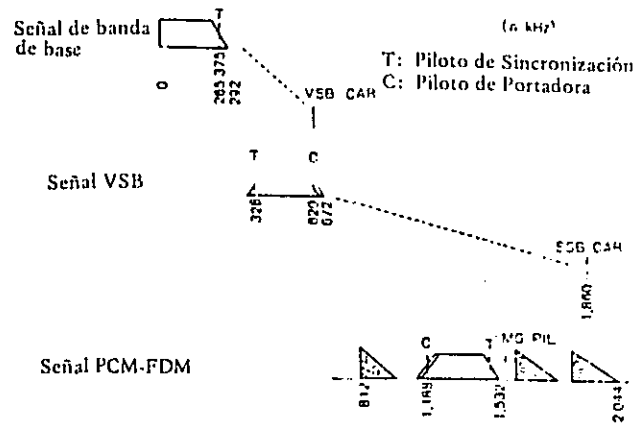
La configuración fundamental y asignación de frecuencia analógica quedan mostradas en las figuras 7 y 8.

Figura 7. Configuración fundamental



B $\rightleftharpoons$ U CONV:	Convertidor Bipolar $\rightleftharpoons$ Unipolar	M $\rightarrow$ B CONV:	Discriminador de Multinivel
SPG S:	Convertidor de Velocidad (Emisor)	AUTO EQL:	Igualador Automático
SPD R:	Convertidor de velocidad (Receptor)	C PLO:	Oscilador de Sincronización de Fase para Piloto de Portadora
SCR:	Mezclador (Scrambler)	C APC:	Controlador Automático de Fase para Piloto de Portadora
DSCR:	Desmezclador (Descrambler)	T PLO:	Oscilador de Sincronización de Fase para Piloto de Sincronización
S $\rightleftharpoons$ P CONV:	Convertidor Serie $\rightleftharpoons$ Paralelo	T APC:	Controlador Automático de Fase para Piloto de Sincronización
G $\rightleftharpoons$ N CONV:	Convertidor Código de Gray $\rightleftharpoons$ Código Binario Natural	PG S:	Generador de Impulso (Emisor)
MEM:	Memoria	PG R:	Generador de Impulso (Receptor)
ODD ACC:	Acumulador de tren impar	PLO S:	Oscilador de Sincronización de fase (Emisor)
Even ACC:	Acumulador de tren par	PLO R:	Oscilador de Sincronización de fase (Receptor)
POL S:	Controlador de Polaridad (Emisor)		
POL R:	Controlador de Polaridad (Receptor)		
B $\rightarrow$ M CONV:	Generador de Impulso Multinivel		

Figura 8. Asignación de frecuencia



5.1 Terminal emisor

En la parte numérica, un tren de impulso bipolar 1,544 Mb/s es recibido y convertido en un tren de impulso unipolar. Este tren de impulso queda convertido en un tren de impulso 1,59225 Mb/s por medio de un convertidor de velocidad 33/32 para una posterior introducción de impulsos de trama. Todos los tipos de impulsos de sincronización en el terminal emisor se obtienen del tren de impulso de entrada y se usa un oscilador de sincronización de fase (PLO) para obtener los impulsos de sincronización necesarios después de la conversión de velocidad. Un mezclador se ocupa del código de estos impulsos cambiados de velocidad. Es decir, el mezclador registra en una dirección calculada una combinación de impulso de entrada y elimina periodicidad en el tren de impulso unipolar para suprimir el espectro de línea, que puede aparecer como parásito o zumbido único en un canal telefónico transmitido simultáneamente. El registro en dirección calculada es también necesario el algoritmo del igualador automático actúa bajo el supuesto de que no hay correlación ni componente periódico entre impulsos de 8-niveles que vienen uno por uno.

La conversión serie / paralelo y conversión de código de Gray se realizan cada 3 bits. La razón de usar el código de Gray es que hay siempre un bitio de diferencia entre niveles adyacentes (Véase Tabla 1). El código de Gray es por lo tanto el que tiene la menor propagación de error considerando que la probabilidad de error en los niveles adyacentes es la mayor en la línea de transmisión FDM. Después del control de polaridad por medio del método de código equilibrado por retorno, el generador de impulso de multinivel genera impulsos de 8-niveles cuya frecuencia de repetición es de 530,75kHz. Una onda rectangular con una frecuencia de repetición

de 265,375kHz es introducida ya que es difícil extraer la señal de sincronización de una forma de onda analógica en el lado receptor.

En la parte analógica, un Filtro Nyquist limita la banda de impulsos de 8 niveles y los transforma en una forma de onda analógica de 8 niveles que no tiene interferencia entre símbolos y puntos adyacentes de muestreo.

Esta señal se llama señal de banda de base y la banda de señal es desde casi CD a 292kHz. La onda rectangular introducida cambia a onda senoide de 265,375kHz y se llama piloto de sincronización. Dado que el espectro de la señal de banda de base tiene un componente de frecuencia cerca de DC, esta señal puede variar de 328kHz hasta 672kHz por medio de modulación de amplitud de banda lateral residual (VSB-AM). La frecuencia y base de la portadora de demodulación tiene que ser la misma que las de una portadora de modulación con modulación VSB-AM, y así una portadora de modulación VSB para demodulación en el lado receptor y se llama piloto de portadora. La señal es asignada otra vez desde 1.188kHz a 1.532kHz por modulación de banda lateral única después esta señal PCM-FDM se transmite a la línea de transmisión FDM.

5.2 Terminal Receptor

En la parte analógica, la distorsión de retardo de grupo de una señal PCM-FDM recibida queda igualada invariablemente, después retorna a la señal de banda de base por modulación SSB-

- AM y desmodulación VSB-AM. La portadora de demodulación VSB se obtiene extrayendo el piloto de portadora introducido en el terminal emisor. El igualador automático iguala la forma de onda de la señal de banda de base que sufre varias distorsiones de forma de onda a través de la línea de transmisión FDM y reaparece como una forma de onda que tiene poca interferencia entre símbolos. El circuito de decisión de multinivel discrimina el nivel de señal y se obtienen combinaciones de impulsos paralelos de 3 bits a causa del nivel discriminado.

En la parte numérica, después del control de polaridad por medio del método FBC y conversión de código de Gray en el terminal receptor, se obtiene un tren de impulso de 1,59222 Mb/s por medio de conversión paralelo/serie. El 'descrambler' restaura el código que es entonces cambiado al tren de impulso original de 1,544 Mb/s por conversión de velocidad 32/33. El tren de impulso 1,544 Mb/s se transforma en tren de impulso bipolar y es enviado al equipo PCM. Después de extraer el piloto de sincronización de la señal de banda de base se producen varios impulsos de sincronización necesarios en el terminal receptor.

6. Supervisión

El equipo traslador PCM-FDM-1.5M tiene cinco funciones supervisorias con el fin de simplificar el mantenimiento.

(1) Interrupción de impulso de entrada y detección de violación bipolar

Si el tren de impulso bipolar de entrada 1,544 Mb/s queda interrumpido o la proporción de error excede un nivel dado ($10^{-4} \sim 10^{-6}$), el detector envía esta información a la alarma y a la unidad de prueba, e indica degradación de sistema por la conducción de LED (Light Emission Diode), con el fin de asegurar si el tren de impulso de entrada es normal.

(2) Falla de sincronización de trama de impulsos de 8 niveles

En el terminal receptor, los impulsos de trama son constantemente supervisados y se mantiene sincronización de trama. Si la sincronización de trama falla, el detector envía esta información a la alarma y a la unidad de prueba y lo indica por conducción de LED, cuando se lleva a cabo una acción de retransmisión (Reframing). Dado que los impulsos de trama ocupan solamente 4 niveles (Números de nivel son 0,2,5,7 en la figura 4), la decisión de sincronización de trama se hace asegurando si los impulsos de trama toman 4 niveles o no.

Se prepara un circuito de guarda de sincronización para que la acción de retransmisión no empiece con algunos errores de impulso de trama causados por perturbaciones ocasionales en la línea de transmisión a horas normales. Esto se llama guarda hacia adelante. La acción de retransmisión es el método de desplazamiento de 1 símbolo. El tiempo de la guarda hacia adelante queda puesto a 3 ms cuando cada impulso de trama yerra, puesto que la mayoría de las interrupciones en las líneas de transmisión están por debajo de 2 ms.

También es necesario que el circuito de retransmisión esté listo para volver al proceso de retransmisión por un tiempo dado durante el cual el detector confirma si la sincronización de trama ha sido restaurada a estado normal o no. Esto se llama guarda hacia atrás. El tiempo de guarda hacia atrás es también puesto a 3 ms. Esto supervisa la línea de transmisión FDM o la parte analógica de este equipo.

(3) Inferioridad de proporción de error de impulsos de 8 niveles

Si la proporción de error de impulsos de 8 niveles excede un nivel dado ($10^{-4} \sim 10^{-6}$), el detector envía esta información a la alarma y a la unidad de prueba. La visualización se indica por conducción de LED. Esta supervisión tiene por objeto el descubrir pronto la inferioridad parcial que no conduce a una falla de sincronización de trama.

(4) Falla de sincronización de trama de grupo primario PCM

Si la sincronización de trama de un grupo primario PCM (tanto la combinación de trama de sistema PCM 24 como la del sistema PCM-24B pueden supervisarse por cambio de conexión a puente en la unidad de la SV) ocurre cuando el tren de impulso 1,544 Mb/s es regenerado en el lado receptor, el detector envía esta información a la alarma y a la unidad de prueba, y cuando solamente esta alarma ocurre, se puede deducir que hay un impedimento en la parte numérica. Los tiempos de guarda hacia adelante y hacia atrás se pueden aplicar correspondientemente a los del sistema PCM-24B.

(5) Fallas de Electricidad

Si un fusible se quema, el detector envía esta información a la alarma y a la unidad de prueba y lo indica por la conducción de LED.

7. Conclusión

Se ha planeado una prueba comercial del equipo trasladador para el año 1974. Además de este sistema estamos desarrollando otro tipo de sistema PCM-FDM que transmite el grupo primario PCM (1,544 Mb/s) a través de una banda inferior a la banda de voz de un sistema de microonda. Un sistema de mayor capacidad que transmite un grupo secundario PCM (6,312 Mb/s) a través de la banda MG está en investigación. También estamos investigando sistemas PCM-FDM de mucho más capacidad.

SISTEMA PCM DE MICROONDA

CONTENIDOS

1.	Introducción	P-7- 1
1.1	Características de sistema PCM de microonda	P-7- 1
2.	Principio de sistema de PCM	P-7- 3
2.1	Muestreo	P-7- 4
2.2	Cuantificación	P-7- 7
2.3	Codificación	P-7- 9
2.4	Compresión y expansión	P-7-13
2.5	Decodificación	P-7-16
2.6	Multiplexación por división de tiempo	P-7-16
3.	Modulación y demodulación	P-7-20
3.1	Modulación	P-7-20
3.2	Demodulación	P-7-27
4.	Análisis de ruido y tasa de error	P-7-29
4.1	Ruido térmico	P-7-30
4.2	Forma de onda y espectro de impulso de portadora	P-7-35
4.3	Interferencia entre símbolos	P-7-37
4.4	Distorsión de propagación	P-7-42
4.5	Error de bitio debido a interferencia de frecuencia	P-7-44
4.6	Interferencia entre canales	P-7-51
4.7	Interferencia entre sistemas	P-7-52
4.8	Interferencia entre rutas	P-7-55
4.9	Imperfecciones de equipo	P-7-55
5.	Fundamentos de diseño de sistema	P-7-58
5.1	Asignación normal	P-7-58
5.2	Decisión sobre distancia de tramo de radio	P-7-58
5.3	Determinación de capacidad de canal	P-7-60
5.4	Asignación de frecuencia	P-7-61
5.5	Sistema de derivación de frecuencia	P-7-62
5.6	Sistema repetidor	P-7-64
5.7	Estabilidad de sincronización	P-7-64

6.	Un ejemplo de sistema PCM de microonda	P-7-65
6.1	Circuito de referencia hipotético y calidad de transmisión	P-7-65
6.2	Disposición de frecuencia y capacidad de canal.....	P-7-67
6.3	Asignación normal de transmisión.....	P-7-67
6.4	Parámetros de equipos principales.....	P-7-72
6.5	Equipos.....	P-7-75

1. Introducción

Sistema de Modulación Por Impulsos Codificados (PCM) fue inventado por el Dr. Reeves en 1937, y se prevé como un nuevo sistema de transmisión ya que satisface los requisitos de expansión tanto cualitativos como cuantitativos de servicios futuros de telecomunicaciones. El sistema PCM por cable que puede llevar 24 canales telefónicos por formar un tren de impulsos de PCM sobre un cable de par sinmétrico ya se encuentra en uso para el servicio público de comunicaciones en varios países. Actualmente, se está adelantando vigorosamente mayor investigación en sistemas PCM de gran capacidad.

Una transmisión PCM de ensayo sobre un circuito de radio fue iniciada por Laboratorios de Bell Telephone en Estados Unidos en 1947, en un sistema PCM experimental de 12 canales. No obstante, el hecho de que este sistema se mantuvo cubierto resultó en la prosperidad de sistema de microonda de FDM-FM en el mundo entero. De aquel momento, investigación y desarrollo sobre un sistema PCM de microonda se ha llevado a cabo activamente con el adelanto de técnica de PCM que toma forma en el sistema práctico.

En el Japón, la investigación de sistema y desarrollo de circuito se han llevado a cabo por últimos varios años, en que se desarrollaron equipos de repetición. Como resultado, un sistema PCM microonda para comunicación pública ahora se encuentra en uso. Este papel describe problemas fundamentales de impulsos de portadora, constituciones de sistema repetidor y una generalidad del sistema PCM de 2 GHz.

1.1 Características de sistema PCM de microonda

Ventajas del sistema PCM de microonda en comparación con el sistema FM son las siguientes:

- (1) La primera es de aspecto económico. El equipo terminal de PCM realizó una reducción considerable de costo gracias a la innecesidad de filtros costosos que se necesitan para el equipo terminal de FDM. Reducción de costo del equipo terminal contribuyó mucho a economía de sistema global, ya que el costo por canal para un enlace se redujo recientemente, con excepción de equipo terminal, gracias a la técnica de estado sólido. Además, el sistema PCM requiere menor potencia de transmisión al compararse con el sistema FM, y por lo tanto, la economización del equipo es alcanzable, inclusive el efecto indirecto del tamaño compacto y menor consumo de energía.

- (2) La repetición regenerador permite transmisión de alta calidad. En un sistema de FM, ruido térmico, ruido de diafonía y ruido de interferencia generados en el circuito de transmisión entero afectan el ruido de canal vocal en forma compuesta. Mientras, en un sistema de PCM en que errores de bitio generados por la degradación de circuito dan un ruido clic al canal vocal, la regeneración de código en la estación repetidora intermedia elimina ruido y distorsión generados en cada sección de repetición, resultando en ninguna acumulación de ruido para el enlace global, excepto el efecto de errores ligeros de bitio causados en regeneradores.
- (3) Es apropiado para transmisión de diferentes tipos de información, inclusive transmisión de datos, y se logra flexibilidad de red por simple derivación e inserción.
- (4) Es favorable desde el punto de vista de interferencia de radio. Un sistema PCM de microonda tiene poco efecto sobre otros circuitos de radio, debido a la baja potencia de transmisión, mientras es relativamente inmune a interferencia de radio en sí mismo. Como resultado, es fácil establecer rutas múltiples en diferentes direcciones desde una localidad, y se obtiene alta flexibilidad en la planeación de circuito.

Al contrario, PCM necesita un ancho de banda de frecuencia amplio, lo cual pondrá un problema difícil en caso de limitarse definitivamente la frecuencia. Microonda se utiliza para numerosos servicios, y por eso, el factor importante que afecta la aplicación del nuevo sistema consiste en qué cantidad de información de mensaje puede tratarse en una cierta banda de frecuencia. A fin de resolver este punto, fueron estudiadas varias medidas, inclusive el uso de un sistema de modulación de multi-nivel, uso múltiple de la misma frecuencia de radio, y limitación de banda del espectro de radiación. La modulación de fase de multi-nivel es aplicable para la modulación de multi-nivel de sistema PCM de microonda. Por ejemplo, la modulación de fase de 4 niveles lo hace posible transmitir la cantidad doble de información en la misma banda de frecuencia al compararse con la modulación de fase de 2 niveles, que se necesita para la transmisión de código binario. Uso múltiple de la misma frecuencia de radio significa el uso de ambas de ondas polarizadas vertical y horizontalmente de la misma frecuencia para formar los canales de radio independientes. Esto también se basa sobre la característica de PCM de inmunidad a interferencia. Aunque la limitación de espectro depende de las características de filtros, la separación de canal de radio considerablemente angosta es posible en un sistema de PCM en comparación con un sistema de FM. Se descubrió que, por adoptar esas medidas, un sistema PCM pudo realizar utilización de frecuencia mucho más eficiente que el sistema de FM. Además, se puede esperar el aumento

de la capacidad de transmisión por utilizar la habilidad de planeación de rutas múltiples.

2. Principio de sistema de PCM

Se muestra una configuración básica de PCM en Fig. 2.1. Como se enseña en la figura, el sistema se compone de tres partes principales, un terminal de transmisión, repetidores regenerativos, y un terminal de recepción. Primero, se aplica una onda continua $x(t)$ al terminal de transmisión y se muestrea en un intervalo de cierto tiempo para dar una onda de muestra $x_s(t)$. Este proceso se denomina muestreo. Los valores muestreados luego se redondean al valor discreto predeterminado más cercano. Este proceso se denomina cuantificación, y los valores discretos se denominan niveles cuánticos. La onda muestreada y cuantificada $x_{sq}(t)$ es discreta en ambos de tiempo y amplitud.

Si hay un número finito de niveles cuánticos, por ej. q , cada nivel puede representarse por un código digital de longitud finita; $x_{sq}(t)$ luego se numeriza y se codifica. El codificador convierte muestras cuantificadas a grupos apropiados de código, un grupo para cada muestra, y genera la onda pulsada digital correspondiente formando la señal PCM de banda base. En práctica, se agrega un compresor a fin de mejorar relación de señal a ruido cuando el valor absoluto de onda de entrada $x(t)$ es pequeño.

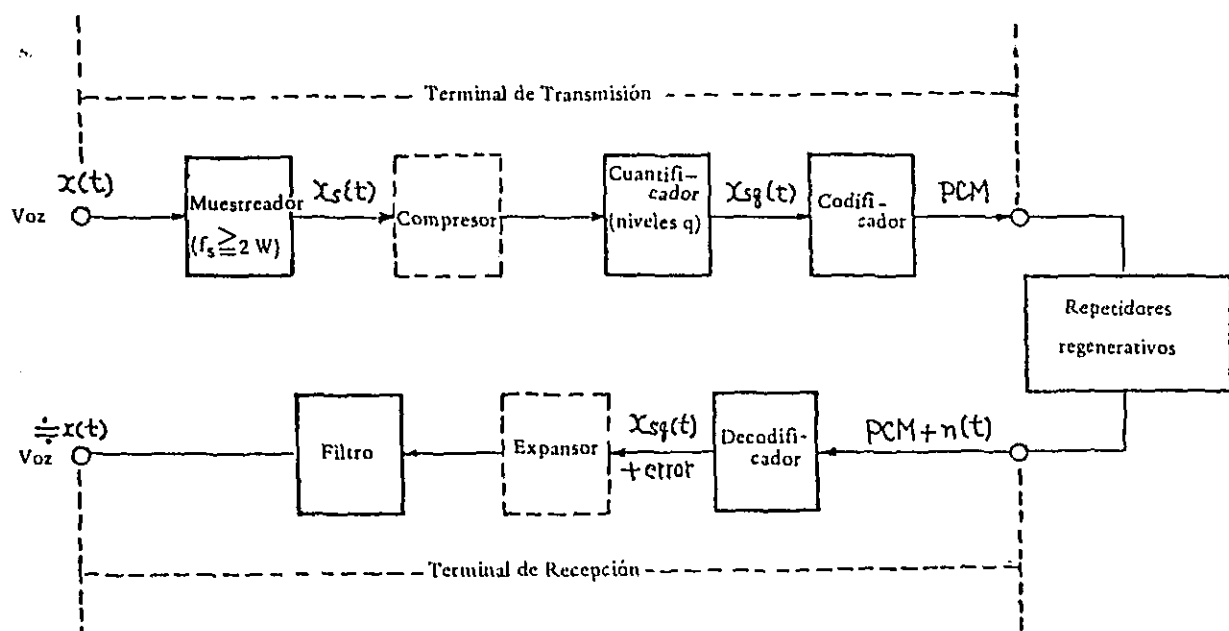


Figura 2.1 Diagrama en Bloque de Sistemas de PCM

Para multiplexación, cada mensaje se muestrea en un tiempo diferente, y todos los valores muestreados se combinan para dar valores de muestras multiplexadas. Alternativamente, la salida de multiplexor es una forma de onda PAM que contiene las muestras de mensaje individuales periódicamente entrelazadas en tiempo. Si hay N entradas, el espaciamiento de impulso a impulso es de T/N , mientras el espaciamiento entre muestras sucesivas de una cualquiera es T.

Cuando la señal de PCM se envía a la ruta de transmisión, se convierte a una forma de onda adecuada para la ruta. La onda convertida se distorsiona bajo la influencia de características de transmisión de la ruta y el ruido. Los repetidores regenerativos, al recibir la onda distorsionada, producen una onda regenerada y no distorsionada, y la envían.

El terminal de recepción invierte las acciones del terminal de transmisión. Es decir, la onda PCM se decodifica en el decodificador para dar una onda comprimida PAM que corresponde a la onda PAM aplicada al codificador. La onda PAM codificada y comprimida se extiende en el expansor para dar la onda PAM original, que luego se convierte a una onda continua similar a la original por pasar a través del filtro de reconstrucción. Cuando se multiplexan, los impulsos expandidos se distribuyen a los canales de mensaje respectivos por medio de un circuito de puerta. Por lo tanto, se necesitan sincronizaciones de ambos de canales de mensaje y de bits en un sistema PCM multiplexado.

2.1 Muestreo

Como se menciona arriba, el proceso usado para obtener impulsos periódicos muestreados de una onda continua se denomina muestreo. Si una onda continua tiene contenido espectral despreciable para $|f| \geq W$, se describe adecuadamente para mayoría de propósitos por valores de muestra, en duración instantánea o finita, uniformemente espaciados en tiempo con período $T \leq \frac{1}{2W}$. Esta situación se denomina teorema de muestreo de Shannon, y se demuestra teóricamente.

A continuación, demostramos este teorema. La forma de onda $x(t)$ es una función de tiempo t, y tiene un componente de frecuencia $0 \sim W$ (Hz).

El integral Fourier se describe abajo.

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) e^{j2\pi ft} df \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

donde. $X(f)$ es una densidad espectral de $x(t)$, y

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{j2\pi ft} dt \quad \dots\dots\dots (2.2)$$

$X(f)$ puede describirse con la Serie Fourier.

$$X(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j \frac{2\pi n f}{2w}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j \frac{2\pi n f}{2w}} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

donde,

$$C_n = \frac{1}{2w} \int_{-w}^w X(f) e^{j \frac{2\pi n f}{2w}} df \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

Comparando las ecuaciones (2.3) y (2.4), obtenemos la relación siguiente:

$$C_n = \frac{1}{2w} x\left(\frac{n}{2w}\right) \quad \dots\dots\dots (2.5)$$

Por substituir (2.5) por (2.3),

$$X(f) = \frac{1}{2w} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2w}\right) e^{j \frac{2\pi n f}{2w}} \quad \dots\dots\dots (2.6)$$

y luego se substituye (2.6) por (2.1)

$$\begin{aligned} x(t) &= \frac{1}{2w} \int_{-w}^w \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2w}\right) e^{j \frac{2\pi n f}{2w}} e^{j2\pi ft} df \\ &= \frac{1}{2w} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2w}\right) \int_{-w}^w e^{j2\pi f(t + \frac{n}{2w})} df \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} x\left(\frac{n}{2w}\right) \frac{\sin \pi (2wt-n)}{\pi (2wt-n)} \quad \dots\dots\dots (2.7) \end{aligned}$$

De esta manera, si podemos obtener $x(\frac{n}{2w})$ que es un valor de muestra de $x(t)$ en el tiempo discreto No. n , podemos determinar C_n que es coeficiente integral Fourier. Empleando este C_n , podemos determinar $X(f)$, y luego podemos obtener señal original $x(t)$.

La función en la parte derecha de la ecuación (2.7)

$$\frac{\sin \pi (2\omega t - n)}{\pi (2\omega t - n)}$$

es un tipo de $\Delta f \frac{\sin x}{x}$

En caso de $n = 0$, la ecuación citada es:

$$V(t) = \frac{\sin 2\pi\omega t}{2\pi\omega t} \dots\dots\dots (2.8)$$

Esta función se denomina la función de muestreo, y representa la respuesta de impulso de un filtro de paso bajo ideal con un ancho de banda ω .

Canales telefónicos prácticos tienen un ancho de banda de 300 a 3 400 Hz. Por lo tanto, CCITT recomienda un período de muestreo de 125 segundos, o, en otras palabras, una frecuencia de muestreo de 8 KHz a fin de evitar 'aliasing' efectivamente. Naturalmente, una señal de mensaje pasa por un filtro de paso bajo antes de muestrearse, pero el filtro no es un filtro ideal de ninguna manera. La pérdida del filtro práctico en 4.6 KHz es por encima de 36.6 dB.

Frecuencias de muestreo para otras señales tales como una señal de televisión en color, una señal de videoteléfono, y supergrupos, grupos maestros y grupos supermaestros de mensajes telefónicos aun no se han determinado internacionalmente. Estas frecuencias de muestreo dependen de los anchos de banda y disposiciones de frecuencia de las señales. Se puede decir que aquéllas ahora se encuentran bajo estudio. Como un ejemplo, se enseñan en Tabla 2.1 las frecuencias de muestreo que se están estudiando en el Japón.

Tabla 2.1 Frecuencias posibles de muestreo de varias señales de mensaje

Señal	Rango de frecuencia	Frecuencia de muestreo posible	Un ejemplo de frecuencia de muestreo
Televisión en color	0 – 4,5 MHz	$f_s > 9 \text{ MHz}$	10,501 MHz
Videófono I	0 – 500 KHz	$f_s > 1 \text{ MHz}$	875 KHz
Videófono II	0 – 1 MHz	$f_s > 2 \text{ MHz}$	1 750 KHz
Supergrupo básico	312 – 552 KHz	$f_s > 616 \text{ KHz}$	875 KHz
Grupo maestro básico	812 – 2 044 KHz	$f_s > 3 096 \text{ KHz}$	3,5 MHz
Grupo supermaestro básico	8 516 – 12 388 KHz	$f_s > 8 376 \text{ KHz}$	10,501 MHz

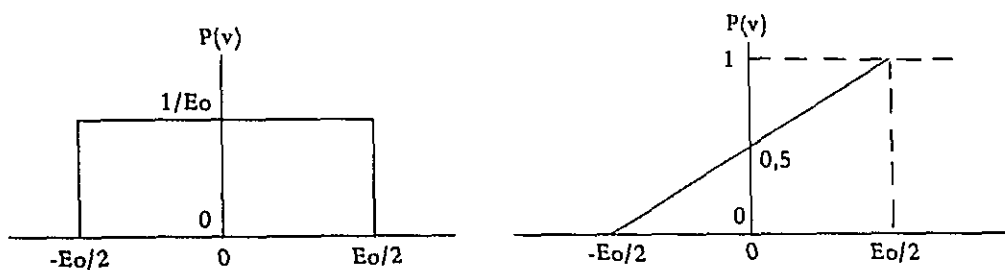
2.2 Cuantificación

Aunque una onda PAM obtenida por muestreo puede usarse en sistemas de comunicación, queda sujeto a procesos posteriores, o sea, cuantificación y codificación, en el sistema de PCM. Cuantificación es, como se menciona previamente, el proceso para redondear los valores muestreados al valor discreto predeterminado más cercano.

Aunque la cuantificación se efectúa usualmente en el mismo tiempo que la codificación, es conveniente extraer la función de cuantificación a fin de considerar ruido de cuantificación.

En el sistema de PCM, no hay manera de obtener valores originales precisos en el receptor; aquella información se abandonó en el transmisor en el proceso de cuantificación. Como resultado, este efecto de cuantificación es una limitación básica de sistemas codificados. La forma de onda de salida del cuantificador puede decomponerse en la onda muestreada original y el error de cuantificación o el ruido de cuantificación. Para análisis, el ruido de cuantificación de la onda continua se calcula primero, porque el orden de muestreo y cuantificación es intercambiable.

Si el ancho de una etapa de cuantificación es E_o , el ruido de cuantificación puede calcularse como sigue:



(a) Función de densidad de probabilidad

(b) Función de distribución

Figura 2.2 Función de probabilidad de ruido de cuantificación

El ruido de cuantificación está distribuido de $-\frac{E_o}{2}$ a $\frac{E_o}{2}$ en forma uniforme.

Por lo tanto, el valor cuadrado medio del ruido N_Q se da por

$$N_Q = E[V^2] = \int_{-E_o/2}^{E_o/2} \frac{V^2}{E_o} dv = \frac{E_o^2}{12} \quad \dots\dots\dots (2.9)$$

Si el rango total del nivel de señal se limita dentro del rango de voltaje de $+V$ a $-V$, el número de niveles cuánticos q es

$$\frac{2V}{E_o} = q \quad \dots\dots\dots (2.10)$$

Además, la potencia media de la señal se da por

$$\frac{V^2}{2},$$

y, por lo tanto, la relación de ruido de señal a cuantificación se da por

$$\frac{S}{N_o} = \frac{\frac{V^2}{2}}{\frac{E_o^2}{12}} = \frac{6V^2}{\frac{4V^2}{q^2}} = \frac{3}{2} q^2 \quad \dots\dots\dots (2.11)$$

a condición de que el nivel de señal se distribuya uniformemente por encima de V a $-V$.

De la ecuación (2.11), es claro que la calidad de transmisión se mejora por q . En práctica, $q = 128$ es estándar para teléfono. Varias otras propiedades de PCM están contenidas en la ecuación (2.11), es decir,

- (1) El resultado es independiente de modulación de portadora, potencia transmitida, o ruido aleatorio, reflejando el hecho de que se ignoran errores de codificación.
- (2) La relación de señal a ruido es constante y fija en el transmisor por el número de niveles cuánticos.
- (3) PCM tiene las características de reducción de ruido de banda ancha en el sentido de

que el ruido de cuantificación se disminuye con q aumentando, y el ancho de banda depende de q .

Hay una relación siguiente entre los niveles cuánticos q y el número de dígitos μ en el grupo de código binario;

$$q = 2^\mu$$

El ancho de banda base B_T es casi igual a μW cuando la frecuencia de muestreo es cerca de la rata Nyquist. Es decir, $f_s \doteq 2W$. Por lo tanto, $q = 2^{\frac{B_T}{W}}$, y la ecuación (2.11) puede escribirse en la forma

$$\frac{S}{N_Q} = 3,2 \left(\frac{2B_T}{W} - 1 \right)$$

S/N_Q se mejora en 6 dB por el aumento de un dígito, aunque aumentar el número de impulsos significa ampliar el ancho de banda necesario.

2.3 Codificación

Como se menciona previamente, codificación es el proceso usado para cuantificar los valores de muestra y para numerizar los valores cuantificados. Este proceso es la parte esencial de PCM. Generalmente, la señal analógica o digital de entrada se convierte a impulsos binarios, porque la transmisión de impulsos binarios simplifica el circuito del terminal de recepción e impone requisitos más comprometedores sobre el medio de transmisión con respecto a la relación de señal a ruido, amplitud y desviaciones de fase sobre el ancho de banda de PCM, y variaciones de nivel de transmisión.

La relación entre los niveles cuánticos y los grupos de código binario se enseña en Fig. 2.3. Los anteriores pueden expresarse matemáticamente en la fórmula de

$$x' = a_1 \times 2^{v-1} + a_2 \times 2^{v-2} + \dots + a_v \times 2^0 \quad \dots \dots \dots (2.12)$$

donde x' : indica un nivel cuántico arbitrario, y
 l : cuando existe un impulso No. i , y
 $a_i = 0$ cuando no existe un impulso No. i

El código binario hecho en esta manera se llama el código binario natural. El otro código, llamado código Grey, se ha inventado a fin de asegurar el buen funcionamiento de codificadores de tubo de haz.

Se enseñan varias formas de onda de código en Tabla 2.2, cuyo tipo de corriente doble y de 'non-return-to-zero' con la relación de trabajo de impulso de 100% se usa en el sistema actual de PCM de microonda del Japón debido a sus ventajas, como se enseñan en la tabla, y a fin de obtener mejor relación de portadora a ruido.

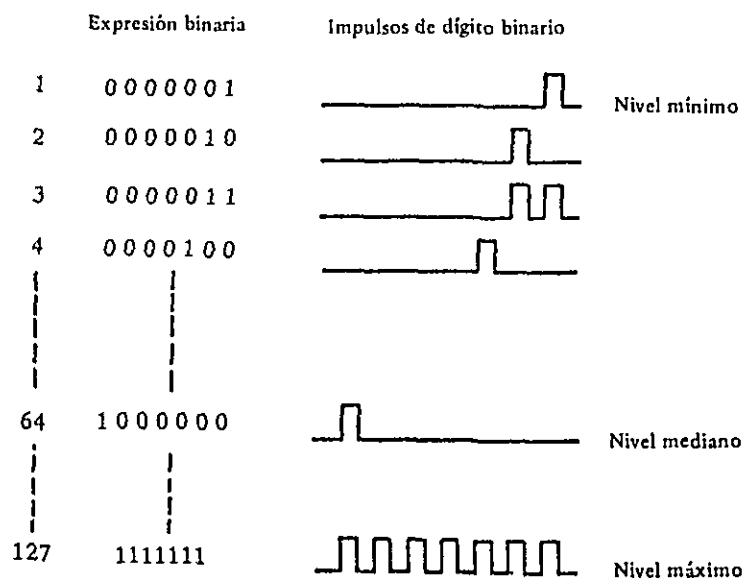


Figura 2.3 Correspondencia de Niveles Cuánticos a un Grupo de Código Binario

El codificador puede considerarse que es una red que convierte una amplitud x' en un juego de coeficientes (a_i). Los principios de conversión podrían dividirse en las categorías siguientes:

- (1) La amplitud de un impulso se compara secuencialmente con cada nivel cuántico hasta que se determine el nivel correspondiente.

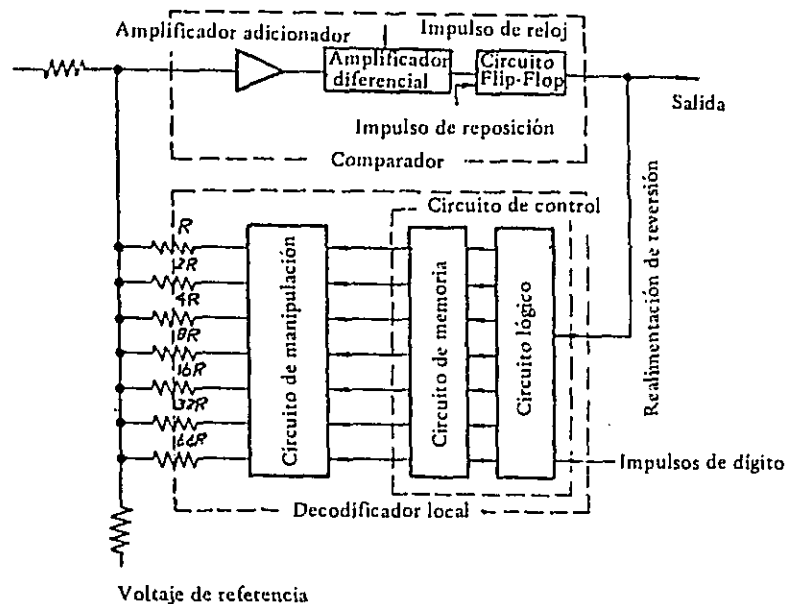


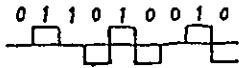
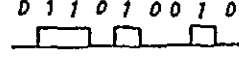
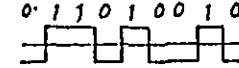
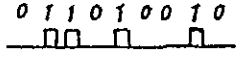
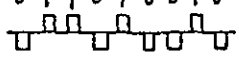
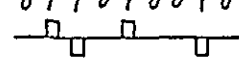
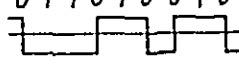
Figura 2.4 Diagrama en Bloque de Codificador

- (2) Cada dígito binario se determina secuencialmente.
- (3) Todos los dígitos binarios se determinan de una vez.
- (4) Una combinación de cualquiera de los tres principios arriba citados.

La primera necesita operación de comparación de $2^{\gamma-1}$ por impulso de muestra en valor máximo, mientras la segunda basta con operación de comparación de γ por impulso de muestra. La tercera se representa por el codificador de tubo de haz.

De los 4 principios, el segundo se usa más ampliamente, y se han propuesto muchos codificadores para realizar el segundo principio.

