

T
621.3851
D259

ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**“DIGITALIZACION DE LA RED TELEFONICA INTERCENTRAL
EXISTENTE DE LA CIUDAD DE GUAYAQUIL”**

Tesis de Grado

Previa a la obtención del Título de:

INGENIERO EN ELECTRICIDAD

Especialización: ELECTRONICA

Presentada por:

BOLIVAR ENRIQUE DAVILA GARCIA

Guayaquil - Ecuador

1.987

A G R A D E C I M I E N T O

- AL UNICO Y SABIO DIOS, nuestro Salvador.

- Al Ing. FREDDY VILLAO QUEZADA, Director de Tesis, por su ayuda y colaboración en la realización de este trabajo.

- Al Ing. GUSTAVO BERMUDEZ FLORES, por su motivación en la terminación del mismo.-

DEDICATORIA

- A MIS AMADOS PADRES:
Por ser quienes me han dado todo
el apoyo moral y espiritual.

- A mis hermanos:
Por sus gratas ayudas.

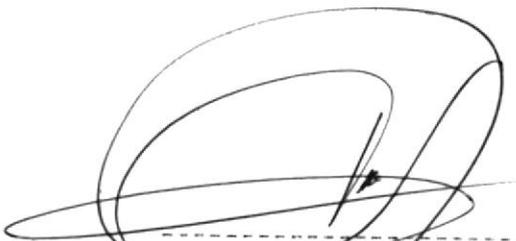
- A mis amigos.-



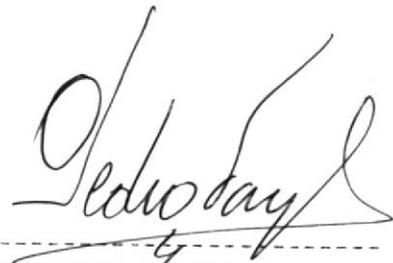
ING. GUSTAVO BERNUENZ FLORES
SUB-DECANO DE LA FACULTAD DE
INGENIERIA ELECTRICA



ING. FREDDY VILLAO QUEZADA
DIRECTOR DE TESIS



ING. CARLOS BECERRA ESCUDERO
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

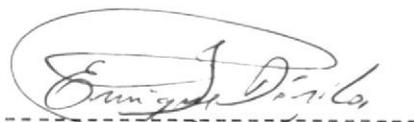


ING. PEDRO VARGAS GORDILLO
MIEMBRO DEL TRIBUNAL

DECLARACION EXPRESA

"LA RESPONSABILIDAD POR LOS HECHOS, IDEAS U DOCTRINAS
EXPUESTOS EN ESTA TESIS, ME CORRESPONDEN EXCLUSIVAMENTE;
Y, EL PATRIMONIO INTELECTUAL DE LA MISMA, A LA
ESCUELA SUPERIOR POLITECNICA DEL LITORAL".

(Reglamento de Exámenes y Títulos Profesionales de la
ESPOL).



BOLIVAR DAVILA GARCIA

R E S U M E N

En esta tesis estudiaremos la posibilidad de ampliar la capacidad de transmisión telefónica, de los enlaces intercentrales de nuestra ciudad.

Para lo cual utilizaremos tecnología digital y como medio de transmisión la misma infraestructura de cables existentes - (multipares con aislamiento de papel). Es de nuestro conocimiento que IETEL está instalando nuevas centrales digitales y utilizando como medio de transmisión fibra óptica. Este hecho no resta importancia a que podamos utilizar la infraestructura instalada y sacarle el mejor provecho.

Empezaremos estudiando los principios fundamentales de la modulación por impulsos codificados (MIC o PCM) los cuales son: muestreo cuantificación y codificación; seguidamente estudiaremos la aplicación de estos principios en la telefonía. Esta modulación toma un valor práctico al combinarla con la multiplexación por división en el tiempo; como resultado de esta combinación podemos conseguir más de un canal de comunica

ción a través de una sola línea física. Específicamente nos referiremos al sistema MIC 30 + 2 , donde tenemos 30 canales de voz, uno de sincronismo y uno de señalización.

Para poder utilizar los cables de una manera apropiada, se hace necesario evaluarlos, para esto realizamos mediciones eléctricas en los mismos. Con los resultados obtenidos - realizamos el diseño de enlace intercentral entre las centrales Sur y Guasmo, ampliando 300 canales de enlace (que es un requerimiento de IETEL).

Las medidas tomadas en este cable se puede considerar que - son muy parecidas para cables del mismo tipo que prestan servicio entre otras centrales. En el diseño incluimos la forma de interconectar los equipos y a la vez describimos las características de los equipos a utilizarse. Finalmente realizó un bosquejo de las fases de ejecución y el costo del proyecto; planteando las dos alternativas: usando MIC y tendiendo nuevo cable multipar.

Este proyecto y tesis tiene un valor práctico ya que presenta una magnífica alternativa técnica y económica para mejorar la calidad de transmisión; sin la necesidad de efectuar el montaje de nuevos cables.

INDICE GENERAL

PAGS.

RESUMEN	-----
INDICE GENERAL	-----
INDICE DE FIGURAS	-----
INDICE DE TABLAS	-----
INTRODUCCION	-----

CAPITULO I

MODULACION CON IMPULSOS CODIFICADOS (MIC o PCM)

1.1. HISTORIA DE LA MODULACION PCM	-----
1.2. TENDENCIA DIGITAL	-----
1.3. PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE PCM	-----
1.4. MUESTREO	-----
1.5. CUANTIFICACION	-----
1.5.1. Cuantificación lineal	-----
1.5.2. Cuantificación no-lineal	-----
1.6. CODIFICACION	-----
1.7. RUIDO	-----

1.7.1. Ruido de cuantificación -----	
1.7.2. Diafonía -----	

CAPITULO II

UTILIZACION DE MIC EN TELEFONIA

2.1. APLICACION DE MIC A REDES INTERCENTRALES -----	
2.2. UTILIZACION DE MULTIPLEXACION EN EL TIEMPO -----	
2.3. DIMENSIONAMIENTO DE PARAMETROS -----	
2.4. PRINCIPALES CONSIDERACIONES ECONOMICAS -----	
2.5. SISTEMA MIC 30 + 2 (PRIMER ORDEN) -----	
2.5.1. Trama -----	
2.5.2. Sincronización -----	
2.5.3. Señalización -----	

CAPITULO III

SITUACION ACTUAL DE LA RED TELEFONICA

3.1. ENLACES INTERCENTRALES EXISTENTES -----	
3.1.1. Longitud de enlaces -----	
3.1.2. Tipo de cables utilizados -----	
3.2. MEDICIONES ELECTRICAS -----	
3.3. EQUIPO UTILIZADO -----	

CAPITULO IV

DISEÑO DE LA RED TELEFONICA CON TRANSMISION MIC UTILIZANDO
LOS CABLES TELEFONICOS EXISTENTES

- 4.1. CONSIDERACION DE PARAMETROS PRIORITARIOS EN EL DISEÑO
- 4.2. CUADRO DE CABLES A UTILIZARSE; SELECCION Y CALIFICACION
DE PARES A SER USADOS -----
- 4.3. TIPO DE CONEXIÓN -----
- 4.4. TRATAMIENTO DE LA SEÑAL ANTES DE SER ENVIADA -----
- 4.5. BASES PARA EL FUTURO -----
- 4.6. SISTEMAS DE SEGUNDO, TERCER, CUARTO Y QUINTO ORDEN----

CAPITULO V

EQUIPO MIC

- 5.1. MULTIPLEX MIC CON SEÑALIZACION-----
- 5.2. TERMINAL DE LINEA -----
 - 5.2.1. Emisión -----
 - 5.2.2. Recepción -----
- 5.3. REPETIDORES REGENERATIVOS -----

CAPITULO VI

PLANIFICACION DEL PROYECTO

- 6.1. FASES DE EJECUCION -----
 - 6.1.1. Programación de actividades -----

6.2. COSTO DEL PROYECTO -----

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES -----

APENDICES -----

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS -----

INDICE DE FIGURAS

<u>Nº</u>		<u>PAGS.</u>
CAPITULO I		
1.1.	MUESTREO, CUANTIFICACION, CODIFICACION-----	
1.2.	MUESTREO -----	
1.3.	ESPECTROS DE SEÑAL -----	
1.4.a.	SEÑAL MUESTREADA -----	
1.4.b.	SEÑAL CUANTIFICADA, FRECUENCIA DE MUESTREO BA- JA -----	
1.5.	CARACTERISTICAS DEL COMPANSOR -----	
1.6.	CODIFICACION -----	
1.7.	COMPARACION ENTRE FDM Y PCM -----	
1.8.	SEÑAL SINUSOIDAL CUANTIFICADA -----	
1.9.	SEÑAL DE ERROR -----	
1.10.	CICLO DE UNA SEÑAL DE DIENTE DE SIERRA -----	
1.11.	SEÑAL DE DIAFONIA Y SU CUANTIFICACION -----	
CAPITULO II		
2.1.	MULTIPLEX POR DIVISION DE TIEMPO -----	

<u>Nº</u>		<u>PAGS.</u>
2.2.	CARACTERISTICA DE COMPRESION NORMALIZADA (A=87. 6,13 SEGMENTOS) LEY A-----	
2.3.	FORMATO DE TRAMA Y MULTITRAMA -----	
CAPITULO III		
3.1.	A=PAR PERTURBADOR; B = PAR PERTURBADOR -----	
3.2.	DIAFONIA FEXT -----	
3.3.	MEDICION DE FEXT -----	
3.4.	DIAFONIA NEXT -----	
3.5.	MEDICION DE DIAFONIA NEXT -----	
3.6.	DIAFONIAS FEXT Y NEXT -----	
3.7.	ACOPLAMIENTO ENTRE LOS PARES DE UNA CAPA -----	
3.8.	RELACIONES ENTRE SEPARACION Y TORSION SOBRE LA DIAFONIA -----	
3.9.	ACOPLAMIENTO ENTRE CAPAS -----	
3.10.	SEPARACION DENTRO DE UNA CAPA -----	
3.11.	MEDICIONES DE DIAFONIA ENTRE LOS PARES DE UNA CAPA -----	
3.12.	ACOPLAMIENTOS ENTRE CAPAS ADYACENTES -----	
3.13.	EQUIPO DE MEDICIONES LD-30 -----	
CAPITULO IV		
4.1.	CABLE DE CAPAS -----	

<u>Nº</u>		<u>PAGS.</u>
4.2.	CABLE DE UNIDADES O GRUPOS CON ESTOS DISPUESTOS EN CAPA -----	
4.3.a.	ELECCION DE PARES EN CABLE DE CAPAS O SUBGRUPO EN CABLE DE TRANSMISION BIDIRECCIONAL -----	
4.3.b.	ELECCION DE PARES EN CABLE DE CAPAS, TRANSMISION UNIDIRECCIONAL -----	
4.3.c.	ELECCION DE PARES EN CABLE DE UNIDADES, TRANSMI- SION UNIDIRECCIONAL -----	
4.3.d.	ELECCION DE PARES EN CABLE DE UNIDADES TRANSMISION BIDIRECCIONAL -----	
4.4.	ESQUEMA DE BLOQUE -----	
4.5.	CONVERSION DE CODIGO MEDIANTE ADI -----	
4.6.	EL CODIGO AMI -----	
4.7.	FRECUENCIA FUNDAMENTAL EN SEÑALES BINARIAS -----	
4.8.	CODIFICACION HBD3 -----	
4.9.	CODIFICACION HDB3 -----	
4.10.	JERARQUIA DE MIC -----	
4.11.	JERARQUIA DE SISTEMAS MIC -----	
4.12.	MULTIPLEXACION SINCRONA -----	
CAPITULO V		
5.1.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE EQUIPOS MULTIPLEX MIC Y SEÑALIZACION -----	

<u>Nº</u>		<u>PAGS.</u>
5.2.	UNIDADES DE SEÑALIZACION ENTRANTE Y SALIENTE	
5.3.	EJEMPLO DE GAVETA BYB -----	
5.4.	BASTIDOR CON UNIDAD DE ALIMENTACION COMUN A TODAS LAS UNIDADES (CONJUNTOS ELECTRONICOS)--	
5.5.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA SECCION MULTIPLEX-MIC	
5.6.	ESQUEMA DE BLOQUES DEL TERMINAL DE LINEA ----	
5.7.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA UNIDAD DE CANAL, tr-	
5.8.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA UNIDAD DE CONTROL, tr	
5.9.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA UNIDAD DE CONTROL, rec	
5.10.	DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA UNIDAD DE CANAL, rec	
5.11.	REPETIDOR REGENERATIVO ALOJA DIEZ SISTEMAS BI DIRECCIONALES -----	
5.12.	ESQUEMA DE BLOQUES DEL REGENERADOR -----	
5.13.	SUMINISTRO DE ENERGIA A LOS REGENERADORES ----	

INDICE DE TABLAS

<u>Nº</u>		<u>PAGS.</u>
CAPITULO II		
2.1.	LOCALIZACION DE BITS EN EL ESPACIO DE TIEMPO O (TSO) -----	
2.2.	INTERVALO DE TIEMPO 16(TS16)CON DOS CANALES- DE SEÑALIZACION DE CUATRO BITS CADA UNO-----	
CAPITULO III		
3.1.	ENLACES INTERCENTRALES CON CABLES MULTIPARES	
3.2.	ENLACES INTERCENTRALES CON FIBRA OPTICA-----	
3.3.	DIAFONIA NEXT CON 0 dBm DE PRUEBA -----	
3.4.	RETARDO DE GRUPO (ms) -----	
3.5.	DISTORSION DE ATENUACION -----	
3.6.	ATENUACION DE LINEA 0 dBm. SEÑAL DE PRUEBA--	
CAPITULO IV		
4.1.	CUADRO DE CABLES EXISTENTES A SER USADOS----	

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

La técnica digital data de muchos años atrás. Si nos trasladamos a la época de Morse (telégrafo eléctrico, 1830), ya se utilizaba la técnica digital al enviar puntos y rayas como información.

En el año de 1.937, en el Laboratorio Central de Telecomunicaciones en París, el ingeniero A.H.Reeves, descubrió la modulación por impulsos codificados, para la transmisión de voz por medio de señales digitales. Sin embargo, esa época no se pudo desarrollar, debido a la falta de infraestructura electrónica (el transistor todavía no se había desarrollado); una vez que se desarrollaron los transistores y los circuitos impresos, la técnica MIC produjo una revolución en el campo de las comunicaciones, haciéndose cada vez más versátil y económico. Tal es el caso que la mayoría de los países están entrando al sistema integrado de telecomunicaciones.

La modulación por impulsos codificados (MIC o PCM), consiste en convertir la señal de voz (analógica) a una señal digital. La MIC se basa en tres principios fundamentales, estos son: muestreo , cuantificación y codificación, estos dos últimos se los conoce como conversión A/D.

La MIC, si bien es cierto es una técnica muy versátil, ya que podemos modular cualquier tipo de información; sea esta voz, video, datos, facsimil, etc., pero poca sería su utilización sin la participación de la multiplexación en el tiempo (TDM). Combinando estas dos técnicas MIC-TDM, podemos transmitir varios canales por un mismo sistema dependiendo (el número de canales) del medio de transmisión y del equipo multiplex.

En el presente trabajo utilizaremos el sistema MIC 30 + 2, lo que significa que tenemos 30 canales de voz, más uno de sincronismo y uno de señalización.

Cada trama consiste de 32 intervalos de tiempo (TS time slots) de 8 bits cada una. La velocidad de bits del sistema es:

$$8 \times 32 \times 8.000 = 2,048 \text{ Mb/s.}$$

Como medio de transmisión utilizaremos los cables multipares intercentrales, existentes, cuyo objetivo es ampliar la capacidad de enlace entre las centrales.

Para realizar la selección de los pares a ser utilizados en transmisión MIC, debe considerarse el acoplamiento entre pares, la ubicación de los pares dentro del cable y efectuar mediciones de

parámetros eléctricos tales como diafonía y retardo de grupo.

El equipo que se utilizará consta de las siguientes partes:

equipo multiplex y de señalización, terminal de línea y contenedor de repetidores regenerativos.

El costo por canal telefónico intercentral, para distancias de 2.5 Km., aproximadamente, es muy aproximado tanto si usamos Mic o ejecutamos el montaje del nuevo multipar.

El costo por canal usando MIC disminuye para distancias mayores de 2,5 Km. Ejemplo: para 7 Km., el costo por canal MIC baja en un 50 % respecto al tendido de nuevo multipar.

La calidad y variedad de señales que se pueden transmitir por canales MIC es mejor y más amplia.

C A P I T U L O I

MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS (MIC O PCM)

1.1. HISTORIA DE LA MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS

La transmisión digital tiene una larga historia, los primeros sistemas de transmisión (telégrafos ópticos) fueron digitales. El telégrafo eléctrico de Morse también fue digital. En la década de 1.930, en el Laboratorio Central de Telecomunicaciones en Paris se abordó un proyecto para desarrollar un método de modulación apropiada, para el sistema Microonda que adolecía el problema agobiante del ruido.

En 1.937, después de un arduo trabajo el Ing. A. H. Reeves descubrió la Modulación por impulsos codificados, para la transmisión de voz por medio de señales digitales.

Para entonces ya había elaborado, en teoría, los prin-

cipios fundamentales como: Muestreo, multiplex por división de tiempo.

La patente francesa se registró en 1.938, la Británica en 1.939, y la Americana en 1.942.

En 1.948, el Laboratorio de teléfono Bell, confirmó que las teorías eran aplicables en la práctica. Debido a las dificultades que presentaban los "dispositivos de tubos", hasta 1.956, se detuvieron los trabajos en esta área. La aparición del transistor cambió radicalmente las condiciones para los sistemas MIC comerciales.

En 1.962, ATT en Estados Unidos de Norte América puso en operación los primeros sistemas. Desde entonces con el desarrollo Tecnológico desde la década del 60 hasta nuestros días, se está desarrollando sistemas cada vez más versátiles y económicos.

1.2. TENDENCIA DIGITAL

El avance de la tecnología en estas últimas décadas del siglo XX en el área electrónica, especialmente en lo que corresponde a comunicaciones, es trascendental ya que está orientando a nuestra sociedad hacia la utilización de los mismos.

Es así que se utilizaron las computadoras para controlar centrales analógicas hace unos 20 años. El paso siguiente es evidente, es decir, digitalizar todo el proceso de conmutación en las centrales; pronto se comprobó que estas centrales se hicieron muy competitivas tanto económica como técnicamente en comparación con las centrales analógicas. Un requerimiento preciso para usar centrales digitales es que la señal de voz se convierta a forma digital y esto se realiza mediante la modulación por impulsos codificados. Por supuesto esto ha facilitado la introducción de sistemas MIC, aunque el sistema MIC no contara con el desarrollo de conmutación digital, se ha hecho cada vez más fuerte como sistema de transmisión puro desde su introducción, siendo su aplicación primaria líneas troncales entre centrales locales convencionales y centros primarios en redes urbanas.

El creciente tráfico telefónico ha aumentado la necesidad de circuitos entre centrales, los cables tendidos - hace varias décadas no pueden cumplir los requerimientos. Considerar la posibilidad de tender nuevos cables en redes urbanas normalmente es antieconómico ya que no se considera solamente el costo de los cables sino que se debe tener en cuenta también el costo de los trabajos civiles asociados al proyecto tales como, ductos, pozos de registro para cables, etc.

Como he anotado es muy importante tener acceso a un sistema de transmisión multicanal que pueda usar los cables existentes (cables con aislamiento de papel) como un medio de transmisión. MIC es un sistema de este tipo.

Es cierto que los sistemas FDM (Modulación por División de Frecuencia) también sirven para este propósito (enlace entre centrales) pero en la mayoría de los casos MIC presenta mejores alternativas, tales como la considerable elasticidad de la red, ya que se puede utilizar para transmitir señales digitales como: sonido de alta calidad, facsimil, video fono, televisión, grupo de señales FDM, transmisión de datos, mezcla de señales telefónicas, etc. Si observamos el desarrollo de las centrales con control por programa almacenado que utiliza señalización especializada de los canales de voz (conversación), esta técnica sacará partido sustancial del desarrollo de los enlaces MIC. Ya que en el sistema de transmisión MIC existen canales para sincronismo y señalización los mismos que poseen espacios disponibles, para futuros requerimientos que se darán a medida que aparezcan nuevos servicios.

Como hemos podido apreciar las ventajas de una red digital no son únicamente por su menor costo sino por la calidad y variedad de servicios que pueden prestar. El

nivel de voz es independiente de la distancia en este sistema.

Existen razones para suponer que todas las redes de telecomunicaciones adoptarán finalmente la transmisión digital, pero por supuesto, las grandes inversiones de las redes existentes han de utilizarse en la medida de lo posible y hacia este objetivo se orienta esta tesis.

1.3. PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE PCM

En esta sección se describe a grandes rasgos, las bases de apoyo de MIC, los subprocesos se desarrollarán más adelante.

