DIAGNOSTICO DE LA RED EXISTENTE EN LA CIUDAD DE QUITO

PARA LA INTRODUCCION DE SISTEMAS MIC APLICADOS A RUTAS TRONCALES

Tesis previa a la obtención del título de Ingeniero en la especialidad de Electrónica y Telecomunicaciones de la Escuela Politécnica Nacional.

Iván Napoleón Espinosa Espinosa

Quito, Diciembre de 1981

C E R T I F I C O QUE LA PRESENTE TESIS HA SIDO REALIZADA EN SU TOTALIDAD POR EL SEÑOR IVAN NAPOLEON ESPINOSA ESPINOSA

Ing. Luis Silva E.
DIRECTOR DE TESIS

Quito, Diciembre de 1981

DEDICATORIA

A MIS PADRES

A MIS HIJOS

A MIS HERMANOS

I N D I C E G E N E R A L

CAPITULO III

INTRODUCCION DEL SISTEMA MIC, EN LA RED DE QUITO

I N T R O D U C C I O N

La finalidad de la presente tesis, es la de hacer un aporte de tipo académico a las personas interesadas en la transmisión digital, ya que contempla una descripción detallada de los diferentes elementos que intervienen en la misma. Todo lo relacionado con los sistemas digitales y su aplicación, más concretamente en la implementación de éstos en las redes troncales de la Ciudad de Quito ha sido hecho a base de un análisis de la situación actual de los cables que se encuentran instalados entre las centrales telefónicas existentes en la Ciudad de Quito. El desarrollo de esta última parte incluye en su estudio, el aspecto económico, factor decisivo al momento de hacer una inversión en cualquier campo de las telecomunicaciones. Abarca además aspectos técnicos, económicos y sobre todo sugerencias a seguirse en un período no muy lejano,

C A P I T U L O I

FUNDAMENTOS TEORICOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MIC

(Modulación por Impulsos Codificados)

C A P I T U L O I

FUNDAMENTOS TEORICOS DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MIC
(Modulación por impulsos codificados)

1.1 Generalidades:

Los Sistemas de transmisión MIC fueron ideados desde el año 1938 por Reeves, pero llegaron a realizarse sólo hace media década atrás y tener mayor importancia con la aparición de los circuitos integrados de relativo bajo costo.

Esta tendencia fue acelerada con la creciente necesidad de incrementar el aprovechamiento de los cables telefónicos, principalmente en áreas locales y distritales; ya que el volúmen de tráfico creaba serias dificultades en algunas grandes aglomeraciones de redes de enlace entre centrales Urbanas y Sub-urbanas.

En estas condiciones es normal que se dirigiese la atención hacia una solución de principio conocida desde hace mucho tiempo, que permitía la transmisión de la palabra bajo la forma de una serie de impulsos que constituían códigos como los utilizados en telefonía.

Por otra parte, no se puede olvidar la perspectiva de integración de las redes como consecuencia de la irrupción de la conmutación electrónica; y como la modulación por impulsos codificados o MIC es una técnica de transmisión multicanal que aprovecha las ventajas de la transmisión digital o numérica sobre la transmisión analógica, mediante su uso es posible convertir señales analógicas a la forma numérica y transmitirlas como flujo de bits en una línea telefónica convencional.

Como formato numérico, la técnica MIC puede utilizarse con equipo de conmutación numérica, que puede transmitir rápidamente información vocal, de datos, telex, visual, etc, simultáneamente a través de una red.

La transmisión numérica a través de la red telefónica es el factor crítico en los servicios de telecomunicaciones integradas, exigidas por una sociedad que depende más y más de la información en todas sus formas; y los beneficios potenciales de sistemas totalmente numéricos, tanto para compañías telefónicas como para los suscriptores, son inmensos.

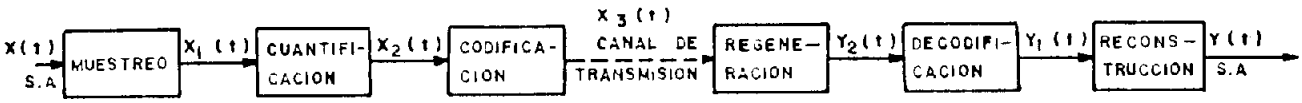
En lo que a la red se refiere, la tecnología numérica permite un uso diez veces mayor de las líneas analógicas existentes, a un costo razonable. Con esta técnica, la red también puede generar nuevos ingresos resultantes de tráfico en servicios no telefónicos, permite la inclusión de otros servicios para suscriptores, y ofrece mejor calidad general de señal.

El aumento de la calidad de por sí es una ventaja de la transmisión numérica. A diferencia de las señales analógicas que deben ser aplicadas a lo largo del camino de transmisión asi como también cualquier ruido o distorsión presente, es posible regenerar los impulsos numéricos en su forma original. Los impulsos numéricos que llegan a su destino final son los mismos que las señales originales, y se los puede reconvertir facilmente en información vocal, escrita o visual.

Por lo tanto, una red en la que las señales serían no solamente transmitidas, sino también conmutadas en forma numérica constituirá un progreso de una importancia excepcional tanto desde el punto de vista de calidad como también del punto de vista económico.

1.2 Fundamentos teóricos de la transmisión MIC.

En la figura 1.1 se representa un sistema MIC en diagrama de bloques equivalentes a las diferentes funciones que deben cumplirse en el trámite de la señal de información.



S.A = SEÑAL ANALOGICA

FIG. I.I.- BLOQUES DE FUNCIONES DE UN SISTEMA MIC.

El conjunto presenta un circuito en lazo abierto que se inicia con la entrada de la señal analógica de información; luego esta señal se muestrea de conformidad con la frecuencia de Niquist; la señal muestreada se cuantifica previamente antes de ser codificada. La señal codificada (MIC) se envía por el canal de transmisión que puede ser un medio físico (cable) o un medio radioeléctrico (radioenlace).

En la parte de recepción, la señal transmitida (MIC) tiene que ser regenerada para luego decodificarla, es decir trasladar nuevamente a muestras cuantificadas: y así, la señal de conversación analógica es luego reconstruida mediante interpolación entre las muestras cuantificadas.

A continuación se da una explicación básica de cada uno de los bloques de las funciones.

1.2.1 Muestreo:

La modulación por impulsos codificados o MIC es una técnica que se basa en el principio del muestreo de una señal analógica; es decir, se toma valores instantáneos de la señal a muestrearse a intervalos de tiempo iguales, donde la señal muestreada es un tren de impulsos, cuya envolvente es la señal analógica original. (Véase la figura 1.2)

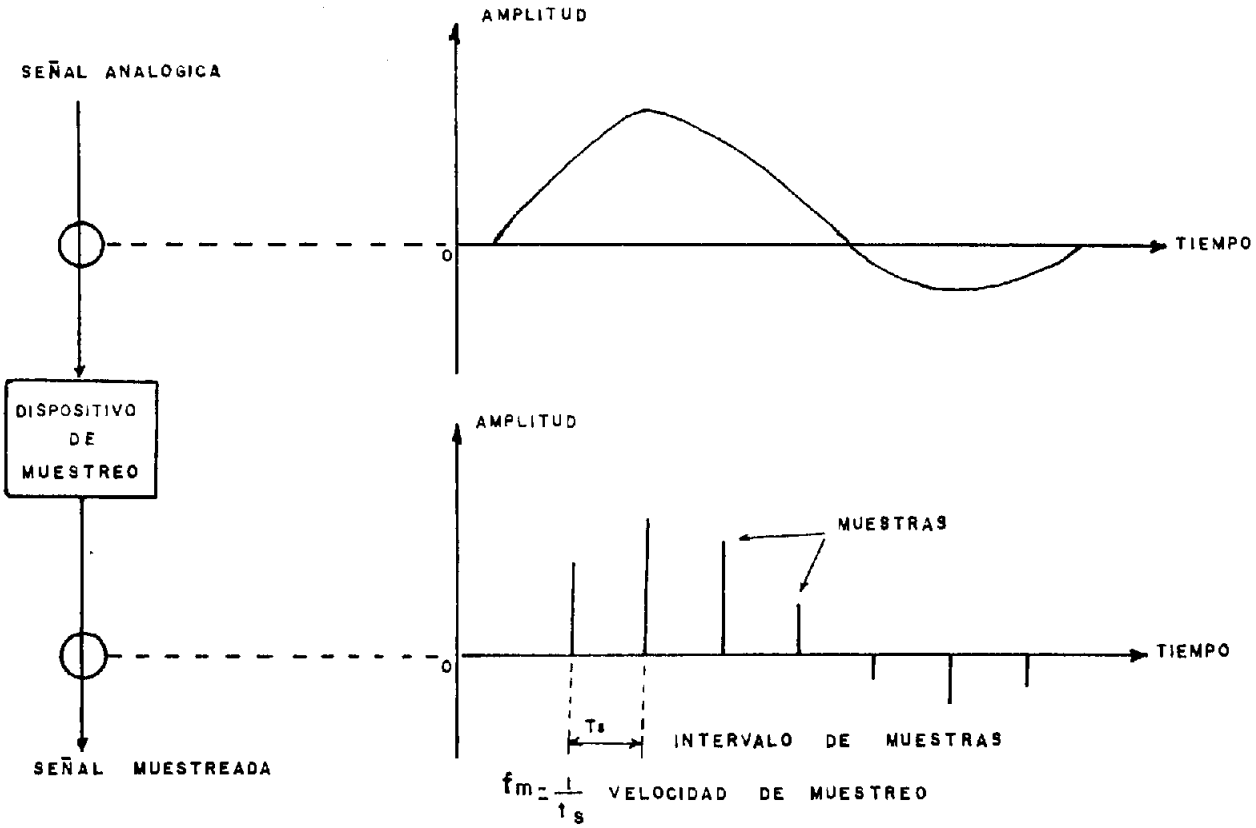


FIG. I.2.- PROCESO DE MUESTREO

Fue mostrado por Shannon, y otros tratadistas, que una señal analógica puede ser reconstruída, teniéndose de ella algunas muestras regularmente espaciadas. Una señal analógica incorpora un gran número de redundancias que hacen innecesario transmitirlas continuamente.

La velocidad de muestreo, es decir, la cantidad de muestras por segundo, está dada por el TEOREMA DEL MUESTREO, que también ilustra el hecho fundamental de que la información contenida en la señal no es afectada por el muestreo.

La teoría del muestreo establece que si una forma de onda tiene un espectro que está limitado a un rango finito de frecuencias, no es necesario conocer su valor en cada instante para definirla completamente. Puesto que el espectro de la señal es una banda limitada durante cualquier intervalo de tiempo finito, también está limitada la cadencia en que puede cambiar la amplitud de la señal; por lo tanto, siempre que los intervalos en que se muestree la señal sean suficientemente cortos se puede representar completamente la señal analógica original por una serie de funciones discontínuas.

El teorema del muestreo debido a Shannon establece: " Si una función contínua f(t) no contiene frecuencias superiores a f_m Hz., la función puede ser definida completamente por las magnitudes de sus ordenadas distanciadas por intervalos no inferiores a $\frac{1}{2}f_m$ por segundo". (Referencia 1).

Es decir, si la frecuencia máxima de la señal moduladora es f_m, sólo será necesario enviar $2f_m$ valores por segundo espaciados en un tiempo $T = \frac{1}{2.fm}$ segundos. (Valor de Nyquist).

A esta operación se denomina muestreo y a cada valor, " muestra de la señal". Una muestra es, por lo tanto, una medida de la amplitud de la señal efectuada en un corto período de tiempo durante el cual la señal no cambia apreciablemente. Se ha demostrado que la frecuencia mínima de muestreo ha de ser 2fm donde fm es la mas alta frecuencia de señal de transmisión.

Si la señal original tiene limitación de banda, es decir no tiene componentes de frecuencia en su espectro mas allá de cierta frecuencia B Y, la velocidad de muestreo es igual o superior al doble de B, es decir, $fs < 2B$, entonces la señal muestreada contiene dentro de sí toda la información sobre la señal original.

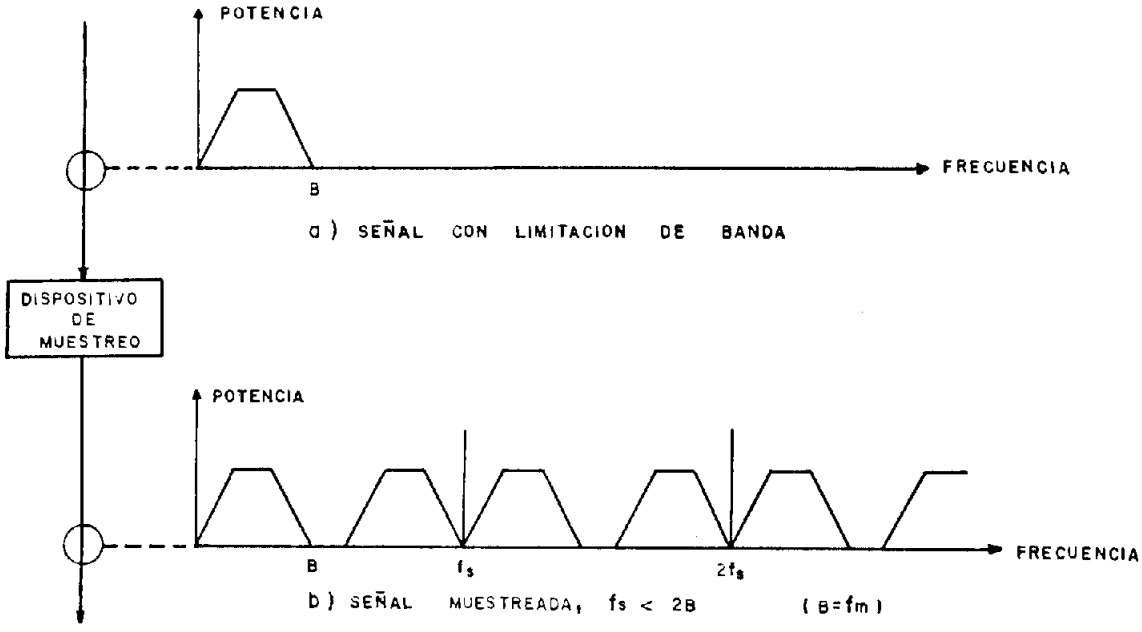


FIG. 1.3 – ESPECTRO DE a) SEÑAL CON LIMITACION DE BANDA.
b) SEÑAL MUESTREADA.

En la figura 1.3 se ilustra el teorema del muestreo. Obiamente, el espectro de la señal muestreada contiene el espectro de la señal original, es decir, no ha ocurrido pérdida de información.

En telefonía, se usa la parte del espectro de conversación entre 300 y 3400 Hz. (Referencia 2). El espectro de la conversación humana se extiende desde una frecuencia más baja de alrededor de 100 Hz hasta frecuencias de audio muy altas, (aproximadamente 20 KHz.). El aparato telefónico reduce esta gama de frecuencias pero no lo suficiente a altas frecuencias, de modo que a fin de que quede por debajo de este límite de banda a 3400 Hz, la señal de conversación debe pasarse por un filtro pasa bajos antes del muestreo.

Para el caso de un canal telefónico, se usa una frecuencia de muestreo de 8000 Hz para los sistemas MIC. Esta frecuencia es algo superior al doble de la frecuencia más alta de la banda, 3400 Hz, esto, a causa de la dificultad en la construcción de filtros pasa bajos suficientemente cortantes.

Como se ha mencionado, las muestras son tomadas a un ritmo de 2fm veces por segundo, y tomando en cuenta que la frecuencia máxima de la señal corresponde a 8000 veces por segundo, resultan intervalos de 1/8000 = 125 μseg, como se puede ver en la figura 1.4

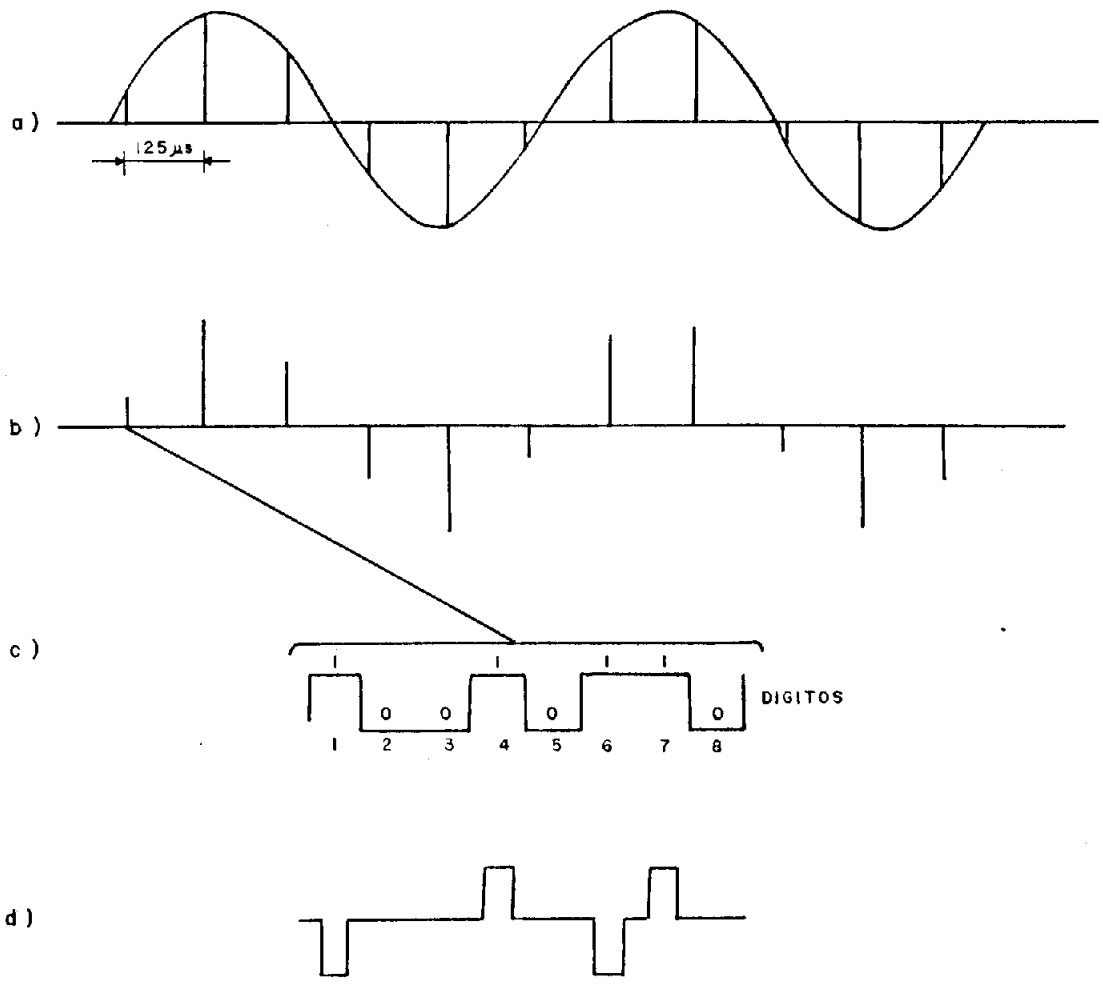


FIG. 1.4

A menudo se dice que la señal muestreada está modulada por amplitud de impulsos porque consiste en un tren de impulsos, cuyas amplitudes han sido moduladas por la señal original. La Modulación por Amplitud de Impulsos (PAM) (Referencia 3), es un método de modulación de impulsos analógico porque las amplitudes de los impulsos pueden variar de manera contínua de acuerdo con las variaciones de la señal original.

La relativa simplicidad de los sistemas PAM se hace atractiva para algunas aplicaciones telefónicas, no obstante, la PAM no es adecuada para la transmisión en distancias largas a causa de la dificultad de la regeneración de los impulsos con suficiente exactitud, lo cual es importante porque los impulsos PAM contienen la información en la forma del impulso.

1.2.2 Cuantificación:

Cuantificación es el proceso que consiste en representar en una escala binaria los valores digitales asignados a una magnitud analógica . La magnitud analógica representa la amplitud de una muestra de la señal que se va a codificar.

La curva que representa esta función no es una línea contínua debido a que está constituída por un número finito de intervalos de cuantificación. Es evidente que cuanto mayor sea este número menor será el error de cuantificación que resultará.

La gama contínua de amplitudes de los impulsos es descompuesta en una cantidad finita de valores de amplitud en el proceso de cuantificación. La gama de amplitudes se divide en intervalos y a todas las muestras cuyas amplitudes caen dentro de un intervalo de cuantificación específico se les da la misma amplitud de salida, como se representa en la figura 1.5 (Referencia 4).

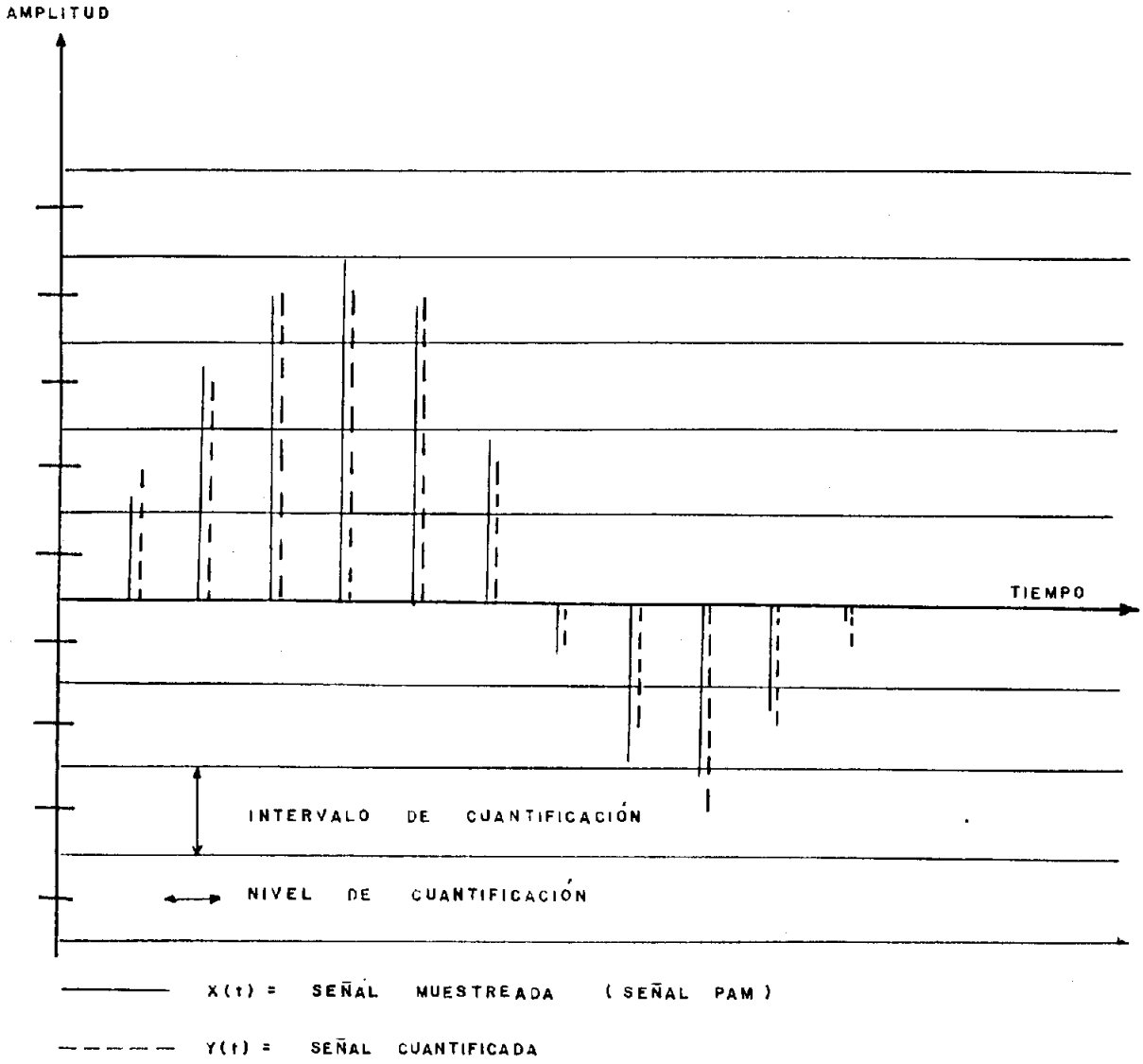


FIG. I.5.- PROCESO DE CUANTIFICACIÓN

La aproximación de las muestras provoca un error irreparable, distorción de cuantificación en la señal. Independiente del número de intervalos de cuantificación, el error máximo que se puede introducir para una muestra determinada será del orden de medio intervalo.

El redondeo de las muestras que pueden reducirse a límites bajos adecuados haciendo que la cantidad de niveles de amplitud permitidos sea suficientemente grande, se acepta porque hace posible la transmisión libre de errores teniendo sólo una cantidad discreta de amplitudes. Es evidente que cuanto mayor sea el número de niveles de amplitud, menor será el error de cuantificación.

En la figura 1.5 la distorsión de cuantificación es independiente de la amplitud de la muestra. Esto significa que una persona que habla en voz alta y una que habla en voz baja hacen que el receptor escuche la señal con la misma distorsión de cuantificación.

A fin de obtener una distorsión de cuantificación aceptable sobre toda la gama dinámica de la señal de conversación, los intervalos de cuantificación deben dimensionarse con respecto a los niveles de conversación bajos, es decir, los intervalos de cuantificación deben ser muy pequeños. De este modo, la distorsión de cuantificación a altos niveles de conversación será mucho menor que la requerida, pero al costo de un equipo con una gran cantidad de intervalos de cuantificación, aumentaría notablemente.

Por otra parte, el error de cuantificación no será independiente de la amplitud de las muestras sino que estará relacionado con ella, de modo que las muestras pequeñas está sometidas a pequeños errores de cuantificación y las muestras grandes están sometidas a grandes errores de cuantificación, a fin de encontrar una solución óptima entre la calidad de la transmisión y la cantidad de intervalos de cuantificación.

Esto puede efectuarse de dos maneras, o comprimiendo el rango dinámico de la señal antes de la cuantificación y expandiéndolo nuevamente en el lado de recepción, o usando intervalos de cuantificación crecientes con la amplitud. Este proceso a menudo se denomina COMPANSION, (COMpresión y exPANSIÓN): los sistemas MIC modernos usan este último método. Con una ley aproximadamente logarítmica que gobierna el aumento el aumento en el tamaño del intervalo de cuantificación, es posible obtener una relación aproximadamente constante de señal a distorsión de cuantificación en una amplia gama de volúmenes de conversación, empleando a la vez mucho menos niveles que los que se requerían con intervalos de cuantificación uniforme.

1.2.2.1 Principio de COMPANSION usado en un sistema MIC:

El principio de COMPANSION puede ser explicado de la siguiente manera: (Referencia 5)

La Compresión en el lado de transmisión se obtiene por el paso de una señal PAM a través de una red no lineal. En la red, la distribución de la amplitud es cambiada por amplificación de señales débiles. Esto significa que durante la cuantificación que sigue, las señales más débiles utilizan mucho mas etapas de cuantificación y por lo tanto reci-ben menos distorsión que en el caso de cuantificación con igual número de etapas. Las señales fuertes son amplificadas mucho menos en el Compresor y asi usa menos etapas de cuantificación, relativamente hablando. Luego de la Codificación en el lado del transmisor, las señales pasan sobre el medio de transmisión, y luego ellas son decodificadas en el receptor. Las señales PAM resultantes pasan a través de un expansor que tiene una función de transferencia inversa a la del compresor. De modo que el sistema MIC en conjunto, será lineal. (Ver figura 1.6)

Para el MIC en la telefonía, el CCITT ha recomendado dos leyes que son conocidas comunmente como la ley A y la ley μ.

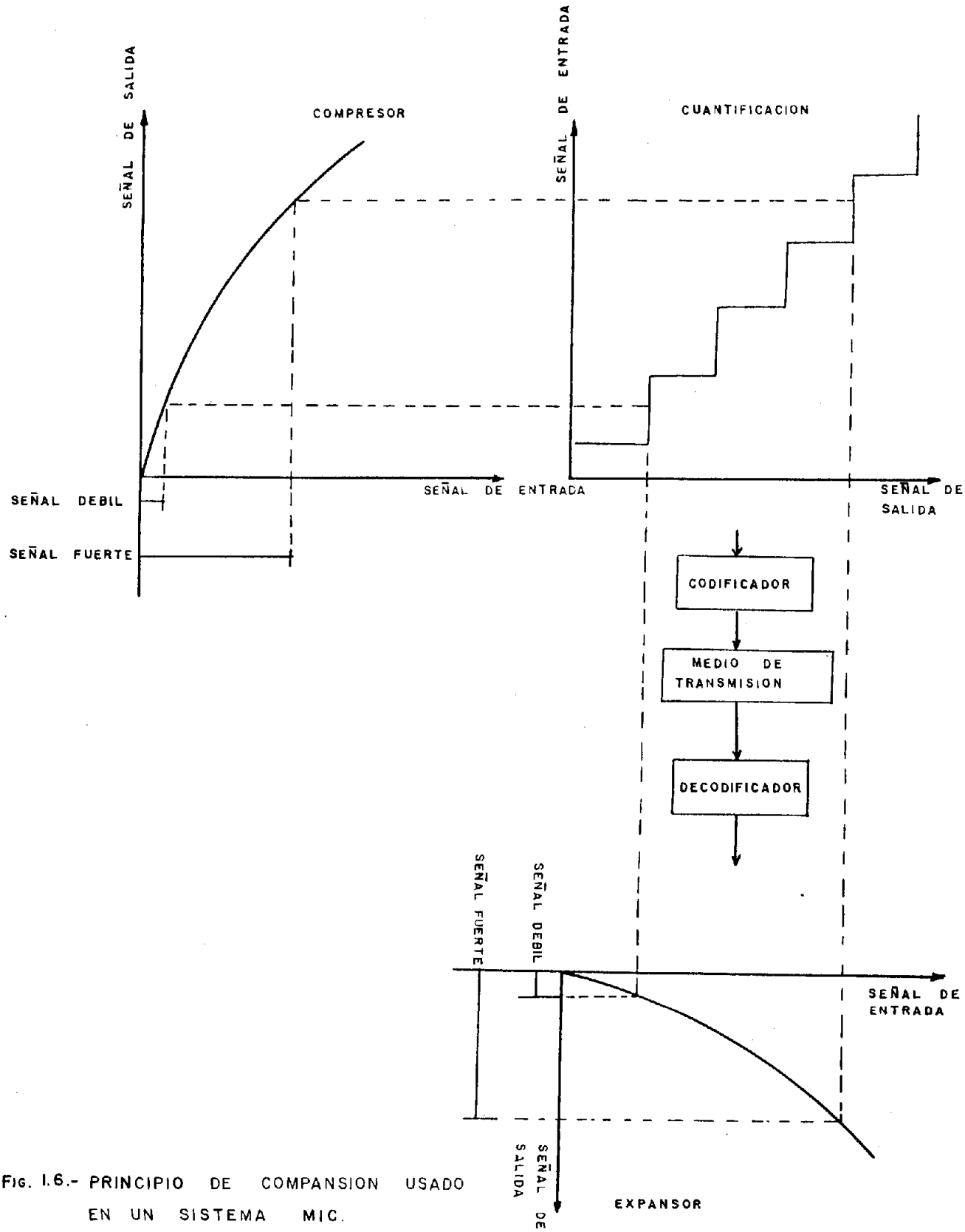
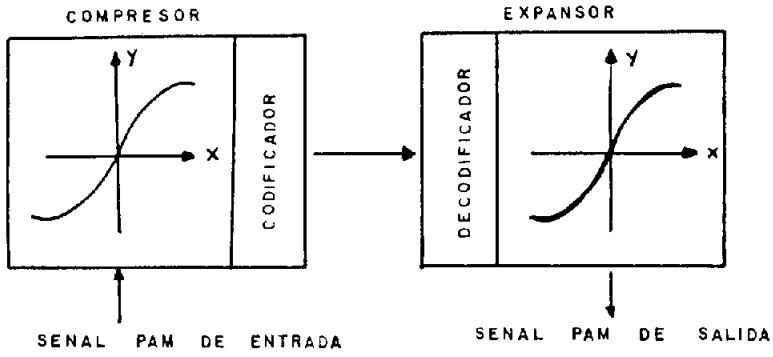


FIG. I.6.- PRINCIPIO DE COMPANSION USADO EN UN SISTEMA MIC.

Tanto a la ley A como a la ley μ, se les denominan leyes de Codificación porque en los casos prácticos el proceso de cuantificación se efectúan en el codificador. A continuación en la figura 1.7 se indica la ley A.



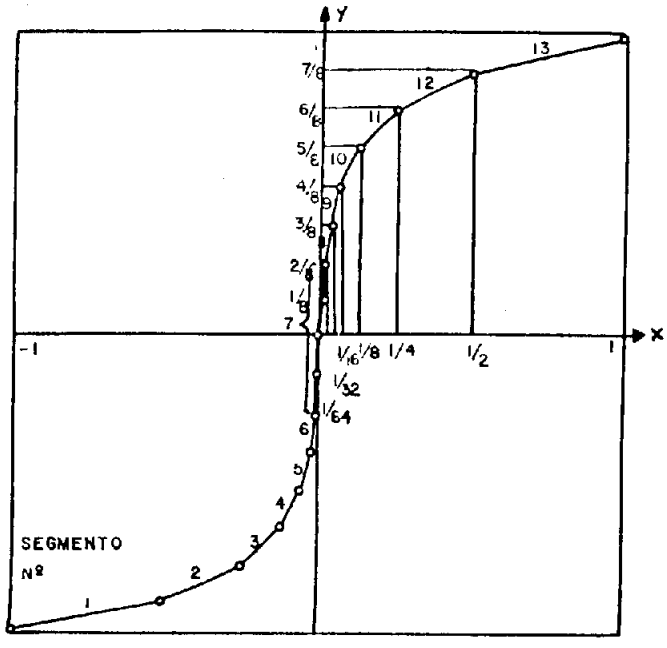


FIG. 1.7.- LEY "A" DE CUANTIFICACION (13 SEGMENTOS PARA EL SISTEMA EUROPEO)

——(LA LEY "μ" ES SIMILAR A LA "A", PERO TIENE 15 SEGMENTOS Y SE EMPLEA EN EL SISTEMA AMERICANO DE 24 CANALES.)

Las características de transferencia del compresor, depende del tipo de mensaje. Para señales de voz es de tipo logarítmico, y las expresiones que definen cada característica son:

a) Ley μ $$Y = \frac{\ln(1 + ux)}{\ln(1 + u)} \qquad 0 \leq x \leq 1 \qquad 1.1$$

$$x = \frac{V}{V\ max.}$$

$$Y = \frac{n}{N/2}$$

V = Tensión instantánea de entrada

V max. = Máxima tensión de entrada que no sufre recorte de pico.

N = Número total de niveles de cuantización

u = Parámetro que controla el grado de compresión

b) Ley A $$Y = \frac{AX}{1 + \ln A} \qquad 0 \leq X \leq \frac{1}{A} \qquad 1.2$$

$$Y = \frac{1 + \ln|AX|}{1 + \ln A} \qquad \frac{1}{A} \leq X \leq 1 \qquad 1.3$$

donde "y" representa el número del valor de decisión o señal de salida y "x" la señal de entrada.

Para las características de cuantificación se utilizan las características logarítmicas A = 87.6 y μ = 255; aproximadas por 13 y 15 segmentos respectivamente con una pendiente con relación 2, en conformidad con la recomendación XV del CCITT N.- 77. La ventaja de compresión es de 24.1 dB.

En cuanto al nivel de sobrecarga que se define como el nivel (en dBm 0) de una onda sinusoidal cuyos valores de cresta coinciden con los niveles virtuales de decisión, el CCITT ha recomendado +3.14 dBm0 para la ley A, y +3.17 dBm0 para la ley μ. (Valores dados por el CCITT).

En una característica lineal todos los intervalos de cuantificación son idénticos y si tenemos en cuenta que para una muestra cualquiera se puede introducir un error equivalente a $\frac{1}{2}$ intervalo, la desproporcionalidad del error según sea el lugar de la característica donde se produzca, es evidente.

Supongamos por ejemplo, un error de 0,1 voltio con relación a 10 voltios. Este error equivale al 1 % del valor total. Sin embargo, este mismo error de 0,1 voltio con relación a 1 voltio equivaldrá al 10 % de este último valor. Es decir, es 10 veces más elevado y es precisamente lo que sucede en una escala lineal según sea la amplitud de la muestra considerada.

Una cualidad esencial de un sistema de comunicaciones consiste en restituir fielmente la forma de la señal independiente de su amplitud. Es decir, se deben reproducir con idéntica fidelidad tanto las amplitudes importantes como las débiles. Esto significa que los pasos de cuantificación deben adaptarse al nivel de la señal.

Este razonamiento a conducido a la adoptación en el sistema MIC de una característica de compresión "casi logarítmica" donde los errores permanecen casi proporcionales a las amplitudes de la muestra, cualquiera que sea la amplitud de este.

Si observamos la figura 1.3, los valores de la tensión de la muestra se toman en el eje de las abscisas y en el eje de las ordenadas los valores binarios corresponden a cada uno de los intervalos de cuantificación.

La característica de compresión está dividida en 13 segmentos, que en realidad son 16, de los cuales el Séptimo y el Octavo son colineales en la parte positiva de la característica, que a su vez son colineales con el Noveno y el Décimo correspondiente a la parte negativa de la misma.

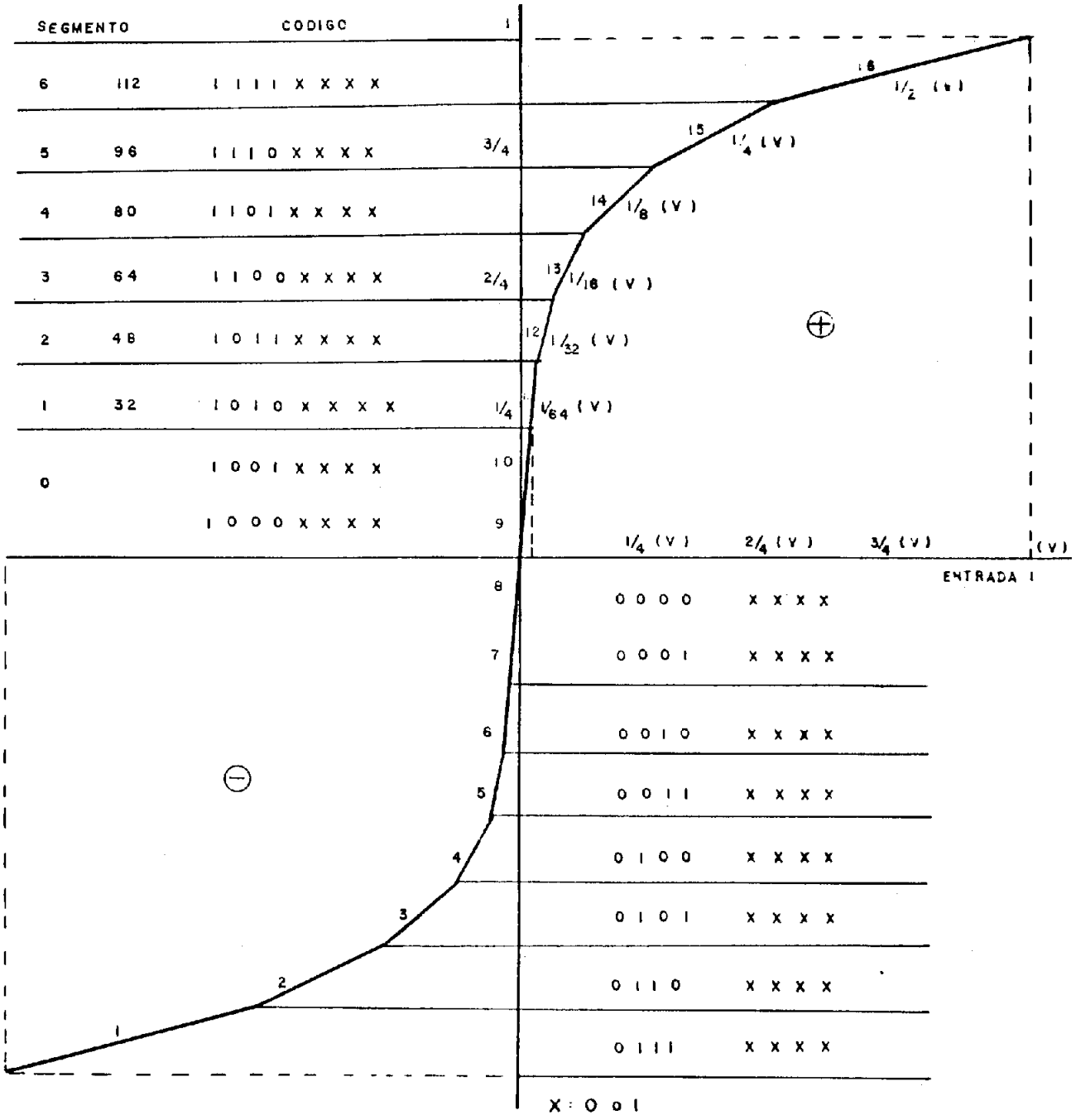


Fig. 1.8.- LEY "A" DE COMPRESION CON CODIFICACION DE VALORES (8 BITS).