Tabla 2.2 Varias Formas de Onda de Código

Nomenclatura	Formas de onda	Notas
1. Tipo de corriente sencilla (NRZ) $\eta = 100\%$		Con componente de frecuencia baja. Temporización es difícil. Ancho de banda es angosto.
2. Tipo de corriente doble (NRZ) $\eta = 100\%$		Con componente de frecuencia baja. Temporización es fácil. Ancho de banda es angosto.
3. Tipo de corriente sencilla y RZ $\eta = 100\%$		Con componente de frecuencia baja. Temporización es fácil. Ancho de banda es amplio.
4. Tipo de corriente doble y RZ $\eta = 50\%$		Con componente de frecuencia baja. Temporización es fácil. Ancho de banda es angosto.
5. Tipo bipolar (RZ) $\eta = 50\%$		Sin componente de corriente directa. Ancho de banda es angosto.
6. Tipo diferente $\eta = 50\%$		Con componente de frecuencia baja. Ancho de banda es angosto.
7. Tipo dícodo $\eta = 100\%$		Sin componente de corriente directa. Ancho de banda es angosto.

RZ: Volver a cero
NRZ: No volver a cero
 η : Relación de trabajo de impulsos

Aquí, como un ejemplo típico, se enseñará el codificador de tipo de realimentación, ya que se usa ampliamente debido a su simplicidad en configuración de circuito y su comportamiento preciso.

2.4 Compresión y Expansión

Se han explicado cuantificación y codificación lineales hasta aquí, que usan los niveles cuánticos linealmente divididos. Esto es ventajoso cuando el nivel de amplitud de la onda de entrada esté distribuido uniformemente sobre el rango de $-V$ a V . De hecho, sin embargo, la distribución de nivel de amplitud no es uniforme. Por ejemplo, la distribución de amplitud de ruido térmico es de distribución normal, pero niveles de voz ordinarios toman una distribución exponencial. Generalmente, la probabilidad de ocurrencia de amplitud muy alta es pequeña para casi todas las ondas de entrada, y por eso, es desventajoso dividir el rango entero de cuantificación en anchos iguales.

En contrario, el ancho de las etapas correspondientes a los niveles de amplitud baja que ocurren más frecuentemente deberá ser más angosto desde el punto de vista de transmisión de información. A fin de evitar esta dificultad, se introduce un compresor, que comprime la parte de nivel alto y extiende la parte de nivel bajo de la señal de entrada. La onda de salida del compresor toma una distribución de amplitud diferente desde la entrada, y se cuantifica uniformemente. Por lo tanto, con respecto a la entrada, el ancho de etapa de cuantificación se convierte fino en puntos de nivel bajo, y grueso en puntos de nivel alto. En el terminal de recepción, se efectúa una operación inversa en el expansor.

Se han propuesto una cantidad de compresores y expansores con curvas características de entrada-a-salida tales como logarítmicas, hiperbólicas, hiperbólicas ponderadas, etc., de las cuales, la más común tiene la curva característica logarítmica, y da relación de señal-a-ruido relativamente plana sobre un rango vocal dinámico amplio. La curva se expresa por

$$\begin{aligned}\frac{Y}{V} &= \left\{ \frac{1}{\log e (1 + \mu)} \right\} \log e \left(1 + \mu \frac{x}{V} \right), & 0 \leq \frac{y}{V} \leq 1, & 0 \leq \frac{x}{V} \leq 1 \\ &= - \left\{ \frac{1}{\log e (1 + \mu)} \right\} \log e \left(1 - \mu \frac{x}{V} \right), & -1 \leq \frac{y}{V} \leq 0, & -1 \leq \frac{x}{V} \leq 1\end{aligned}\tag{2.13}$$

donde y : significa el voltaje de salida
 x : el voltaje de entrada,
 V : el punto de sobrecarga,
 μ : la relación de compresión

Las características de compresión logarítmicas se enseñan en Fig. 2.5 con respecto a varios μ 's.

Disminución del ruido de cuantificación debido a la compresión puede definirse como la relación del valor cuadrado medio del voltaje de error sin compresión a aquél sin compresión, y se enseña en Fig. 2.6 para varias relaciones de compresión. Es obvio, desde la figura, que el factor de mejora para una entrada de nivel bajo reside en 26 dB a 32 dB para un μ de entre 100 y 250. Como se mencionó anteriormente, el aumento de un impulso de código resulta en una mejora de relación S/N de 6 dB. En esta conexión, la cuantificación no lineal por medio de la compresión logarítmica es equivalente a una adición de 4 a 6 dígitos binarios a los originales (una adición de 16 a 64 niveles cuánticos). Este hecho explica la eficacia de compresión y expansión.

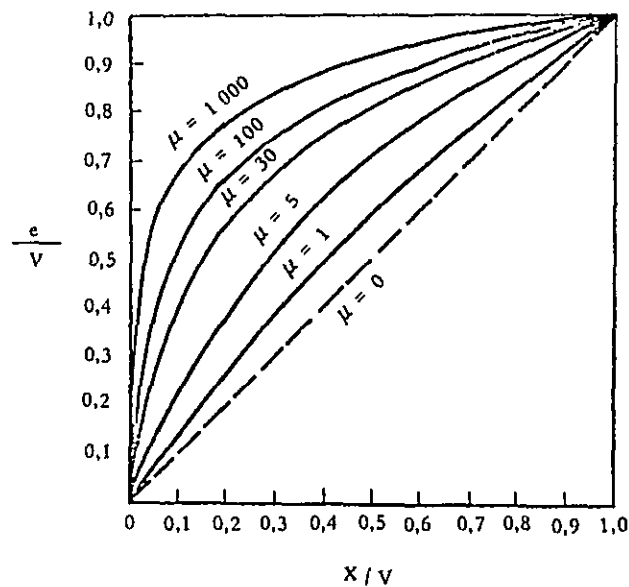


Figura 2.5 Características de Compresión Logarítmicas

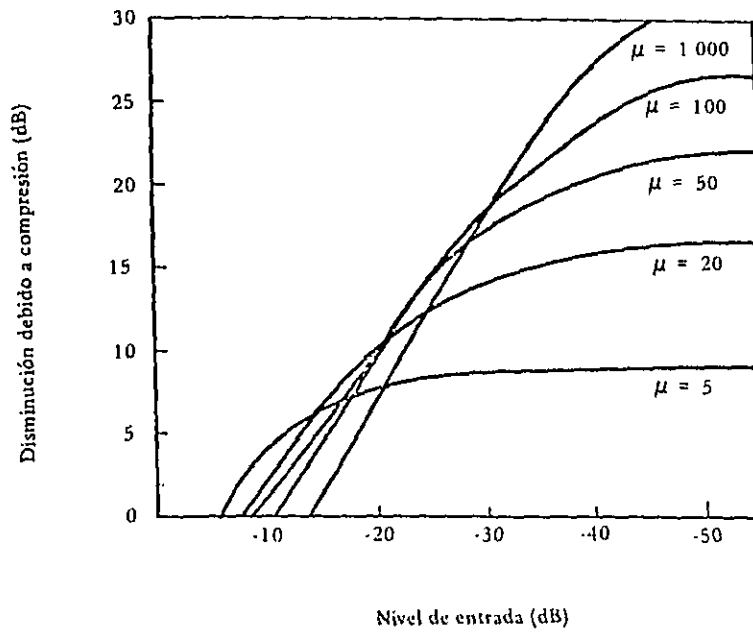


Figura 2.6 Disminución de Ruido de Cuantificación debido a Compresión

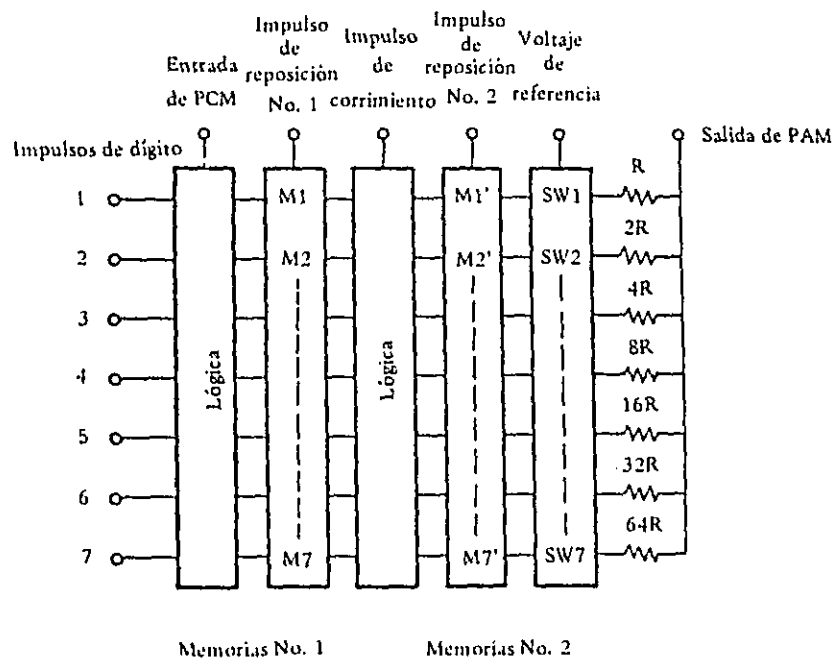


Figura 2.7 Codificador (a) Diagrama en bloque

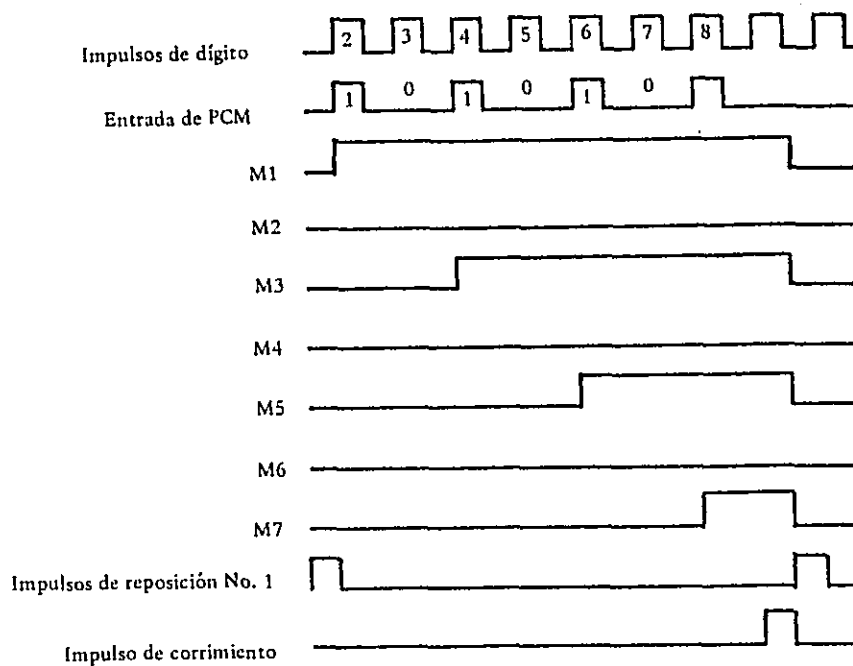


Figura 2.7 Codificador (b) Formas de onda

2.5 Decodificación

La configuración más típica de un decodificador y las formas de onda en cada una de sus unidades se enseña en Figura 2.7.

Después de codificación, se obtiene el Tren de Impulsos de PAM, correspondiendo a la entrada de PCM.

Este tren de impulsos PAM se interpola a través del filtro y se convierte en una onda continua.

2.6 Multiplexación por división de tiempo

Lo esencial de la multiplexación por división de tiempo es muy simple, como se

ilustra en Figura 2.9. Las señales de entrada, todas limitadas en banda en W , se muestrean secuencialmente en el terminal de transmisión por un conmutador rotatorio. El conmutador hace una revolución completa en $T = \frac{1}{2W}$, extrayendo una muestra de cada entrada. De aquí, la salida de conmutador es una forma de onda PAM que contiene las muestras de mensaje individuales periódicamente entrelazadas en tiempo. Si existen k entradas, el espaciado de impulso a impulso es $\frac{T}{K} = \frac{1}{K f_s}$ mientras el espaciado entre muestras sucesivas de cada entrada es T . Un juego de impulsos consistente de una muestra de cada entrada se llama una trama.

En el terminal de recepción, un conmutador rotatorio similar separa las muestras y las distribuye a un banco de filtros de paso bajo, que, a su vez, reconstruye los mensajes originales. La acción de conmutación es usualmente electrónica, y se proveen las señales de sincronización para mantener el conmutador en el terminal de recepción en etapa con una en el terminal de transmisión.

Constitución de multiplexación para el sistema de PCM-24 se ilustra en Figura 2.9. Los procesos principales de multiplexación son como siguen:

- (1) Ya que la frecuencia de muestreo es de 8 kHz, una muestra de PAM de cada mensaje se extrae en un periodo de $T = \frac{1}{8 \text{ kHz}} = 125 \mu\text{s}$.

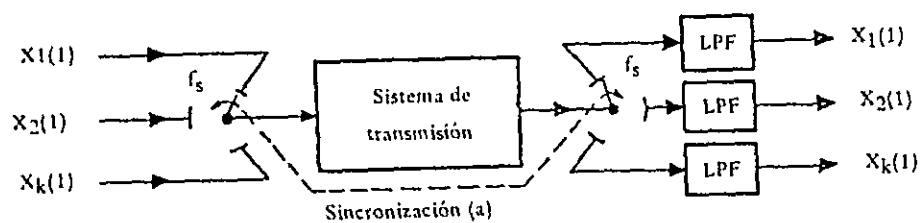


Figura 2.8 Sistema TDM (a) Diagrama en Bloque

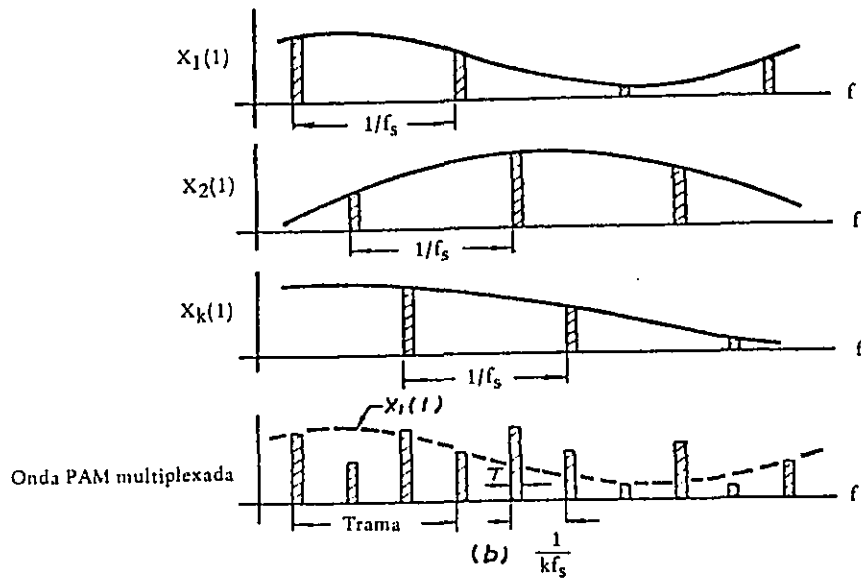


Figura 2.8 Sistema TDM (b) Formas de onda

- (2) El mensaje individual deberá muestrearse en tiempos retardados $\frac{125\mu s}{24} = 5,21\mu s$ entre uno a otro a fin de insertar impulsos PAM para 24 mensajes dentro del período cuando $T = 125\mu s$.
- (3) El intervalo de tiempo asignado a un dígito binario debe ser menor de $\frac{5,21\mu s}{8} = 0,65\mu s$ (1,536 MHz) para la conversión de impulsos PAM multiplexados de 24 canales en dígitos binarios de 8 bits.

Como se explicó arriba, terminales de PCM necesitan generadores de impulsos de control que regulan y determinan los tiempos respectivos de unidades. Los tres impulsos de control necesarios son:

- (A) Un impulso de reloj, que se explica en 3), es la base para controlar temporización, y controla las acciones del codificador, decodificador y generador de impulso de dígito.

Forma de onda de canal de mensaje No. 1

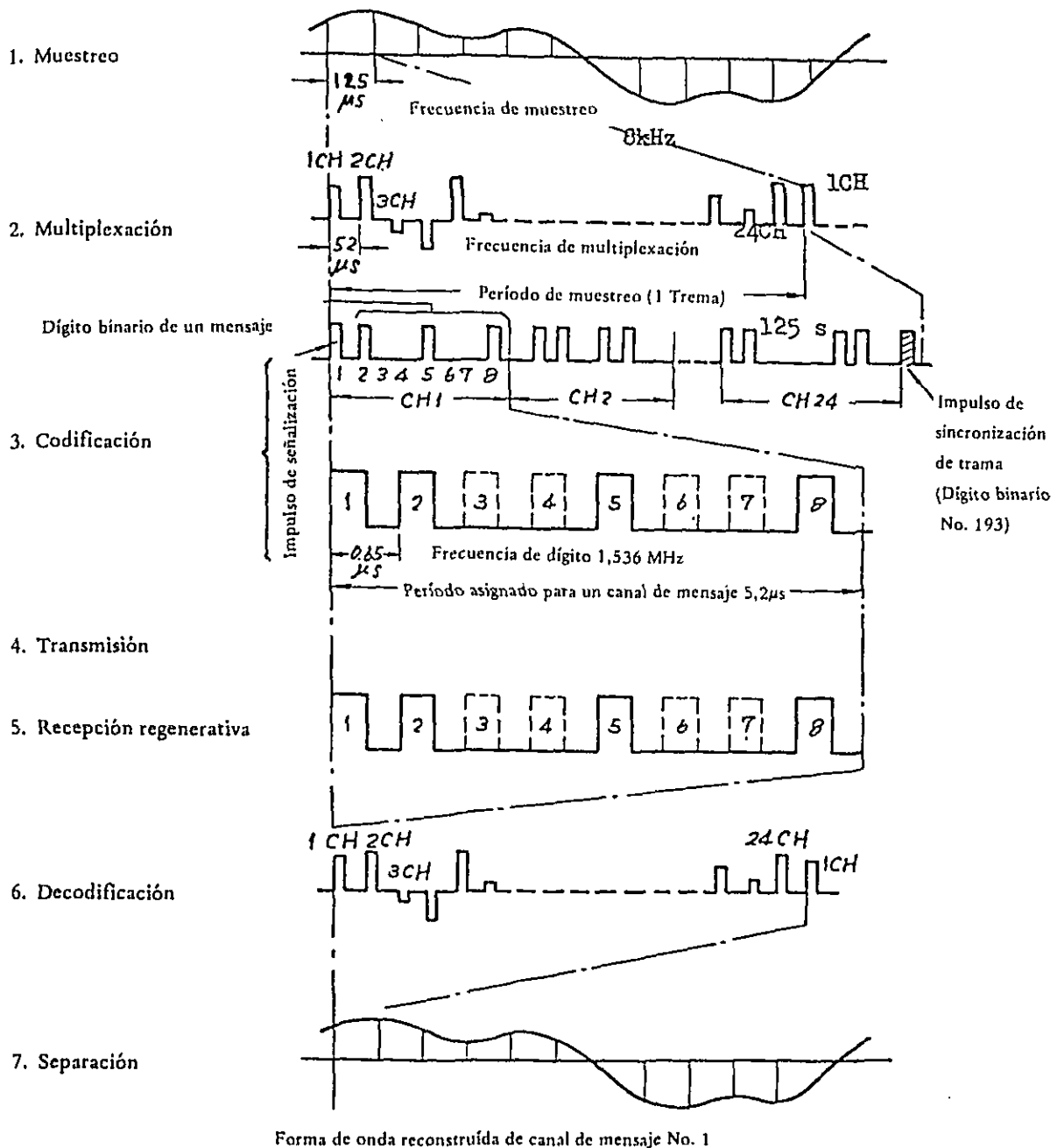


Figura 2.9 Consitución de Multiplexación de Sistema PCM-24

- (B) Un impulso de dígito, que corresponde a 2) controla las operaciones del codificador y decodificador y se utiliza para la generación de un impulso de canal.
- (C) Un impulso de trama que pertenece a 1) se usa para la inserción y separación de mensajes de múltiplex.

El método de multiplexación del sistema de PCM-24 se ha explicado hasta aquí en consideración a la simplicidad. Sin embargo, los equipos terminales actuales para sistemas PCM de microonda son un poco más complicados. El equipo terminal para sistemas de microonda se llama el sistema PCM-120 que puede multiplexar 120 canales telefónicos directamente y pueden multiplexar 5 señales digitales de diferentes sistemas de PCM-24.

3. Modulación y Demodulación

A fin de transmitir los trenes de impulsos a través de enlaces de microonda, una portadora de microonda deberá modularse en amplitud, fase o frecuencia en el terminal de transmisión, porque la característica de transmisión de enlace de microonda es de un tipo de pasabanda. La señal transmitida primero se demodula desde los impulsos en banda de frecuencia de portadora en el terminal de recepción para dar los impulsos de PCM de banda base. Luego, se regeneran los impulsos de dígito binario, sin distorsión de transmisión en sus formas de onda, desde los impulsos demodulados a través del decodificador.

Modulación y demodulación de portadora de microonda son esenciales en el sistema relevador de radio de PCM. Los impulsos binarios antes de modulación y después de demodulación se denominan impulsos de banda base, y aquéllos en la banda de portadora se denominan impulsos de portadora.

3.1 Modulación

Modulación por el tren de impulsos de dígito binario se llama modulación digital. Como se menciona anteriormente, hay tres tipos de modulación digital; modulaciones de amplitud, fase y de frecuencia.

Aquí, la expresión matemática del tren de impulsos, $x_p(t)$, se indica por

$$x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \lambda_n(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot g(t - nT) \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

donde, T denota el período del tren de impulsos de dígito binario que tiene una relación de servicio de impulsos de 100%, siendo $\lambda_n(t)$ el impulso No. n del tren. Además, $\lambda_n(t)$ se expresa por el producto de la polaridad de impulso a_n y la forma de onda de impulso $g(t - nT)$, en que a_n toma -1 o +1, las probabilidades de ocurrencia de lo cual son iguales entre uno y otro. Cuando los impulsos son rectangulares con la amplitud normalizada a unidad, $g(t - nT)$ puede indicarse por

$$\begin{aligned} g(t - nT) &= 1, \quad -\frac{T}{2} + nT < t < \frac{T}{2} + nT \\ &= 0, \quad \dots\dots\dots (3.2) \end{aligned}$$

(1) La onda modulada en amplitud

La onda modulada en amplitud, $e(t)$, generalmente se expresa por

$$e(t) = E \cdot [a + b \cdot x_p(t)] \cos(\omega_c t + \theta) \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

donde, a es un coeficiente para indicar el componente de portadora, y b es el índice de modulación. $a = b = \frac{1}{2}$ con respecto a la onda señalada en Figura 3.1 (c), y por lo tanto, $e(t)$ en este caso se reduce a

$$\begin{aligned} e(t) &= E \cdot \cos(\omega_c t + \theta), \quad \text{cuando } a_n = +1 \\ &= 0 \quad \quad \quad \text{cuando } a_n = -1 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Esta modulación se llama a veces modulación de amplitud ON-OFF. Puede realizarse fácilmente debido a su circuito sencillo, pero se usa raramente en sistemas relevadores de microonda debido a su vulnerabilidad a variación de amplitud y su inadaptabilidad para la transmisión de una señal de multi-nivel.

(2) Modulación en amplitud de portadora suprimida

La forma de onda de la modulación de amplitud de portadora suprimida se enseña en Figura 3.1 (d), y $e(t)$ en este caso se indica por

$$\begin{aligned} e(t) &= E \cdot \cos(w_c t + \theta), & \text{cuando } a_n &= +1 \\ 0 &= -E \cdot \cos(w_c t + \theta), & \text{cuando } a_n &= -1 \end{aligned} \quad (3.5)$$

que corresponde a $a = 0$ y $b = 1$.

Esta modulación se denomina modulación de banda lateral doble.

(3) Modulación en frecuencia

En la modulación de frecuencia, la onda aplicada a la línea de transmisión es de la forma general

$$e(t) = \sin [w_c t + \varphi + \psi_i(t)] \quad \dots\dots\dots (3.6)$$

donde, $\psi_i(t)$ se relaciona al tren de impulsos de modulación $x_p(t)$ por

$$\psi_i(t) = \bar{w}_i \int_0^t x_p(t) dt = \bar{w}_i a_n t \quad \dots\dots\dots (3.7)$$

con la desviación de frecuencia, $\bar{w}_i$. En caso de transmisión de impulso binario bipolar, el tren de impulsos de PCM de banda base $x_p(t)$ se encuentra ordinariamente en la forma de impulsos rectangulares de amplitud unitaria y duración T , de polaridad positiva o negativa.

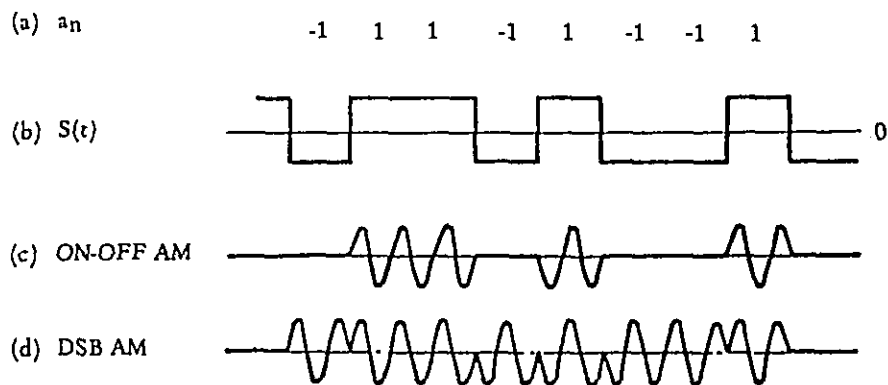


Figura 3.1 Formas de onda relacionadas a Modulación de Amplitud

Por lo tanto, la onda en este caso es

$$e(t) = \sin [(w_c + a_n w_i)t + \varphi] \quad \dots\dots\dots (3.8)$$

donde, a_n representa -1 o +1, dependiendo de las polaridades de impulsos. Podría obtenerse, en consecuencia, comportamiento equivalente si las salidas de dos osciladores de frecuencia $w_c + \bar{w}_i$ y $w_c - \bar{w}_i$ fueran conectadas mediante puerta por el tren de impulsos $x_p(t)$ de tal manera que los impulsos de etapa de portadora de duración T y una o la otra de las dos frecuencias arriba citadas se aplique directamente al canal de pasa-banda.

Aunque la modulación de frecuencia tiene algunas ventajas, generalmente no se usa en la transmisión de impulso binario a través de un sistema relevador de radio de microonda, porque necesita la banda de frecuencia más amplia de todas para transmisión.

(4) Modulación en fase

La onda de portadora modulada en fase en el nivel- q se indica por

$$e(t) = E \cdot \cos (w_c t + \theta + \theta q) \quad \dots\dots\dots (3.9)$$

donde, θq denota el tren de impulsos de modulación, $x_p(t)$, multiplicada por corrimiento de fase por voltaje de entrada unitario. En el caso de modulación de fase de nivel- q , es más sencillo seleccionar θq tal como

$$\theta q = \frac{2\pi}{q} \cdot x_g \quad \dots\dots\dots (3.10)$$

donde, $q = 2^r$, y modular la portadora. θq corresponde a un número indicador de cuantificación q , x_q , derivado de la combinación de impulsos binarios $a^1 q$, $\dots$ y $a^r q$. La onda portadora de estándar sincronizada en fase absoluta con aquella procedente del transmisor se regenera en el terminal de recepción. La señal de nivel- q , x_q , se reconstruye por la detección coherente de la onda modulada de fase utilizando la portadora de estándar regenerada. En el sistema actual de transmisión, no obstante, es generalmente difícil regenerar la onda portadora de estándar sincronizada en fase

absoluta con la de transmisión. La modulación de fase diferencial, en que la diferencia de fase $\Delta\theta_q$ de un impulso de portadora desde una adyacente corresponde a x_q , se adopta más usualmente a fin de arreglar la dificultad. En este método de modulación, x_q se cambia a otro número indicador de cuantificación q , y_q , constituido de τ impulsos binarios $b^1_q, \dots$ y b^τ_q como sigue:

$$y_q = x_q + y_{q-1} = \sum_{j=0}^q x_j \quad \dots\dots\dots (3.11)$$

donde y_{q-1} indica el valor antes de y_q por un dígito binario. Si la onda portadora se modula en fase con respecto a este y_q de tal manera que

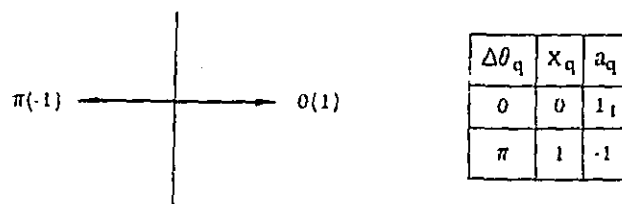
$$\theta_q = \frac{2\pi}{q} y_q$$

la diferencia de fase $\Delta\theta_q$ de la forma de onda portadora procedente de la señal adyacente se indica por

$$\Delta\theta_q = \theta_q - \theta_{q-1} = \frac{2\pi}{q} (y_q - y_{q-1}) = \frac{2\pi}{q} x_q \quad \dots\dots\dots (3.12)$$

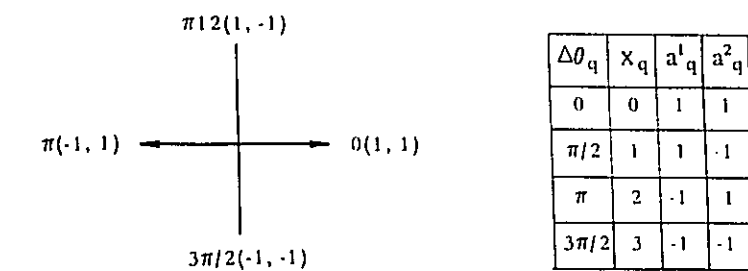
De aquí, la modulación de fase diferencial lo hace posible reconstruir x_q por la detección de $\Delta\theta_q$ en el terminal de recepción y necesita ninguna onda portadora de estándar con un requisito severo sobre la sincronización en fase.

La modulación en fase de multi-nivel hace posible la transmisión simultánea de trenes de impulsos plurales. Por ejemplo, la modulación en fase de cuatro-niveles puede transmitir dos trenes de impulsos binarios, y la modulación en fase de ocho-niveles puede transmitir tres trenes. La correspondencia de estos impulsos binarios a los impulsos de portadora se enseña en Figura 3.2.

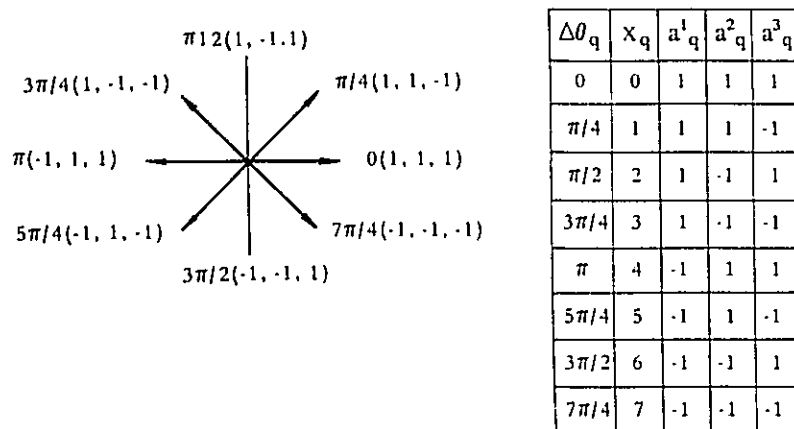


(a) PM de 2 niveles

Figura 3.2 Diagramas de Vector de Modulación en Fase de Multi-nivel



(b) PM de 4 niveles



(c) PM de 8 niveles

Figura 3.2 Diagramas de Vector de Modulación en Fase de Multi-nivel

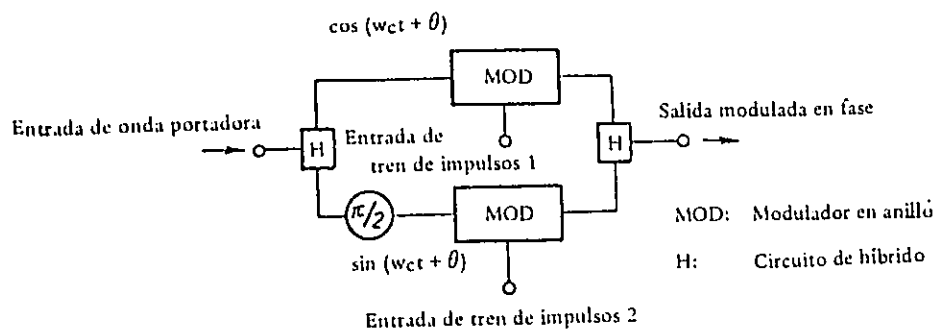


Figura 3.3 Modulador de Fase de 4 Niveles (a)

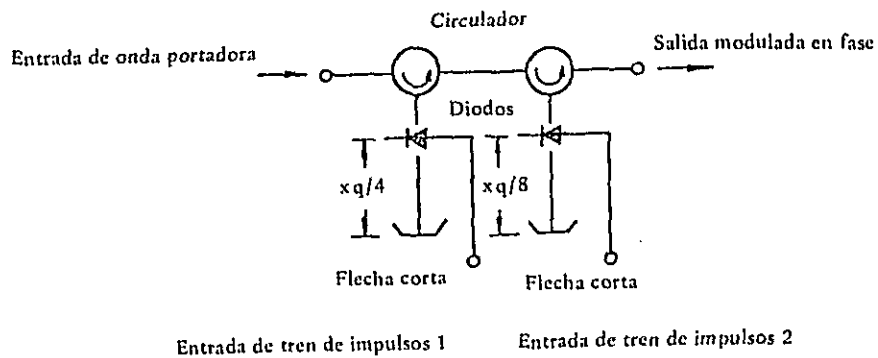
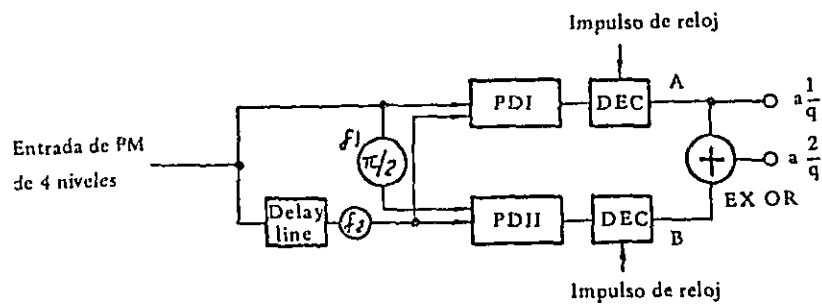


Figura 3.3 Modulador de Fase de 4 Niveles (b)



$\Delta\theta_q$	A	B	A·B	a^1_q	a^2_q
0	+	+	+	1	1
$\pi/2$	+	-	-	1	-1
π	-	-	+	-1	1
$3/2$	-	+	-	-1	-1

PD: Detector de Fase
 DEC: Circuito de Decisión
 $\delta_{1,2}$: Cambiador de Fase
 EXOR: Circuito OR Exclusivo

Figura 3.4 Diagrama en Bloque de un Detector Diferencialmente Coherente

Figura 3.3 (a) enseña un modulador de fase de cuatro niveles que utiliza un modulador en anillo. Y, Figura 3.3 (b) enseña un modulador de fase de cuatro niveles para sistemas de radio de microonda.

Este modulador, llamado un modulador de fase directo porque una salida de un oscilador de frecuencia de radio se modula directamente, tiene las ventajas de que puede reducir pérdida en potencia de portadora de microonda y que puede aumentar velocidad de modulación.

3.2 Demodulación

Detectores de envoltura convencionales usados en sistemas de comunicación analógicos pueden emplearse para la demodulación de AM de ON-OFF. DSB AM (PM de 2 niveles), sin embargo, no contiene cualquier información en la envoltura de la portadora. Demoduladores de producto se usan en tal caso. En otras palabras, la onda de DSB AM entrante primero se multiplica con la senoide localmente generada y luego se pasa por filtro de paso bajo. Se presume que el oscilador local se sincroniza exactamente con la portadora tanto en fase como en frecuencia. En práctica, sin embargo, la sincronización es tan difícil que los impulsos de modulación del DSB AM (PM de 2 niveles) primero se sujetan a conversión diferencial y luego modulan la portadora a demodularse.

Los métodos de demodulación de la onda PM diferencial se categorizan en detección coherente y detección diferencialmente coherente. La anterior es la demodulación de producto ordinaria, como lo arriba mencionado, y la posterior es la detección de producto de las ondas de PM entrantes, una de las cuales se demora aproximadamente en ancho de un impulso.

El detector diferencialmente coherente está esquematizado en Figura 3.4. Cuando las ondas $e_1(t)$ y $e_2(t)$ entrantes al detector de fase se expresan por

$$e_1(t) = E_1 \cdot \cos(\omega_c t + \theta_1) \quad (3.12)$$

$$e_2(t) = E_2 \cdot \cos(\omega_c t + \theta_2)$$

la onda de salida e_0 procedente del detector se expresa por

$$e_0 = E_1 \cdot E_2 \cos(\theta_1 - \theta_2) \quad (3.13)$$

a condición de que los procesos de multiplicación de $e_1(t)$ por $e_2(t)$ y de filtración de paso bajo se efectúen en el detector.

Cuando el cambiador de fase δ_2 se selecciona de tal manera que cambie la fase de la portadora por $\frac{\pi}{4}$ y el cambiador de fase δ_1 por $-\frac{\pi}{2}$, diferencias de fase Φ_I y Φ_{II} entre las dos ondas de entrada a detectores de fase I y II, respectivamente, se obtienen por

$$\Phi_{I, II} = \Delta\theta_q \mp \frac{\pi}{4} \quad (3.14)$$

Por lo tanto, ondas de salida A y B desde los detectores toman las polaridades enseñadas en Figura 3.4. Como es obvio de la figura, el impulso binario transmitido, a^2_q , no corresponde a la polaridad de B, mientras a^1_q corresponde a aquélla de A. OR exclusivo de A y B, no obstante, corresponde a B. De aquí, a^2_q puede reconstruirse correctamente por pasar A y B a través del circuito lógico de OR-exclusivo después de la discriminación. El detector coherente diferencial no necesita extracción de una onda portadora de estándar, sino solamente necesita un circuito de retardo; este hecho significa que el circuito del detector es muy sencillo.