MIC es una modulación mediante la cual la señal a ser transmitida de tipo analógica, a cuya señal la denominamos fuente, se convierte a forma digital. El proceso se caracteriza por tres etapas relevantes, estas son:

Muestreo, cuantificación y codificación, los dos últimos subprocesos se denominan "Conversión analógica digital" (A/D). Para apreciar estos principios ilustraré un ejemplo: tomamos una señal analógica sinusoidal como fuente; véase la figura N^o 1.1.a. Muestreo significa sacar

muestras muy cortas a una cadencia adecuada (Ver figura - 1.1.b), dado que la duración es tan corta se considera el valor de la señal en ese instante como constante. Después cada muestra se cuantifica es decir se mide la amplitud de la muestra por medio de una escala como se muestra en la figura N° 1.1.c., estableciendo así las líneas de la escala entre las que está la muestra, es decir la escala debe alcanzar aún para las muestras de mayor amplitud. Sin embargo no es necesario establecer la posición exacta dentro de este intervalo. Cuantificación significa que en la continuación del proceso la amplitud de la muestra se supone que está situada a medio camino entre las líneas de escala, independientemente de donde esté en realidad. Una muestra solo puede tener ciertos valores fijos.

En la figura N° 1.1.d., las muestras de la figura 1.1.b., han sido insertadas en la escala de la figura 1.1.c. y en la figura N° 1.1.e., los valores de las muestras han sido cuantificadas.

Una señal cuantificada puede tomar un número limitado de valores, lo contrario de una señal analógica que puede tomar un número infinito de valores. Seguidamente la señal cuantificada es codificada lo que significa -

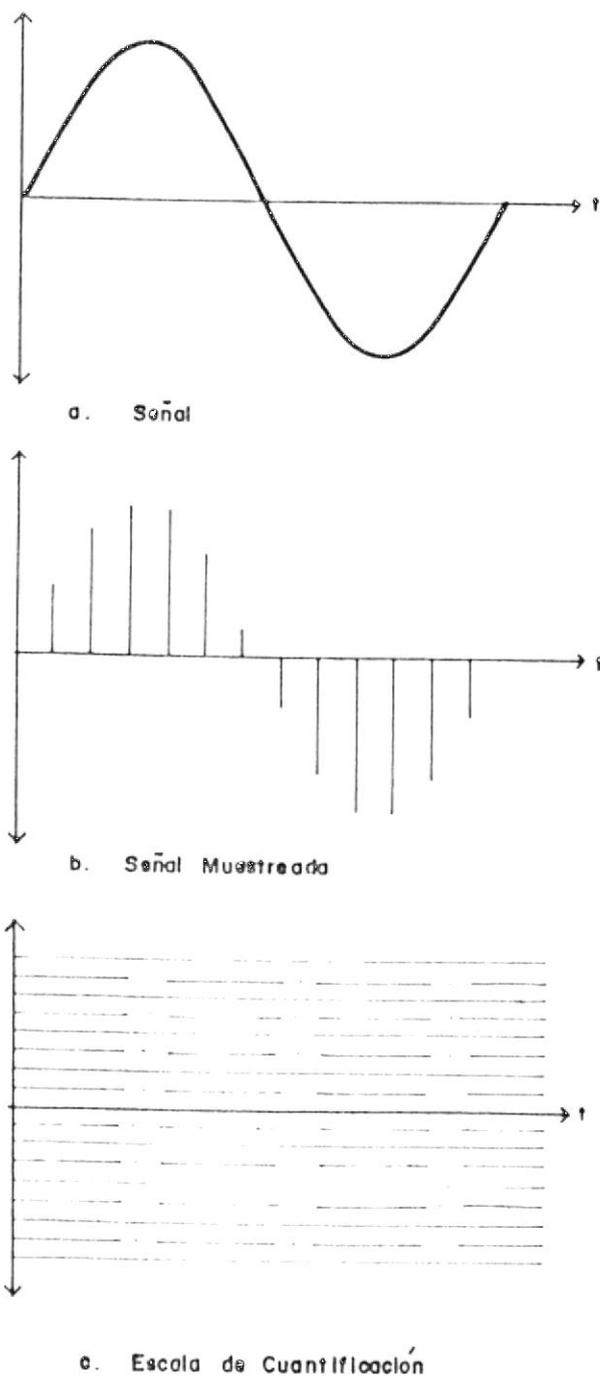
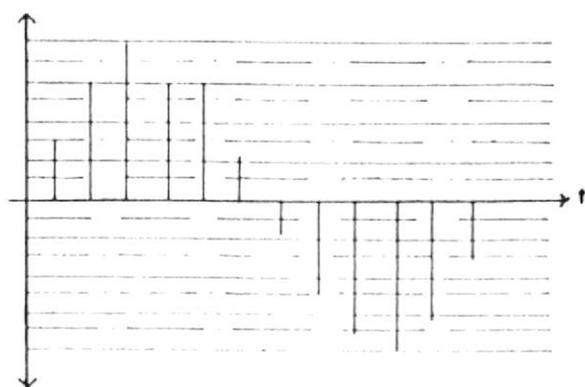


FIGURA 1.1 MUESTREO , CUANTIFICACION , CODIFICACION .

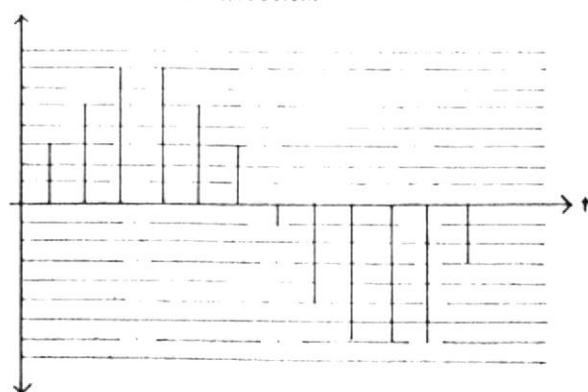
que a cada valor cuantificado se le asigna una designación, generalmente el número binario, véase la figura N^o 1.1.f. El orden en que se asignan los números no tiene importancia, el único requisito es que a cada nivel se le asigne un número único.

La figura N^o 1.1.g., muestra la secuencia de palabras de código que corresponde a la secuencia de muestras cuantificadas.

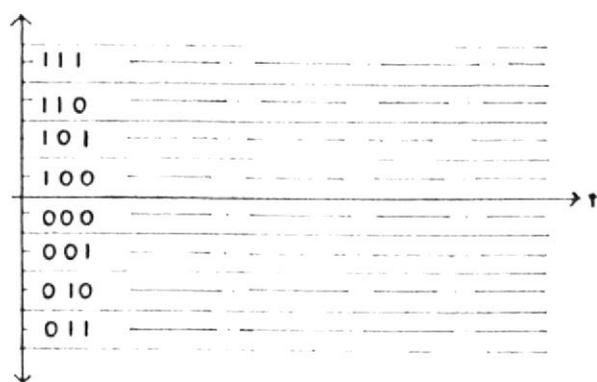
La señal fuente se ha convertido ahora en forma digital. La señal digital no es más que un tren de impulsos que se emite por un medio de transmisión, hacia un receptor. El receptor tiene un decodificador que puede interpretar las palabras digitales y volver a crear la señal cuantificada, que finalmente se transforma de modo que se parece lo más posible a la señal fuente original.



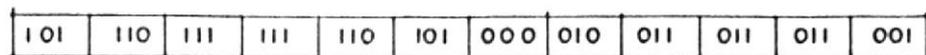
d. Señal Muestreada Insertada en la escala de Cuantificación.



e. Señal Cuantificada.



f. Asignación de palabras de Código



g. Secuencia de Código

FIGURA 1.1 MUESTREO, CUANTIFICACION, CODIFICACION.

1.4. MUESTREO

El muestreo es el primer paso hacia la conversión de la señal de voz (analógica) a forma digital.

La mayor razón por la que se hace necesario el muestreo es que la conversión A/D no se puede realizar instantáneamente. Para conseguir este objetivo (convección A/D) se requiere primeramente obtener un valor instantáneo de la señal analógica y luego convertirla; esto toma cierto tiempo. Entonces no puede tratarse una nueva muestra hasta que el procesamiento de la anterior se haya terminado.

Por esta razón es importante establecer qué significa en realidad muestreo en lo que se refiere a información. Para ilustrarlo observemos la figura N°- 1.2. La señal muestreada es un tren de impulsos cuya envolvente es la señal original, a condición de que la frecuencia de muestreo sea bastante alta. Esta frecuencia nos dá el "teorema de muestreo", que a su vez constituye la piedra angular, para el desarrollo del sistema MIC.

El teorema de muestreo dice lo siguiente: "Si una señal de banda limitada es muestreada a regulares inter

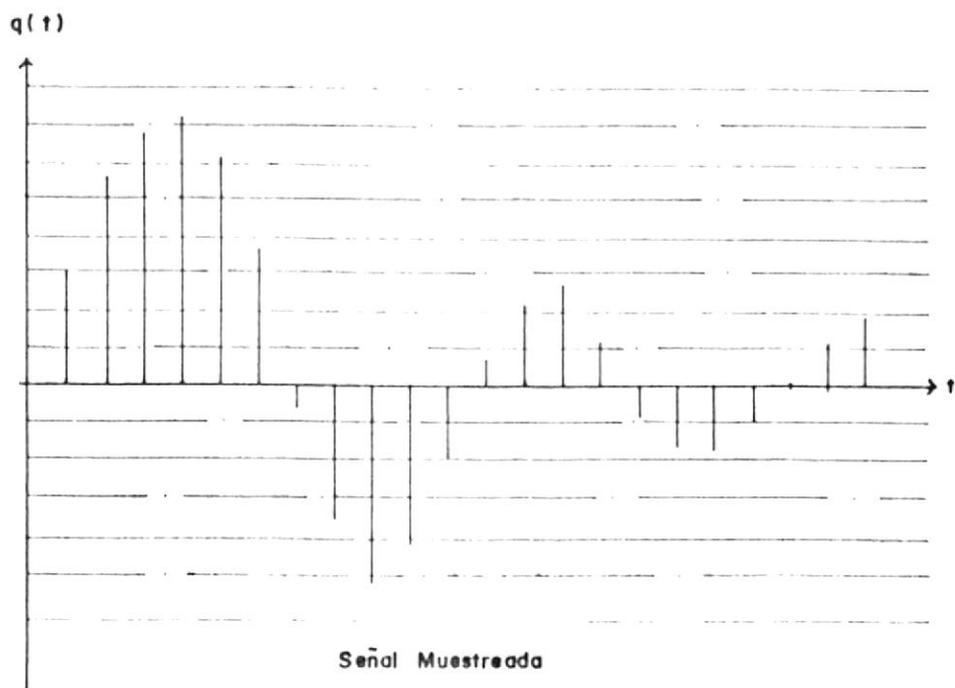
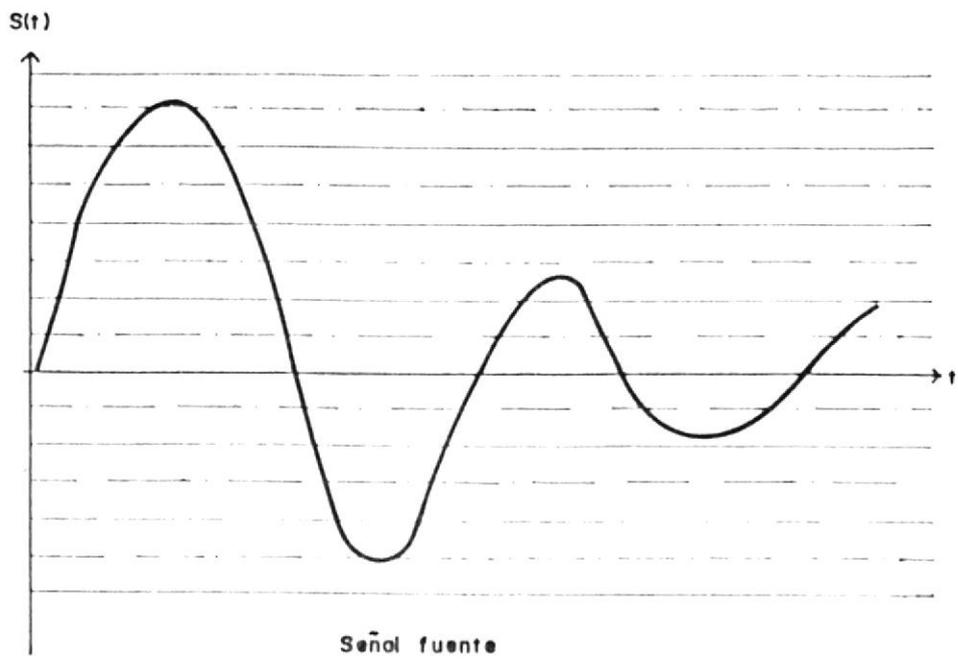


FIGURA 1.2 MUESTREO

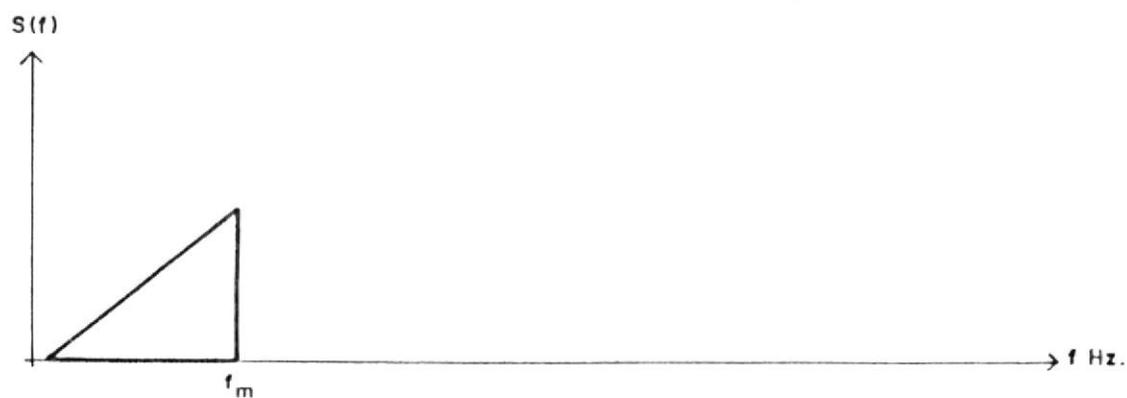
valos de tiempo y a una velocidad mayor o igual que dos veces la frecuencia más alta de la señal, entonces las muestras contienen toda la información de la señal original. La señal original puede entonces ser reconstruída - con el uso de un filtro pasa bajo".

Siendo F_m la frecuencia máxima (más alta) de la señal a ser muestreada y F_s la frecuencia (o velocidad) de muestreo, entonces; $F_s \geq 2 F_m$. B es el ancho de banda del filtro pasa bajo; $F_s/2 \geq B \geq F_m$.

Se puede mostrar matemáticamente que si la señal fuente tiene un espectro como el mostrado en la figura N° 1.3. a., la señal muestreada tendrá un espectro como el de la figura N° 1.3.b. Este último consta de un número de subespectros, el primero de los cuales (N° 1) está en el rango de frecuencia 0 a F_m y es completamente idéntico al espectro de la señal fuente.

El subespectro N° 3 es idéntico al N° 1, pero trasladado en F_s (Hz) en frecuencia. El N° 2 es una imagen reflejada del N° 3 en F_s y así infinitamente y en un ciclo de F_s (Hz).

Puesto que el espectro de la señal muestreada coincide -



a. Espectro de la señal fuente

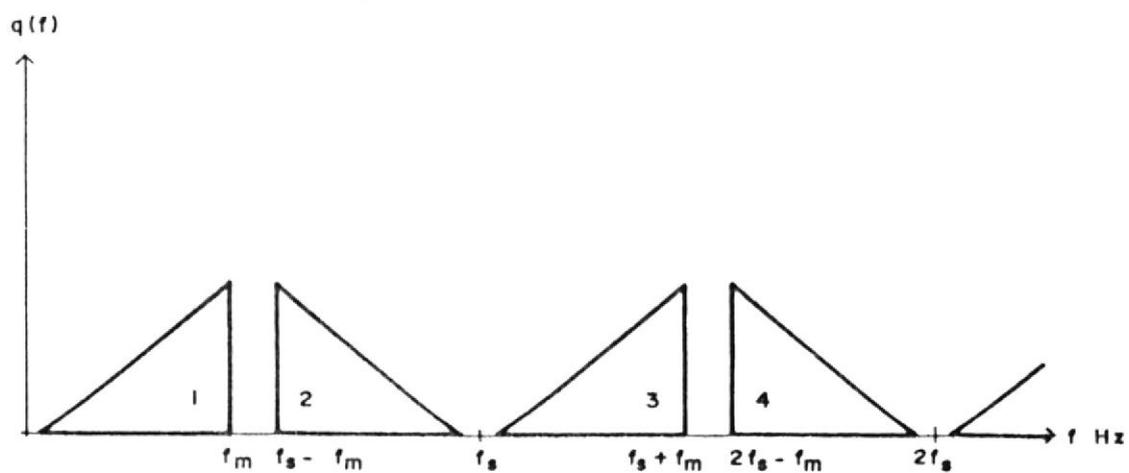
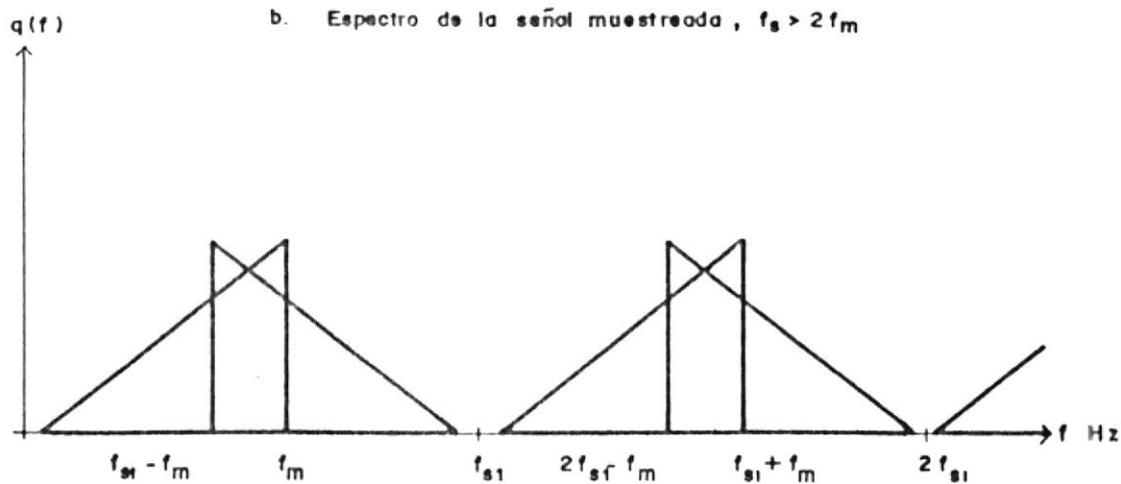
b. Espectro de la señal muestreada, $f_s > 2f_m$ c. Espectro de una señal muestreada, $f_s < 2f_m$

FIGURA 1.3 ESPECTROS DE SEÑAL

con el de la señal fuente en la banda $F_s + F_m$, podemos sacar la conclusión de que la señal muestreada contiene toda la información sobre la señal fuente, a condición de que $F_s \geq 2F_m$. Si no se cumple esta condición surgirá la situación mostrada en la figura N° 1.3.c. Los subespectros de la señal muestreada se superpondrán, lo que dará por resultado la pérdida de información sobre la señal fuente original. Este fenómeno es conocido con el nombre de distorsión.

1.5. CUANTIFICACION

Cuantificación es el segundo paso, que debemos seguir para convertir una señal analógica a digital y consiste en dividir la gama de amplitudes de la señal analógica en niveles, tal que las muestras resultantes del muestreo se encajen dentro de estos niveles, véase en las figuras N^os. 1.4.a. y 1.4.b.

El redondeo de las muestras produce un error irreparable llamado distorsión de cuantificación. Este sacrificio voluntario, que puede reducirse a límites bajos adecuados haciendo que la cantidad de niveles de amplitud permitidos sea suficientemente grande, se acepta por que hace posible la transmisión libre de errores teniendo solo una cantidad discreta de amplitudes.