Puesto que las muestras de amplitud derivados de la señal original son representadas por números binarios, es necesario limitar el número de valores permisibles. Esto significa en la práctica que una muestra cualquiera de amplitud corresponde a un número atribuído por el codificador.

La característica de los pasos de cuantificación está determinada por 8 elementos binarios (bitios). El primero de estos determina la polaridad de la muestra: positiva o negativa.

Los tres bitios siguientes determinan el segmento correspondiente a la muestra y por último los cuatro restantes sirven para situar la posición exacta de la muestra dentro del segmento a que pertenece.

Si efectuamos la proyección de estos sobre la línea que representa la tensión observamos que la relación que existe entre los segmentos adyacentes es de 2 a 1 para un mismo número de intervalos de cuantificación en cada uno de ellos.

De lo anterior desprende que la magnitud de los intervalos correspondientes a un segmento determinado con relación a los intervalos pertenecientes al segmento adyacente es también de 2 a 1; pero a medida que las amplitudes de las muestras se aproximan al punto "cero" del eje de coordenadas se van haciendo cada vez mas pequeñas y lo propio sucede con los intervalos de cuantificación.

Es decir, para un error de ½ intervalo de cuantificación en el primer segmento su valor será: V/2:32, en el quinto segmento será: V/32 : 32, en el sexto será: V/ 64 : 32, etc., lo que significa que los errores de aproximación son proporcionales en valor relativo a la amplitud de la muestra, lo que no es el caso si se utilizase una característica uniforme. (Referencia 6)

Las muestras de la señal son codificadas en código binario simétrico. El primer bitio de cada código indica la polaridad de la muestra y los bitios 2 hasta 8 determinan la magnitud de la muestra.

Puesto que para un código dado, la condición de espacio puede existir durante períodos de tiempo relativamente largos, por ejemplo en el caso de canales en reposo, los bitios 2, 4, 6 y 8 son invertidos. Por otra parte, para la transmisión sobre la línea, el código con bitio completo es convertido en un código con longitud de medio bitio del tipo HDB-3 o AMI. (Estudio posterior)

1.2.3 Codificación:

Las muestras cuantificadas todavía no son apropiadas para la transmisión, porque sería difícil construir circuitos regeneradores capaces de distinguir entre la gran cantidad de amplitudes de las muestras, usualmente 256, ($256 = 2^8$) que necesitamos para las señales de conversación.

Sin embargo, hay gran flexibilidad en la codificación de estas amplitudes en formas eléctricas adecuadas para la transmisión. En general la muestra cuantificada puede codificarse en dos o más impulsos con menores niveles de amplitud por impulso. Un grupo de n impulsos, cada uno con b niveles de amplitud discreta posibles, pueden representar b^n niveles de muestras cuantificadas, como se muestra en el cuadro siguiente.

Cantidad de niveles de amplitud b^n	Cantidad de Impulsos n	Cantidad de niveles por impulso b
256	1	256
256	2	16
256	4	4
256	8	2

Cuadro N.- 1: Tabla de alternativas de codificación para muestras cuantificadas con 256 niveles (8 bitios).

Como sabemos, los impulsos con dos niveles, es decir, los impulsos binarios, son atractivos para la transmisión por que son fáciles de regenerar en la línea de transmisión. No es difícil construir circuitos regeneradores capaces de determinar si un impulso está presente o no.

Los sistemas prácticos actuales usan la codificación binaria de las muestras de conversación cuantificadas. Como en telefonía se usa 256 niveles de cuantificación, cada muestra se codificará en un grupo de código o palabra MIC, consistente en 8 impulsos binarios (8 bits). (Véase la figura 1.9)

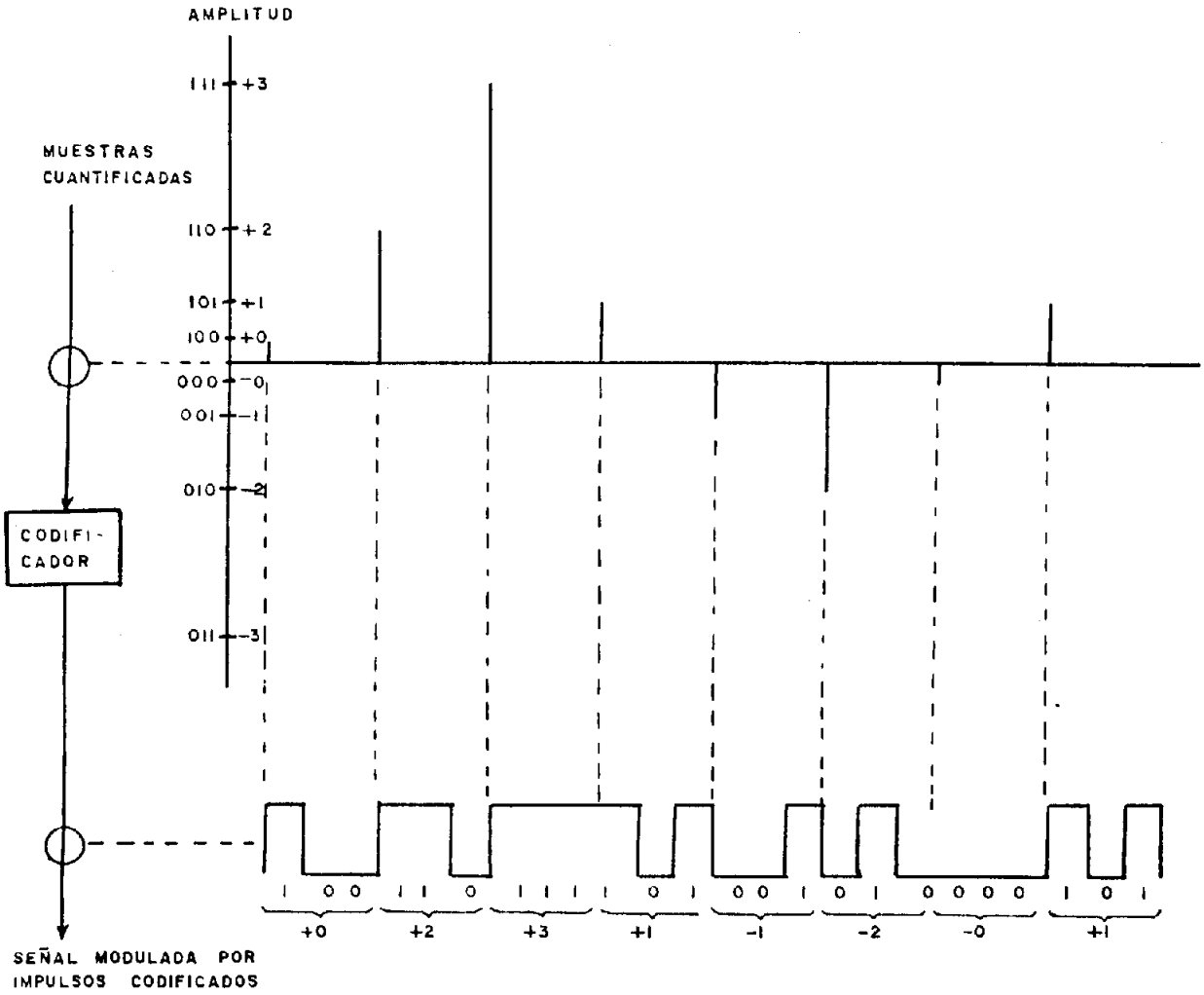


FIG. 1.9

Como la velocidad de muestreo usada es de 8000 muestras/segundo , una señal de conversación modulada por impulsos codificados generará una señal digital de 64 Kbit/seg. Es decir: 8 bitios X 8000 muestras/seg. = 64 Kbitios/seg. que es el ritmo de la información binaria por canal.

Entonces, el codificador es la parte del sistema MIC que genera las señales o números binarios que representan los valores cuantificados de las muestras.

El circuito codificador comprede:

- Dos circuitos de muestreo y memoria
- Dos circuitos codificadores que consisten, cada uno de ellos, de un comparador y de un convertidor digital/analógico integrado que se encuentra en el bucle de realimentación.

Una de las cadenas citadas sirve para los canales pares y la segunda para los canales impares. Esta disposición permite disponer de un tiempo suficiente para eliminar cualquier residuo de la codificación precedente antes de proceder a una nueva codificación, eliminando así la posibilidad de diafonía.

El voltaje de la muestra que va a ser codificada es comparada con voltajes de referencia generados progresivamente en un convertidor digital/analógico de tal forma, que en cada paso del proceso de codificación la tensión de referencia se aproxima al de la muestra. Los convertidores digitales/analógicos operan en conformidad con la ley de compresión logarítmica mencionada precedentemente. Las dos cadenas operan simultáneamente para dos canales adyacentes. El retardo requerido para el segundo canal se obtiene por medio de un registro a desplazamiento, que se encuentra en el circuito de salida de señalización digital.

La operación de codificación es un proceso paso a paso, en el que cada elemento de código solamente puede ser determinado cuando todos los

elementos previos son conocidos. Es decir, cuando todas las decisiones previas han sido tomadas, la memoria del codificador registrará cada una de las decisiones del comparador y después de cada instante de decisión deberá preparar al convertidor digital/analógico para la decisión siguiente.

A continuación del último instante de decisión la información completa referante a los elementos de código es transferida en paralelo a un registrador de desplazamiento.

Una vez transferida la información al registro de desplazamiento, las salidas de la memoria son puestas a cero y vuelve a comenzar el proceso completo para la muestra siguiente que se va a codificar.

La memoria se compone básicamente de 9 biestables (contenidos en un solo circuito integrado), uno para cada elemento del código. Cada biestable memoriza la decisión correspondiente, 1 o 0, presente a la salida del comparador, en el instante de decisión que está determinado por el impulso de reloj apropiado.

Después de cada instante de decisión, el biestable correspondiente a la decisión siguiente es puesto en la condición 1. Esta condición será mantenida o no, basado el instante de decisión correspondiente y este proceso se repite hasta la memoria con el equivalente binario atribuido a cada muestra. En la figura 1.10 se muestra el esquema básico de un circuito Codificador.

1.2.3.1 <u>Código HDB-3</u>

El código HDB-3 difiere de una señal bipolar AMI únicamente en el hecho que en una señal HDB-3 no se admite un número de ceros consecutivos superior a 3.

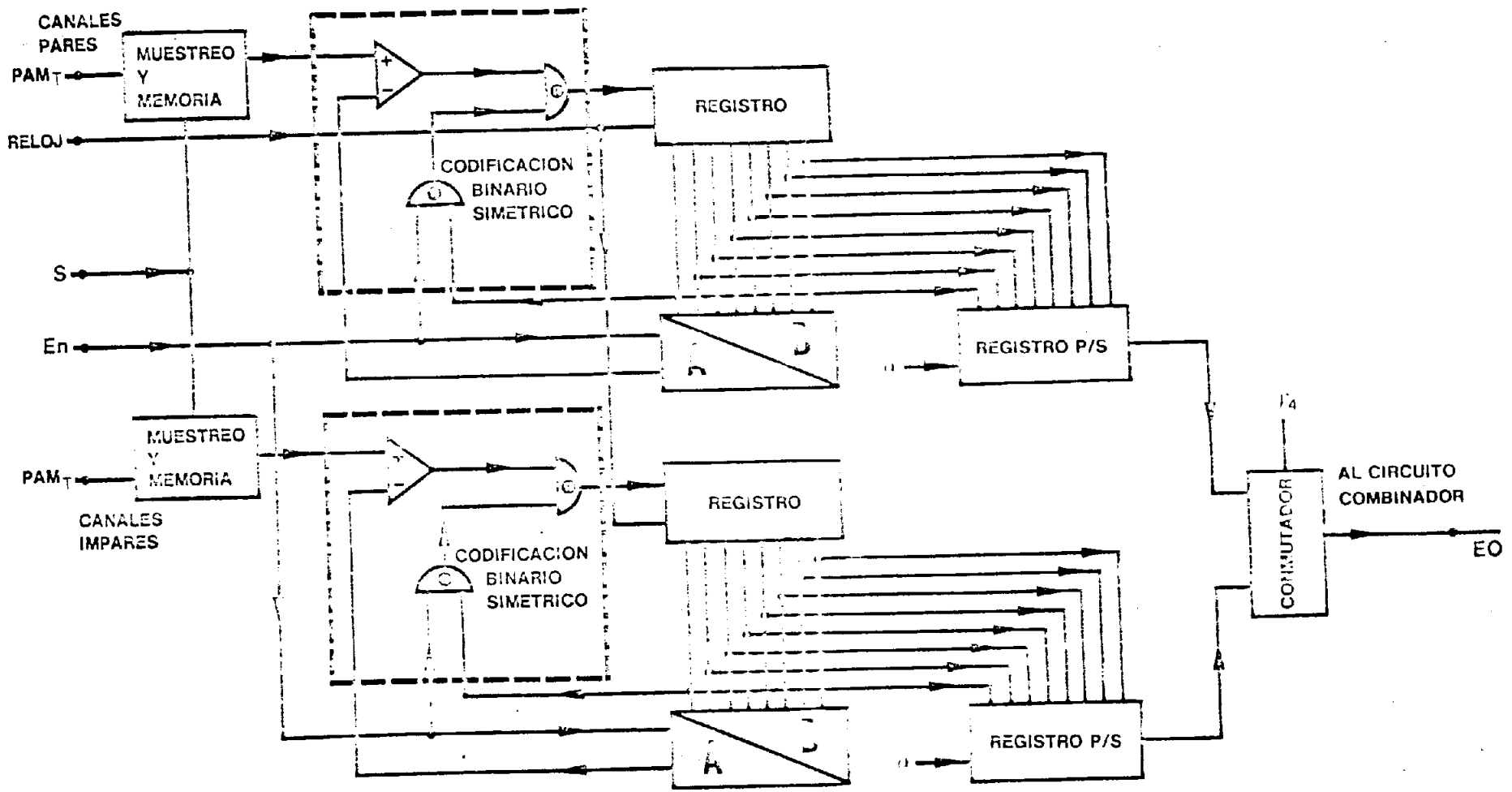


FIG .1.10 .— CODIFICADOR

En caso de ser superior, el Cuarto cero es reemplazado por un impulso. De esta forma se respeta la regla establecida para este código y la información continúa a ser transmitida cualquiera que sea el contenido binario de la secuencia.

Sin embargo, hay que tomar las disposiciones necesarias para eliminar este impulso suplementario en el otro extremo del enlace y para ello es necesario diferenciarle de los impulsos normales.

Este impulso posee características propias que permiten detectarlo facilmente. Por esta razón es transmitido con una polaridad idéntica a la del impulso que le precede y se le distingue con el calificativo de "violación de polaridad".

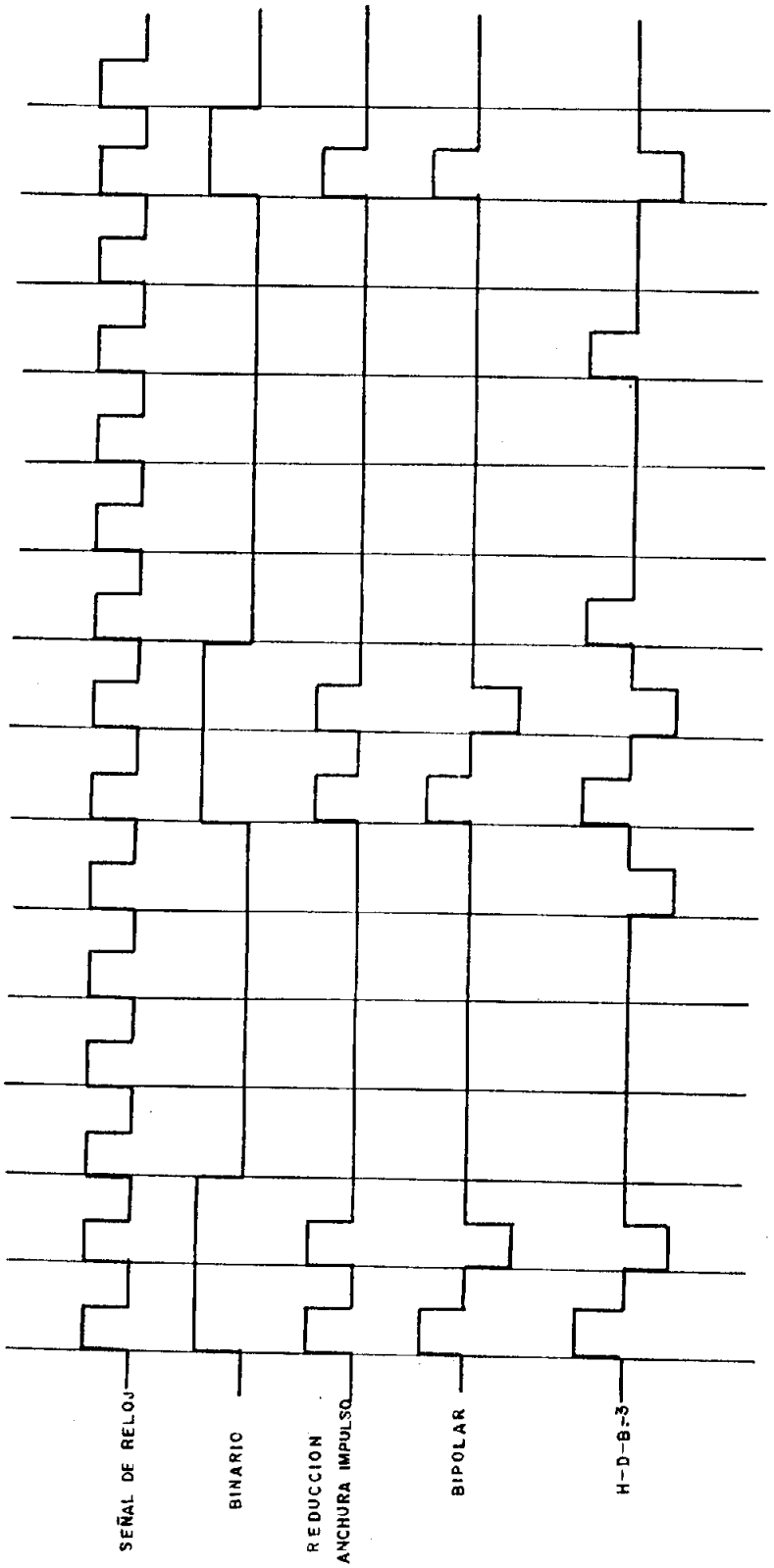
Para conservar una componente nula se deben transmitir tantas violaciones positivas como negativas y por este motivo se debe determinar la polaridad de las violaciones.

Estas dos condiciones son contradictorias cuando el número de elementos binarios de polaridad "1" es par. En este caso el primer cero del intervalo de relleno debe ser reemplazado por un impulso y el Cuarto cero es reemplazado por un impulso de violación de la misma polaridad, como se representa en el diagrama (e) de la figura 1.11 donde debido a esta circunstancia solo aparecen 2 ceros entre estos dos últimos impulsos de violación.

La razón por la cual se ha adoptado el código HDB-3 se debe a que con el sistema bipolar AMI se podían suceder series importantes de ceros, lo que conduciría a bloquear la operación del circuito de extracción de reloj de los regeneradores a causa de la ausencia prolongada de transiciones en la señal de la línea.

Por el contrario, con la utilización del código HDB-3 cualquiera que sea la estructura de la señal que se va a transmitir, nunca aparece

rá una serie de ceros superior a 3 lo que asegura un ritmo binario suficiente para el correcto funcionamiento del circuito de temporización de los regeneradores.



1.2.4 Transmisión:

La señal PIC aún tiene que pasar por más importantes pasos antes de que pueda ser acoplada a la línea. El acoplamiento es hecho a través de transformadores. Es pues necesario eliminar la componente de CD de la señal PIC. Para ésto los pulsos de señal son invertidos alternadamente. Para evitar la interferencia de señales de alta frecuencia encontradas en los pulsos, la señal es amoldada por medio de atenuadores de alta frecuencia.

Las señales digitales dentro del terminal usualmente se transmiten en la forma de un tren de impulsos unipolares en el modo sin retorno a cero (NRZ). (Como se indica en la figura 1.12). Esta forma de señal no es apropiada para la transmisión en largas distancias.

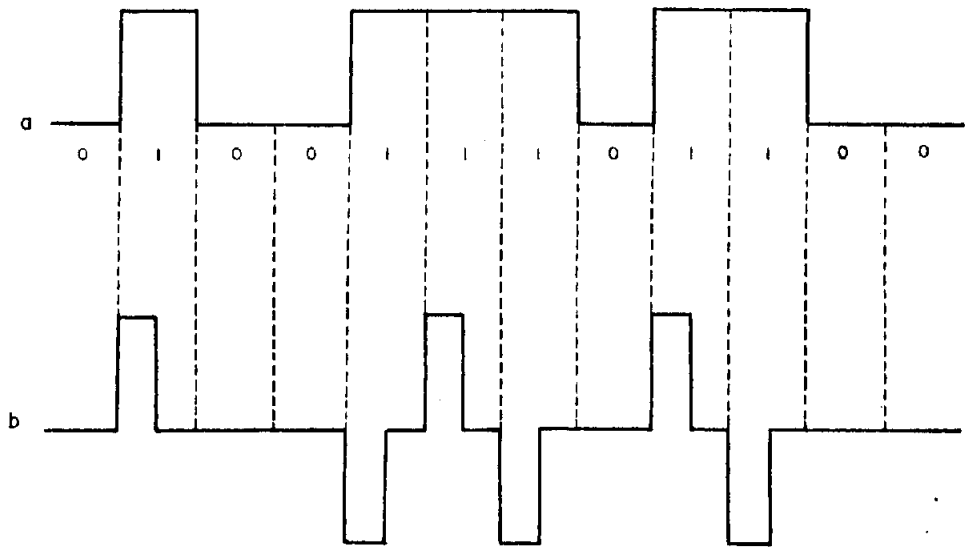


FIG. 1.12.- INFORMACIÓN BINARIA REPRESENTADA EN:

a) UN TREN DE IMPULSOS UNIPOLARES SIN RETORNO A CERO (N R Z).

b) UN TREN DE IMPULSOS BIPOLARES CON RETORNO A CERO (R Z).

Una forma mejor es una señal bipolar con retorno a cero (RZ). Las ventajas de esta señal son:

- No tiene potencia en las partes inferiores de su espectro, es decir, no tiene componente de CD; esto se debe a las polaridades alternadas de los impulsos.

- La interferencia entre símbolos está reducida por la característica de retorno a cero. (Referencia 7).

La conversión del tren de pulsos MIC unipolar a bipolar no solamente elimina componentes CD sino que coloca la mayor parte de la energía de la señal MIC en la mitad de la velocidad de transmisión.

La reducción de energía de los componentes de alta frecuencia reducen la diafonía, siendo ésto ventajoso en cuanto a interferencia producidas por líneas de energía eléctrica de baja frecuencia. La figura 1.13 muestra la distribución de energía de pulsos unipolares y bipolares.

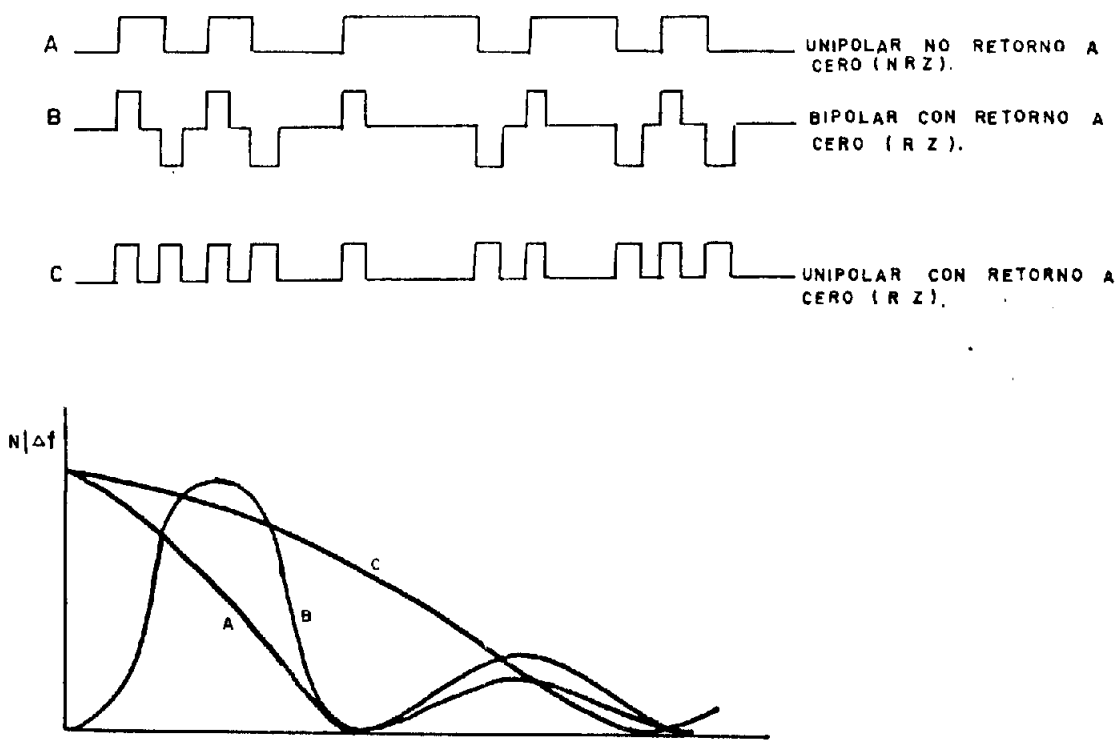


FIG. 1.13.- DISTRIBUCION RELATIVA DE ENERGIA DE SEÑALES.

Se observa que la señal tiene los pulsos positivos, negativos y 0 que corresponde al espacio. Por esta razón esta señal es llamado pseudo ternario. (Véase figura 1.13 b).

En algún punto de la línea de transmisión, la señal debe ser restaurada. Esto se efectúa introduciendo en la línea un dispositivo que primero examina el tren de impulsos distorsionados para ver si el nivel binario posible es 1 o 0 y luego genera y transmite a la línea nuevos impulsos de acuerdo con el resultado del exámen. Tal dispositivo se denomina REPETIDOR REGENERATIVO. (Véase figura 1.14).

A la vez que se le vuelve a dar forma a los impulsos, se elimina el ruido agregado durante la transmisión, al menos si la amplitud de la señal de ruido no es suficientemente grande como para llevar la señal de código recibida a la zona incorrecta del nivel de decisión de un generador. Normalmente, la señal de código regenerada es idéntica a la señal de código original transmitida. Aun después de una gran cantidad de repetidores regenerativos, la señal de código es prácticamente idéntica a la señal original. Esta es la razón de la alta calidad de transmisión que se obtiene con los sistemas de transmisión MIC.

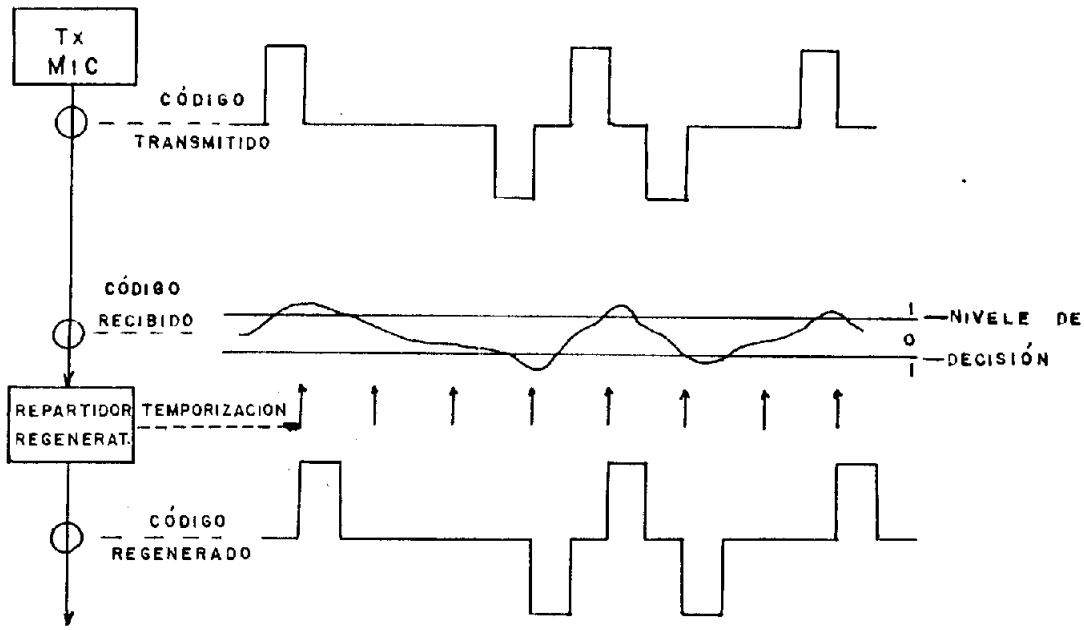


FIG. I.14.- FORMAS DE LOS IMPULSOS EN UNA LINEA DE TRANSMISION.

1.2.4.1 Decodificación:

Los procesos del receptor que convierten la señal MIC entrante en una señal de conversación analógica nuevamente son REGENERACION, DECODIFICACION Y RECONSTRUCCION.

El proceso de regeneración tiene el mismo objetivo y se efectúa de la misma manera que en la línea de transmisión, es decir, los impulsos distorsionados son reemplazados por nuevos impulsos cuadrados. (Véase la figura 1.14). Antes de entrar al decodificador, la señal bipolar es reconvertido en unipolar. En el proceso de decodificación, las palabras de código generan impulsos de amplitud, cuyas alturas son iguales a las alturas de las muestras cuantificadas que generaron las palabras del código. De modo que después de pasar por el decodificador, se ha recuperado el tren de muestras cuantificadas. (Véase la figura 1.15).

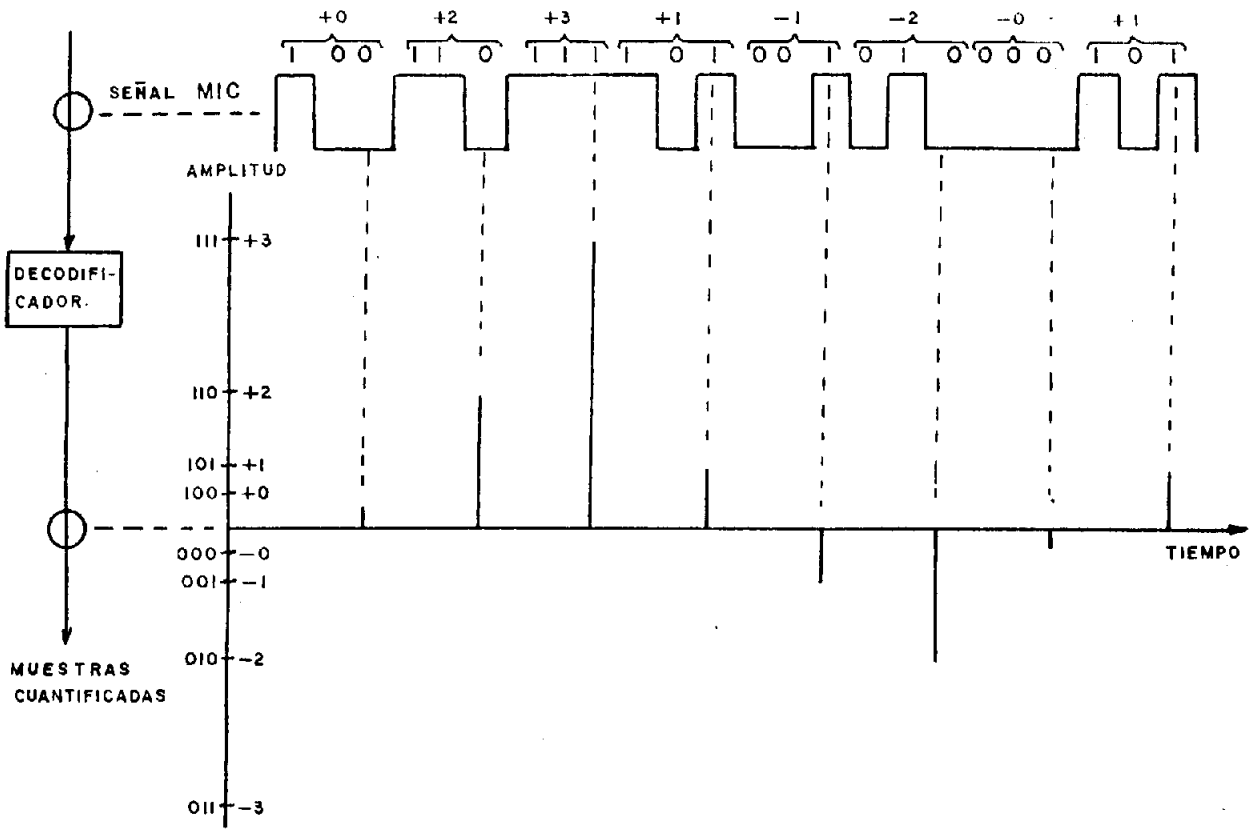


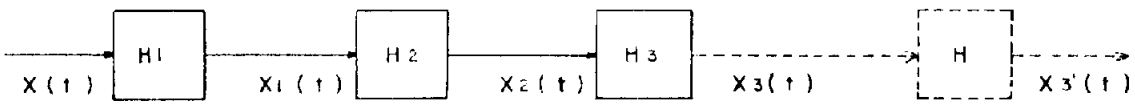
FIG. 1.15.- DECODIFICACION DE NIVELES DE AMPLITUD CODIFICADA.

La señal analógica es reconstruida en un filtro pasa bajos (figura 1.16). El espectro de una señal muestreada contiene el espectro de la señal original, como se ha mostrado en la figura 1.3. Un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de 8 KHz elimina todos los componentes de frecuencia del espectro superiores a 8 KHz y queda el espectro de la señal analógica deseada. (Véase la figura 1.17).

1.2.4.2 Resumen de expresiones Matemáticas para el Sistema en lazo Abierto (MIC)

A continuación se presenta un resumen ligero de las expresiones matemáticas de la señal en cada bloque y la determinación de las funciones de transferencia del sistema en lazo abierto (MIC).

En la parte de transmisión las funciones de transferencia para cada bloque son las siguientes:



$$H1 = \frac{X_1(t)}{X(t)} \quad ; \quad H2 = \frac{X_2(t)}{X_1(t)} \quad ; \quad H3 = \frac{X_3(t)}{X_2(t)} \quad ; \quad H = \frac{X_3'(t)}{X_3(t)}$$

donde: $X(t)$ = Señal analógica de entrada

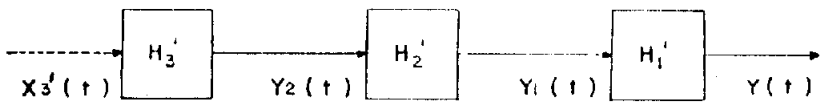
$X_1(t)$ = Señal analógica muestreada

$X_2(t)$ = Señal cuantificada

$X_3(t)$ = Señal codificada

$X_3'(t)$ = Señal codificada en el lado de recepción

Para el lado de recepción las funciones de transferencia en cada bloque son las siguientes:



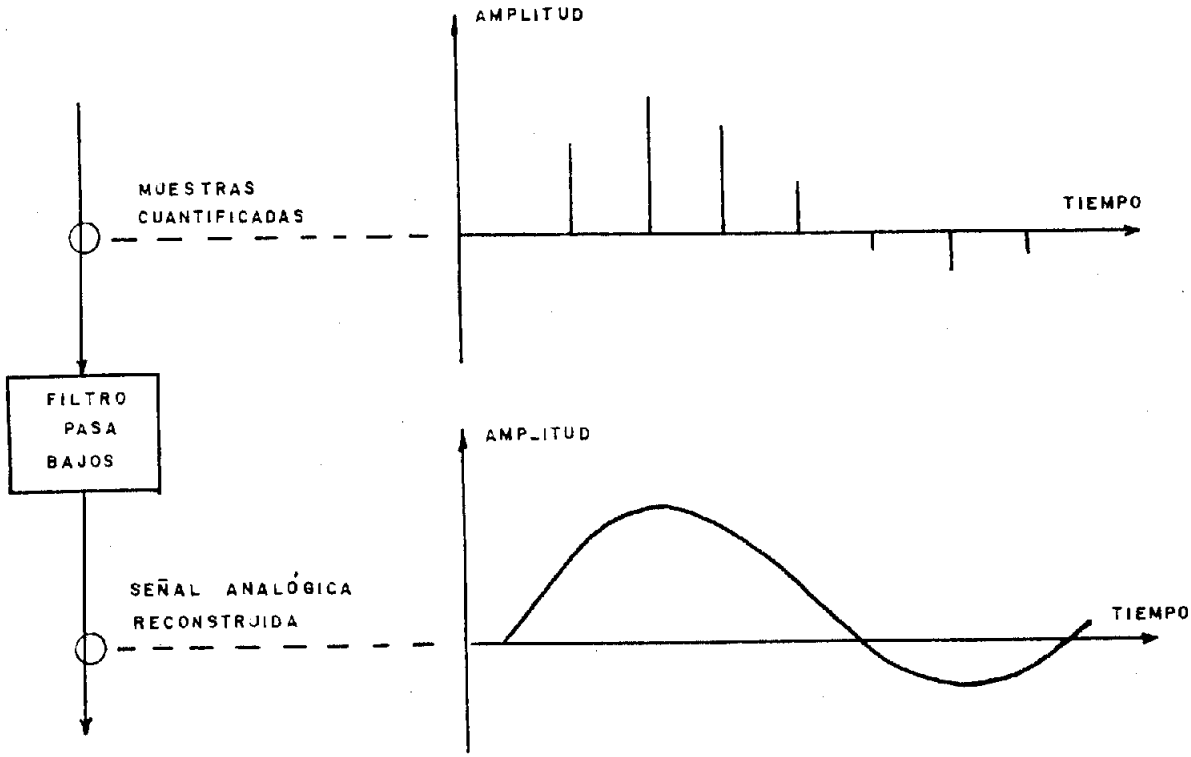


FIG. I.16.- RECONSTRUCCION DE LA SEÑAL ANALOGICA.

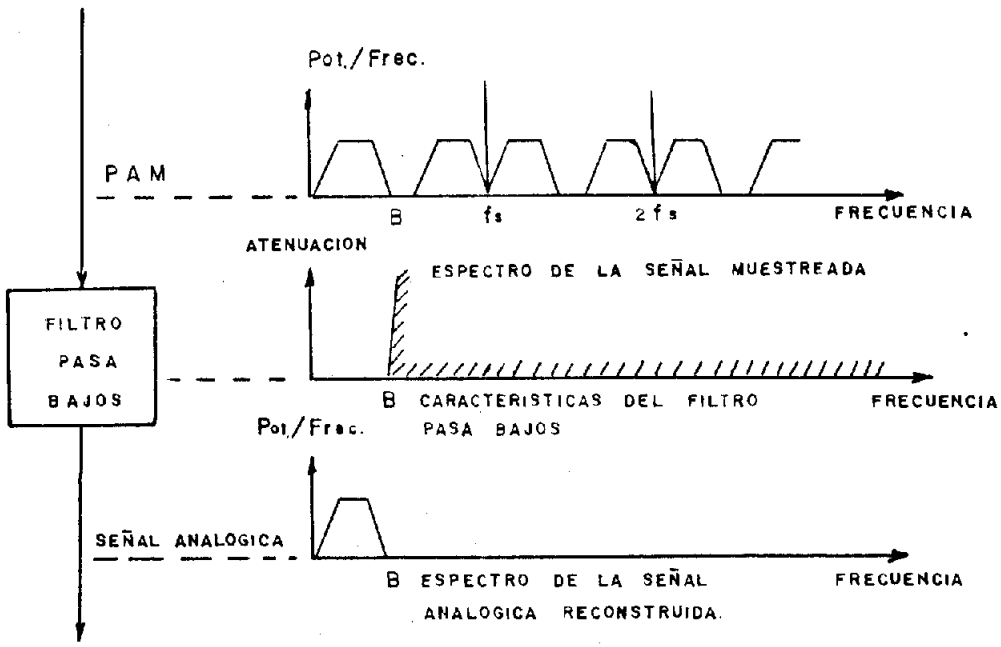


FIG. I.17.- RECONSTRUCCION DE LA SEÑAL ANALOGICA MOSTRADA POR LOS DIAGRAMAS DE LOS ESPECTROS.

$$H3' = \frac{Y_2(t)}{X_3'(t)} \quad ; \quad H2' = \frac{Y_1(t)}{Y_2(t)} \quad ; \quad H1' = \frac{Y(t)}{Y_1(t)}$$

donde: $Y_2(t)$ = Señal regenerada

$Y_1(t)$ = Señal decodificada

$Y(t)$ = Señal analógica recostruida

C A P I T U L O II

APLICACION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MIC EN LAS REDES TELEFONICAS

C A P I T U L O II

APLICACION DE LOS SISTEMAS DE TRANSMISION MIC EN LAS REDES TELEFONICAS

2.1 Descripcion del Sistema de 30 Canales. (CCITT.G.732)

Tenemos que distinguir entre el equipo múltiplex MIC, el terminal MIC, y la línea de transmisión MIC. El equipo múltiplex convierte una cantidad de señales analógicas en una señal digital en el lado de transmisión y efectúa las funciones inversas en el lado de recepción. La línea de transmisión transporta las señales digitales entre dos unidades de equipo múltiplex. (Véase la figura 2.1)

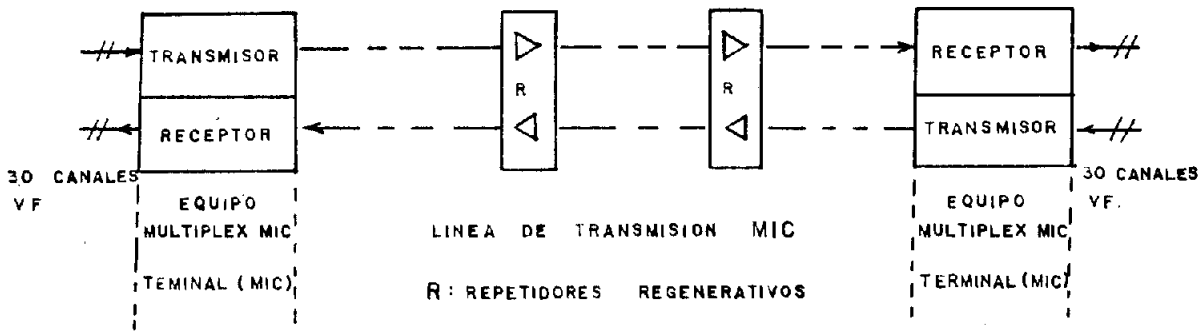


FIG. 2.1.- SISTEMAS MIC DE PRIMER ORDEN.