Una configuración del detector coherente se enseña en Figura 3.5. La onda portadora de estándar se extrae en el circuito de sincronización de portadora, y se multiplica por las ondas moduladas y se filtra por paso bajo en los detectores de fase para dar las salidas demoduladas. Ya que las salidas del detector son impulsos b^1_q y b^2_q , las salidas de impulso binario correcto a^1_q y a^2_q se obtienen después de la operación de sustracción, que es una inversión de Ecuación (3.11).

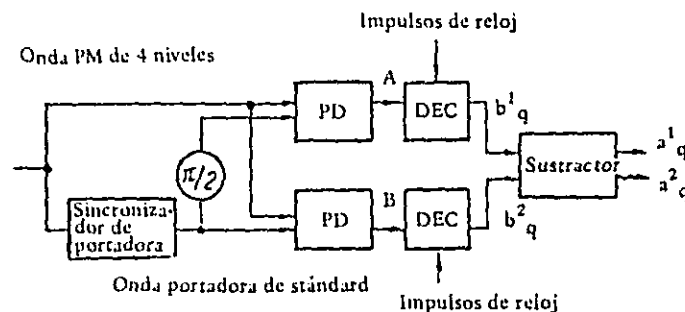


Figura 3.5 Detector Coherente

La fase de la onda portadora de estándar extraída en el circuito de sincronización de portadora sincroniza no a onda portadora transmitida sino a cualquiera de cuatro fases de la onda de modulación. En otras palabras, la fase puede tomar cualquiera de los valores $\frac{2\pi}{4}N$ ($N \approx 0, 1, 2, 3$) en misma probabilidad. De aquí, la polaridad de la salida demodulada varía según las fases arbitrarias que la portadora toma, aunque la polaridad de la salida procedente del circuito sustractor coincide con el impulso binario transmitido independientemente de la fase arbitraria.

El detector coherente necesita el circuito de sincronización de portadora y, por lo tanto, es complicado en circuito. Sin embargo, 2 entradas a un detector de fase para detección coherente diferencial son ondas moduladas en fase; este hecho resulta en mucho ruido y distorsión que contamina la salida demodulada. En contrario, la detección coherente tiene mejor calidad de transmisión porque una de las 2 entradas es una senoide.

Los impulsos demodulados se deciden y se regeneran. Hay dos tipos de métodos de decisión; uno es el método de decisión instantánea y el otro es el uno integrante. El anterior es un método para decidir la salida demodulada sin cualquier tratamiento. El circuito es, por lo tanto, sencillo y adecuado para operación de alta velocidad. El posterior integra la salida demodulada sobre un intervalo de símbolo, y decide la polaridad de la señal integrada. Su circuito, aunque complicado, tiene el efecto de que componentes de ruido se reducen por integración.

Se necesita un impulso de reloj a fin de establecer el instante de decisión. El impulso se genera del impulso de reloj de transmisión en la onda recibida. El circuito se denomina sincronizador de reloj.

4. Análisis de ruido y tasa de error

Ruidos generados en un sistema PCM de microonda difieren de aquéllos en un sistema de FM para señales multiplexadas por división en frecuencia, y tienen influencias completamente diferentes sobre la calidad de transmisión. Las fuentes de ruidos que afectan la calidad se clasifican en 2 categorías;

- 1) el equipo terminal de PCM
- 2) la línea de transmisión

Ruidos procedentes del equipo terminal se enumeran a continuación:

- 1) 'Aliasing'
- 2) Ruido de cuantificación
- 3) Ruido de sobrecarga
- 4) Ruido de temporización errónea
- 5) Ruido de interpolación

El ruido de cuantificación es el más dominante entre todos, y ocurre continuamente mientras que existan señales de conversación, dando el mismo sentido que ruido blanco.

En la otra parte, el ruido generado en la línea de transmisión causa errores de código de impulso o errores de bitio, y ocurre aun en el tiempo desocupado. Es ruido impulsivo, y da un sentido de ruido clic. Un sonido clic por segundo se dice que se oye en la rata de error o la probabilidad de ocurrencia de errores de bitio de 10^{-5} . Además, puede decirse aproximadamente que, si la rata de error es menor de 10^{-6} , el ruido apenas puede percibirse por nuestros sentidos, y, si la rata de error es mayor de 10^{-3} , la conversación es apenas comprensible.

De esta manera, la calidad de transmisión de radio podría decidirse por la rata de error de bitio, aunque la relación entre rata de error de bitio y relación de señal-a-ruido en un canal telefónico no se ha aclarado completamente todavía. Factores que degradan la rata de error de bitio en un sistema PCM de microonda se enseñan en Tabla 4.1.

4.1 Ruido Térmico

La rata de error de bitio debido al ruido térmico difiere según los métodos de modulación y demodulación. Como se mencionó anteriormente, métodos de modulación de una señal PCM pueden ser de AM, FM y de PM. Su selección se basa sobre economía de frecuencia, potencia de transmisión requerida, simplicidad de circuito, etc. En principio, sin embargo, la rata de error de bitio en la condición de la misma potencia de ruido por banda de frecuencia y la misma potencia recibida es uno de los factores más esenciales de la selección.

(1) AM de ON-OFF

En la AM de ON-OFF, la rata de error de bitio depende del método de detección. La detección de producto tiene superioridad en rata de error de bitio a la detección de envoltura. Cuando se efectúa una decisión sobre los estados de impulsos binarios

en el nivel de $S = aR_o$, donde R_o denota el nivel de señal recibida, y a es un constante arbitrario, la probabilidad que el nivel de ruido recibido excede S durante el período de interrupción se da por

$$R_{Np}(S) = \frac{1}{2} [1 - \Phi(\frac{S}{N_o})] = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \Phi(a \sqrt{r}), \quad \dots\dots\dots (4.1)$$

donde N_o^2 es el valor cuadrado medio de la envoltura del ruido y $\Phi(x)$ es función de

error Gaussian ($\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{u^2}{2}} du$), siendo $r = \frac{R_o^2}{N_o^2}$ o relación de portadora-

a-ruido. La probabilidad de juicio errado de período "ON" a período "OFF" se obtiene en una manera similar. Así, rata de error de bitio global p se indica por

$$P = \frac{1}{2} - \frac{1}{4} \Phi(a\sqrt{r}) - \frac{1}{4} \Phi((1-a)\sqrt{r}) \quad \dots\dots\dots (4.2)$$

a condición de que las frecuencias de "ON" y "OFF" sean las mismas.

El nivel recibido R ya no puede ser un nivel constante R_o en un sistema de microonda, y la probabilidad dP_R que toma un valor entre R y $R + dR$, en mayoría de los casos, se expresa en la fórmula

$$dP_R = \frac{2R}{R_o^2} e^{-\frac{R^2}{R_o^2}} dR \quad \dots\dots\dots (4.3)$$

En tal caso, la rata de error de bitio, dp , en el intervalo de dR se indica por

$$dp = p' dP_R$$

donde,

$$p' = \frac{1}{2} (1 - \Phi(\frac{R}{2N_o})), \text{ y}$$

$$a = \frac{1}{2}$$

Tabla 4.1 Factores de Degradación de Calidad de Transmisión

Factores de degradación		Causas o equipo	Notas
Ruido térmico	Componente fijo	Receptores	Un ruido Gaussian ordinariamente despreciable
	Componente variable con desvanecimiento	Trayectos de transmisión	Desvanecimientos Rayleigh
Distorsión de forma de onda	Distorsión de propagación	Trayectos de transmisión	
	Interferencia entre símbolos	Limitación de banda por filtros, etc.	Distribución de probabilidad discreta
Interferencia	Dentro de la misma ruta	Interferencia cocanal	Normalmente, aproximaciones de interferencia de potencia distribuida son útiles
		Interferencia entre canales	
	Interferencia entre rutas	Antenas y alimentadores. Canales paralelos.	1 Aproximaciones de interferencia de potencia normalmente distribuida son útiles. 2 Estos tipos de interferencia solo tienen que tomarse en cuenta cuando ocurren desvanecimientos.
		Rutas de derivación	
	Entre sistemas	Estaciones terrestres de otros sistemas de FM	
		Estaciones de tierra y satélite	

que corresponde a $a = \frac{1}{2}$ en la ecuación (4.2). Por lo tanto, rata de error de bitio total se calcula como sigue:

$$p = \int_{R=0}^{R=\infty} p' dP_R = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{r}{r+4}} \right) \dots\dots\dots (4.4)$$

(2) FM

En FM, la frecuencia de una onda portadora aun no modulada se toma como un estándar. La frecuencia se manipula a $f_o (< f_c)$ o $f_1 (> f_c)$, correspondiendo a estado de "OFF" y "ON" de impulsos binarios. Un diagrama de vector está ilustrado en Figura 4.1., concerniente al vector estándar S, el vector de señal recibida R, el vector de ruido N y el vector de señal y ruido D.

La frecuencia instantánea definida por el vector resultante D se indica por $\frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt}$, donde θ denota el ángulo entre vectores D y S. Cuando el ancho de banda es suficientemente pequeño en comparación con la frecuencia de portadora, únicamente el valor medio de la frecuencia instantánea sobre pocos ciclos de la onda portadora se convierte en el problema esencial. Si el ángulo θ se aumenta con t durante el intervalo de tiempo T de la decisión, luego la diferencia en frecuencia de la portadora es positiva y el impulso binario se decide que sea en el estado de "ON" o "1".

Generalmente, vector N gira alrededor de vector R y, de aquí, el punto de vector D es un círculo con radio N centrado en la punta de vector R. La variación de la fase de vector D causada por vector N no puede exceder $\frac{N}{R}$ radians en máximo, a condición de que el vector N sea menor que vector R. Por lo tanto, si la variación de fase de vector R es mayor de $\frac{N}{R}$ radians, la variación de fase resultante es constantemente mayor de 0. Así, no se causa ningún error porque la variación de fase resultante toma la misma polaridad que aquélla de vector R.

La relación entre vectores N y R se invierte cuando N es mayor que R. La variación de fase resultante toma la misma polaridad que vector N, a condición de que la rotación de vector N sea mayor que una media frecuencia de los impulsos binarios. En este caso, ya que la rotación de N toma la polaridad deseada durante una mitad del tiempo total, la rata de error se convierte en 1/2.

Cuando la rotación de N es menor que una media frecuencia de los impulsos binarios, y N es mayor que R, la rata de error depende de las ratas de amplitud de R y N. Rotaciones positiva y negativa ocurren igualmente, y por eso la rata de error converge a 1/2. Por lo tanto, cuando N es mayor que R, la rata de error se convierte en 1/2 en ambos casos, y toma la forma indicada por

$$P = \frac{1}{2} e^{-\frac{R^2}{N^2}} = \frac{1}{2} e^{-r} \quad \dots\dots\dots (4.5)$$

Variación del nivel de señal recibida cambia la ecuación arriba citada en la siguiente:

$$P = \frac{1}{2(1+r)} \quad \dots\dots\dots (4.6)$$

La tasa de error para un sistema modulado en fase se indica por

$$P = \frac{1}{2} (1 - \Phi(\sqrt{r})), \text{ y} \quad \dots\dots\dots (4.7)$$

$$P = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{r}{r+1}}\right),$$

donde P y b tienen los mismos sentidos que ecuaciones (4.5) y (4.6).

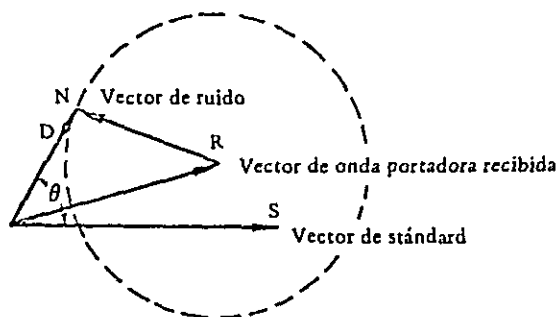


Figura 4.1 Diagrama de Vector de Onda Portadora Recibida y Ruido en un Sistema de FM

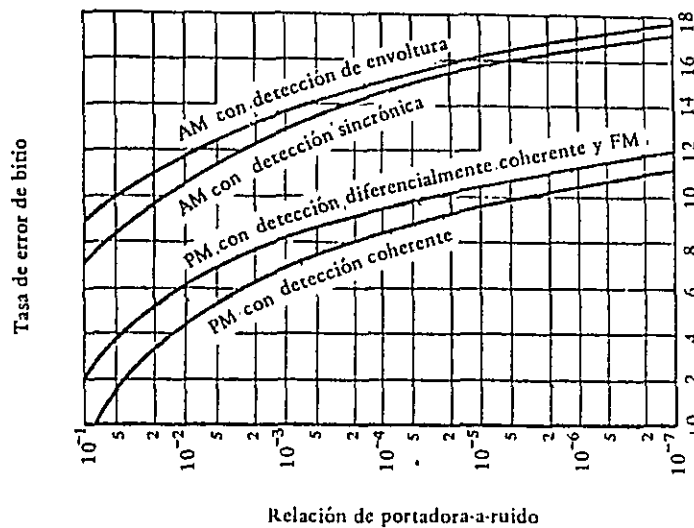


Figura 4.2 (a) Tasas de Error de Bitio de Varios Sistemas

Las relaciones entre tasa de error de bitio y relación de portadora a ruido se enseñan en Figura 4.2 para varios sistemas de modulación. Es obvio según esta figura que la modulación de fase es la mejor, con respecto a características de tasa de error.

4.2 Forma de onda y espectro de impulso de portadora

En general, un tren de impulsos de portadora ocupa una banda de frecuencia ancha centrada en la frecuencia de portadora. Líneas de transmisión, sin embargo, tienen características de pasabanda, y por eso impulsos transmitidos a través de las líneas se distorsionan en sus formas de onda. La envoltura de la respuesta de un impulso de portadora a un filtro limitado en banda es igual que la respuesta de un impulso de banda base a un filtro de paso bajo de un tipo similar. Además, las características de transmisión del impulso de portadora puede decidirse únicamente por la envoltura. Por lo tanto, la respuesta del impulso de portadora puede reemplazarse por aquélla del impulso de banda base.

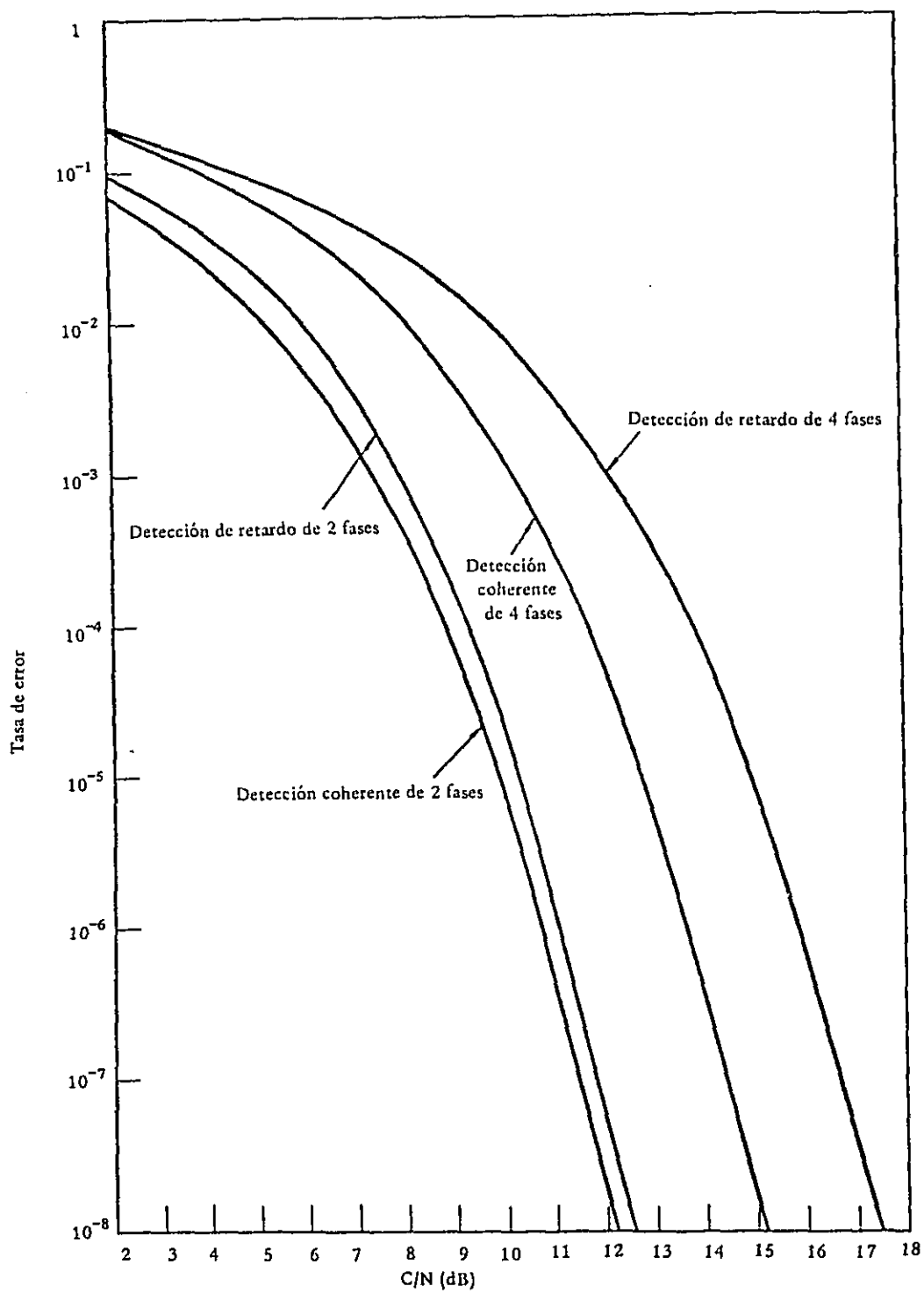


Figura 4.2 (b) Tasa de error de bitio en sistemas de modulación de fase diferencial con traslación de código Gray

Figura 4.3 muestra un impulso rectangular y su respuesta $f(t)$. La forma de onda de la respuesta se extiende sobre tiempo debido a la limitación de banda a través de un filtro Gaussian. La onda demodulada puede considerarse que es una respuesta a un filtro, como se menciona arriba. La expansión de forma de onda de un impulso resulta en que tiene un valor finito sobre los dominios de tiempo de impulsos adyacentes y su interferencia con la decisión concerniente a los impulsos adyacentes.

Esta interferencia se denomina interferencia entre símbolos. Figura 4.4 enseña un espectro de frecuencia de un tren de impulsos de banda base.

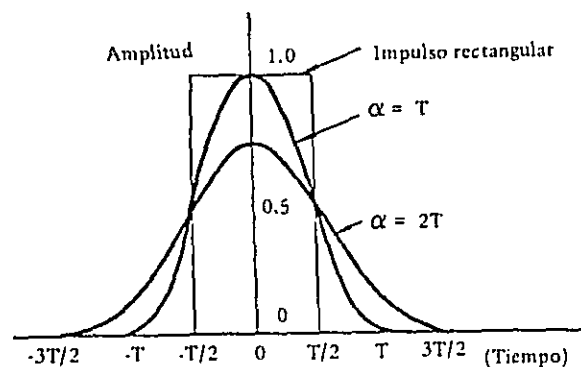


Figura 4.3 Respuestas de impulso rectangular a Filtros Gaussian

4.3 Interferencia entre símbolos

Características de pasabanda de una línea de transmisión causa interferencias entre símbolos. Esta interferencia se denomina interferencia entre símbolos. Su cantidad es la suma de voltajes de interferencia generados en el punto de decisión de un impulso por las formas de onda distorsionadas de los impulsos adyacentes. Es obvio del proceso de cálculo que la cantidad se influye por el proceso estocástico, dependiendo de patrones de trenes de impulso. La cantidad de promedio de interferencia entre símbolos en un punto de decisión fijo deberá evaluarse por aquella del patrón (patrón aleatorio) compuesto de impulsos que ocurren aleatoriamente.

El patrón de ojo es una medida para evaluar la cantidad de promedio de interferencia. Un ejemplo de un patrón de ojo está ilustrado en Figura 4.5. La abertura del patrón de ojo, o abertura de ojo, es una parte sin ninguna interferencia. Su altura en el punto de decisión está relacionada con el margen de nivel para decisión contra ruidos, y su ancho en el nivel de decisión tiene relación con el margen de intervalo de tiempo para decisión. Limitación de banda y dimensiones de la abertura de ojo están íntimamente relacionadas entre una a otras. Cuanto más es angosta la banda de frecuencia, tanto menos es la abertura de ojo.

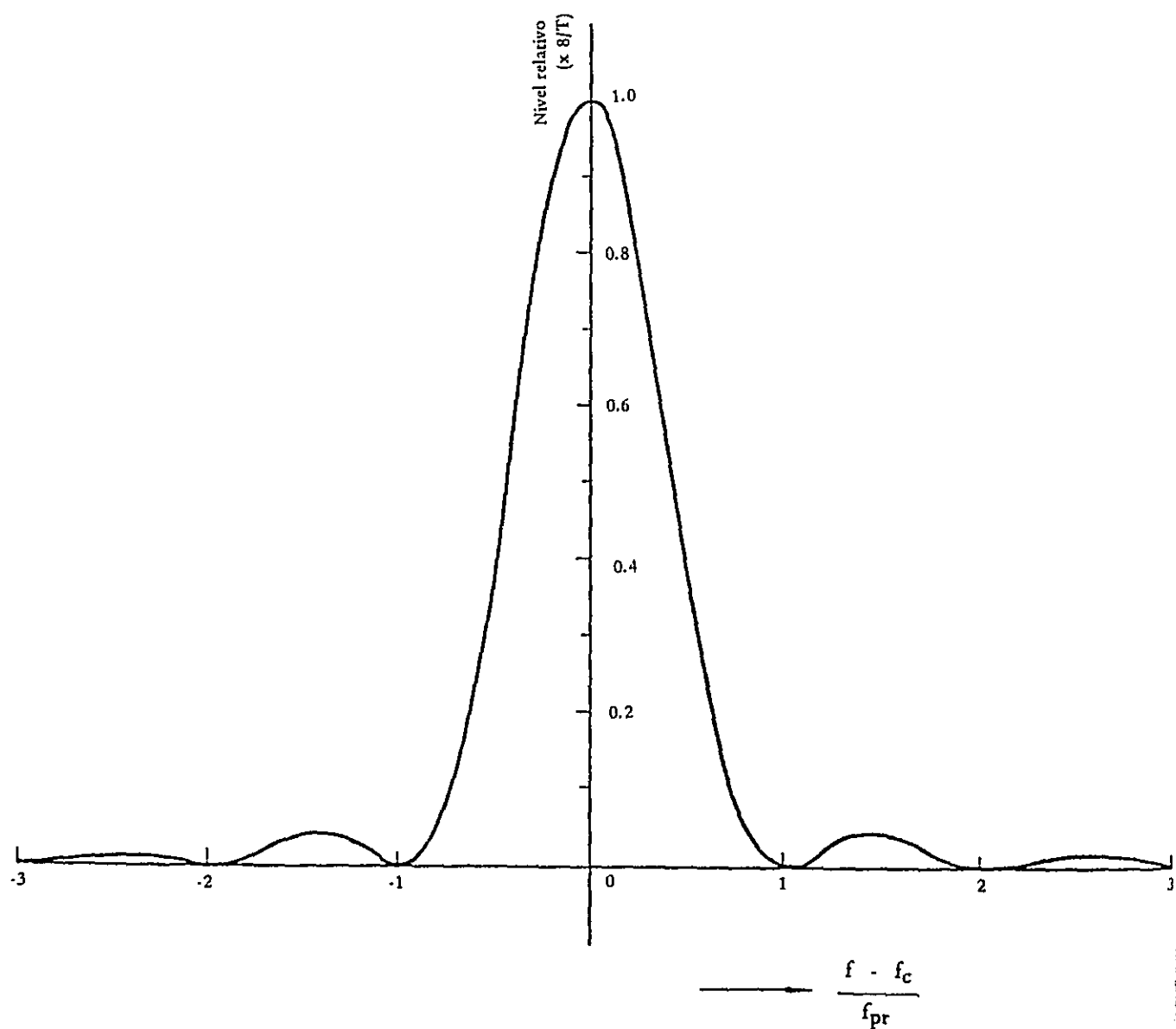


Figura 4.4 Espectro de potencia de tren de impulso modulado en fase

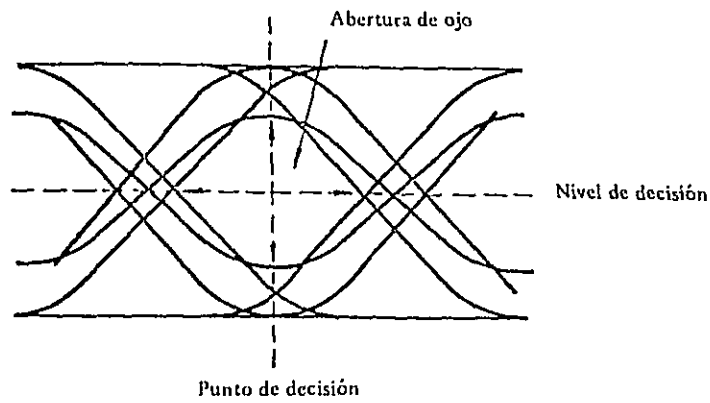


Figura 4.5 Una ilustración de patrón de ojo

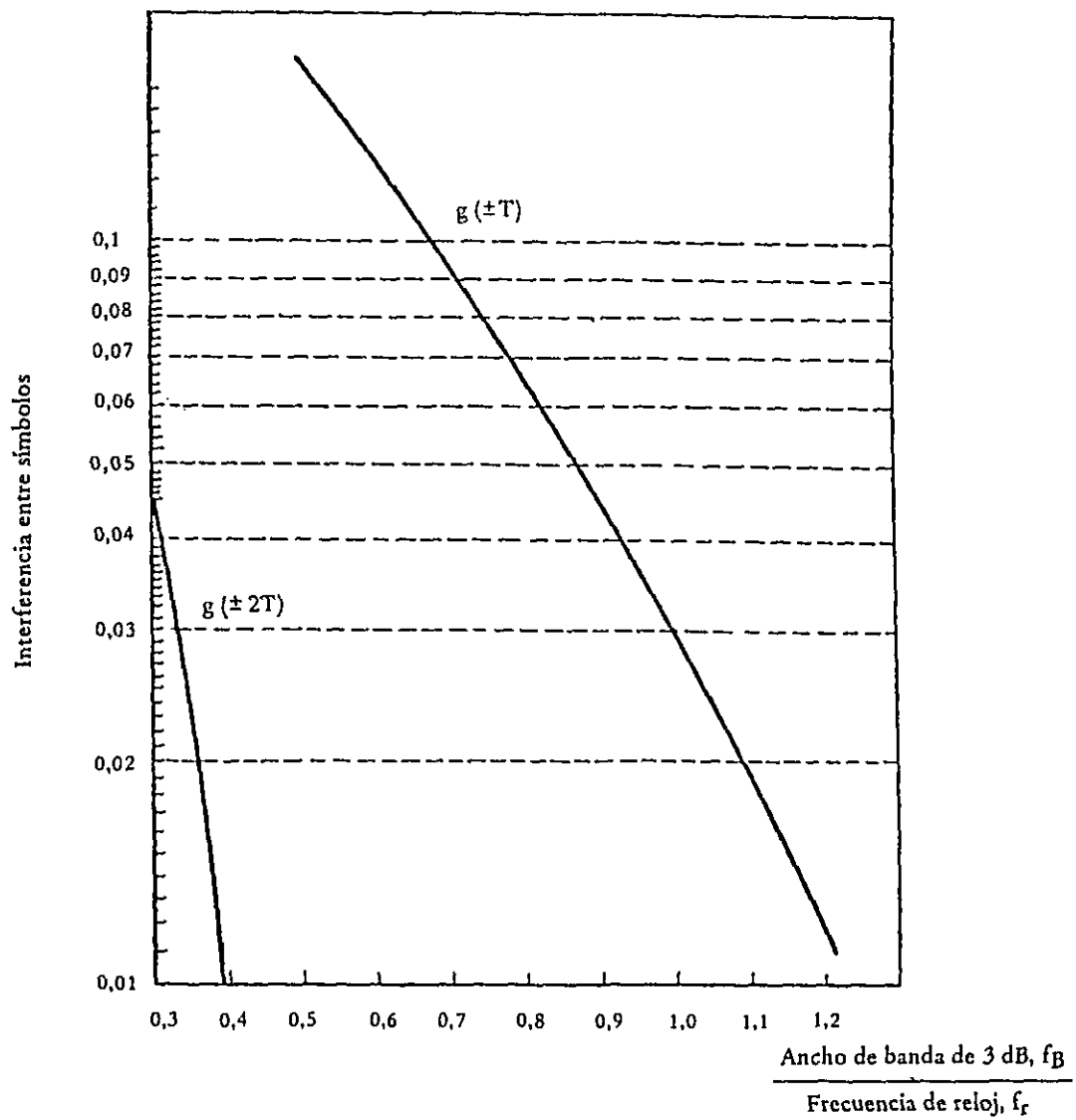


Figura 4.6 Interferencia entre símbolos contra banda de frecuencia

Como se explicó arriba, la interferencia debido a distorsión de forma de onda depende de la banda de frecuencia de transmisión. El grado de dependencia se calcula con respecto a un filtro Gaussian ordinario y está trazado en Figura 4.6. Se concluye de la figura que la interferencia debido a impulsos en instante $2T$ puede descuidarse generalmente en comparación con aquella debido a impulsos en T .

En otras palabras, la cantidad de interferencia entre símbolos con un impulso es aproximadamente igual a aquella de la interferencia debido al impulso sucesivo de un impulso. Por lo tanto, cuatro casos de la interferencia que pueden ocurrir se obtienen por dejar la cantidad de interferencia debido a un impulso sencillo sea de Δ , como se enseña en Tabla 4.2.

Se concluye de la tabla que las probabilidades de ocurrencia de las cantidades $+2\Delta$, 0 , y -2Δ son respectivamente de $1/4$, $1/2$, y $1/4$. De aquí, la función de densidad de probabilidad de cantidad total de interferencia se indica por

$$P_I(x) = \frac{1}{4} \delta(x + 2\Delta) + \frac{1}{2} \delta(x) + \frac{1}{4} \delta(x - 2\Delta) \quad \dots\dots\dots (4.8)$$

donde $\sigma(x)$ denota función delta. Ordinariamente, la cantidad de interferencia entre símbolos no excede la amplitud de señal, y por lo tanto, apenas se causa error de bitio por sí misma. Sin embargo, cuando se contamina un impulso por la interferencia además de ruido térmico, es necesario aumentar la potencia de portadora a fin de lograr una tasa de error dada. La función de distribución de la suma de la onda de interferencia y el ruido Gaussian puede obtenerse por usar el teorema de convolución. De aquí, por dejar $\Phi'(x) = 1 - \Phi(x)$ para conveniencia, la tasa de error de bitio P_e en este caso se expresa por

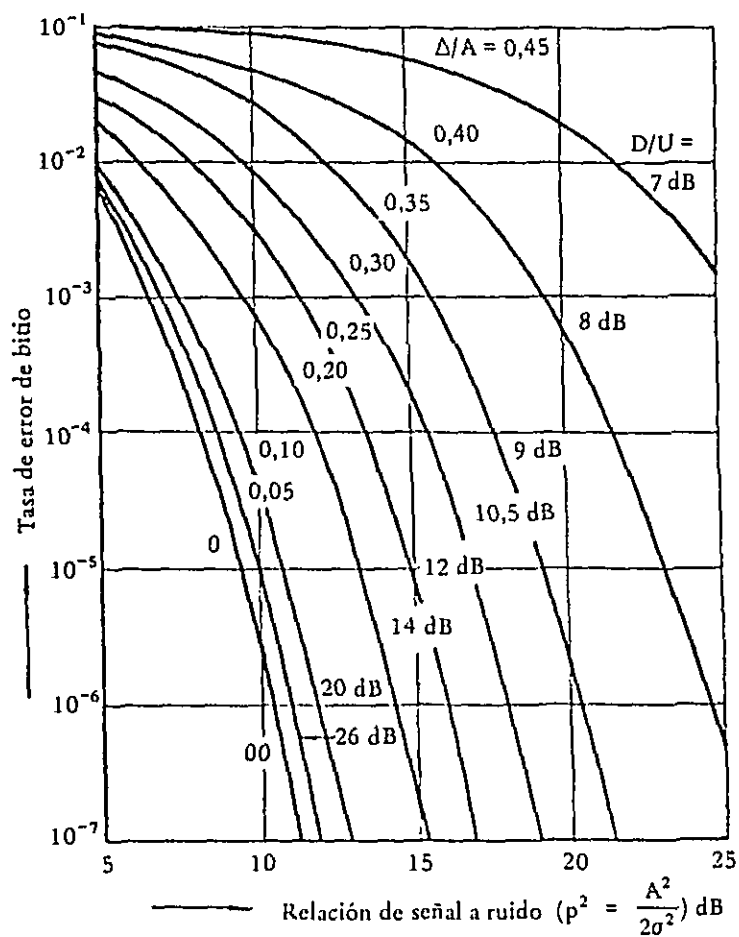
$$P_e = \frac{1}{4} \Phi'(p + 2\alpha) + \frac{1}{2} \Phi'(p) + \frac{1}{4} \Phi'(p - 2\alpha) \quad (4.9)$$

$$p = \frac{A}{\sqrt{2} \sigma}, \quad \alpha = \frac{\Delta}{\sqrt{2} \sigma}$$

donde, p y α denotan, respectivamente, las amplitudes del impulso de señal y la onda de interferencia, y σ^2 significa potencia de ruido térmico. Valores calculados se enseñan en Figura 4.7.

Tabla 4.2 Cantidad de Interferencia entre Símbolos

Polaridad de un impulso precedente	Polaridad de un impulso subsiguiente	Cantidad de interferencia
+	+	$+2\Delta$
+	-	0
-	+	0
-	-	-2Δ



A : Amplitud de un impulso de señal

$D/U = 20 \log (A/\Delta)$

Δ : Amplitud de onda de interferencia entre símbolos

σ^2 : Potencia de ruido térmico

Figura 4.7 Tasa de error de bitio con interferencia entre símbolos

4.4 Distorsión de propagación

Distorsión de forma de onda debido a propagación de multitrayecto se denomina distorsión de propagación. Aun cuando una onda reflejada es despreciable, ocasionalmente una onda directa se divide en muchas ondas directas que se propagan en trayectos diferentes debido a la aparición de ducto sobre el trayecto. Las ondas diversificadas interfieren entre una a otra en el punto de recepción y causa desvanecimiento selectivo de potencia recibida. Tales casos, sin embargo, pueden tratarse matemáticamente como un problema de interferencia de dos ondas fuertes más que aquella de tres o más ondas fuertes. Aquí, la influencia de la propagación de multitrayecto sobre la distorsión de forma de onda se explica por usar el modelo de interferencia de dos ondas.

Características de transmisión del trayecto en que dos ondas se están interfiriendo entre una a otra puede describirse generalmente por una función de transferencia lineal $\{1 + r \cdot e^{j\omega\tau}\}$, donde, r denota la relación de amplitud de la onda de interferencia a la onda principal, y τ indica el tiempo retardado de la onda interferente de la onda principal, siendo ω la frecuencia angular de las ondas de radio. Ordinariamente, τ es sumamente pequeña, en comparación con el ancho de impulso, y por lo tanto, la distorsión de forma de onda durante desvanecimientos selectivos de frecuencia de menor profundidad es parecida a desvanecimientos no interferentes.

El desvanecimiento selectivo de frecuencia profunda causa el componente de señal que se atenúe profundamente, mientras el componente de distorsión queda como un componente proporcional a la diferencia de tiempo τ de las dos ondas y obstruye detección de señal. Para la señal transmitida $G_T(t)$ indicada por

$$G_T(t) = g_0(t) \cos(\omega\tau t + \theta) \quad \dots\dots\dots (4.10)$$

donde,

$$\begin{aligned} g_0(t) &= 1, \text{ cuando } |t| \leq \frac{T}{2} \\ &= 0, \text{ cuando } |t| > \frac{T}{2}, \text{ y} \end{aligned}$$

T denota el ancho de impulso, La onda interferente y los componentes de señal y de distorsión pueden diagramarse como se enseñan en Figuras 4.8 (b), (c) y (d). En estado firme de sin desvanecimiento, se recibe solamente (a). Pero, durante desvanecimiento, se reciben ondas (b) y (a) simultáneamente e interfieren entre una y otra. La onda interferida se considera como consistente de componente de señal (c) y componente de distorsión (d).