1.5.1. Cuantificación lineal

Al estudiar una muestra aislada, encontramos que puede tomar un número infinito de valores dentro de la gama de amplitudes, para describir su valor exactamente tendremos que disponer de palabras digitales de infinito número de bits, lo que

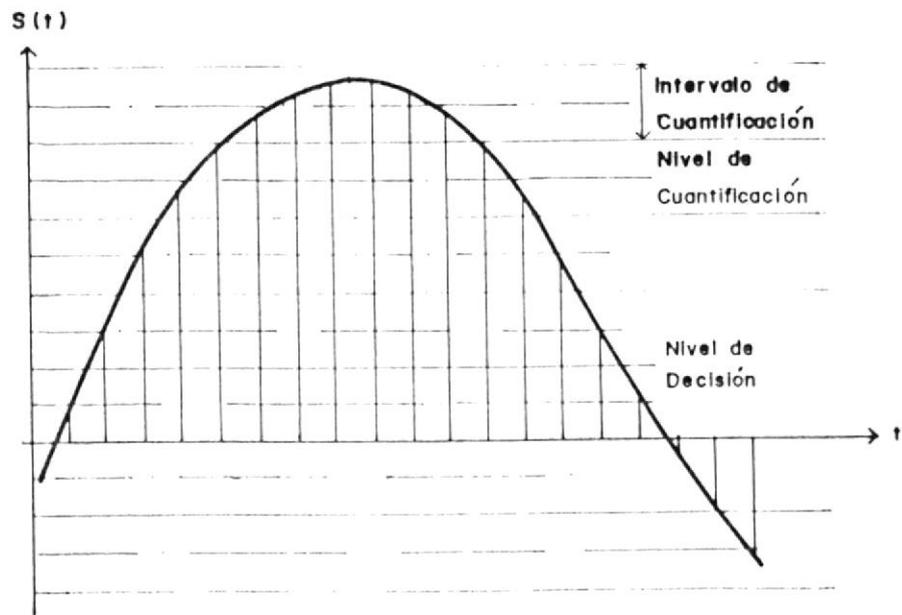


FIGURA 1.4a. SEÑAL MUESTREADA

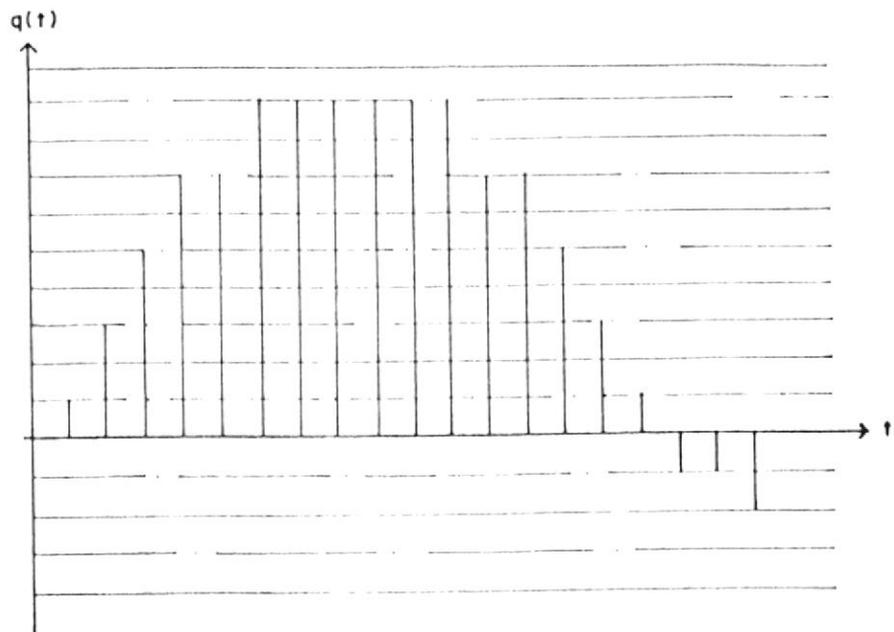


FIGURA 1.4b. SEÑAL CUANTIFICADA, FRECUENCIA DE MUESTREO BAJA

exigiría un medio de transmisión de anchura de banda infinita, puesto que no se dispone de tales medios, debemos limitar la longitud de palabra digital, entonces estaremos hablando de aproximaciones. El procedimiento de aproximación se denomina cuantificación y significa que la gama de amplitud se divide en un número finito de subintervalos denominado intervalo de cuantificación.

Si estos intervalos tienen la misma longitud, el proceso se define como cuantificación lineal, la figura N^o 1.4.a., describe una señal dividida en intervalos de cuantificación. Definiremos algunos conceptos.

Nivel de decisión:

Es el límite entre dos intervalos de cuantificación.

Nivel de cuantificación:

Es el punto central de intervalo de cuantificación.

La figura N^o 1.4.b., describe la cuantificación de una señal analógica muestreada. Cada muestra se inserta en un intervalo de cuantificación y se aproxima por medio del nivel de cuantificación que identifica el intervalo en cuestión.

Es evidente notar que cuando mayor sea el número de intervalos, menor será el error de cuantificación que resultará. Sin embargo, independientemente del número de intervalos de cuantificación, el error máximo que se puede introducir para una muestra determinada será del orden de medio intervalo.

1.5.2. Cuantificación no lineal

Cuantificación no lineal como su nombre lo indica, significa que se usan intervalos de cuantificación de tamaño variado.

Dado que en la cuantificación lineal para cumplir con los requisitos de calidad, tendrá que usar 2^{12} (4096) intervalos de cuantificación para poder así reproducir fielmente las muestras de amplitudes bajas, con esta cantidad de niveles las muestras de amplitudes grandes resultan innecesariamente buenas.

Y por supuesto encarecen los equipos. Veamos un ejemplo:

Si tenemos una muestra cuya amplitud es 10V, con intervalos de cuantificación de 0.2V (error máximo $1/2$ intervalo de cuantificación = 0.1 V) el porcentaje de error será 1%, si en la misma señal tomamos una muestra de amplitud 1V, el porcentaje de error será 10%. Nos damos cuenta que en cuantificación lineal varía el porcentaje de error.

Debemos recordar que una cualidad esencial de todo sistema de Comunicación consiste en restituir fielmente la forma de la señal independiente de su amplitud. Es decir se debe reproducir con idéntica fidelidad tanto las amplitudes importantes como las débiles.

Para conseguir esto utilizamos cuantificación no lineal donde los intervalos de cuantificación vayan creciendo en magnitud en proporción directa al aumento de la amplitud de la escala vertical. Con esto daremos el mismo trato a toda la gama de amplitudes de las muestras.

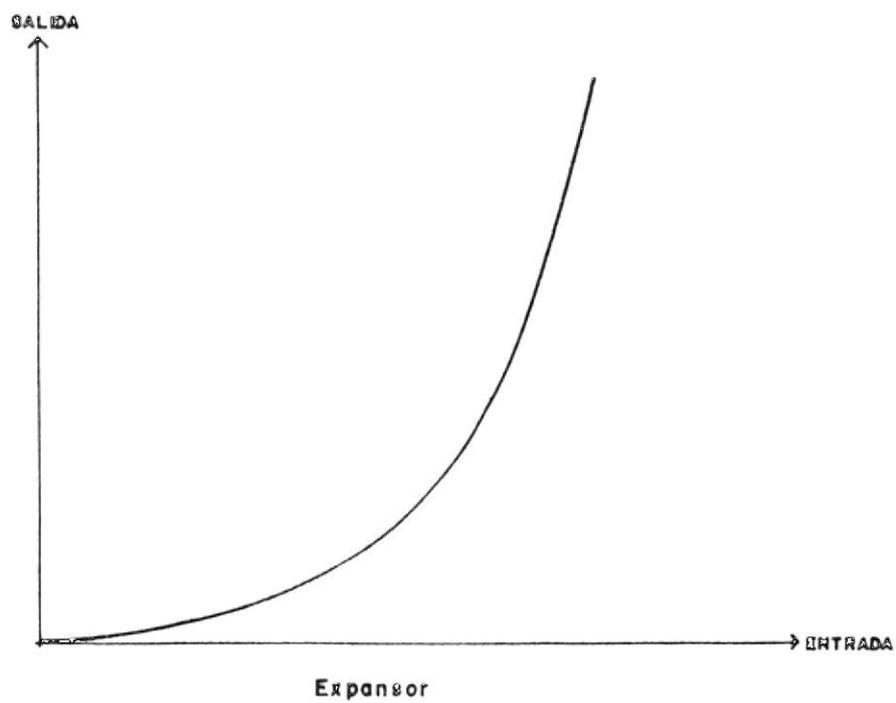
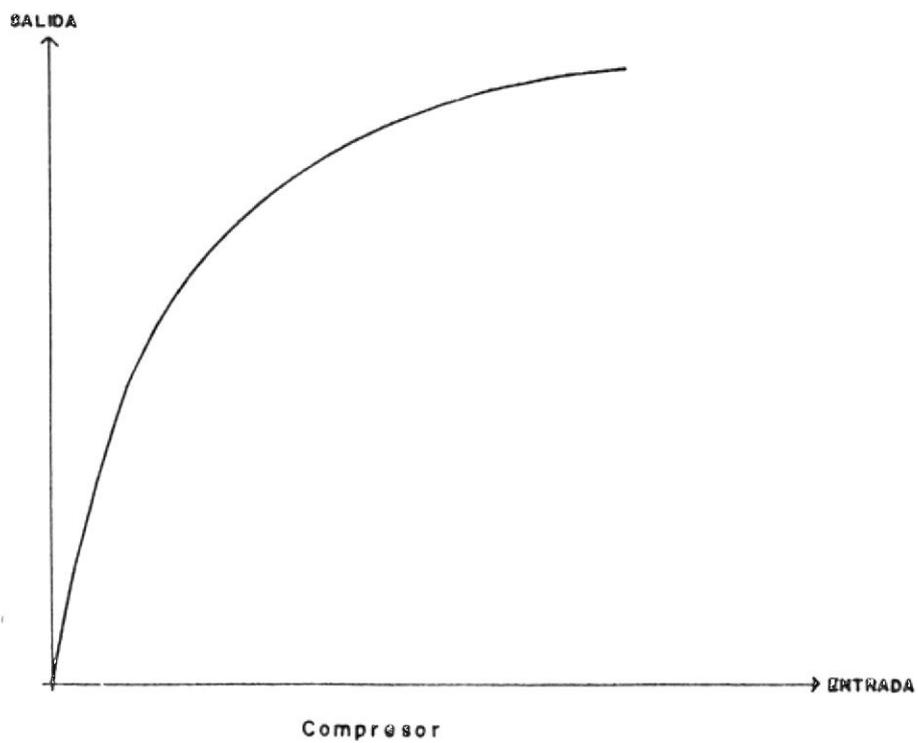


FIGURA 1.5 CARACTERISTICAS DEL COMPASOR

Existe una función no lineal específica que se denomina Ley de Compansor regidas por las leyes A* y recomendadas por el CCITT**. Estas leyes son aproximadamente logarítmicas. El término compansor es una combinación de compresor y expansor. Compansor y expansor son los circuitos de cuatro polos con características de transmisión no lineal y representan los valores invertidos uno del otro. Véase el ejemplo de la figura N° 1.5. Como se puede apreciar en esta figura la amplificación de compresor es mucho mayor para niveles bajos que para altos, como se esperaba para mantener constante la relación de error.

1.6. CODIFICACION

A la cuantificación sigue la codificación en el proceso total de conversión A/D. Debido a que las muestras cuantificadas no son apropiadas para la transmisión, porque será difícil constituir circuitos regeneradores capaces de distinguir entre la gran cantidad de amplitudes de las muestras. La codificación se encargará de este particu-

* Registrada en la recomendación G.711.3, Libro Rojo. Tomo III, Fascículo III.3 del CCITT, Ginebra, 1985.

** CCITT - Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico.-

lar . Codificar significa que a cada nivel de cuantificación se le dé una asignación inequívoca; por ejemplo a todos los niveles de cuantificación de la figura N^o 1.6. , se les puede numerar del 1 al 8 en forma decimal a partir del fondo, asignando así una descripción inequívoca a cada nivel de cuantificación.

En MIC, los niveles de cuantificación se designan o mejor dicho se numeran, en forma binaria, ya que se muestran atractivos para la transmisión, por que son fáciles de regenerar en la línea de transmisión debido a que resulta sencillo notar la presencia o ausencia de impulso. Por supuesto la secuencia de numeración no tiene importancia desde el punto de vista lógico, pero por diversas razones que se explicarán seguidamente, la numeración o codificación se organiza de la siguiente manera:

La primera posición del bit más significativo es UNO para todos los niveles positivos y CERO para todos los niveles negativos. Los demás bits se generan mediante numeración binaria a partir del punto cero y hacia arriba para valores positivos y desde el punto cero y hacia abajo para los valores negativos. Por lo tanto puede decirse que el Código consta de un bit de polaridad y un número de bits de valor absoluto. El número

de bits requeridos en la parte de valor absoluto se de termina por el número de intervalos de cuantificación in cluídos en el Código en cuestión.

En la figura N^o 1.6. , se muestra el eje Y con las pa labras de código. Cada palabra de código representa un in tervalo de cuantificación completo. Nótese sin embargo que el número binario de la parte de valor absoluto, es directamente - proporcional al nivel de decisión más bajo de intervalo de cu antificación.

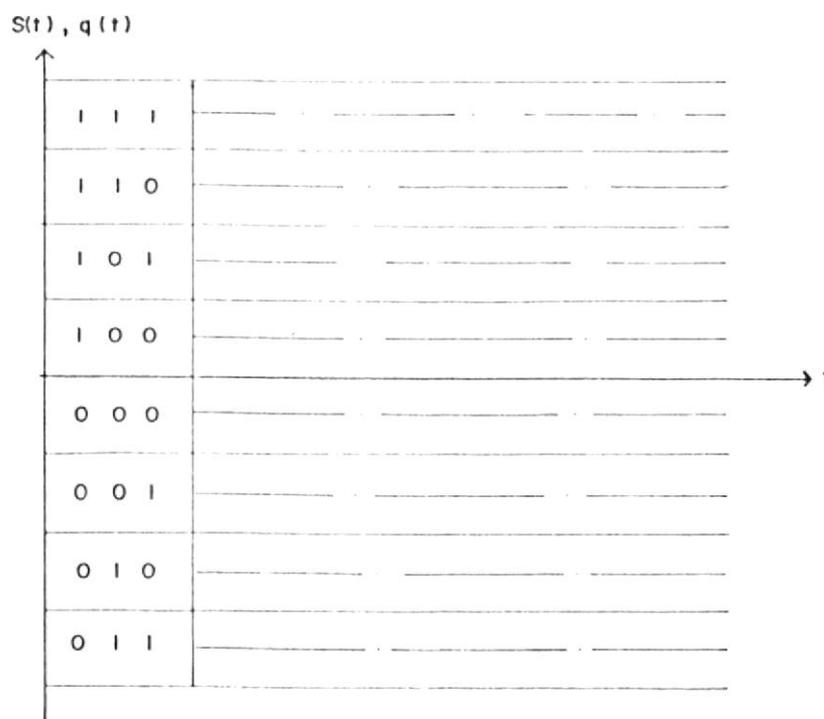


FIGURA N^o 1.6. CODIFICACION

1.7. RUIDO

En los sistemas analógicos una de las primeras consideraciones en el diseño de un sistema de comunicación es el estudio de ruidos y todo el esfuerzo está orientado a minimizarlo. Ya que el ruido en estos sistemas analógicos se van acumulando en la trayectoria y en cada punto de repetición; No sucede así en los sistemas digitales este aspecto es considerado sin mayor importancia ya que el ruido no se acumula en los equipos de repetición, esto hace que podamos transmitir sin limite de distancia conservando la misma calidad. Observese la figura N° 1.7. El sistema digital se considera inmune al ruido. Como hemos visto en la parte de cuantificación que no es necesario tener infinito número de niveles ya que esto resulta inapropiado técnica y economicamente hablando. Nos hemos visto en la necesidad de limitar este número conservando una calidad óptima apreciable. Este hecho de no reproducir exactamente la señal fuente en el receptor - origina lo llamado distorsión de cuantificación y es el error más notable en un sistema digital. También hay otros errores que en la mayoría de los casos son despreciados, se los considera unicamente cuando se trabaja con multiplexes viejos, me refiero a la diafonía y para diafonía. Para minimizarlos se ha de escoger los mejores

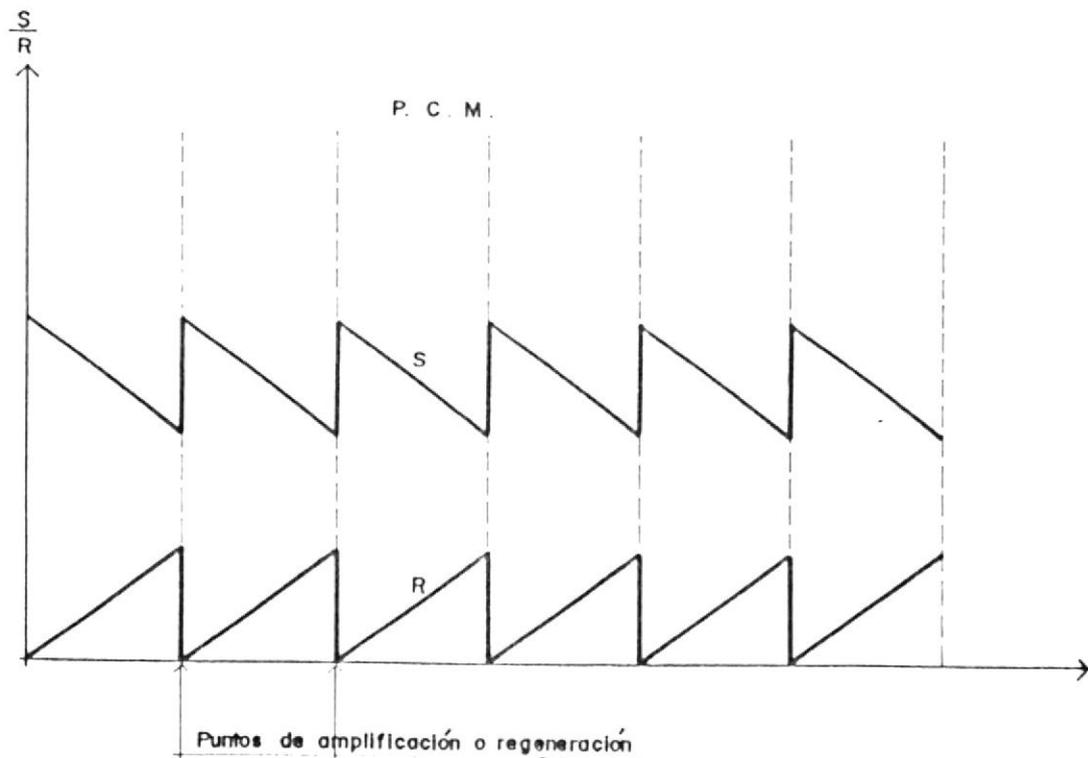
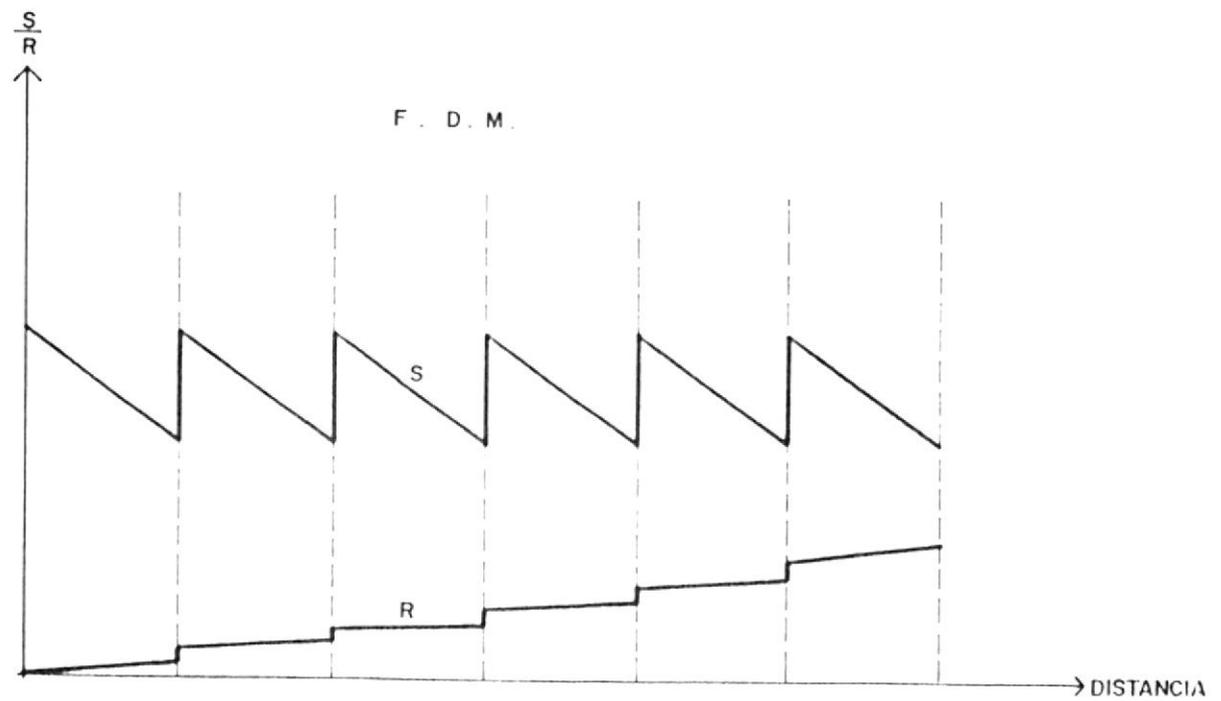


FIGURA 1.7 COMPARACION ENTRE F.D.M.(Modulación analógica) y P.C.M.(Modulación digital)

El cálculo de la relación señal/distorsión (SDR) - significa el cálculo de la potencia de la función de error, usando la aproximación de que la

En algún momento dado, la señal de error da el valor del error causado por la cuantificación. La figura N° 1.9., muestra el aspecto de la señal (forma de diente de sierra). Aunque no es lineal entre dos puntos, se puede aproximar a un diente de sierra lineal, a condición de que el número total de etapas de código sea suficiente.

$$e(t) = s(t) - q(t)$$

Como ya se ha dicho previamente, cuantificar significa aproximar de una señal. Se puede considerar que la señal cuantificada $q(t)$, en la figura N° 1.8., consiste de dos señales superpuestas: La señal original $s(t)$ y una señal de error $e(t)$. Por consiguiente la señal de error se define como sigue:

1.7.1. Distorsión de cuantificación

paremos; esto lo trataremos en detalle en otro capítulo.