Treinta canales de conversación analógica (sistema europeo) junto con la señalización asociada son convertidos en una señal digital por medio del sistema de 30 + 2 canales. La estructura de esta señal digital se muestra en la figura 2.2

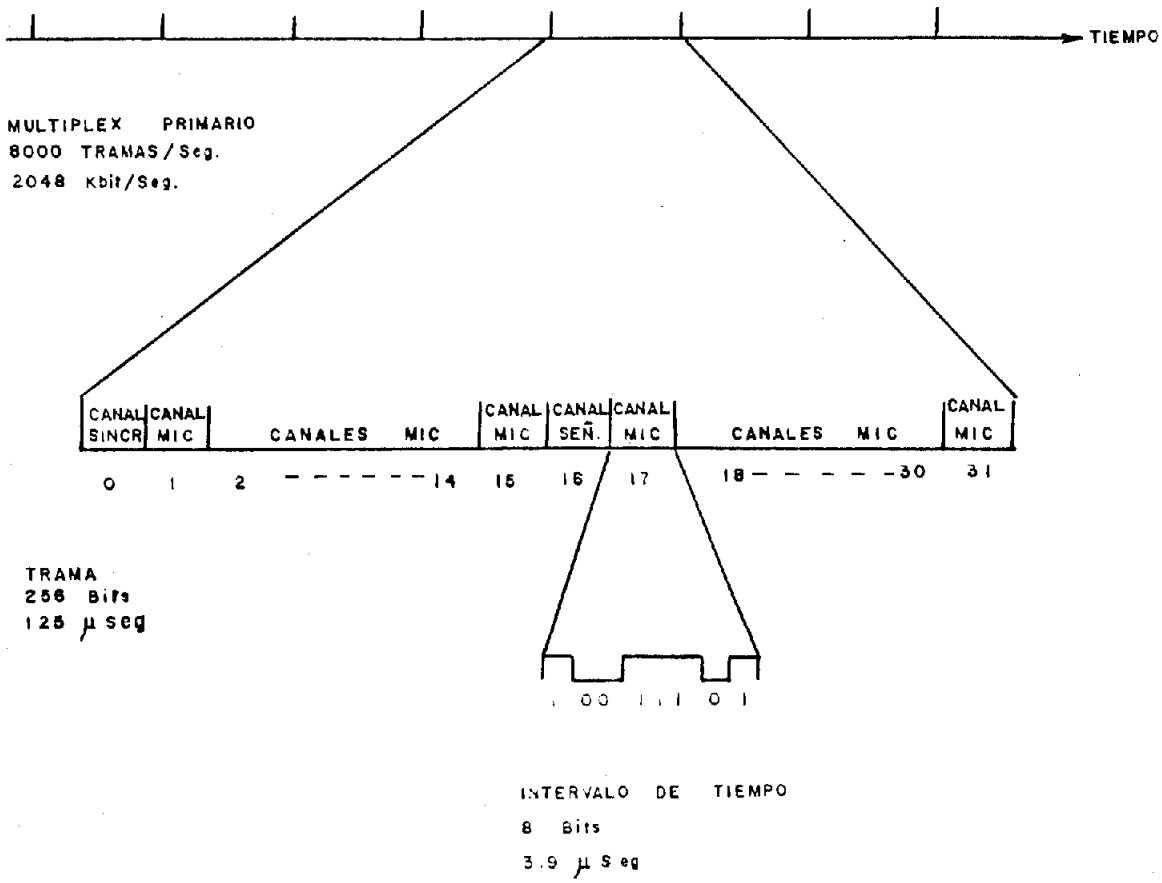


FIG. 2.2.- ESTRUCTURA DE LA TRAMA DEL MULTIPLEX PRIMARIO DE 30 + 2 CANALES.

La señal digital se divide en tramas, con una velocidad de repetición de 8000 tramas / seg. Por supuesto, esto es porque la frecuencia de muestreo es de 8000 Hz y por el hecho de que la trama contiene una muestra codificada binaria proveniente de cada una de las señales analógicas. Cada trama consiste de 32 intervalos de tiempo de 8 bits. De éstos, 30 intervalos de tiempo se usan para canales MIC y los dos restantes para la sincronización y la señalización (Canal 0 y canal 16 respectivamente).

Los canales MIC transportan señales analógicas dentro de la banda de frecuencias de 300 - 3400 Hz. codificadas de acuerdo con la ley A mostrada en la figura 1.7 del Cap. I.

El intervalo de tiempo de sincronización, es decir, el intervalo de tiempo 0 en cada trama, contiene 8 bits, cuyo propósito es formar una señal de reconocimiento para el receptor a fin de mantener a éste sincronizado con el transmisor, de modo que cada canal MIC pueda ser correctamente identificado.

El intervalo de tiempo de señalización No. 16 puede usarse de muchas maneras. La gran capacidad de señalización, 64 Kbit/seg., ofrece flexibilidad en la elección de esquemas adecuados para diferentes propósitos.

Con respecto al esquema de señalización que se emplea actualmente, cuando se introducen sistemas primarios MIC en la red existente, se usa los intervalos de tiempo 16 en secuencias de 16 tramas, denominadas MULTITRAMAS, como se muestra en la figura 2.3 (Referencia 8).

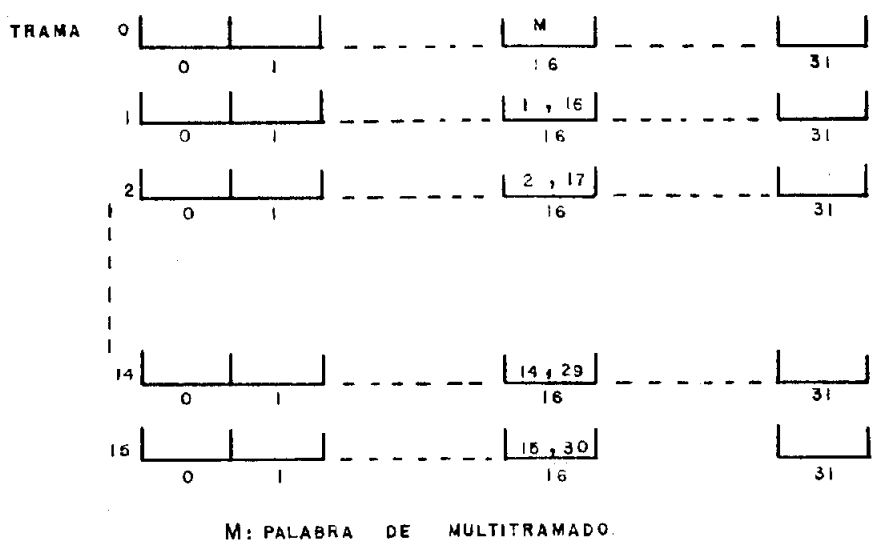


FIG. 2.3.- ESTRUCTURA DEL ESQUEMA DE SEÑALIZACION ASOCIADA POR CANALES PARA EL SISTEMA MIC DE 30+2 CANALES.

En la primera trama de la secuencia, la trama 0, el intervalo de tiempo 16 transporta una palabra de multitramado, es decir, una señal de reconocimiento que dice al receptor que ha comenzado una nueva multitrama. Los 8 bits del intervalo de tiempo 16 en la siguiente trama, la trama 1, están divididos de modo que los primeros cuatro bits llevan información de señalización asociada con el canal MIC 1 y los últimos cuatro bits llevan información de señalización asociada con el canal MIC 17. En la trama 2, el intervalo de tiempo 16 lleva información de señalización para los canales 2 y 18 y así siguiendo hasta la trama 15, la última trama de la multitrama, que lleva información de señalización para los canales 15 y 31. Luego, la siguiente trama es la trama 0 en la siguiente multitrama.

Así, cuatro bits de señalización están asociados con cada canal MIC. Cada bit puede usarse para reproducir el estado de un revelador de señalización en un juntor conectado con el terminal MIC, es decir, el esquema proporciona cuatro canales de señalización por cada canal MIC. Normalmente para transportar señales convencionales, se usan sólo uno o dos de los canales.

2.1.1 Relación entre Dígito, Canal e Intervalo de Trama:

En el sistema MIC 30 + 2, cada trama está constituída por 32 intervalos de tiempo o canales. Cada intervalo de tiempo está constituído por 8 bitios o elementos de información.

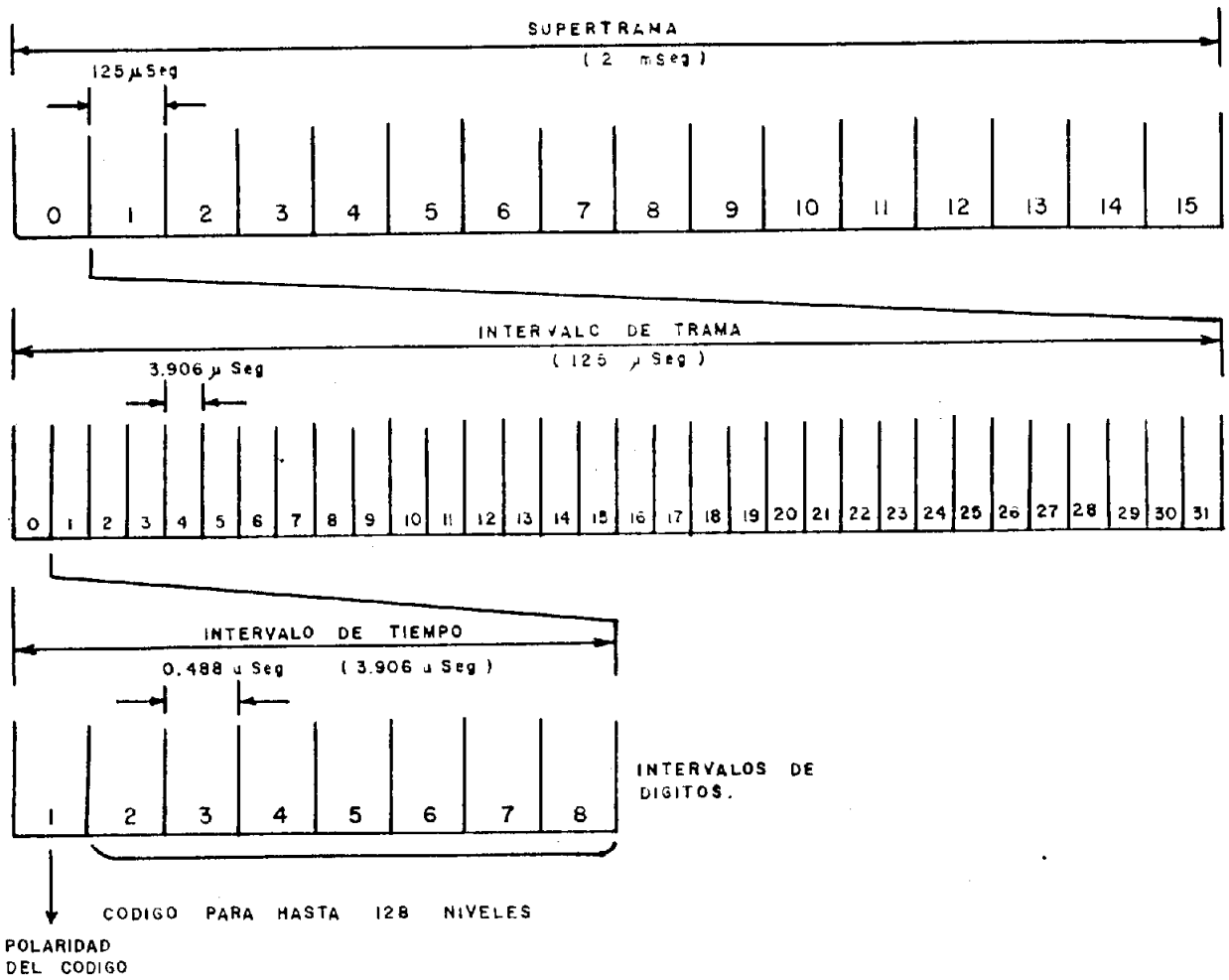
Como antes se dijo, puesto que un intervalo de tiempo es muestreado al ritmo de 8000 veces por segundo, la trama se repite cada

$\frac{1}{8000} = 125\,\mu seg.$

La duración del intervalo de tiempo es de $\frac{125}{32} = 3.9\,\mu seg.$ y por consiguiente la duración de cada bitio es de $\frac{3.9}{8} = 0.488\,\mu seg.$

Por lo tanto el ritmo digital generado por el sistema es: 8000 X 32 X 8 = 2048 Kbitios/seg.

En la figura 2.4 se puede observar el diagrama correspondiente al intervalo de tiempo, a la trama y a la multitrama. (Referencia 9).



NOTA: LOS DÍGITOS PARES SON INVERTIDOS PARA INCREMENTAR EL CONTENIDO DE TEMPORIZACIÓN EN LA CONDICIÓN DE CANAL EN REPOSO.

FIG. 2.4.- RELACION ENTRE DIGITO, CANAL E INTERVALO DE TRAMA.

El intervalo de tiempo 0 contiene la señal de alineación de trama y el intervalo de tiempo 16 está dedicado exclusivamente a vehicular la información de señalización.

La atribución del intervalo de tiempo 16 para transportar la información de señalización conduce al concepto de multi-trama, que está constituída por 16 tramas.

A cada canal de conversación se le han atribuído 4 bits para fines de señalización y esta información es tratada en el intervalo de tiempo 16 de las tramas 1 a 15 de la multitrama.

En la trama 0, los 4 primeros bitios están dedicados a la señal de alineación de la multitrama cuyo código es 0001. El bitio número 6 es utilizado para enviar una señal de supervisión relacionada con la señalización y los 3 restantes permanecen disponibles para otros usos que hasta el momento no se les ha atribuido ninguna función.

El ritmo de la información binaria de cada canal de señalización se puede derivar como sigue:

1 intervalo de tiempo	= 8 bitios
Ritmo de repetición de cada intervalo de tiempo	= 8000 veces por seg.
Ritmo de la información binaria por canal	= 8x8000 = 64 Kbits/seg.
Ritmo de la información binaria por bitio	= 64/8 = 8 Kbitios/seg.
Ritmo de la informacion binaria de los 4 bitios	= 4x8 = 32 Kbitios/seg.

Puesto que cada canal de señalización de 4 bitios aparece una vez cada 16 tramas, el ritmo de la información binaria es:

$$\frac{32 \text{ Kbitios/seg.}}{16} = 2 \text{ Kbitios/seg.}$$

De los 4 bitios por canal reservados para la señalización, en la actualidad no se utilizan nada más que 2. (Referencia 10).

2.1.2 Alineación de Trama:

En el sistema MIC multicanal es esencial que el orden de los canales del terminal de emisión sea correctamente interpretado en el terminal de recepción y respeten el mismo orden. Esta operación se realiza por medio de una señal de alineación de trama, que es generalmente en la unidad común de emisión.

En el terminal de recepción la señal de alineación de trama es reconocida como una señal única que se produce en el intervalo de tiempo correcto y a partir de ese momento se dispone de la referencia que permite determinar el posicionamiento exacto de los canales.

2.1.3 Pérdida y Recuperación de la Alineación de Trama:

Después de tres ausencias de coincidencia entre la palabra de código esperada y la información entrante, se considera que se ha perdido la alineación de trama y se inicia la búsqueda del código de sincronismo.

La primera coincidencia es aceptada y se verifica la ausencia del código en la posición correspondiente de la trama siguiente. Si se encuentra esta condición, la próxima coincidencia de los dígitos en el intervalo de tiempo 0 con el código de alineación de trama, pondrá el sistema en la condición de funcionamiento normal.

Si durante este proceso de búsqueda no se encontrasen algunas de las condiciones esperadas, se repetirá de nuevo el proceso completo dos tramas después de haberse producido la primera coincidencia.

Cada pérdida de alineación de trama no causa necesariamente la pérdida de sincronismo de la multitrama. Sin embargo, si ocurre un poco antes o durante la trama 0, la palabra correspondiente al código de la multi-trama no aparecerá en el momento esperado.

Si esta situación se produjese en dos multi-tramas consecutivas el sistema se situará en la condición de pérdida de alineación de multi-trama y las salidas de señalización adoptará todas la condición "1", que se causa la liberación de la conexión establecida y se producirá el bloqueo de las llamadas entrantes si esta condición persistiese durante 10 milisegundos aproximadamente.

Sin embargo, el sistema volverá a la condición de funcionamiento normal al encontrar el primer código entrante de alineación de multi-trama que aparecerá dentro de un lapso de tiempo de 2 milisegundos. (Anexo 1).

2.2 Descripción del sistema de 24 Canales. (CCITT.G.733)

El múltiplex MIC de 24 canales tiene una estructura algo diferente comparado con el sistema MIC de 30 + 2 canales; como puede observarse en la figura 2.5. No se asigna ningún intervalo de tiempo a la señalización. Un esquema de señalización asociada por canales se logra tomando el bit menos significativo en cada canal MIC para propósitos de señalización cada 6 tramas. Este bit también puede usarse para la señalización por canal común. (Anexo 2)

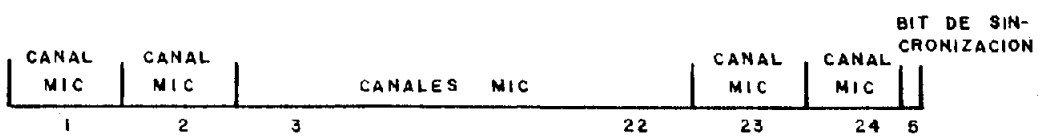


FIG. 2.5.— ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE 24 CANALES.

2.3 Jerarquización:

2.3.1 Las Jerarquías de los Sistemas de Transmisión Digital:

Los sistemas de transmisión digital pueden ligarse conjuntamente en una jerarquía de la misma manera que los sistemas FDM. Se tratan dos jerarquías, una basada en el sistema de 24 canales y otra basada en el sistema de 30+2 canales. A continuación, en la figura 2.6 se muestra una posible jerarquía de transmisión digital basada en el sistema MIC de 30+2 canales.

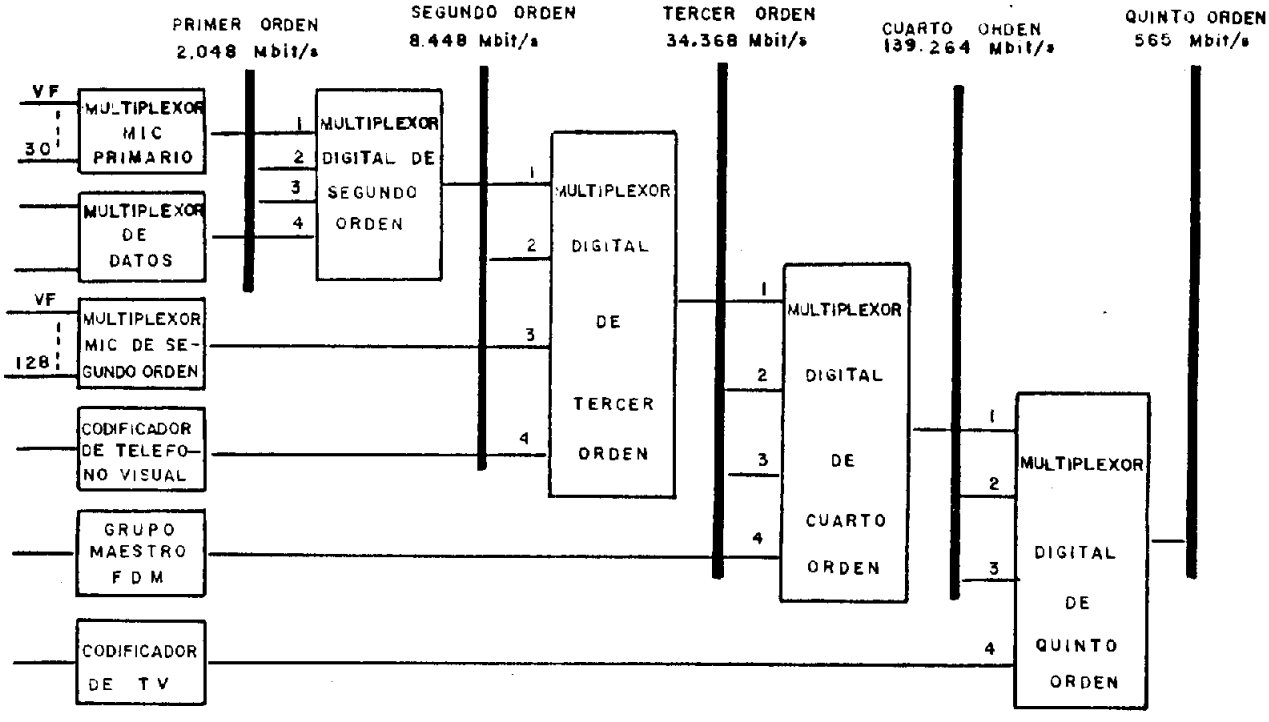


FIG. 2.6.— UNA POSIBLE JERARQUIA DE TRANSMISION DIGITAL BASADA EN EL SISTEMA MIC DE 30+2 CANALES.

En la figura anterior se puede ver que las facilidades de transmisión están planeadas para ser usadas no sólo por conversación modulada por impulsos codificados sino también por datos, teléfono visual, grupos FDM y TV.

El establecimiento de la red de transmisión digital futura requiere un rango compatible de bloques funcionales bi-normalizados, que permitan una organización flexible para su explotación. Con esta finalidad el CCITT ha definido una jerarquía de transmisión coherente que está basada en el equipo MIC de 30+2 canales telefónicos de 2,048 Mbitios/seg. que hasta ahora está constituída por equipos que funcionan a 8.448 Mbit/seg., lo que equivale a 120 canales, a 34,368 Mbitios/seg., equivalente a 480 canales y 139,264 Mbitios/seg., equivalente a 1920 canales.

La jerarquía completa toma como punto de partida el principio de la justificación, un término tomado de la industria de la impresión y que se refiere más comunmente a un proceso de "relleno" que permite el multiplaje en un flujo principal de dígitos, de varios flujos digitales asíncronos de orden inferior llamados tributarios.

La verdadera fuerza de este concepto se pone de manifiesto por el hecho de que aunque los niveles jerárquicos superiores que forman parte de la red pueden ser completamente asíncronos, es posible, sin embargo, establecer una red perfectamente sincronizada a 2,048 Mbitios/seg. (Referencia 11).

2.4 Configuración de una Red Local:

2.4.1 Principales áreas de Aplicación Digital:

Los circuitos de transmisión de la red telefónica nacional existente puede dividirse en tres categorías:

1.- RED DE ABONADO: Es la red entre el aparato del abonado y la etapa de abonado

2.- RED TRONCAL URBANA: Es la red que conecta centrales locales, dentro de la misma área local, tanto directamente como vía centrales tándem, y la red que conecta centrales locales con su central primaria.

3.- RED TRONCAL INTERURBANA: Es la red de larga distancia en los niveles primario y superiores, que conectan las diferentes áreas locales entre sí.

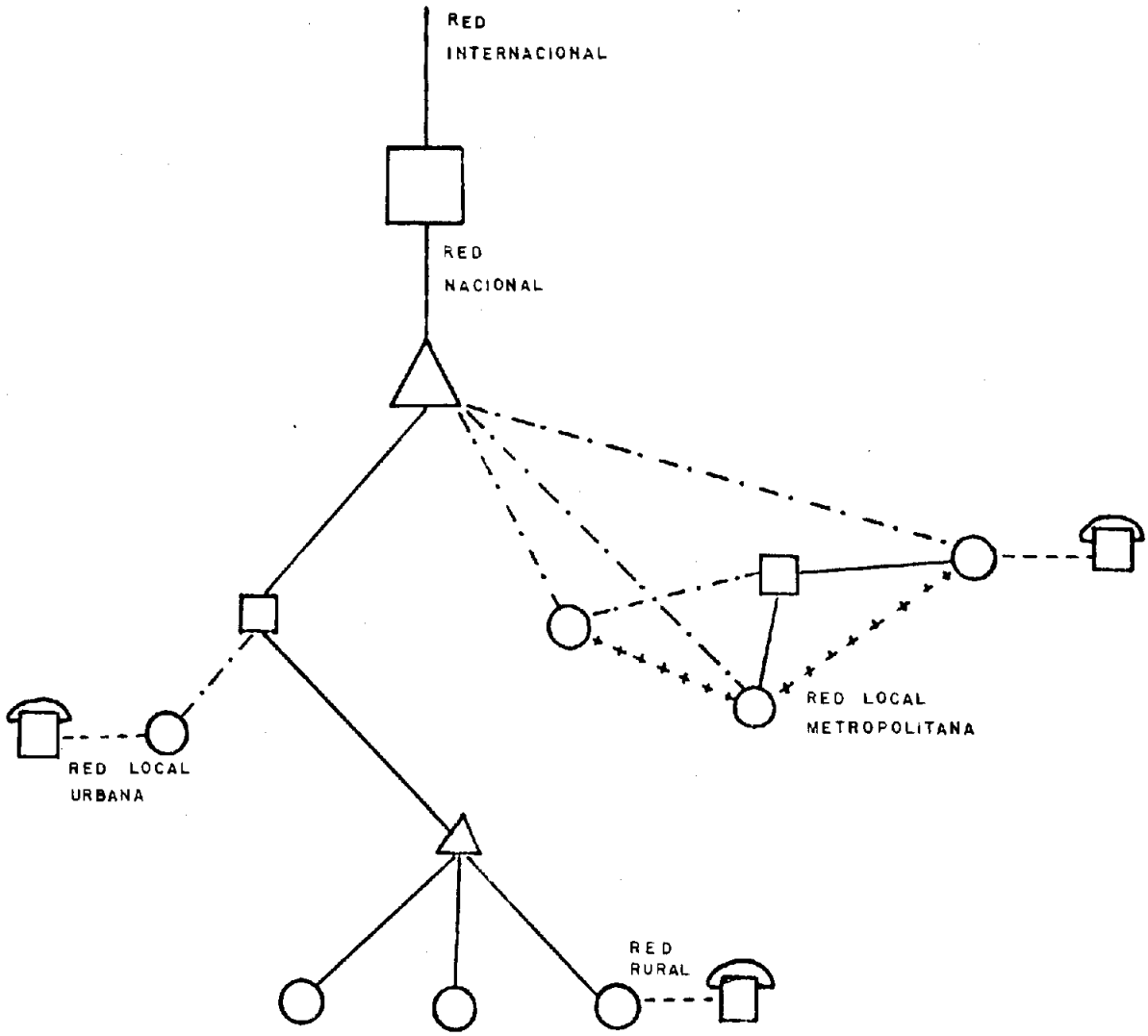
En la figura 2.7 se muestra la división de estas tres categorías.

La red de abonados es muy conservadora a causa de la gran cantidad de equipo implicado, las demandas de servicio uniforme para todos los abonados, etc. En la red troncal interurbana, los sistemas de portadora serán competitivos durante mucho tiempo. En la red troncal urbana, no obstante, los sistemas digitales ya han tenido éxito. Esto es especialmente cierto en áreas urbanas, mientras que los desarrollos en los distritos rurales, en la mayoría de los países, han ocurrido a una velocidad menor.

Los selectores de grupo digitales se usarán en todos los niveles de jerarquía de la red, desde las centrales locales hasta las grandes centrales de tránsito. Sin embargo, la interacción entre la conmutación digital y la transmisión digital deberá incrementar la factibilidad de la conmutación digital en la red troncal urbana con el efecto de que la influencia total de la tecnología digital se sentirá más fuertemente en esta parte de la red. Esto en combinación con el éxito antes mencionado de la transmisión con MIC en las áreas urbanas, nos conduce a concentrar la discusión en las áreas metropolitanas.

2.5 Introducción de los Sistemas MIC, en una Red Local:

El sistema MIC ha sido diseñado para funcionar con los soportes de cables existentes de baja frecuencia con pares simétricos, por los cua-



SIMBOLOGIA

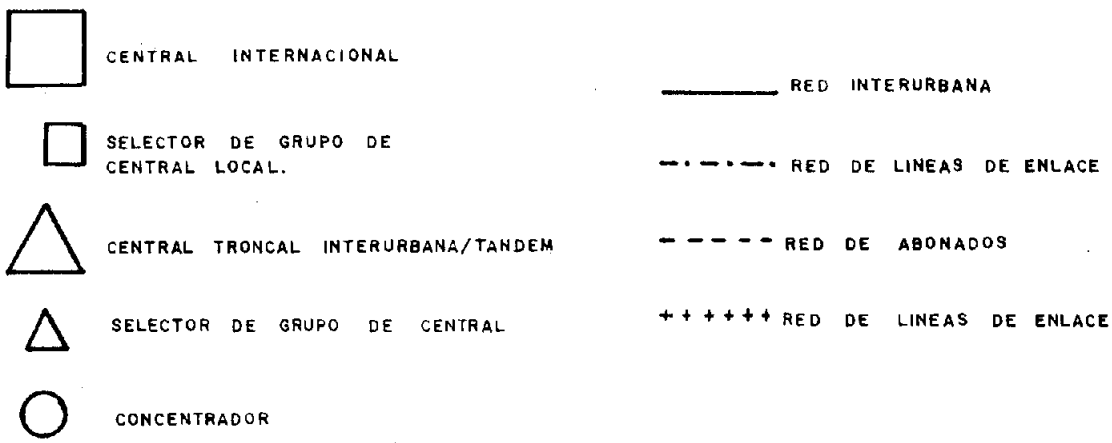


FIG. 2.7 LA RED DE ABONADOS

les no es posible efectuar la transmisión de señales FDM a causa de la distorsión que este tipo de cable introduce para las señales analógicas.

La tolerancia al ruido y a la distorsión exhibida por la técnica MIC permite la operación con cables cuyo comportamiento puede ser discutible o completamente impracticable con relación a otros sistemas que funcionen con un ancho de banda equivalente. De hecho el equipo MIC está diseñado para operar con cualquier planta de cable existente que haya sido mantenida en buenas condiciones. Sin embargo, un cable que posea características mejoradas de ruido y transmisión, permite el empleo del sistema MIC de órden superior y los sistemas existentes podrían operar con un número menor de regeneradores o en distancias mayores que las permitidas con los tipos de cables existentes.

La decisión de mejorar las características de los cables utilizados para la transmisión MIC estará motivada mas por consideraciones de tipo económico que por necesidades técnicas, aunque por otro lado hay que tomar en cuenta las necesidades de demanda de tráfico y mejoramiento del servicio.

Mientras que las mejoras en un área cualquiera pueden traducirse en algunas ventajas de tipo operacional, se debe tener en cuenta que los beneficios máximos se realizan únicamente cuando dichas mejoras estén bien coordinadas.

Por ejemplo, no se ganaría nada disminuyendo el factor de atenuación mediante la utilización de conductores con diámetro mayor si el espacio entre los regeneradores está limitado por los acoplamientos de diafonía.

2.5.1 Adaptabilidad de los Cables para la Transmisión MIC:

Todos los cables existentes o que están siendo instalados actualmente convienen para esta aplicación. Los diseños actuales de cables de

bieran considerar la incorporación de aquellas características que contribuirían a favorecer su utilización futura en aplicaciones MIC. Por otra parte la MIC puede ser aplicada a la mayoría de los cables con pares simétricos o cuadretes, siempre que se conozcan el diámetro del conductor, su disposición, apantallado, atenuación, capacidad mútua, etc.

Sin embargo, es preferible no utilizar cables con diámetros diferentes en una misma ruta de transmisión entre dos regeneradores adyacentes o entre un regenerador y el equipo terminal de línea.

2.5.2 Operación a 2 y 4 Hilos:

Cuando la operación se efectúa con un solo par, ambas direcciones de transmisión están acomodadas en el mismo par, mientras que con el método de dos pares, uno de éstos se utiliza para todas las direcciones de emisión y el otro para todas las direcciones de recepción del enlace.

El número de sistemas MIC que pueden ser habilitados por un solo par es lógicamente inferior al que se obtiene con el método de dos pares, debido a la conveniencia de separar las dos direcciones de transmisión dentro del cable.

Una vez obtenida la información completa de la diafonía del cable se puede calcular en cada caso la máxima utilización del mismo y determinar la política que se va a adoptar en conformidad con la planificación y perspectivas actuales.

Los espacios entre los regeneradores están sujetos a las limitaciones impuestas por la paradiafonía (PEXT) que provoca acoplamientos bien conocidos y respetados por la ingeniería de sistemas MIC. Sin embargo, cuando se efectúa la operación con dos pares se pueden ignorar totalmente los efectos de la paradiafonía y por consiguiente se admite un espaciamiento de los regeneradores, que generalmente es igual a la pérdida para la que ha sido diseñado el regenerador.

2.5.3 Líneas Troncales:

Las rutas troncales son aquellas que conectan los diversos centros de zona. El medio utilizado puede variar, pero podemos considerar los siguientes:

2.5.3.1 Cables de Baja Frecuencia: Los cables de baja frecuencia pode - encontrarlos en rutas antíguas y por esta razón su importancia es muy relativa.

2.5.3.2 Cable de Pares Simétricos: El cable con pares simétricos es el medio más económicamente utilizado para vehicular las señales PCM de primer orden.

Por los cables con pares simétricos se puede enviar igualmente la señal PCM de 8,448 Mbitios/seg. de segundo orden, pero esta solución presenta la desventaja de encarecer el costo del equipo de línea. Sin embargo, actualmente existe un nuevo tipo de cable con pares simétricos, con muy reducida capacidad útil, que permite salvar este inconveniente.

2.5.3.3 Cables Coaxiales: Con respecto a los cables coaxiales, existen varios tipos (normales y microcoaxiales), que dependen del número de tubos y cintas y también del diámetro de los conductores. Todos los cables coaxiales comprenderán cierto número de pares de audio para las necesidades de la línea de servicio y de la supervisión.

2.5.3.4 Micro-ondas: En aquellos casos en que aparezcan accidentes geográficos, tales como delta de ríos, montañas u otros inconvenientes que dificultan la instalación de cables, se establecerán enlaces por medio de micro-ondas.

2.5.3.5 Fibra Óptica: En la actualidad comienza a adquirir una importan

cia considerable la utilización de fibras ópticas dentro del campo de las telecomunicaciones y constituye un medio nuevo de transmisión que complementa los cables metálicos y las guías de onda de larga distancia existentes. La ventaja de la fibra óptica reside en los costos de instalación atractivos y la posibilidad de introducir el cable de fibra en las conducciones existentes a causa de sus reducidas dimensiones.

El interés de las fibras ópticas para la transmisión reside, como se acaba de decir, en su reducido tamaño, poco peso y su inmunidad a las interferencias eléctricas, cualidad esta última extremadamente interesante para la transmisión de las señales MIC o analógicas en general.

2.5.4 Enlace MIC:

Antes de introducir un equipo MIC en una red existente, se debe adoptar una cierta filosofía que será mantenido como una regla general en el conjunto de la red.

Es relativamente difícil establecer una línea de conducta básica para la planificación de una ruta MIC, debido a que un amplio número de factores dependen de la medida en que la situación local puede influir en la decisión final.

De todas formas, la principal característica que es preciso definir es el espacio que separará los repetidores de línea y esta distancia depende de los demás otros siguientes:

- tipo y calidad del cable
- valor de la atenuación a 1 MHz.
- presencia de otras señales en el cable
- número de sistemas MIC que serán introducidos en el cable
- si se trata de un cable nuevo o ya existente.

De los puntos citados podemos deducir las recomendaciones generales siguientes:

- deberá evitarse que exista una diferencia en el diámetro del conductor entre dos posiciones adyacentes, las conecciones en derivación y un desequilibrio de la capacidad;

- la atenuación de la paradiafonía medida entre 0,8 MHz, y 1,1 MHz, será superior a 65 dB: (Referencia 12)

- cualquier enlace telegráfico en corriente contínua que pudiera existir en el cable será reemplazado por un canal telegráfico MIC:

- si se utiliza un nuevo cable de gran capacidad, las capas centrales serán utilizadas para los circuitos B.F. que actuarán como una pantalla entre las direcciones de ida y vuelta de la señal MIC, situada respectivamente en las capas interiores y exteriores del cable.

2.5.4.1 Planificación de Transmisión:

El equivalente de referencia (RE) es el parámetro más importante para la planificación de transmisión.(el CCITT recomienda no sólo los límites superiores sino también los valores medios para los equivalentes de referencia nacionales). El valor medio del equivalente de referencia de emisión (SRE) ha de ser entre 10 y 13 dB y el de recepción (RRE) entre 2.5 y 4.5 dB. Por lo tanto el equivalente de referencia medio efectivo para conexiones internacionales será de 13-18 dB. Recomendación G.121 del CCITT (Referencia 21).

Para la planificación de transmisión en una red que se está desarrollando según el principio de superposición, se aplica lo siguiente. Con la introducción de sistemasMIC en las vías más largas entre las centrales locales, los equivalentes de referencia para las conexiones más largas serán reducidos. El desarrollo futuro con la introducción de

concentradores digitales junto con la conmutación y transmisión digi - tal, dará a más abonados un valor más bajo en SRE y RRE. Cuando se introduzcan aparatos telefónicos digitales, se pueden elegir los equivalentes de referencia para éstos de un valor apropiado, que ofrezca un valor mejor para la distribución de los equivalentes de referencia. Cuando se llegue a la meta de la digitalización total, es decir cuando toda la conmutación y la transmisión sea digital, todos los abonados tendrán valores idénticos de SRE y RRE. Por lo tanto la planificación de transmisión consistirá entre otras cosas, de planificar la distribución hacia un valor ideal, que incluya también la prevención de valores demasiado bajos de equivalentes de referencia.

La substitución de una central analógica por una digital, conservando los eslabones de transmisión analógicos, es equivalente a la introducción de un eslabón de transmisión extra. Si los eslabones analógicos son de dos hilos, la central digital formará un bucle pequeño de cuatro hilos, donde se ha de mantener la estabilidad. Un modo de hacer esto es insertar atenuadores extra, con lo que la distribución de los equivalentes de referencia cambia a valores más altos. Por otra parte, los eslabones de transmisión serán ampliados con eslabones digitales o reemplazados por éstos. Después el desarrollo será similar a lo esbozado para el principio de superposición.

C A P I T U L O III

INTRODUCCION DEL SISTEMA MIC, EN LA RED DE QUITO

C A P I T U L O III

INTRODUCCION DEL SISTEMA MIC, EN LA RED DE QUITO

3.1 Configuración de la Red de Quito:

3.1.1 Introducción:

Una de las causas de la muy rápida evolución de la transmisión por sistemas MIC, es la habilidad de estos sistemas para emplear los cables existentes de pares como medio de transmisión, por lo que el costo de canal-kilómetro no queda gravado por el costo de la planta de cable. Este hecho, junto con el costo relativamente bajo de los terminales MIC hace a estos sistemas económicos, con respecto a los sistemas analógicos existentes.

Además, las tendencias de costos para nueva planta de cable han sido desfavorables debido a los aumentos en costos de mano de obra y de material que hacen a los circuitos físicos menos atractivos y al MIC mas competitivo por distancias cada vez más cortas.

A las altas frecuencias, las características de atenuación y diafonía de los cables existentes sufren un empeoramiento que los hace inadecuados como medio de transmisión para sistemas digitales de orden superior, esto es; 8,34 y 140 Mbitios/seg., correspondiente a 120, 480 y 1920 canales. La transmisión a 8 Mbitios/seg. es sin embargo posible si puede organizarse la operación por dos pares, es decir, elementos apantallados en un cable, o dos pares de cables separados para los dos sentidos de transmisión. Los cables especiales que han sido instalados en algunos paises para sistemas multiplex por división de frecuencia, FDM, de 24 y 60 canales, pueden transmitir generalmente un sistema de 8 Mbitios/seg. aumentando con ello la capacidad a 120 canales.