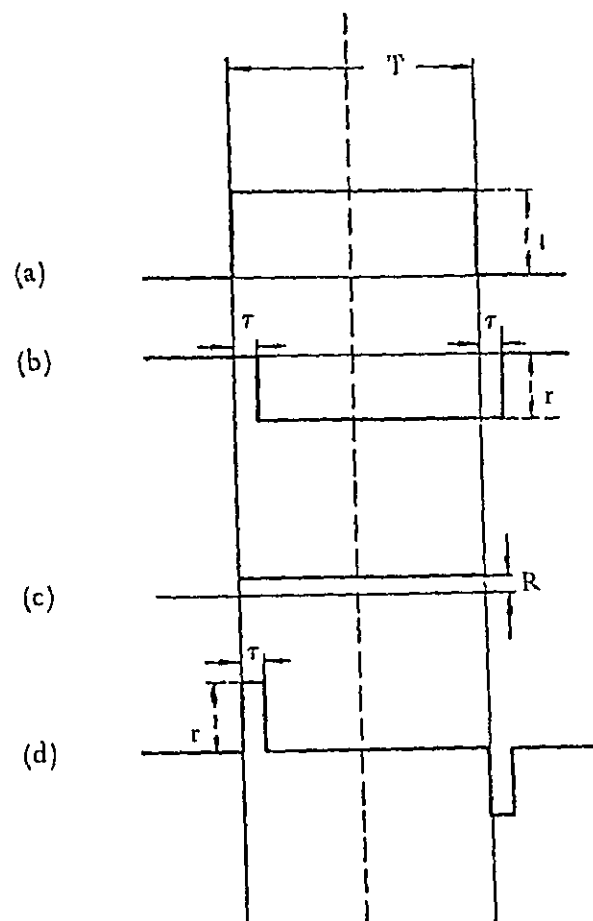


Figura 4.8 Explicación de interferencia de dos ondas

La relación del componente de señal al componente de distorsión se indica por

$$M = \frac{RT}{\tau r} \doteq \frac{RT}{\tau} \dots\dots\dots (4.11)$$

que expresa el grado de distorsión. En la ecuación citada, R es el nivel de recepción relativo, que es la relación de nivel de recepción en desvanecimiento a aquél en estado firme, y τ es la diferencia de tiempo de llegada entre las dos ondas. La condición, $M = 1$, puede considerarse aproximadamente como una condición interrumpida debido a distorsión de forma de onda. La relación entre R y frecuencia de repetición de impulso cuando $M = 1$ se enseña en Figura 4.9.

4.5 Errores de bitio debido a interferencia de frecuencia

Interferencia de frecuencia en sistemas PCM de microonda puede clasificarse en dos categorías; interferencia dentro de un sistema de PCM, e interferencia entre un sistema de FM y un sistema de PCM. La anterior incluye interferencia entre canales debido a superposición del espectro de los canales de radio adyacentes e interferencia entre polarizaciones causada por el uso de discriminación de polarización de canales de radio, además de la interferencia ordinaria debido a ecos de alimentadores, varios acoplamientos de antenas y otras rutas de derivación.

La causa principal de interferencia entre sistemas de PCM y FM es ciertamente sistemas relevadores de radio de microonda terrestres, aunque la interferencia desde sistemas de comunicaciones por satélite no puede descuidarse en algunos casos. Esta interferencia deteriora las tasas de error de bitios.

Voltaje interferente x en el punto de decisión de impulsos demodulados, que se genera por la onda interferente en el punto de recepción, es un variable aleatorio que tiene una función de densidad de probabilidad $P_1(x)$. En la otra parte, el ruido térmico en el punto de decisión tiene una función de densidad de probabilidad $P_2(x)$ que es una función de densidad Gaussian bien conocida del promedio 0. Luego, $P_2(x)$ puede escribirse como

$$P_2(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad \dots\dots\dots (4.12)$$

donde, σ^2 significa la potencia de ruido térmico.

Voltaje resultante del voltaje interferente y el ruido térmico tiene la función de densidad de probabilidad $p(x)$ que se indica por la integral de convolución pf $P_1(x)$ y $P_2(x)$, como sigue:

$$P(x) = \int_{-\infty}^{\infty} P_1(\xi) P_2(x - \xi) d\xi, \quad \dots\dots\dots (4.13)$$

porque la interferencia y el ruido térmico son independientes entre una y otro. De aquí, la probabilidad de ocurrencia P_e de errores de bitio toma la forma de

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{-A} P(x)dx + \frac{1}{2} \int_A^{\infty} P(x)dx \quad \dots\dots\dots (4.14)$$

donde, A denota la amplitud de impulsos de portadora.

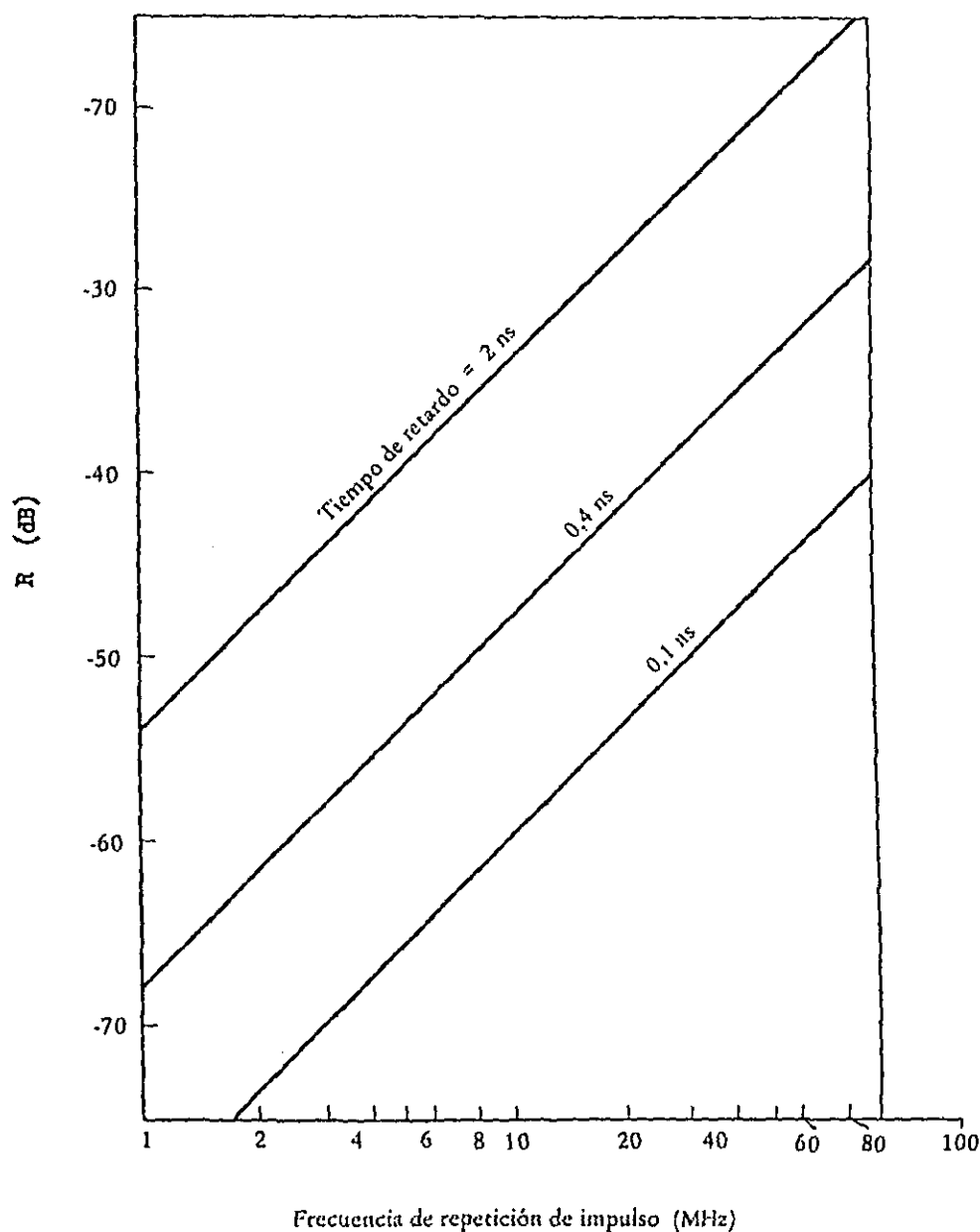
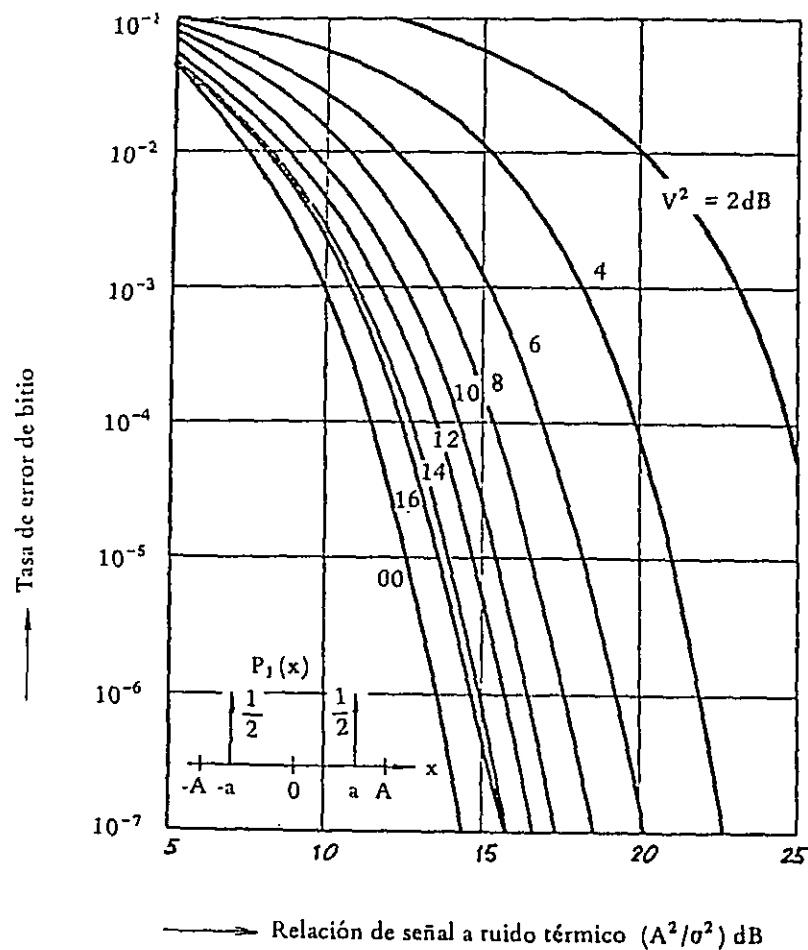


Figura 4.9 Interrupción debido a distorsión de forma de onda

Las tasas de error de bitio que pertenecen a la interferencia que tiene distribuciones de probabilidad simples se calculan como se enseñan en Figuras 4.10, 4.11, 4.12 y 4.13. Los resultados arriba obtenidos indican que, cuando la relación de señal a potencia de interferencia S/I es constante, la interferencia de onda rectangular causa la degradación mínima de tasa de error y la interferencia por la onda con distribución de potencia Gaussian la máxima degradación, como se ilustra en Figura 4.14. Además, Figura 4.15 enseña la relación de señal a potencia de interferencia a fin de obtener la tasa de error de bitio de 10^{-6} para una relación dada de señal a ruido.

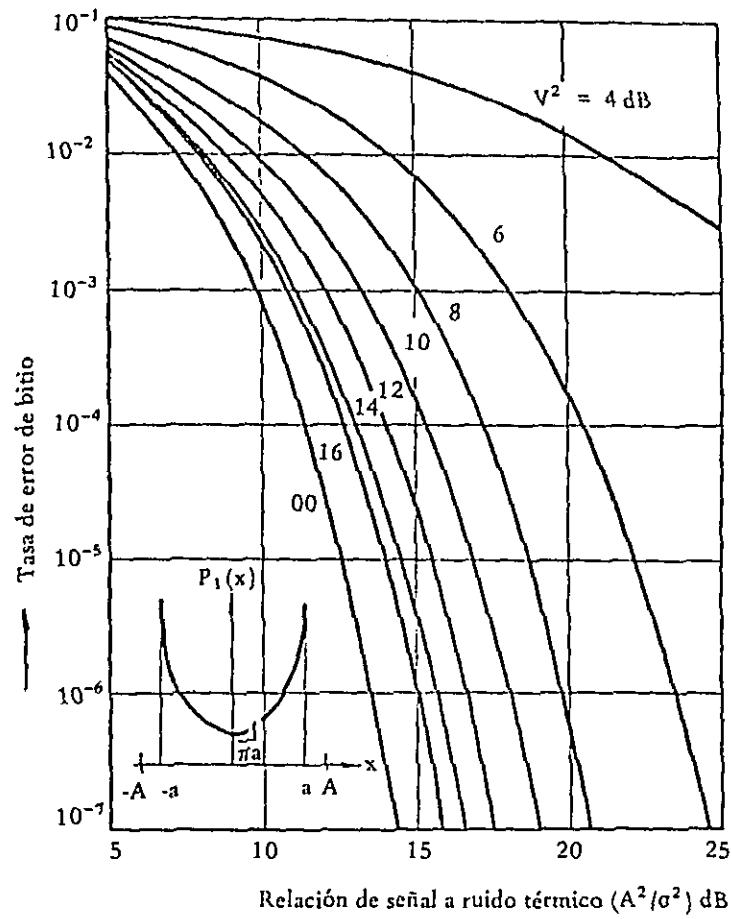


$$V^2 = \frac{A^2}{a^2} : \quad \text{Relación de onda deseada a interferente}$$

A: Amplitud de señal

a: Amplitud de onda interferente

Figura 4.10 Tasa de error de bitio con interferencia de onda rectangular



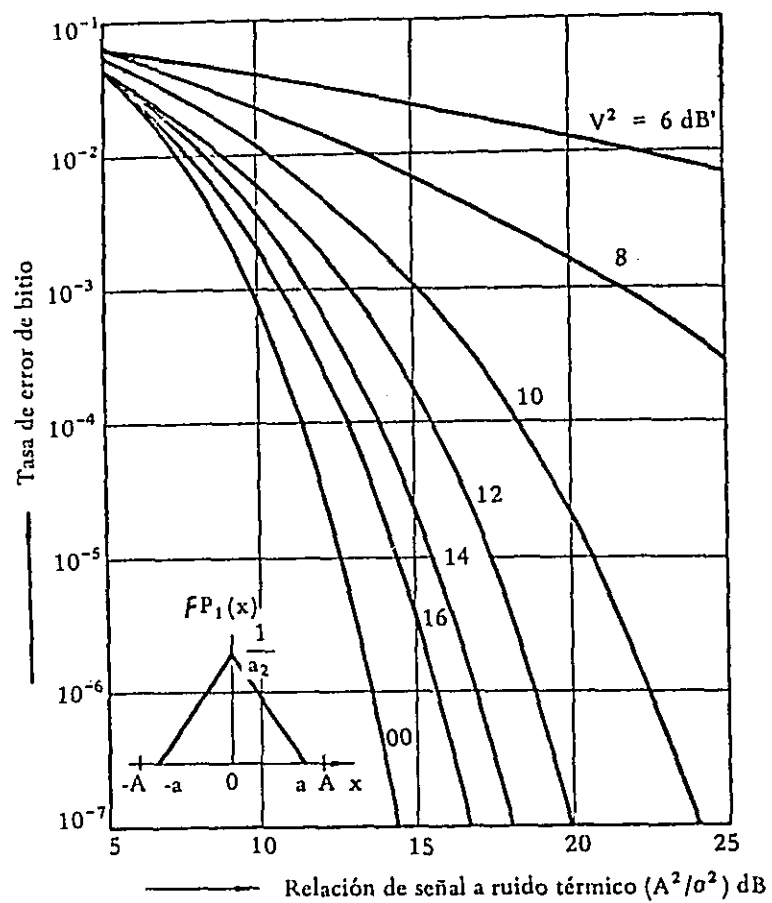
$$V^2 = \frac{A^2}{a^2/2} :$$

Relación de onda deseada a interferente

A: Amplitud de señal

a: Amplitud de cresta de onda interferente

Figura 4.11 Tasa de error de bitio con interferencia de onda sinusoidal

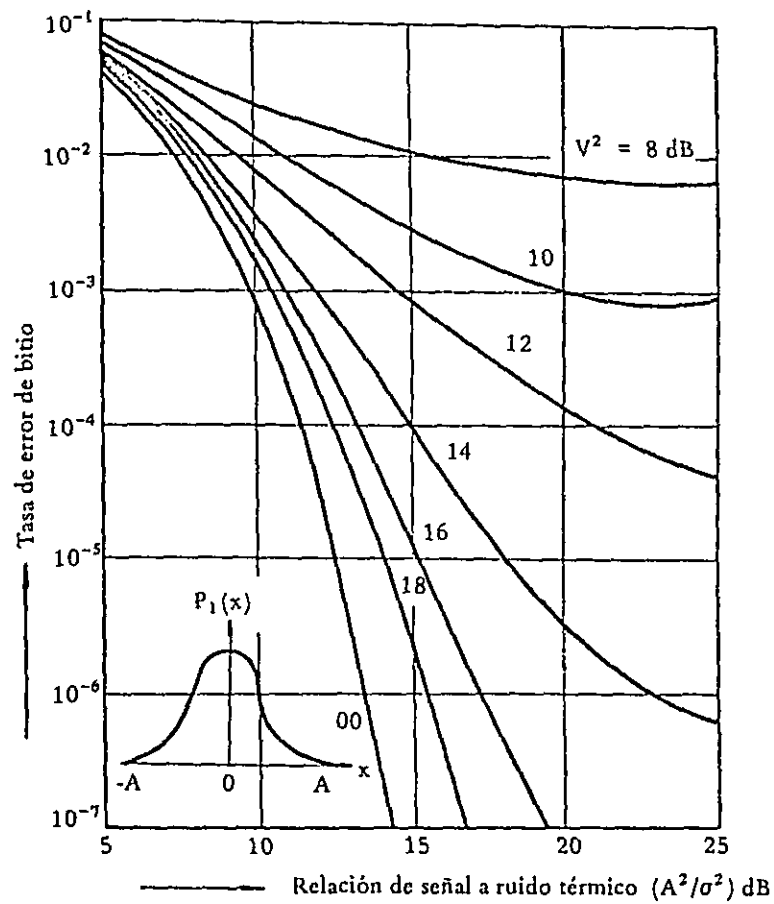


$$V^2 = \frac{A^2}{a^2/6} : \quad \text{Relación de onda deseada a interferente}$$

A: Amplitud de señal

a: Amplitud de cresta de onda interferente

Figura 4.12 Tasa de error de bitio con interferencia por una onda que tiene una potencia triangularmente distribuída



$$V^2 = \frac{A^2}{\sigma_1^2} : \text{Relación de onda deseada a interferente}$$

A: Amplitud de señal

σ_1^2 : Potencia de onda interferente

Figura 4.13 Tasa de error de bitio con interferencia por una onda que tiene potencia normalmente distribuída

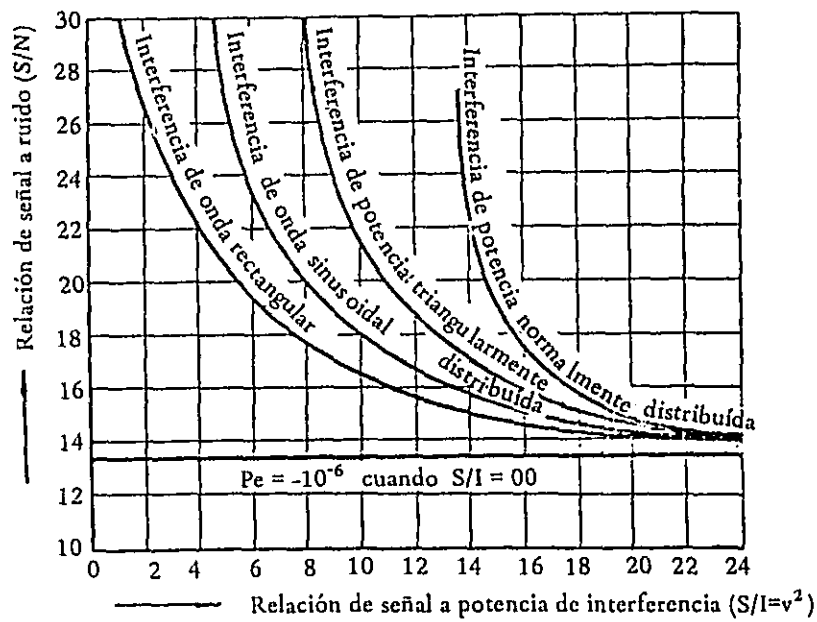


Figura 4.14 Relación entre S/I y S/N en la tasa de error de bitio de 10^{-6}

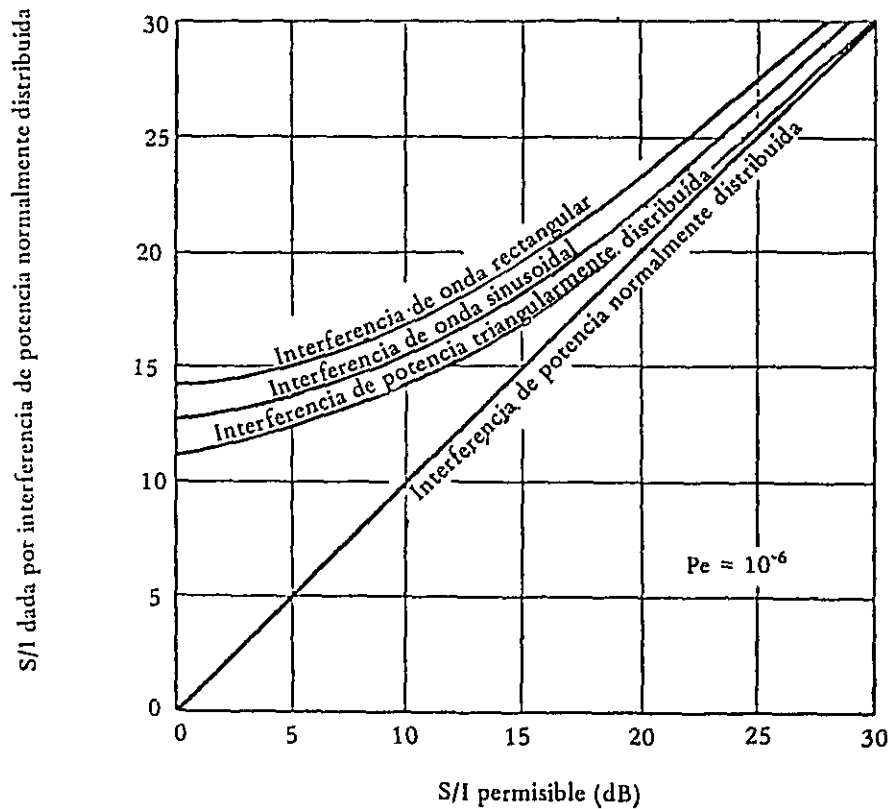


Figura 4.15 Comparación de cada S/I permisible en la tasa de error de bitio de 10^{-6} basada sobre un S/N constante

Es claro, según Figura 4.15, que el error de cálculo en S/I bajo la condición de una onda interferente Gaussian se convierte más pequeño cuando la S/I crece mayor. Por lo tanto, a fin de estimar la tasa de error debido a la suma de varias ondas interferentes, es conveniente aproximar todas las distribuciones de amplitud de ondas interferentes a una distribución Gaussian y calcular la tasa de error como se define por una distribución de probabilidad conjunta de las variables aleatorias. En otras palabras, la tasa de error de bitio P_e , cuando n ondas interferentes superponen el ruido térmico, se arroja por

$$\begin{aligned}
 P_e &= \Phi' \left(\frac{A}{\sqrt{2(\sigma^2 + \sum_n \sigma_{IN}^2)}} \right) \\
 &= \Phi' \left(\frac{1}{\sqrt{[N/S] + \sum_n [I_n/S]}} \right),
 \end{aligned}
 \tag{4.15}$$

donde, la potencia de cada onda interferente se denota por σ_{IN}^2 . Cuando la distribución de amplitud de la onda interferente se aproxima por una distribución Gaussian, el grado a que la onda interferente degrada la tasa de error de bitio se obtiene por calcular su potencia.

4.6 Interferencia entre canales

Desde el punto de vista de eficiencia de utilización de frecuencia, la separación de canales de radio deberá ser lo más angosta posible. En este caso, interferencia entre canales deberá tomarse en cuenta. En el sistema PCM de microonda, lo que determina el efecto de la interferencia es su probabilidad de amplitud antes que su potencia, pero usualmente es muy difícil descubrir esta probabilidad. Sin embargo, bastará, con margen suficiente, presumir que la influencia de interferencia entre canales es equivalente a la influencia de ruido Gaussian que tiene la misma potencia. Este hecho se ha comprobado según experiencias.

Interferencia entre canales depende de la relación de ancho de banda entre filtro de transmisión y filtro de recepción. Esta se expresa por usar el parámetro α .

$$\alpha = \frac{1}{1 + \left(\frac{f_{RB}}{f_{TB}} \right)^2} \dots\dots\dots (4.16)$$

donde, f_{RB} es la banda de frecuencia por debajo de 3 dB en el receptor y f_{TB} es aquella en el transmisor.

La potencia de interferencia cambia según α como se enseña en Figura 4.16. La figura enseña que la interferencia entre canales se disminuye por estrechar la banda de frecuencia del receptor más que aquélla del transmisor. El resultado de cálculo para potencia de interferencia entre canales desde un canal adyacente sencillo se enseña en Figura 4.17, donde f_d tiene un valor en que la interferencia entre canales es la mínima.

4.7 Interferencia entre sistemas

(1) Interferencia de sistema de FM a sistema de PCM

Interferencia debido a una onda de FM modulada o ligeramente modulada puede considerarse como una interferencia de una onda portadora sencilla, es decir, una interferencia sinusoidal. Interferencia debido a una onda de FM modulada por una señal de FDM puede considerarse como una interferencia con distribución Gaussian lo mismo que el caso de interferencia entre canales, porque la onda es equivalente a la onda cargada por ruido aleatorio.

(2) Interferencia de sistema de PCM a sistema de FM

Suponiendo una onda de FM no modulada, y usando el espectro de potencia de onda de PCM, la relación de señal a ruido de interferencia S/I en la salida de detector puede expresarse como se enseña en Figura 4.18, por tomar cuenta de la relación de potencia D/U de onda de FM a onda de PCM en microonda. El parámetro en esta figura es la frecuencia de banda base interferida en el sistema de FM.

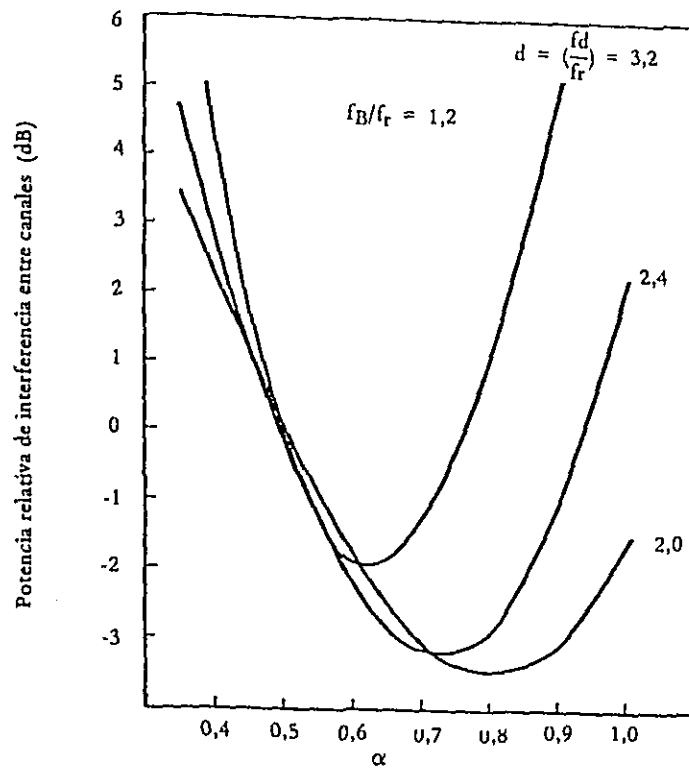


Figura 4.16 Características de interferencia entre canales a variación

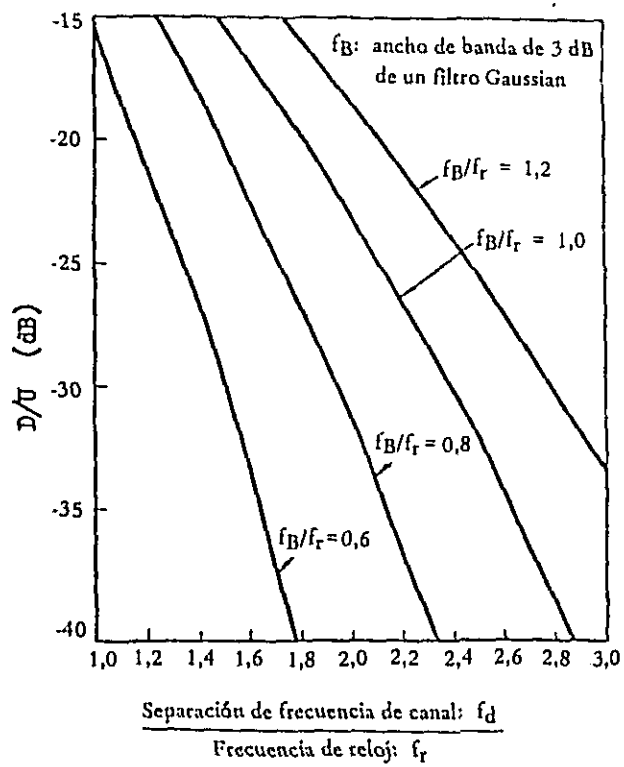


Figura 4.17 D/U debido a interferencia entre canales de un canal adyacente sencillo

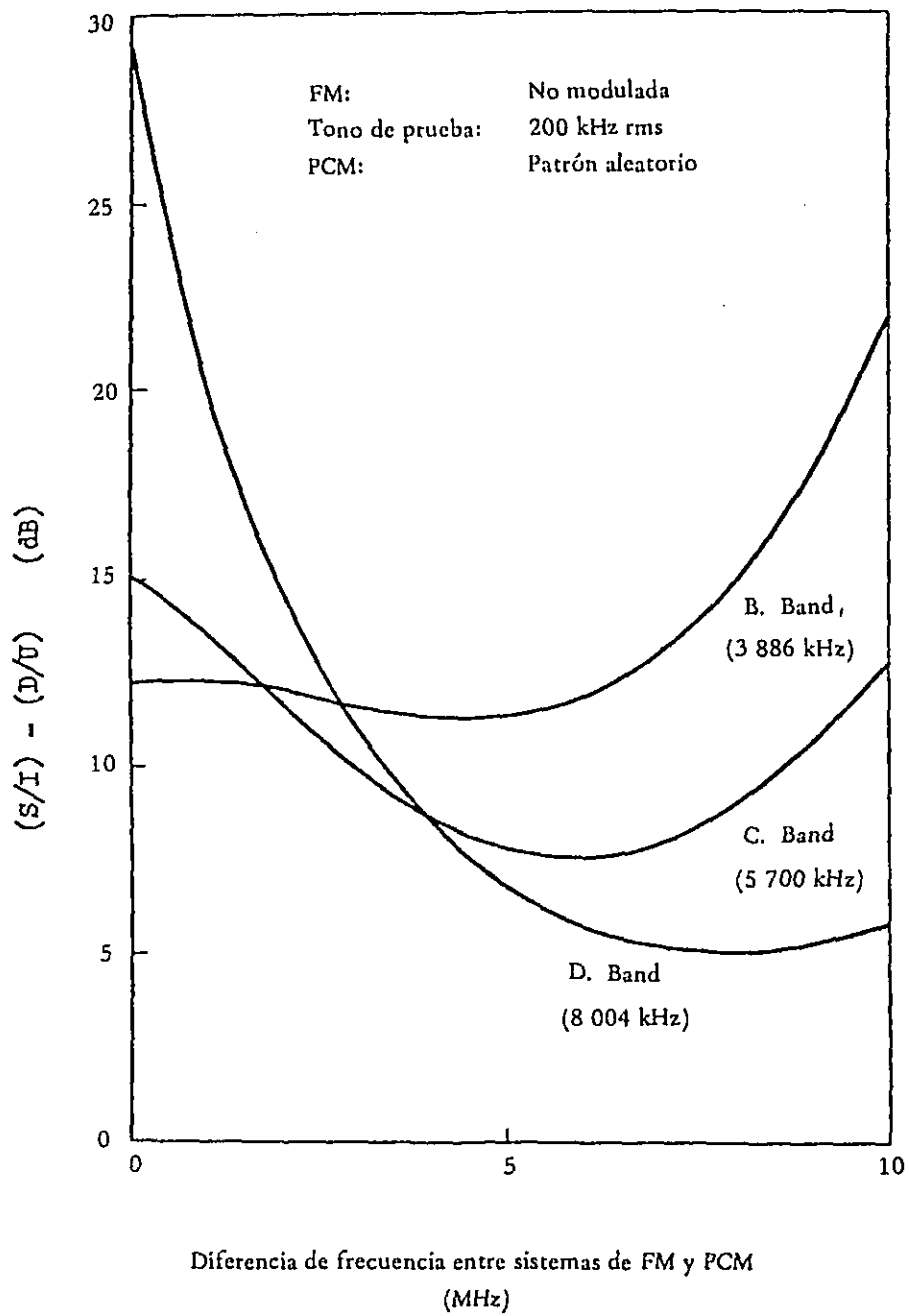


Figura 4.18 Interferencia de sistema PCM de 24 canales a sistema de FM

4.8 Interferencia entre rutas

Esta es la interferencia procedente de circuitos de derivación, y será un problema solamente cuando el canal de radio interferido se desvanece. Fig. 4.19 puede obtenerse calculando el ángulo de derivación requerido en sistema FM de 600 canales en la banda de 2 GHz y aquél en sistema PCM de 240 canales en la banda de 2 GHz. En el cálculo de ángulo de derivación en un sistema de FM, requisito para ruido de interferencia se presume ser de -66 dBm en la condición de espacio libre. Como puede observarse de Fig. 4.19, el ángulo de derivación requerido en sistema PCM de microonda es aproximadamente una mitad del aquél en un sistema de FM.

4.9 Imperfecciones de equipo

Además de las perturbaciones fundamentales arriba mencionadas, que ocasionan los errores de bitios, malfuncionamiento de equipo también causa que se aumente el error de bitio. Imperfecciones principales son como siguen:

- (1) Diferencia en fase entre ondas transmitidas y de portadora local.

Cuando la fase de la onda portadora local en el punto de recepción no coincide exactamente con aquélla de la onda portadora transmitida, los errores de bitio se aumentan en la manera siguiente. En otras palabras, ya que la onda modulada de fase de 4 niveles se expresa por

$$r(t) = g_c(t) \cdot \cos(\omega_c t + \theta) + g_s(t) \sin(\omega_c t + \theta), \quad \dots\dots\dots (4.17)$$

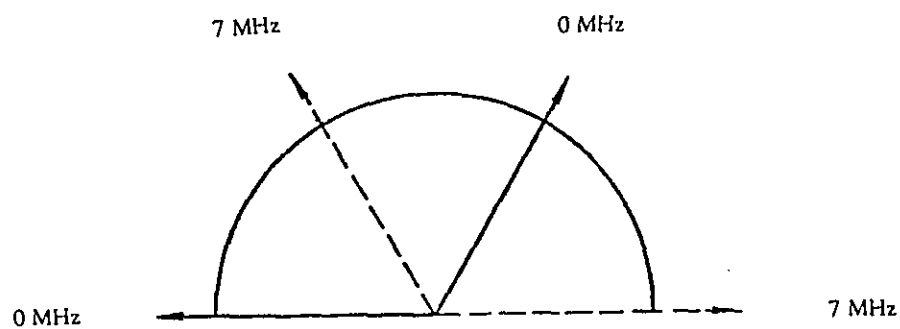
la salida de detector se calcula por

$$g_c(t) \cdot \cos(\Delta\theta) + g_s(t) \sin(\Delta\theta), \quad \dots\dots\dots (4.18)$$

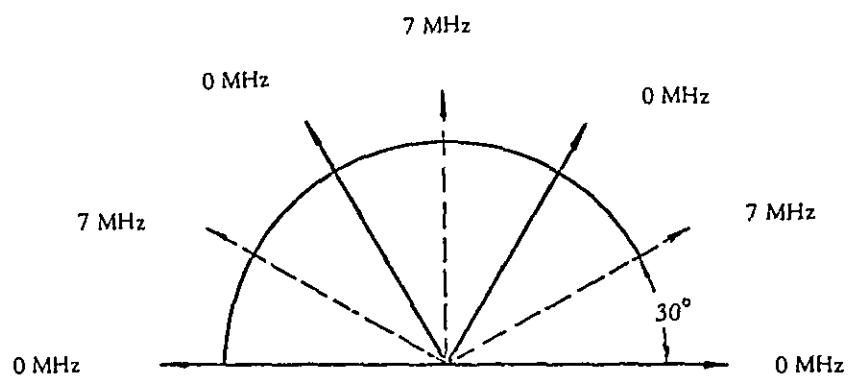
a condición de que la detección coherente se efectúe por usar la onda portadora local $2 \cos(\omega_c t + \theta + \Delta\theta)$ con diferencia de fase $\Delta\theta$. La diferencia de fase $\Delta\theta$ agrega el componente de distorsión.

$$\Delta \equiv (1 - \cos \Delta\theta) g_c(t) - g_s(t) \sin(\Delta\theta) \quad \dots\dots\dots (4.19)$$

a la señal original $g_c(t)$. Cuando $g_c(t)$ es suficientemente pequeña en comparación



(a) Sistema de FM



(b) Sistema de PCM

Figura 4.19 Comparación de ángulos de derivación

con la unidad, el segundo término domina y el componente de señal varía por la cantidad de $g_s(t) \sin \Delta\theta$. La amplitud de $g_s(t)$ se considera generalmente ser igual a aquella de $g_c(t)$, y sus polaridades cambian entre positiva y negativa con igual probabilidad. Por lo tanto, la tasa de error de bitio P_e se da por

$$P_e = \frac{1}{2} \Phi' \{ \rho (1 - \sin \Delta\theta) \} + \frac{1}{2} \Phi' \{ \rho (1 + \sin \Delta\theta) \} . \quad \dots\dots\dots (4.20)$$

(2) Variación de nivel de corte

Cuando un nivel de decisión se desvía del estándar por la cantidad de Δ , el cambio corresponde a la variación de $\pm\Delta$ en la amplitud de señal recibida. Por lo tanto, las tasas de error de bitio pueden calcularse por

$$P_e = \frac{1}{2} \Phi' \{ \rho (1 - \Delta) \} + \frac{1}{2} \Phi' \{ \rho (1 + \Delta) \} . \quad \dots\dots\dots (4.21)$$

(3) Desviación de punto de temporización

La desviación de punto de temporización de impulsos de reloj en el detector de impulso causa una disminución en amplitud de señal leída, porque la forma de onda recibida es generalmente brusca debido a la limitación de banda de la línea de transmisión. Para desviación de punto de temporización ΔT , la disminución Δ en la amplitud se indica por

$$\Delta \equiv g(0) - g(\Delta T)$$

por lo tanto, la tasa de error de bitio P_e se expresa por

$$P_e = \Phi' \{ \rho (1 - \Delta) \} \quad \dots\dots\dots (4.22)$$

Estas imperfecciones de equipo se causan no solamente por errores de ajuste en la fase de fabricación, sino también por variaciones en temperatura y voltaje de fuente, etc. El deterioro debido a las deficiencias se estima por la cantidad de degradación de relación de portadora a ruido, que, a su vez, depende del nivel técnico. Por ejemplo, una cantidad de degradación total de aproximadamente 2 dB deberá tomarse en cuenta al diseñar un sistema.