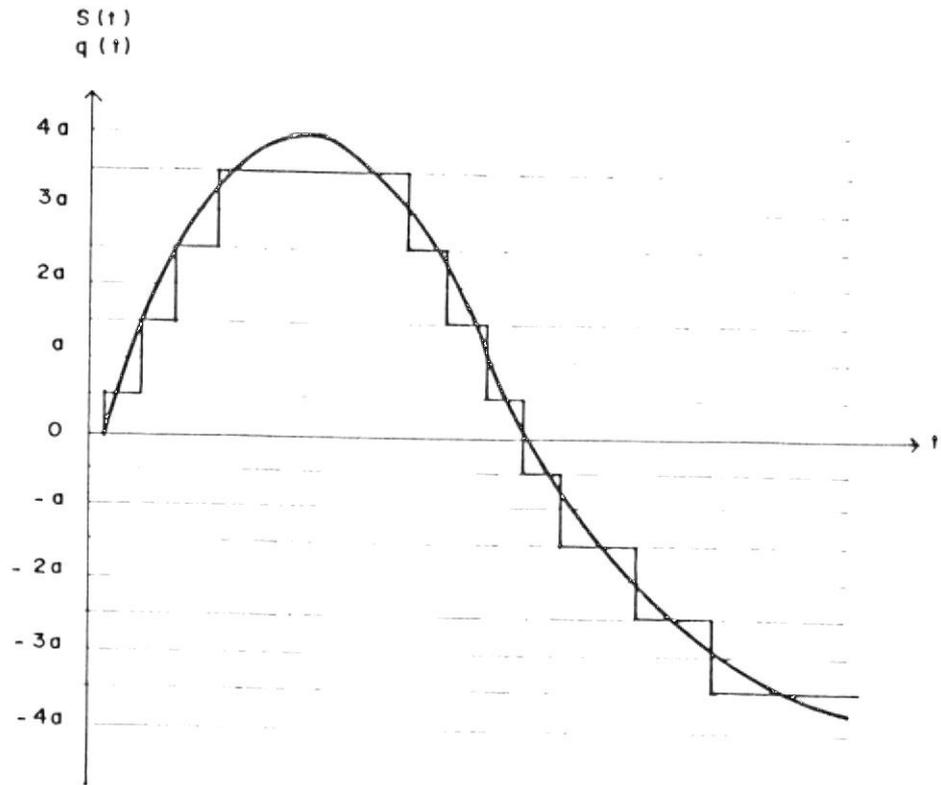


FIGURA 1.8 SEÑAL SINUSOIDAL CUANTIFICADA

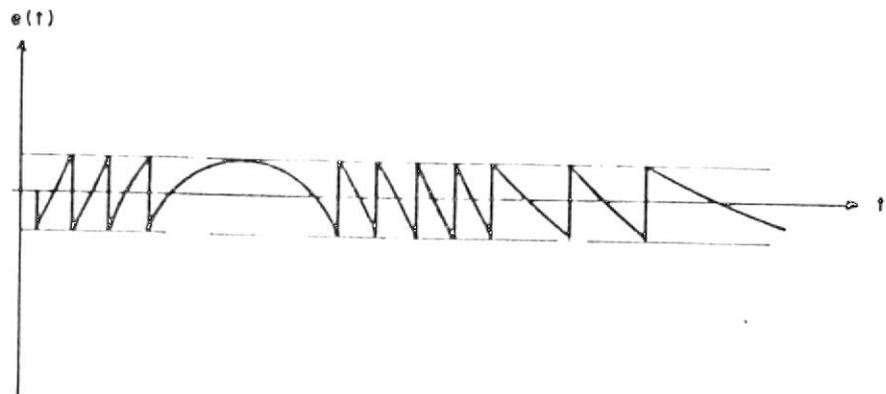


FIGURA 1.9 SEÑAL DE ERROR

señal es una función de diente de sierra "lineal". La figura N°- 1.10., muestra un diente de sierra - con el valor "a" de pico a pico. Entonces la potencia de distorsión D será como sigue:

$$D = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} e^2(t) dt = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} (Kt)^2 dt, \text{ donde } K = \frac{a}{T}$$

$$D = \frac{a^2}{12}$$

En este ejemplo, en el que la mitad de la señal es cuatro pasos de cuantificación, $S(t) = 4a \text{ Sen } Wt$, la potencia de la señal $S(t)$ será como sigue:

$$S = \frac{1}{2} (4a)^2 = 8 a^2$$

Entonces la relación señal/distorsión será como sigue:

$$\text{SDR} = 10 \log \frac{S}{D} = 10 \log 96 = 19,8 \text{ dB.}$$

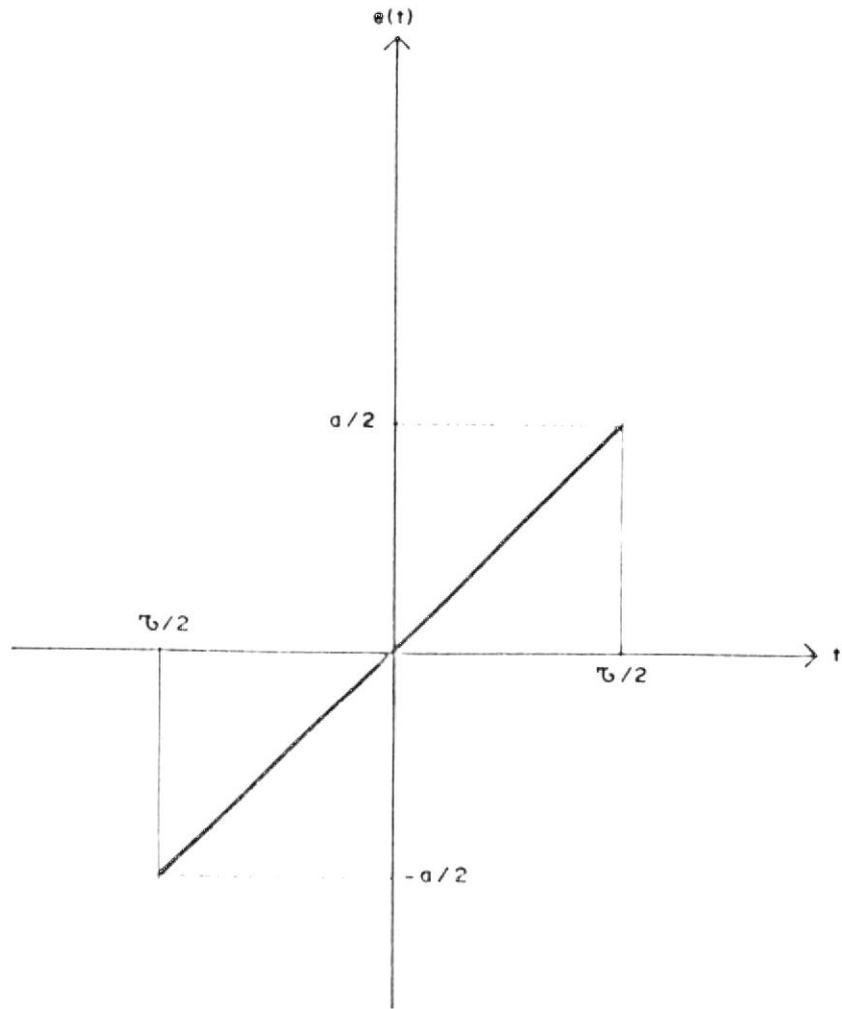


FIGURA 1.10 CICLO DE UNA SEÑAL DE DIENTE DE SIERRA

Si hacemos un análisis espectral de la señal de error, vemos que su energía está distribuida bastante uniforme por toda la banda $0 < f < \frac{f_s}{2}$ (Donde f_s es la frecuencia de muestreo) y se puede considerar como ruido blanco. No obstante hay una diferencia importante en comparación con el ruido blanco; debido a que la distorsión por -cuantificación solamente existe cuando se presenta una señal.

1.7.2. Diafonia

Son señales indeseadas producidas en la línea de transmisión por efecto de inducción de líneas vecinas, como ya lo mencionaremos esto ocurre cuando usamos multipares sin pantalla, entonces se hace necesario escoger pares opuestos para evitar así sus efectos, estas inducciones pueden ocurrir en la misma dirección o en direcciones opuestas de transmisión y toman los nombres de telediafonía y paradiafonía, respectivamente; pero el efecto es similar. Sólo que en el caso de la paradiafonía es más notoria debido a que la señal al llegar a un repetidor es débil y la que sale del repetidor es fuerte.

Mientras que el efecto de la telediafonía es casi despreciable debido a que los efectos son proporcionales a la magnitud de la señal.

Esta pequeña inducción se amplifica cuando el canal está sin tensión continua. Esto lo podemos observar en la figura N° 1.11.

Por otra parte si tenemos una tensión continua superpuesta de la mitad de un paso, la diafonía se elimina completamente.

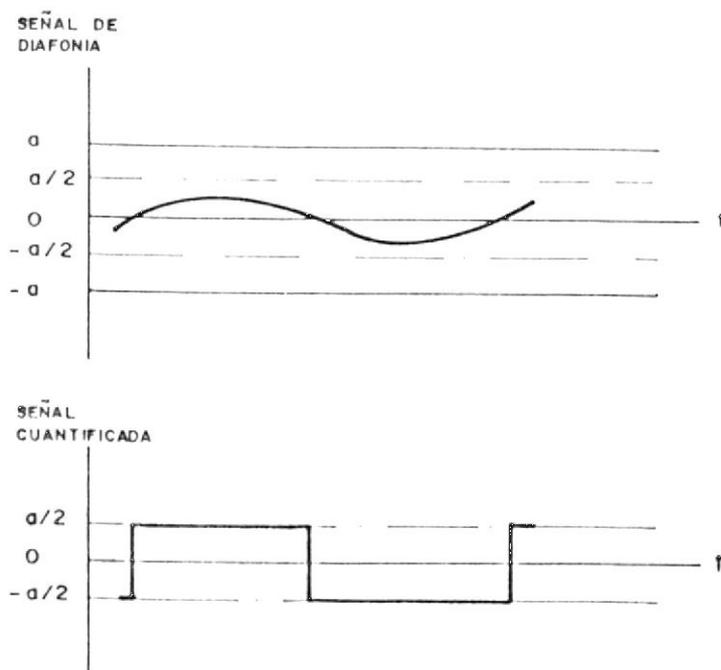


FIGURA 1.11 SEÑAL DE DIAFONIA Y SU CUANTIFICACION

C A P I T U L O I I

UTILIZACION DE MIC EN TELEFONIA

2.1. APLICACION DE MIC A REDES INTERCENTRALES

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

Red de abonado: es la red primaria y secundaria

Red troncal urbana o intercentral: es la red que conecta centrales locales, dentro de la misma área local, tanto directamente como vía central tandem y la red que conecta centrales locales con su central primaria.

Red Troncal interurbana: es la red de larga distancia en los niveles primario y superiores, que conectan las diferentes áreas locales entre sí.

La red de abonado 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.

En áreas vírgenes se puede formar una red integrada sin problemas de compatibilidad con el equipo existente.

En redes establecidas (como en el caso nuestro) el equipo de transmisión y la conmutación digital pueden introducirse de tres maneras, puede superponerse al equipo existente, puede reemplazar el equipo existente o puede usarse para reemplazar equipo analógico viejo. En principio el método de superposición implica que la red analógica se amplía con equipo digital - (eso es lo que se está realizando en nuestra red), de modo que se forma una red integrada superpuesta. Para aplicaciones - prácticas, el empleo exclusivo de uno de los métodos no parece probable. Más bien se espera emplear combinación - de dichos métodos en diferentes partes y etapas de desarrollo.

El punto de partida es construir eslabones o enlaces de red in

tercentral usando técnica MIC, superpuesta sobre los cables de frecuencias vocales existentes, cuya finalidad es doble; ampliar la capacidad del enlace e introducir a la digitalización de la red.

Además de ampliar la capacidad de enlace sin tener la necesidad de instalar nuevos cables multipares (cuyo costo se incrementa notablemente si consideramos las obras civiles que están asociadas, más el malestar causado al tráfico vehicular, por el hecho de abrir calles), con el sistema de transmisión MIC obtenemos otros servicios difícilmente accesible a los sistemas FDM.

El CCITT recomienda el uso de dos sistemas MIC de primer orden: el Americano que tiene 24 canales y el Europeo que tiene 30 canales.

En nuestro país utilizamos el Sistema Europeo.

A manera de ejemplo en lo que se refiere a planificación de redes de telecomunicaciones y partiendo de un tráfico actual que necesita 1.000 canales, en líneas físicas se precisan 1.000 pares. Estos mismos 1.000 canales se transmiten usando técnica MIC solamente através de 70 pares aproximadamente.

Si consideramos un crecimiento anual de 6 % que es una media perfectamente normal esa misma red necesitará 3160 pares dentro de 20 años en caso de seguir utilizando los sistemas de baja frecuencia. Con el sistema MIC se necesitarán solamente 213 pares.

2.2. UTILIZACION DE MULTIPLEXACION EN EL TIEMPO

La MIC si bien es cierto, es una técnica muy versátil ya que podemos modular cualquier tipo de información; sea esta voz, video, datos, fascimil, etc., pero poca sería su utilización sin la participación de la multiplexación en el tiempo (TDM).

Combinando estas dos técnicas MIC-TDM, podemos transmitir varios canales por un mismo sistema, dependiendo de la calidad del medio de transmisión y del equipo multiplex.

Multiplexación significa que el intervalo entre dos muestras en un canal (trama) se divide en sub-intervalos o intervalos de tiempo uno para cada canal en el sistema.

A manera de ejemplo veamos una combinación de 4 señales - multiplexadas en la figura N°2.1.

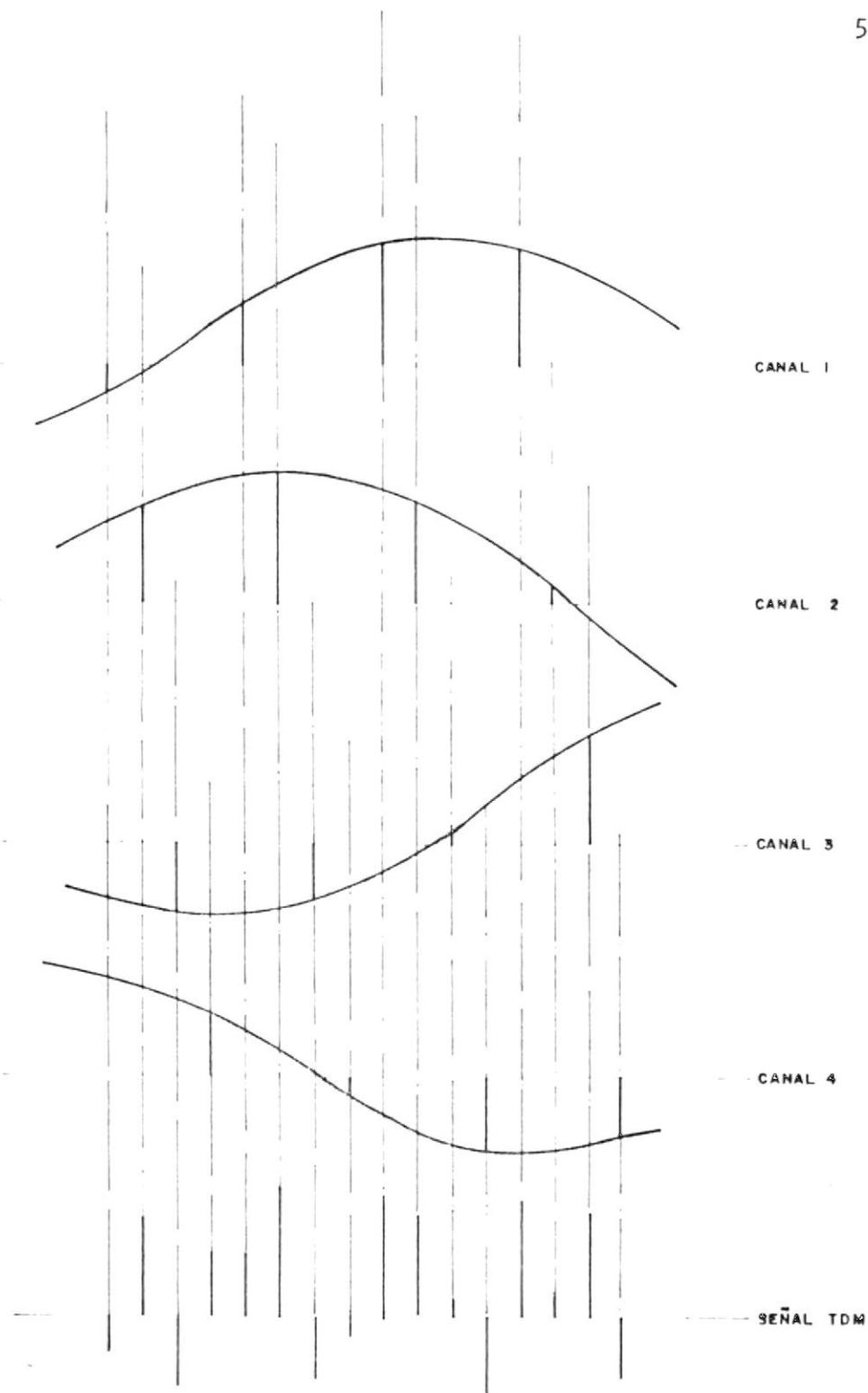


FIGURA 2.1 MULTIPLEX POR DIVISION DE TIEMPO

2.3. DIMENSIONAMIENTO DE PARAMETROS

Lo anotado anteriormente sobre muestreo, cuantificación y codificación; se aplica en forma general. Para poder seleccionar los datos principales para la conversión A/D en un sistema MIC, es decir, la frecuencia de muestreo, el número de bits por muestra y las características de la cuantificación (Ley de compansor), se han de efectuar cálculos en los que la calidad de voz deseada se sopesa con el costo resultante de equipo y los requisitos de ancho de banda. Se ha de hacer una hipótesis que muestre la configuración a corto y largo plazo de la red de telecomunicaciones. Por ejemplo el número de convertidores A/D y D/A en una conexión en cascada influirá en los requisitos que puedan imponerse a cada canal MIC en particular. Por lo tanto el proceso de dimensionamiento es bastante complicado y a continuación se trata sólo el resultado.

La frecuencia de muestreo (f_s) es el item más sencillo a determinar. El límite de banda superior del canal de voz, es 3,4 KHz y por consiguiente la frecuencia de muestreo ha de ser por lo menos de 6,8 KHz (de acuerdo con el Teorema de Muestreo). Se ha de elegir una frecuencia al

go más alta a fin de permitir una introducción razonablemente simple de los filtros de paso bajo asociados al canal. Se ha elegido el valor de 8 KHz. La ventaja de esta elección es que cualquier pérdida entre la frecuencia de muestreo y la salida del canal permanecerá fuera de la banda de voz en los sistemas FDM. Esto significa que conjuntamente - con la conexión directa de canal MIC-FDM, se eviten los tonos de alta frecuencia.

El requisito básico para elegir el número de bits por muestra y la ley de Compansor, es una relación señal distorsión (SDR) de unos 34 dB para niveles de señal de -30 dBm0 y hacia arriba pero no nos interesa obtener una SDR mejor para niveles más altos. Téngase también en cuenta que la conversión A/D también puede tener lugar a un costo razonable y a una resolución de 12 - 13 bits . Puesto que no se puede alcanzar una mejor resolución con codificadores iterativos, se han de usar otros principios considerablemente más costoso.

Por esta razón se ha elegido una longitud de palabra de 8 bits por muestra y una cuantificación no-lineal (de acuerdo a la ley A) con una resolución de 12 bits para niveles bajos.

LEY DE CODIFICACION

El CCITT a recomendado el uso de la LEY A para el sistema de 30 canales, su expresión matemática es:

$$Y = \frac{A X}{1 + \log A} \quad \text{Si } 0 \leq X \leq \frac{1}{A}$$

Donde:

X y Y son entrada normalizada y salida de señal, respectivamente.

A = 87.6 constante que define el grado de compresión.

Para uso en MIC, la ley A es aproximada por segmentos de línea, en total 13 segmentos. En la figura N° 2.2., mostramos la parte positiva de la característica A. Podemos observar que la pendiente de un segmento adyacente inferior es el doble que la del superior.

La pendiente del segmento central de la característica normalizada dá la ventaja de compresión, la cual es la variación de la señal para la distorsión de cuantificación que el codificador no uniforme proporciona para un nivel de señal muy pequeño comparado al codificador lineal; la ventaja de

compresión es 24.1 dB para la característica A.