Las bases económicas para sistemas digitales de orden superior por cable difieren por tanto de las que rigen para sistemas de 2 Mb/s. ya que tiene que añadirse el costo de un radio apropiado de transmisión.

3.1.2 Planificación de Redes MIC:

Cuando se prevee la introducción de la transmisión MIC en una parte de la red existente, se deberá saber cuales van a ser las centrales implicadas en este plan y el número de canales MIC que se van a establecer entre cada par de centrales. Partiendo de esta información, se deberá definir la configuración de la red: es decir, los diversos enlaces que se van a efectuar entre las centrales y determinar para cada enlace el equipo necesario y su emplazamiento exacto.

Cuando estén implicadas un número importante de centrales es evidente que se pueden examinar un número considerable de configuraciones de red. Cada una de éstas deberá ser estudiada con la atención necesaria para poder estimar su costo primario y poder juzgar las ventajas de confiabilidad y mantenimiento que puede ofrecer. Por ejemplo; cierta configuración de la red puede permitir un método de mantenimiento eficiente y sencillo y otro ofrecer una confiabilidad superior.

3.1.2.1 Red tipo Estrella:

En la figura 3.1 se muestra una red en estrella en la que no se ha previsto redundancia alguna. En este caso se han considerado la facilidad de mantenimiento. Una interrupción del cable B-G paralizaría la mayor parte de los enlaces.

El mantenimiento es muy sencillo en una red del tipo en estrella y los medios necesarios son igualmente simples, tales como los filtros de fallas que son utilizados conjuntamente con la facilidad de bucleado en las estaciones A,C,D,E,F y H para permitir la localización de fallas + por los operadores que se encuentren en las estaciones B y G.

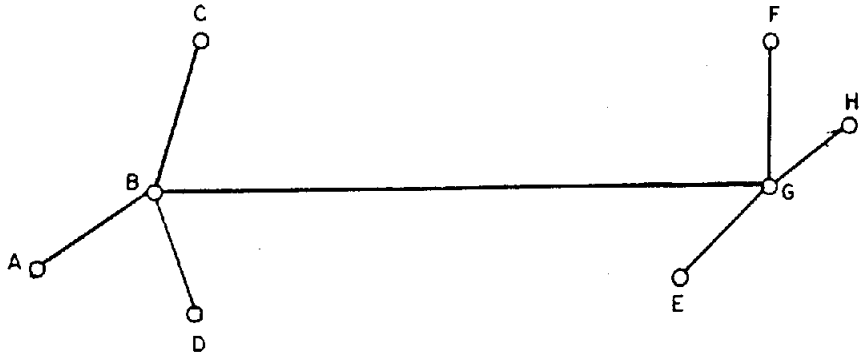


FIG. 3.1 RED TIPO ESTRELLA

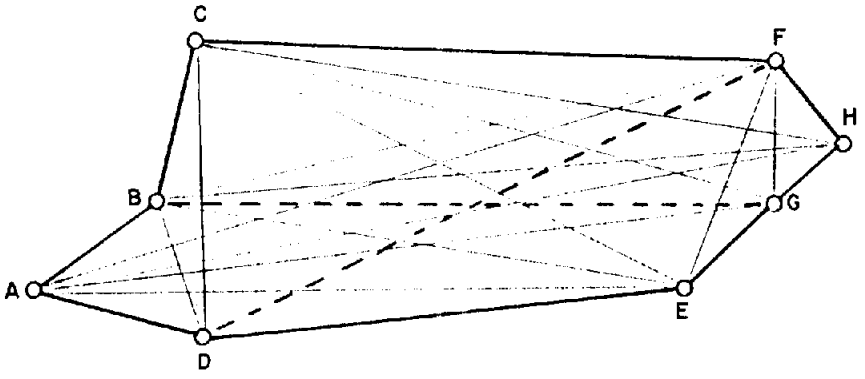


FIG. 3.2 RED TIPO MALLA

3.1.2.2 Red Tipo Malla:

En la figura 3.2 de la página anterior se muestra una red tipo malla en la que en caso de producirse interrupción de un enlace, el tráfico puede ser desviado por los enlaces restantes. La longitud de la ruta alternativa no constituye un inconveniente en lo que se refiere a la transmisión MIC. El costo de la instalación es, lógicamente, más elevado que en el caso de la red estrella, pero algunas Administraciones deciden en pagar un precio superior a condición de aumentar la seguridad de transmisión.

De conformidad con las técnicas de algoritmos para redes de telecomunicaciones (ej. algoritmo de Kruscal) es posible optimizar el número de enlaces en una red mallada, en base a los datos de tráfico. Es decir que no será necesario realizar todas las interconexiones inter - centrales sino las que resultan de la aplicación del algoritmo respectivo. (Referencia 13).

En las redes del tipo malla el mantenimiento generalmente será mas complejo, especialmente por el incremento de los requerimientos de tráfico se deberán añadir nuevos enlaces tales como B-G; F-D, etc, (figura 3.2). A mas o menos corto plazo irán apareciendo las serias limitaciones inherentes a los métodos simples de localización de fallas y la necesidad de introducir algunas formas de supervisión automáticas. Esta situación nos conduce a una característica que puede ser llamada de extensibilidad y alcanzar una importancia considerable tanto en el costo como en la confiabilidad y calidad de la operación. Como podemos ver claramente que la red del tipo en estrella es menos aplicable que la red del tipo malla.

3.1.2.3 Caso de la Red Telefónica de Quito:

Si bién es cierto que las redes del tipo malla es una solución óptima para satisfacer las demandas de información ; pero si considera -

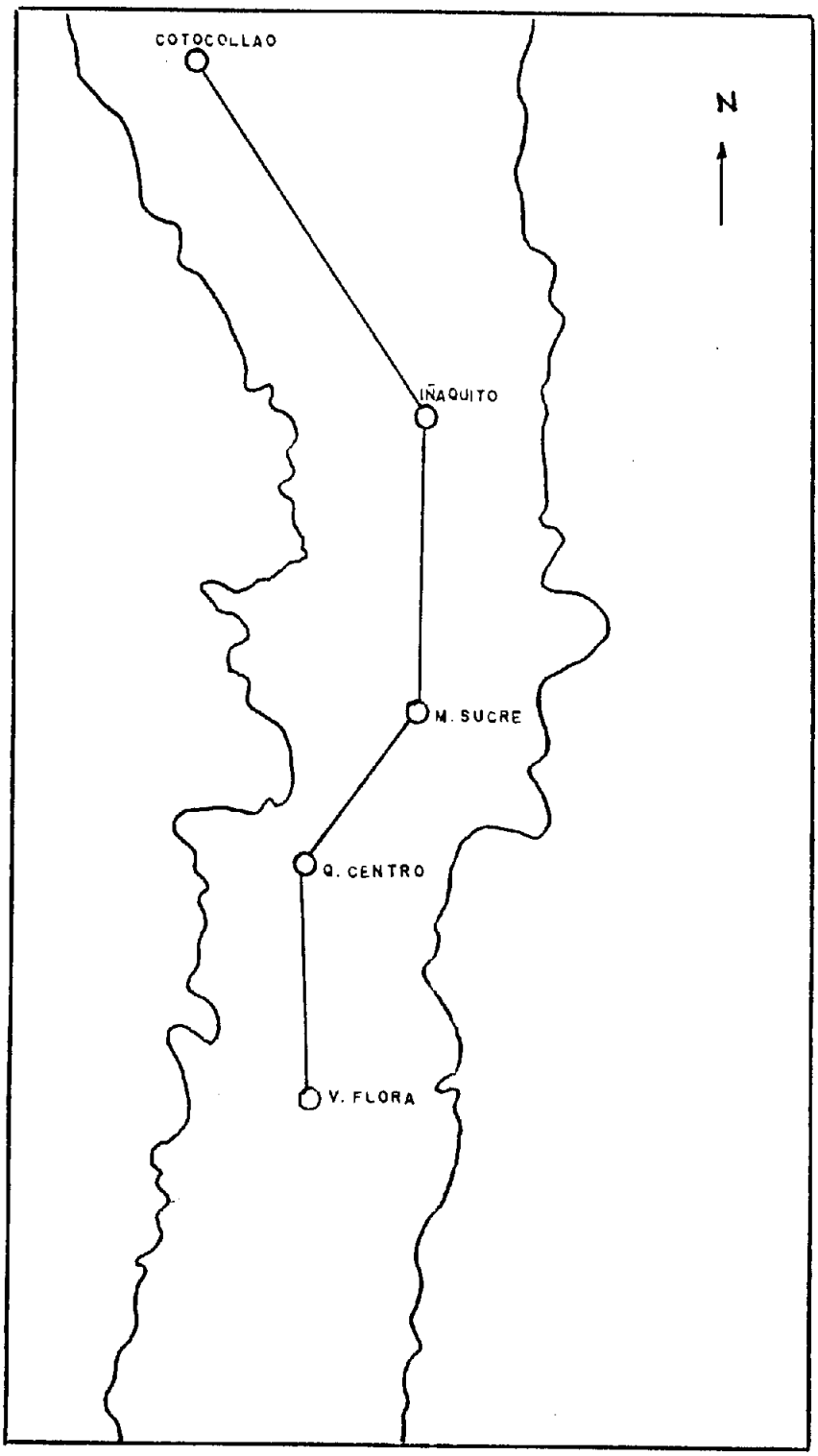
mos los enlaces troncales de la ciudad de Quito nos encontramos con el problema topográfico del terreno, es decir, la distribución de centrales lo tenemos aproximadamente lineal, lo que constituiría una red del tipo "estrella", como se puede ver en la figura 3.3 y figura3.3a.

En la figura 3.3, si se tratara de obtener una red del tipo "malla", los costos de instalación se elevarían considerablemente, lo que no justificaría tener una red de este tipo.

Por otro lado, si consideramos la red actual de troncales (figura 3.3b) y el número de circuitos de interconexión existentes entre ellos (según Cuadro N.- 2 proporcionado por el IETEL R-1); se puede observar que de acuerdo a la demanda existente no se puede abastecer con las necesidades actuales, por lo que sería necesario el tendido de nuevos cables entre las centrales existentes, lo que implicaría un aumento considerable en el costo de las redes troncales, añadiéndose a esto las molestias que se presentaría a la ciudadanía por la rotura de calles para la construcción de nuevas canalizaciones. Además ésto no sería una solución óptima por cuanto dentro de la ciudad se han creado nuevas zonas comerciales donde la densidad de demanda es mucho mayor y por consiguiente se ve la necesidad de crear nuevas centrales telefónicas para abastecer dicha demanda.

De lo expuesto anteriormente y para el cálculo del incremento de nuevas centrales telefónicas, es necesario tomar en cuenta parámetros como: densidad de abonados; tráfico tanto de abonados residenciales como comerciales; y, costos tales como terrenos, edificios, red (primaria, secundaria y de abonados), canalización y conmutación.

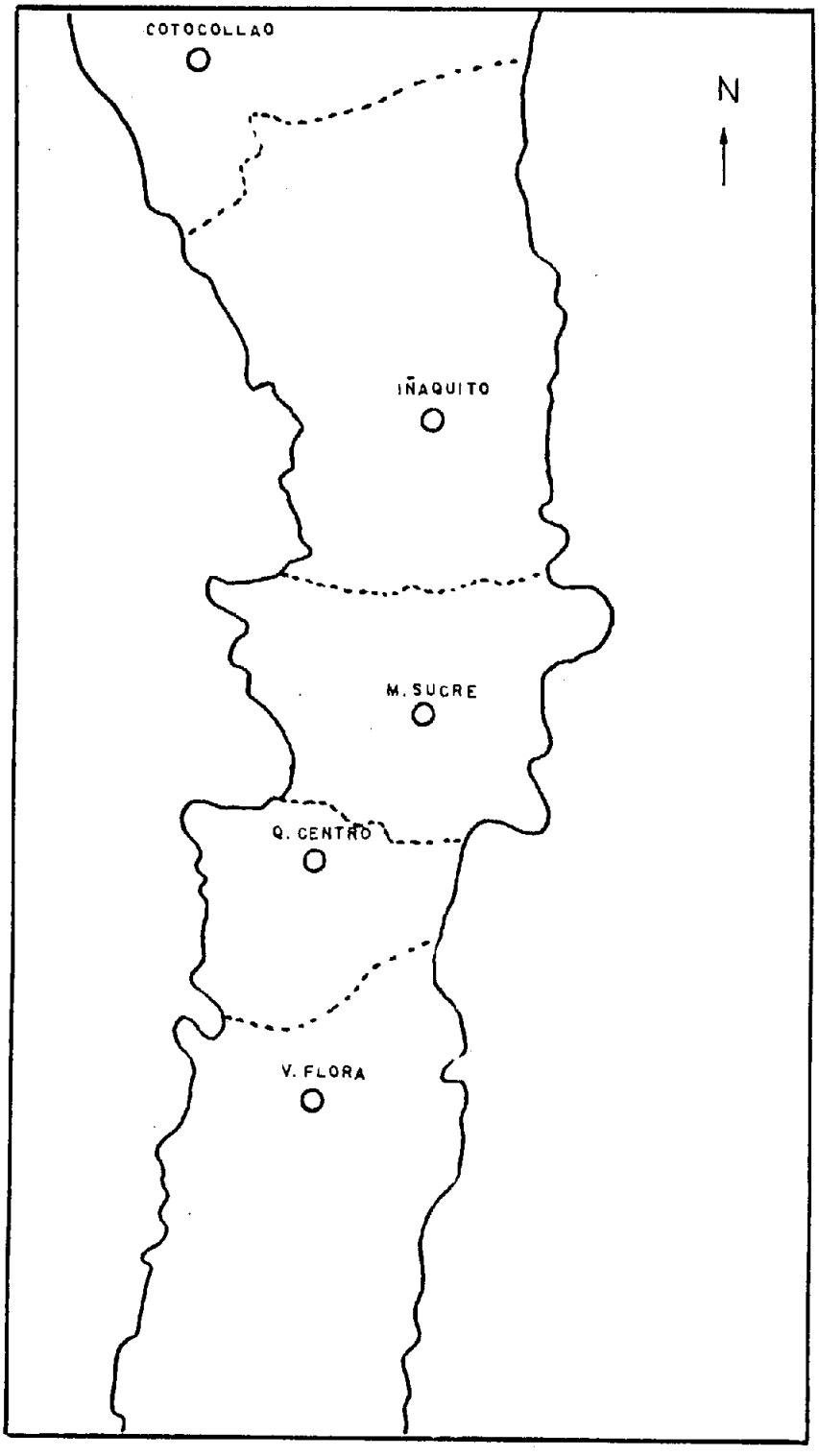
Tomando en cuenta estos parámetros se ha considerado el incremento de 10 centrales telefónicas distribuídas dentro del perímetro urbano, y de acuerdo a la topografía del terreno se ha elaborado sistemas



○ CENTRAL TELEFONICA

—— ENLACE TRONCAL

FIG. 3.3 RED TRONCAL EXISTENTE EN LA CIUDAD DE QUITO



O CENTRAL TELEFONICA

---- DIVISION APROXIMADA DE ZONA DE CENTRAL

FIG. 3.3a CENTRALES TELEFONICAS EXISTENTES EN LA CIUDAD DE QUITO

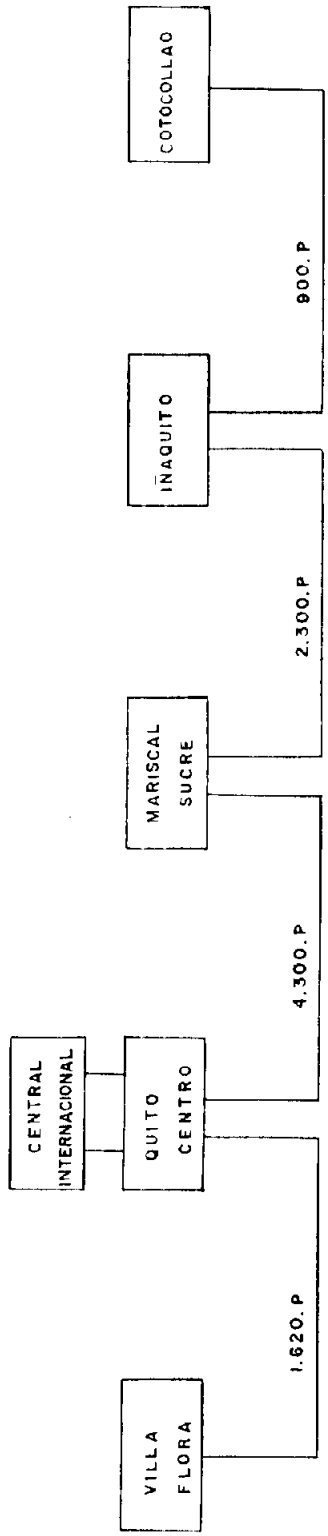


FIG. 3.3b.- CABLES TRONCALES.

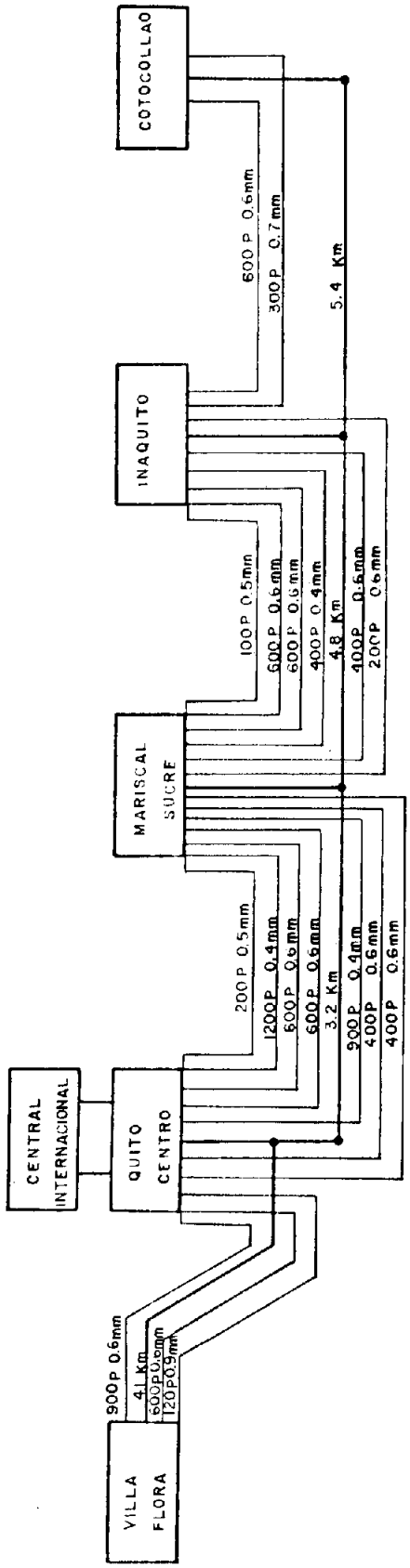


FIG. 3.3c CABLES TRONCALES.

RED LOCAL DE QUITO

MATRIZ DE CIRCUITOS ACTUALES

FECHA 14 de Octubre de 1981

HOJA 1 DE 1

DESDE \ HACIA	1 CC	2 ÑQ 1	3 ÑQ 2	4 NS 1	5 NS 2	6 NS 3	7 NS 4	8 OC 1	9 OC 2	10 OC 3	11 VF 1	12 VF 2	13 GVS-Q	14 LD-Q	15 LD-G	16 Q-TRAN	SUMAN
1 CONOCOCHAO	50	40	40	30	20	20	30	30	30	--	20	20	[illegible]			[illegible]	[illegible]
2 ÑAQUITO	50	120	80	90	80	80	20	60	50	--	[illegible]	20	[illegible]			[illegible]	[illegible]
3 ÑAQUITO 2	30	70	80	50	60	60	36	20	70		20	20	20			[illegible]	[illegible]
4 MARISCAL SUCRE 1	40	90	50	120	124	90	60	80	70	--	60	30	[illegible]				[illegible]
5 MARISCAL SUCRE 2	50	64	50	120	120	120	64	70	60	--	60	40	20		[illegible]	[illegible]	[illegible]
6 MARISCAL SUCRE 3	50	80	50	100	110	110	60	60	60	--	60	30	34		[illegible]		[illegible]
7 MARISCAL SUCRE 4	24	36	24	40	40	40	34	36	36	--	20	12	12			[illegible]	[illegible]
8 QUITO CENTRO 1	30	60	36	80	[illegible]	60	40	120	70	--	60	30	[illegible]			[illegible]	[illegible]
9 QUITO CENTRO 2	36	50	40	60	70	56	30	80	110	--	50	30	34			[illegible]	[illegible]
10 QUITO CENTRO 3	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--			--	---
11 VILLAFLORA 1	30	50	20	60	60	50	20	60	50	--	[illegible]	40	[illegible]			[illegible]	[illegible]
12 VILLAFLORA 2	20	30	30	30	30	30	20	30	30		[illegible]	[illegible]	[illegible]			[illegible]	[illegible]
13 GVS-Q	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--			--	---
14 LD-Q	20	20	20	30	34	32	12	30	20	--	20	[illegible]	--			--	[illegible]
15 LD-G	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--			--	---
16 Q-TRAN	20	40	26	50	50	50	12	40	26	--	32	16	[illegible]			--	[illegible]
SUMAN	492	750	564	860	[illegible]	788	454	706	[illegible]	--	[illegible]	[illegible]	[illegible]		[illegible]	[illegible]	[illegible]

[illegible]

de redes troncales del tipo mixto, es decir, redes del tipo "estrella" y redes del tipo "malla" para la transmisión MIC. (Véase las figuras 3.4: 3.4a y 3.4b)

Las redes del tipo "malla" se ha considerado en áreas donde la densidad de demanda se cree que será mayor para asegurar la calidad y confiabilidad en la transmisión.

Los dos tipos de redes propuestas (figura 3.4a y 3.4b) pueden ser aplicables para nuestros propósitos, pero para el seleccionamiento del sistema de redes troncales del tipo "malla", se debe tomar en cuenta factores como son: tráfico, costos de la red de enlace, costos de conmutación, etc.

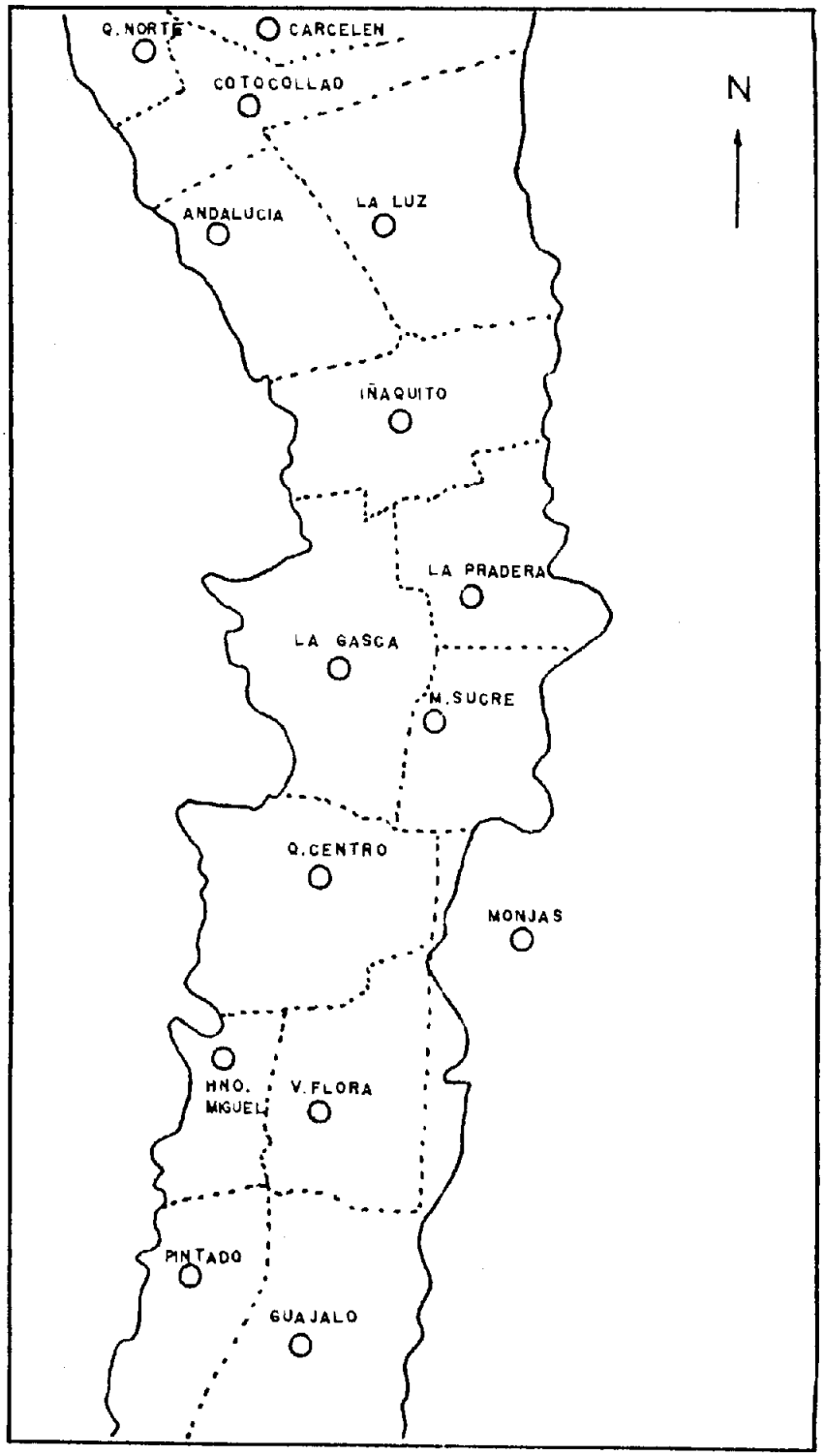
3.2 Estudio comparativo de los medios de transmisión en T. D.

En los sistemas de telecomunicaciones el medio de transmisión es el que transporta la energía de la señal de voz, debidamente procesada desde el emisor al receptor, siendo ésta la parte del sistema que cubre largas distancias.

A partir del múltiplex se debe escoger apropiadamente el medio de transmisión a utilizarse, sabiendo que básicamente no se alteran las condiciones del equipo multiplexor.

Dentro de las líneas físicas la energía es guiada, es decir, que el camino de la propagación es limitado por el conductor utilizado. En cambio, en el espacio libre, la propagación se la realiza mediante energía electromagnética que es radiada en varias direcciones.

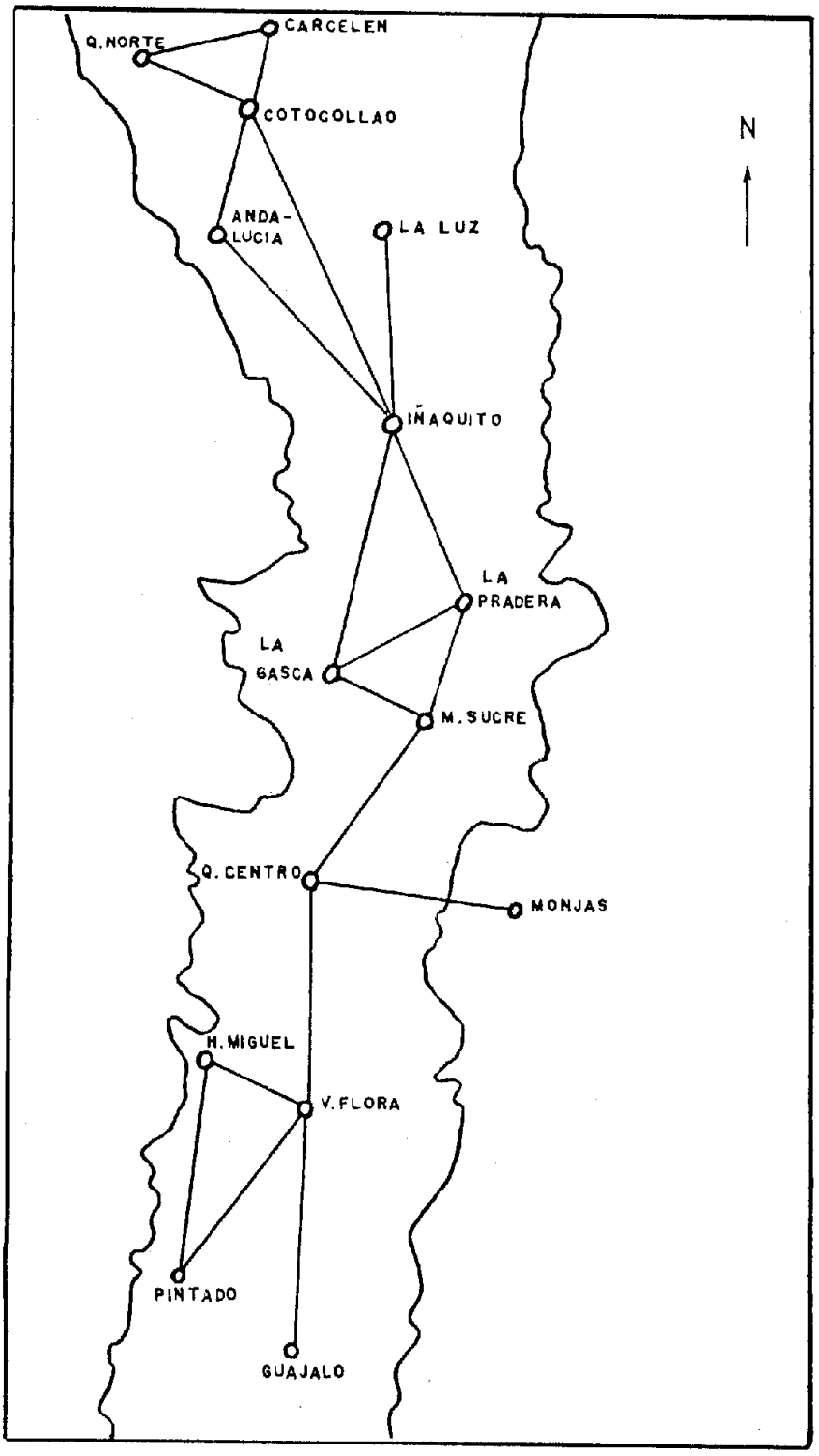
De los diferentes medios de transmisión que pueden ser empleados, a continuación anotaremos los más comunmente utilizados.



○ CENTRAL TELEFONICA

----- DIVISION APROXIMADA DE ZONA DE CENTRAL

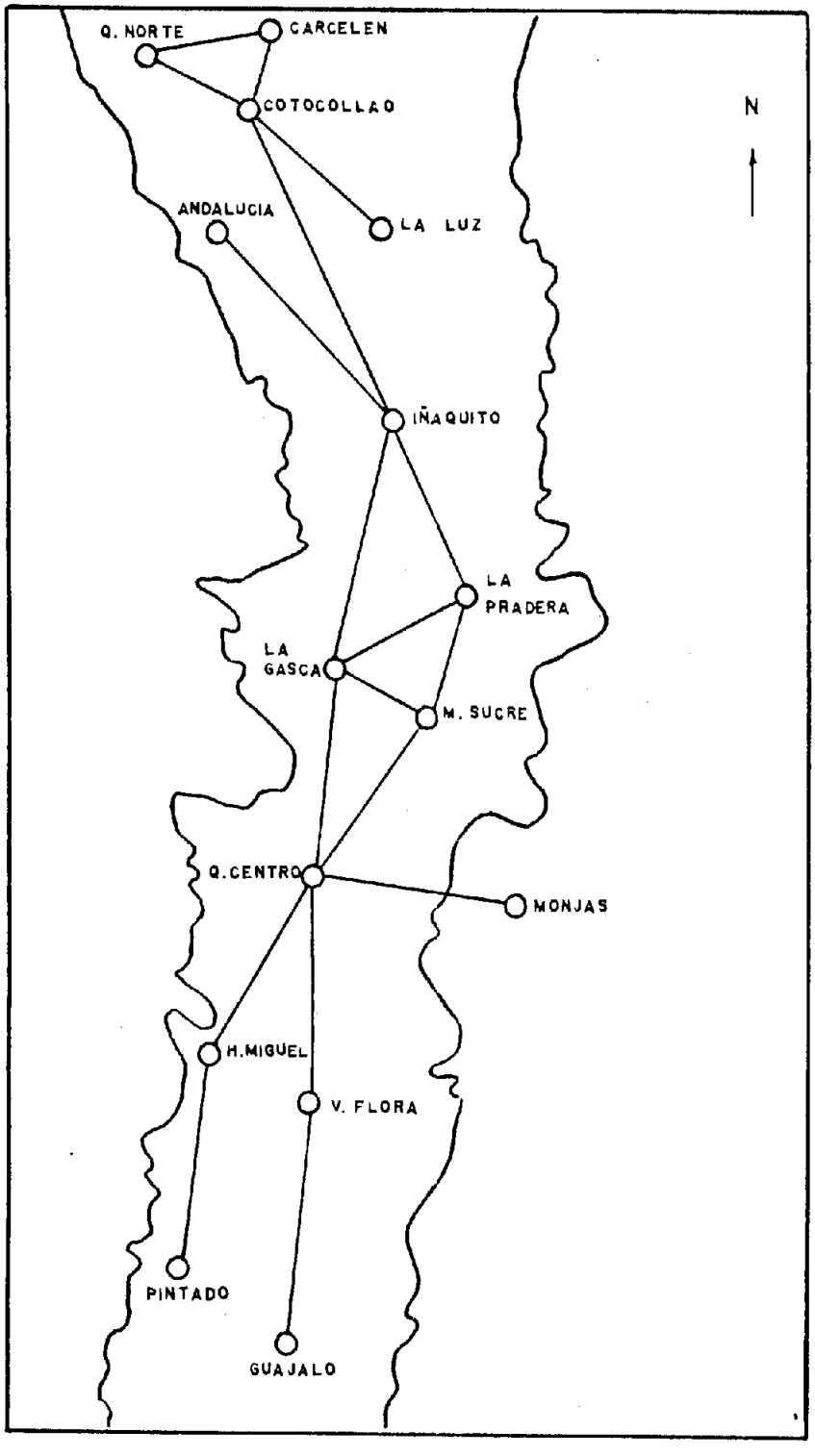
FIG. 3.4 CENTRALES TELEFONICAS PROPUESTA PARA LA CIUDAD DE QUITO (PLAN QUINQUENAL 1980—84)



○ CENTRAL TELEFONICA

—— ENLACE TRONCAL

FIG. 3.4a REDES TRONCALES PROPUESTAS PARA LÁ CIUDAD DE QUITO



○ CENTRAL TELEFONICA

—— ENLACE TRONCAL

FIG. 3.4b REDES TRONCALES PROPUESTAS PARA LA CIUDAD DE QUITO (ALTERNATIVA)

3.2.1 Tipos de Cables utilizados en Comunicaciones:

3.2.1.1 Líneas Abiertas:

Son líneas bifilares en las que el material aislante es el aire, y los conductores utilizados son generalmente de cobre. Estas líneas deben estar sustentadas entre postes.

Este medio es utilizado en regiones muy montañosas y accidentadas, donde no se justifica el uso de radio. Además, son utilizados en sistemas de baja capacidad, normalmente de 3 a 12 canales.

3.2.1.2 Pares de Hilos:

Los pares de hilos tienen su mayor aplicación en la transmisión de señales de voz.

Su utilización principal es la formación de los cables de pares que contienen un sinnúmero de pares de hilos; por lo cual se analizará en conjunto en los cables de pares simétricos.

3.2.1.3 Cables de Pares Simétricos:

Los cables de pares simétricos ya instalados para enlaces de audiofrecuencia pueden usarse también en general para sistemas MIC.

Están compuestos por pares de hilos, los que son constituídos mecánicamente por 2 conductores idénticos y paralelos, generalmente de cobre o aluminio, que pueden ser aislados por papel, plástico, o resinas.

La mayor aplicación de los pares de hilos es en la transmisión de voz entre abonados y centrales locales, entre centrales locales o entre una central local con una central Tándem. Definiéndose por central Tándem a la central utilizada primordialmente como centro de conmutación para el tráfico entre otras señales.

Otra de las aplicaciones es la transmisión MIC sobre cable de pares que se comunica por el equipo Múltiplex de las centrales locales o Tándem y por los repetidores (regeneradores para MIC) de líneas y de un Múltiplex de abonados. Los cables de pares simétricos pueden ser:

3.2.1.3.a) Cables Aéreos; sustentados entre postes por un hilo de acero llamado "mensajero", evitando la variación de sus características. El aislamiento eléctrico de la envoltura de estos cables es importante para evitar influencias externas como ruidos o descargas atmosféricas.

3.2.1.3.b) Los cables pasados por ductos ; los intervalos directamente son más protegidos por estar en el subsuelo. En éstos es más importante la inyección de aire (presurización) por la presencia del agua.

3.2.1.3.c) Los cables enterrados se protegen más contra el agua, ácidos y organismos nocivos al cable.

De estos tipos de cable, el cable aéreo presenta mayores facilidades de mantenimiento, pero por estar más expuesto a fenómenos atmosféricos sus características de transmisión no son muy buenas, en cambio el cable pasado por ductos es más estable en sus características de transmisión pero es problemático su mantenimiento.

3.2.1.4 Cables Coaxiales:

Las líneas coaxiales, que consisten en un conductor central de cobre y un revestimiento exterior de cobre separado por aisladores, pueden transportar frecuencias mucho más altas que los pares de hilos torcidos.

Además de poder transportar una cantidad mucho más elevada de vías de transmisión de voz en un solo cable, los cables coaxiales redu -

cen al mínimo muchas formas de distorsión y la diafonía es insignificante. Comparados con pares retorcidos, los cables coaxiales ofrecen ventajas en todos los campos salvo en el costo.

3.2.2 Medios Radioeléctricos:

Los enlaces radioeléctricos por microondas compiten con los cables coaxiales para la transmisión de tráfico telefónico de alto volúmen y a larga distancia. Como las frecuencias de microondas ultraaltas se transmiten en línea recta, hay que instalar antenas para microondas -- (llamadas "platos") en edificios altos y en las cimas de las montañas a la vista el uno del otro. Una cadena de torres de antenas de microondas a intervalos de entre 35 y 50 Km, transmite los haces de microondas de televisión y teléfono de un lado a otro del país. Un solo haz portador de una vía de televisión, puede ser utilizado para transportar unas mil doscientas vías telefónicas durante otros momentos del día.

Los enlaces de microondas requieren menos amplificadores que los cables coaxiales para las mismas distancias. Los guíaondas se utilizan para transportar microondas sin interferencias climáticas ni la de otros obstáculos. Los guíaondas rectangulares, hechos de tubos de cobre o latón de unos 25 cms de sección transversal, están en uso desde hace un tiemno como alimentadores de antenas de microondas y para otros usos de corto alcance. Los guíaondas circulares o helicoidales revisten más interés; se trata de tubos de 5 cm que pueden transportar señales en la gama de frecuencias superaltas de hasta 100 GHz y más! (Referencia 14).

3.2.3 Fibras Opticas:

Las fibras óoticas, que operan en la amplitud de onda luminosa visible o casi visible del espectro electromagnético, tienen un potencial de ancho de banda casi ilimitado. Esto hace que sean uno de los me-

dios más promisorios para el desarrollo de comunicaciones de banda ancha para sistemas de largo alcance y capacidad muy alta o para distribución local de señales de banda ancha.

Las fibras ópticas son filamentos finos de vidrio de alta transparencia, que sirven como guías para la transmisión de haces de luz monocromática (de frecuencia única).

Gracias a los recientes adelantos tecnológicos, las fibras ópticas tienen pérdidas de transmisión tan bajas o más bajas que las de los cables convencionales. Es posible reunir en un cable de alrededor de 1 cm de diámetro más de 100 fibras. Estos cables son tan flexibles como los cables telefónicos de cobre, y se los puede enrollar en tambores y luego desenrollar.

Además de su ancho de banda más alto, las fibras ópticas son inmunes a muchos de los problemas que afectan a otras vías de transmisión de comunicaciones, como por ejemplo la fuga de señales, la diafonía, la interferencia eléctrica y otros ruidos. Esto las hace muy adecuadas para la transmisión sin ruido ni errores de datos de conmutación.

3.2.4 Resumen de Conveniencia Operativa:

De lo expuesto anteriormente acerca de los medios de transmisión se puede decir que los sistemas MIC pueden utilizar los cables de pares existentes para la transmisión de frecuencias de voz. El problema que existe es, la inserción de regeneradores por la longitud del cable ya instalado, la atenuación del cable, la diafonía, la paradiafonía, el número de sistemas MIC que se implantaría en el mismo cable; y además no se puede utilizar todos los pares para este propósito. En la actualidad se utiliza un nuevo tipo de cable para transmitir señales de 6 u 8 Mbitios/segundo, el mismo que es blindado y se utiliza para la transmisión en una sola dirección.

Por otro lado, los cables coaxiales pueden transmitir señales a partir de los 60 KHz aproximadamente, debido a que con frecuencias inferiores se dan dificultades con la ecualización y el aislamiento. El límite superior posible de transmisión se encuentra en función del tipo y separación entre repetidores, las dimensiones del cable que se utiliza y la constante dieléctrica del material aislante. El cable coaxial presenta la ventaja que la acumulación de ruido es reducida en comparación con la transmisión vía radio.