5. Fundamentos de diseño de sistema

5.1 Asignación normal

Los factores de aumentar tasa de error, que se relaciona con el régimen, son imperfecciones de equipo, ruido térmico, varias interferencias y distorsiones de transmisión. Comportamientos imperfectos de cada circuito en equipo repetidor y su variación con temperatura y envejecimiento causa empeoramiento de error de impulso, necesitando mayor margen de C/N . La interferencia entre símbolos que surge de la limitación de banda de frecuencia a través del circuito de transmisión y características asinétricas de muchos circuitos concernientes con características de amplitud y de retardo degrada comportamiento de tasa de error contra C/N . Para esas degradaciones, es necesario aumentar valor C/N más que el valor teórico hasta que se satisfaga la tasa de error nominal.

Otros factores de degradaciones podrían dividirse en factores variantes con desvanecimiento y los factores no variantes. Los anteriores incluyen ruido térmico, interferencia con otras rutas y con otros sistemas, tales como sistemas de satélite, y distorsión de propagación, y perturban la acción regenerativa de polaridades de impulso solamente cuando ocurre desvanecimiento. Los posteriores incluyen interferencia entre canales y de propia ruta, y siempre perturban la acción. Para asignación de ruido, potencia de ruido permitido total se divide en los factores variantes y no variantes, asignándose en cada uno de los factores de degradación arriba mencionados.

5.2 Decisión sobre distancia de tramo de radio

La distancia en promedio de tramo de radio de sistemas de microonda convencional de FDM-FM es de aproximadamente 50 km. El motivo para esto es que una larga distancia de tramo aumenta la frecuencia de ocurrencia de desvanecimiento y hace la calidad de transmisión inestable, mientras una distancia de tramo demasiado corta resulta en aumento del número de estaciones relevadoras, aumentando el ruido de promedio y deteriorando las características de transmisión. La relación entre relación de portadora a ruido en el punto de recepción y relación de señal a ruido de salida detectada de un sistema de PCM se diferencia mucho de aquélla de un sistema de FM. Por lo tanto, la óptima distancia de tramo podría tener un valor diferente en el sistema de PCM.

Ya que objetivos de transmisión son necesarios para el diseño de cualquier sistema

relevador, se presumen las condiciones siguientes como un ejemplo.

- (1) El sistema de PCM deberá satisfacer los regímenes de ruido de tiempo libre como el sistema de FDM-FM.
- (2) Únicamente el ruido debido a errores de bitio se considera el ruido de tiempo libre.
- (3) La relación entre los errores de bitio y el ruido se presume ser
[relación de señal a ruido] dB = $-10 \log_{10}$ (tasa de error de bitio),
y factor de ponderación sofométrico del ruido de error de bitio se presume ser de 2.5 dB.
- (4) El circuito de referencia hipotética del sistema de PCM es similar a aquél del sistema de FM, incluyendo nueve secciones homogéneas o secciones repetidoras regenerativas.

Los regímenes para una sección repetidora regenerativa se calculan como siguen:

potencia media de ruido . . . en cualquier hora . . . $\frac{7.500}{9}$ pW (ponderada)

. . . tasa de error de bitio $1,32 \times 10^{-6}$

ruido explosivo $\left\{ \begin{array}{l} \text{para menor de } \frac{0,1}{9} \% \text{ de cualquier mes} \\ \dots 47.500 \text{ pW (ponderado)} \\ \dots \text{tasa de error de bitio } 8,5 \times 10^{-5} \\ \text{para menor de } \frac{0,001}{9} \% \text{ de cualquier mes} \\ \dots 1.000.000 \text{ pW (no ponderado)} \\ \dots \text{tasa de error de bitio } 1 \times 10^{-3} \end{array} \right.$

Relación de portadora a ruido necesaria para lograr una tasa de error de bitio determinada puede obtenerse de Fig. 4.2. Las relaciones de portadora a ruido correspondientes a las tasas de error de bitio arriba citadas son de aproximadamente 10,2 dB, 8,2 dB y 6,4 dB, respectivamente, para un sistema de modulación en fase.

Si desvanecimientos Rayleigh se consideran que ocurren independientemente de algunos tramos de radio en cada sección homogénea en cualquier hora, la relación requerida de portadora a ruido para un tramo de radio se expresa como

de régimen de potencia media $10,2 \text{ dB} + 10 \log \{ 10 + (n - 1) \}$

de régimen de ruido explosivo concerniente a 0,1 % de cualquier mes.

$$8,2 \text{ dB} + 10 \log \frac{9 \times n \times \rho (\%)}{0,1} \quad (5.1)$$

de régimen de ruido explosivo concerniente a 0,001 % de cualquier mes.

$$6,4 \text{ dB} + 10 \log \frac{9 \times n \times \rho (\%)}{0,001}$$

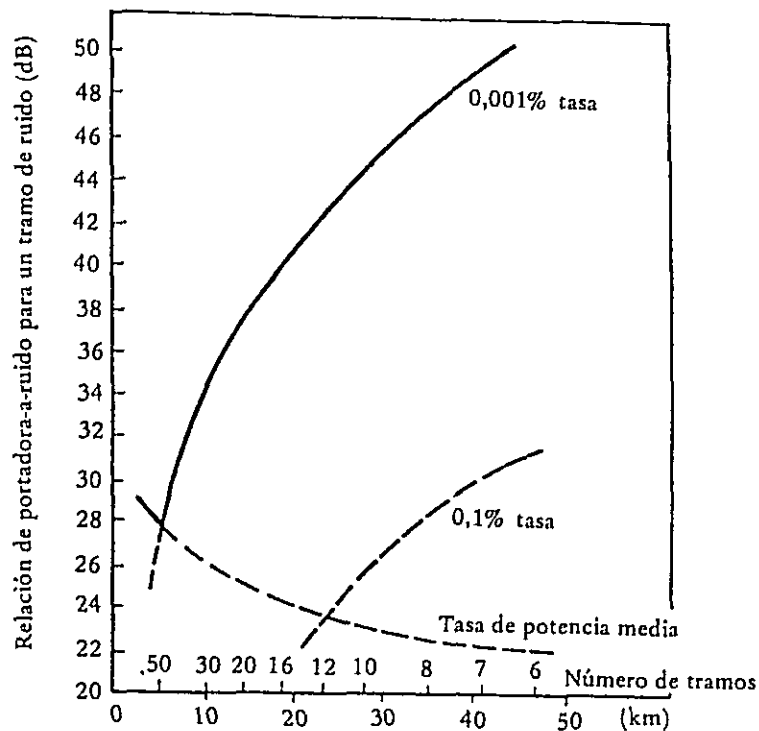
donde, n denota el número total de tramos de radio, y ρ indica la probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento Rayleigh, porque la potencia media por hora de onda recibida durante el período de desvanecimiento Rayleigh es de 10 dB por debajo de aquélla en condiciones firmes. Figura 5.1 se obtiene de la ecuación (5.1). Es obvio de la figura que el requisito basado sobre el régimen de potencia media de ruido se iguala a la aquélla basada sobre el régimen de ruido explosivo de 0,001% cuando la distancia de tramo de radio es de aproximadamente 6 km. Relación de portadora a ruido necesaria para un tramo de radio sobre una distancia de más de 6 km. se determina solamente por el requisito basado sobre el valor de 0,001%.

Como se explicó hasta aquí, la potencia de transmisión requerida de un sistema de PCM se disminuye precipitadamente cuando la distancia de tramo de radio es corta. De aquí, técnicamente, cuanto más corta la distancia de tramo de radio, tanto es mejor. En práctica, sin embargo, la óptima distancia de tramo de radio se determina por comparar el costo de construir estaciones repetidoras con el costo de aumentar la potencia de transmisión.

5.3 Determinación de capacidad de canal

Multiplexación de división de tiempo significa, en principio, disminución de intervalo de tiempo ocupado por un mensaje e inserción de otro mensaje en el período desocupado. Las esencias de técnica de multiplexación consiste en localización precisa de un canal de mensaje y generación de impulsos angostos en el dominio de tiempo.

Uno de los factores más fundamentales que deciden el límite superior de capacidad de canal de un sistema de PCM es la frecuencia de repetición de un tren de impulsos. Aunque la



frecuencia de corte de un transistor ha mejorado al orden de 1 GHz en la actualidad, el rango de frecuencia estable para un circuito de impulso todavía queda por debajo de 1 GHz. Equipos terminales de PCM que se encuentran actualmente en uso comercial en el Japón son de unidades de 24 y 120 canales.

Otro factor importante para determinar la capacidad de canal es la demanda de tráfico conducida por el sistema.

5.4 Asignación de frecuencia

La asignación de frecuencias de microonda que transmiten varias señales de PCM en

la banda de frecuencia especificada significa la determinación de espaciamiento de frecuencia entre canales de radio en la misma dirección y también el espaciamiento de frecuencia entre canales de transmisión y de recepción.

Interferencia desde canales de radio adyacentes afecta la salida detectada en la forma de errores de bitio en sistemas de PCM.

Por lo tanto, como se explicó anteriormente, la interferencia deberá tratarse junto con el ruido térmico e interferencia entre símbolos.

La cantidad de interferencia entre canales correspondientes a un espaciamiento de frecuencia de radio dada se calcula y se enseña en Figura 4.17. El espaciamiento de frecuencia de radio se determina por referirse a un régimen de circuito preasignado y por usar Figuras 5.2 y 4.17. Si se requieren la abertura de ojo de 70% y la relación de la onda deseada a la onda no deseada desde un canal adyacente sencillo de 20 dB, luego la relación de espaciamiento de frecuencia de canal a frecuencia de reloj deberá ser de aproximadamente 1,8, y la relación de ancho de banda de 3 dB a frecuencia de reloj debe ser de aproximadamente 0,9. Este hecho significa que un sistema que usa una frecuencia de 7,87 MHz requiere filtros de banda de 7 MHz y una separación de frecuencia de canal de 14 MHz.

En general, la relación de espaciamiento de canal en la misma dirección, d , podrá arrojar brevemente por el valor adecuado en el rango de $1 < d/f_r < 2$, donde f_r es la relación de impulso de señalización en un canal o frecuencia de reloj. El espaciamiento deberá determinarse en consideración de las características de filtros en un transmisor y receptor para satisfacer los requisitos cuantitativos de interferencias entre canales y entre símbolos indicados por la asignación de ruido. El espaciamiento de canal de transmisión y recepción también se da por asignación de ruido, y requiere características de corte brusco de filtros de derivación de canal para obtener alto rendimiento de aislamiento para evitar que la potencia de transmisión invade el receptor. Cuando se usan comúnmente ondas polarizadas vertical y horizontal, es necesario tomar en cuenta sus características de acoplamiento sobre la determinación de asignaciones.

5.5 Sistema de derivación de frecuencia

Los filtros para derivación de frecuencia deberán tener características que satisfacen las interferencias de entre canales, entre símbolos, y de transmisión-recepción dadas por asignación

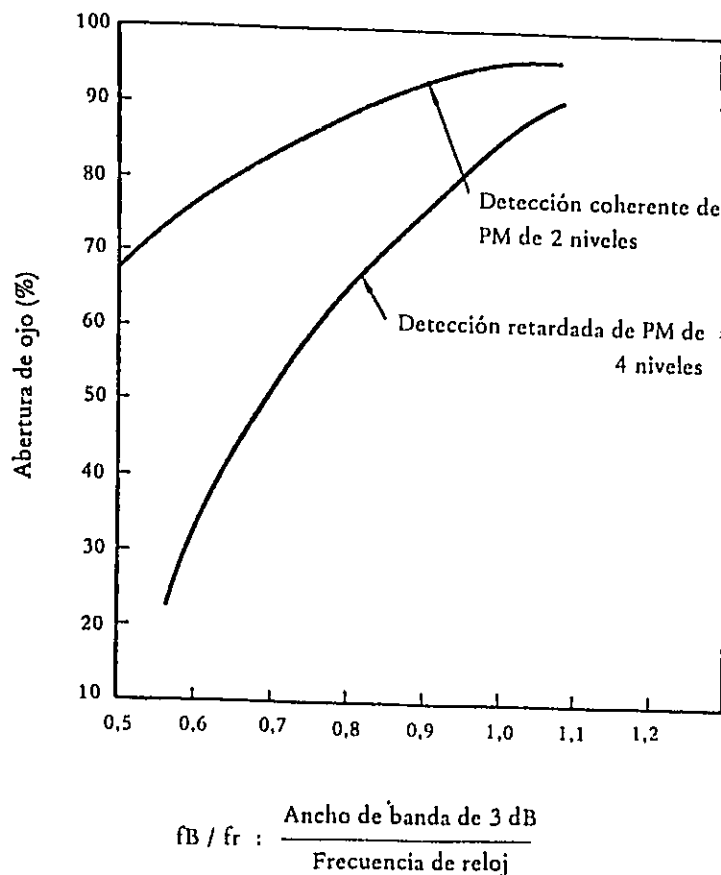


Figura 5.2 Relación entre abertura de ojo y ancho de banda

de ruido. Además, es importante que la pérdida de calor en filtros sea lo más pequeña posible, desde el punto de vista económica, para fuentes de energía de microonda.

Sobre sistemas de PCM, la forma de onda transmitida de impulsos es más importante que energías de señal en la banda de transmisión, que es lo contrario al caso para sistemas de FDM. De esta manera, es preferible que las características de transmisión principalmente dadas por filtros no tengan ningún retardo ni distorsiones de amplitud que ocasionan a tales problemas como sobrealcance en respuesta de impulso. Para este propósito, se usa un método de diseño de filtro realizable, a fin de producir características de transmisión globales de filtros planos de retardo (tipo Thomson). En este método, cuando se usa un filtro plano de retardo de seis etapas, seis

polos de la función de transferencia de este filtro pueden separarse en tres grupos, cuyas características de transmisión se distribuyen individualmente a un filtro de derivación de transmisión, un filtro de derivación de recepción y un filtro de recepción para rechazo de ruido.

5.6 Sistema repetidor

El tipo básico de repetidor en un sistema PCM de microonda es uno regenerativo, porque el sistema repetidor regenerativo en PCM causa poca degradación a señal transmitida aunque a través de muchos repetidores. El repetidor regenerativo representativo usa regeneración de banda base, que demodula las señales recibidas diferencialmente moduladas en fase, regenera totalmente por impulso de reloj de muestreo, y modula portadora por los impulsos de señal regenerados para transmisión. Otro tipo de método regenerador está directamente regenerando la fase de portadora. Un ejemplo es el método que aprovecha un principio de parametrón, que engancha un oscilador paramétrico a la portadora modulada en fase de incidencia en cada instante de temporización.

Un repetidor no regenerativo es atractivo debido a su simplicidad y economía. Es también útil, por ejemplo, cuando un intervalo repetidor corto no tiene vista directa. Para esos casos, el repetidor de paso que sencillamente aumenta la potencia de salida por amplificadores tendrá un valor de consideración con el uso de método amplificador común para varios canales.

5.7 Estabilidad de sincronización

En sistemas PCM de microonda, la tasa de error sube por encima de un cierto umbral, por ejemplo, por encima de 10^{-3} , cuando ocurre desvanecimiento profundo. Usualmente, la duración de tales fenómenos continúan de unos 100 ns. a varios segundos. Esta situación requiere estabilidad de sistemas de sincronización de trama de *múltiplex/demultiplex* bajo la condición de alta tasa de error. Es decir, el estado de sincronización de trama no deberá juzgarse mal como asincrónico por menos de un impulso de error en mil impulsos, y deberá recuperar sincronización lo más pronto posible en un tiempo de varios cientos milisegundos del estado asincrónico.

Es digno de notarse que el circuito de detección de marco en un terminal de PCM producirá impulsos detectados de error con una probabilidad de aproximadamente una mitad en estados asincrónicos. Con el objeto de proteger el circuito sincronizador que entre en un estado de búsqueda con un mal juicio como asincrónico por errores de impulso de desvanecimiento,

sería deseable un circuito de protección. Este circuito distingue la tasa de error de aproximadamente una mitad en un estado asincrónico que aquél de aproximadamente uno en mil en desvanecimiento.

6. Un ejemplo de sistema PCM de microonda

Como un ejemplo de un sistema PCM de microonda, se explica en las secciones siguientes un sistema PCM de 2 GHz desarrollado en el Japón.

6.1 Circuito de referencia hipotético y calidad de transmisión

El sistema PCM de 2 GHz está diseñado para circuitos telefónicos interurbanos de corta distancia, pero hay varios sistemas de radio para tales circuitos de corta distancia, y por eso, este sistema principalmente se aplica al área en que el requisito final para canales es por debajo de 2.160 canales, porque el sistema de PCM es el más ventajoso en tal área desde el punto de vista económico.

El circuito de referencia hipotético de este sistema se enseña en Figura 6.1. Su distancia total presumida es de 200 km la cual se divide en 8 tramos de 25 km cada uno. En este circuito, un máximo de dos circuitos de derivación desde una estación intermedia de derivación son disponibles.

En el caso del sistema PCM de microonda de corta distancia, la calidad requerida para el circuito de referencia hipotético arriba indicado se representa por la tasa de error de bitio como sigue:

- a) La tasa de error de bitio no deberá exceder de 5×10^{-7} en cualquier hora.
- b) La probabilidad de ocurrencia de que la tasa de error de bitio exceda de 10^{-6} es menor de 0,005% de cualquier mes, tomando el desvanecimiento en la cuenta.

Cuando una distancia de tramo es mayor de aproximadamente 15 km, el requisito (b) cubre el requisito (a). Por lo tanto, el requisito (b) es el objetivo principal en diseñar parámetros de sistema.

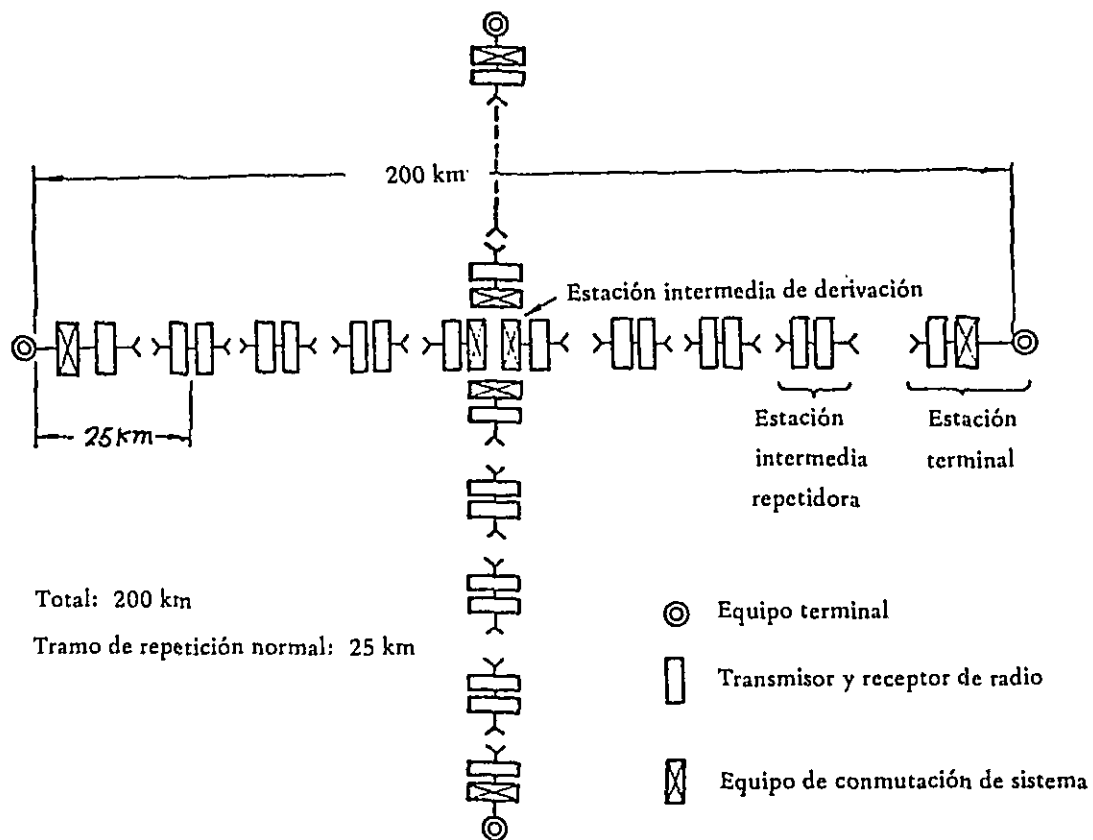


Figura 6.1 Circuito de referencia hipotético de sistema PCM de 2 GHz

6.2 Disposición de frecuencia y capacidad de canal

En el Japón, la banda de 2 GHz tiene un ancho de banda de 180 MHz (2.110 - 2.290 MHz), y se enseña en Figura 6.2 la disposición de frecuencia para el sistema PCM de 2 GHz. Las características de la disposición son como siguen:

- a) Disposiciones normales de 12 frecuencias de radio se usan en principio, pero disposiciones de ranura, incluyendo otras frecuencias de radio, son disponibles cuando se desean diferentes frecuencias para reducir interferencia de radio.
- b) 6 pares de frecuencias de ida y vuelta, acomodados en una antena, se arreglan alternadamente con polarizaciones vertical y horizontal. Cuando se requieren más de 6 canales, se proveen dos antenas y cada par de portadoras de la misma frecuencia y polarización cruzada se usa para transmisión simultánea de dos señales independientes.
- c) La banda de frecuencia de 180 MHz se divide en las bandas superior e inferior. Cada una de estas bandas se usa para frecuencias de transmisión y de recepción. La frecuencia de corrimiento es de 91 MHz.

Ya que este sistema puede transmitir un par de 192 señales de PCM por canal de radio, 5 pares de canales de radio entre 6 pueden transmitir 960 canales telefónicos, y un par de canal de radio se usa como canales de reserva, cuando se instala solamente una antena en una dirección. Cuando dos antenas son disponibles, 11 pares de canales de radio se usan como canales de operación y la capacidad total de canales del sistema será de 2.212 canales telefónicos.

6.3 Asignación normal de transmisión

En transmisión de radio, perturbaciones que producen errores de bitio se clasifican en tres categorías: factores de degradación fundamentales, factores de degradación no variables y factores de degradación variables.

Errores de bitio debido a los factores de degradación fundamentales se causan principalmente por las imperfecciones o deficiencias de equipo actual, la interferencia entre símbolos por limitaciones de banda, agitación y deterioro debido a las variaciones en temperatura ambiental.

Los factores no variables, que degradan la tasa de error de bitio independientemente

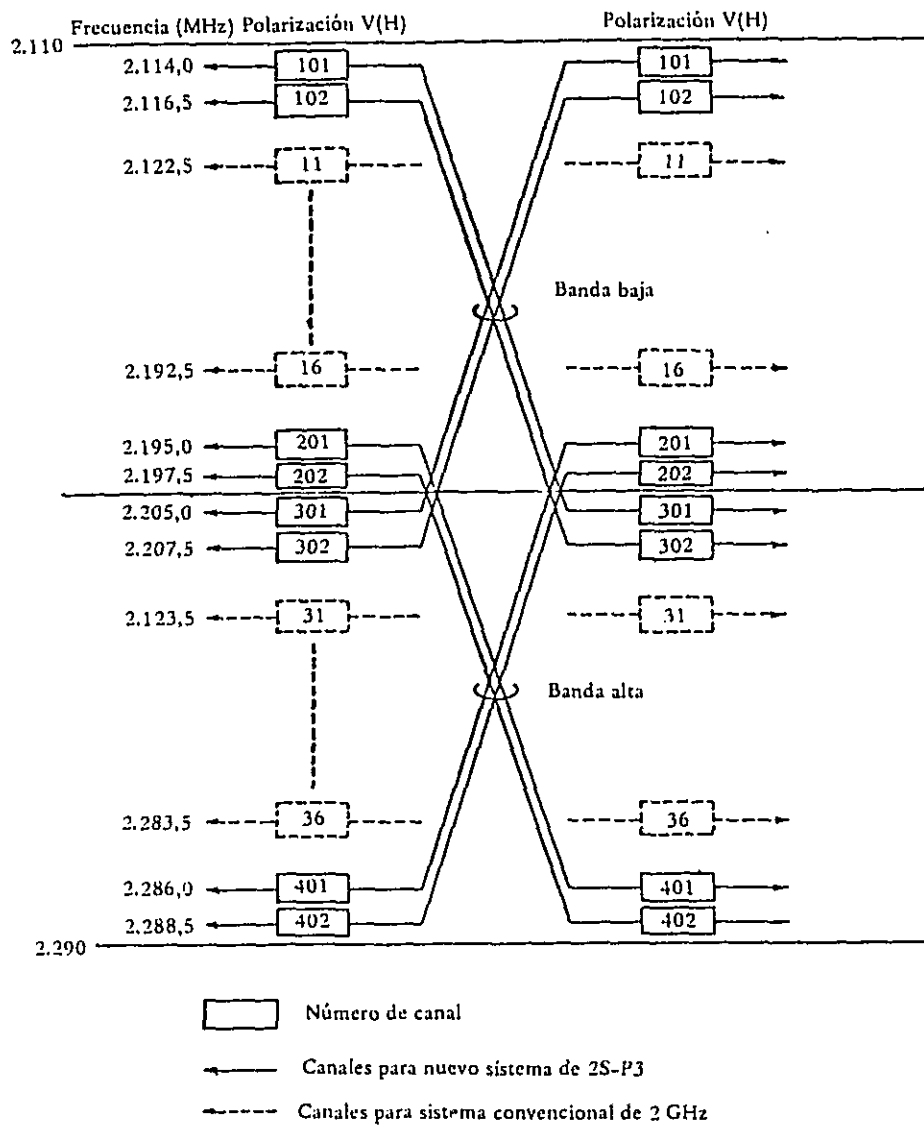


Figura 6.2 Disposiciones de frecuencia de banda de 2 GHz

de desvanecimiento, incluyen interferencia cocanal, ruido local, etc.

Los factores variables, que dependen de desvanecimiento, son los más importantes. Cualquier desvanecimiento de la señal recibida deteriora la relación de portadora a ruido, reduciendo la relación de potencia de señal deseada a no deseada. Estos factores incluyen ruido térmico, interferencia de frecuencia, etc.

La relación entre estos factores y la tasa de error de bitio es la siguiente:

- (1) Factores fundamentales tienen efectos similares a la disminución en la potencia recibida.
- (2) Los otros dos tipos de factores se superponen sobre el ruido térmico para aumentar la potencia de ruido.
Por lo tanto, pueden agregarse los efectos de los factores variables y no variables, como una suma de potencia.

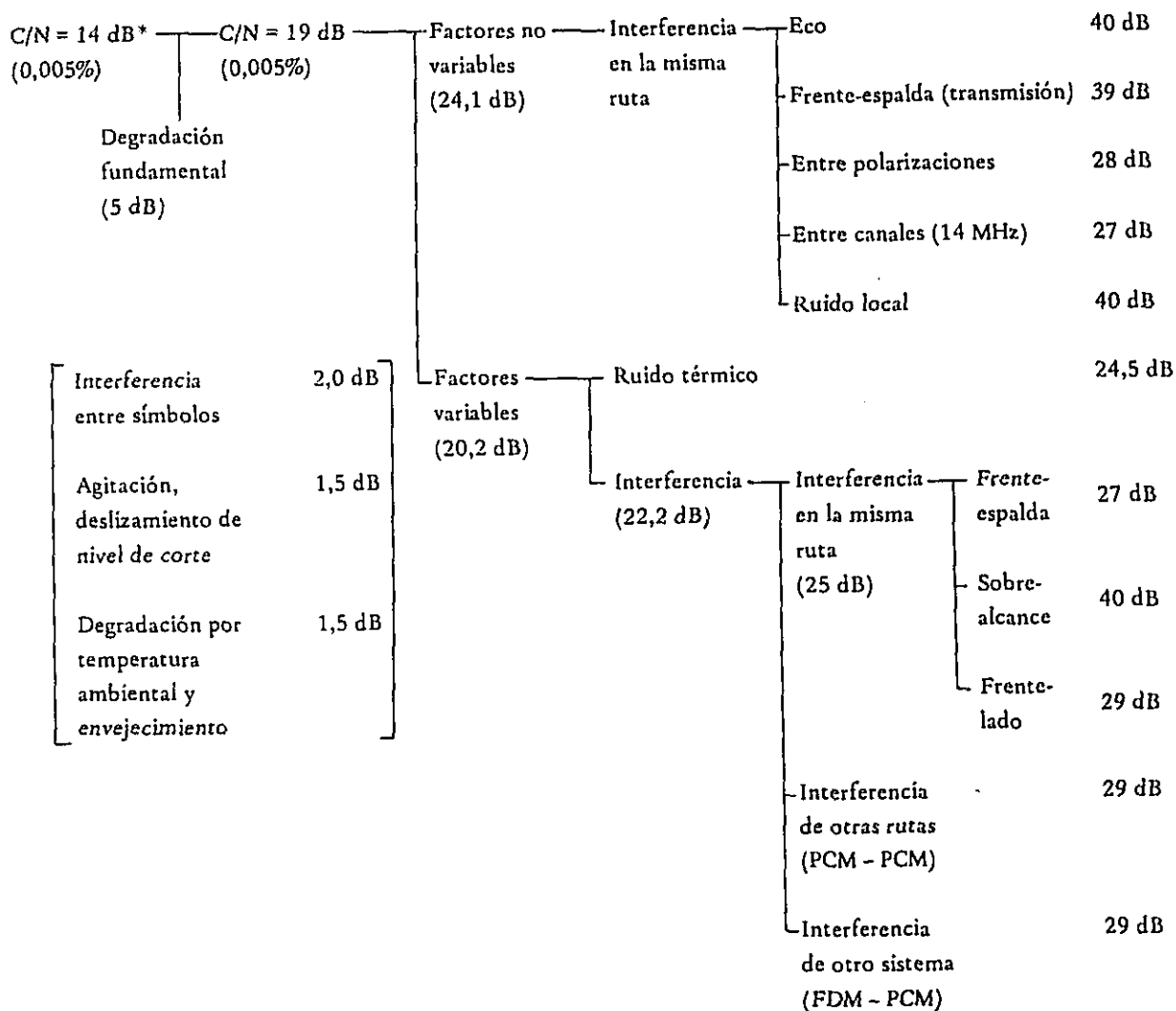
Asignación de las normas de transmisión a los factores se efectúa por asignar la relación de portadora a ruido, C/N , que corresponde a la tasa de error de bitio 10^{-6} , a los factores individuales. La asignación se enseña en Tabla 6.1.

En esta tabla, la relación fundamental de portadora a ruido de 14 dB indica la tasa de error de bitio de 10^{-6} bajo modulación diferencial de 4 niveles y detección coherente. Degradación de C/N de 4 dB se asigna a los factores fundamentales:

- | | | |
|-----|---|--------|
| (1) | Degradación debido a interferencia entre simbolos por limitación de banda | 1,2 dB |
| (2) | Degradación debido a corrimiento de fase de subportadora, variación de nivel de corte y agitación | 0,8 dB |
| (3) | Degradación debido a variación de temperatura ambiental, etc. | 2,0 dB |

El filtro que causa interferencia entre símbolos que corresponde a degradación de 1,2 dB en C/N tiene un ancho de banda de 3 dB de 12 MHz con una respuesta de frecuencia Gaussian.

Tabla 6.1 Asignación requerida de relación de C/N



* C/N = 14 dB da la tasa de error de bitio de 10^{-6} en el sistema de modulación en fase diferencial de 4 niveles y de detección coherente.

Las características requeridas para equipos de radio se determinan del valor C/N asignado a cada factor. Nivel de señal requerido de estándar se determina de tal manera que satisfaga un C/N de 25 dB aun cuando ocurre desvanecimiento fuerte.

Otro elemento a considerarse es el margen de desvanecimiento. Ondas de radio de banda de 2 GHz propagan con atenuación despreciable debido a nieve, lluvia y atmósfera, y con influencia considerable debido a desvanecimiento. De todos los tipos de desvanecimiento, el desvanecimiento Rayleigh afecta más la calidad de transmisión. Su probabilidad de ocurrencia se arroja por

$$P = Q \cdot \left(\frac{f}{4} \right)^{1,2} d^{3,5} \quad \dots\dots\dots (6.1)$$

donde, Q : coéfciente de trayecto

$$\begin{cases} \text{Montaña} & 2,1 \times 10^{-9} \\ \text{Llano} & 5,1 \times 10^{-9} \\ \text{Mar o Playa} & 1,9 \times 10^{-9} \times \frac{\sqrt{1/\bar{n}}}{0,05} \end{cases}$$

f : frecuencia de radio (GHz), y

d : distancia de tramo de radio (km)

Ya que la tasa de error puede exceder de 10^{-6} solamente dentro de 0,005% de cualquier mes sobre el circuito entero, el período de interrupción permisible total de cualquier mes sobre un tramo de radio se calcula por

$$0,005\% \times \frac{d}{200} ,$$

donde, d denota la distancia de tramo de radio. La relación de la potencia recibida desvanecida a la potencia de recepción normal es proporcional linealmente a la relación del período de interrupción permisible para un tramo de radio a la probabilidad de ocurrencia de desvanecimiento Rayleigh. Por lo tanto, la potencia de transmisión solamente debe aumentarse por la cantidad de margen de desvanecimiento calculado por

$$Fd = 10 \log \frac{Q \cdot f^{1,2} \cdot d^{3,5}}{0,005(\%) \times \frac{d}{200}} \quad (\text{dB}). \quad \dots\dots\dots (6.2)$$

El margen de desvanecimiento para la distancia normal de tramo de radio del sistema PCM de 2 GHz es de aproximadamente 14 dB.

6.4 Parámetros de equipos principales

Como un resultado de diseño de sistema, parámetros principales de equipos de transmisión y de recepción del sistema se obtienen como se enseñan en Tabla 6.2.

Los requisitos de C/N asignados están relacionados con los parámetros de equipos actuales en la manera siguiente.

- (1) Potencia de transmisión y potencia de recepción bajo condición de espacio libre.
Ya que el ancho de banda equivalente para cálculo de ruido de un sistema de detección integral es de 6,213 MHz, y la figura de ruido del receptor es de 9 dB, la potencia recibida de estándar, P_{RS} , se indica por

$$P_{RS} = \frac{C}{N} + F_d - 97,7 \text{ (dBm)} \quad \dots\dots\dots (6.3)$$

De la ecuación (6.3), la potencia recibida de estándar ha de ser de -59,2 dBm.

La potencia de transmisión, P_t , se calcula por

$$P_t = P_{RS} + (L_s + L_f + L_b) - 2G_a \text{ (dBm)} \quad \dots\dots\dots (6.4)$$

donde, L_s , L_f y L_b denotan pérdida de espacio libre, pérdida de alimentador y pérdida de filtro de derivación, respectivamente, y G_a indica la ganancia de una antena. En el caso del sistema PCM de 2 GHz, los valores de promedio de L_s , L_f , L_b y G_a se presumen ser de 127 dB, 4 dB, 8 dB y 30 dB, en aquel orden, donde se usa una antena de diámetro de 2 m. Por lo tanto, la potencia de transmisión requerida deberá ser de 20 dBm (100 mW), incluyendo el margen de desvanecimiento. La potencia de salida del oscilador local en un transmisor está ajustado entre 20 y 23 dBm, inclusive pérdida de modulador y margen de mantenimiento.

- (2) Impedancia

Impedancias de entrada y salida de antenas, filtros de derivación, etc. se determinan por ecos. Los ecos se generan principalmente en entrada o salida de las antenas y filtros de derivación. Suponiendo que el coeficiente de reflexión en dB en cada extremo es ρ , la relación de portadora a ruido se calcula por

Tabla 6.2 Factores principales de comportamiento de equipos de transmisión y recepción, etc.