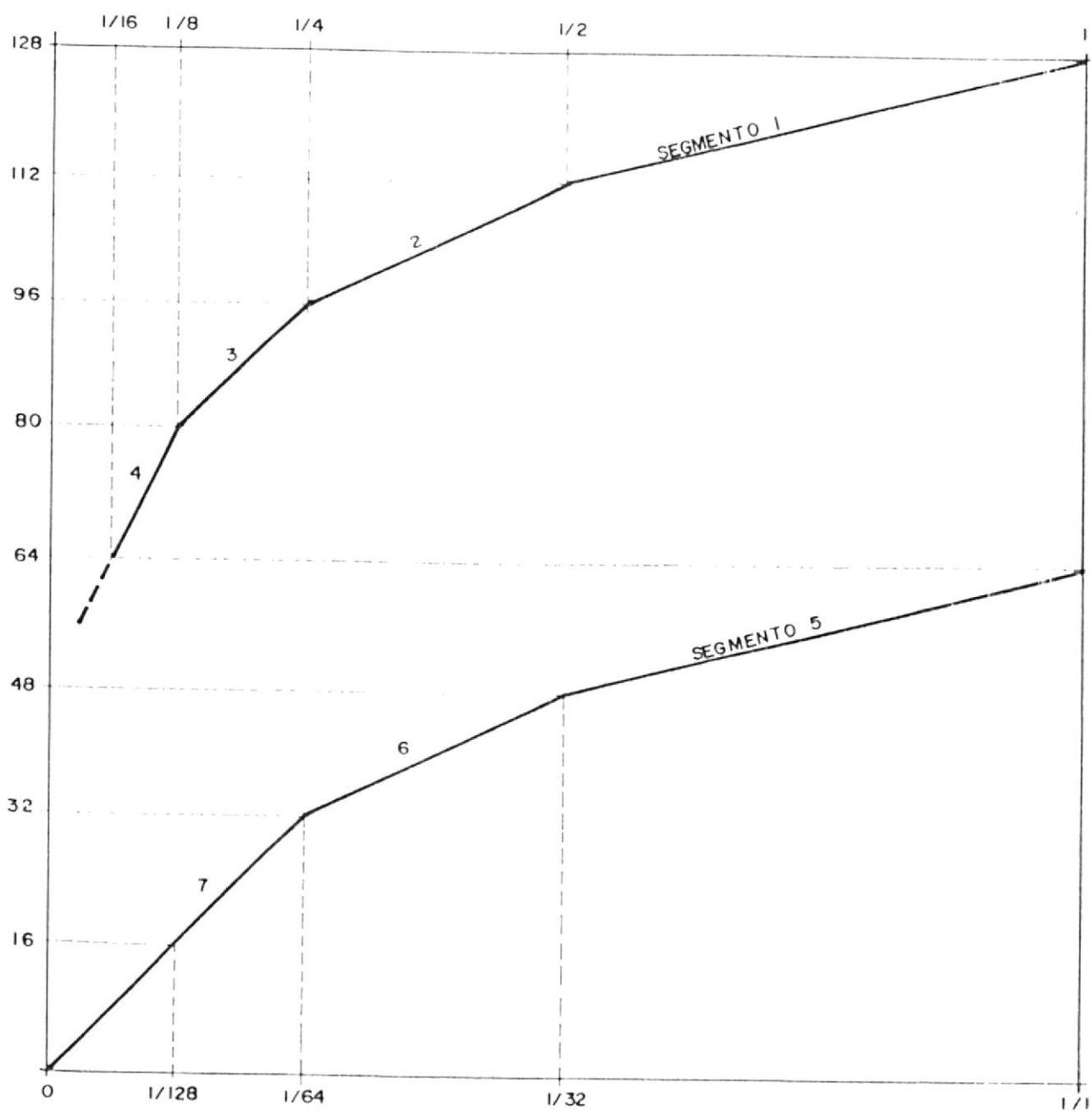


FIGURA N^o 2.2. CARACTERÍSTICA DE COMPRESION NORMALIZADA
(A=87.6, 13 segmentos) Ley A.

2.4. PRINCIPALES CONSIDERACIONES ECONOMICAS

En esta sección anotaremos varios costos que entran en el diseño del sistema MIC, en comparación con la ampliación del sistema de transmisión usando técnica analógica (montaje de nuevos cables multipares). En el capítulo VI haremos un análisis más detallado.

Materia prima: El costo de equipos digitales es lo único en el mercado mundial que baja de precio, es decir no le afecta la inflación, debido a que se están desarrollando cada vez más en versatilidad, volumen y competencia.

No ocurre lo mismo con la fabricación de cables multipares, ya que el cobre está subiendo constantemente de precio a esto se suma la mano de obra que también se encarece cada día más.

Instalación: En el sistema MIC se requieren repetidores - cada dos kilómetros aproximadamente, entonces podemos reemplazar las bobinas pupin por repetidores regenerativos.

Los equipos de interfase entre la central analógica y la línea son equipos que ocupan un área muy pequeña que no se hace necesario ampliar el local central.

Si pensamos en el tendido de nuevos cables multipares para ampliar un enlace intercentral (que se encuentra saturado), tendremos que obligadamente sumar al costo del cable los costos por obras civiles tales como la canalización y las cámaras de revisión; para realizar estos trabajos se tendrá que abrir calles e inevitablemente causa molestias al tráfico vehicular y peatonal.

En este rubro los costos son sin comparación más altos si realizamos el tendido de nuevos cables.

Operación: El mantenimiento en el sistema MIC es por autodiagnóstico y el personal que lo realiza no necesariamente tiene que ser especializado, ya que la operación es muy sencilla.

En cuanto a la explotación los sistemas -

MIC nos ofrecen usos múltiples de los canales y la calidad de transmisión es mejor.

Ampliaciones: El sistema MIC es muy flexible para hacer futuras ampliaciones, como lo anotamos al final del punto N° 2.1.

2.5. SISTEMA MIC 30 + 2 (Primer orden)

En respuesta al alto potencial de uso de sistemas MIC en el futuro de las redes de telecomunicaciones. El Comité Consultivo Internacional Telegráfico y Telefónico (CCITT) se tomó el trabajo para asegurar la operación de sistemas MIC haciendo comparaciones y recomendó el uso de dos sistemas primarios MIC. Los cuales son: el de 1,544 Mbits/seg sistema de 24 canales, usa la ley de codificación μ ; y el de 2,048 Mbits/seg sistema de 30 canales usa la ley de codificación A.

Nosotros nos ocuparemos del sistema MIC 30 + 2 en realidad el término 30 + 2 significa que tenemos 30 canales de voz más uno de sincronismo y uno de señalización.

2.5.1. Formato de trama y multitrama

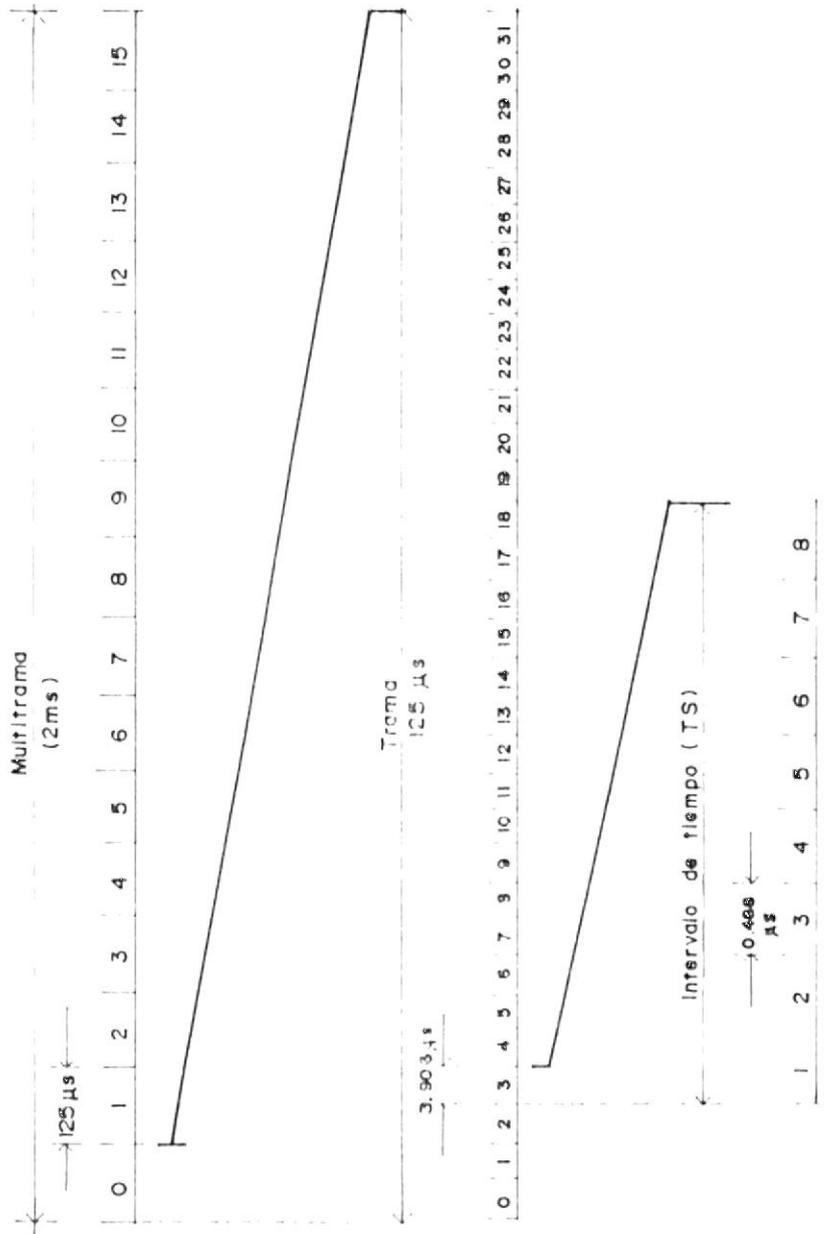
La estructura de trama y multitrama formada en

base a la velocidad de muestreo que es (como ya lo anotamos anteriormente) de 8.000 muestras por segundo. Lo cual significa un período de trama de $125\mu\text{s}$. Cada trama consiste de 32 intervalos de tiempo (TS Time Slots) de 8 bits cada uno. La velocidad de bits del sistema es $8 \times 32 \times 8.000 = 2,048 \text{ Mbits/seg}$.

Los intervalos de tiempo (TS) están numerados de 0 a 31. Ver figura N^o 2.3.

Treinta intervalos de tiempo son asignados a canales de voz y la voz muestreada es codificada en 8 bits y enviada hacia los intervalos de tiempo los cuales ocupan TS1 a TS15 y TS17 a TS31.

El intervalo de tiempo 0 (TS0) es asignado para transportar la alineación de trama y llevar información de alarma véase la tabla 2.1



TS0 Señal de alineación de trama
 TS16 Información de señalización de los canales / señal de alineación de multitrama
 TS1 a TS15 y TS17 a TS31 Canales de voz

FIGURA 2.3 FORMATO DE TRAMA Y MULTITRAMA

0000 XXXX	abcd abcd CHL.1 CHL.16	abcd abcd CHL.2 CHL.17	abcd abcd CHL.15 CHL.30
TS16 de TRAMA 0	TS16 de TRAMA 1	TS16 de TRAMA 2	TS16 de TRAMA 15

TABLA 2.2. INTERVALO DE TIEMPO 16(TS16) CON DOS CANALES DE SEÑALIZACION DE 4 BITS CADA UNO

se muestra en la tabla 2.2. El intervalo de tiempo 16 (TS16) de cada trama lleva dos canales de señalización de 4 bits cada uno como

X reservado para uso internacional
 3 reservado para uso nacional

LOCALIZACION DE BITS EN EL ESPACIO DE TIEMPO 0 (TS0)		NUMERO DE BITS							
		1	2	3	4	5	6	7	8
Contenido de TS0	Alineación de trama	X	0	0	1	1	1	0	1
	TS0 no contiene -	X	1	1	Información de alarma.	3	3	3	3
ma.....									

TABLA 2.1.

X - se hace 1 si no es usado

Y - bit usado para indicar pérdida de alineación de trama

b = 1, c = 0, y d = 1 si ellos no son usados.

Como se ha mencionado anteriormente, para la sincronización de trama se dispone de un intervalo de tiempo de 8 bits. Esto significa que para este propósito se reserva la considerable velocidad de datos de 64 Kb/s. El principio básico de la sincronización de trama es que el receptor localiza una palabra fija y después controla su situación a intervalos regulares. Esto posibilita al receptor el orientarse en el flujo de bits entrante y distribuir los bits correctos al canal correcto.

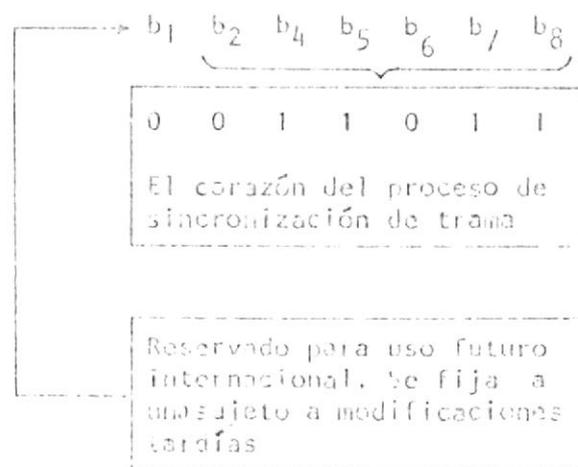
Además que para la sincronización de trama, el intervalo de tiempo asignado se emplea para transmisión de información sobre el estado de alarma en el terminal del extremo cercano al terminal del extremo remoto.

También se dispone de capacidad de reserva para uso nacional e internacional. Todavía no se ha decidido como se ha de usar esta capacidad, pero sin lugar

a dudas las futuras redes digitales necesitarán cierta comunicación que no está directamente relacionada con el tráfico telefónico, por ejemplo, señales de control para conmutación a rutas alternativas, alarmas para otros componentes que MIC, etc.

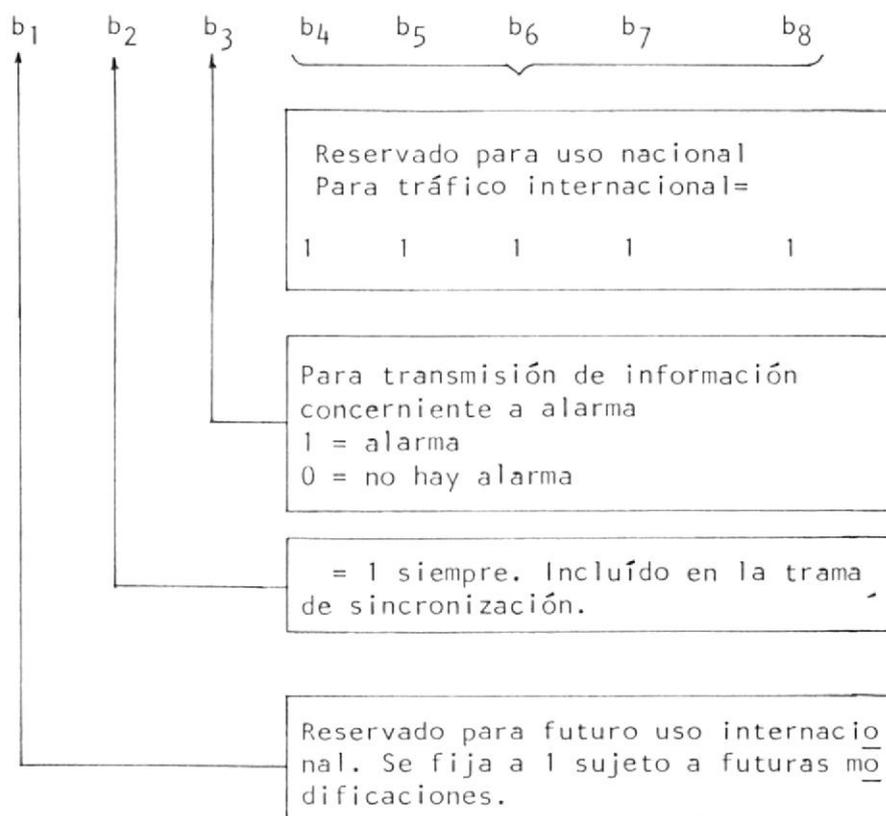
Las tramas se numeran del 0 al 15 y después la numeración comienza de nuevo con 0. Las palabras en el intervalo de tiempo 0 en tramas con números pares se llaman "palabra de sincronización de trama 1" y las de las tramas impares se llaman "palabras de sincronización de trama 2".

La palabra de sincronización de trama 1 tiene la siguiente estructura:



La palabra de sincronización de trama 2 tiene la siguiente

te estructura:



Cuando el receptor alcanza el estado de sincronización de trama, su única función es asegurar que la palabra de sincronización de trama 1 aparezca donde tiene que aparecer y a intervalos regulares. Si la palabra de sincronización es incorrecta tres veces en una fila, la sincronización de trama se considera perdida y comenzará de nuevo el proceso de búsqueda.

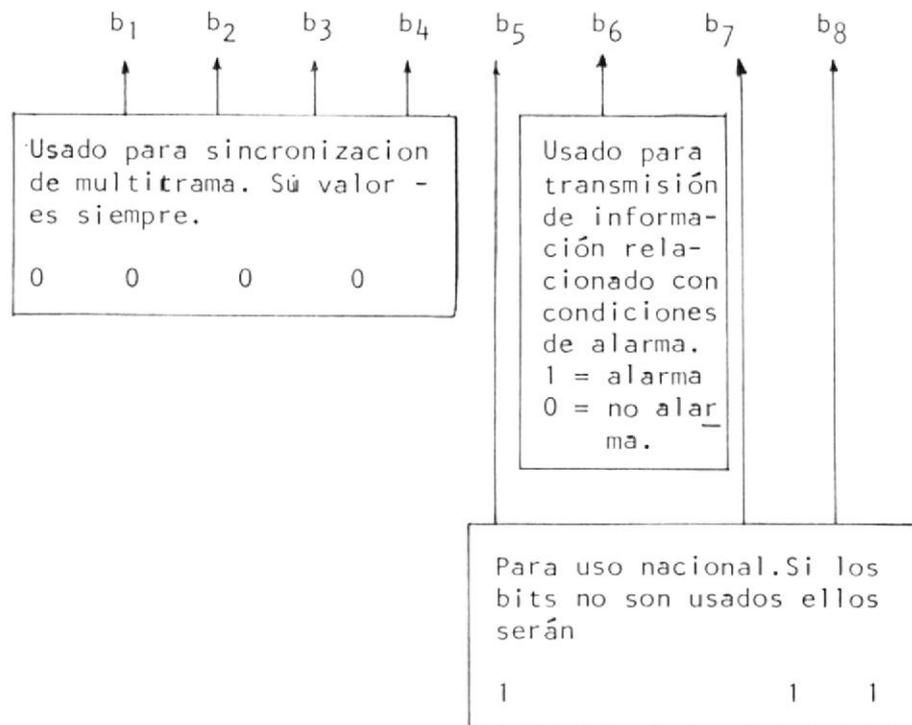
La razón por la cual el período de espera comprende - tantas como seis tramas, es que el sistema no trabaje más de lo necesario. En la práctica puede ocurrir que un bit en la palabra de sincronización de trama se distorcione en la transmisión y sería bastante innecesario "resincronizar" el sistema cada vez que esto ocurra. Si para tomar cualquier medida se espera a que hayan - tres palabras de sincronización incorrectas, conseguiremos un sistema de sincronización muy estable, con un alto grado de insensibilidad a las perturbaciones. De hecho no se necesitará ninguna "resincronización" en la operación normal.

La sincronización de multitrama puede parecer más complicada que la de trama, ya que la palabra de sincronización de multitrama sólo aparece una vez cada 16 tramas y por lo tanto es más difícil encontrar. No obstante el sistema realiza primero la sincronización de trama y después la de multitrama. La lógica de sincronización de multitrama recibe información sobre el punto de arranque de la trama desde la lógica de sincronización de trama, vía de interfaz de 64 Kb.

Si conocemos el punto de arranque de la trama es fácil

establecer la situación del intervalo de tiempo 16 y después esperar la trama que contenga la palabra de sincronización de multitrama, trama N° 0.

La estructura de la palabra de sincronización de multitrama es como sigue:



El proceso de sincronización de multitrama es bastante simple.

El sistema queda sincronizado en multitrama en cuanto se

encuentra una palabra de sincronización de multitrama correcta ($b_1b_2b_3b_4 = 0000$).

En comparación con la sincronización de trama este proceso no contiene algún elemento importante de inercia. La causa de esto es que el riesgo de imitación es prácticamente inexistente, ya que conocemos el punto de arranque de la trama (y el intervalo de tiempo) y ya que la combinación 0000 en la primera o segunda mitad del intervalo de tiempo 16 nunca ocurre en otras tramas que en la N° 0.

La sincronización de multitrama se considera perdida si han habido dos palabras de sincronización de multitrama consecutivas incorrectas. Esto significa que tenemos un elemento de inercia que hace posible evitar una "resincronización" innecesaria en conexión con errores de bit aislados.

2.5.3. Señalización

La conmutación telefónica implica un requisito más: se requiere transmitir información de señalización. La señalización se puede considerar como comunicación de

datos a muy baja velocidad entre centrales.

Las funciones de señalización tratan de la administración de la red telefónica, el establecimiento de conexiones, los procedimientos de tasación, etc. Por circuitos físicos, la señalización se realiza mediante cambios en las condiciones de la corriente continua en los pares de hilos generalmente polaridad y/o impedancia de bucle.

Cuando un sistema MIC se introduce entre centrales analógicas, no se puede usar este método, debido a que el canal no deja pasar corriente continua.

A fin de cumplir los requisitos de capacidad de datos para señalización, se introduce un intervalo de tiempo más (Nº 16), completando así la trama, como se ve en la figura Nº 2.1.