Finalmente la fibra óptica en la red de telecomunicaciones se puede instalar en las líneas de enlace de gran capacidad. Ello coincide + con la modernización que está teniendo lugar actualmente en las redes de telecomunicaciones con motivo de la digitalización e integración de los servicios.

Por cuanto la fibra óptica está en etapa de experimentación, no es posible citar datos técnicos normalizados que rijan para la transmisión ya que cada fabricante en la actualidad tienen sus especificaciones propias.

3.2.5 Resumen de Comparación de Costos:

Para la desición a utilizarse las diferentes capacidades de sistema, a continuación daremos puntos de vista relativos a la forma en que ello afecta el rendimiento económico.

3.2.5.1 Comparación de costos para diferentes Niveles de Transmisión:

Esta comparación se basa en los costos de inversión inclusive el equipo e instalación. No se toman en cuenta las diferencias en costo de mantenimiento ni en duración. El costo de inversión varía según sean las condiciones locales. A continuación se hace comparaciones entre sistemas que utilicen como medios de transmisión (véase la tabla 3.1)

a) cable multipar existente

b) nuevo cable especial.

TABLA 3.1

Capacidad N.- de Canales	Velocidad de Transmision/ Mb/s	Medio	Distancia entre repetidores Km.
30	2	Cable multipar a)	2
120	8	Cable multipar a)	2
120	8	Cable multipar b)	4
120	8	Radioenlace	25
480	34	Cable multipar b)	2
480	34	Radioenlace	25
1.920	140	Cable coaxial	2

A continuación en la tabla 3.2 se da el costo relativo por Km. de los elementos constituyentes en sistemas por cable. (8Mb/s por cable multipar existente y por cable multipar nuevo) (Referencia 15).

TABLA 3.2

	2 Mb/s		8 Mb/s		8 Mb/s		34 Mb/s		140 Mb/s	
	1:a inst.	Ampl.	1:a inst.	Ampl.	1:a inst.	Ampl.	1:a inst.	Ampl.	1:a inst.	Ampl.
Recinientes	5-10		5-10		2.5-5		5-10		5-10	
Repetidores	0.75-1	0.75-1	1.5-2	1.5-2	0.75-1	0.75-1	3-4	3-4	6-10	6-10
Costo marg. de cable.					0.8-1.4	0.8-1.4	0.8-1.4	0.8-1.4	6-10	6-10
Tendido + costo básico de cable					20-80		20-80		20-80	

En la tabla 3.3 se han calculado los siguientes costos relativos por Km. para el radioenlace. (Referencia 16).

TABLA 3.3

	8 Mb/s		34 Mb/s	
	1:a inst.	Aplicación	1:a inst.	Aplicación
Mástil	2.5-3.5		2.5-3.5	
Línea de fuerza	1.5-2		1.5-2	
Bater.+Rectif.	0.75-1		0.75-1	
Carret. acceso	0.75-2		0.75-2	
Edificio	1-2		1-2	
Repetidores	5-5-5	5-5.5	5.5-6	5.5-6

La tabla 3.2 muestra grandes variaciones en tendido y costo básico de cable. Esto es debido a los métodos diferentes de tendido y diferentes tipos de cable.

La tabla 3.3 muestra el costo de una estación repetidora en el supuesto de 25 Km. por término medio entre estaciones.

El equipo de radio se incorpora en la antena lo que es régla general a altas frecuencias a las que las dimensiones del equipo pueden ser reducidas. El repetidor es de banda base, es decir consiste en dos repetidores terminales interconectados. En aplicaciones con un solo salto no hay repetidor intermedio sino solo dos terminales. El costo de la tabla 3.3 es también en este caso aproximado ya que el equipo de radio consiste en dos repetidores terminales y se supone que los otros costos recaen solamente en una estación terminal. En saltos más cortos de 25 Km, los costos por kilómetro aumentan proporcionalmente.

3.2.5.2 Sistemas de 2 , 8 Mb/s:

En la figura 3.5 se muestra una comparación entre sistemas de 2 Mb/s por cable existente y por cable enterrado. Se observa claramente una reducción de la distancia de equilibración de costos de la longitud con respecto al tiempo.

La figura 3.6 representa el costo de sistemas de línea de 2 y 8 Mb/s en función de la capacidad expresada en número de grupos de 30 canales. Los sistemas de 8 Mb/s se calculan para cable existente y para cable multipar nuevo. Si el costo de tendido es mayor, la curva de costos se desplazará paralelamente hacia arriba en proporción correspondiente.

En la figura 3.5 se aprecia que 2 Mb/s por cable multipar existente es económico en capacidades hasta recipientes completos (24x30=720 canales) en comparación con 8 Mb/s por cable nuevo. Se aprecia también que cuando los sistemas de 8 Mb/s pueden usarse en cables existentes , los costos por Km de tales sistemas son muy reducidos. El mayor costo de repetidores para 8 Mb/s en comparación con 2 Mb/s queda compensado por el hecho de que se necesitan menos repetidores para una capacidad mayor de unos 60 canales.

3.2.5.3 Sistemas de 8 y 34 Mb/s:

La figura 3.7 representa las curvas de costos para sistemas de 8 y 34 Mb/s para cable multipar nuevo. Si el costo de tendido es mayor, todas las curvas se desplazarán hacia arriba correspondientemente. La curva de sistemas de 34 Mb/s es escalonada debido a que el aumento de costo para cada repetidor se ha dibujado exactamente y no se ha linealizado tal como para los sistemas de 8 Mb/s.

Se aprecia que la diferencia entre las curvas para sistemas de 8 y 34 Mb/s es moderada y que la pendiente es algo menor para los siste

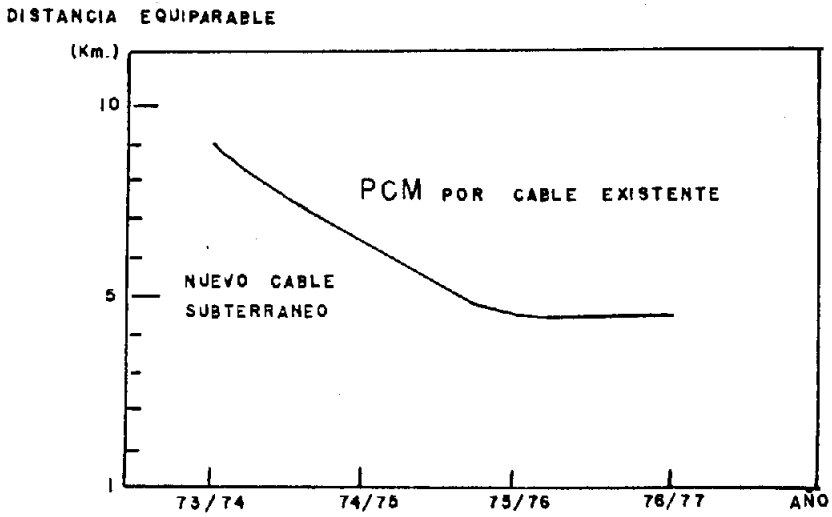


Fig. 3.5 Variación de la distancia equiparable en función del tiempo.

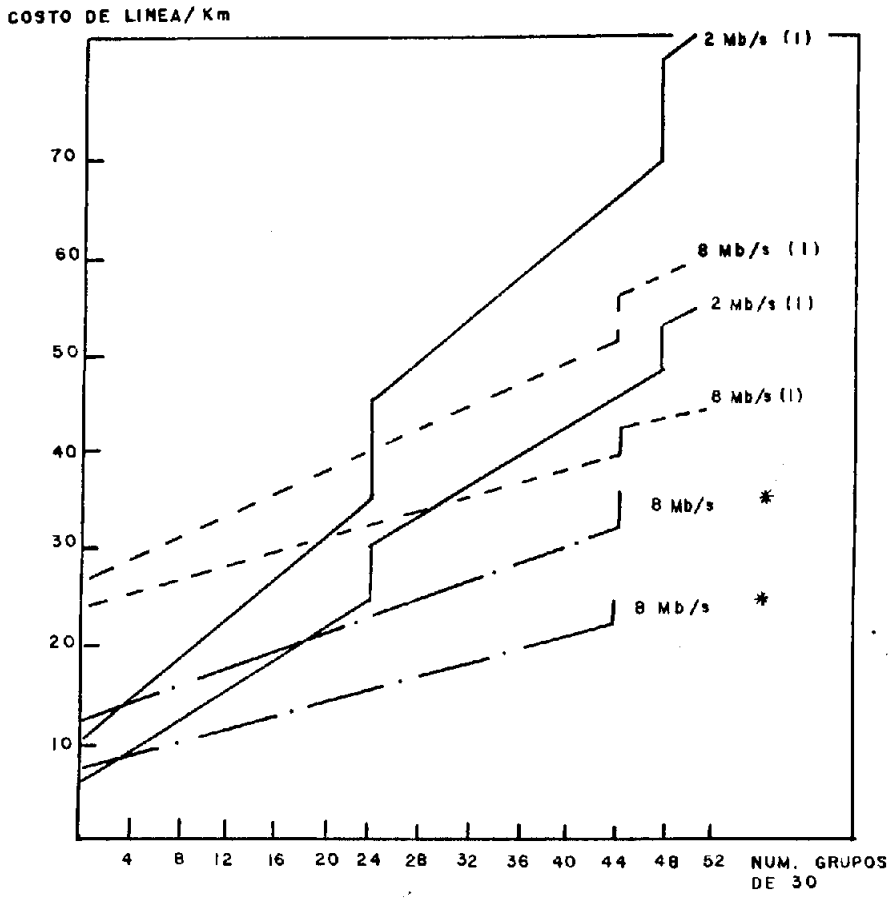


Fig. 3.6 Costo de Sistema de Línea por Km. en función de la capacidad, para sistema de 2 Mb/s por cable existente y sistema de 8 Mb/s por cable de pares nuevo y existente respectivamente.

(I) CABLE NUEVO

* CABLE EXISTENTE

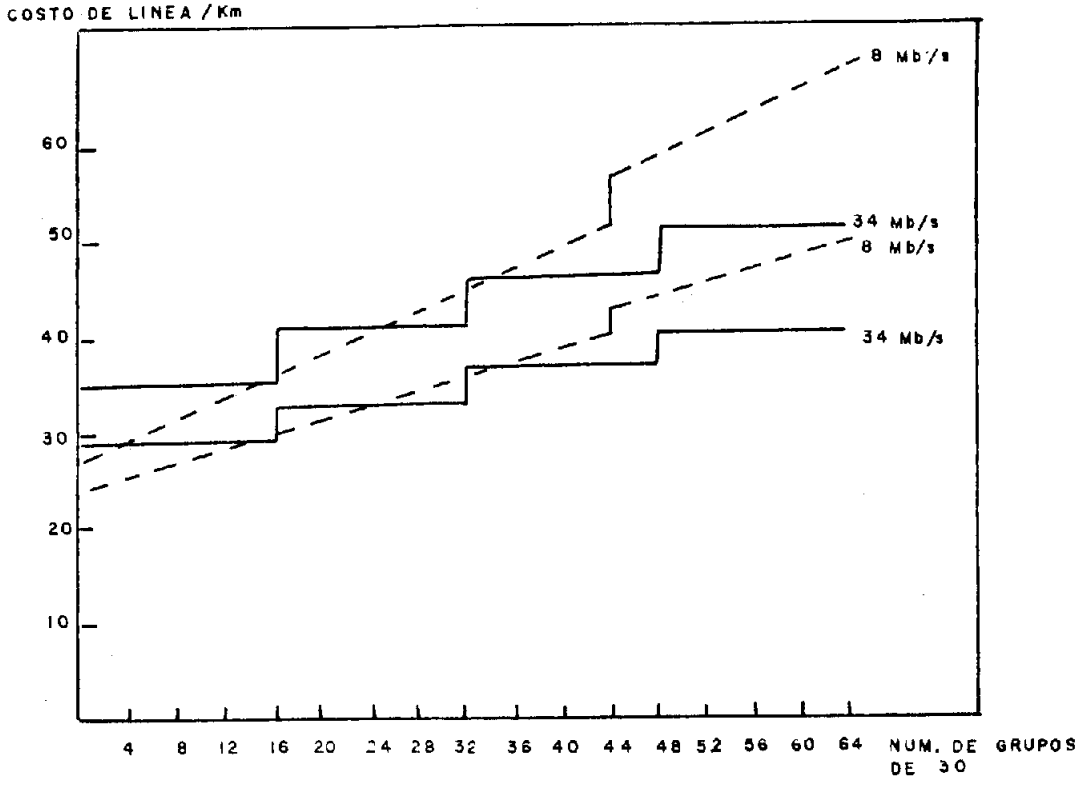


Fig. 3.7 Costo de sistema de línea por Km en función de la capacidad para sistemas de 8 y 34 Mb/s por cable de pares nuevo según dos supuestos diferentes de costos.

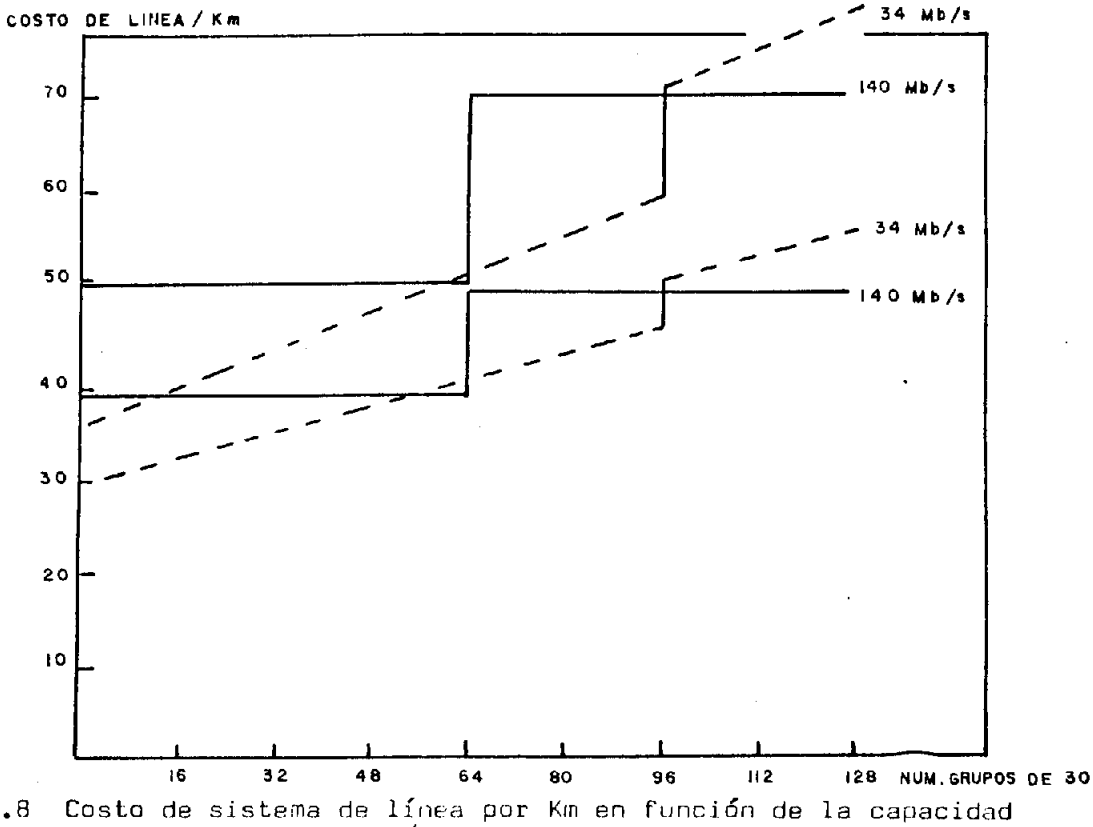


Fig. 3.8 Costo de sistema de línea por Km en función de la capacidad para sistema de 34 Mb/s por cable de pares y sistema de 140 Mb/s por cable coaxial de pequeño diámetro según dos supuestos diferentes de costos.

mas de 34 Mb/s que para los de 8 Mb/s, lo que favorece el sistema con mayor velocidad de transmisión a capacidades mayores de veinte y treinta grupos de 30 canales. Sin embargo, como se ha mencionado anteriormente, 2 Mb/s (u 8 Mb/s) en cable existente multipar es económico a las capacidades menores, lo que significa que la zona económica de aplicación para sistemas de 8 Mb/s por cable nuevo es muy restringida.

3.2.5.4 Sistemas de 34 y 140 Mb/s:

La figura 3.8 de la página anterior muestra las curvas para sistemas de 34 y 140 Mb/s. El sistema de 140 Mb/s tiene una capacidad de 64 grupos de 30 canales (1920 canales). Completamente equipado es competitivo con sistemas de 34 Mb/s. A capacidades mayores de unos 96 grupos de 30 (2880 canales), los sistemas de 140 Mb/s son más baratos independientemente del factor de ocupación de cables y recipientes.

3.2.5.5 Sistemas de 8 y 34 Mb/s por Radioenlaces:

La figura 3.9 muestra las curvas para sistemas por radioenlace. Se aprecia que los sistemas de 34 Mb/s resultan rápidamente más baratos que los de 8 Mb/s en función de la capacidad. Esto se debe a que el costo fijo es de la misma magnitud y el costo del equipo de radio en cuestión aumenta muy poco con la capacidad. A diferencia de los sistemas por cable, la distancia entre repetidores es también independiente de la velocidad de transmisión, lo que recae en favor del sistema mayor.

Una comparación entre las figuras 3.7 y 3.9 demuestra que la curva de costo para 34 Mb/s por radioenlace queda por debajo de la de 34 Mb/s por cable nuevo cuando las capacidades son inferiores a 60 - 70 grupos de 30 canales.

3.2.5.6 Sistemas por Fibras Opticas:

La introducción de sistemas por fibra óptica puede ser aconsejable por razones tanto técnicas como económicas.

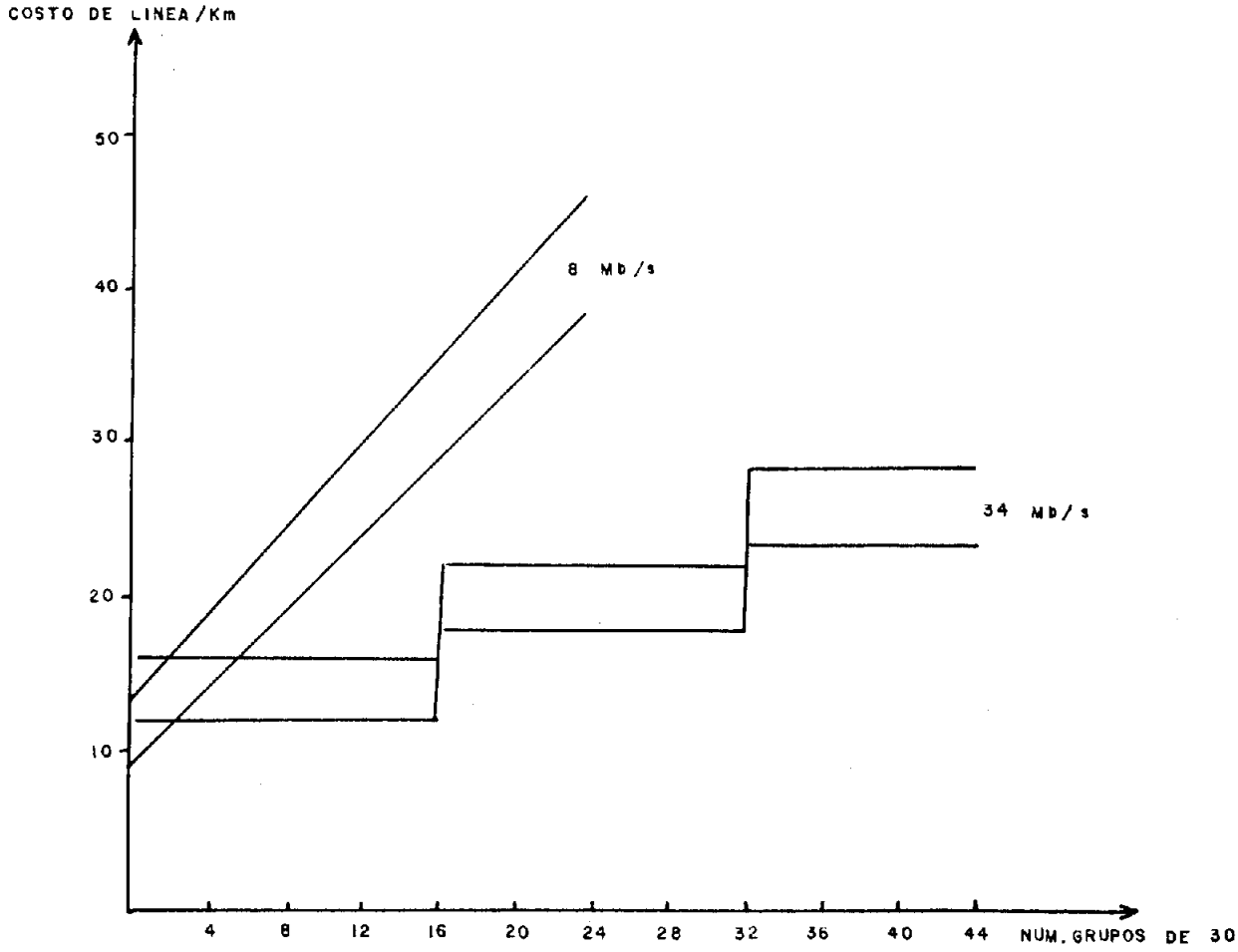


Fig. 3.9 Costo de Radioenlace por Km en función de la capacidad para sistemas de 8 Mb/s y 34 Mb/s con separación de 25 Km entre repetidores y sin canal de reserva.

La propiedad técnica de los sistemas por fibra óptica que es de gran interés, es su insensibilidad ante interferencias electromagnéticas y descargas atmosféricas. Se prevee que esta propiedad se considerará como muy importante por parte de empresas de fuerza eléctrica, empresas ferroviarias y en relación con entradas de línea para radioenlaces.

Pero si los sistemas por fibras ópticas han de ser introducidos en gran escala en redes telefónicas públicas, tendrán que ser económicamente competitivos en comparación con los sistemas convencionales también en condiciones normales.

Los sistemas por fibras ópticas se emplearán con toda probabilidad principalmente en redes urbanas. Las pequeñas dimensiones del cable de fibras permite un mayor aprovechamiento de las canalizaciones en redes urbanas. En las partes centrales de ciudades esto puede revestir gran importancia ya que la construcción de canalizaciones es muy cara. Además, la distancia entre centrales en redes urbanas es tan corta (8 a 10 Km) que los sistemas por fibras ópticas no requieren repetidores intermedios.

En los sistemas de fibras ópticas de 2 Mb/s; los repetidores de terminación de línea usan díodos emisores de luz y díodos de foto PIN. Una pérdida de transmisión aceptable hasta 30 dB y fibra índice de paso con atenuación de 5 dB/Km resultan en una distancia entre repetidores de 4 Km.

En los sistemas de fibras ópticas de 34 Mb/s; los repetidores de terminación de línea usan laser y díodos de foto de avalancha. Una pérdida de transmisión hasta 50 dB y fibra de índice graduada con atenuación de 3.5 dB/Km más dispersión de 2 ns/Km resulta en una distancia entre repetidores de 10 Km. (Referencia 17)

En las figuras 3.10, 3.11, y 3.12 se presenta una comparación económica entre sistemas convencionales y por fibras ópticas con velocidades de transmisión de 2 Mb/s, 8 Mb/s y 34 Mb/s. Debe observarse que el resultado está basado en la técnica de fibras ópticas que se prevee que será accesible dentro de unos pocos años.

De las figuras antes mencionadas se deduce lo siguiente:

- 2 Mb/s por cable existente multipar es muy competitivo, debido al costo de cable de fibras y de su tendido, la mayor distancia entre repetidores en el sistema óptico no resulta en un menor costo total.

- El costo de 8 Mb/s por cable especial nuevo multipar y por cable de fibras es aproximadamente el mismo. La ganancia en distancia entre repetidores queda contrarrestada por el mayor precio del cable de fibras.

- El costo total de 34 Mb/s por cable de fibras es menor que por cable especial multipar; la ganancia en distancia entre repetidores es en este caso suficiente para contrarrestar el mayor precio de cable.

Se ha supuesto que el costo para tendido y empalme de cable de fibras y de cable especial multipar es el mismo. Si estos costos difieren ello afectará desde luego las conclusiones.

En la red de larga distancia se requieren mayores velocidades de transmisión. Para sistemas de 140 Mb/s, el cable de fibras debe competir con el cable coaxial de pequeño diámetro o microcoaxial. La ganancia potencial con sistemas de fibras ópticas es en este caso considerable ya que se prevee que el cable de fibras costará menos que el cable microcoaxial. Pero se debe observar que la transmisión de 140 Mb/s impone sobre las fibras, especialmente en cuanto se refiere a dispersión, mayores requerimientos que los impuestos por las velocidades menores de transmisión.

2 Mb/s - FIBRAS OPTICAS CONTRA CABLE DE PARES

——— Fibras ópticas: diodos LED/fotodetectores APD

Atenuación de fibra óptica 5 dB/Km.
Distancia entre repetidores 9.4 Km.

- - - - Cable de pares:

Distancia entre repetidores 2 Km.

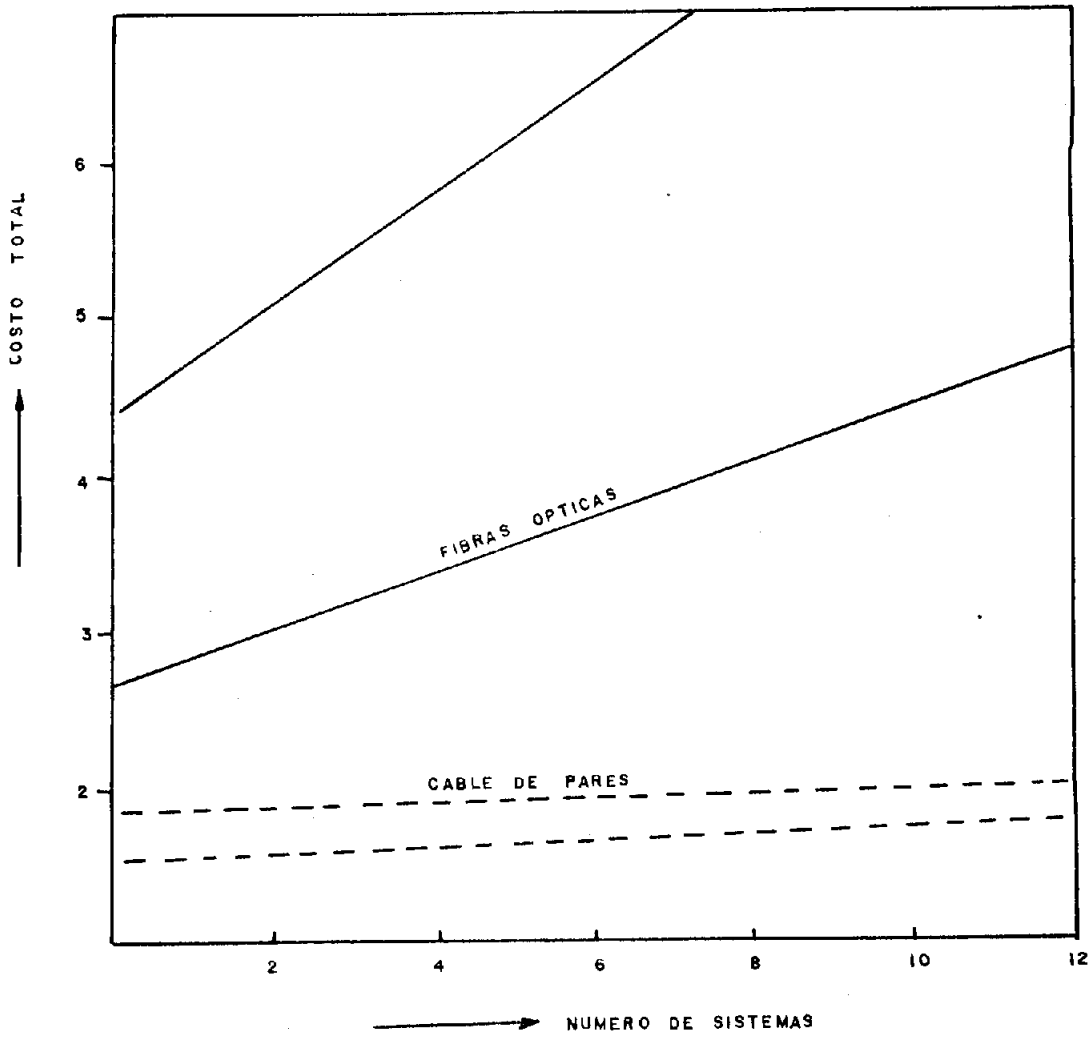


FIG. 3.10

8 Mb/s - FIBRAS OPTICAS CONTRA CABLE ESPECIAL DE PARES

——— Fibras ópticas: diodos LED/fotodetectores APD

Atenuación en fibra óptica 5 dB/Km.
Distancia entre repetidores 8 Km.

- - - - Cable de pares:

Distancia entre repetidores 4 Km.

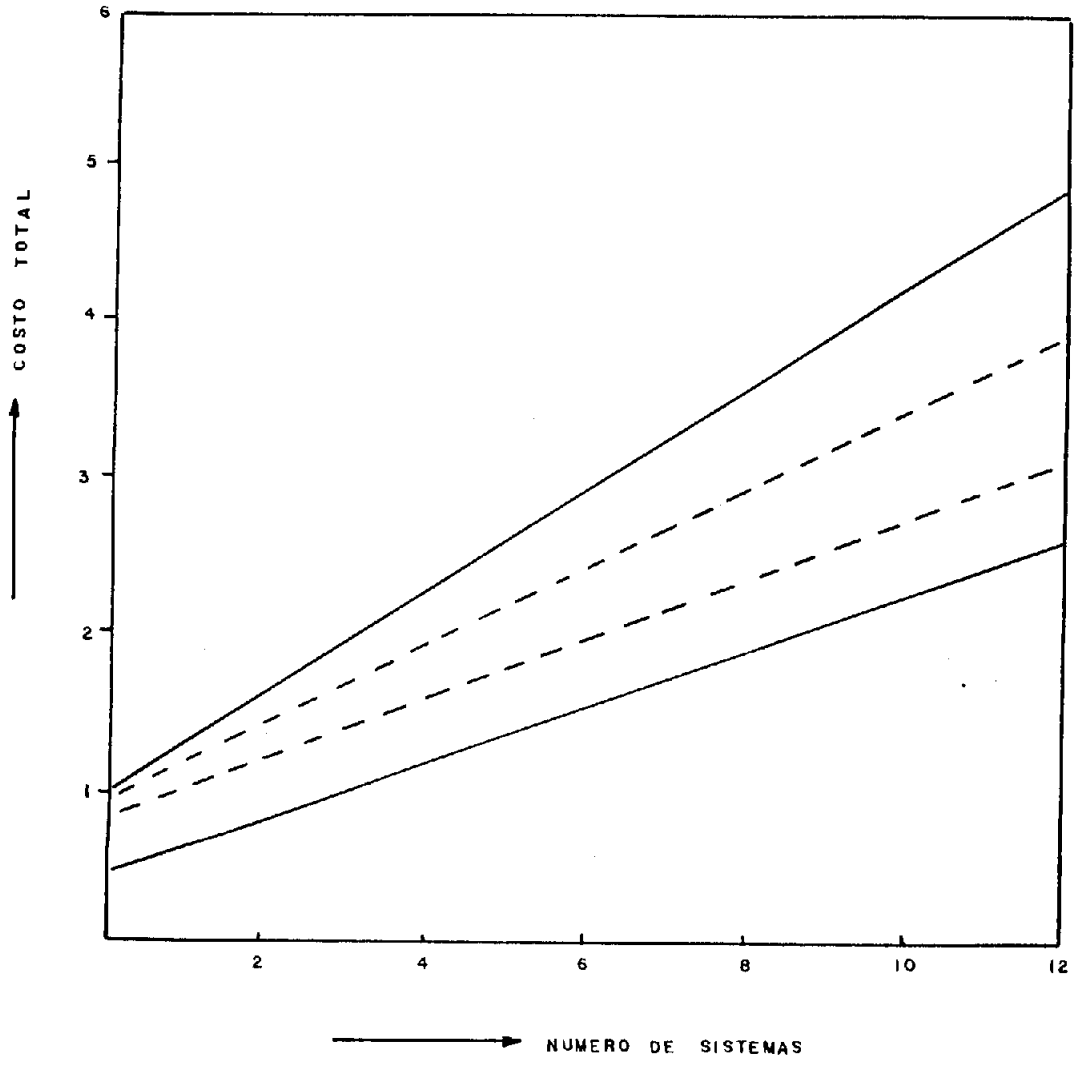


FIG. 3.11

34 Mb/s - FIBRAS OPTICAS CONTRA CABLE ESPECIAL DE PARES

——— Fibras ópticas: Laser/fotodetectores APD

Atenuación en fibra óptica	5 dB/Km.
Dispersión de pulsos	3 ns/Km.
Distancia entre repetidores	8.2 Km.

----- Cable de pares:

Separación entre repetidores 2 Km.

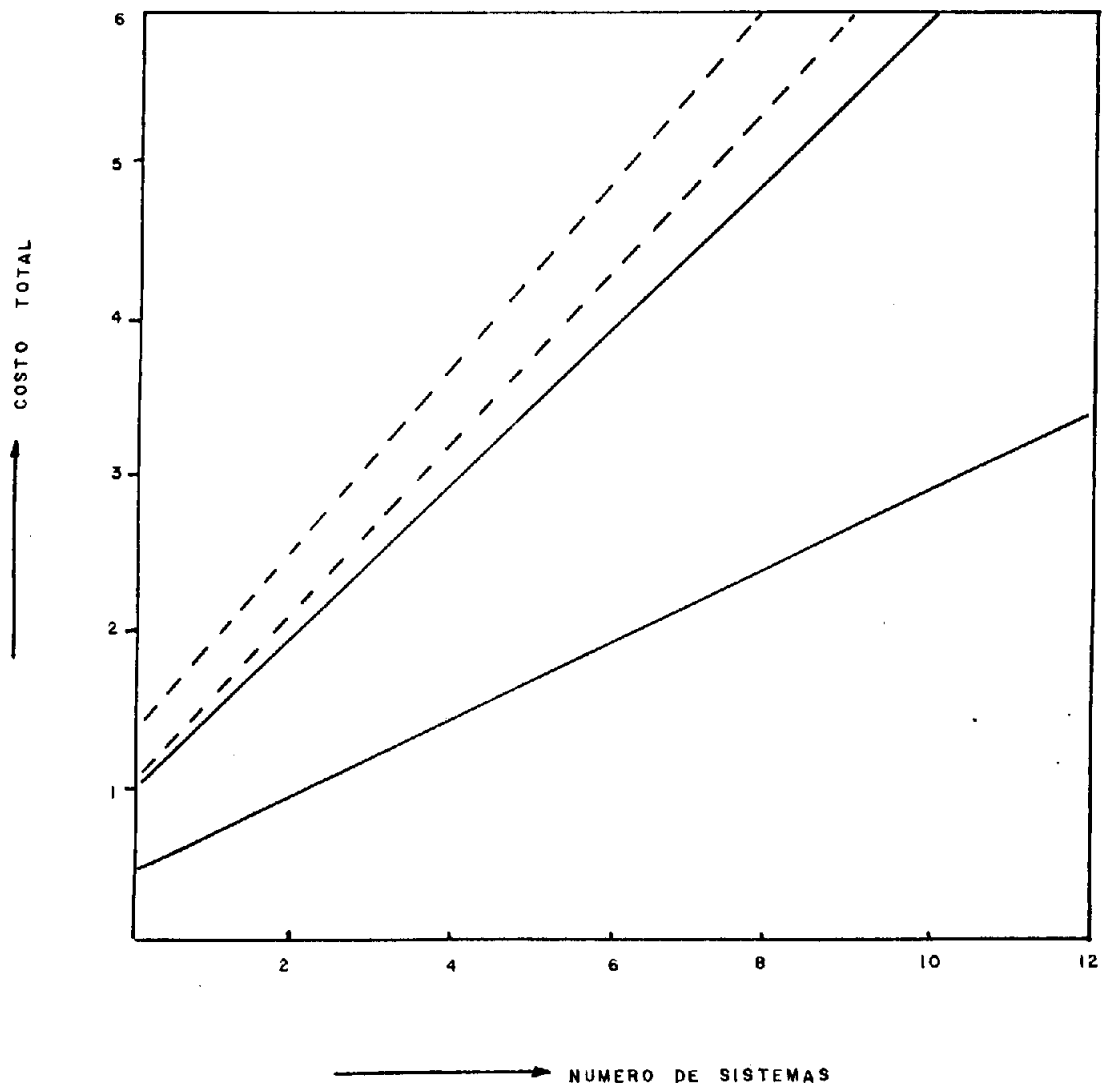


FIG. 3.12

Las condiciones económicas para transmisión óptica en relación a cable convencional son favorables para sistemas con velocidad de transmisión mas alta de 8 Mb/s.

Las condiciones técnicas en materia de vida útil y fiabilidad no están todavía completamente definidas y son por tanto un factor incierto, especialmente en lo que se refiere al uso en la red de larga distancia.

34 Mb/s por fibras ópticas en redes urbanas y en redes de corta distancia deberá de ser por tanto la velocidad de transmisión con las mejores probabilidades técnicas y económicas en la primera generación de sistemas.

3.3 Mediciones Efectuadas:

3.3.1 Medidas sobre Líneas Físicas:

Para realizar las medidas sobre los cables troncales existentes en la ciudad de Quito, se ha escogido el tramo comprendido entre las centrales Mariscal Sucre e Iñaquito por ser una de las troncales con mayor longitud de enlace. Además se ha aprovechado la existencia de un cable troncal nuevo de 900 pares listo para entrar en servicio y cuyas características de construcción son las siguientes:

El cable de 900 pares está compuesto por 9 grupos de 101 pares; cada par de hilos se encuentran retorcidos y aislados entre sí. Los conductores son de 0,4 mm de diámetro y están constituidos de cobre sólido (sin impurezas) con aislamiento de papel seco. Los 9 grupos están recubiertos por dos cintas de papel enrollados opuestamente en forma de espiral a través del cable: y finalmente enfundados por una cubierta de plomo para evitar filtraciones de humedad y dar facilidad a la presurización del cable.

Dentro de cada grupo, los pares están distribuídos por capas, las mismas que están separadas la una de la otra por cintas de diferentes colores para la identificación de capas.

Las especificaciones técnicas que deben cumplir los conductores a temperatura ambiente de 20 grados centígrados son las siguientes:

Atenuación a 800 Hz	1.42 dB/Km (valor medio)
Resistencia de bucle de los conductores	280 Ω/Km. (valor medio)
Capacidad desvalanceada entre par y par a 800 Hz.	500.L/500 pF máx.
(L = longitud del cable en metros)	
Resistencia de aislamiento	5000 MΩ.Km mín.

(Referencia 18).

3.3.1.1 Medida de resistencia de bucle, aislamiento y resistencia a tierra:

La resistencia de bucle considerndo el cable troncal de 900 pares cuyo diámetro es de 0.4 mm no debe ser inferior a 280 Ohm/Km. Para efectuar esta medida, disponemos en la consola de equipos de prueba del óhmetro correspondiente el mismo que se intercalará al bastidor de interconexión en la central. La medida del bucle se lo hace puenteando + los bornes en el extremo de la línea en la otra central y midiendo con el óhmetro la lectura correspondiente a esta resistencia. La figura 3.13 muestra la disposición del equipo para realizar este tipo de medida.

La resistencia de aislamiento no ha de ser inferior a 5000 Mn.Km. Para medir este parámetro, procedemos a puentear los terminales de la misma forma que en la figura 3.13 y determinamos el aislamiento midiendo entre el cobre o parte descubierta del alambre con su forro.

La medida del aislamiento a tierra no debe ser inferior a 10.000 Megohm. Km y lo realizamos de la misma forma que en el caso anterior.

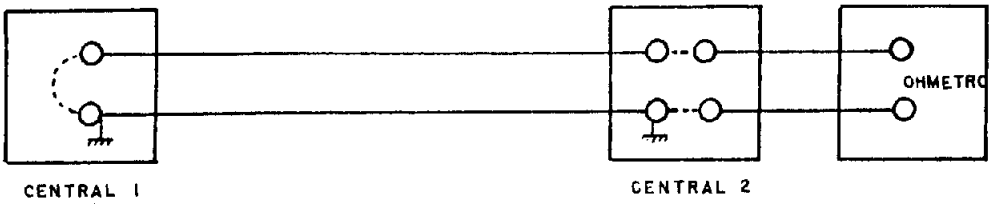


FIG. 3.13 CONSOLA DE EQUIPO DE PRUEBA

3.3.1.2 Distorsión de atenuación-frecuencia:

Esta medida se la realizará empleando como frecuencia de referencia, 800 Hz, a fin de obtener la curva característica del circuito, la

misma que deberá caer dentro del contorno del gráfico de la figura 3.14 En la figura 3.15 se muestra la disposición de los aparatos de medida para esta operación.