Item	Comportamiento
Modulación	Modulación en fase deferencial de 4-PM, modulación directa de microonda
Potencia de transmisión	20 dB (100 mw)
Sistema repetidor	Sistema relevador regenerativo de detección
Potencia de recepción normal	-58,3 dB
Potencia de recepción permisible	-45 dB
Demodulación	Detección coherente e instantánea
Nivel de conmutación	-73 dBm
Nivel de silenciamiento	-83 dBm
Figura de ruido	Menor de 9 dB
Ancho de banda de ruido equivalente	6,312 MHz
Canal de RF en banda de 2 GHz	5 + 1 o 11 + 1 (Propone 2 + 1)
Capacidad	192 canales telefónicos (1 RF)
Distancia de tramo de estándar	25 km
Otros factores	
Ganancia de antena	Parabólica de D. de 2 m 30 dB Parabólica de D. de 3,3 m 35 dB
Pérdida de sistema de alimentador	11 dB/1 tramo (detalles) Pérdida de alimentador (30 m) $0,06 \text{ dB} \times 30 \text{ m} \times 2 = 1,4 \text{ dB}$ Pérdida de filtro circular $0,7 \text{ dB} \times 2 = 1,4 \text{ dB}$ Filtro de derivación bajada $2,0 \text{ dB} \times 2 = 4,0 \text{ dB}$ paso $0,5 \text{ dB} \times 2 \times 2 = 2,0 \text{ dB}$

$$C/N \approx D/U \approx 2 \left(\rho + \frac{L_f}{2} \right) \dots\dots\dots (6.5)$$

donde, L_f denota pérdida de alimentador.

Dos sistemas de antena y alimentador por tramo de radio se asignan en C/N de 40 dB. Por lo tanto, el voltaje normal de ondas estacionarias de voltaje puede calcularse como sigue:

antena:		$\rho = 21 \text{ dB}$	VSWR = 1,20
filtro de derivación	divisor de banda F	$\rho = 24 \text{ dB}$	VSWR = 1,13
	canal BF	$\rho = 27 \text{ dB}$	VSWR = 1,09
	receptor o trans- misor	$\rho = 27 \text{ dB}$	VSWR = 1,09

(3) Interferencia entre canales y ancho de banda de filtro

Canales de radio interferentes principales tienen la misma polaridad que aquélla del canal considerado, y se separan en frecuencia por

- a) 14 MHz, cuando existen no menor de 5 canales de radio en operación.
- b) 28 MHz, cuando no mayor de cinco.
- c) 35 MHz, cuando interferencia se causa por acoplamiento de la potencia de transmisión al receptor.

Las interferencias de la potencia de *transmisor* con el receptor se causan por reflexión en la antena y acoplamiento de fuga en el circulador, como se enseña en Figura 6.3.

(4) Directividad de patrón de antena

Rutas de interferencia entre varias antenas usadas para el sistema se enseñan en Figura 6.4, y se clasifican en interferencias debido a

- a) acoplamiento de frente a espalda sobre el mismo trayecto,
- b) acoplamiento de frente a espalda entre diferentes trayectos,
- c) acoplamiento de frente a espalda de la ruta de derivación,

- d) sobrealcance, y
- e) interferencias de otros sistemas de FDM-FM.

Estas interferencias deberán atenuarse suficientemente por el uso de la directividad de patrón de antena.

6.5 Equipos

Figura 6.5 enseña un diagrama en bloque simplificado del sistema PCM de 2 GHz, y Figura 6.6 ilustra un diagrama en bloque de los equipos de transmisión y recepción.

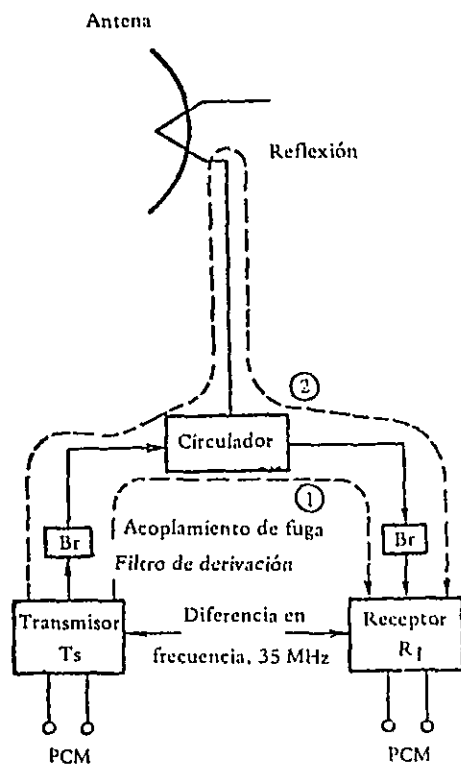


Figura 6.3 Rutas principales de interferencia de transmisor a receptor

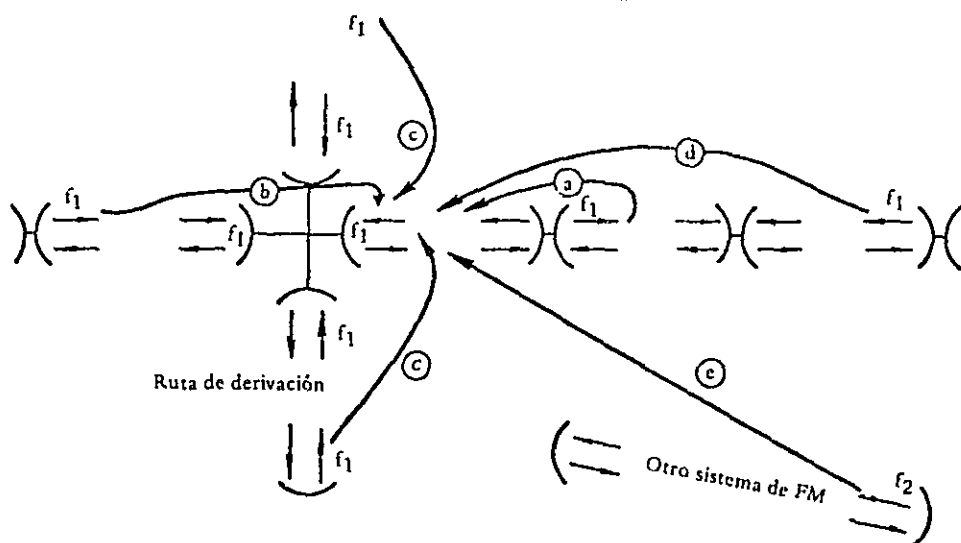


Figura 6.4 Rutas de interferencia

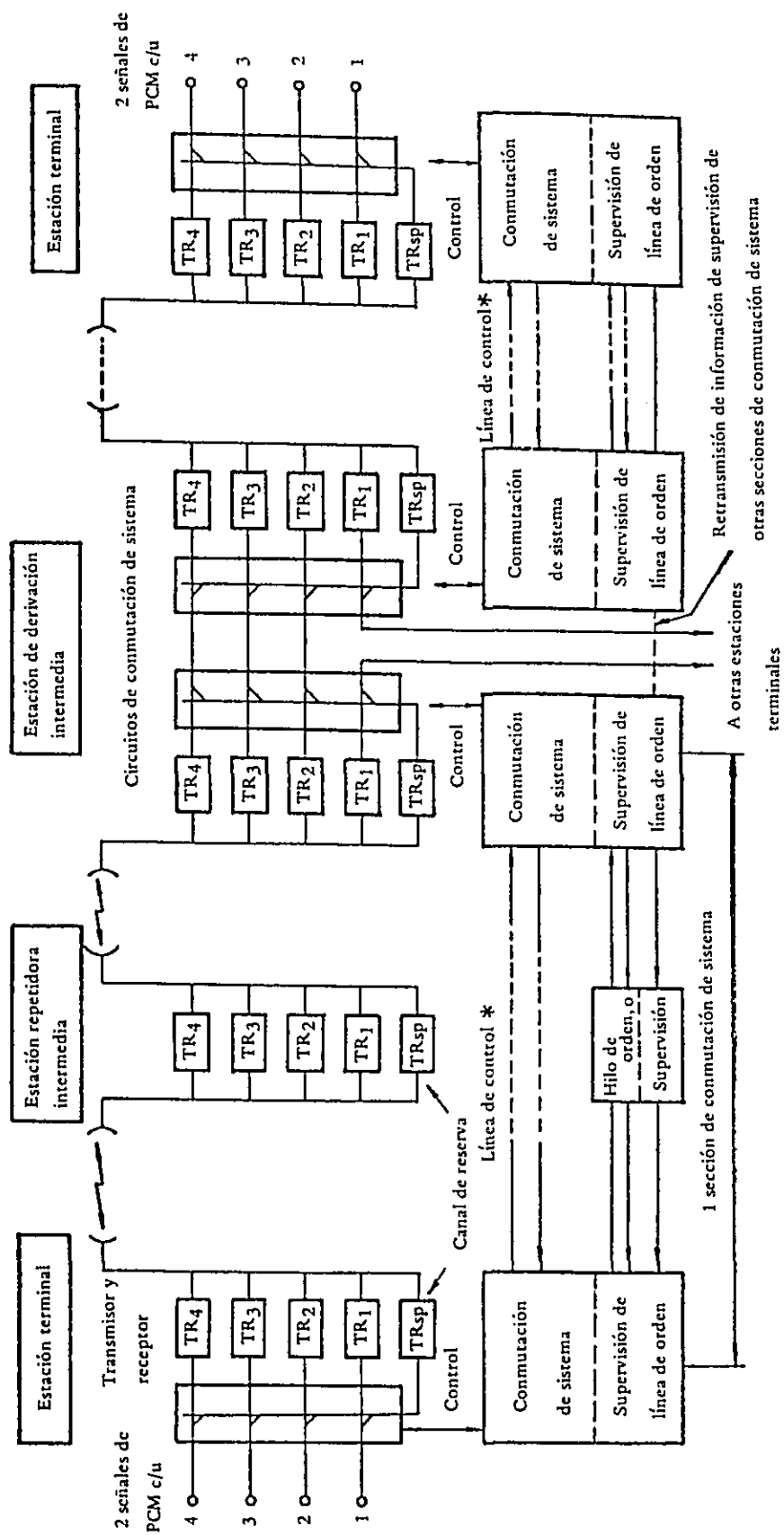


Figura 6.5 Diagrama en bloque de sistema PCM de 2 GHz

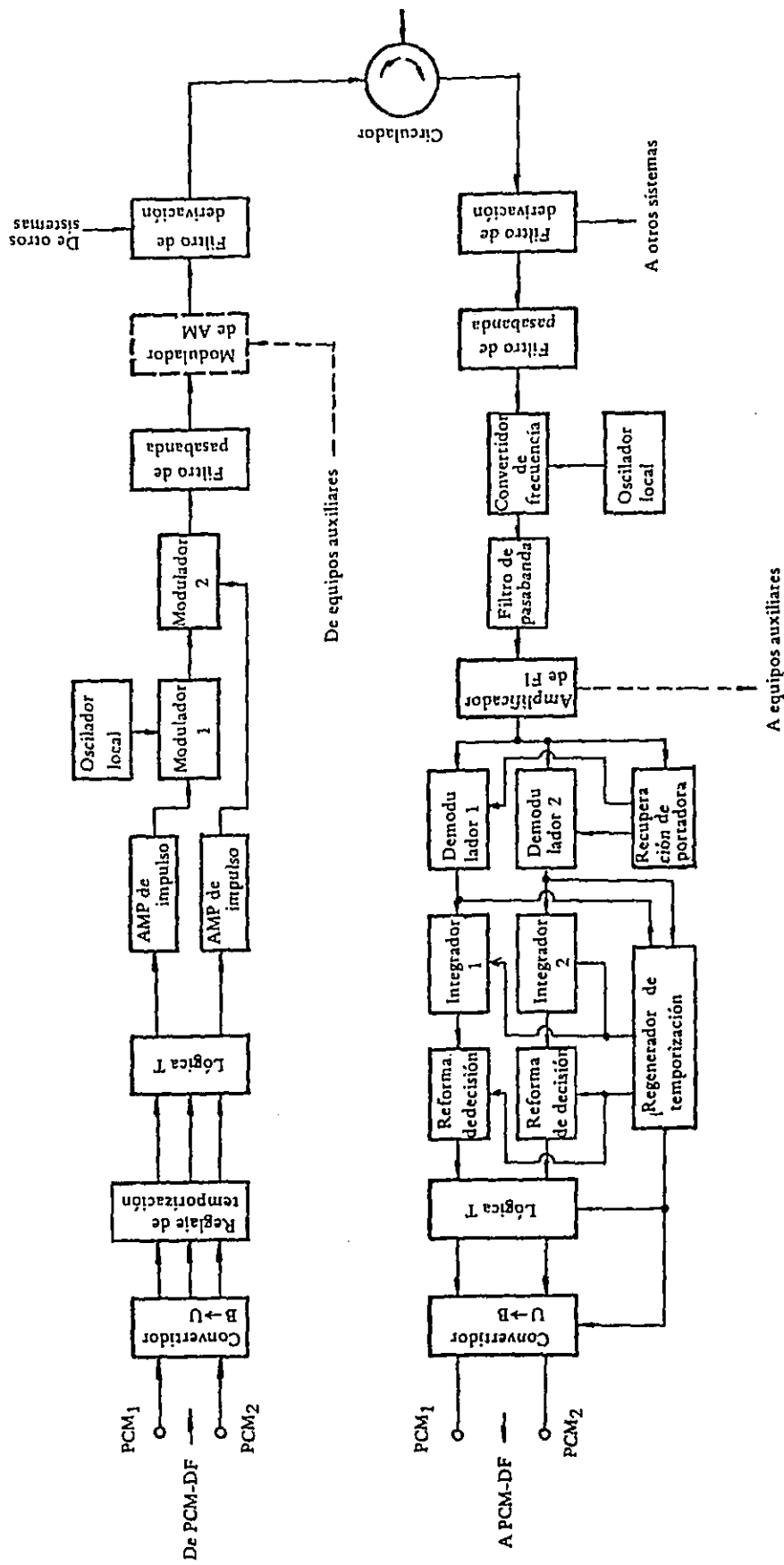


Figura 6.6 Diagrama en bloque de transmisor y receptor

PRACTICA DEL SISTEMA PCM-24

CONTENIDO

1.	Observaciones sobre la forma de onda	P-8- 1
2.	Varias mediciones	P-8- 3
(1)	Ruta del Sistema PCM-24	P-8- 3
(2)	Comprobación marginal y ubicación de falla	P-8- 3
(3)	Comprobación de proporción de error	P-8-11
(4)	Medición de característica de Nivel de pérdida neta.	P-8-14
(5)	Medición de Ruido de Cuantificación	P-8-16
3.	Instrumentos para Sistema PCM-24	P-8-19
(1)	Aparato de prueba PFF-26B	P-8-19
(2)	Aparato de prueba PEB-26A	P-8-21
(3)	Aparato de prueba PRC-26A	P-8-23
(4)	Filtro PEF-82A	P-8-23
(5)	Oscilador PSO-16A	P-8-23

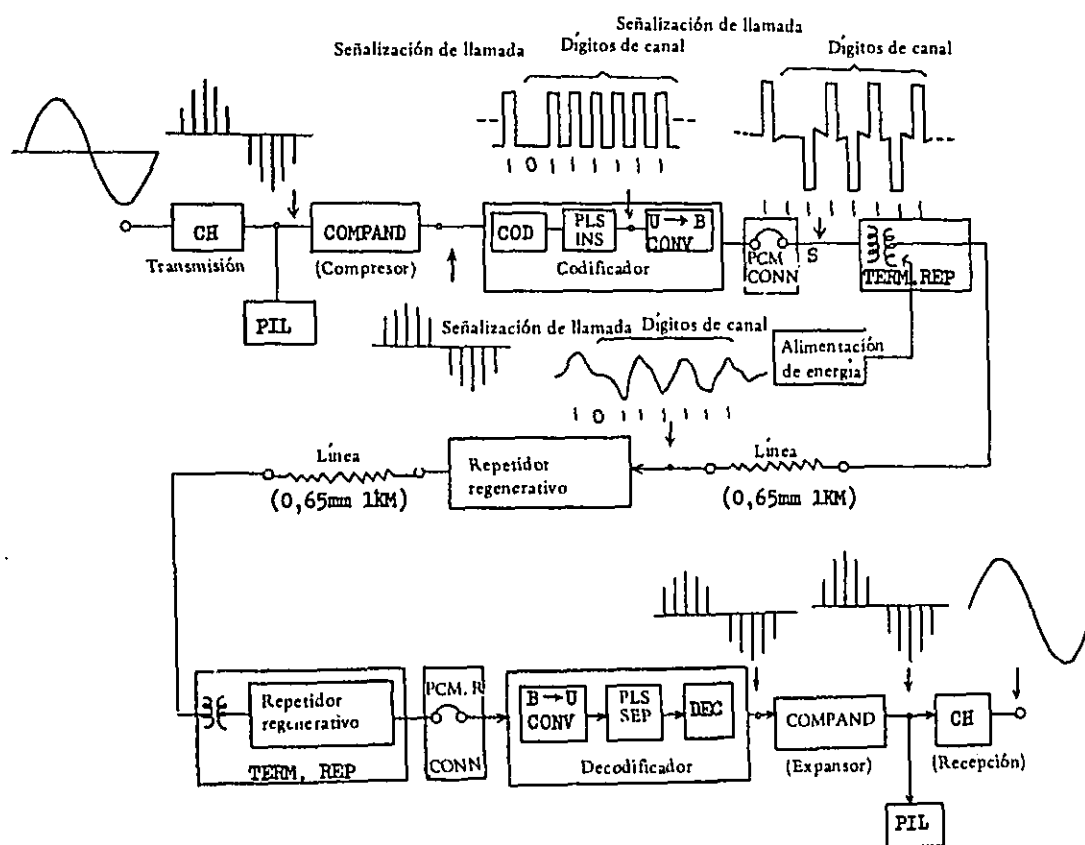
1. Observaciones sobre la forma de la onda

El mejor medio disponible para entender el Sistema PCM-24 es el hacer Observaciones sobre la Forma de la Onda. Las funciones del Sistema PCM-24 se indican a continuación:

- (1) Muestreo
- (2) Compresión
- (3) Codificación (Cuantificación compuesta)
- (4) Repetición regenerativa
- (5) Decodificación
- (6) Expansión
- (7) División

Un diagrama a bloques del Sistema PCM-24 queda ilustrado en la figura 1, incluyendo las formas de onda de puntos prominentes.

Figura 1 Diagrama a bloques del Sistema PCM-24



Observe diferentes formas de la onda por medio de un sincroscopio de doble haz.

(1) Muestreo y compresión

- (a) Aplique la señal de oscilador 0,8 kHz (MTT-253B) al jack de entrada del lado emisor de una unidad de canal.
- (b) Compruebe la forma de onda en los terminales de entrada (12-14) de la unidad de COMPAND (compresor-expansor). Esta es la forma de onda después de muestreo.
- (c) Compruebe la forma de onda en los terminales de salida (44-G) de la unidad de COMPAND.
Esta es la forma de onda después de compresión.
- (d) Compare (b) y (c).

(2) Codificación

- (a) Compruebe la forma de onda a la salida (23-G, punto de observación especial) de la unidad CODIFICADOR.
Esta es la forma de onda de un tren de impulsos unipolares. En el sincroscopio, disparadores sincronizadores externos necesarios para una completa exploración están provistos de terminales (29-31) de impulso digital #193 de la unidad de CODIFICADOR.
- (b) Aplique contacto de tierra al hilo conductor emisor de señal en el jack SS de unidad C1. En este momento, se puede hallar el dígito de señalización de llamada y dígitos de código/voz. Los dígitos de código/voz deberán ser 0111111(63). En este caso no hay voz ni señal de piloto en el canal.
- (c) Introduzca el enchufe del piloto en la posición NOR (normal) del jack PIL. Los dígitos de código/voz cambian a 1010111(87), permisible 86 u 88. Esto representa los dígitos de código/piloto.
- (d) Compruebe la forma de onda en los terminales de salida (18-20) de la unidad de CODIFICADOR. Esta es la forma de onda de un tren de impulso bipolar.

(3) Repetidor regenerativo

- (a) Compruebe la forma de onda en los terminales de entrada (1-2) del REPETIDOR TERMINAL.

- (b) Compruebe la forma de onda en los terminales de salida (9–10) del REPETIDOR TERMINAL.

Esta es la misma forma de onda que (2)–(d).

(4) Decodificación, expansión y división

- (a) Aplique la señal de oscilador 0,8 kHz (MTT–253B) al jack de entrada del lado emisor de una unidad C.

- (b) Compruebe la forma de onda en los terminales de salida (48–G) de la unidad de DECODIFICADOR.

Esta es la forma de onda después de decodificación.

- (c) Compruebe la forma de onda en los terminales de salida (18–20) del tablero COMPAND.

Esta es la forma de onda después de expansión y es la misma forma de onda que (1)–(b).

- (d) Compruebe la forma de onda en el jack receptor de una unidad C.

Esta es la misma forma de onda que la onda sinusoidal emisora.

2. Varias mediciones

(1) Ruta del Sistema PCM–24

Hay dos rutas del Sistema PCM–24 en la experimentación práctica. Una se muestra en la figura 2 y la otra se muestra en la figura 3.

(2) Comprobación marginal y ubicación de falla

El Sistema PCM–24 opera con gran número de repetidores en tándem. Es una necesidad el poder identificar un repetidor defectuoso. La comprobación marginal remoto así como la ubicación de la falla se realiza como sigue:

El método para identificación de una de las muchas unidades operadas en serie asocia un tono de frecuencia de identificación con la ubicación de cada equipo.

Entonces es conveniente el asociar una audio-frecuencia de comprobación marginal

Figura 2 Ruta práctica del Sistema PCM-24 (1)

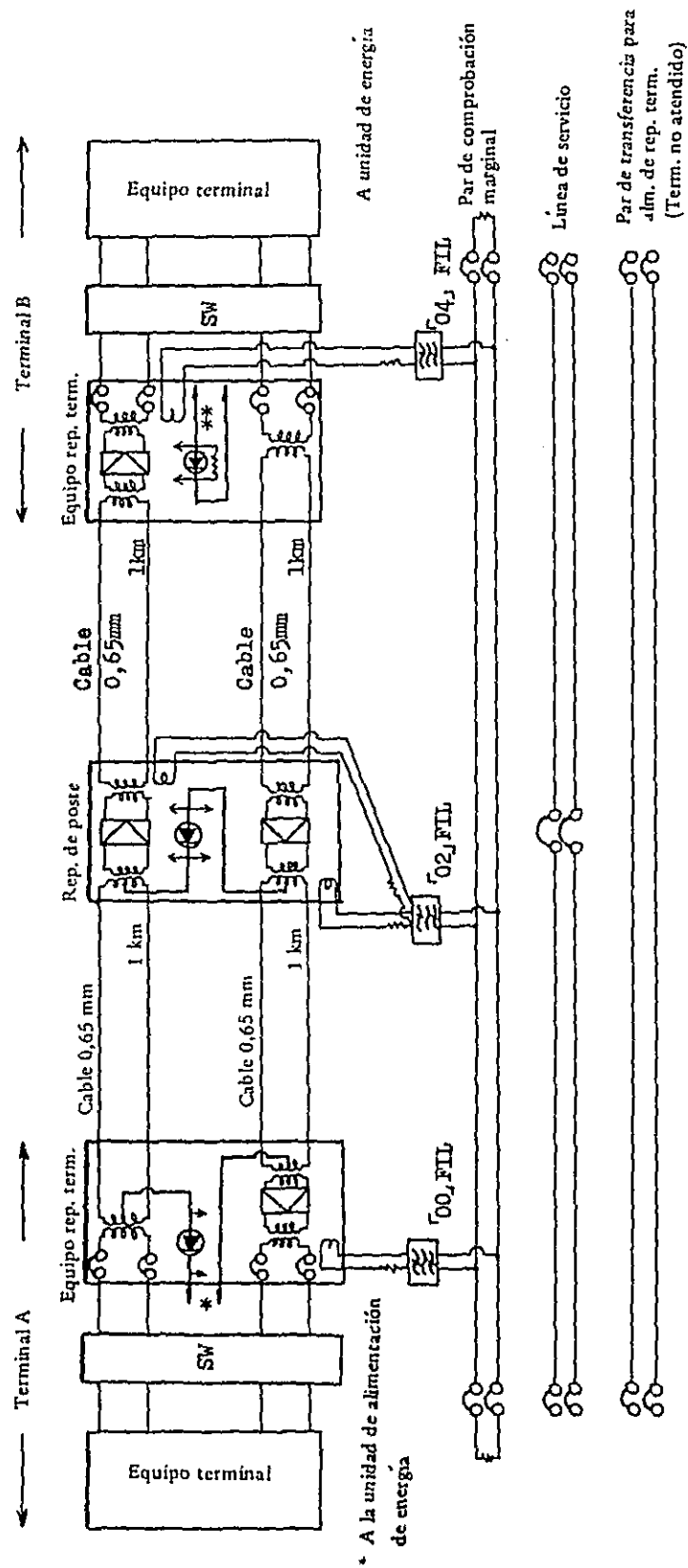
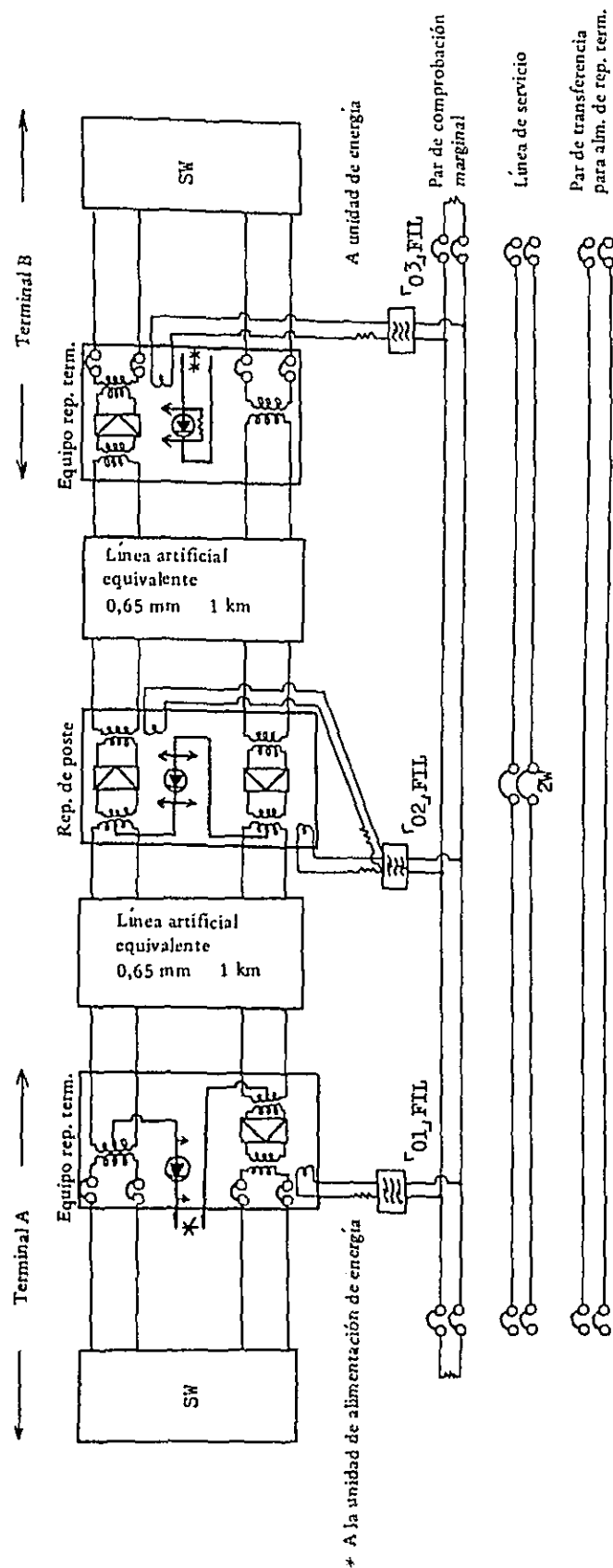


Figura 3 Ruta práctica del Sistema PCM-24 (2)

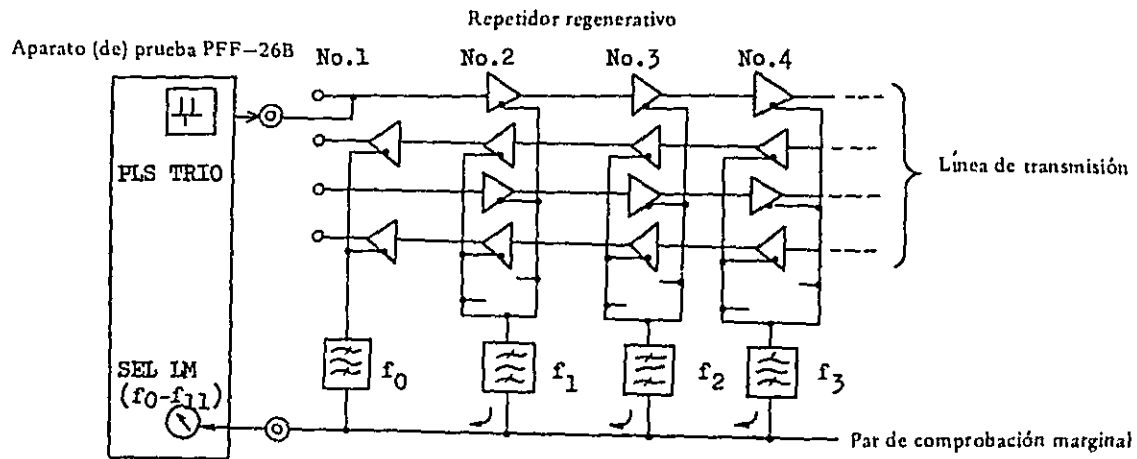


particular y filtro con cada casilla de repetidor a lo largo de la ruta de repetidores.

El filtro sirve muchos repetidores y está acoplado a las salidas de muchos repetidores en una ubicación común. Un modelo especial de prueba de PCM puede transmitirse para excitar cualquier repetidor seleccionado a lo largo de una ruta. La potencia de salida del filtro retorna a la estación por el par de comprobación marginal.

El sistema de comprobación marginal se muestra a continuación.

Figura 4 Sistema de comprobación marginal



El parámetro de comprobación marginal es el número del impulso unipolar que queda superimpuesto en una onda bipolar.

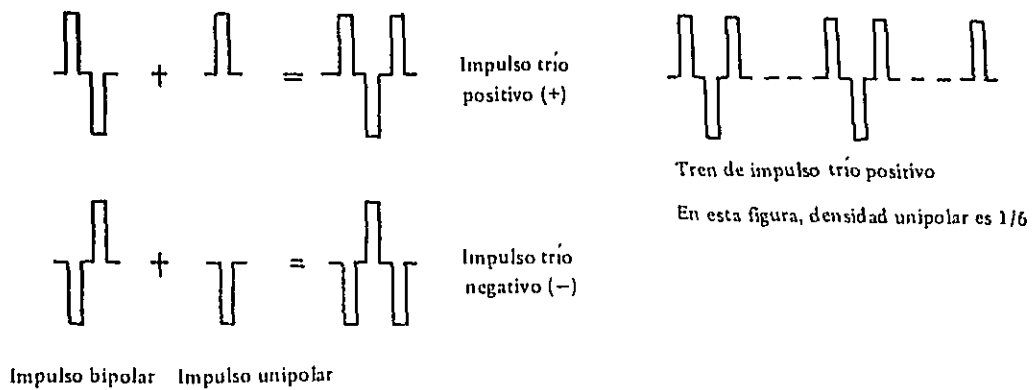
La combinación de un impulso bipolar equilibrado y un impulso unipolar se llama IMPULSO TRIO (TRES IMPULSOS).

El aparato de prueba (PFF-26B) genera la combinación de impulso compuesta de un tren de impulso trío.

$$\frac{\text{número de impulsos unipolar}}{\text{intervalo de tiempo}}$$

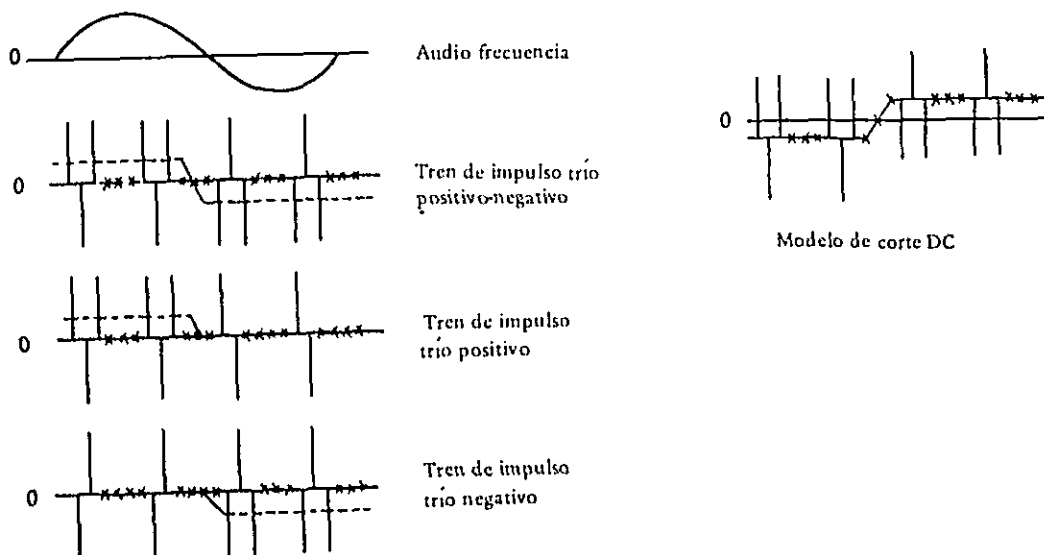
es la así llamada densidad de unipolar

Figura 5 Impulso trío



Los trenes de impulso trío están suministrados por el oscilador de bloqueo de PFF-26B. Ello invierte la polaridad de la combinación de impulso trío en la mitad de los períodos de audio frecuencias de identificación. El impulso trío se muestra a continuación.

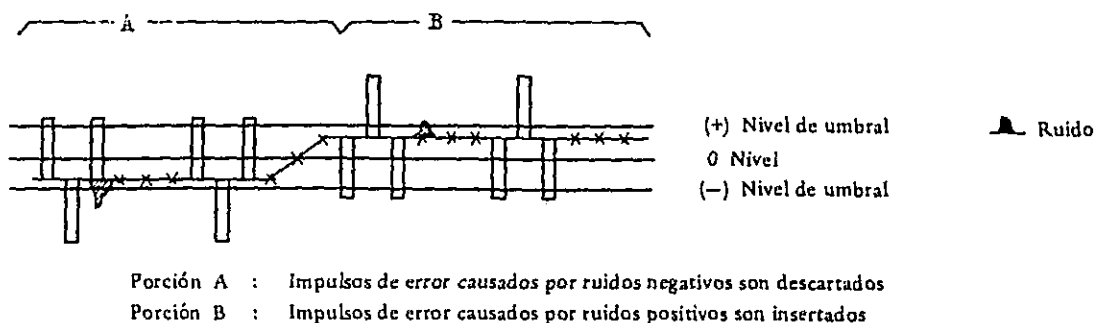
Figura 6 Tren de impulso trío



En la línea de transmisión, el componente de DC es cortado por los transformadores de repetidor. El valor máximo de impulso cambia a causa de este efecto. En el repetidor regenerativo de PCM-24, se adopta 0,48 como la relación entre valor máximo y nivel de umbral (threshold level). Se provee un circuito ATC en el repetidor para regular el nivel de umbral con el fin de reducir los diferentes efectos de variaciones en pérdida a causa del cable, ganancia de preamplificador y amplitud de impulso de salida del repetidor previo. Pero el ATC no reacciona a variaciones rápidas, tal como periodicidad del componente de audio frecuencia. En este caso, el nivel de umbral es aplicado al promedio de valores máximos.

Por lo tanto, la densidad de unipolar diferencia la proporción de error causada por el ruido. En una condición crítica, el impulso de error se muestra en la siguiente ilustración.

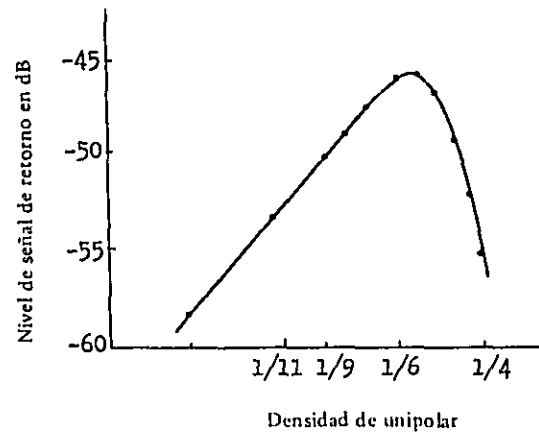
Figura 7 Explicación de los bitios de error



Entonces el componente de audio frecuencia disminuye. La señal de retorno en el par de comprobación marginal es proporcional a la densidad de unipolar hasta el punto de falla del repetidor. La operación marginal del repetidor es entonces dada por el número de impulsos unipolar – densidad de impulsos – que puede aumentarse antes que la señal de retorno deje de ser proporcional a la densidad unipolar.

En la práctica se transmite una densidad de unipolar esparcida y la amplitud de señal de retorno ajustada a una marca de referencia en el medidor. A medida que la densidad de unipolar aumenta, el medidor debe alcanzar marcas calibradas. Cuando el medidor falla en alcanzar la marca, la densidad de unipolar es una medida del margen en el repetidor bajo prueba o en cualquier repetidor que lo procede. La indicación que el medidor da bajo la condición marginal es una indicación del tipo de falla.