Los sistemas de señalización suelen clasificarse en dos categorías:

SEÑALIZACION POR CANAL ASOCIADO:

En este caso, la información de señalización corresponde

diente a un determinado canal telefónico se transmite - por ese canal (señalización dentro de la banda 300 Hz a 3400 Hz) o por un canal de señalización especializado - diferente. En MIC este canal está constituido por uno o varios intervalos de tiempo asignados expresamente al canal telefónico de que se trate.

SEÑALIZACION POR CANAL COMUN

En este caso se utiliza un canal de señalización que es común a varios canales telefónicos, para transmitir mensajes correspondientes a cualquiera de estos canales telefónicos, según las necesidades. Importa hacer observar que en la multiplexación por división en el tiempo, los canales de señalización especializados no constituye señalización por canal común.

El no existir asignación fija de ciertos intervalos de tiempo a los canales telefónicos es más bien característico de la señalización por canal común. Este tipo de señalización es la que utilizaremos en nuestro sistema MIC.

Como ya se ha mencionado se requiere un intervalo de

tiempo para transmitir información de señalización. Puesto que el intervalo de tiempo (TS) solo contiene 8 bits por trama, es imposible asignar dentro de una trama, una posición de bit, por ejemplo para cada canal. Tal disposición requiere de un intervalo de tiempo más largo. El intervalo elegido comprende 16 tramas. Ver la figura N° 2.1.

El intervalo de tiempo 16 en las tramas 1-15 se divide en dos mitades, cada una de las cuales contiene 4 bits. La primera mitad en la trama 1 se asigna al Canal N° 1 y la segunda mitad al canal N° 16. La asignación significa que estos bits llevan la información de señalización para los canales a los que pertenecen en forma correspondiente el intervalo de tiempo 16 en la trama 2 pertenece a los canales 2 y 17 y así sucesivamente hasta los canales N° 15 y 30 en la trama N° 15. Después comienza la siguiente multitrama. Como podemos apreciar en la tabla N° 2.2.

C A P I T U L O I I I

SITUACION ACTUAL DE LA RED TELEFONICA

Hasta hace pocos meses, nuestra red telefónica contaba sólo con enlaces intercentrales constituídos por cables multipares de cobre; en la actualidad (Abril de 1.986), contamos también con enlaces de fibra óptica entre algunas centrales; estos últimos enlaces están orientados a usarse entre las nuevas centrales digitales que están siendo instaladas en la ciudad de Guayaquil.

3.1. ENLACES INTERCENTRALES EXISTENTES

Entre las centrales telefónicas que tenemos instaladas - en la ciudad de Guayaquil, contamos con los siguientes enlaces intercentrales:

- Enlaces con cables multipares de cobre. En la tabla 3.1, describiremos los enlaces, la longitud de los mismos y el tipo de multipar (número de pares, diáme-

TABLA 3.1

ENLACES		INTERCENTRALES	CON	CABLES	MULTIPARES
Centrales de	a	Capacidad # de pares	Diametro (mm)	Distancia (Km)	Pupin
		300	0.6	2.5	No
SUR	GUA	600	0.6	2.5	No
SUR	OES	600	0.6	3.12	Si
OES	PTT	600	0.6	3.05	Si
SUR	F.CDE	600	0.6	2.48	No
F.CDE	OES	600	0.6	1.84	Si, Reg. 102
		300	0.6	4.032	Si
CTRO	SUR	600	0.4	4.213	No
		600	0.6	4.000	No
CTRO	F.CDE	600	0.6	1.3	No
		900	0.5	1.3	No
		900		1.3	No
CTRO	OES	600	0.5	3.1	No
CTRO	URDE	400	0.5	5.04	Si
		200	0.6	5.04	Si
		900 TLEX	0.5	0.88	No
CTRO	BYCA	600	0.6	0.88	No
		1200	0.4	0.88	No
		1200	0.4	0.88	No
CTRO	NORT.	100	0.8	2.96	No
		600	0.5	2.96	No
		600 (1200)	0.4	1.34	No
BYCA	N2	600	0.6	1.34	Si
		900	0.6	1.34	Si
BYCA	NORT	600 (1200)	0.4	2.18	No
		600	0.6	0.8	No
N1	N2	600	0.6	0.8	No
		300	0.8	0.77	Si
N2	URDE	400	0.6	2.82	Si
		600	0.6	0.74	Si, Reg. 140a144
N2	NORT	600 (1200)	0.4	0.74	No
N1	CEIV	600	0.6	4.37	Si
URDE	CEIV	200	0.6	3.23	Si
NORT	URDE	600	0.6	3.5	No
ALB	URDE	100	0.4-0.6	4.5	No
		600	0.6	5.76	No
NORT	ALB	100	0.4-0.6	4.5	No

tro del conductor y si están o no pupinizados).

- Enlaces con fibra óptica implementados ultimamente (empezando a instalarlos desde hace 10 meses aproximadamente). En la tabla N^o 3.2., mostramos estos enlaces, número de fibras en el cable, cantidad de sistemas de 34Mb/s, cantidad de sistemas de 140 Mb/s, número de sistemas en tráfico, número de sistemas en reserva y la distancia entre los enlaces.

3.2. MEDICIONES ELECTRICAS

Existen muchos parámetros que podríamos medir en un canal telefónico, entre ellos: resistencia de corriente continua, capacidad mútua, resistencia de aislamiento, bucle, a tierra, rigidez dieléctrica, atenuación, respuesta de frecuencia, ruido sofométrico, etc. Sin embargo el conocimiento de estos parámetros, no nos dan confiabilidad para implementar un sistema MIC. En un sistema MIC el parámetro de mayor peso y decisivo es el de la diafonía, es por esta razón que nos ocuparemos de estas mediciones. Empezaremos haciendo un recuento de lo que es diafonía y la manera de realizar la medición de la misma.

TABLA 3.2.

ENLACES INTERCENTRALES CON FIBRA OPTICA

CENTRALES De	A	#de Fibras en el cable	# Sistemas de 34 Mb/s en :		# de Sistemas 140 Mb/s en :		Distancia (mts)
			Tráfico	Reserva	Tráfico	Reserva	
GUA	SUR	6	2	0	-	-	2570
SUR	F.CDE	6	1	0	-	-	2700
SUR	CTRO	6	-	-	1	1	4213
CTRO	OES	6	3	0	-	-	3140 ALT1
							3100 ALT2
CTRO	F.CDE	6	1	0	-	-	1300
CTRO	BYCA	6	-	-	1	1	880
BYCA	N1	6	3	0	-	-	1946
N1	BVIST						2576
OES	N1	6	2	0	-	-	1620ALT 1
N1	BVIST						2576BVIST
OES	BVIST	6	2	0	-	-	3809 ALT2
OES	PTT	6	1	1	-	-	3208
BVIST	URDE	6	2	0	-	-	2574
BVIST	CEIB	6	1	1	-	-	4038
NORT	N2	6	-	-	2	0	740
N2	CTRO						NORT-BVIST 2220
NORT	ALB	6	1	1	-	-	5760

DIAFONIA

Se define la diafonía como la relación existente en tre la potencia propia del circuito perturbador y la potencia que alcanza el circuito perturbado (Véase la figura N^o 3.1.

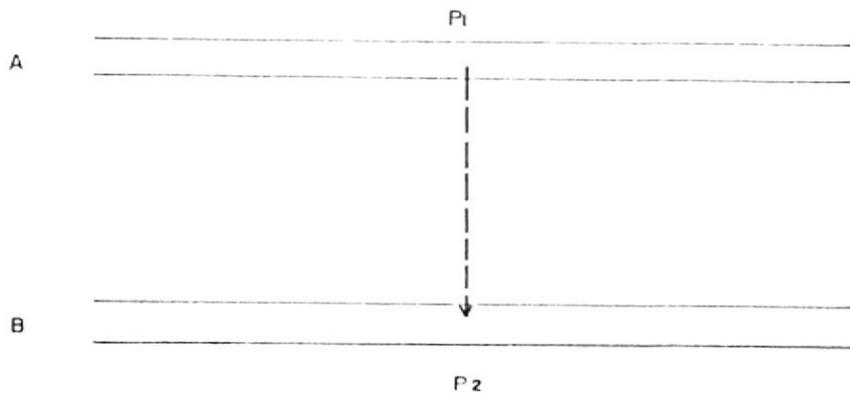


FIGURA N^o3.1. A = Par perturbador; B = Par perturbador

Su valor depende de la frecuencia de las señales y de la relación geométrica de los pares, tales como separación, apantallamiento, disposición, etc. Excepto en lo que se refiere a interferencia procedente del exterior, como puede ser el ruido de la central de

conmutación, la interferencia producida en un par MIC suele tener su origen en otros pares del mismo cable. Dependiendo de las direcciones relativas de las señales en los pares MIC, pueden producirse dos fenómenos diferentes de diafonía:

FEXT, consideraremos en primer lugar la interferencia producida entre dos pares que transporten señales desplazándose en la misma dirección, por ejemplo dos pares de "ida" (Véase la figura N° 3.2).

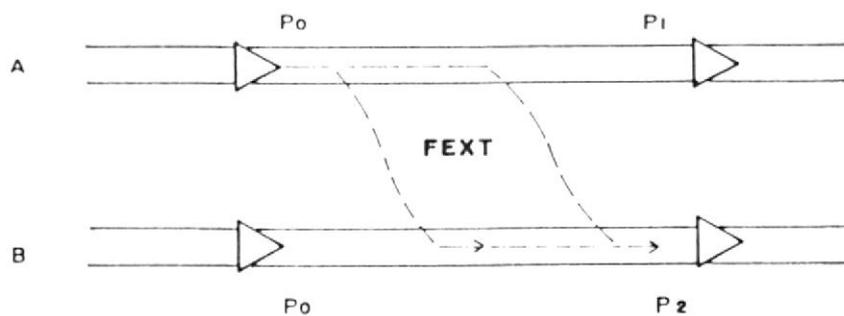


FIGURA N° 3.2. DIAFONIA FEXT

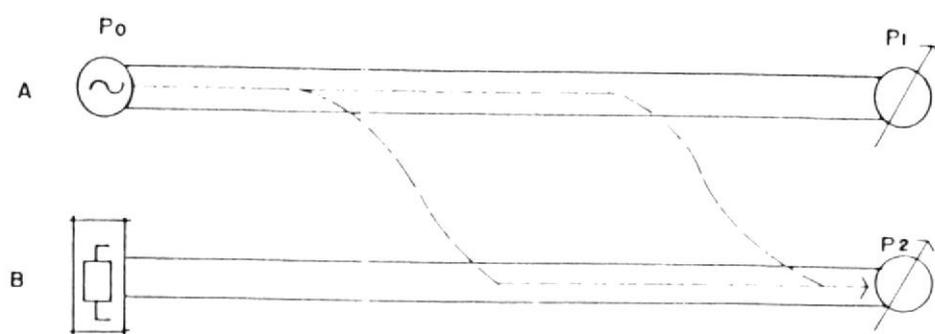
Las potencias de salida de los dos repetidores, en el extremo transmisor, son aproximadamente iguales (P_0) y las dos señales se atenúan en igual grado al atrave-

zar la sección de forma que en toda su longitud, las potencias de las señales en ambos pares serán también aproximadamente las mismas (por ejemplo, P_1 a la entrada de los repetidores en el extremo receptor de ambos pares).

Sin embargo, debido a la interferencia, a todo lo largo de la línea se transferirá una cierta potencia desde el par A al par B (e igualmente desde el par B al par A), dando lugar a una potencia perturbadora (P_2) en la señal que entra en el repetidor, en el extremo receptor de la sección.

La diafonía entre señales que se desplazan en la misma dirección, y que aparece en el extremo receptor de una sección, se denomina diafonía de extremo distante (FEXT = "Far-end cross talk") o telediafonía.

El FEXT entre dos pares se mide, como se indica en la figura N^o 3.3., transmitiendo por un par (digamos por el par A) una señal de prueba de potencia P_0 y midiendo las potencias respectivas en el extremo receptor de ambos pares. En el extremo transmisor, el par B está debidamente adaptado con la impedancia correcta.



$$\text{FEXT} = 10 \log P_1/P_2$$

FIGURA N° 3.3. MEDICION DE FEXT

El FEXT entre A y B viene dado directamente por la relación entre dos medidas, es decir P_1/P_2 , o bien expresado en decibelios (dB): $S/N = (\text{FEXT}) = 10 \log P_1/P_2$.

La potencia perturbadora, P_2 , depende de la longitud de la sección. La forma más usual de hacer este cálculo es medir la diafonía a lo largo de una cierta distancia D , por ejemplo 2000 metros, y multiplicarla por un factor de corrección para obtener la relación correspondiente a la longitud real. El factor de corrección es $15 \log L/D$, en donde L representa la longitud real. Tomando $D = 2000$, las variaciones de algunos centenares de metros en la longitud real no introducen mayores diferencias en la relación señal-ruido, por lo que muchas veces no se tienen en cuenta.

NEXT

La diafonía entre pares que transportan señales desplazándose en direcciones opuestas es completamente diferente (Véase la figura 3.4).

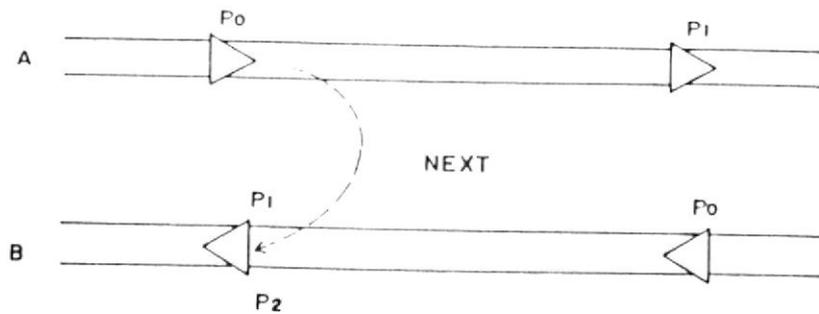
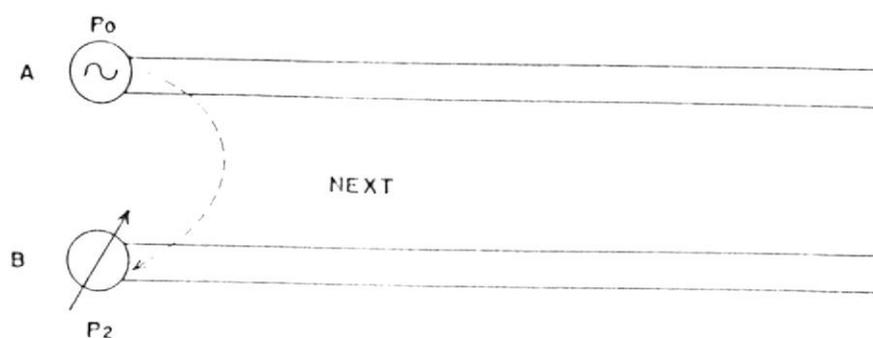


FIGURA N^o 3.4. DIAFONIA NEXT

Junto a las entradas de los repetidores se produce una interferencia entre una señal de salida de plena potencia (P_o) y una señal de entrada completamente atenuada (P_i). Esta diafonía se mide como queda reflejado en la figura N^o 3.5. Debido a que las medidas se hacen en el extremo desde el que se transmite la señal de prueba, esta diafonía se denomina diafonía de extremo próximo (NEXT = "Near-end crosstalk") o paradiafonía.



$$\text{NEXT} = 10 \log P_0/P_2$$

FIGURA N^o 3.5. MEDICION DE DIAFONIA NEXT

Si la potencia perturbadora que llega a la entrada - del repetidor como consecuencia de P_0 es P_2 (ver figura N^o 3.4.), la relación señal - ruido debida al NEXT es P_1/P_2 , o en decibelios (dB): $S/N = 10 \log P_1/P_2$.

De lo dicho anteriormente se deduce inmediatamente que $10 \log P_1 = 10 \log P_0 - A$, en donde A es la atenuación - de la sección de cable en decibelios. En consecuencia, $S/N = (\text{NEXT}) - A = 10 \log P_0/P_2 - A$.

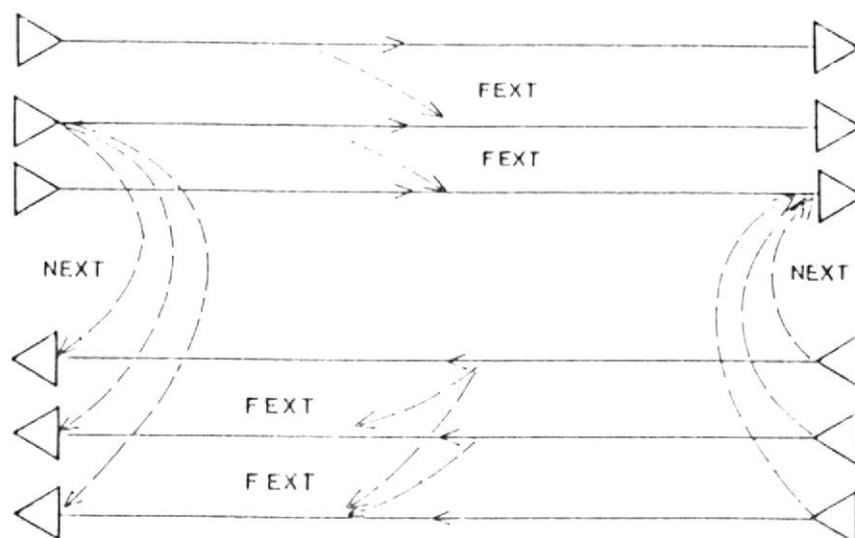
Comparación entre FEXT y NEXT

El requisito para la diafonia de señales que se des_

plazan en la misma dirección de transmisión es: $(NEXT) \geq 32$ dB.

Igualmente, para la diafonía de señales que se desplazan en direcciones opuestas de transmisión, este requisito es: $(NEXT) \geq 32 + A$ dB.

Comparando ambos puede verse que el requisito para NEXT es A dB más rigurosos que para FEXT (véase la figura N° 3.6.), de donde se deduce que para conseguir una determinada tasa de error, la diafonía aceptable para NEXT es igual a la diafonía aceptable para FEXT + A.



$$FEXT \geq S/N \qquad NEXT \geq S/N + A$$

FIGURA N+ 3.6. DIAFONIAS FEXT Y NEXT.

Resulta evidente que, en la selección de pares, los pares que presenten acoplamientos más débiles deberán reservarse para señales que se desplacen opuestas. Se deberá tratar siempre en primer lugar de encontrar combinaciones adecuadas de pares de "ida" y de "retorno". La segunda selección se referirá a encontrar combinaciones para pares con la misma dirección de transmisión.

ACOPLAMIENTO MULTIPLE

En un cable que contenga muchos pares convertidos para MIC, el acoplamiento no es exactamente el que se produzca entre dos cualesquiera de ellos, ya que todos los pares introducen alguna interferencia en cada uno de los demás pares.

Los pares situados a diferentes distancias de un par perturbado, o con diferentes relaciones geométricas con él, tendrán también diferentes grados de acoplamiento y, por lo tanto, contribuirán con diferentes valores de diafonía.

Considerando la perturbación sobre un par en un momento dado, este acoplamiento múltiple puede ser estadísticamente y representado por una simple cifra, a la que muchas veces se considera como diafonía equivalente.

Esta diafonía es equivalente en el sentido de que, si cada uno de los pares perturbadores produjera esta perturbación, el efecto sobre el par perturbado sería el mismo que el resultante de la distribución real. La diafonía equivalente viene dado por la media, m , de la distribución de la diafonía menos su desviación estándar, σ .

NEXT y FEXT CON ACOPLAMIENTO MULTIPLE

Dos ecuaciones debidas a Cravis & Crater, definen la diafonía equivalente aceptable, el número de pares responsables de ella, las pérdidas en la sección y la longitud de la misma.

Para NEXT:

$$(m_n - \sigma_n) = A + 32 + 10 \log n \quad \text{dB}$$

Para FEXT:

$$(m_f - \sigma_f) = 32 + 10 \log n + 15 \log L/2000 \quad \text{dB}$$

En donde:

n = número de pares perturbadores

A = pérdidas de la sección en dB

L = longitud de la sección en metros

y en donde el FEXT está medida sobre longitudes de -
2000 metros.

El término $15 \log L/2000$ suele ser pequeño por lo que,
despreciando este término, la diferencia entre el NEXT
y el FEXT aceptables es A dB.

3.2.1. Consideración de acoplamientos

En el capítulo siguiente definiremos detalladamente - las reglas para seleccionar los pares a ser usados en sistemas MIC; en esta sección haré una introducción a la selección de pares, esto en forma preliminar, con el objetivo de realizar mediciones de diafonía. Nos ocuparemos en el análisis de los acoplamientos electromagnéticos entre los pares del cable telefónico, y seleccionaremos los pares de acoplamiento más débil, los que después de haber medido su diafonía los utilizaremos en los sistemas MIC.

Dado que para nuestro proyecto contamos con cables de 600 pares, dispuestos en unidades (o grupos) de 100 pares cada uno. Además cada grupo está distribuído, en su centro y 5 capas concéntricas. Por esta razón analizaremos los acoplamientos entre los pares de una capa, y entre capas. Considerando también que por un grupo se transmitirá información en una sola dirección - ("ida") y por otro grupo transmitiremos en la otra dirección ("retorno").