Para obtener la curva, se procederá a medir la atenuación que sufre la señal patrón, a las diferentes frecuencias por lo que se tabularán las medidas en pasos de 100 Hz cada vez; en el caso de un medidor automático, en el cual la frecuencia sube automáticamente, se limitará el ancho de banda, al correspondiente a un canal telefónico. (Ref. 19)

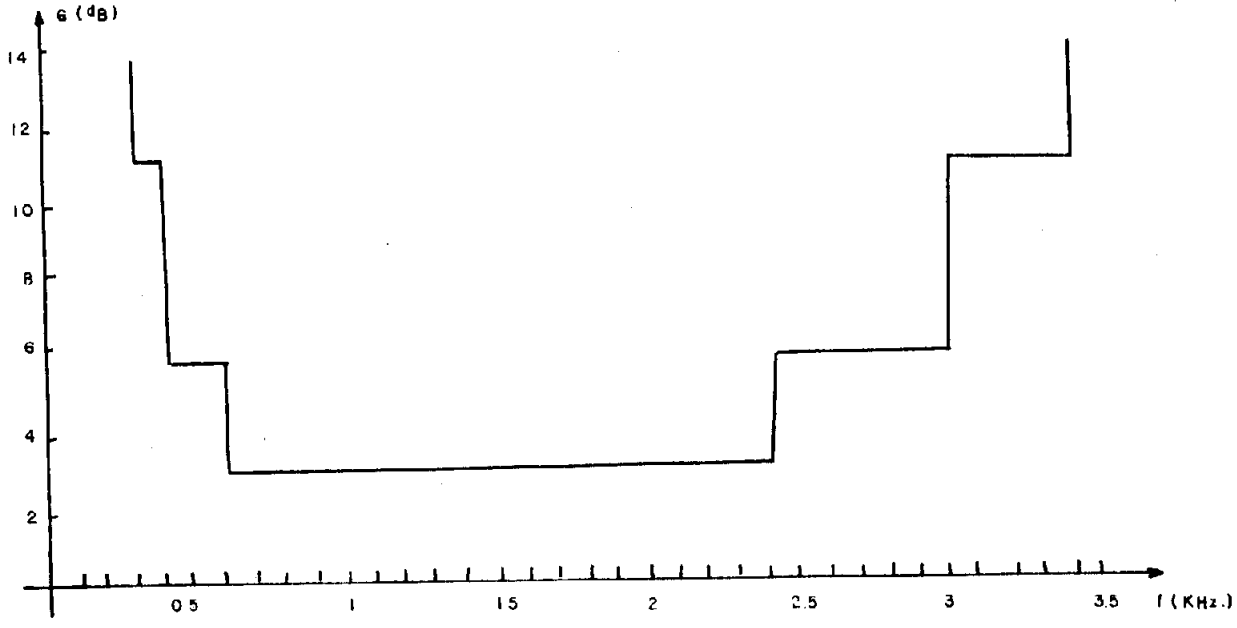


FIG. 3.14 LIMITE DE DISTORSION DE ATENUACION - FRECUENCIA PARA CIRCUITOS DE CALIDAD NORMAL (CCITT M1010)

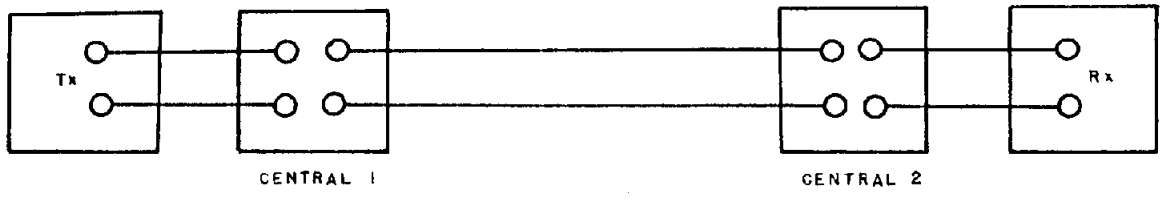


FIG. 3.15 CONSOLA DE EQUIPO DE PRUEBA

3.3.1.3 Ruido Sofométrico:

Las pruebas se realizará con el sofómetro, y el ruido ponderado será máximo de -40 dBmo, con una carga de 600Ω en los extremos. En la figura 3.16 se muestra la disposición de los aparatos de medida.

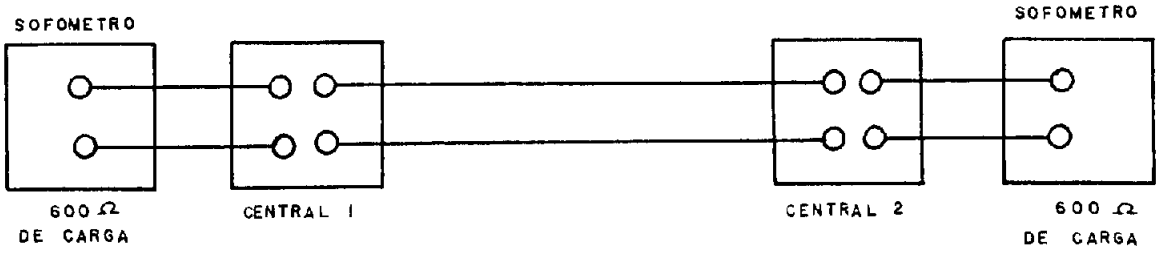


FIG. 3.16 CONSOLA DE EQUIPO DE PRUEBA

3.3.1.4 Distorsión de retardo de envolvente:

Para esta medida, la frecuencia de referencia será aquella que haga mínimo el retardo, la curva característica del circuito debera encontrarse dentro de los siguientes límites:

de 500 a 600 Hz	3.0 ms de retardo
de 600 a 1000 Hz	1.5 ms de retardo
de 1000 a 2600 Hz	0.5 ms de retardo
de 2600 a 2800 Hz	3.0 ms de retardo

En la figura 3.17, se presenta el contorno dentro del cual deberá encontrarse la curva característica de los circuitos. (Referencia 20).

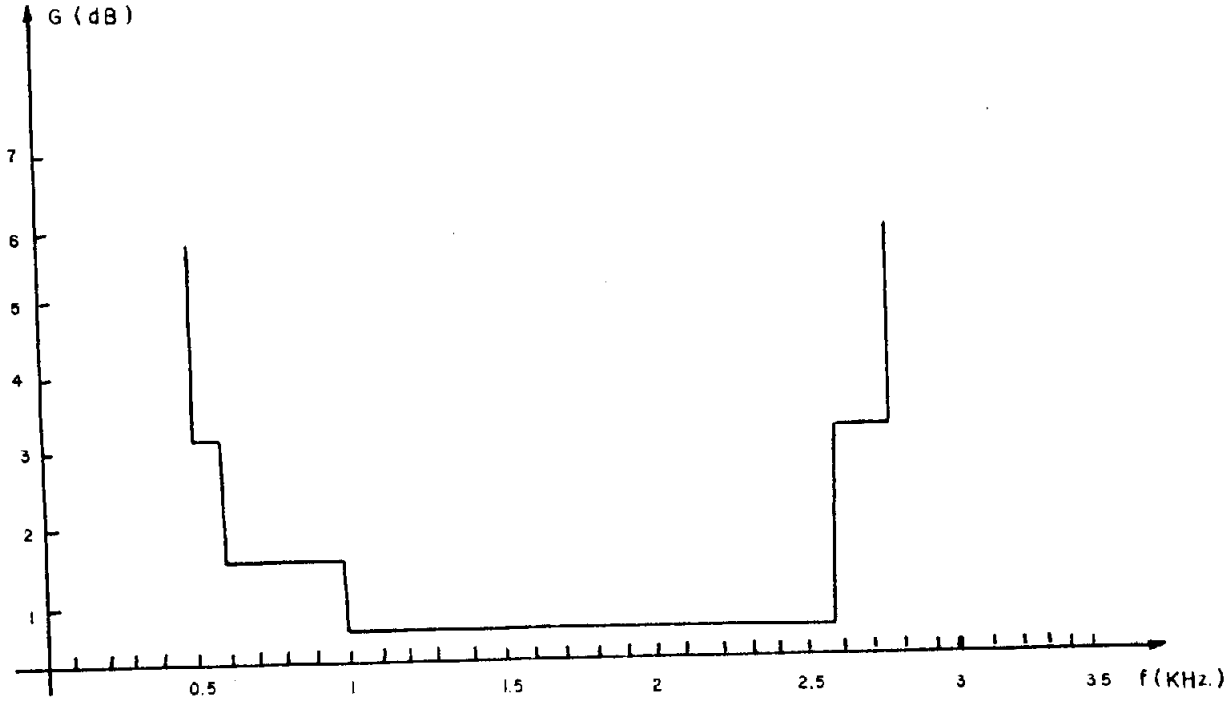


FIG. 3.17 LIMITE DE DISTORSION DE ATENUACION-FRECUENCIA PARA CIRCUITOS DE CALIDAD ESPECIAL (CCITT M1020)

La disposición de los aparatos de medida para esta prueba de retardo de envolvente, se lo presenta en la figura 3.18

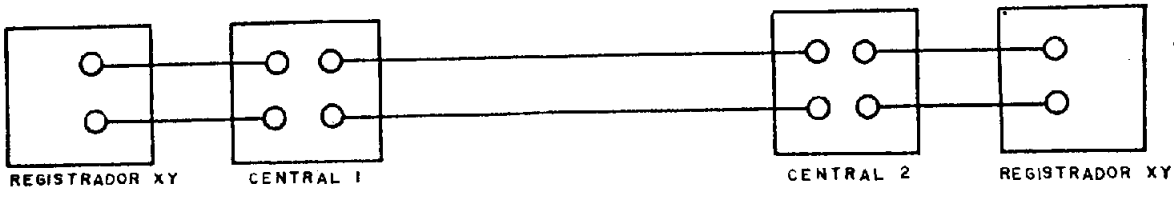


FIG. 3.18 CONSOLA DE EQUIPO DE PRUEBA

3.3.1.5 Oscilación de fase (Phase Jitter)

La medida se efectuará enviando desde la otra central 1020 Hz a -10 dBmo.

Con el aparato de medida en la posición pico a pico el resultado no debe ser superior a 15 grados en medidas a corto plazo, admitiendo 8 grados en mediciones a largo plazo.

En la figura 3.19, se determina la disposición de los aparatos de medida de prueba.

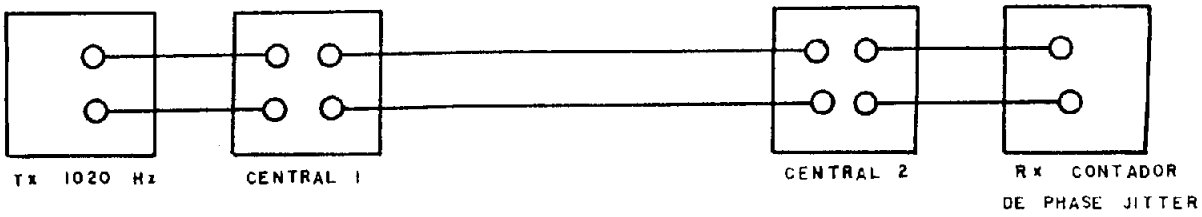


FIG. 3.19 CONSOLA DE EQUIPO DE PRUEBA

PRUEBAS REALIZADAS SOBRE EL CABLE TRONCAL DE 900 PARES
ENTRE LAS CENTRALES MARISCAL SUCRE E IMAQUITO

1.- PRUEBA DE TONO

PAR	Reg. 557 par 01	Reg. 558 par 01	Reg. 558 par 25	Reg. 558 par 26	Reg. 558 par 40	Reg. 558 par 45
Fr./Hz.	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000	1.000
Z /	600	600	600	600	600	600
Nivel Tx/dB.	-10	-10	-10	-10	-10	-10
Nivel Rx/dB.	-16	-17	-17	-17	-17	-17

2.- RUIDO SOFOMETRICO

PAR	Reg.557 par 01	Reg. 558 par 01	Reg. 558 par 25	Reg. 558 par 26	Reg. 558 par 40	Reg. 558 par 45
Ruido de línea/dB.	-79	-78	-80	-77	-78	-78
Phase Jitter/gr.	0.2	0.35	0.35	0.2	0.3	0.3

3.- RESPUESTA DE FRECUENCIA

	Reg. 557 par 01	Reg. 558 par 01	Reg. 558 par 25	Reg. 558 par 26	Reg. 558 par 40	Reg. 558 par 45
Fr./ Hz.	dB.	dB.	dB.	dB.	dB.	dB.
300	-16.2	-16.4	-16.5	-16.5	-16.4	-16.2
400	-16.5	-16.5	-16.5	-16.5	-16.5	-16.5
600	-16.5	-16.5	-16.6	-16.5	-16.6	-16.6
800	-16.8	-16.9	-16.9	-16.8	-16.9	-16.9
1.000	-17.0	-17.0	-17.0	-17.0	-17.0	-17.0
1.400	-17.5	-17.5	-17.5	-17.8	-17.5	-17.5
2.000	-18.5	-18.5	-18.5	-18.5	-18.5	-18.5
2.400	-19.5	-19.3	-19.3	-19.5	-19.5	-19.3
3.000	-20.5	-20.4	-20.2	-20.2	-20.2	-20.5
3.400	-21.0	-20.8	-21.2	-21.6	-21.2	-21.5

4.- RETARDO DE GRUPO (milisegundos).

PAR	Reg. 557 par 01	Reg. 558 par 01	Reg. 558 par 25	Reg. 558 par 26	Reg. 558 par 40	Reg. 558 par 45
Fr./KHz.	ms.	ms.	ms.	ms.	ms.	ms.
0.5	0.0	0.1	0.1	0.0	0.0	0.0
1.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
1.5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
2.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
2.5	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
3.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0

5.- DISTORCION DE ATENUACION

Fr./KHz.	Reg. 557 par 01	Reg. 558 par 01	Reg. 558 par 25	Reg. 558 par 26	Reg. 558 par 40	Reg. 558 par 45
0.5	-2.3	-2.0	-2.2	-2.2	-2.2	-2.2
1.0	-1.5	-1.5	-1.6	-1.6	-1.6	-1.6
1.5	-1.0	-1.0	-0.9	-0.9	-0.9	-0.9
2.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
2.5	1.0	1.0	0.9	0.9	0.9	0.9
3.0	2.0	2.0	1.8	1.8	1.8	1.8
3.5	2.8	2.8	2.7	2.7	2.7	2.7

6.- RESISTENCIA DE BUCLE, DE AISLAMIENTO Y A TIERRA

Regleta N.-	ºAR	Resistencia de Aislamiento (Ω)	Resistencia a Tierra (Ω)	Resistencia de Bucle (Ω)
557	01	5.000	10.000	1.200
558	01	5.000	10.000	1.200
558	25	5.000	10.000	1.200
558	26	5.000	10.000	1.200
558	40	5.000	10.000	1.200
558	45	5.000	10.000	1.200

3.4 Diagnóstico de la Red:

De las mediciones realizadas sobre el cable troncal instalado entre las centrales Mariscal Sucre e Iñaquito podemos sacar las siguientes concluciones:

3.4.1 Resistencia de Bucle:

Realizada esta medida, se ve claramente que la resistencia de bucle se encuentra dentro del rango de las especificaciones dadas por el fabricante de dicho cable.

3.4.2 Distorsión de Atenuación-frecuencia:

En este caso se ha obtenido la curva con las mediciones correspondientes realizadas sobre el cable, y que superpuesta a la curva recomendada por el CCITT no tenemos problema con la zona prohibida por dicha recomendación.

3.4.3 Ruido Sofométrico:

Considerando que el ruido ponderado será máximo de -40 dBmo y que de acuerdo a las mediciones realizadas se ha obtenido un valor promedio de -79 dB, entonces con este parámetro estamos dentro de las especificaciones recomendadas.

3.4.4 Distorsión de Retardo de envolvente:

En este caso se ha obtenido una curva que se encuentra dentro de la curva recomendada por el CCITT.

3.4.5 Resumen de Mediciones:

De lo expuesto anteriormente se puede decir que el cable sobre el cual se ha realizado las mediciones es apto para la instalación del sistema MIC de 30+2 canales, pero para las altas frecuencias, la característica de atenuación y diafonía en este tipo de cables sufren un empeoramiento que los hacen inadecuados como medio de transmisión para sistemas digitales de orden superior. Sin embargo la transmisión a 8 Mb/s es posible si se puede organizar la operación por dos cables, es decir elementos apantallados en un cable, o dos cables separados para los dos sentidos de transmisión.

3.5 Proposición para implantar enlaces MIC en la red de Quito:

De acuerdo a la demanda actual en la Ciudad de Quito, y para establecer enlaces con mayor capacidad entre las centrales Quito Centro-Cotocollao y Villa Flora-Cotocollao existe la posibilidad de tender cables de un calibre mayor a 0.7 mm de diámetro que económicamente hablando resulta más ventajoso instalar sistemas MIC para los enlaces entre dichas centrales, con lo cual solucionaríamos el problema del tráfico que existe actualmente.

3.5.1 Condiciones eléctricas (CCITT G.611)

En vista de que los cables troncales existentes en la Ciudad de Quito cumplen en su gran parte con las recomendaciones G.611 del CCITT, ésto hace posible que se los utilice como medios de transmisión de hasta 8 Mb/s, pero para tener mayor confiabilidad en la transmisión se recomienda utilizar para velocidades de transmisión de 2 Mb/s, es decir para sistemas MIC de 30+2 canales. Se adjunta como anexo la recomendación antes sitada.

3.5.2 Condiciones de descongestión de tráfico durante la instalación:

Para la instalación de los sistemas MIC entre las centrales propuestas y para no interrumpir el tráfico existente, es necesario ocupar los pares que están de reserva sobre todo para la instalación de los regeneradores que van ubicados a lo largo de la ruta troncal a distancias comprendidas entre 1.5 y 1.8 Km, ya que para la instalación del equipo en la central telefónica no existe mayor problema por cuanto el tiempo empleado para realizar las interconexiones entre el equipo existente y el equipo MIC es casi despreciable comparado con el tiempo empleado en la instalación de los regeneradores.

En caso de no existir pares de reserva habría que sacrificar el tráfico existente en uno de los pares hasta realizar la instalación de los regeneradores para los primeros 30+2 canales, y luego realizar el puenteo correspondiente en la central para la puesta del servicio correspondiente. En este caso se afectaría el grado de servicio durante el período de tiempo empleado para dicha instalación.

De todas formas, y como dentro de un mismo cable las condiciones eléctricas varían entre un par y otro, esto hace necesario que previo a la instalación de los sistemas MIC se realice un aforo del cable; y del resultado de este aforo, si es que existe pares que no sirven para la transmisión MIC, se los podría utilizar estos últimos para desconges - tionar el tráfico telefónico con señal analógica, y de esta forma aprovechar los pares aptos que quedarían libres para la transmisión digi - tal.

3.5.3 Condiciones físicas para la instalación:

Como los equipos MIC que van a ser instalados en las centrales telefónicas no ocupan mucho espacio físico, esto implica que para la instalación en los edificios donde se encuentran las centrales actuales no

existe mayor problema, ya que el espacio que se dispone en estas centrales son suficientes para satisfacer los requerimientos para dicha instalación.

Para el caso de los regeneradores que van instalados a lo largo de la ruta troncal, éstos no tendrían mayor problema con respecto a las cámaras de revisión, ya que como vienen cerradas herméticamente no existe problema con la humedad, salvo el caso de que estas cámaras se encuentren muy cogadas con los cables y empalmes existentes, y se tenga que hacer un adecuamiento adicional para la instalación de los mismos.

3.5.4 Cuadrillas y tiempos de instalación:

En lo que a tiempos de instalación se refiere, éstos dependen del número de regeneradores a instalarse y el número de personas con que se cuenta para realizar dicha instalación. Además dependen también del número de sistemas que se vayan a instalar. De todas maneras se podría particularizar al caso de un sistema MIC de 30+2 canales para hacer el siguiente análisis.

Si tomamos una cuadrilla tipo de 2 personas, el tiempo de instalación por regenerador sería aproximadamente de un día, y para el puenteo en la central el tiempo necesario para este trabajo se reduciría a unos pocos minutos. Pero si se requiere instalar 2 sistemas MIC de 30+2 canales, esto no significa que el tiempo estipulado para la instalación sea el doble del requerido para un solo sistema, sino que al contrario sería aproximadamente el mismo. De igual forma se podría hablar para el caso de sistemas de altos niveles (120 o 480 canales).

3.5.5 Resumen de costos para el enlace propuesto:

A continuación se hace una comparación estimativa de costos entre un sistema digital de 30+2 canales y un enlace con cable para 30 canales entre las centrales Villa Flora-Cotocollao cuya longitud de enlace

es aproximadamente de 18 Km. Además se considera la instalación de regeneradores a distancias de 1.8 Km.

3.5.5.1 Costo (en Sucres) de instalación de 30 pares de Ø = 0.8 mm, distancia 18 Km.

a) Cable y Materiales:

Costo por Km-par	:	7.000	
Costo total	:	7.000 (18) (30) =	3'780.000

b) Instalación (Se considera mano de obra y dirección técnica):

Costo por Km-par	:	450	
Costo total	:	450 (18) (30) =	243.000

c) Canalización:

Costo Km-vía	:	180.000	
Costo total	:	180.000 (18) $(\frac{30}{600})$ =	162.000

Costo Total	4'185.000
Costo/circuito:	139.000
Costo/circuito.Km:	7.750

3.5.5.2 Costo de un Sistema MIC de 30+2 canales: (en Sucres)

a) Equipos:

Costo por terminal:	400.000	
Costo total (2 ter.) :		800.000
Costo por regenerador:	20.000	
Costo total (10 reg.):		200.000
Instalación :		200.000
	Costo Total	1'200.000

Costo/circuito : 47.000

Costo/circuito.Km : 2.222

Tomando en cuenta los costos de explotación que involucran la operación y el mantenimiento se puede llegar a la conclución de que en la generalidad de los casos la red de troncales MIC tiene una equivalencia de costos del 50% con respecto a la red analógica por la misma vía de transmisión de líneas físicas. Las experiencias realizadas por Jhon Feurling expuestas en la conferencia del CCITT en París (Abril de 1980) aseveran lo expuesto anteriormente con respecto a los costos entre sistemas digitales y analógicos lo cual se sintetiza en la figura 3.20.

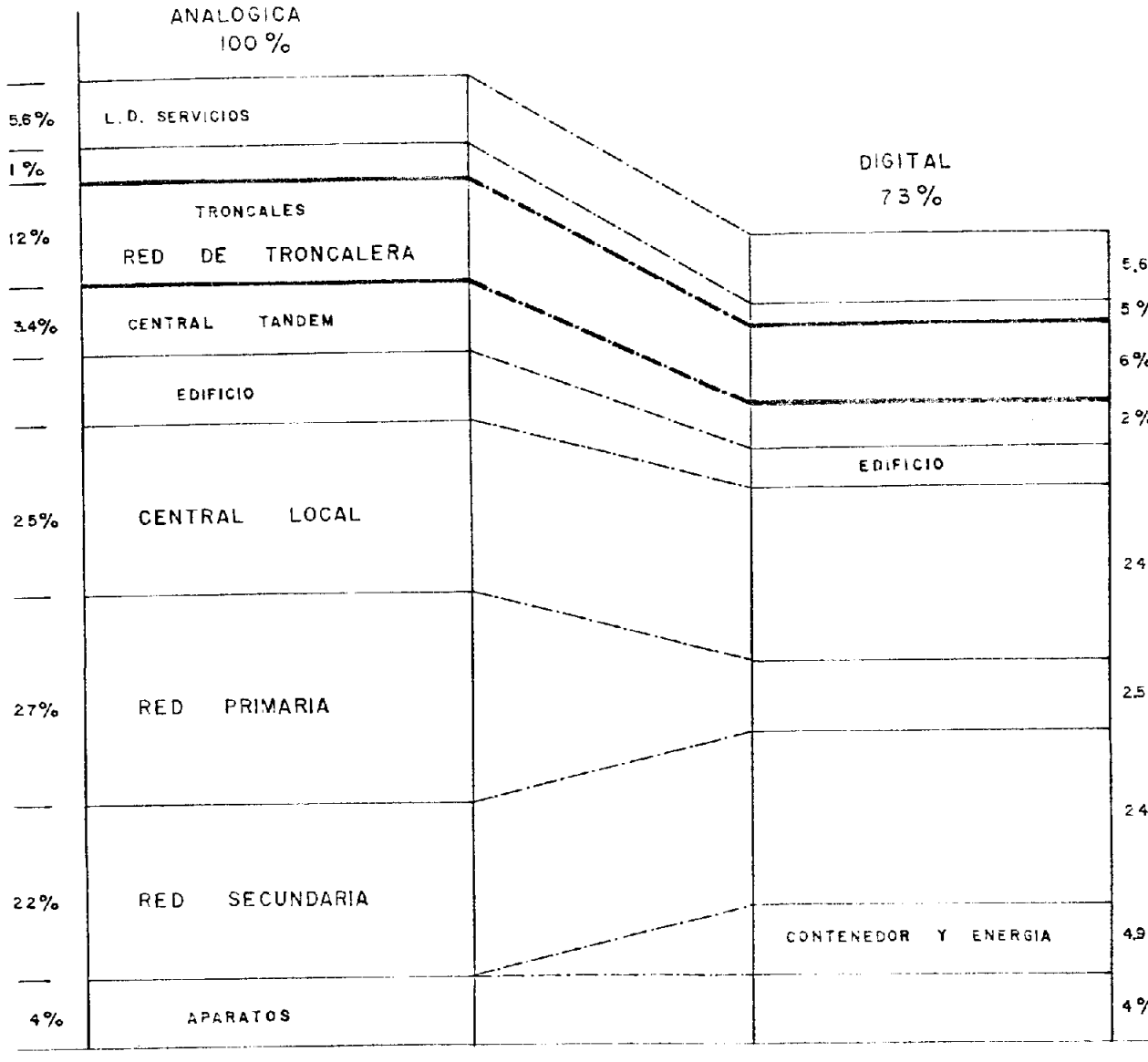


FIG.-3.20 : COMPARACION ENTRE LOS COSTOS DE DISTRIBUCION PARA UNA RED ANALOGICA Y UNA DIGITAL .

C A P I T U L O IV

COMENTARIOS Y RECOMENDACIONES

CAPITULO IV

CONCLUCIONES Y RECOMENDACIONES

Para finalizar el presente estudio se puede emitir los siguientes concluciones y recomendaciones:

1.- Se anota la importancia de la explotación de las posibilidades de la conmutación digital en el planeamiento de las redes troncales para la Ciudad de Quito.

2.- Como la mayoría de las aplicaciones de la tecnología digital, comienza en la red analógica existente, es importante que los estudios y planeamiento asegure el proceso de introducción en tal forma que la expansión pueda continuar de una manera ordenada, flexible, económica y técnicamente bién fundamentada.

3.- Es muy importante para la economía total de la red elegir los interfaces adecuados entre la red existente y la nueva red digital. También desde el punto de transmisión, enrutamiento, señalización y turifación es necesario tomar en cuenta la repercusión que estos interfaces tienen sobre los planes básicos.

4.- Referente a la economía hay que tomar en cuenta que una gran parte de los costos para extender una red analógica con equipos digitales se refiere a la conversión analógica/digital, por esta razón se debe estudiar toda la red en conjunto con equipos de conmutación y equipos de transmisión para obtener la solución más óptima.

5.- En general se puede mencionar que los costos de conmutación digital son mucho más bajos que los costos de conmutación analógica. Por eso conviene encaminar el tráfico tándem vías centrales digitales y descargar las centrales tándem analógicas existentes. De esta forma se puede minimizar la necesidad de adquirir equipos analógicos para conectar las centrales analógicas existentes.

6.- Para digitalizar los enlaces intercentrales entre las centrales existentes y las centrales propuestas en la Ciudad de Quito: considerando que todas las centrales nuevas sean digitales se podría realizar de la siguiente manera:

a.- Entre las centrales digitales nuevas los enlaces troncales deberían ser directamente digitales.

b.- Entre una central analógica existente y una central digital nueva los enlaces troncales serían digitales pero a la salida de la central analógica es necesario colocar un convertidor analógico/digital ; o a su vez tener enlaces analógicos con un convertidor analógico/digital a la entrada de la central digital, siendo esta última menos aconcejable.

c.- Por último entre dos centrales analógicas existentes, los enlaces troncales serían digitales con convertidores analógico/digital a las entradas de cada central.

Es claro que a más del aprovechamiento de los cables troncales entre las centrales existentes, el costo por canal de MIC se reduce conciderablemente, aunque lo último depende fundamentalmente del fabricante que ofrece dichos equipos.

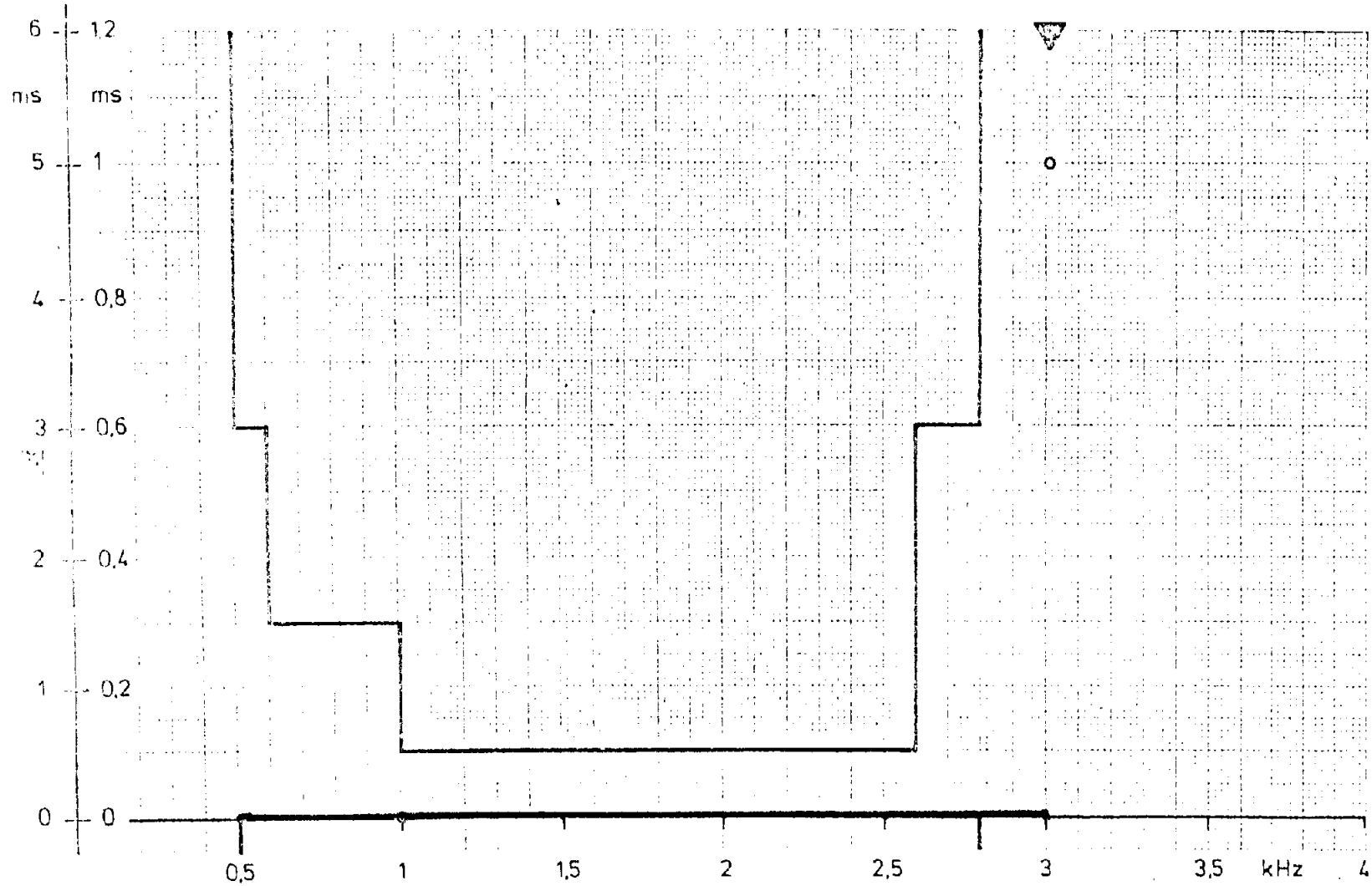
Por otro lado, en vista de que en el Ecuador se aproxima la digitalización de las redes troncales, sería conveniente empezar ya, con el adiestramiento del personal técnico que laborará en dichas instalaciones, para evitar de esa manera el ingreso de personal foráneo que significaría grandes egresos para el país.

A N E X O S

M 102 C2 | S3

Gruppenlaufzeitverzerrungen/Group delay distortion

Wandel u. Goltermann
7410 Reutlingen / W. Germ



No.: Datum

Name:

Meßobjekt/Test ob

Verwendete Skala
Used scale:

M 102 C2

Vergleichsfrequen
Reference frequen

2.000 Hz

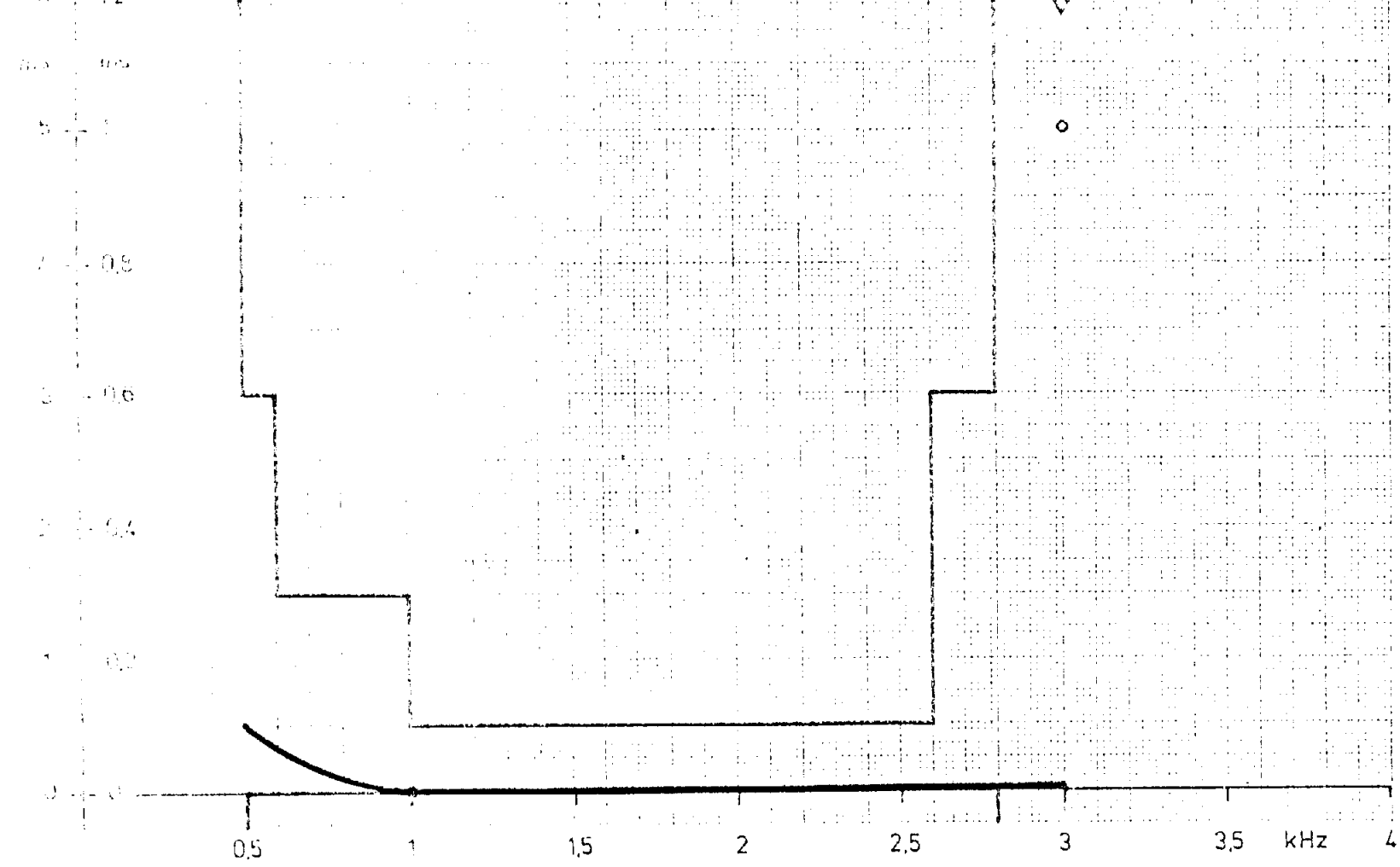
Bemerkungen/Not

RE 557
PAR 01

TA(XT)-Einschub/Unit			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
Entzerrer-Endeinstellung		T 1									ein/on:	ein/on:		
		T 2												
	XT-...	T 3												
Equalizer		T 4												

Dämpfungs- und U
Entzerrer DL

Attenuation and



No: Datum/Date:

Name:

Meßobjekt/Test object:

Verwendete Skala/
Used scale:

M 102 C2	X	S 3

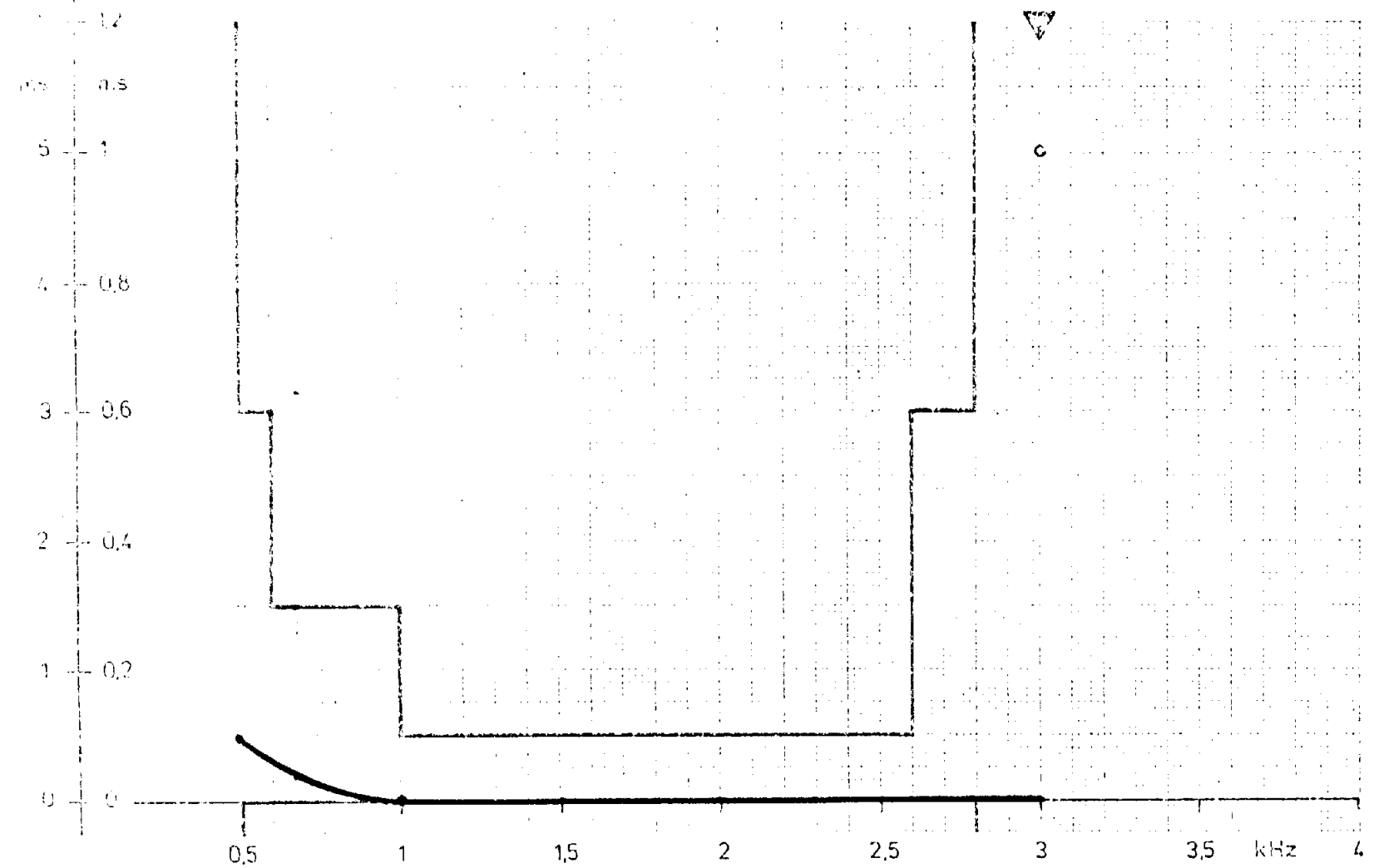
Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:
2.000 Hz

Bemerkungen/Notes:
REG 558
PAR 01

TA(XT)-Einschub/Unit		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	T1									ein/on:	ein/on:		
	T2												
XT-...	T3												
	T4												
	T5												

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No. Datum/Date:

Name

Meßobjekt/Test object:

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C2	X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2.000 Hz

Bemerkungen/Notes:

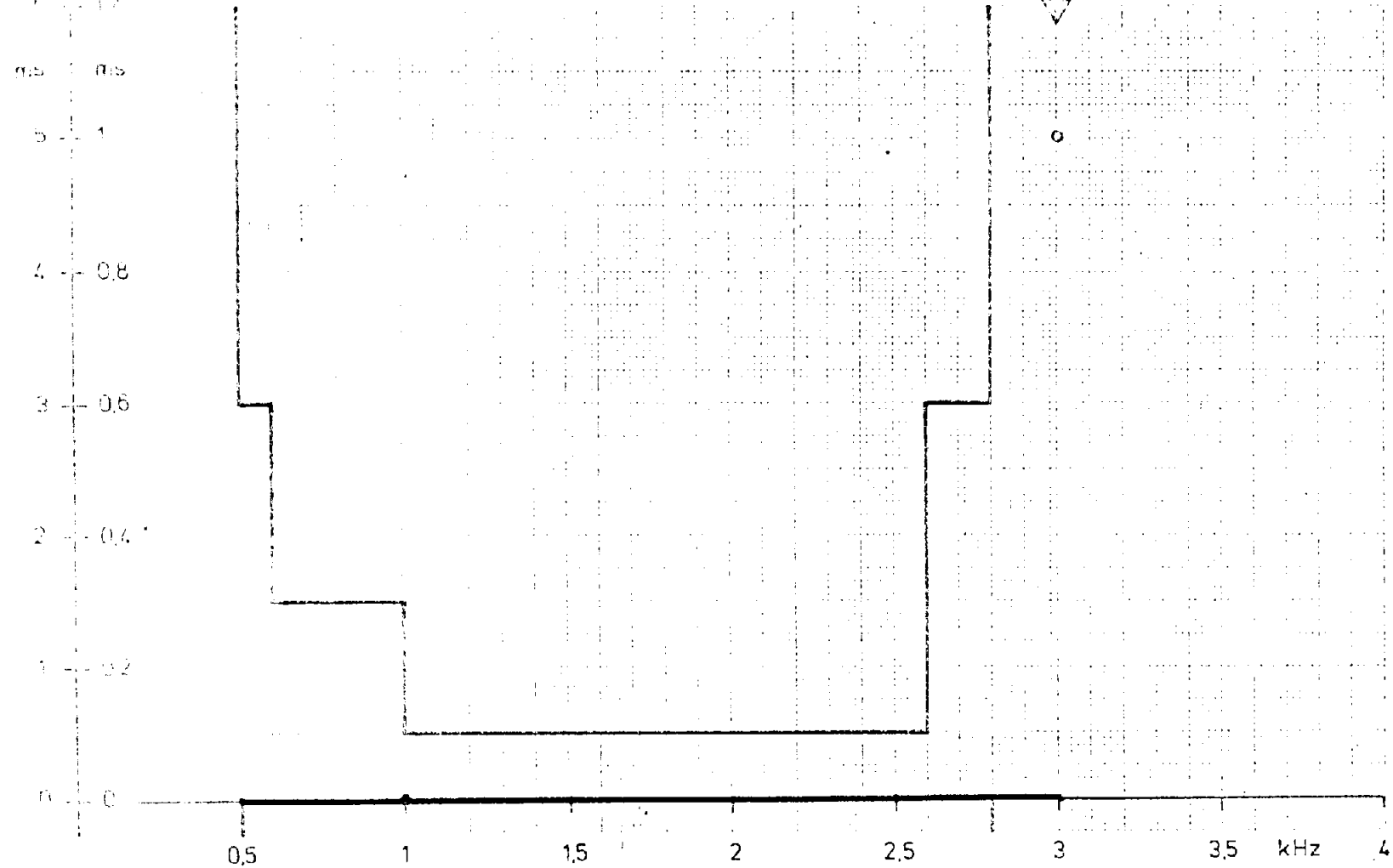
REG. 558

PAR 25

TA(XT) Einschub/Unit		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	T1									ein/on:	ein/on:		
	T2												
XT-...	T3												
	T4												
	T5												

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date:

.....