Figura 8 Ejemplo de control marginal



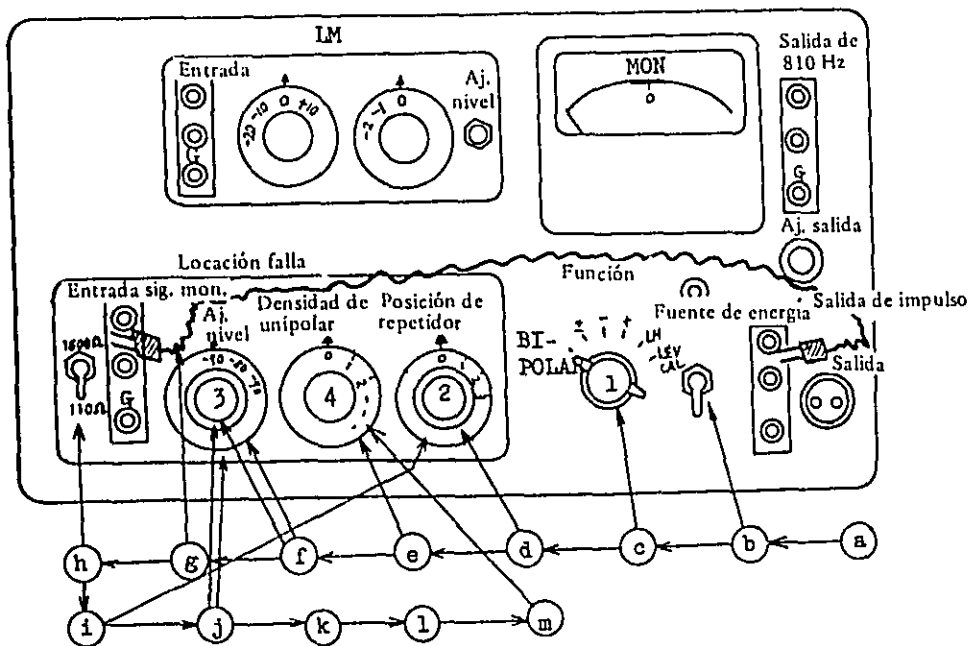
(A) Instrumento de medición

Aparato de prueba PFF-26B

(B) Comprobación del aparato mismo

Compruebe el aparato mismo por medio del procedimiento siguiente.

Figura 9 Aparato de prueba PFF-26B



Procedimientos

- (a) Conecte el cable eléctrico a la fuente de energía AC.
- (b) Ponga el interruptor "CORRIENTE" a la posición de "CON CORRIENTE" (ON).
- (c) Posicione el interruptor 1 "FUNCION" a uno de los $\pm$, $-$, $+$.
- (d) Ponga el disco (marcador) 2 "POSICION DE REPETIDOR" a 0.
- (e) Ponga el disco 4 "DENSIDAD UNIPOLAR" a 0.
- (f) Ponga el disco 3 "AJ. (ajuste) de NIVEL" (botón exterior) a -40 dB y vuelva el botón interior a la izquierda.
- (g) Conecte "SALIDA DE IMPULSO" y "ENTRADA SIG. MON." por medio del cordón U-U.
- (h) Cambie al lado 110.
- (i) Ponga la aguja del indicador a la máxima excitación por medio del botón interior del disco 2 de POSICION DE REPETIDOR.
- (j) Ponga la activación de la aguja del indicador a 0 por medio del disco 3 AJ. NIVEL (botón exterior o interior).
- (k) Repita la operación (i).
- (l) Repita la operación (j).
- (m) Cambie el disco 4 DENSIDAD UNIPOLAR a 7.
- (n) Si el indicador del medidor se ladea dentro de la línea negra del monitor, el aparato se considera normal.

(C) Método de medición

- (a) Posicione el interruptor 1 FUNCION a uno de los $\pm$, $-$, $+$, y el impulso trío será transmitido desde el jack SALIDA DE IMPULSO.
- (b) Después, ponga el disco 2 POSICION DE REPETIDOR al repetidor que se va a medir, y se puede obtener la frecuencia (componente de frecuencia baja de impulso trío) de medición de falla de este punto que se repite.
- (c) Conecte el jack ENTRADA y el jack de comprobación marginal (parte superior) del bastidor de repetidor terminal, cambie el interruptor de la impedancia de entrada de señal monitor al lado de 1.600 ohmios. Usando el botón interior del disco 2 de POSICION DE REPETIDOR, procure la máxima excitación de la aguja del indicador. Ponga la excitación de la aguja de indicador a 0 por medio de disco 3 AJ. de NIVEL (botón exterior a 10 dB, botón interior rojo a 0 - 10 dB continuamente variable; haciendo esto, mantenga el disco 4 de DENSIDAD UNIPOLAR en el punto 0). Si

hay falla en el repetidor, este nivel de baja frecuencia no retornará y así no se puede obtener recepción.

- (d) La comprobación marginal del repetidor se realizará variando el disco 4 DENSIDAD UNIPOLAR de 0 a un número mayor. En otras palabras, esta variación se realiza desde una densidad unipolar más pequeña a otra más grande. La gama de variación es de $1/11 \sim 1/4$.
 - (e) Las pruebas arriba descritas deben efectuarse conmutando el disco 2 POSICION DE REPETIDOR alternativamente en secuencia apropiada.
- (D) Valor normal

Tabla 1

	DISCO DENSIDAD UNIPOLAR
Repetidor en la línea de transmisión	3
Unidad de repetidor	5

- (E) Registro de datos

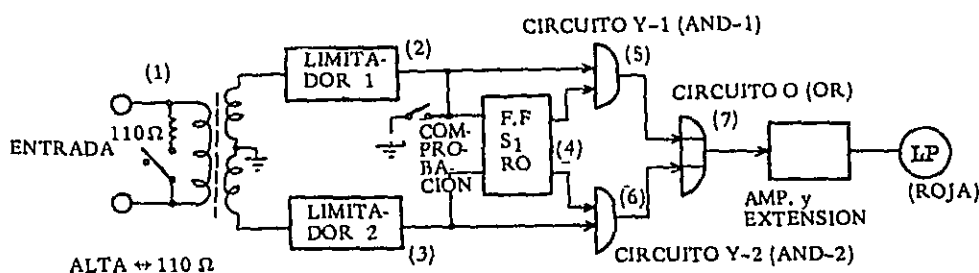
	A	No. 1 Rep.	B
A → B			
A ← B			

- (3) Comprobación de proporción de error (errores de polaridad de impulso de medición)

La prueba de proporción de error es importante para los sistemas PCM. La medición de proporción de error en una línea de transmisión bipolar se consigue simplemente observando el número de impulsos por tiempo unitario que no siguen la regla de polaridad alternada. El APARATO de PRUEBA PEB-26B está preparado para esta medición.

A continuación se ilustra un diagrama de bloque del APARATO de PRUEBA PEB-26B.

Figura 10 Diagrama a bloque de APARATO de PRUEBA PEB-26B



La relación de tiempo del impulso del disparador que dispara el circuito de generación de señal de puerta es como sigue:

Primero, la polaridad de los trenes de impulso de medición quedan separados en dos sistemas; esto es, porción positiva y porción negativa. No aparecerá ningún impulso en el lado de salida cuando se apliquen impulsos que mantengan bipolaridad correcta al terminal de entrada del detector de error bipolar. Semejantemente, es posible determinar la situación cuando los trenes de impulso de medición tienen errores de polaridad. Se puede obtener un impulso de salida correspondiente al impulso de error. Cuando ocurre impulso de error más frecuentemente — en un intervalo de menos de 65 ms. — la LAMPARA se mantiene encendida. En este momento, la proporción de error es peor que

$$\frac{1}{65 \text{ ms.}/0,65 \mu\text{s}} = 10^{-5}$$

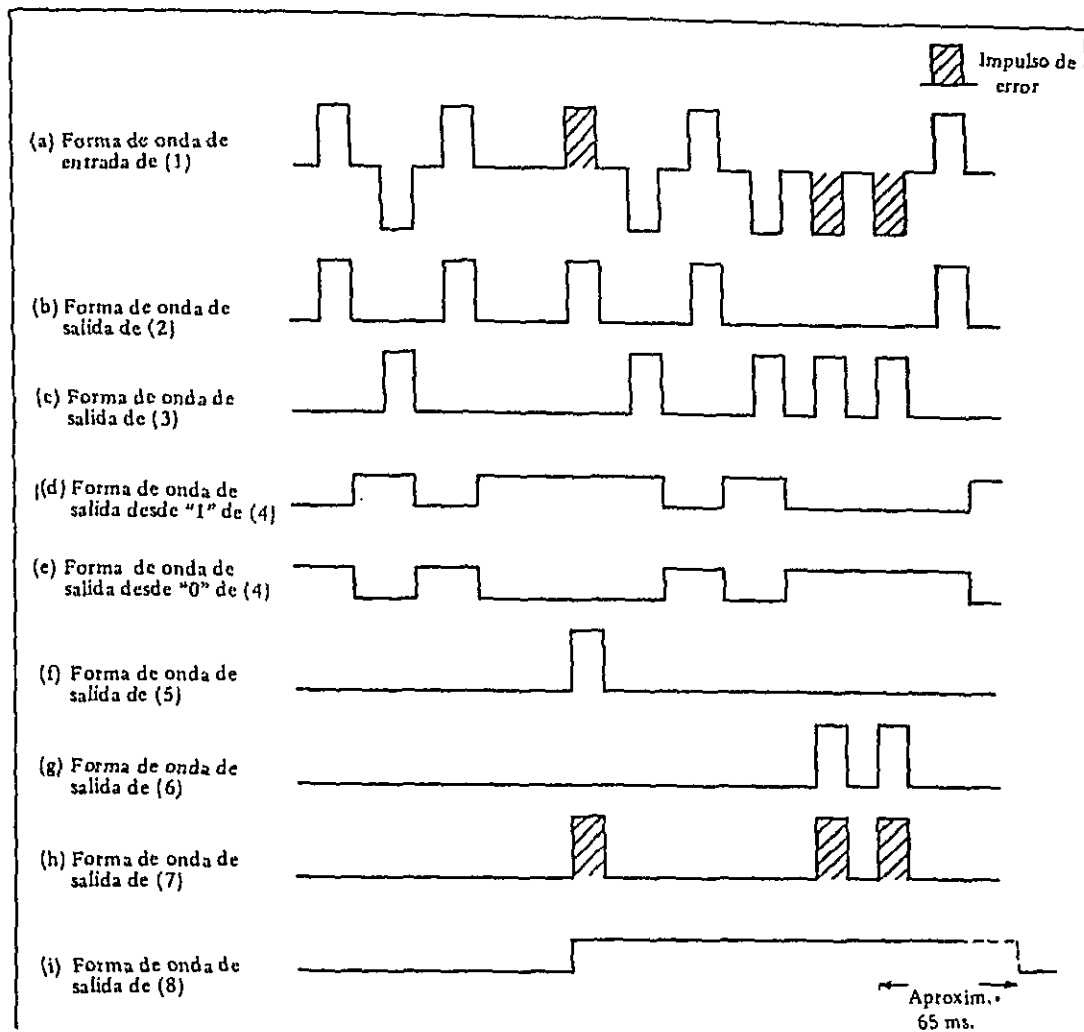
(A) Instrumento de medición

APARATO DE PRUEBA PEB-26B

CRONOMETRO

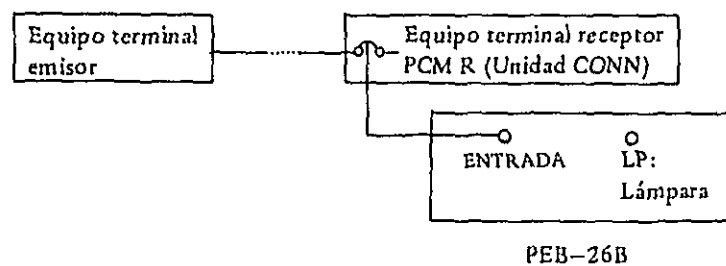
(APARATO DE PRUEBA PFF-26B)

Figura 11 Relación de tiempo



(B) Método de medición

Figura 12 Circuito de medición



- (a) Ponga el CONMUTADOR 110—ALTA a posición ALTA.
- (b) Conecte ENTRADA DE PEB—26 y Equipo terminal PCM R como se muestra en la figura 12.
- (c) Presione el botón CONTROL de IMPULSO y verifique la existencia de los trenes de impulso de medición.
- (d) Cuente los centelleos (de la lámpara) por un minuto.
- (e) Repita la operación (d).

(C) Valor normal

Unidad de repetidor	10^{-8} (no centelleo por minuto)
Línea de transmisión	5×10^{-7} (50 centelleos por minuto)

Nota: Proporción de error =
$$\frac{\text{Centelleos por minuto}}{1,544 \times 10^6 \times 60}$$

(4) Medición característica de Nivel de pérdida neta

Pérdida neta quiere decir la pérdida entre dos cuadros conmutadores interurbanos.

Variación de pérdida neta en un canal PCM es muy pequeña, y es causada por diferentes características entre COMPANDORES (Compresores-expansores).

(A) Instrumento de medición

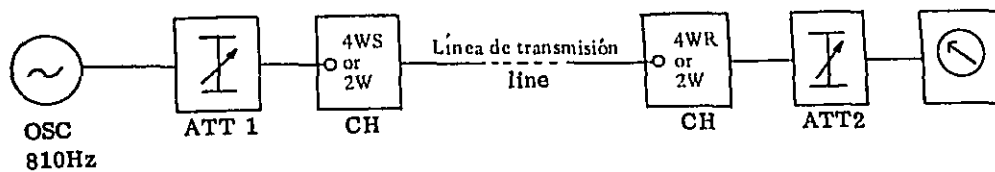
APARATO DE PRUEBA PFF—26 o MTT—253B
MVAT—25A ATT

(B) Frecuencia de medición

810 Hz

(C) Método de medición

Figura 13 Circuito de medición



(a) Conecte el circuito de medición como se indica en la figura 13.

(Nota)

Salida de OSC	+ 3 dBm
ATT 1	3 dB
ATT 2	0 dB

(b) Ajuste la pérdida neta de circuito al valor especificado.

4 W – 4 W	0 dB
2 W – 2 W	5,5 dB

Tabla 2

Lado emisor		Lado receptor	
Nivel	S·AV	R·AV	Nivel
0 dBm (2W jack)	6 dB	4,5 dB	-5,5 dBm (2W jack)
0 dBm (4W jack)	9,5 dB	2,5 dB	0 dBm (4W jack)

(c) Inserte 30 dB (ATT 2), y mida el nivel de recepción.

(d) Ajuste ATT 1 y ATT 2 según la Tabla 3 y mida cada nivel de recepción.

Pérdida neta = Nivel de recepción + 30 dB.

Tabla 3

Lado emisor			Lado receptor
Salida de OSC	ATT 1	Nivel emisor	ATT 2
+ 3 dBm	0 dB	+ 3 dBm	33 dB
	13	-10	20
	23	-20	10
	33	-30	0

(D) Valor normal

Las diferencias de nivel de la pérdida neta especificada están dentro de $\pm 1,3$ dB.

(E) Registro de datos

Registre los resultados de las medidas en la siguiente tabla.

No. de C.	Pérdida Neta (A $\rightarrow$ B)					Pérdida Neta (B $\rightarrow$ A)				
	Especificada	Nivel Emisor				Especificada	Nivel Emisor			
		+3dBm	-10	-20	-30		+3dBm	-10	-20	-30

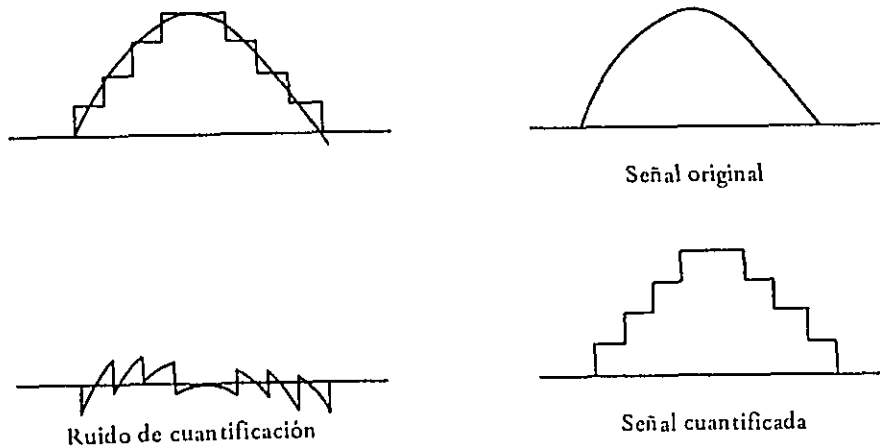
(5) Medición de Ruido de Cuantificación

Cuantificación es inevitable en una conversión analógica a numérica y va acompañada de error inherente. Una forma de onda cuantificada y su forma de onda analógica original se muestra en la figura 14.

La diferencia entre estas dos ondas es un error ocasionado por la cuantificación, y se

llama "ruido de cuantificación". Se puede decir que el ruido de cuantificación se añade a la onda original por medio de la cuantificación.

Figura 14 Explicación del ruido de cuantificación



(A) Instrumento de medición

APARATO DE PRUEBA PFF-26B
PEF-28A BEF
MVAT-25A ATT
MNNW-33A NW

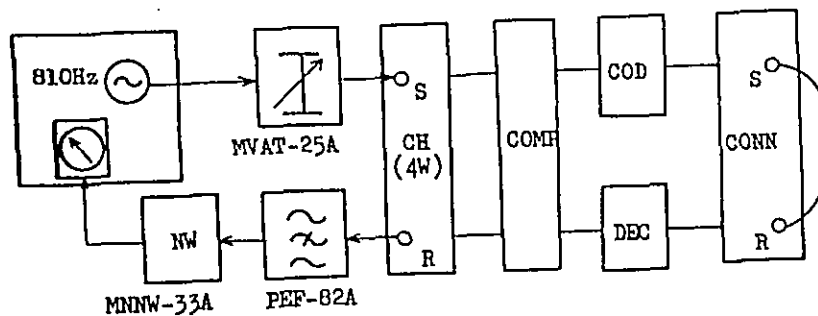
(B) Frecuencia de medición

810 Hz

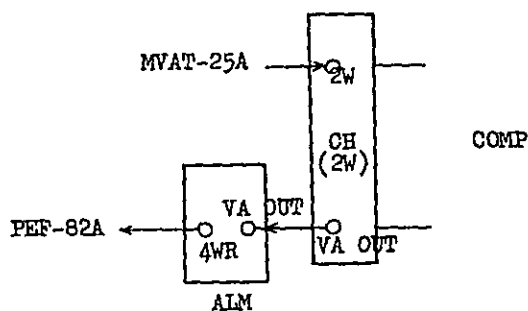
(C) Método de medición

Figura 15 Circuitos de medición

1) Para 4W



2) Para 2W



- Aplique 810 Hz al jack 4WS del canal y ajuste el nivel que usa ATT.
- Haga un circuito cerrado en el jack CONN, entonces mida el nivel de ruido de cuantificación en el jack 4WR de canal. Esto es N_q .
- Sin PEF-82A, mida el nivel de tono de prueba. Esto es S.
- La relación de señal / ruido de cuantificación es dado por la fórmula:

$$S / N_q = S - (N_q + 5) \text{ dB}$$

5 : significa pérdida de BEF

(Nota) En caso de 2W, use el convertidor 2W en el tablero ALM.

(D) Registro de datos

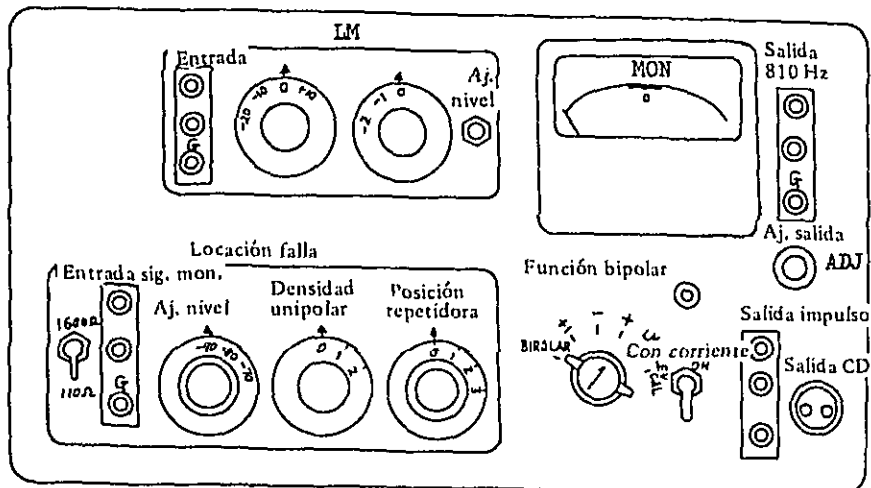
CH	Nivel de tono de prueba (dB)	-34	-20	-10	0
	Especificación S/N_q (dB)	29	29	31	31

3. Instrumentos para Sistema PCM-24

(1) Aparato de prueba PFF-26B (aparato localizador de falla)

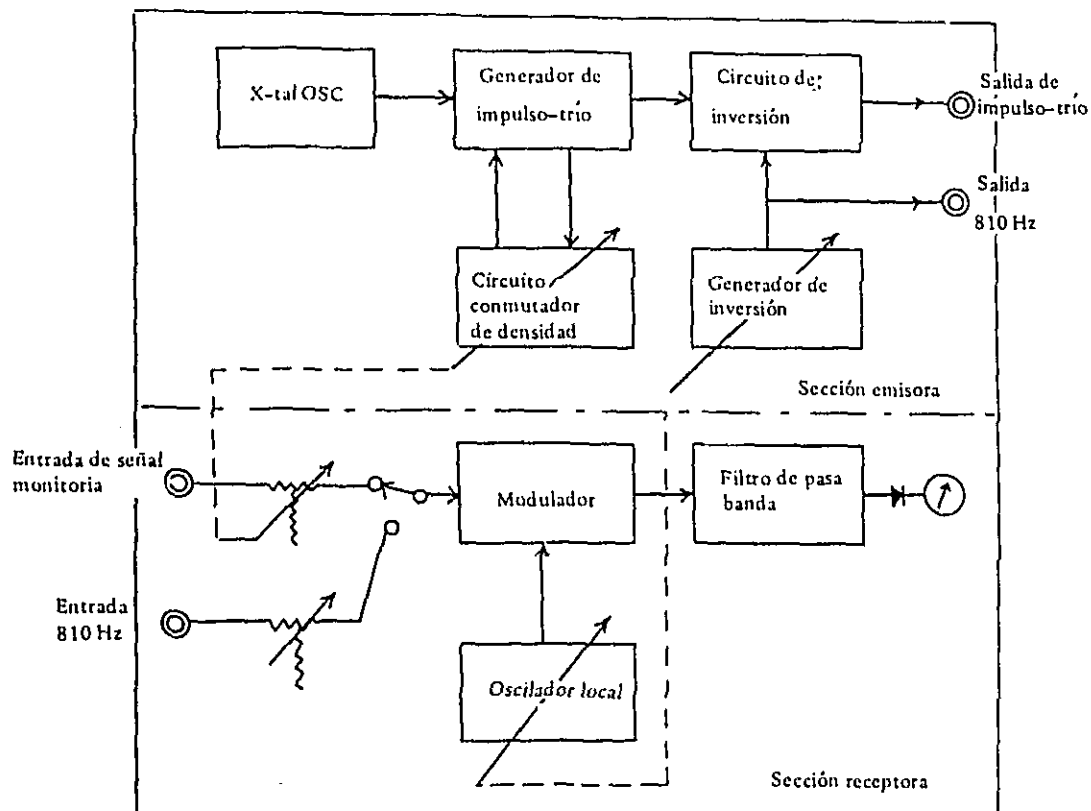
(A) Vista de frente de PFF-26B

Figura 16 Vista de frente de PFF-26B



(B) Diagrama de construcción PFF-26B

Figura 17 Diagrama de construcción de PFF-26B



(C) Funciones

Este APARATO DE PRUEBA está preparado para

- (a) Detectar un repetidor en falla.
- (b) Probar el margen de repetidor.
- (c) Medir la pérdida neta del circuito de transmisión de PCM.
- (d) Medir el ruido de cuantificación y el circuito de transmisión con un filtro de eliminación de banda.

(D) Especificaciones

Tabla 4

Frecuencia del reloj	1,544 MHz		
Sección emisora	Salida de impulso	Forma de la onda	Onda cuadrada bipolar equilibrada alineal e impulso trío (factor de servicio 50%)
		Modelo de combinación	Impulso trío $\pm$, $-$, $+$, bipolar (proporción de marcación $\frac{1}{2}$)
		Votaje de salida	$6 \pm 0, 6V_{p-p}$ a 110 equilibrado
		Frecuencia de localización de repetidor. Baja frecuencia de impulso trío	1.005 a 3.016 Hz $\pm 0,5\%$, 12 frecuencias *1
		Densidad de impulso trío	1/4 a 1/11 *2
	Baja frecuencia	Frecuencia	810 Hz $\pm 0,5\%$
		Nivel de salida	-40 a +10 dBm continuamente variable
		Impedancia de salida	600 equilibrada, pérdida de equilibrado: 30 dB
		Atenuación de distorsión	50 dB, segunda o tercera armónica respectivamente
Sección receptora	Medidor de nivel	Gama de frecuencia	300 a 3.400 Hz
		Respuesta de frecuencia	$\pm 0, 3$ dB
		Gama de medición de nivel	-70 a +10 dBm
		Exactitud del atenuador	$\pm 0, 2$ dB (a -10 dB). $\pm 0,5$ dB (a 70 dB)
		Impedancia de entrada	600 equilibrada, pérdida de equilibrada: 30 dB
	Señal supervisoria	Frecuencia receptora	Componente de baja frecuencia de impulso trío
		Gama de nivel receptor	-92 a -30 dBm o más, continuo
	Calibrador de nivel	Selectividad	Anchura de banda: 20 Hz Calibración de nivel receptor disponible dentro de $\pm 0,2$ dB a 810 Hz, 0 dBm
Energía requerida	100 V, 50/60 Hz, 35 VA		
Dimensiones y peso	270 H, 520 W, 213 D mm. 20 kg		
Accesorios normales	Cable medidor; I-214B 1 m de I-214B CI-MU3 3 de 3 m		

* 1 Baja frecuencia de impulso trío

* 2 Densidad de impulso trío

Tabla 5

No.	Frecuencia (Hz)
0	3.016
1	2.681
2	2.413
3	2.193
4	2.010
5	1.856
6	1.723
7	1.568
8	1.340
9	1.206
10	1.097
11	1.005

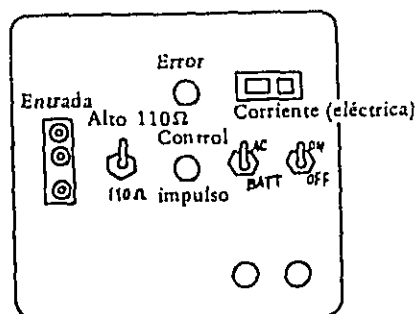
Tabla 6

No.	Densidad	Nivel
0	1/11	0
1	1/10	0,8
2	1/9	1,7
3	1/8	2,8
4	1/7	3,9
5	1/6	5,3
6	1/5	6,9
7	1/4	8,8

(2) Aparato de prueba PEB-26A (Detector de error bipolar)

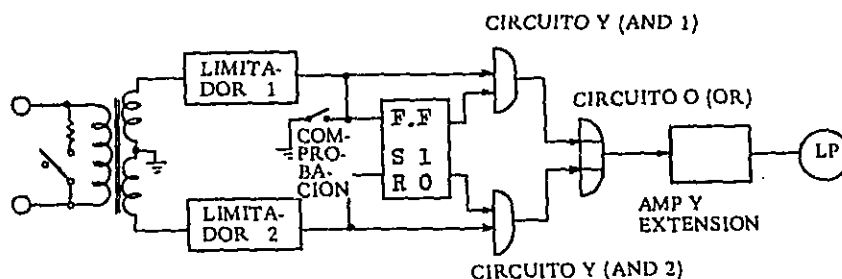
(A) Vista de frente de PEB-26A

Figura 18 Vista de frente de PEB-26A



(B) Diagrama de construcción de PEB-26A

Figura 19 Diagrama de construcción de PEB-26A



(C) Funciones

Este APARATO de PRUEBA está preparado para medir errores de polaridad de impulso en una línea de repetidores.

(D) Especificaciones

Tabla 7

Frecuencia de reloj		1,544 MHz
Tren de impulso en medición	Forma de onda	Bipolar equilibrada a lineal (factor de servicio: 50%)
	Voltaje de entrada	4,8 a 7,2 V _{p-p}
Indicador de error		Lámpara
Gama de medición de error		Error de polaridad: 0 a 16/seg.
Impedancia de entrada		Medida directa: 110 equilibrada a 772 kHz Medida paralela: Impedancia suficiente alta para 110
Detección de llegada/ausencia de tren de impulsos en medición		Disponible
Energía requerida		100 V, 50/60 Hz o baterías, UM-3 x 14
Dimensiones y peso		145 H, 210 W, 150 Dmm, 4 kg
Accesorios normales		Cable de medición; CSI-MU3 cable conector protegido 1 de 3 m

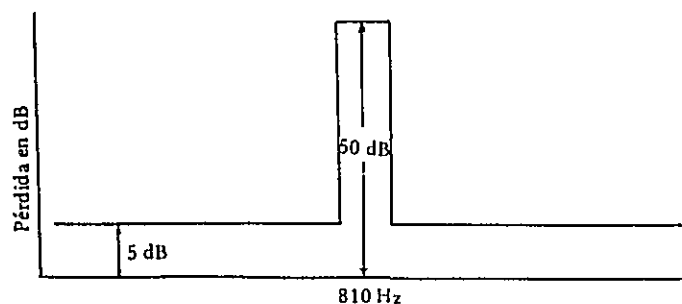
(3) Aparato de prueba PRC-26A

Este aparato está preparado para medir unidades de repetidor regenerativo.

(4) Filtro PEF-82A

Este filtro está preparado para medir ruido de cuantificación en un circuito telefónico PCM.

Figura 20 Característica de frecuencia de PEF-82A



(5) Oscilador PSO-16A

Aparato de prueba PSL-16A:

Un oscilador y un medidor de nivel selectivo miden la pérdida de línea a 800 kHz y la clase de BON en el repetidor regenerativo queda decidido por el valor medido.

MEDICIONES

CONTENIDO

1.	Idea General	P-9- 1
2.	Abreviación.	P-9- 1
3.	Atenuación y Ganancia	P-9- 3
4.	Nivel	P-9-10
5.	Diafonía	P-9-12
6.	Ruido	P-9-13
7.	Distorsión no lineal	P-9-16
8.	Método por Carga de Ruido	P-9-17
9.	Atenuación reflejada	P-9-20
10.	Frecuencia.	P-9-22

1. Idea General

La medición significa un proceso para expresar cuantitativamente el valor de las varias características de equipo y de circuitos. Esta es una de las técnicas fundamentales. Por referir a los datos obtenidos, podemos observar las condiciones de operación y estimular el mejoramiento así como también nuevos desarrollos.

En los sistemas de telefonía de corrientes portadoras, los objetivos de medición se clasifican como sigue:

- i) La medición de valores que indican transmisión: atenuación (pérdida), ganancia
- ii) La medición de valores indeseados que perturban la transmisión: ruido, diafonía, etc.

Estos objetivos de medición son las mediciones de extremos cercanos y lejanos. La primera se concentra en una posición medidora y la segunda queda separada en dos lados que están en lugares lejanos de unos y otros.

En los sistemas de corrientes portadoras, las varias señales, que incluyen las señales de telégrafo, de televisión, y de telefonía, se transmiten. Pero aquí, los sujetos han de ser limitados a la medición de la transmisión de señal de telefonía solamente.

2. Abreviación

Las siguientes abreviaciones se usan para las unidades de transmisión que indican la relación de dos diferentes potencias:

dB: Esta unidad expresa la relación de potencia como lo siguiente:

$$10 \log (P_2/P_1)$$

Si las dos impedancias son iguales, entonces

$$10 \log (P_2/P_1) = 20 \log (V_2/V_1)$$

Cuando $10 \log (P_2/P_1) > 0$, se indica la ganancia.

Cuando $10 \log (P_2/P_1) < 0$, se indica la atenuación.

dBr: Esta unidad expresa el nivel absoluto de potencia en decibelios (en neperios) o nivel

relativo, y expresa la relación de la potencia en un punto opcional en el circuito a la potencia de salida desde el cuadro conmutador interurbano o cuadro de prueba de troncal interurbano, tal como lo hace la unidad dBm, pero expresa la relación de potencia como la unidad dB. En $10 \log (P_2/P_1)$ arriba mencionado, P_1 representa la potencia de salida desde el cuadro conmutador interurbano. Brevemente, esta unidad expresa la atenuación (pérdida) o la ganancia desde el punto de salida del cuadro conmutador interurbano a un punto opcional del circuito. Esta relación de potencia queda medida por una onda sinusoidal de 800 Hz o una frecuencia correspondiente. Un ejemplo se muestra en la Figura 1.

dBmO: Esta unidad expresa el nivel absoluto de potencia en decibelios (en neperios) referida al punto de nivel relativo de cero, o decibelios (neperios) relativos a 1 mw cuando se miden, en un punto de nivel relativo de cero o se refieren a dicho punto.

En otras palabras, representa el valor del nivel absoluto de potencia (dBm) en un punto opcional convertido a dBm en el cuadro conmutador interurbano (punto de 0 dBr). No es necesario decir que el punto donde se pone la potencia no necesita ser el cuadro conmutador interurbano en un sistema actual.

La siguiente explicación facilitará para comprender esta unidad. Se supone que la potencia actual p' dBm es introducida en un punto opcional en un cierto sistema y, si la potencia es enviada fuera en el cuadro conmutador interurbano, la potencia requerida para obtener el mismo nivel (P' dBm) en el mismo punto opcional es P dBm. En este caso, el nivel absoluto de potencia se llama P dBmO. Para los dos ejemplos en la Figura 2, ambos niveles absolutos de potencia son -15 dBmO.

Figura 1. Nivel Relativo

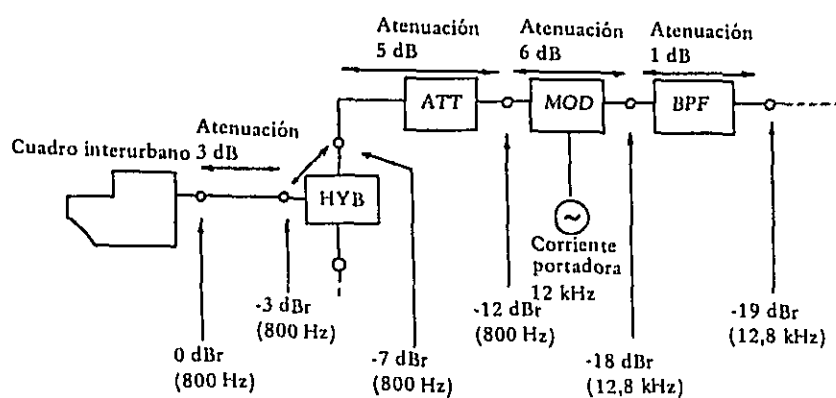
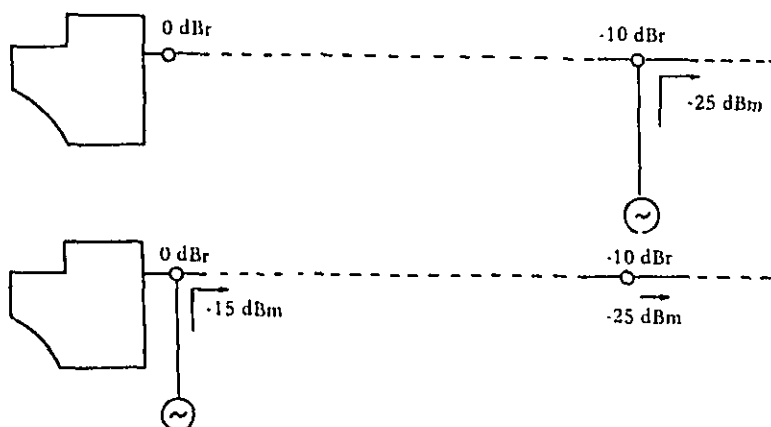


Figura 2. Nivel Absoluto Referido al Punto de Nivel Relativo de Cero



3. Atenuación y Ganancia

La atenuación de una red general de dos pares de terminales se define como sigue: ^{*(1)}

(1) Atenuación de inserción

Como se muestra en la Figura 3, la atenuación de inserción de una red de dos pares de terminales insertada entre impedancia emisora Z_s e impedancia receptora Z_r , es la expresión en

unidades de transmisión de la proporción P_1/P_2 , donde P_1 y P_2 representa la potencia aparente en la impedancia receptora Z_R antes y después de la inserción de la red de dos pares de terminales. Esta atenuación queda indicada por la siguiente expresión:

$$10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \approx 20 \log_{10} \frac{V_1}{V_2} \text{ dB} \quad (1)$$

*(1) Véase el Libro Blanco de CCITT Vol. III, Recomendación (G131)

Por la ecuación anterior se puede ver claramente que la atenuación de inserción se obtiene generalmente de la proporción de voltaje. Si el resultado anterior tiene una señal negativa, según el Libro Rojo de CCITT Vol. P. 171-Parte III Suplemento No. 1, se indica una ganancia por inserción.