Acoplamientos entre los pares de una capa

Consideremos los pares de una capa. Sus acoplamientos pueden estar caracterizados por sus diferencias en cuanto a torsión y separación espacial. Fijémonos ahora en la figura N^o 3.7. Los pares adyacentes, tales como el 1 y el 2, tienen torsiones diferentes. A esta combinación la llamaremos U_0 , que significa torsión diferente - sin ningún par intermedio. Los pares alternos como el 1 y el 3 tienen torsiones iguales y están separados por un par intermedio. Llamaremos a esto E_1 . Los pares 1 y 4 tienen un acoplamiento U_2 , que significa torsión diferente con dos pares intermedios; 1 y 5 tienen acoplamiento E_3 (torsión igual, con tres pares intermedios) y así sucesivamente. El acoplamiento se va haciendo cada vez más débil según aumenta la distancia, al tiempo que la relación señal-ruido, y con ella la diafonía, se hace cada vez mayor.

Se ha determinado experimentalmente la importancia relativa de la separación espacial, en igualdad de torsión, y se ha comprobado que un acoplamiento U_0 no solamente transfiere menos potencia -

que un acoplamiento E_1 , sino también menos que un acoplamiento E_3 .

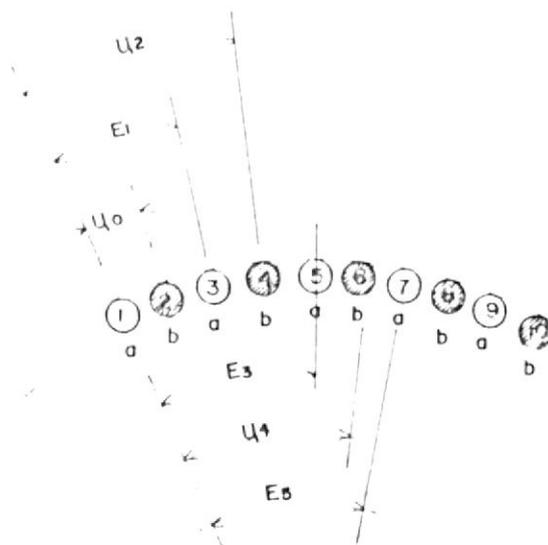


FIGURA N^o 3.7. ACOPLAMIENTO ENTRE LOS PARES DE UNA CAPA

Las medidas reales varían de un cable a otro - pero, teniendo en cuenta que en las unidades existen las mismas combinaciones de torsión y distancia, las relaciones entre separación y diafonía son siempre muy similares a las que se representan en la figura N^o 3.8.

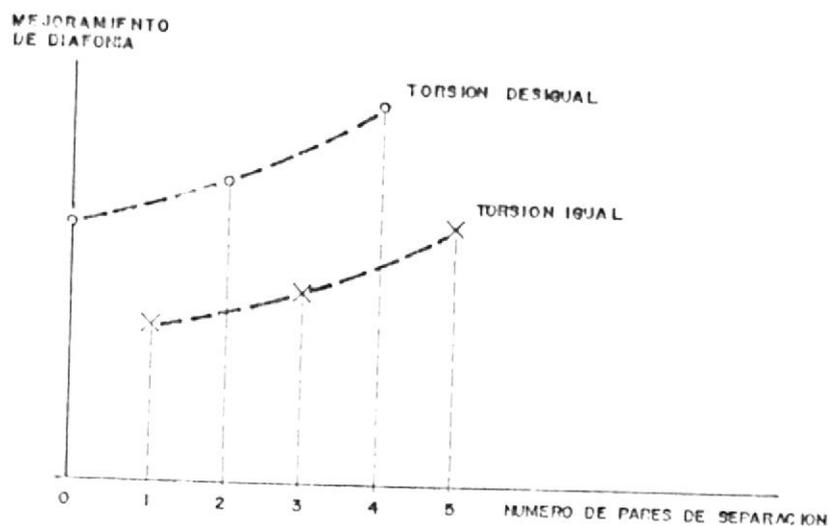


FIGURA N^o 3.8. RELACIONES ENTRE SEPARACION Y TORSION SOBRE LA DIAFONIA

Acoplamiento entre capas (Ver figura N^o 3.9)

El acoplamiento entre las capas puede ser examinado de la misma forma. Los pares de una capa tienen torsiones a y b , mientras que los de la capa siguiente tienen torsiones p y q . Las capas adyacentes, por lo tanto, tienen acoplamiento U y las alternas acoplamiento E .

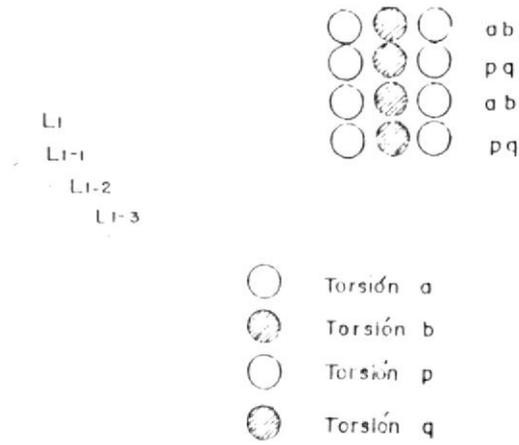


FIGURA N^o 3.9. ACOPLAMIENTO ENTRE CAPAS

Los acoplamientos U entre pares de capas adyacentes son menores que los correspondientes en tre pares adyacentes de una misma capa. Esto se debe a que los pares situados entre las capas diferentes se cruzan solamente a intervalos en lugar de permanecer uno junto al otro. Sin embargo, el acoplamiento E entre capas al ternas es aún menor, debido en gran parte a que una capa intermedia proporciona un apantallamiento más eficaz que un par intermedio. Si consideramos el caso de dos capas intermedias,

tendremos que las torsiones de los pares incluidos en las capas así separadas serán desiguales, y ésto, unido al apantallamiento proporcionado por las dos capas intermedias, hará que el acoplamiento sea muy pequeño.

En un cable concéntrico, por tanto, la separación más idónea es la existente entre capas y esta es la razón por la que se sitúan en capas diferentes los pares dedicados a direcciones opuestas de transmisión.

Separación dentro de una capa

El paso siguiente es reducir el FEXT entre los pares que transportan señales en la misma dirección, los medios a nuestro alcance para llevar esto a cabo son la separación espacial y la torsión.

Como ejemplo tomemos una capa, representada en la figura N° 3.10.a., y consideremos el par número 5. Este par puede recibir diafonía através de los acoplamientos indicados en la figura N°3.10.b. Teniendo en cuenta que la interferencia entre capas es mucho menor que la existente entre pares

de una misma capa, podemos despreciar cualquier perturbación producida por los pares MIC de las capas adyacentes. El par número 5 recibirá una cierta perturbación a través de los acoplamientos U_0 con el par 6, y a través de los acoplamientos E_3 con los pares 1 y 9. Del mismo modo que el par 5, cualquier otro par seleccionado en esta capa puede recibir diafonía de sus compañeros, a través de acoplamientos similares.

- 1 par con acoplamiento U_0
- 2 pares con acoplamiento E_3
- 1 par con acoplamiento U_2
- 1 par con acoplamiento U_4 , etc.

Se ha evitado la selección de pares separados por otro par solamente (acoplamiento E_1).

U_0 y 2 E_1 son las vías de paso más críticas para la diafonía, lo que significa que existen solamente tres pares perturbadores principales. La relación equivalente de señal - ruido aceptable ($m_f - \sigma_f$), debida a estos tres pares no deberá ser inferior a los 32 dB requeridos $(m_f - \sigma_f) = 32 + 10 \log 3$.

A este resultado deben añadirse 3dB más para tener en cuenta los otros sistemas de la misma capa y de las capas adyacentes.

Como ya lo mencionamos, El Análisis de los acoplamientos simplifica las mediciones.

Los trabajos precisos para medir los acoplamientos de diafonía entre los pares o los grupos de pares de un cable, puede reducirse y simplificarse considerablemente si se realizan basándose en un análisis de las diferentes clases de acoplamientos existentes.

Por otra parte, cuando se hace de esta forma, las medidas efectuadas en un cable pueden ser utilizadas con mayor confianza para predecir la diafonía en otro cable, puesto que esta se relaciona directamente con las características estructurales, tales como la torsión igual y desigual, que son las mismas en ambos.

Ejemplos de medida de diafonía

Tomemos por ejemplo, la medida de la secuencia de acoplamientos iguales y desiguales, $U_0 E_1 U_2 E_3 \dots$, entre

los pares de una capa. Estos acoplamientos no tienen que ser medidos por separado. Todo lo que se necesita es medir el acoplamiento entre los pares, en cualquier orden que sea conveniente. Por ejemplo, si hay diez pares en la capa (véase la figura N^o 3.10. a.).

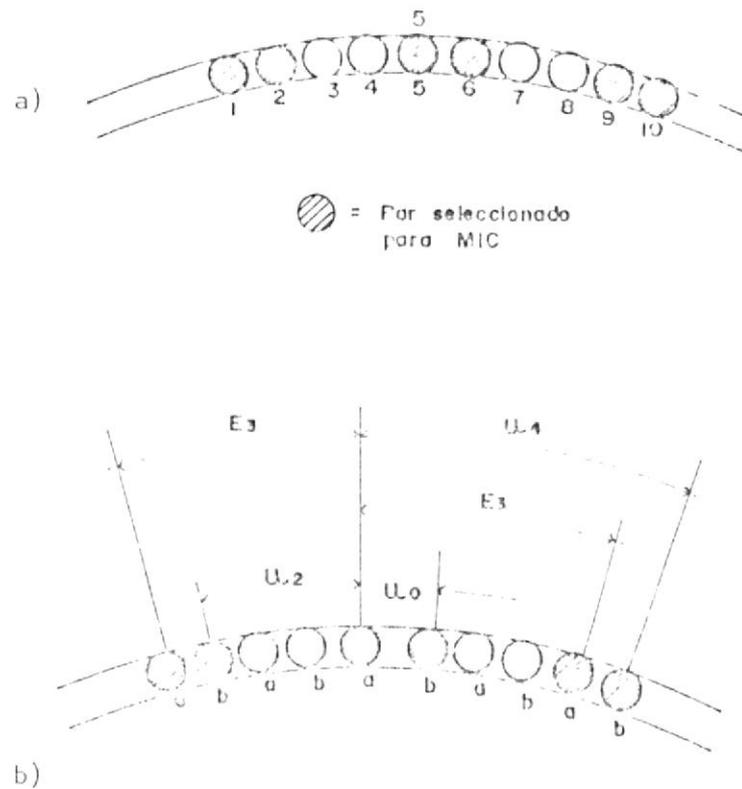


FIGURA N^o 3.10. SEPARACION DENTRO DE UNA CAPA

Las medidas podrían hacerse entre 1 y 2, 1 y 3, 1 y 4, ... 1 y 10; 2 y 3, 2 y 4, ..., 2 y 10; 3 y 4, 3 y 5, ..., 3 y 10; y así sucesivamente hasta 9 y 10, representando estas medidas gráficamente como en la figura N° 3.11., los distintos órdenes de acoplamientos iguales y desiguales se presentan a lo largo de las diagonales.

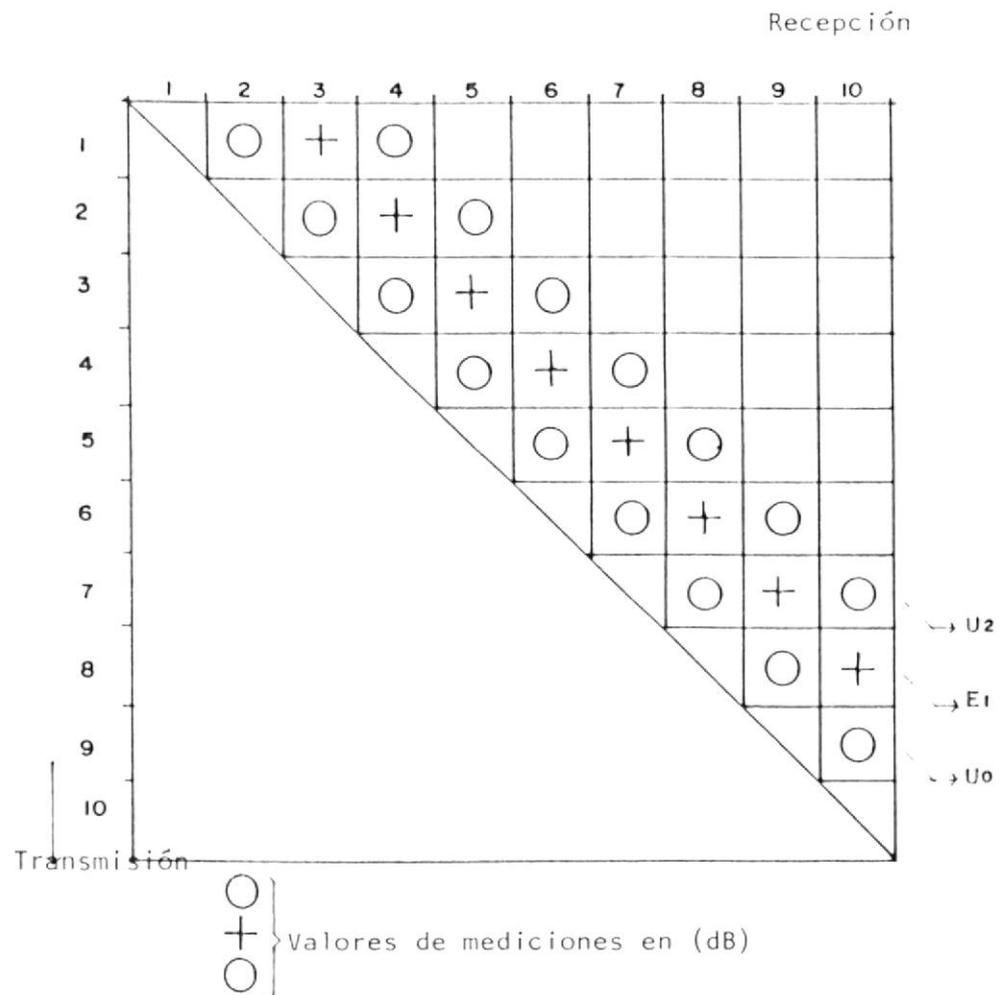


FIGURA N° 3.11. MEDICIONES DE DIAFONIA ENTRE LOS PARES DE UNA CAPA.

Podríamos también tomar el acoplamiento entre capas. En dos capas adyacentes cualesquiera los pares tendrán torsiones desiguales (a o b en una capa, p o q en la otra) y tendrán también disposiciones opuestas. Además, todos los pares de ambas capas se cruzan a intervalos iguales a lo largo del cable. Por estas razones, los acoplamientos entre todos ellos será más o menos los mismos, de forma que un número pequeño de pares, digamos cinco pares en cada capa, será suficiente representativo de todos ellos.

Si los pares de una capa están numerados 1...5 y los de la otra 6...10, las 25 medidas resultantes podrán ser representadas como en la figura N^o 3.12. Teniendo en cuenta que la torsión desigual y la disposición en sentido opuesto son comunes a todas las capas adyacentes, estas medidas pueden considerarse como representativas de los acoplamientos entre los pares de capas adyacentes en cualquier lugar del cable, excepto tal vez en el núcleo y en la capa exterior.

De forma análoga podemos medir la diafonía entre pares de capas alternas. En este caso, sin embargo, tenemos que elegir los pares con más cuidado, debi

do a que en ambas capas tienen las mismas dos torsiones, por ejemplo a y b, de forma que los acoplamientos de pares individuales pueden ser iguales o desiguales. Elegimos cinco pares con torsión (a) en una de las capas, y cinco pares con torsión (b) en la otra capa, más cinco pares con torsión (a); obteniendo así 50 medidas en dos grupos separados. Igual que en el caso anterior, estas medidas pueden considerarse representativas de los acoplamientos entre capas alternas en cualquier lugar del cable, o en cualquier otro cable similar.

En la práctica, sin embargo, son bastante considerables las variaciones entre un cable y otro, debidas a diferencias en el calibre de los conductores, tipo de aislamiento, trenzados diferentes, etc. (en nuestro proyecto particular no se presentan estas diferencias). A pesar de ello, un análisis sistemático como éste proporciona unos valores de la diafonía media que siempre son muchísimo mejores que si no se tuviera ninguno. Normalmente, estos valores sirven al menos para proporcionar una valiosa orientación en las primeras

etapas, además de que, al estar basadas en un proceso analítico, puede comprobarse su validez - mediante unas pocas medidas en el cable.

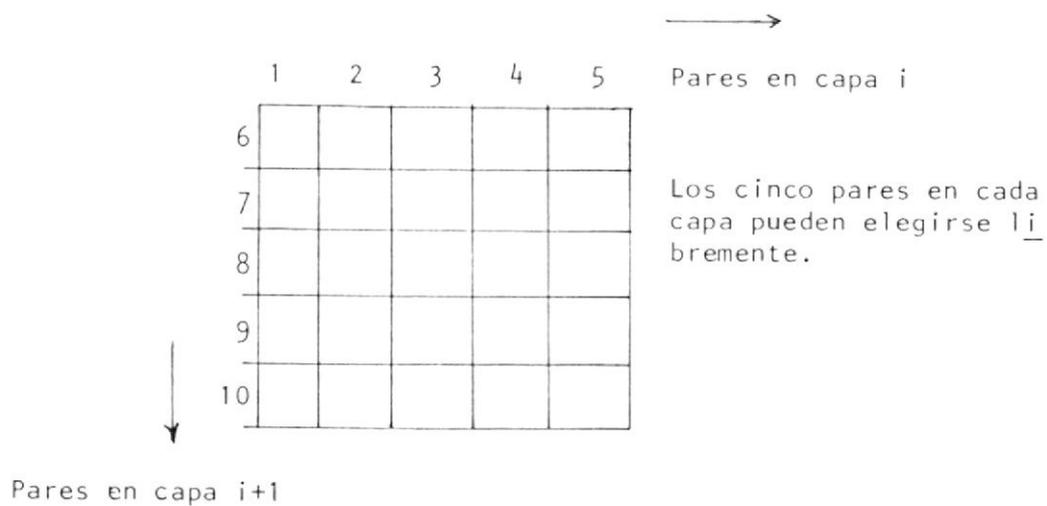


FIGURA N^o 3.12. ACOPLAMIENTO ENTRE CAPAS ADYACENTES

3.3. EQUIPO UTILIZADO

Para realizar la selección de los pares a ser utilizados en transmisión MIC, cumpliendo con la recomendación G.712 del - CCITT realicé las medidas de: diafonía entre pares, atenuación de la línea, y retardo de grupo. Para tal efecto utilicé el equipo de medición LD-30, proporcionado por IETEL. Ver figura N° 3.13.

LD-30 es un equipo que permite realizar medidas y pruebas de atenuación, diafonía y retardo de grupo. Su operación es sencilla y a la vez muy versátil.

Es posible realizar medidas en el rango de frecuencia de 200 Hz a 20 KHz. La frecuencia de referencia se ajusta en incrementos de 100 Hz sobre el alcance completo de frecuencias. Las frecuencias de envío y recepción son leídas en un display de 4 dígitos.

El rango de frecuencia puede ser barrido en forma manual o se lo puede programar para 3 frecuencias fijas diferentes.

Los alcances de niveles de envío y recepción son desde -50dBm a +10 dBm; sin necesidad de realizar un cambio en la sensibilidad del receptor.

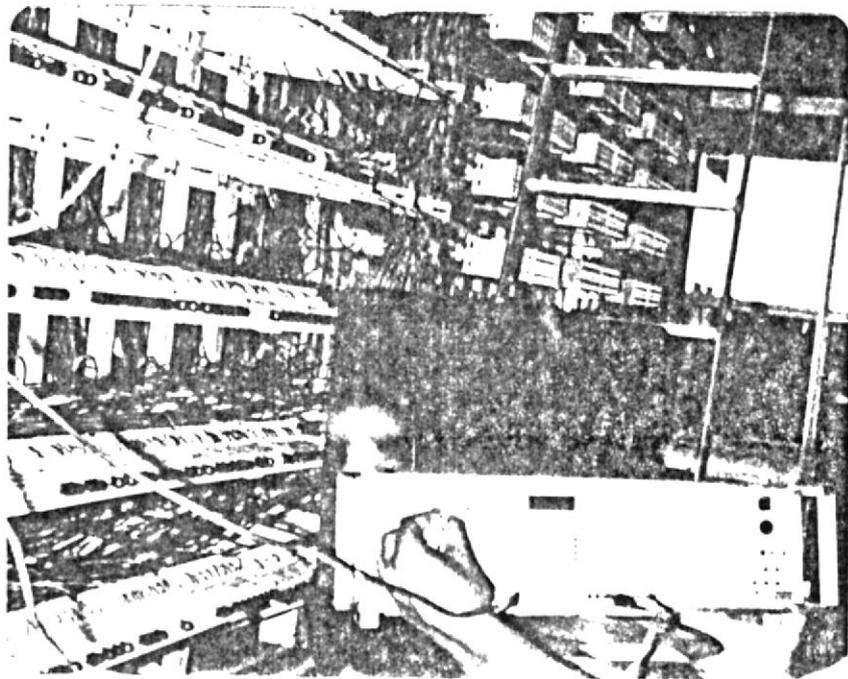


FIGURA N° 3.13. EQUIPO DE MEDICIONES LD-30

Para valores de impedancias de entrada y de salida de 600 Ohms, un segundo valor puede ser elegido adicionalmente. Los resultados de las pruebas para retardo de grupo, atenuación, diafonía y el nivel de entrada pueden ser indicados en un contador analógico, cuando se presiona los botones deseados.