Name:

.....

Meßobjekt/Test object:

.....

.....

.....

.....

Verwendete Skala/
Used scale:

M 102 C2	X	S 3

Vergleichsfrequenz:
Reference frequency:

2.000 Hz

Bemerkungen/Notes:

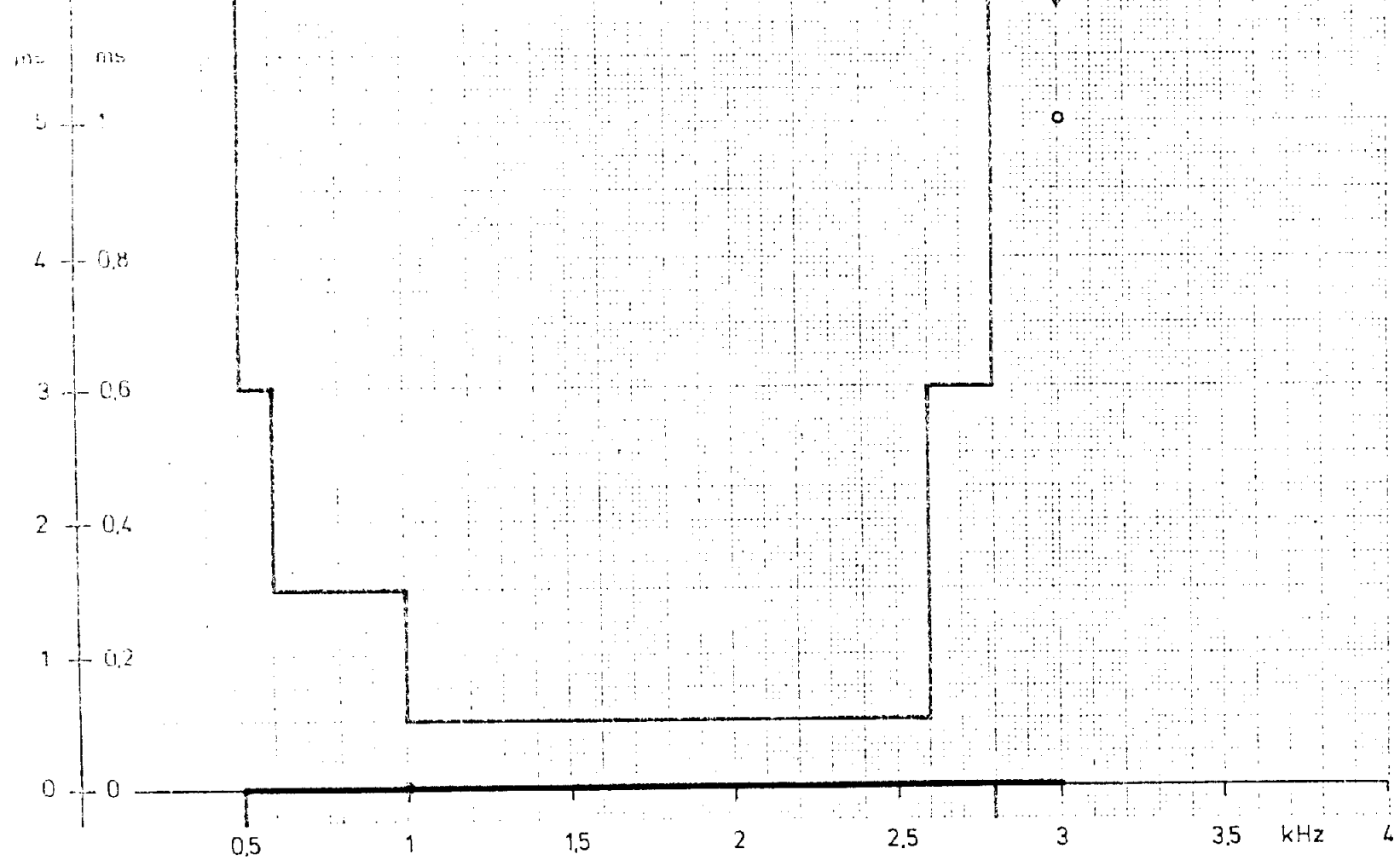
REG 558

PAR 26

TA(XT)-Einschub/Unit			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
	XT-...	T1									ein/on:	ein/on:		
		T2												
		T3												
		T4												
		T5												

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date:

.....

Name:

.....

Meßobjekt/Test object:

.....

.....

.....

.....

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C2		X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2000 HZ

Bemerkungen/Notes:

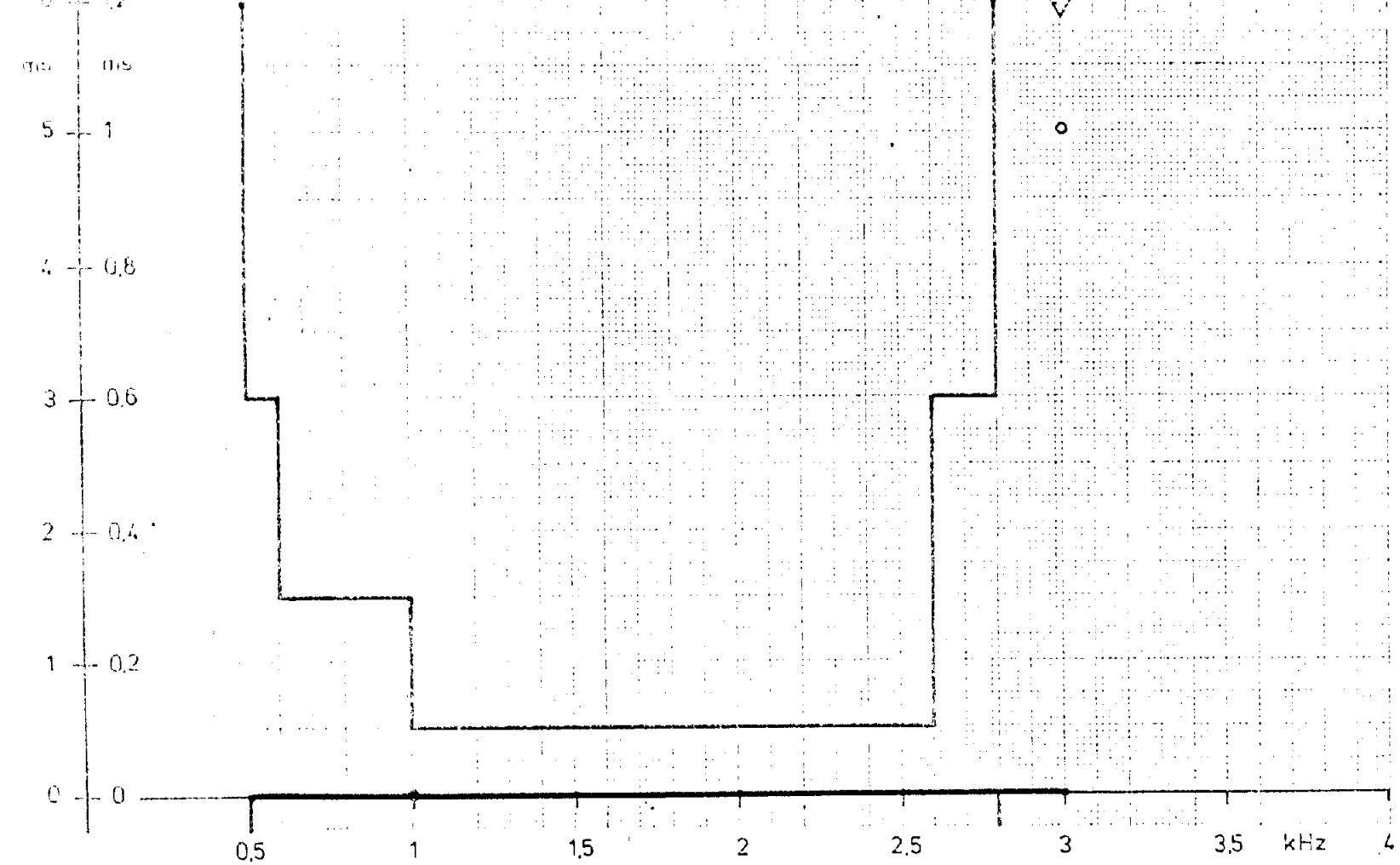
REG 558

PAR 40

TA(XT)-Einschub/Unit			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
...ener-...instellung		T1									ein/on:	ein/on:		
		T2												
	XT-...	T3												
...alizer ...setting		T4												
		T5												

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date:

Name:

Meßobjekt/Test object:

Verwendete Skala/
Used scale:

M 102 C2	X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2,000 Hz

Bemerkungen/Notes:

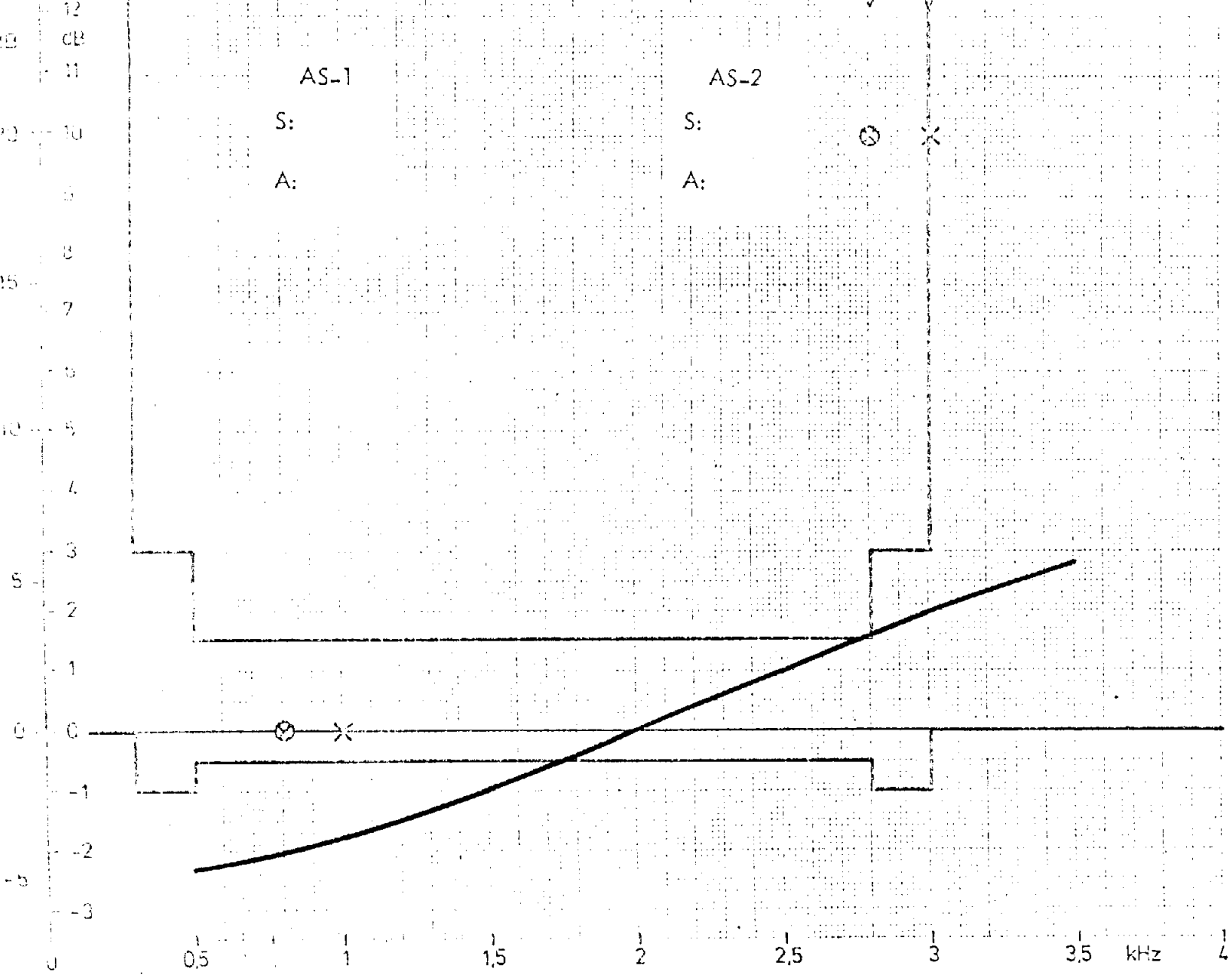
REG 558

PAR 45

TA(XT)-Einschub/Unit			1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
	TA-...	T/A	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/	/
errer- einstellung		T1									ein/on:	ein/on:		
		T2												
	XT-...	T3												
alizer		T4												
l setting		T5												

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date

.....

Name:

.....

Meßobjekt/Test object

.....

.....

.....

.....

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 1C2 C 2	X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2.000 Hz

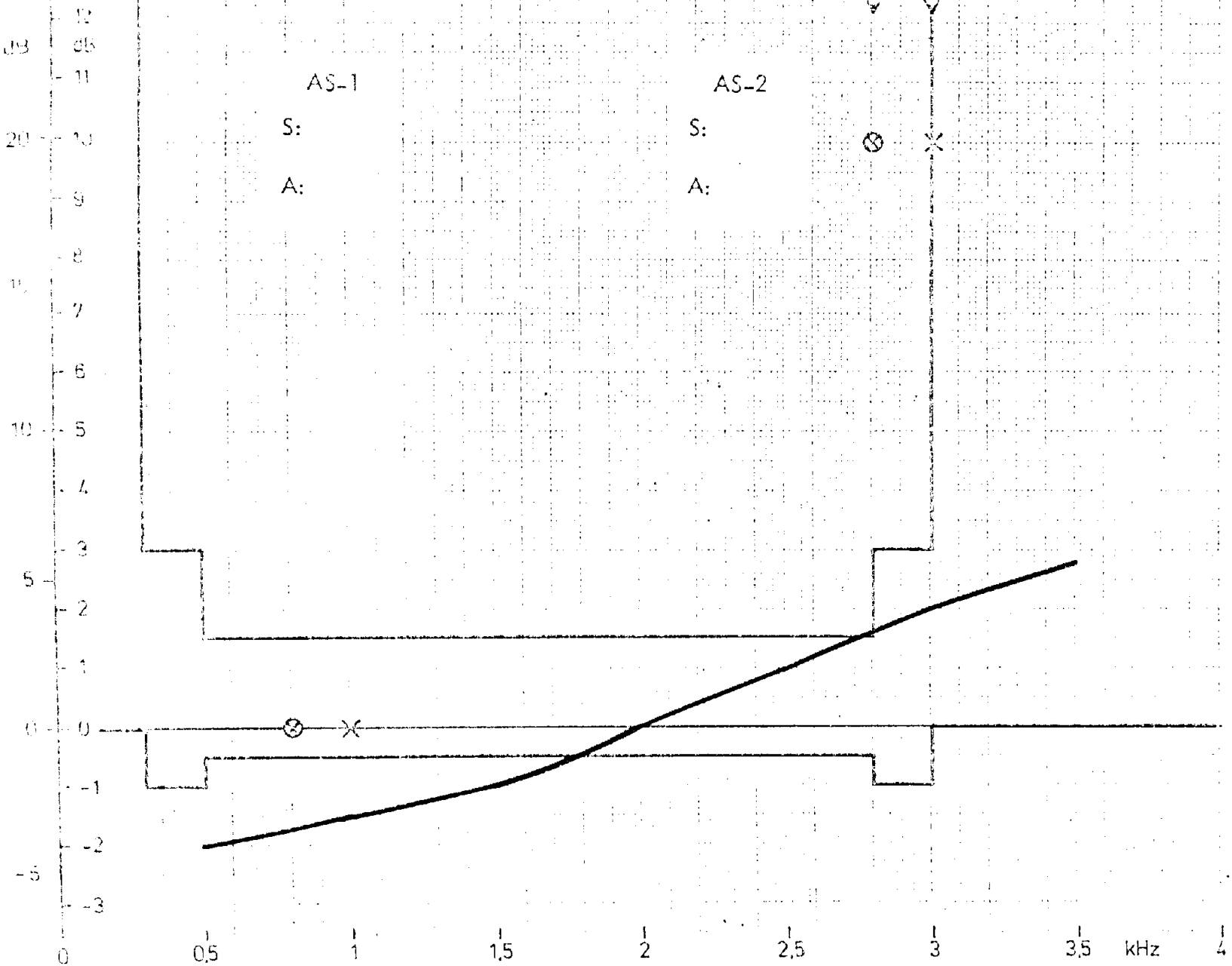
Bemerkungen/Notes:

REG. 557

PAR. 01

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No. Datum/Date

Name

Meßobjekt/Test object

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C 2		S 3
		X	

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency.

2.000 Hz

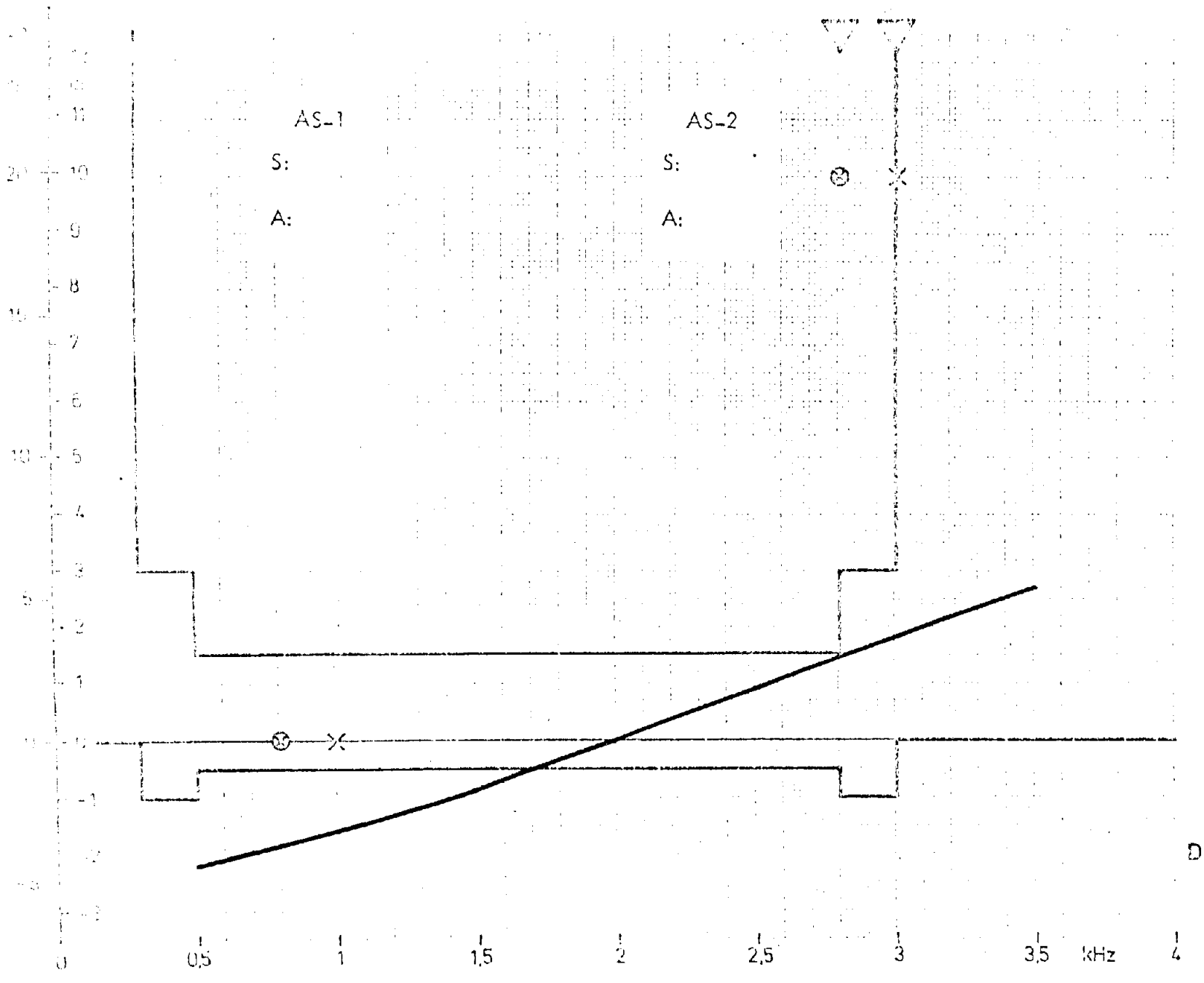
Bemerkungen/Notes.

REG 55 B

PAR 01

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No. Datum/Date

.....

Name

.....

Meßobjekt/Test object

.....

.....

.....

.....

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C 2

X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency

2.000 Hz

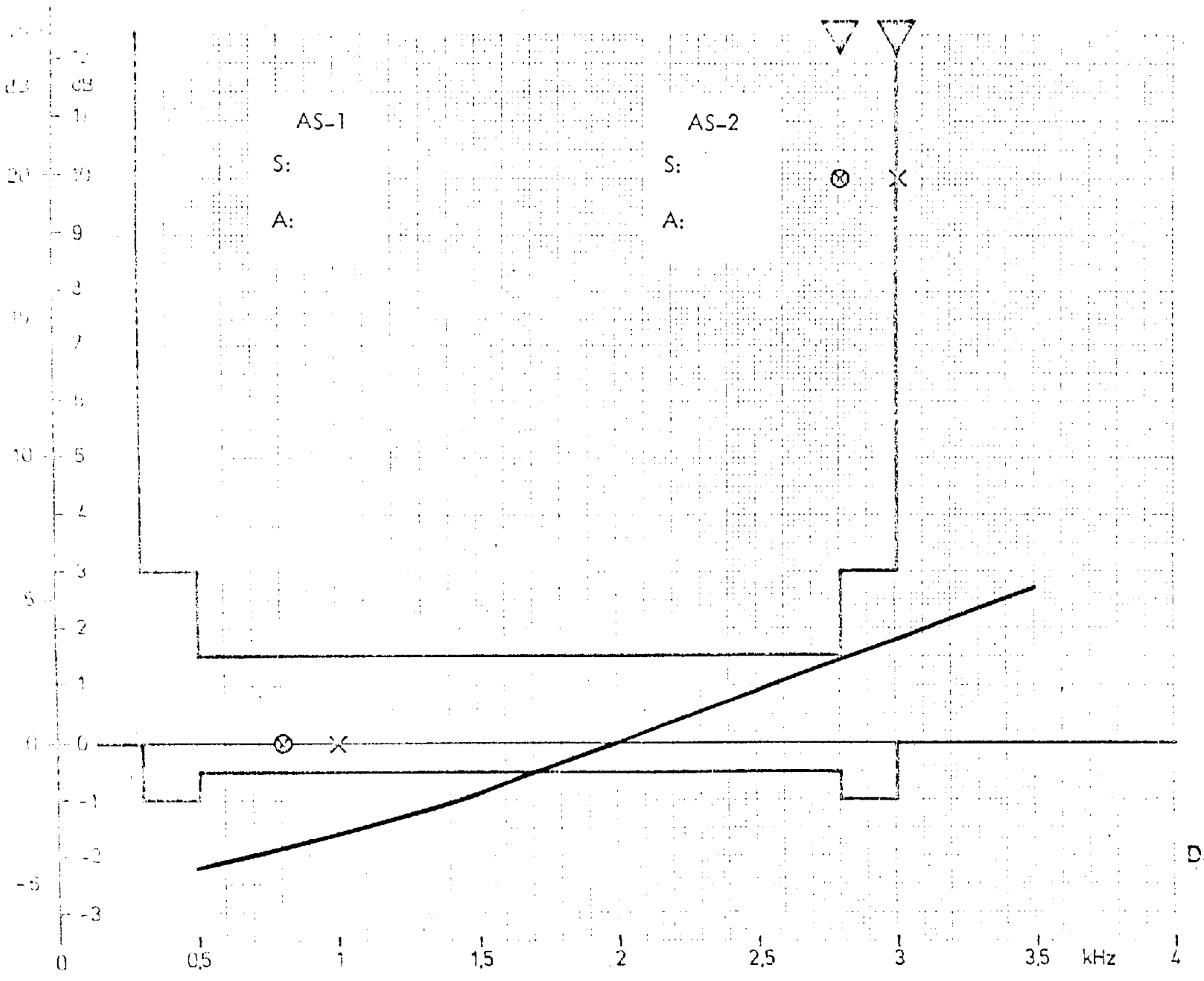
Bemerkungen/Notes

REG 5.5.8

PAR 2.5

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No. Datum/Date

Name

Meßobjekt/Test object

Verwendete Skala/
Used scale

	M 102 C 2	X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2.000 Hz

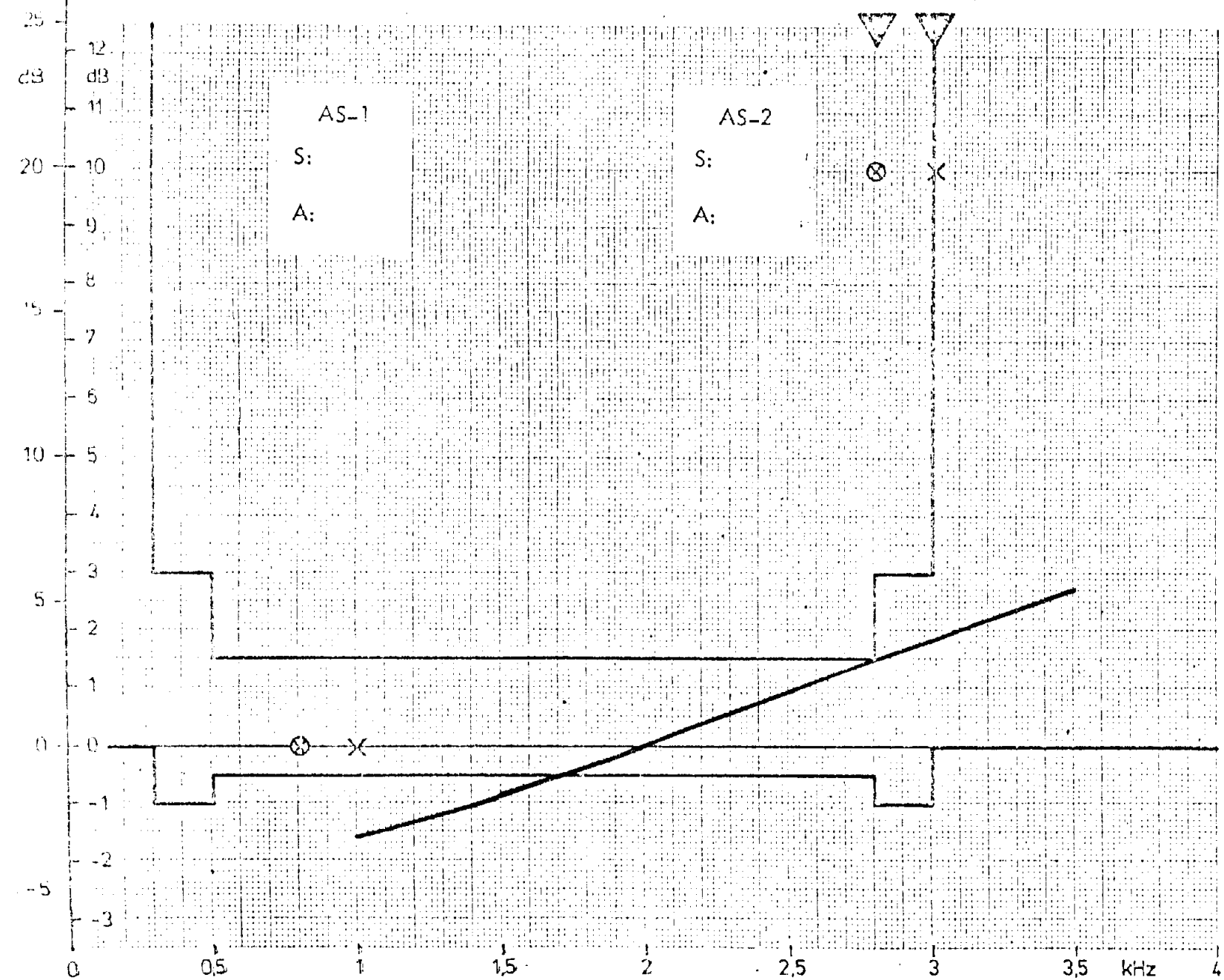
Bemerkungen/Notes

REG 558

PAR 26

Dämpfungs- und Laufzeit-Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date:

Name:

Meßobjekt/Test object:

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C 2		S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2.000 Hz

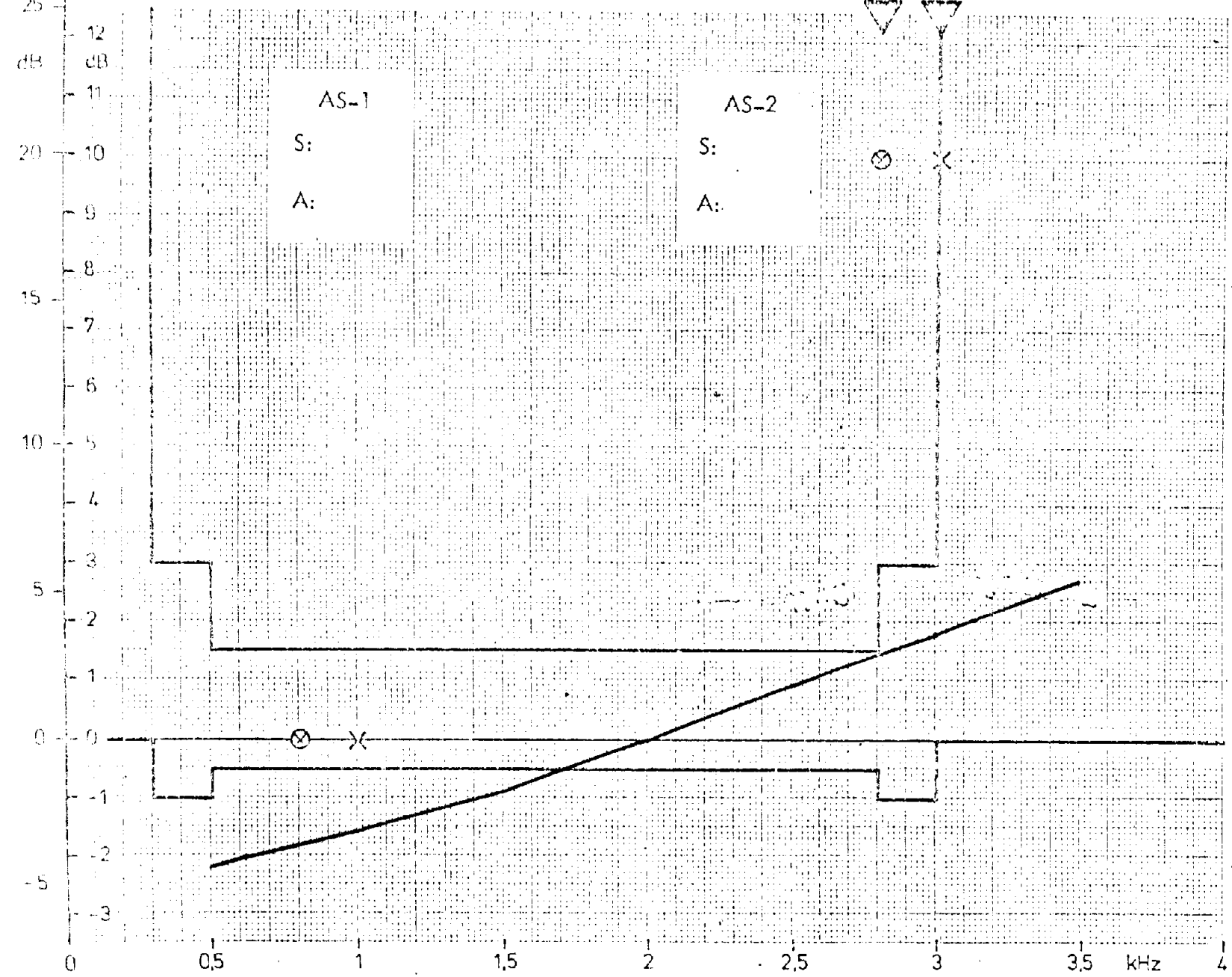
Bemerkungen/Notes:

REG 558

PAR 40

Dämpfungs- und Laufzeit
Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group
Delay Equalizer DLZ-4



No.: Datum/Date:

Name:

Meßobjekt/Test object

Verwendete Skala/
Used scale:

	M 102 C 2		X	S 3

Vergleichsfrequenz/
Reference frequency:

2.000 Hz

Bemerkungen/Notes:

REG 558

PAR 45

Dämpfungs- und Laufzeit Entzerrer DLZ-4

Attenuation and Group Delay Equalizer DLZ-4

02

[illegible] 3 Características principales de los equipos multiplex primarios

[illegible] Recomendación G.731

EQUIPOS MÚLTIPLEX MIC PRIMARIOS PARA FRECUENCIAS VOCALES

(Ginebra, 1972)

[illegible] CCITT,

considerando

que los sistemas de modulación por impulsos codificados (MIC) ya se utilizan en distintos países, particularmente para la obtención de un gran número de circuitos telefónicos de corta distancia en algunos [illegible]res de los cables existentes, y a fin de reducir al mínimo el número de sistemas MIC diferentes que pueden utilizarse en las conexiones internacionales,

recomienda

que las Administraciones interesadas utilicen, [illegible] de los sistemas multiplex [illegible] descritos en las Recomendaciones G.732 y G.733 hasta que se establezca [illegible] el establecimiento de una norma única.

Recomendación G.732

CARACTERÍSTICAS DE LOS EQUIPOS MÚLTIPLEX MIC PRIMARIOS QUE FUNCIONAN A 2048 kbitios/s

(Ginebra, 1972; modificada en Ginebra, en 1976)

1. *Características generales*

1.1 *Características fundamentales*

La ley de codificación utilizada es la ley A, definida en la Recomendación G.711. La velocidad de transmisión, el nivel de sobrecarga y el código se especifican también en dicha Recomendación.

El número de valores cuantificados es 256.

Observación. — La inversión de los bitios 2, 4, 6 y 8 se rige por la ley de codificación y se aplica sólo a los intervalos de tiempo de los canales telefónicos.

1.2 *Velocidad binaria*

La velocidad binaria nominal es de 2048 kbitios/s. La tolerancia para esta velocidad es de $\pm 50 \times 10^{-6}$.

1.3 *Señal de temporización*

La señal de temporización para la transmisión de un equipo multiplex MIC debe ser posible derivarla de una fuente interna, de la señal recibida entrante y de una fuente externa.

Observación. — [illegible] el efecto de la [illegible] de fase de la señal [illegible] en la [illegible] de la [illegible] entrante [illegible] fuente externa.

2 [illegible]

2.1 *Número de bitios por intervalo de tiempo de canal*

Ocho, numerados de 1 a 8.

2.2 *Número de intervalos de tiempo de canal por trama*

$2 \times 8 =$

Treinta y dos, numerados de 0 a 31. El número de bitios por trama es 256, y la frecuencia de repet de trama 8000 Hz.

2.3 *Asignación de los intervalos de tiempo de canal*

2.3.1 Los intervalos de tiempo de canal 1 a 15 y 17 a 31 se asignan a 30 canales telefónicos numerados a 30.

2.3.2 La asignación de los bitios del intervalo de tiempo de canal 0 se indica en el Cuadro 1/G.732.

CUADRO 1/G.732 – Asignación de los bitios en el intervalo de tiempo de canal 0

	Número de bitio						
	1	2	3	4	5	6	7
Intervalo de tiempo 0 que contiene la señal de alineación de trama	Reservado para uso internacional (véase la Observación 1)	0	0	1	1	0	1
		Señal de alineación de trama (véase el punto 2.4)					
Intervalo de tiempo 0 que no contiene la señal de alineación de trama	Reservado para uso internacional (véase la Observación 1)	1 (véase el punto 2.4)	Indicación de alarma destinada al equipo múltiplex MIC distante (véase el punto 3.2)	Reservado para nacional (véase la Observación 2)			

Observación 1 – Su utilización se definirá posteriormente. Por el momento, el valor de estos bitios se fija a 1.
Observación 2 – Los bitios asignados para uso nacional no pueden utilizarse a nivel internacional. En un trayecto nac que atraviesa una frontera, su valor se fijará a 1.

2.3.3 El intervalo de tiempo de canal 16 está asignado a señalización como se indica en el punto 4. intervalo de tiempo de canal 16 no se necesita para señalización, puede utilizarse para otros fines distint un canal telefónico codificado dentro del equipo múltiplex MIC.

2.4 *Señal de alineación de trama*

Como muestra el Cuadro 1/G.732, la señal de alineación de trama ocupa las posiciones 2 a 8 intervalo de tiempo de canal 0 de cada dos tramas.

La s[illegible]

0 0 1 1 0 1 1.

Para evitar la simulación de la señal de alineación de trama por los bitios 2 a 8 del intervalo de ti de canal 0 de las tramas que no contienen la señal de alineación de trama, el bitio 2 de dichos intervalo tiempo de canal se fija a 1.