(2) Atenuación efectiva o Atenuación compuesta

Como se muestra en la Figura 4, la atenuación efectiva (atenuación compuesta) de una red de dos pares de terminales insertada entre impedancia emisora Z_S e impedancia receptora Z_R , es la expresión en las unidades de transmisión de la proporción P_0/P_2 , donde P_0 es la potencia aparente al cable conductor cuando las impedancias Z_S y Z_R tienen el mismo valor que el circuito de referencia. P_2 es la potencia aparente que provee el mismo generador al través de la red de dos pares de terminales en prueba al cable conductor Z_R como en el circuito de medición.

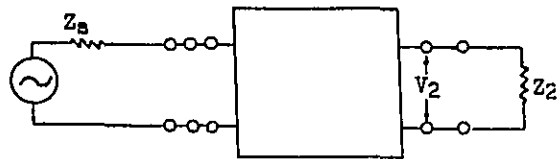
La atenuación efectiva queda expresada por la siguiente expresión:

$$10 \log_{10} \frac{P_0}{P_2} \quad (2)$$

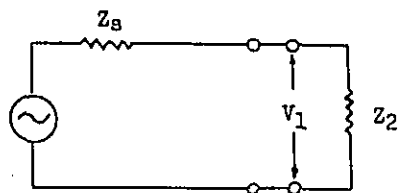
La idea de una "atenuación efectiva" es teórica, porque el circuito de referencia es dado por una condición ideal y el circuito medidor es expresado por todas las combinaciones posibles de las condiciones relacionadas.

Sin embargo, cuando las impedancias Z_S y Z_R tienen los mismos valores, "atenuación efectiva" y atenuación de inserción llegan a ser la misma.

Figura 3. Atenuación de inserción

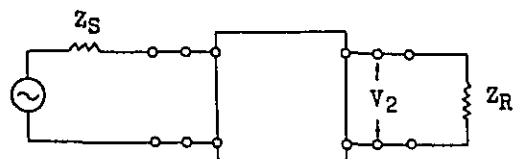


Un Medidor para medición

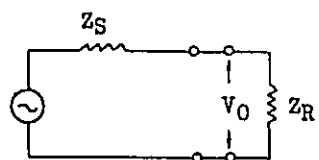


Referencia

Figura 4. Atenuación Efectiva o Compuesta



Un Medidor para medición



Referencia

(3) Equivalente

Este término se usa generalmente para expresar la atenuación en los circuitos de telefonía entre los extremos terminales de dos hilos y el equivalente es una atenuación de inserción de un circuito en el caso particular donde las impedancias emisora y receptora son iguales a una resistencia de 600 ohmios.

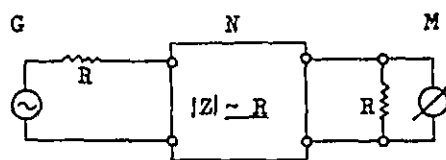
Al medir la atenuación o la ganancia, se usan las mediciones de lectura directa y las mediciones por comparación.

i) Medición de Lectura Directa

Para estas mediciones, la red N de dos pares de terminales a ser medida es insertada entre un dispositivo emisor "G" y un aparato de medición "M" que son similares al medidor como se muestra en la Figura 5.

La diferencia entre los niveles de potencia transmitidos y recibidos muestra la atenuación de inserción o la ganancia de N . Cuando las impedancias de G y M tienen los mismos valores como se muestra en la Figura 5, este valor muestra la atenuación efectiva antes mencionada.

Figura 5. Medición de Lectura Directa

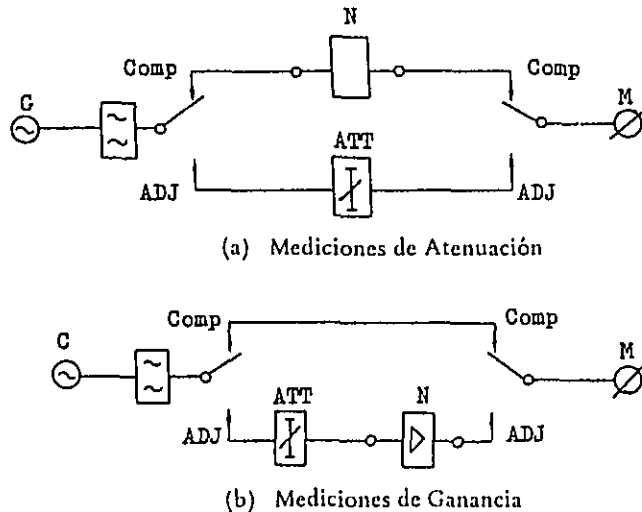


En esta medición, la desviación del valor absoluto del nivel de potencia de G y M llega a ser un error tal como ésta. Por lo tanto debe efectuarse una calibración con un generador normal compuesto de una pila termo-eléctrica que tenga una impedancia exacta.

ii) Medición usando el Método de Comparación

Este método se usa muchísimo para la medición de atenuación y ganancia. En la Figura 6, (a) muestra la atenuación y (b) muestra la ganancia. ATT muestra un atenuador de resistencia variable calibrada.

Figura 6. Método de Comparación



El procedimiento medidor es como sigue:

Primero, la clavija tiene que ser pasada a "COMP" (Comparar) y la señal receptora a través de la red en prueba debe medirse en M . Después, la clavija debe cambiarse a "ADJ" (ajustar) y la atenuación del atenuador ajustado hasta el mismo nivel queda indicado en el medidor cuando es cambiado a "COMP" o "ADJ"; entonces la atenuación de la red viene expresada por el valor indicado en el atenuador calibrado.

En estos métodos de medición debe tenerse cuidado de lo siguiente:

- (a) Debe insertarse un filtro de paso bajo, que tenga la misma impedancia característica que la del dispositivo emisor G con el fin de suprimir el error causado por las armónicas en el circuito de salida de G . Sin embargo, si el factor de distorsión de la armónica es suficientemente bueno, se puede prescindir de esta consideración.

- (b) El nivel de salida de G o el nivel de entrada de M debe ser igual a un valor especial. Si no queda especificado de otra manera, el nivel de entrada de M debe ser 0 dBm.
- (c) Todo el equipo usado en la medición como G, M y ATT deben tener la misma impedancia característica. Si la impedancia de cada equipo no es igual en la medición, entonces debe ser corregida.
- (d) Según la condición del circuito que va a ser probado, cada equipo ha de emplear los circuitos equilibrados o desequilibrados al contacto de tierra.

Para mediciones relacionadas con los circuitos, se adopta la medición de extremo lejano y los objetivos medidos se dividen en la atenuación total, que muestran las características de canal de voz, y las características equalizadoras, que indican la característica de la banda de frecuencia de la línea en la que se hace la transmisión múltiple telefónica.

i) Atenuación Total

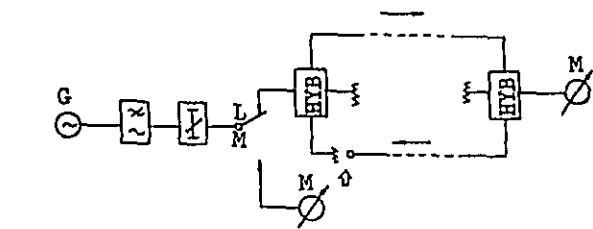
Según el Libro Blanco de CCITT, (2) la atenuación total nominal *es la atenuación de inserción en la 800 Hz entre los terminales de dos hilos (o los terminales de cuatro hilos) que quedan terminados por una resistencia de 600 ohmios.

Los límites permisibles para variación, con frecuencias desde 300 a 3.400 Hz de la atenuación total están especificados con respecto a su valor medido en la 800 Hz.

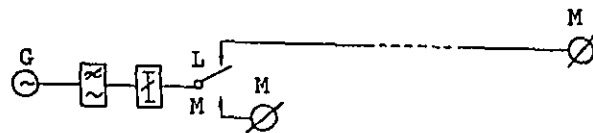
El circuito medidor de la atenuación total se muestra en la Figura 7 y el procedimiento medidor es como sigue:

* Libro Blanco de CCITT Vol. 4 - Parte III suplemento No. 2

Figura 7. Circuito de Medición de Atenuación Total



(a) Dos hilos



(b) Cuatro hilos (se muestra la transmisión en una dirección)

Primero, la clavija se pone al medidor (M) en el terminal emisor y el nivel emisor debe ser ajustado al nivel especificado. Después, la clavija se cambia a la Línea (L) y el nivel se mide leyendo M en el extremo receptor. La atenuación total se obtiene de la diferencia entre los niveles en el extremo receptor y el nivel emisor.

Cuando la atenuación total entre los dos hilos es comparativamente pequeña, la transmisión en la dirección inversa en la porción de cuatro hilos debe ser bloqueada con el fin de cortar la corriente normal (circuito bifilar) debido al desequilibrio de una bobina híbrida (transformador diferencial). Se debe usar 600 ohmios para la impedancia de salida de G y la impedancia de entrada de M.

ii) Características de Frecuencia de Línea para los sistemas de corrientes portadoras

En general, las mediciones de características de frecuencia de varias líneas de corrientes portadoras se obtienen por el mismo método que en la medición de un extremo de cuatro hilos.

En un sistema de corrientes portadoras de cable coaxial, se proveen varios pilotos para efectuar las mediciones de mantenimiento rutinario. Por ejemplo, en el caso de los sistemas de corrientes portadoras de 4 MHz usando los cables coaxiales normales de 2,6/9,5 mm., la distribución de piloto en un espectro de frecuencia de la línea,

recomendado por CCITT, está indicada en la Figura 8*. Todas estas frecuencias de piloto están colocadas en el espacio entre supergrupos; por lo tanto las mediciones pueden hacerse opcionalmente sin mutua interferencia. En este caso, G es un oscilador de frecuencia fijada con un oscilador de cristal, y M es un dispositivo medidor selectivo de frecuencia usando un filtro de cristal.

En la práctica, la medición se hace mediante una bobina híbrida llamada la bobina híbrida oblicua. Esta bobina tiene la atenuación baja en la dirección de la transmisión de señal y la atenuación alta en la dirección de la medición. Por lo que la interferencia debido a la medición es insignificante.

Figura 8. Espectro de frecuencia de línea del Sistema de Cable Coaxial de 4 MHz

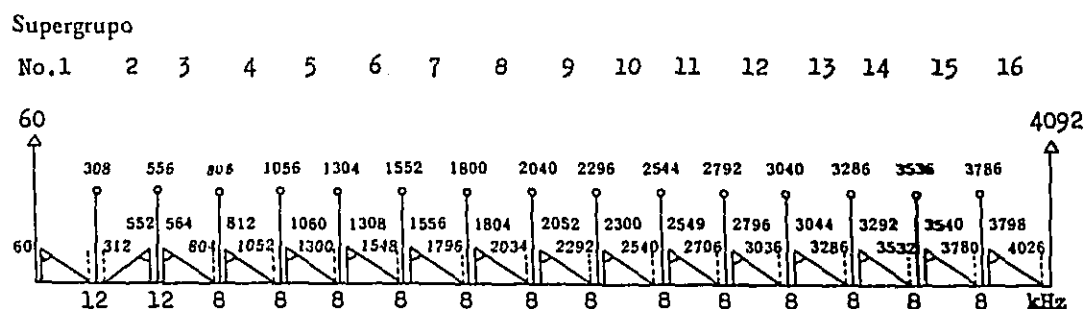
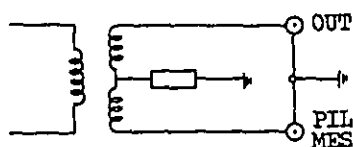


Figura 9. Circuito Híbrido Oblicuo



4. Nivel

Para el alineamiento de línea y de equipo, y para mantenimiento, se hacen las mediciones para determinar el nivel de una señal de prueba en los puntos diferentes. Las mediciones de nivel

* Libro Blanco de CCITT Vol. 4 - Parte III suplemento No. 2

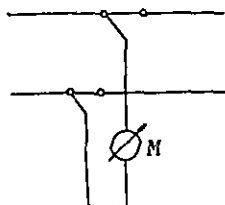
se dividen en:*

(1) Mediciones puenteadas (mediante el Nivel)

Como se muestra en la figura 10, el instrumento de alta impedancia es puentado a través de un circuito en condición operada. Los valores de las altas impedancias son más de 10 kilo-ohmios en un circuito de 600 ohmios y más de 1 kilo-ohmio en un circuito de 75 ohmios.

Según este método medidor, los niveles son afectados por la impedancia terminal para la dirección de transmisión. Cuando la impedancia terminal del circuito medido se aleja de la impedancia característica, existe un error. Por lo tanto, este método es solamente utilizable para comprobar un circuito sin interferir con el servicio.

Figura 10. Medición mediante el Nivel

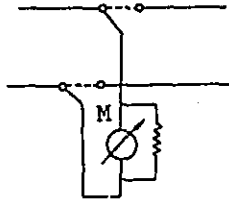


(2) Mediciones Terminadas (Nivel Terminal)

Como se muestra en la figura 11, el circuito se desconecta en el punto de medición y queda terminado con una resistencia no-reactiva que generalmente está provista dentro del instrumento para usarla cuando se requiera. Las mediciones se hacen a través de los terminales de esa resistencia. Este es el método normal de medición de nivel, que es muy usado.

* Libro Blanco de CCITT Vol IV - Parte III, Suplemento No. 2

Figura 11. Medición de Nivel Terminal



5. Diafonía

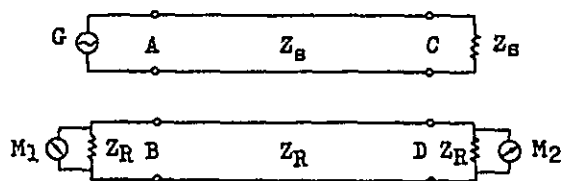
Se produce la diafonía cuando hay algún acoplamiento eléctrico o magnético entre dos circuitos o equipos.

La diafonía y la atenuación diafónica se definen como sigue:

En la figura 12, AC es el circuito perturbador con las fuentes perturbadoras G en el A, y es terminado en C por Z_S , que es igual a la impedancia característica del circuito perturbador. BD es el circuito perturbador con dispositivo medidor M_1 y la impedancia terminadora Z en el B y M_2 con Z en el D, la impedancia terminadora es igual a la impedancia característica de la línea perturbada " Z ". Entonces el ruido medido en el M_1 es la diafonía de extremo cercano y el ruido medido en el M_2 es la diafonía de extremo lejano.

La atenuación de diafonía es la proporción logarítmica de potencia dada al dispositivo medidor M_1 o M_2 .

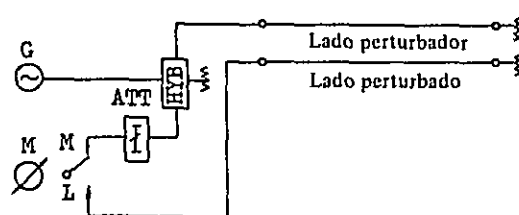
Figura 12. Diagrama mostrando el Principio de medición de Diafonía



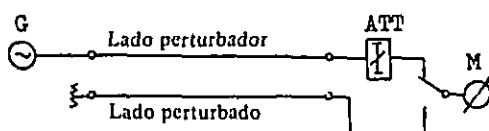
El circuito medidor práctico se muestra en la Figura 13, donde (a) es la diafonía de extremo cercano y (b) es la diafonía de extremo lejano.

Cuando la clavija se cambia a M o L alternativamente, la ATT se ajusta de modo que la lectura del dispositivo medidor M indique el mismo nivel. La atenuación de diafonía se obtiene de la atenuación del ATT indicado.

Figura 13. Circuito medidor de diafonía



(a) Diafonía de extremo cercano



(b) Diafonía de extremo lejano

6. Ruido

El ruido es la cualquier perturbación indeseada dentro de una banda de frecuencia utilizable y se genera dentro y fuera de los circuitos y los dispositivos de transmisión.

Los principales ruidos originadores son:

- (1) Ruido básico; ruido de resistencia, ruido de tubo etc.
- (2) Ruido de intermodulación debida a la distorsión no-lineal (véase Fig. 7)
- (3) Ruido debido a la diafonía lineal; la diafonía debida a los cables exteriores, a los cables interiores etc.
- (4) Ruido inducido; perturbación inducida de líneas de energía, líneas de alimentación inducida de líneas de energía, líneas de alimentación de energía usadas para los ferrocarriles, las ondas de radiodifusión, impulsos de dial en el cable etc.....

El grado de perturbación producida por estos ruidos es diferente de uno a otro según la forma de onda, la duración de tiempo, la inteligibilidad etc. Y finalmente, la medición de ruido para transmisión telefónica debe hacerse con una red de referencia que iguale las características del oído humano y del aparato telefónico.

Para este propósito, el CCITT especifica la norma del sofómetro de circuito telefónico como sigue:(3)

- (a) La característica de frecuencia de una red ponderadora se muestra en la figura 14 y la Tabla 1.
- (b) Cuando 1 mW de potencia se aplica al circuito de 600 ohmios en la 800 Hz, la lectura en el instrumento indicador es 0,775V
- (c) Cuando el voltaje aplicado se compone de un número de los componentes diferentes de frecuencia, la lectura en el instrumento indicador debe ser igual a raíz cuadrada del la suma de la lectura cuadrada correspondiente a los componentes individuales aplicados separadamente.
- (d) Cuando la señal de entrada es un ruido plano, el valor ponderado es -2,6 dB.
- (e) La característica dinámica del sofómetro debe ser tal que un ruido de una duración de 0,15 a 0,25 segundos producirá la misma deflexión que un ruido continuo.

Tabla 1. Pesos para un sofómetro de circuito telefónico

Frecuencia (Hz)	Peso		Frecuencia (Hz)	Peso	
	Decibelios	Neperios		Decibelios	Neperios
50	- 63,0	- 7,25	1.000	+ 1,0	+ 0,115
100	- 41,0	- 4,72	1.200	0,0	0,000
150	- 29,0	- 3,34	1.500	- 1,30	- 0,150
200	- 21,0	- 2,42	2.000	- 3,00	- 0,345
300	- 10,6	- 1,22	2.500	- 4,20	- 0,484
400	- 6,3	- 0,73	3.000	- 5,60	- 0,645
500	- 3,6	- 0,41	3.500	- 8,5	- 0,979
600	- 2,0	- 0,23	4.000	- 15,0	- 1,73
800	0,0	0,000	5.000	- 36,0	- 4,14

Mientras el medidor normal de ruido usado en el Bell system sea el medidor de ruido 2 B, las especificaciones son como siguen: (4)

- (a) La característica de frecuencia del medidor con circuitos ponderadores FIA se muestra en la Figura 15.
- (b) Una potencia de 1 mW en el tono único 1.000 Hz queda mostrada en el instrumento indicador como + 82 dBa
- (c) Un ruido plano que tenga una potencia de 1 mW en una banda de 3.000 Hz es igual a + 82 dBa

En NTT, se usa el sofómetro recomendado por CCITT.

Figura 14. Curva característica de la Red de Filtro de sofómetro usada para las mediciones en Terminales de un Circuito Telefónico

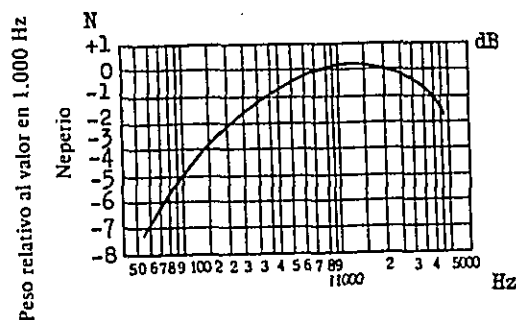
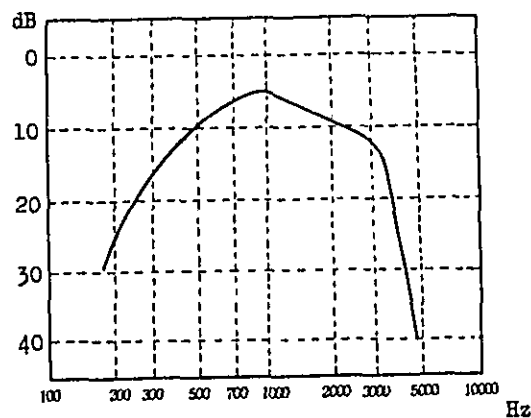


Figura 15. Frecuencia en Ciclos por Ponderar la línea segunda para los aparatos FIA-101



7. Distorsión no lineal

El sistema de corrientes portadoras del equipo que genera la distorsión no-lineal tal como los amplificadores, los transformadores, los moduladores, los demoduladores, etc. Y así las armónicas debidas a este tipo de equipo causa la diafonía en otros canales; un número de canales combinados también causa el ruido de intermodulación.

Un factor de distorsión se usa para indicar el estado de distorsión no-lineal y queda expresada por la proporción de la potencia total armónica expresada en el valor promedio de raíz cuadrada (en las armónicas) que aparece en la salida del equipo o el circuito bajo prueba cuando una pura onda sinusoidal se aplica al equipo o al circuito a la potencia de onda fundamental.

La atenuación de distorsión se expresa en las unidades de transmisión del factor de distorsión mencionado arriba.

La relación entre el ruido de intermodulación y la distorsión armónica medidas por una única frecuencia es como sigue: (5)

Una segunda y una tercera potencias distorsionadas, D_2 y D_3 generadas en el punto de nivel relativo 0 en una banda de transmisión df , se obtienen de las siguientes expresiones:

$$D_2 = 4 t_2 P^2 \frac{df}{B} yK = k_2 t_2 K \quad (3)$$

$$D_3 = 24 t_3 P^3 \frac{df}{B} yK = k_3 t_3 K \quad (4)$$

donde t_2 y t_3 son la segunda y la tercera potencias armónicas y

- P: potencia de carga
- B: Anchura de banda de transmisión en un sistema de corrientes portadoras, $(f_2 - f_1)$ Hz.
- Y: Valor indicado en las figuras 16 y 17
- K: coeficiente sofométrico (normalmente 0,5)

Figura 16. Distribución de Potencia de Distorsión de segundo orden en un sistema funcionando entre las frecuencias f_1 y f_2

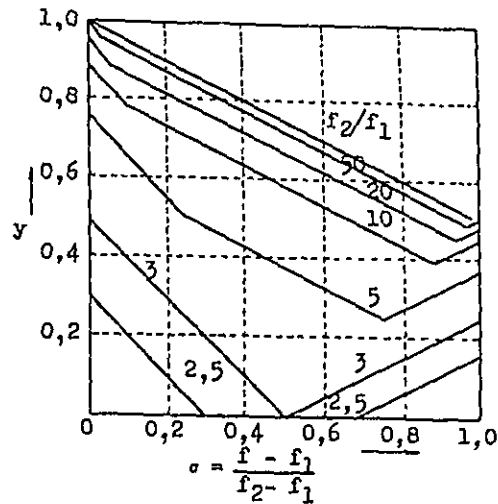
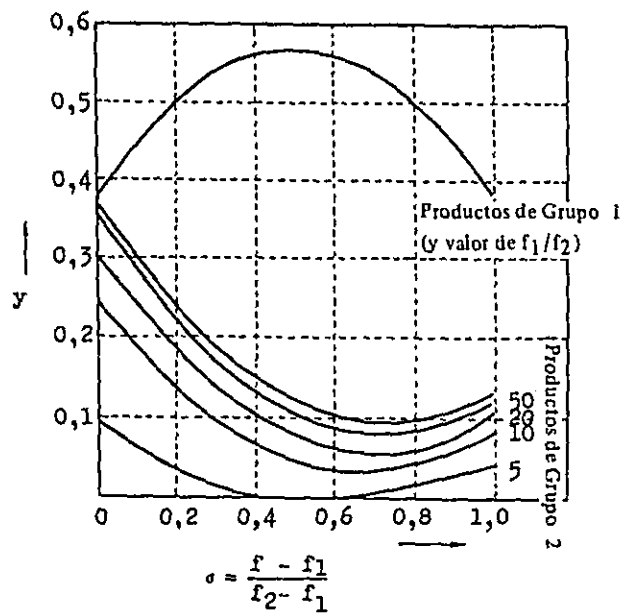


Figura 17. Distribución de Potencia de Distorsión de tercer orden en un sistema funcionando entre frecuencias f_1 y f_2



8. Método por Carga de Ruido

En los circuitos de transmisión de banda ancha, los repetidores generan los ruidos básicos (tal como el ruido de resistencia, el ruido de tubo etc.) y el ruido de intermodulación.

Dado que estos ruidos no se puedan medir cuando una carga con la potencia de voz real es impuesta en el circuito de transmisión, un método posible de hacerlo es medir el ruido por usar el ruido blanco aproximado a la potencia de voz.

Puesto que se use el ruido blanco para el objeto medidor en vez de la potencia de voz real, este método se llama método cargador de ruido, que puede explicarse así:

El ruido en la banda de frecuencia necesaria ($f_1 - f_2$) es apartado como el ruido blanco por el filtro de paso de banda y es suministrado al circuito de transmisión. En el lado receptor, el ruido dentro de la banda de frecuencia medida ($f_3 - f_4$) es apartado por el filtro de paso de banda, y su potencia (S) es medida. Esta potencia (S) corresponde a la potencia de voz en la banda de frecuencia medida ($f_3 - f_4$). Después, el ruido en la banda de frecuencia ($f_3 - f_4$) es eliminado del espectro de ruido antes mencionado que tiene una ranura silenciosa y es suministrado al circuito de transmisión.

En el lado receptor, el ruido en la ranura silenciosa es apartado por el filtro de paso de banda y su potencia (N) es medida. Esta potencia (N) es la suma del ruido básico y del ruido de intermodulación generada en el circuito de transmisión. Así, se obtiene S/N . Un ejemplo se muestra en la figura 21.

Cuando S es pequeña, el ruido de intermodulación se considera ser muy pequeño en comparación con otros ruidos. Por lo tanto, N se consiste de casi todos los ruidos básicos, y es casi constante. Por lo que es claro que el aumento de S incrementa S/N . Según el aumento de S , el ruido de intermodulación y N aumentan. Por lo tanto, la proporción de S/N se hace poco a poco pequeña y finalmente el aumento de S/N cesa. Cuando S aumenta más y más, el ruido de intermodulación se hace más grande que el ruido básico y S/N empieza a decrecer, debido al ruido de intermodulación que aumenta en la proporción de la potencia S segunda o tercera. Es de desear que el circuito de transmisión sea diseñado con el mínimo S/N posible.

Este método ha sido desarrollado para las pruebas de cualificación de los sistemas de transmisión y para las pruebas de aceptación del equipo.

También, este método probador para los sistemas de repetidoras radio eléctricas múltiples de división de frecuencia está recomendado por el CCITT como lo siguiente:

Figura 20. Diagrama a bloque del método por Carga de Ruido

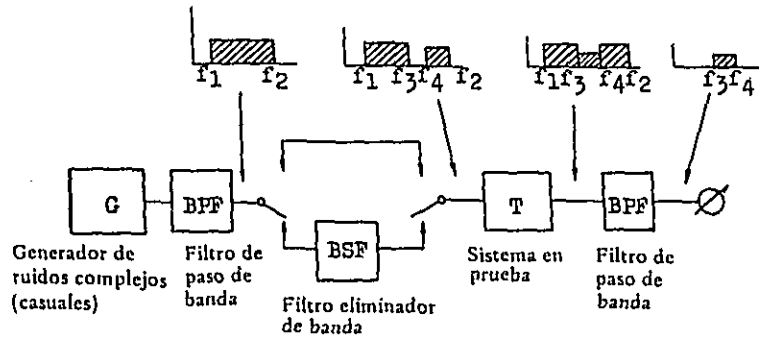
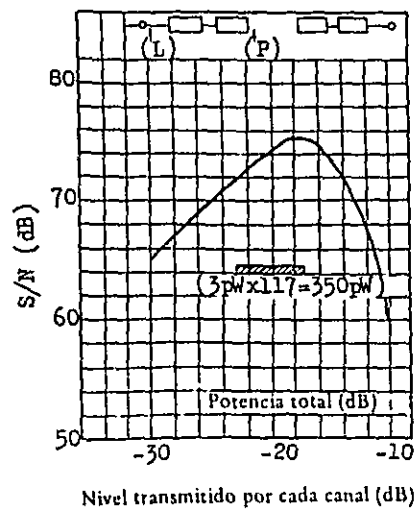


Figura 21. Un ejemplo del método por Carga de Ruido para el sistema P-4MT+



- (1) Que el funcionamiento de los sistemas de repetidoras radio eléctricas múltiples de división de frecuencia sea medido por medio de una señal de espectro continuo uniforme en la banda de frecuencia usada para los canales telefónicos;
- (2) Que la potencia de nivel de la señal con el espectro continuo uniforme (para canales radioeléctricos con 240 canales telefónicos por lo menos) debe ser igual a $(-15 + 10 \log_{10} N)$ dB, con relación a un miliwatio, en un punto de nivel relativo cero, siendo

N el número total de canales en el circuito.

- (3) Que la potencia de esta señal con un espectro continuo uniforme para canales radio-eléctricos con una capacidad a lo menos de 12, pero no mayor de 240, los canales telefónicos deben ser iguales a $(-1 + 4 \log_{10} N)$ dB, con relación a un miliwatio en el punto de nivel relativo cero, donde N es el número total de canales en el circuito. Este valor es provisional para un sistema de menos de 60 canales.
- (4) Que las mediciones de ruido de intermodulación deben hacerse bien en el canal medidor de ruido usado durante el tráfico actual (Recomendación No. 293) ... o en los canales medidores de ruido usados en conjunción con un espectro de ruido blanco. Se parece preferible que el uso de estos canales medidores para las pruebas especiales, v.g. la calibración de prueba de aceptación o las pruebas en los sistemas de banda muy ancha. Pueden posicionarse dentro de la banda de señal de múlticanal o fuera de ella.
- (5) Que las frecuencias de los canales medidores deben ser las mostradas en la Tabla 2;
- (6) Que la atenuación de ruido en cada banda eliminadora en la salida del equipo emisor debe exceder 80 dB sobre una banda de anchura a lo menos de 3 KHz, y debe exceder 3 dB en frecuencias de $\pm (0,02f + 4)$ kHz con respecto a la frecuencia central, siendo f en kHz. La forma de las características de filtro debe ser tal que, cuando los tres filtros eliminadores de banda son introducidos simultáneamente en el circuito, los errores en medición, como se compara con una medición efectuada con una manera perfectamente uniforme, y una banda de atenuación indefinidamente estrecha no debe exceder a 1 dB;
- (7) Que la anchura de banda efectiva de los filtros en el equipo receptor debe ser lo suficientemente pequeña para el uso con una banda de atenuación del transmisor que tiene una atenuación de 3 dB en las frecuencias $\pm (0,02 \text{ } \zeta \text{ } 4)$ kHz con respecto a la frecuencia central "+" de la banda de atenuación.

9. Atenuación reflejada

Cuando una línea o un equipo no se termina con la impedancia característica, o queda interconectado con una línea o un equipo que tiene una diferente impedancia característica, este desequilibrio causa el deterioro de la característica de transmisión o el deterioro de la condición

de transmisión. La relación de potencia retro reflejada hacia el extremo transmisor, por causa del desequilibrio de impedancia, en contra de la potencia transmisora es medida y es llamada una atenuación por reflexión, que indica el deterioro.

Hagamos que la impedancia Z sea la impedancia correspondiente a la impedancia fundamental R_0 . La relación entre las dos queda expresada por:

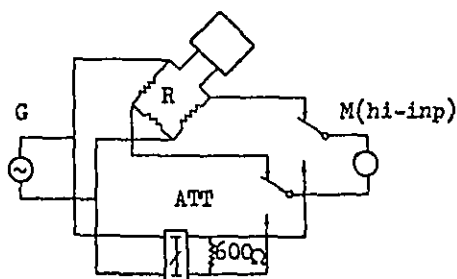
$$b = 20 \log_{10} \frac{Z' + R_0}{Z' - R_0} \text{ dB} \quad (5)$$

Cuando la impedancia de línea no es igual a la impedancia de la red de equilibrio simulado, donde la bobina híbrida conecta entre una línea de dos hilos y una línea de cuatro hilos, esta condición desequilibrada causa 'silbido'. Para este objeto, el concepto de atenuación de reflexión se introduce para explicar la condición de equilibrio. Hagamos que la impedancia de línea y la impedancia de la red equilibrada sean Z_1 y Z , respectivamente; entonces la relación queda expresada por:

$$b = 20 \log_{10} \frac{Z'_n + Z}{Z'_n - Z} \text{ dB} \quad (6)$$

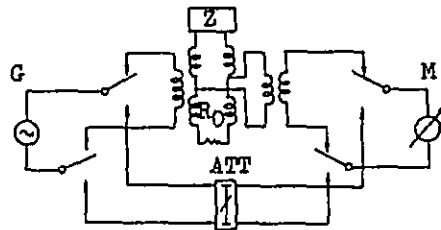
El circuito medidor de la atenuación por reflexión se muestra en las figuras 22 y 23, X en el circuito corresponde a Z en este caso. La Figura 22 muestra el circuito medidor donde la impedancia en prueba no tiene ningún componente capacitivo a contacto de tierra. Cuando la indicación de ATT se pone a b_a , entonces $b = b_a - 6 \text{ dB}$.

Figura 22. Circuito Medidor de Atenuación por Reflexión-A



La figura 23 muestra el caso cuando el circuito medidor se compone de una impedancia equilibrada, y b se obtiene de la ecuación, $b = b_a - 2b_H$ donde b_H es la atenuación debido a la bobina híbrida. La G , bobina híbrida, M y ATT deben tener la misma impedancia característica que la de R_o .

Figura 23. Circuito Medidor de Atenuación por Reflexión-B



10. Frecuencia

Dado que la anchura de banda de frecuencia para los sistemas de corrientes portadoras haya sido extendida, es necesario mantener las desviaciones de frecuencias de corrientes portadoras al mínimo, ya que debe minimizarse la variación de frecuencia entre la voz transmitida y la voz recibida. El CCITT recomienda que dicha variación de frecuencia sea menos de 2 Hz, y la exactitud de frecuencia del oscilador principal, de donde son suministradas todas las frecuencias de corrientes portadoras, debe mantenerse en el orden de 10^{-7} a 10^{-8} . Por lo tanto, cuando la frecuencia de corrientes portadoras es medida, se requiere una medición muy exacta. Generalmente, para esta medición, se efectúa una comparación con la frecuencia fundamental. Para la frecuencia fundamental, se utiliza una señal normal que tiene una exactitud en el orden de 10^{-9} .

Como se muestra en la figura 24, se usa el Método de Trazado de rueda luminosa (spot-wheel pattern) para el circuito medidor, que adopta la modulación de intensidad. Este método puede resumirse en lo siguiente: La frecuencia fundamental se suministra al eje vertical del osciloscopio y se suministra una frecuencia fundamental con una fase cambiada por 90° al eje horizontal del osciloscopio. Una sencilla forma de rueda queda trazada a causa de estas entradas. Entonces, la frecuencia a ser calibrada es puesta en el terminal de modulación de intensidad hasta que aparezca el trazado de rueda luminosa, como se muestra en la figura 24.

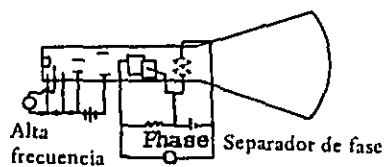
En este caso, la frecuencia a ser calibrada debe ser más alta que la frecuencia fundamental. Todos los puntos brillantes en el trazado de rueda se mueven alrededor despacio, y se cruzan en la abscisa (0 - x) sucesivamente. La exactitud de frecuencia se obtiene de su intervalo de tiempo por la siguiente fórmula:

$$\frac{f}{f'} = \frac{1}{n \times t}$$

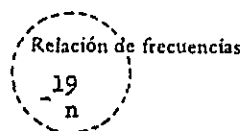
Donde f' : Frecuencia a ser calibrada (Hz)
 t : Intervalo de tiempo (seg.)

Por ejemplo, en caso de un sistema de 4 MHz, después que 60 kHz en el equipo suministrador de corrientes portadoras del canal ha sido calibrado por la frecuencia fundamental 1 kHz, entonces la 1.860 kHz en el equipo suministrador de corrientes portadoras de supergrupo queda sincronizado por esta 60 Hz.

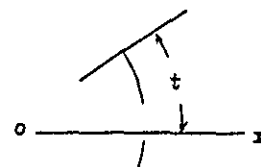
Figura 24. Diagrama de Circuito para producir un Trazado de Rueda Luminosa y Trazado Típico



(a) Circuito



(b) Trazado



(c) Trazado extendido

Tabla 4.2 Frecuencias de Canal para la Medición por Carga de Ruido

Capacidad de sistema (Canal)	Anchura de banda de Espectro de Ruido Blanco	Frecuencias centrales o Canales Medidos			
		Canal 1 inferior		Canal central	Canal 2 superior
60	60 - 300	50	70		270 331
120	60 - 552	50	70	270	534 607
300	60 - 1.300	50	70	534	1.248 1.499
600	60 - 2.660	50	70	1.248	2.438 3.200
	60 - 4.038	50	70	2.438	3.886 4.715
960	316 - 4.188	270	534	2.438	3.886 4.715
1.800	316 - 8.204	270	534	3.886	8.002 9.023

- Notas:
1. Dentro de esta banda, los niveles de voltaje de ruido eficaz (r.m.s.) medidos con una anchura de banda estrecha de unos 2 kHz no deberán variar más de 1 dB. Fuera de esta banda, la potencia debe bajar bruscamente y debe ser menos de 25 dB en todas las frecuencias que excedan el 10% sobre la banda o el 20% por debajo de la banda.
 2. Se pueda usar cualquiera de las dos frecuencias usadas en esta columna.