2.5 *Pérdida y recuperación de la alineación de trama*

Deberá considerarse que la alineación de trama se ha perdido cuando se hayan recibido con errores dos o cuatro señales consecutivas de alineación de trama.

Se considerará recuperada la alineación de trama cuando se [illegible] la siguiente secuencia:

– por primera vez, la presencia de la señal de alineación de trama [illegible];

– la ausencia de la señal de alineación de trama en la trama siguiente, de modo que un objeto de verificar que el bitio 2 del intervalo de tiempo de canal 0 tiene el valor 1;

– por segunda vez, la presencia de la señal de alineación de trama correcta, en la trama siguiente.

Observación. – Para que no sea posible un estado en el cual no pueda lograrse la alineación de trama debido a la presencia de una señal de alineación de trama simulada, puede utilizarse el siguiente procedimiento:

Cuando se detecte una señal de alineación de trama válida en la trama *n*, deberá efectuarse una verificación para asegurarse de que la trama $n + 1$ no contiene una señal de alineación de trama, pero que la trama $n + 2$ sí la contiene. Si no se cumple una o ninguna de estas condiciones, se iniciará una nueva búsqueda a partir de la trama $n + 2$.

3. *Condiciones de avería y operaciones consiguientes*

3.1 *Condiciones de avería*

El equipo múltiplex MIC deberá detectar las condiciones de avería siguientes:

3.1.1 Fallo de la fuente de energía.

3.1.2 Fallo del códec (salvo si se utilizan códecs de un solo canal).

Observación. – Como requisito mínimo, esta condición de avería deberá [illegible], por lo [illegible] para un nivel de señal de la gama de −21 a −6 dBm0, el valor de la relación señal/ruido de [illegible] del códec local está 18 dB, o más, por debajo del nivel indicado en la Recomendación G.712. Una Administración ha señalado que este requisito permite supervisar de manera adecuada la aptitud del códec para la transmisión telefónica. Sin embargo, la transmisión de información del sistema de señalización R2 a través del códec impondría a éste condiciones más estrictas que pudieran no ser cubiertas por el requisito mencionado. Es necesario ulterior estudio.

3.1.3 Pérdida de la señal entrante en la entrada a 64 kbitios/s (intervalo de tiempo 16).

Observación. – La detección de esta condición de avería no es obligatoria cuando se emplea la señalización asociada al canal y el equipo múltiplex de señalización está situado a pocos metros del equipo múltiplex MIC.

3.1.4 Pérdida de la señal entrante a 2048 kbitios/s.

Observación 1. – La detección de esta condición de avería sólo es necesaria si, como consecuencia de la misma, no se produce una indicación de pérdida de la alineación de trama.

Observación 2. – Cuando se utilizan circuitos separados para la señal numérica y la señal de temporización, la pérdida de una o ambas señales debiera considerarse como una pérdida de la señal entrante.

3.1.5 Pérdida de la alineación de trama.

3.1.6 Proporción excesiva de errores, detectada en la señal de alineación de trama.

3.1.6.1 Criterios para activar la indicación de condición de avería:

– Proporción de errores $\leq 1 \times 10^{-4}$.

La probabilidad de activar la indicación de condición de avería en unos pocos segundos debe ser inferior a 10^{-6}.

– Proporción de errores $\geq 1 \times 10^{-3}$.

La probabilidad de activar la indicación de condición de avería en unos pocos segundos debe ser superior a 0,95.

3.1.6.2 Criterio para [illegible] la indicación de condición de avería

- Proporción de errores $> 1 \times 10^{-3}$.

  La probabilidad de desactivar la indicación de la condición de avería en un [illegible] debe ser casi nula.

- Proporción de errores $< 1 \times 10^{-4}$.

  La probabilidad de desactivar la indicación de la condición de avería en un [illegible] debe ser superior a 0,95.

Observación. — La expresión «unos pocos segundos» referente al período específico de activación y desactivación debe interpretarse como unos 4 6 5 segundos.

3.1.7 Indicación de alarma recibida del equipo multiplex MIC distante (véase el punto 3.2.3)

3.2 *Operaciones consiguientes*

Tras la detección de una condición de avería, deberán efectuarse las operaciones adecuadas especificadas en el Cuadro 2/G.732. Estas operaciones son las siguientes:

CUADRO 2/G.732 — Condiciones de avería y operaciones consiguientes en el equipo múltiplex MIC

Parte del equipo	Condiciones de avería (véase el punto 3.1)	Operaciones consiguientes (véase el punto 3.2)					
		Transmisión de una indicación de alarma de servicio	Transmisión de una indicación de alarma para mantenimiento inmediato	Transmisión de una indicación de alarma hacia el extremo distante	Supresión de la transmisión en las salidas analógicas	Aplicación de la AIS a la salida a 64 kbit/s (IT16)	Aplicación de la AIS a la salida a 2048 kbit/s
Multiplexor y demultiplexor	Fallo de la fuente de energía	Sí	Sí	Sí, de ser posible en la práctica	Sí, de ser posible en la práctica	Sí, de ser posible en la práctica	Sí, de ser posible en la práctica
	Fallo del código	Sí	Sí	Sí	Sí		
Multiplexor solamente	Pérdida de la señal entrante en la entrada a 64 kbit/s (IT16)		Sí				Sí
Demultiplexor solamente	Pérdida en la señal entrante a 2048 kbit/s	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	
	Pérdida de la alineación de trama	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	
	Proporción de errores de 1×10^{-3} en la señal de alineación de trama	Sí	Sí	Sí	Sí	Sí	
	Indicación de alarma recibida del extremo distante	Sí					

Observación. — Un [illegible] el cual [illegible] de la consecuencia de la correspondiente condición de avería. Un [illegible] en el [illegible] correspondiente *no* debe efectuarse [illegible] condición de avería [illegible]

.1 Transmisión de una indicación de alarma de servicio saliente para notificar que el servicio proporcionado por el múltiplex MIC ha dejado de estar disponible. Esta indicación debe transmitirse por lo menos al equipo múltiplex de conmutación y/o señalización, según las disposiciones que se hayan tomado. La indicación deberá darse tan pronto como sea posible, y no después de 2 ms tras la detección de la correspondiente condición de avería.

Esta especificación, en la que se tiene en cuenta lo indicado en el punto 2.5, equivale a recomendar que el tiempo medio para la detección de una pérdida de alineación de trama y la generación de la correspondiente indicación no debe ser superior a 3 ms.

Cuando se utiliza la señalización por canal común, la indicación debe enviarse al equipo de conmutación por medio de un interfaz separado en el equipo múltiplex MIC.

.2 Transmisión de una indicación de alarma para mantenimiento inmediato generada para notificar que la calidad de funcionamiento es inferior a normas aceptables y que es necesario proceder a una operación local de mantenimiento. Cuando se detecta la señal de indicación de alarma (AIS) [véase la Observación 1 del punto 3.2.6], deberá neutralizarse la indicación de alarma para mantenimiento inmediato asociada a la pérdida de alineación de trama (véase el punto 3.1.5) y a una proporción excesiva de errores (véase el punto 3.1.6).

Observación. – Se deja a discreción de las Administraciones la utilización y ubicación de posibles alarmas visuales y/o audibles, activadas por las indicaciones de alarma mencionadas en los puntos 3.2.1 y 3.2.2.

.2.3 Transmisión de una indicación de alarma hacia el extremo distante, obtenida haciendo pasar del estado 0 al estado 1 el bitio 3 del intervalo de tiempo de canal 0 en las tramas que no contienen la señal de alineación de trama. Esto debe efectuarse lo más pronto posible.

.2.4 Supresión de la transmisión en las salidas analógicas.

.2.5 Aplicación de la señal de indicación de alarma (AIS) al intervalo de tiempo 16 de la salida a 64 kbitios/s (véase la Observación 1). Esta operación debe efectuarse tan pronto como sea posible y no después de 2 ms tras la detección de la condición de avería.

.2.6 Aplicación de la AIS al intervalo de tiempo 16 de la señal compuesta de salida a 2048 kbitios/s.

Observación 1. – El contenido binario equivalente de la señal de indicación de alarma (AIS) es un tren continuo de unos.

Observación 2. – Los mencionados requisitos de temporización son asimismo aplicables al restablecimiento subsiguiente a la desaparición de una condición de avería.

4. *Señalización*

Se recomienda la utilización del intervalo de tiempo de canal 16, ya sea para la señalización por canal común o para la señalización asociada al canal, según se requiera. Deberán efectuarse las operaciones descritas en el punto 3.2.1, consiguientes a la correspondiente condición de avería, de conformidad con el Cuadro 2/G.732.

El intervalo de tiempo de canal 16 puede utilizarse para proporcionar un interfaz a 64 kbitios/s, que será apropiado para uso tanto con señalización por canal común como con señalización asociada al canal. Deberá efectuarse la operación descrita en el punto 3.2.5, consiguiente a las correspondientes condiciones de avería indicadas en el Cuadro 2/G.732.

Los requisitos específicos para la organización de sistemas de señalización determinados se incluirán en las especificaciones de dichos sistemas.

4.1 *Señalización por canal común*

El intervalo de tiempo de canal 16 puede utilizarse para la señalización por canal común a velocidades de hasta 64 kbitios/s. En la especificación de los diversos sistemas de señalización por canal común figurará el método para obtener la alineación de las señales. En este caso, el interfaz a 64 kbitios/s que se utilizará para el intervalo de tiempo de canal 16 será conforme al punto 5 y a la Recomendación G.703.

4.2 *Señalización asociada al canal*

A continuación se indica la disposición recomendada para la utilización del intervalo de tiempo de canal 16 a 64 kbitios/s para la señalización asociada al canal.

4.2.1 *Estructura de la multitrama*

Una multitrama está [illegible] de 0 a 15.

La señal de alineación de multitrama es 0000 y ocupa los intervalos de tiempo de dígito 1 a 4 del intervalo de tiempo de canal 16 en la trama 0.

4.2.2 *Asignación del intervalo de tiempo de canal 16*

Cuando el intervalo de tiempo de canal 16 se utiliza para la señalización asociada al canal, dicho intervalo proporciona un trayecto numérico a 64 kbitios/s, que se subdivide en trayectos de menor velocidad utilizándose como referencia la señal de alineación de multitrama.

Los detalles de la asignación de los bitios figuran en el Cuadro 3/G.732.

CUADRO 3/G.732

Intervalo de tiempo de canal 16 de la trama 0	Intervalo de tiempo de canal 16 de la trama 1		Intervalo de tiempo de canal 16 de la trama 2		Intervalo de tiempo de canal 16 de la trama 15	
0000 xyxx	*abcd* canal 1	*abcd* canal 16	*abcd* canal 2	*abcd* canal 17	*abcd* canal 15	*abcd* canal 31

Observación. – x = bitio de reserva fijado al valor 1 si no se utiliza.
y = bitio utilizado para indicar la pérdida de la alineación de multitrama (véase el punto 4.2.4.2.3).
Si no se utilizan los bitios b, c ó d, se les debe dar los siguientes valores:
$b = 1$
$c = 0$
$d = 1$
Se recomienda no utilizar la combinación 0000 de los bitios a, b, c y d, para señalización para los canales 1 a 15.

En la asignación de los bitios se prevén cuatro canales de señalización a 500 bitios/s designados por a, b, c y d, para cada canal telefónico. Mediante esta disposición, la distorsión de señalización de cada canal de señalización introducida por el sistema de transmisión MIC no será superior ± 2 ms.

4.2.3 *Pérdida y recuperación de la alineación de multitrama*

Se considerará que se ha perdido la alineación de multitrama, cuando se hayan recibido con error dos señales consecutivas de alineación de multitrama.

Se considerará recuperada la alineación de multitrama inmediatamente después de que se detecte la primera señal de alineación de multitrama correcta.

Observación. – Para evitar una condición de falsa alineación de multitrama, puede utilizarse el siguiente procedimiento, además del mencionado anteriormente:

- Se considerará que la alineación de multitrama se ha perdido cuando, durante un período de una o dos multitramas, todos los bitios en el intervalo de tiempo 16 están en el estado 0.
- Se considerará recuperada la alineación de multitrama solamente cuando en el intervalo de tiempo 16 que precede a la primera señal de alineación de multitrama detectada hay por lo menos un bitio en el estado 1.

4.2.4 *Condiciones de avería y operaciones consiguientes*

4.2.4.1 *Condiciones de avería*

El equipo múltiplex de señalización deberá detectar las siguientes condiciones de avería:

4.2.4.1.1 Fallo de la fuente de energía.

4.2.4.1.2 Pérdida de la señal entrante a 64 kbit/s en la entrada del demultiplexor de señalización.

Observación 1. – La detección de esta condición de avería [illegible] cuando el equipo múltiplex de señalización está a puertas del equipo múltiplex MIC. [illegible] consecuencia de esta condición de avería se produce una indicación de pérdida de alineación de multitrama.

Observación 2. – Cuando se utilizan circuitos separados para la señal numérica y la señal de temporización, la pérdida de una o ambas señales deberá considerarse como una pérdida de la señal entrante.

4.2.4.1.3 Pérdida de alineación de multitrama.

4.2.4.1.4 Recepción de una indicación de alarma procedente del equipo múltiplex de señalización distante (véase el punto 4.2.4.2.3).

4.2.4.1.5 Recepción de una indicación de alarma de servicio procedente del equipo múltiplex MIC (véase el punto 3.2.1).

4.2.4.2 *Operaciones consiguientes*

Tras la detección de una condición de avería deberán efectuarse las operaciones consiguientes especificadas en el Cuadro 4/G.732. Estas operaciones son las siguientes:

CUADRO 4/G.732 – Condiciones de avería y operaciones consiguientes en equipos múltiplex [illegible]

Parte del equipo	Condiciones de avería (véase el punto 4.2.4.1)	Operaciones consiguientes (véase el punto 4.2.4.2)			
		Transmisión de una indicación de alarma de servicio	Transmisión de una indicación de alarma de servicio a intervalos de 1 segundo	Transmisión de una indicación de alarma de servicio a intervalos de 1 segundo	Transmisión de una indicación de alarma de servicio a intervalos de 1 segundo en la recepción
Multiplexor y demultiplexor	Fallo de la fuente de energía	Sí	Sí	Sí, [illegible] en la pérdida	Sí, [illegible] posible en la pérdida
Demultiplexor entrante	Pérdida de la señal entrante	Sí	Sí	Sí	Sí
	Pérdida de la alineación de multitrama	Sí	Sí	Sí	Sí
	Recepción de una indicación de alarma procedente del equipo múltiplex de señalización distante	Sí			Sí
	Recepción de una indicación de alarma de servicio procedente del equipo múltiplex MIC	Sí			Sí

[illegible]

4.2.4.2.2 [illegible] indicación de alarma [illegible] (véase el punto 4.2.4.1.3).

Observación. — Se deja a discreción de las Administraciones la utilización y ubicación de eventuales alarmas visuales y/o audibles, activadas por las indicaciones de alarma mencionadas en los puntos 4.2.4.2.1 y 4.2.4.2.2.

4.2.4.2.3 Transmisión de una indicación de alarma hacia el equipo múltiplex de señalización distante, generada mediante la conmutación, del estado 0 al estado 1, del bitio 6 del intervalo de tiempo del canal 16 de la trama 0 de la multitrama (véase el Cuadro 3/G.732); esto se efectuará lo más pronto posible.

4.2.4.2.4 Aplicación de la condición correspondiente al estado 1, en la línea, a todos los canales de señalización en la transmisión. Esta condición debe enviarse tan pronto como sea posible y no después de 3 ms tras la detección de la condición de avería.

Observación. — Todos los requisitos de temporización mencionados son asimismo aplicables al restablecimiento, subsiguiente a la desaparición de la condición de avería.

5 *Interfaces*

Los interfaces analógicos deben satisfacer la Recomendación G.712. Los interfaces numéricos deben cumplir la Recomendación G.703. Además, las características eléctricas del interfaz a 64 kbitios/s de los tipos codireccional y contradireccional se dan en los puntos 5.1 y 5.2, respectivamente. Estas características [illegible] en señalización asociada al canal.

5.1 *Características eléctricas del interfaz codireccional a 64 kbitios/s*

5.1.1 *Consideraciones generales*

5.1.1.1 Velocidad binaria nominal: 64 kbitios/s.

5.1.1.2 Tolerancia máxima para las señales transmitidas a través del interfaz: $10^{-6} \times 10^{-6}$.

5.1.1.3 Las señales de temporización de 64 kHz y 8 kHz se transmitirán [illegible] relación a la señal de información.

5.1.1.4 Se recomienda la utilización de un par simétrico para cada sentido de transmisión [illegible] la utilización de transformadores.

5.1.1.5 *Reglas de conversión de código:*

Paso 1: Un período de un bitio a 64 kbitios/s se divide en cuatro intervalos unitarios.

Paso 2: Un cero binario se codifica como un bloque constituido por los cuatro bitios siguientes:

1 1 0 0

Paso 3: Un [illegible] constituido por los cuatro bitios siguientes:

1 0 1 0

Paso 4: La señal binaria se convierte en una señal de tres niveles alternando la polaridad de bloques consecutivos.

Paso 5: La [illegible] de los bloques [illegible] cada número bloque. El bloque [illegible]

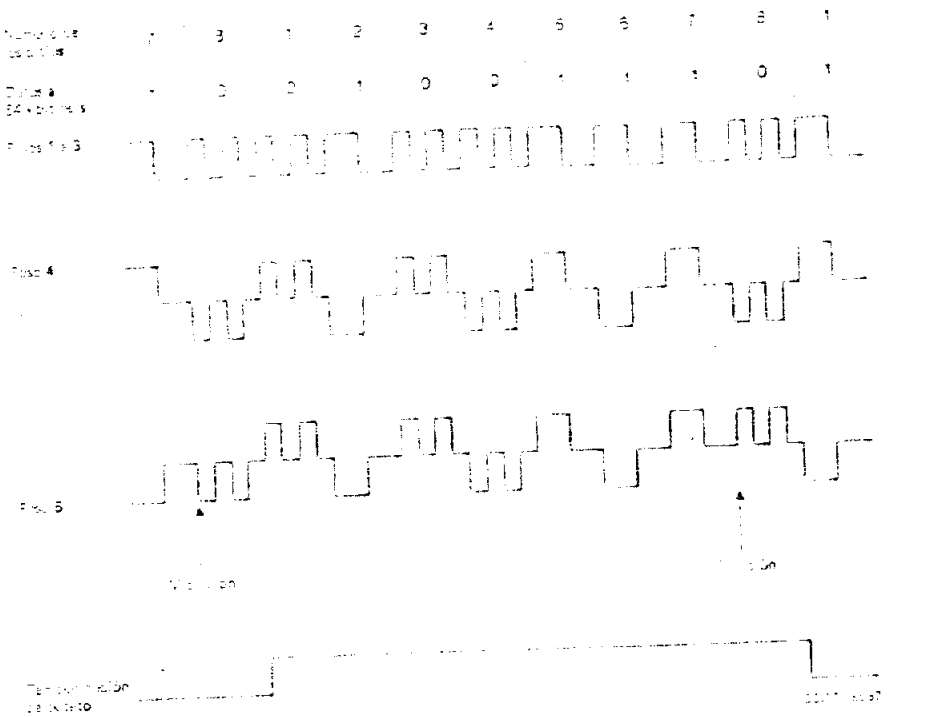
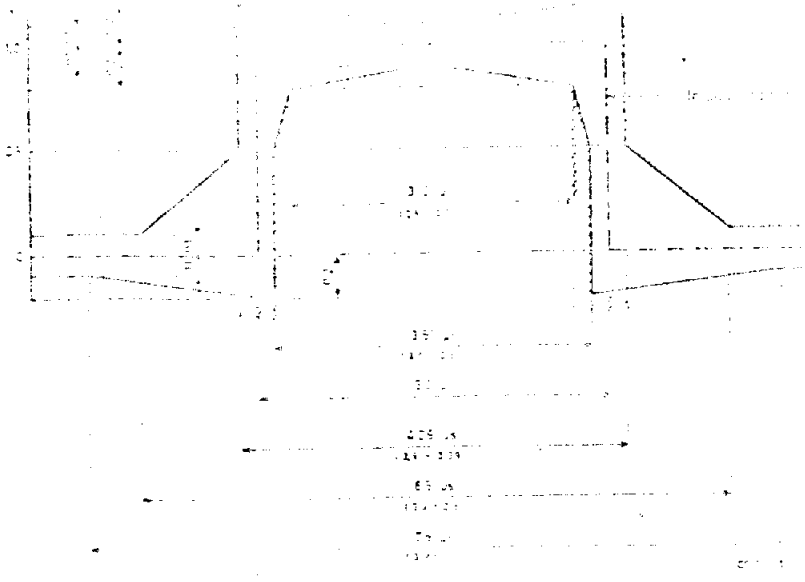


FIGURA 1/G.732 – [illegible]

3.1.2 Especificaciones en los accesos de salida [illegible] en el Cuadro 5/G.732)

CUADRO 5/G.732

Magnitud [illegible]	[illegible]
Forma del impulso (forma [illegible])	[illegible]
[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]
[illegible]	3,0 V
[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]



Observación 1 – La [illegible]

Observación 2 – Para [illegible]

[illegible]

5.1.3 *Especificaciones en los accesos de entrada*

La señal [illegible] en los accesos de entrada deberá corresponder a la [illegible] con las modificaciones que [illegible] las características de los [illegible] Las [illegible] en cuenta [illegible] a la frecuencia de 128 kHz. Esto [illegible] en cuenta [illegible] a la [illegible] en los equipos.

Observación – Si el [illegible] el blindaje se [illegible] el [illegible]

5.2 *Características [illegible] a 64 kbit/s*

5.2.1 *Características generales*

5.2.1.1 Velocidad binaria 64 kbit/s

5.2.1.2 [illegible]

5.2.1.3 [illegible]

Observación – Si un [illegible] interfaz [illegible] de 8 Hz en el sentido de [illegible] de [illegible] en la señal de temporización [illegible]

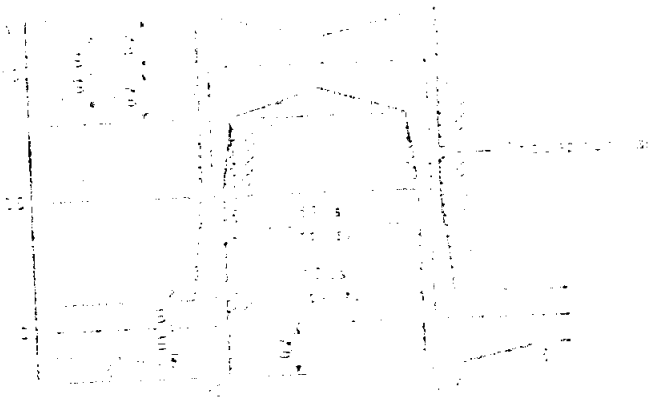
[illegible]

[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]
[illegible]	[illegible]	[illegible]

[illegible]

[illegible] medidas en los accesos [illegible] que [illegible] [illegible]

[illegible] blindaje [illegible] [illegible]



[illegible]

1. [illegible]

1.1 [illegible]

[illegible] la Recomendación C [illegible] Recomendación [illegible]

[illegible] Se reservan dos señales de canal [illegible]

[illegible]

1.2 [illegible]

[illegible]

1.3 [illegible]

[illegible]

[illegible] de una señal de [illegible]

[illegible]

6.1 Cables de pares simétricos

Recomendación G.611

CARACTERÍSTICAS DE LOS CABLES DE PARES SIMÉTRICOS PARA TRANSMISIÓN ANALÓGICA

(antigua Recomendación G.611 (Ginebra, 1974))

A. ESPECIFICACIÓN DEL CABLE

Ejemplos de las características eléctricas de cables con cuadretes en estrella, destinados a explotar 12, 24, 36, 48, 60 ó 120 canales telefónicos de corrientes portadoras en cada par de un cuadrete

a) *Tipos de cable*

Las Administraciones que decidan equipar su red con cables de pares simétricos deberán elegirlos dentro de lo posible entre los tipos de cables definidos seguidamente.

Los nuevos cables que se tiendan en la red telefónica internacional europea y mediterránea serán pares simétricos no cargados, destinados a la explotación con 12, 24, 36, 48, 60 ó 120 canales telefónicos de corrientes portadoras en cada par. Estos pares están agrupados por cuadretes en estrella, y todos los pares cargados de un mismo cable pertenecen a uno de los tipos cuyas características nominales se indican en el Cuadro 1/G.611.

CUADRO 1/G.611

	Tipo I	Tipo II	Tipo II *bis*	Tipo III	Tipo III *bis*
Diámetro de los conductores (en mm)	0,9	1.2	1.2	1.3	1.3
Capacidad efectiva (en nF/km)	33	26,5	21	28	22
Impedancia característica (en ohmios)					
a 60 kHz	153	178	206	170	196
a 120 kHz	148	174	203	165	193
a 240 kHz	–	172	200	163	190
a 552 kHz	–	–	198	–	188
Atenuación por unidad de longitud a 10 °C en cNp/km (en dB/km)					
a 60 kHz	26 (22.6)	–	–	–	–
a 120 kHz	36 (31.3)	23 (20.0)	17 (14.8)	21 (18.2)	16 (13.9)
a 240 kHz	–	33 (28.7)	24 (21.0)	31 (26.9)	23 (20.0)
a 552 kHz	–	55 (47.8)	36 (31.3)	51 (44.3)	34 (29.5)

Es indispensable que toda sección de amplificación que atraviese una frontera sea de tipo uniforme en toda su longitud. Cuando se trate de una sección fronteriza entre un país de gran extensión y otro de extensión reducida, la Administración del país de mayor extensión hará todo lo posible por aceptar el tipo adoptado en el otro país, a fin de no obligar a las Administraciones de los países de pequeña extensión a emplear secciones de cable internacional de tipo diferente al utilizado en sus cables nacionales.

Observación 1. – Consagrando especial atención al equilibrado de la diafonía y adoptando un valor apropiado para la separación de las estaciones de repetidores, algunas Administraciones han conseguido establecer sistemas de dos grupos secundarios conformes con la Recomendación G.322, en pares simétricos con aislamiento de papel, conformes con la presente especificación.

Observación 2. – También es posible establecer sistemas de dos grupos secundarios, conformes con la Recomendación G.322, en pares de los tipos II *bis* y III *bis*. Los pares del tipo II *bis* están aislados con polietileno y los del tipo III *bis* con estiroflex.

b) *Regularidad de los largos de fabricación*

La regularidad puede caracterizarse por uno u otro de los métodos equivalentes descritos a continuación, cuya elección incumbirá a las Administraciones interesadas.

1. *Capacidad efectiva*

La «capacidad efectiva» se mide entre los dos conductores del par, estando conectados todos los demás conductores del cable entre sí y a la cubierta del cable.

Diferencias de capacidad efectiva

Cable del tipo I. – La media de las capacidades efectivas de todos los pares en cualquier largo de fabricación no deberá diferir del valor nominal más de ± 5%.

En cualquier largo de fabricación la diferencia entre un valor individual cualquiera de capacidad efectiva y el valor medio obtenido para ese largo de fabricación no deberá ser superior a ± 7,5%; la media aritmética de los valores absolutos de estas diferencias no deberá ser superior a 2,5%.

Cables de los tipos II, II bis, *III y III* bis. – La capacidad efectiva media de cualquier largo no deberá diferir más de ± 3 % del valor nominal.

En cualquier largo de fabricación, la diferencia entre la capacidad efectiva de un par cualquiera y la capacidad media para ese largo de cable no deberá ser superior a ± 5%.

2. *Diferencias de impendancia* (cables de los tipos II, II *bis*; III y III *bis*)

La parte real de la impedancia característica de cualquier circuito a la frecuencia de 120 kHz no deberá diferir más de ± 5% del valor medio de todos los pares de la primera serie de fabricación de varios largos de cada tipo. Este valor medio no podrá diferir más de ± 5% del valor nominal en 120 kHz.

La impedancia se medirá en los largos de fabricación utilizando un puente, terminando los circuitos en una impedancia constantemente igual a la medida por el puente.

c) *Diafonía*

La calidad del cable desde el punto de vista de la diafonía puede caracterizarse por uno de los dos métodos equivalentes que se indican a continuación, cuya elección incumbe a las Administraciones interesadas.

1. *Mediciones directas de diafonía*

En un largo de fabricación de 230 metros, la diafonía entre dos circuitos reales cualesquiera debe satisfacer las condiciones siguientes:

- la relación telediafónica deberá ser superior a 68 dB;
- la atenuación paradiafónica deberá ser superior a 56 dB.

En los cables explotados con cinco grupos primarios o dos grupos secundarios, estos valores se obtendrán hasta los 240 Hz; en los cables explotados con dos grupos primarios, los valores impuestos se obtendrán hasta los 120 kHz.

Para estas mediciones, los circuitos se terminarán en la parte real de la impedancia nominal para la frecuencia considerada.

En largos superiores a 230 metros, se deducirá de los límites anteriormente indicados

$$20 \log_{10} \frac{L}{230} \text{ dB},$$

siendo L la longitud en metros. Los largos inferiores a 230 metros deberán cumplir las mismas condiciones que los de 230 metros.

2. *Desequilibrios de capacidad y de inductancias mutuas*

Todas las me[illegible] de Impedancia mutua se hará con un puente [illegible] temperatura ambiente sin aplicar [illegible] resultados obtenidos a 10 °C. Todos los conductores distintos de los ensayados deberán estar conectados a [illegible] cubierta del cable.

En un largo de fabricación de 250 metros, los desequilibrios de capacidad no deberán rebasar l[illegible] valores indicados en el Cuadro 2/G.611 ni las inductancias [illegible] en el Cuadro 3/G.611. Es[illegible] cuadros dan valores límites para los cables del tipo I, por un lado, y para los de los tipos II, II *bis*, III [illegible] III *bis*, por otro.

CUADRO 2/G.611 – Desequilibrios de capacidad

	Media de todas las lecturas (sin tener en cuenta los signos)		Lectura individual máxima	
	Tipo I	Tipos II, II *bis*, III y III *bis*	Tipo I	Tipos II, II *bis*, III y III *bis*
Desequilibrio de capacidad en picofaradios:				
entre pares del mismo cuadrete	33	17	125	60
entre pares de cuadretes adyacentes de una misma capa	10	5	60	25
entre pares de cuadretes no adyacentes de la misma capa	valor medio no especificado, puesto que no se miden todas las combinaciones posibles		20	10
entre pares pertenecientes a cuadretes de capas adyacentes	10	5	60	25
entre cualquier par y tierra	100	100	400	400

Observación. – Los límites indicados para los valores medios no son aplicables a los cables que no contienen más de [illegible] cuadretes.

CUADRO 3/G.611 – Inductancias mutuas

	Media de todas las lecturas (sin tener en cuenta los signos)		Lectura individual máxima	
	Tipo I	Tipos II, II *bis*, III y III *bis*	Tipo I	Tipos II, II *bis*, III y III *bis*
Inductancias mutuas en nanohenrios:				
entre pares del mismo cuadrete	150	125	600	500
entre pares de cuadretes adyacentes de una misma capa	100	40	400	150
entre pares de cuadretes no adyacentes . .	50	20	350	150
entre pares pertenecientes a cuadretes de capas adyacentes	100	40	600	250

Observación. – Los límites indicados para los valores medios no son aplicables a los cables que no contienen más de [illegible] cuadretes.

Si se trata de largos superiores a 230 metros, se aplicarán las reglas siguientes:

Los valores medios de par a par indicados en los Cuadros 2/G.611 y 3/G.611 se multiplicarán por la raíz cuadrada de la relación entre el largo considerado y 230 metros.

Todos los valores máximos, así como los valores medios entre un par y tierra, se multiplicarán por la razón entre el largo considerado y 230 metros.

Los largos inferiores a 230 metros deberán reunir las mismas condiciones que los de 230 metros.

d) *Rigidez dieléctrica*

Previa petición especial, los cables se construirán de modo que el aislamiento de un largo cualquiera pueda soportar sin ruptura una diferencia de potencial especificada en cada caso particular, que no sea superior a 2000 voltios (valor eficaz), aplicada durante dos segundos por lo menos entre todos los conductores en paralelo y la cubierta puesta a tierra. La prueba se hará con una corriente alterna de 50 Hz. El valor de la tensión de prueba no deberá exceder en más de 10% el valor máximo de la tensión sinusoidal que tenga el mismo valor eficaz.

La prueba podrá hacerse también con corriente continua (véase el Anexo 19 de la 4.ª Parte del Tomo III del *Libro Azul*, titulado «Pruebas de rigidez dieléctrica», ediciones francesa e inglesa). En este caso, el límite que ha de fijarse para la tensión continua es el previsto para el valor eficaz de la tensión alterna multiplicado por 1,4 [1].

e) *Resistencia de aislamiento*

En un largo de cable, la resistencia de aislamiento medida entre un conductor y el conjunto de los demás conductores, conectados a la cubierta y a tierra, no deberá ser inferior a 10 000 megohmios × kilómetro, siendo la diferencia de potencial empleada de 100 voltios como mínimo y de 500 voltios como máximo. La lectura se hará después de un minuto de electrización, a una temperatura de por lo menos 15 °C.

B.1 ESPECIFICACIÓN DE UNA SECCIÓN DE AMPLIFICACIÓN QUE HAYA DE DOTARSE DE REPETIDORES TRANSISTORIZADOS

a) *Atenuación máxima en una sección de amplificación*

La atenuación máxima de una sección normal de amplificación a la frecuencia más elevada transmitida en línea es de 41 dB para los sistemas de ganancia reducida de uno, dos o tres grupos primarios, y de 36 dB para los sistemas de ganancia reducida de cuatro o cinco grupos primarios o dos grupos secundarios.

b) *Diafonía*

La relación telediafónica entre circuitos en el mismo sentido, medida en las secciones de amplificación de un sistema de corrientes portadoras en pares simétricos no cargados, terminados en sus dos extremos por impedancias iguales a su impedancia característica, no deberá ser inferior a los valores que se indican seguidamente (que tienen en cuenta la presencia eventual de redes compensadoras de telediafonía):

1. De emplearse el método *clásico* de equilibrado, la relación telediafónica en una sección de amplificación de sistemas transistorizados de *ganancia reducida*, con una capacidad inferior o igual a 120 canales, establecidos en cables del tipo II o III (o análogos), o de sistemas de *ganancia reducida* que proporcionen 120 canales, establecidos en cables del tipo II *bis* o III *bis*, deberá ser de por lo menos 62,5 dB.

2. Si una «sección de equilibrado» consta de varias secciones de amplificación, se obtiene un resultado equivalente partiendo de la fórmula $69{,}5 - 10 \log_{10} n$ (dB), en la que n representa el número de secciones de amplificación comprendidas en una sección de equilibrado.

---

[1] En el punto 4 del Anexo 19 no se recomienda ninguna fórmula de aplicación general para las mediciones en el caso de dieléctricos [illegible] Normalmente [illegible] puede aplicar el factor 1,4, que es representativo [illegible]

c) *Regularidad de la impedancia*

La impedancia de cualquier circuito en una sección de amplificación que forme parte de un [illegible] de corrientes portadoras en pares simétricos no cargados estará comprendida, con relación a su valor nominal, entre los siguientes límites:

± 5% (valor medido a 60 kHz) si se trata de una sección de amplificación que forma parte de un sistema de 12 canales;

± 8% (valor medido a 108 kHz) si se trata de una sección de amplificación que forma parte de un sistema de 24 canales;

± 8% (valor medido a 120 kHz) si se trata de una sección de amplificación que forma parte de un sistema de 36 ó 48 canales;

± 8% (valor medido a 240 kHz) si se trata de una sección de amplificación que forma parte de un sistema de 60 canales;

± 8% (valor medido a 552 kHz) si se trata de una sección de amplificación que forma parte de un sistema de 120 canales.

d) *Rigidez dieléctrica*

Para comprobar la rigidez dieléctrica de una sección de amplificación una vez terminado el tendido, se aplicará al cable una tensión continua, igual al valor fijado para el valor eficaz de la tensión alterna de prueba en el caso de mediciones de recepción en fábrica de largos de fabricación [véase el punto A. d) precedente].

e) *Resistencia de aislamiento*

La resistencia de aislamiento medida en el extremo del cable, sin que intervenga el cableado interior de la estación de repetidores, entre un conductor cualquiera, por un lado, y todos los demás conductores reunidos, conectados a la cubierta y a tierra, por otro, no deberá ser inferior a 10 000 megohmios × kilómetro, midiéndose esta resistencia de aislamiento con una diferencia de potencial de 100 voltios, como mínimo, y de 500 voltios como máximo. Las lecturas se harán después de un minuto de electrización a una temperatura de por lo menos 10 °C.

B.2 ESPECIFICACIÓN DE UNA SECCIÓN DE AMPLIFICACIÓN QUE HAYA DE EQUIPARSE CON REPETIDORES DE VÁLVULAS

a) *Atenuación máxima en una sección de amplificación*

Normalmente, la atenuación del cable en una sección de amplificación no debe ser superior a 56,5 dB la frecuencia más elevada. En el 20% de las secciones, podrá admitirse un valor máximo de 61 dB.

b) *Diafonía*

La relación telediafónica entre circuitos en el mismo sentido, medida en las secciones de amplificación de un sistema de corrientes portadoras en pares simétricos no cargados, terminados en sus dos extremos por impedancias iguales a impedancia característica, no deberá ser inferior a los valores que se indican seguidamente (que tienen en cuenta la presencia eventual de redes compensadoras de telediafonía):

- 69,5 dB, en el caso de secciones de amplificación que forman parte de un sistema de un grupo primario;
- 65 dB, en el caso de secciones de amplificación que forman parte de un sistema de dos, tres, cuatro o cinco grupos primarios, o de dos grupos secundarios.

c) *Regularidad de la impedancia* (véase el texto correspondiente del punto B.1).

d) *Rigidez dieléctrica* (véase el texto correspondiente del punto B.1).

e) *Resistencia de aislamiento* (véase el texto correspondiente del punto B.1).

REFERENCIAS

(1) SISTEMAS DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS
Bell Telephone, Mfg. Co. Amberes - Bélgica (1980)

(2) TRANSMISSION SYSTEMS FOR COMUNICATIONS
Bell Telephone Laboratories. págs. 115-122

(3) 30 - CHANNEL PCM TERMINAL ZAK 30/32
LM Ericsson 3rd. Edition

(4) DIGITALIZACION DE LA RED DE TRANSMISION
Conferencias en Ecuador (1979)

(5) COURSE IN PULSE CODE MODULATION BOOKLET 1
PCM MULTIPLEX FOR 30/32 CHANNELS SAK 30/32
LM Ericsson Long Distance Division (1978)

(6) SISTEMAS DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS
Bell Telephone, Mfg. Co. Amberes - Bélgica (1980)

(7) DIGITAL COMMUNICATION BY SATELLITE
J.I. Spilker, Jr. PH.D. págs. 473-477

(8) DIGITALIZACION DE LA RED DE TRANSMISION
Conferencias en Ecuador (1979)

(9) SISTEMAS DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS
Bell Telephone, Mfg. Co. Amberes - Bélgica (1980)

(10) 30 - CHANNEL PCM TERMINAL ZAK 30/32
LM Ericsson 3rd. Edition

(11) DIGITALIZACION DE LA RED DE TRANSMISION
Conferencias en Ecuador (1979)

(12) TRANSMISSION SYSTEMS FOR COMUNICATIONS
Bell Telephone Laboratories págs. 141-145:

(13) CIEPI N.-1
Colegio de Ingenieros Eléctricos de Pichincha, 1972

(14) TECNICAS ANALOGICAS Y NUMERICAS EN TELECOMUNICACIONES
ITT Network 2000
Serie de conceptos de telecomunicaciones págs. 24-27

(15) DIGITALIZACION DE LA RED DE TRANSMISION
Conferencias en Ecuador (1979)

(16) DIGITALIZACION DE LA RED DE TRANSMISION
Conferencias en Ecuador (1979)

(17) SEMINARIO SOBRE CONMUTACION TELEFONICA Y EQUIPOS ASOCIADOS
Quito 1980

(18) CATALOGO DE CABLES DE LA LM ERICSSON
Octubre 1969. págs. 2.05

(19) RECOMENDACION M810 DEL CCITT
Volúmen IV, I libro Naranja 1977

(20) RECOMENDACION M 1020 DEL CCITT
Volúmen IV, I libro Naranja 1977

(21) SEMINARIO SOBRE TRANSMISION
Quito 1980

BIBLIOGRAFIA

COURSE IN PULSE CODE MODULATION BOOKLET 2
PCM LINE EQUIPMENT FOR 2,048 Mbit/s ZAD 2
LM Ericsson Long Distance Division

SISTEMAS DE TRANSMISION DE FUJITSU
Fujitsu Limited: Comunicaciones y Electrónica

COURSE IN PULSE CODE MODULATION BOOKLET 3
GROUP ACTIVITIES
LM Ericsson Long Distance Division

SELECTED ARTICLES FROM THE LENKURT DEMODULATOR
Vol. 1 y Vol. 2

DIGITAL ELECTRONICS
AN INTRODUCTION TO THEORY AND PRACTICE
William H. Gothmann 1937

SEMINARIO SOBRE REDES TELEFONICAS
Quito Junio 1980