Una autocapacidad de expresión capacita conversaciones sin que se requiera un canal de voz adicional entre los extremos, cuando se realizan medidas de un extremo a otro.

Posibilidades adicionales ofrecidas por el equipo LD-30 son: retransmisión del resultado de la medida, aplicaciones a nivel de A.F. y aparato de medida de frecuencias barridas, tono de marca de bloqueo y circuito de lazo D.C.

Además las medidas pueden ser grabadas en un graficador X-Y. Los resultados obtenidos de las mediciones efectuadas son las siguientes:

TABLA # 3.3.

DIAFONIA NEXT con 0 dBm de prueba

Reg (s)	351 - 350				155 - 156				151 - 153				
	Par	4	13	26	35	4	16	26	35	4	16	26	35
f _r /KHz	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm	dBm
0.7	-63	-66	-65	-64	-67	-65	-66	-65	-65	-66	-65	-64	-65
0.3	-67	-66	-65	-65	-68	-66	-65	-66	-66	-68	-65	-64	-65
0.9	-66	-65	-64	-64	-63	-63	-66	-65	-65	-67	-65	-65	-65
1.0	-66	-67	-66	-66	-66	-66	-66	-66	-66	-67	-66	-65	-66
1.1	-66	-63	-66	-66	-63	-67	-66	-67	-67	-67	-66	-65	-66

TABLA # 3.4.

RETARDO DE GRUPO (ms)

Reg	351				355				358				
	Par	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35
f _r /KHz	ms												
0.5	0.4	0.4	0.4	0.4	0.4	0.5	0.4	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.4
0.32	0.1	0.0	0.0	0.1	0.1	0.0	0.1	0.1	0.1	0.1	0.1	0.0	0.1
1.2	0.17	0.1	0.15	0.15	0.15	0.15	0.15	0.17	0.17	0.17	0.17	0.17	0.17
1.0	0.35	0.07	0.33	0.36	0.33	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36	0.36

TABLA # 3.5.

DISTORSION DE ATENUACION

Reg	351					355					358					
	4	13	26	55	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35
Par	4	13	26	55	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35
fr. kHz	dB															
0.5	-1.9	-1.3	-1.3	-1.9	-1.9	-1.3	-1.7	-1.9	-1.3	-1.3	-1.7	-1.9	-1.3	-1.3	-1.9	-1.9
0.32	-1.3	-1.7	-1.3	-1.3	-1.3	-1.3	-1.3	-1.3	-1.7	-1.3	-1.3	-1.3	-1.7	-1.7	-1.3	-1.3
1.0	-0.5	-0.5	-0.3	-0.4	-0.3	-0.4	-0.3	-0.4	-0.3	-0.4	-0.3	-0.4	-0.3	-0.3	-0.4	-0.3
2.0	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25	+1.25

TABLA # 3.6.

ATENUACION DE LINEA OdBm Señal de prueba

Reg	351					355					358					
	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35
Par	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35	4	13	26	35
fr. kHz	dBm															
1	-0.6	-1.0	-0.5	-0.5	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4	-0.4

C A P I T U L O I V

DISEÑO DE LA RED INTERCENTRAL CON TRANSMISION PCM UTILIZANDO LOS CABLES TELEFONICOS EXISTENTES

4.1. CONSIDERACION DE PARAMETROS PRIORITARIOS EN EL DISEÑO

Un sistema MIC bidireccional completo exige la utilización de dos pares telefónicos analógicos, uno para la dirección de "ida" y otro para la dirección de "retorno". Debemos considerar, que cada uno de los pares MIC incluídos en un cable multipar, produce algún grado de interferencia sobre todos los demás pares MIC del mismo cable de tal forma que, cuando la interferencia sobre un par cualquiera alcanza un cierto nivel, entonces aparecen errores en la señal transmitida. En el tópico siguiente veremos algunas reglas que sirven de guía para determinar los pares en los que la interferencia se encuentre por debajo de este nivel.

Existe un criterio para evaluar el nivel de interferen

cia aceptable. Después de cada regeneración en la línea MIC, la señal es restaurada a su forma original, siempre que la relación señal - ruido a la entrada del regenerador sea suficientemente alta para tener una detección libre de error. Si la relación señal - ruido a la entrada es demasiado baja, pueden quedar omitidos impulsos o bien pueden aparecer impulsos adicionales en la señal de salida. Para una transmisión de buena calidad, la tasa de error de una conexión entre dos terminales no debe exceder de 10^{-6} , sin embargo teniendo en cuenta los efectos - acumulativos, este criterio por cada sección regeneradora se eleva a 10^{-7} . La relación señal - ruido necesaria a la entrada del regenerador para asegurar esta tasa de error es de 26dB.

Como analizamos en el Capítulo I, el ruido tiene su origen en la diafonía de extremo transmisor (Paradiafonía o NEXT) y de extremo receptor (Telediafonía o FEXT) entre los pares MIC.

Las diafonías NEXT y FEXT tienen lugar simultáneamente pero, se las considera normalmente por separado y, por lo tanto se añade 3dB al criterio anterior. Con objeto de compensar las posibles inseguridades se añade finalmente - otros 3dB.

En resumen, el requerimiento básico es una relación se
ñal - ruido de $26 + 3 + 3 = 32\text{dB}$ a la entrada del regenerador.

La instalación de los equipos MIC puede realizarse paso a paso ampliándola progresivamente de acuerdo con el aumento del tráfico, sin embargo, resulta muy aconsejable hacer selección de todos los pares necesarios para la capacidad fi
nal de los equipos, por supuesto los pares seleccionados podrán continuar utilizándose para tráfico de fre
cuencia vocal, hasta que se necesiten para funcionamien
to en MIC.

En el desarrollo de esta tesis consideraré la ampliación de 300 canales entre cuatro enlaces, los mismos que son requeridos por IETEL según estudio realizado por dicha institución, en el punto 4.2.3., justificaré esta deli
mitación.

4.2. SELECCION Y CALIFICACION DE PARES A SER USADOS

Como medio de transmisión en el sistema MIC se usa fi
bra óptica, radioenlaces y cables de cobre coaxiales . El rendimiento de estos medios permiten velocidades de bits considerablemente más altas que las requeridas actual
mente en el Sistema Primario (Sistema MIC 30+2). La fi

bra óptica es apropiada en ambientes con niveles de perturbación externa extremadamente altas tales como plantas de fuerza desde la insensibilidad de la fibra a la radiación electromagnética es de gran importancia.

El medio de transmisión predominante para el sistema primario es el cable de conductores de cobre aislados por papel, originalmente destinados a transmisión de frecuencia vocal.

La conversión para transmisión en MIC de alguno de los pares de un cable de frecuencia vocales ya existente, proporciona un considerable aumento de su capacidad de canales, con un costo inferior normalmente al del tendido de un nuevo cable. El número de pares que puede ser objeto de esta conversión, está sin embargo, limitado por la diafonía, especialmente la que pueda producirse entre los propios pares - MIC. No obstante efectuando una cuidadosa selección de estos, el número de los pares que podrían utilizarse para este fin será evidentemente mucho mayor que siguiendo otro método.

Lógicamente, los pares podrían seleccionarse midiendo la diafonía entre ellos, pero, en un cable que contiene muchos cientos de pares, este procedimiento resulta tremen-

damente laborioso y de un costo muy elevado, además de ser prácticamente imposible de aplicar en un cable en servicio. Afortunadamente, una forma lógica de abordar este problema está basado; en la naturaleza de los acoplamientos de diafonía; en el tipo de construcción del cable y en su sistema de empalme; con el conocimiento de estos parámetros se puede reducir, o incluso eliminar totalmente la necesidad de efectuar tales medidas.

4.2.1. Tipo de construcción del cable y naturaleza de los acoplamientos de diafonía

Los cables se diseñan de diferentes formas, siendo los tipos principales: cables en capas y unidades o grupos; dependiendo del número de pares.

Los pares en los cables de capas, están dispuestos en capas concéntricas y se los encuentra generalmente hasta 100 pares, véase la figura N° 4.1. Los cables de unidades constan de grupos de 50 o 100 pares, que a su vez están dispuestos en capas, se los encuentra en cables de más de 300 pares, véase la figura N° 4.2.

Cuando se usa MIC en cables multipares, a veces se

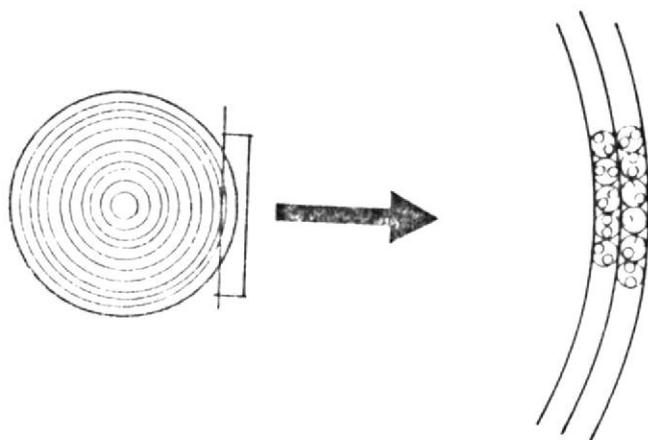


FIGURA 4.1 CABLE DE CAPAS

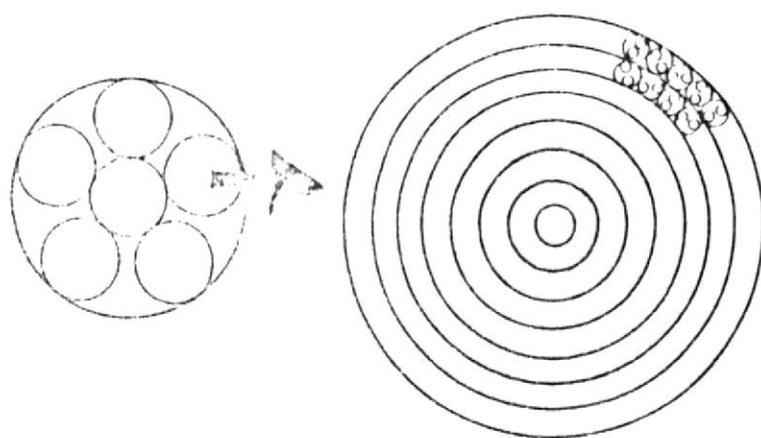


FIGURA 4.2 CABLE DE UNIDADES O GRUPOS CON ESTOS DISPUESTOS EN CAPA.

puede emplear la operación de dos cables, es decir uno para cada dirección de transmisión*. Esta disposición elimina la paradiafonia (NEXT), lo que hace que la telediafonía (FEXT) sea el factor determinante en cuanto al número de pares que se puede utilizar (para transmisión MIC) en los cables.

Normalmente se emplea la operación de un solo cable, es decir con ambas direcciones de transmisión en el mismo cable.

En este caso NEXT es el factor que limita el grado de ocupación en el cable.

Las normas para la elección del par de cable establecidas a continuación, no son de ningún modo absolutas, solamente sirven como guía para la utilización de cables. Si se requiere la máxima utilización del cable, son necesarias mediciones de diafonía, por lo menos en casos inciertos. El gran número de variados parámetros hace imposible dictar reglas generales; el calibre del conductor ,

* Según la red de cables telefónicos de la ciudad de Guayaquil, por lo menos en el 50 % de los enlaces podemos usar dos cables.

el tipo de aislamiento, la distancia entre regeneradores, el método de empalme y el estado general del cable afectan a la diafonía y por lo tanto a las condiciones para la introducción de MIC.

NORMAS PARA LA SELECCION DE PARES DEL CABLE

CABLES DE CAPAS

1. La capa externa no se ha de usar. La conexión eléctrica via la cubierta del cable suele producir valores de diafonía peores que para las otras capas.
2. Usar una capa como una pantalla entre capas de pares MIC de dirección opuesta de transmisión.

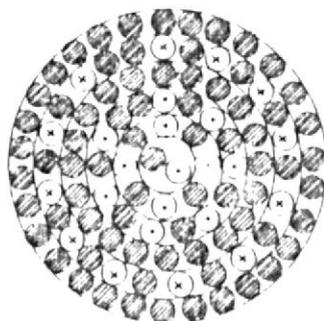
Normalmente no se requiere tal capa como una pantalla si la dirección de transmisión es la misma.

3. Usar los pares adyacentes de un par MIC en una capa para apantallar la telediafonía.

CABLE DE UNIDADES O GRUPOS

1. Usar diferentes grupos para las dos direcciones de transmisión.
2. Las normas prescritas para cables de capas también se aplican a cada unidad.

La figura N^o 4.3., muestra algunos ejemplos de la aplicación de estas normas.



- PAR DE PANTALLA
- ⊗ PAR MIC, DIRECCION DE TRANSMISION A → B
- ⊙ PAR MIC, DIRECCION DE TRANSMISION B → A

FIGURA 4.3a. ELECCION DE PARES EN CABLE DE CAPAS O SUBGRUPO EN CABLE DE TRANSMISION BIDIRECCIONAL.

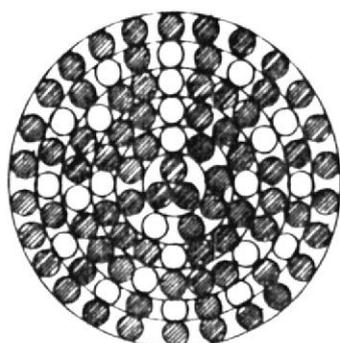


FIGURA 4.3.b ELECCION DE PARES EN CABLE DE CAPAS.
TRANSMISION UNIDIRECCIONAL.

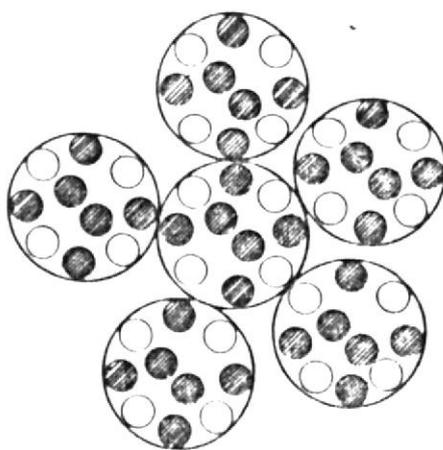


FIGURA 4.3.c ELECCION DE PARES EN CABLE DE UNIDADES
TRANSMISION UNIDIRECCIONAL.

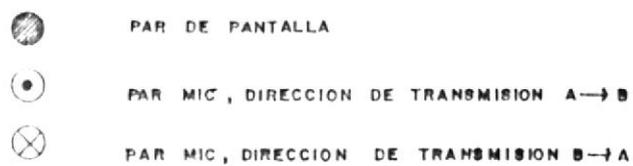
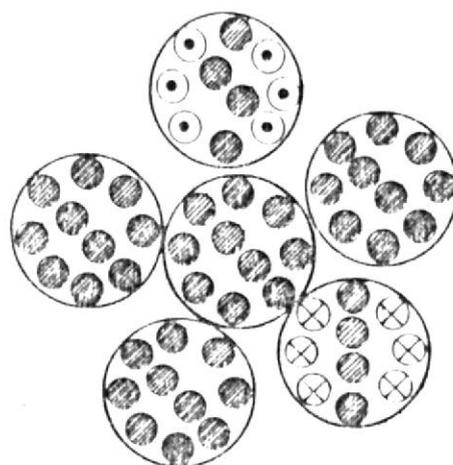


FIGURA 4.3.d. ELECCION DE PARES EN CABLE DE UNIDADES TRANSMISION BIDIRECCIONAL.

4.2.2. Sistema de Empalme (Conexión entre pares)

Una sección regeneradora completa requiere el empalme de varios tramos de cable. En cada empal

me, la disposición de los pares existentes en la sección que precede al empalme puede mantenerse o no en la sección siguiente, siendo esta la razón por la que, la forma de hacer el empalme afecta a la selección de los pares. Entre los tipos de empalme tenemos los siguientes:

1. EMPALME DIRECTO O SECUENCIAL

Cada uno de los pares incluidos en un tramo se empalman a otro par en una posición correspondiente en el tramo siguiente.

Las posiciones relativas de los pares se man tienen invariables en toda la longitud de la sección. Este tipo de empalme se reserva nor malmente para los cables de capas concéntricas.

2. EMPALME SISTEMÁTICO

Los pares se empalman de acuerdo con un esquema de numeración que se traduce en una aleatorización con trolada de las posiciones relativas de los pares en tre un tramo y el siguiente.

Puesto que la aleatorización se realiza conforme a un plan establecido, las posiciones relativas de todos los pares a lo largo del cable pueden ser conocidas por los esquemas correspondientes, siempre que estos estén disponibles.

3. EMPALME AUTENTICAMENTE ALEATORIO

En este caso la aleatorización corre a cargo de un empalmador que no conserva ningún registro de ella, por lo que los tramos seleccionados en un tramo quedarán irremediabilmente mezclados en un tramo siguiente.

LIMITES DE LA ALEATORIZACION

En los cables de capas concéntricas que no incluyen grupos de colores, el empalme aleatorio se limita algunas veces a las capas, aunque a veces se aplica también a todos los pares. En los cables de capas concéntricas con grupo de colores este tipo de empalme se aplica unicamente dentro de los grupos, quedando la posibilidad de unir cables de un grupo con los de otro grupo distinto.

RECOMENDACIONES GENERALES

En un sistema MIC, es preferible no utilizar cables con diámetro diferente en una misma ruta de transmisión entre dos regeneradores adyacentes o entre un regenerador y el equipo terminal de línea. Debido a que en los empalmes de cables de diámetro diferentes se produce reflexión de la señal causando pérdidas en la transmisión como podemos observar en la figura N° 4.7. También debe evitarse conexiones en derivación y con desequilibrio de la capacidad.

La atenuación de la paradiafonía medida entre 0.8 MHz y 1.1 MHz será mejor a -66 dBm0.

Cualquier enlace telegráfico en corriente continua que pudiera existir en el cable será reemplazado por un canal telegráfico MIC.

4.2.3. Cuadro de cables a utilizarse

Según estudios realizados por IETEL^{*}, se requiere ampliar cuatro enlaces (ya que los demás han sido ampliados con el uso de fibra óptica) los cuales tendrán 300 canales cada uno. Para lo cual IETEL está planificando el montaje de cables multipares tipo 300.2.0,6 en cada uno de los cuatro enlaces.

En esta tesis nos ocuparemos particularmente en este caso de ampliación de canales, para lo cual planteamos la alternativa de usar tecnología digital PCM, usando como soporte los cables ya instalados.

* Considerando la ampliación de las 11.000 líneas tipo ARF y las 30.000 líneas digitales.

Llegan a las siguientes conclusiones y recomendaciones:

Como conclusión del análisis global de la red intercentral de la ciudad de Guayaquil en la que se han incluido la distribución de circuitos que se hará como efecto de la instalación de la red de fibras ópticas se recomienda lo siguiente:

1. Construir los proyectos correspondientes a las rutas Guasmo - Sur (300x2x0,6) y sur-oeste(300.2.0,6).
2. Construir los proyectos correspondientes a las rutas oeste - Nudo 1 (300x2x0,6) y Los Ceibos - Nudo 1 (300x2x0,6).

Los enlaces a ampliarse son los siguientes:

ENLACE	DISTANCIA EN KMS.
(I) Central Guasmo-Central Sur	2,5
(II) Central Sur - Central Oeste	3,5
(III) Central Oeste-Nudo 1	1,6
(IV) Nudo 1 - Central Ceibos	5,0

Como podemos observar en la siguiente página, el cuadro N° 4.1. en todos los enlaces tenemos la opción de utilizar (para transmitir señales MIC) - cables tipo 600.2.0,6. Seguidamente daré las especificaciones técnicas del cable.

Está construido por conductores de cobre liso, aislado con papel, chaqueta de plomo y cubierta de polietileno. La construcción interna (distribución de pares) está formado por una unidad que hace de centro y cinco unidades alrededor formando una capa (Ver figura N° 4.2.). Cada una de estas - seis unidades están formadas por capas de 100 - pares cada una, (ver figura N° 4.1.), distribuidas de la siguiente manera:

CUADRO N° 4.1.

CUADRO DE CABLES EXISTENTES A SER USADOS -

E N L A C E	CABLE #		LONGITUD (Km)	PUPIN	# DE CABLE
	De	a			
Guasmo	Sur	600	2,5	No	8
Sur	Oeste	600	3,5	Si	15
Oeste	Nudo 1	600	1,6	Si	13
Nudo 1	Ceibos	600	5,0	Si	7

- 3 pares en el centro
- 9 pares en la capa N^o 1
- 16 pares en la capa N^o 2
- 22 pares en la capa N^o 3
- 24 pares en la capa N^o 4
- 26 pares en la capa N^o 5

Utiliza hilos de identificación (color verde) envueltos helicoidalmente alrededor de cada grupo o unidad, además, usa una cinta de papel helicoidal (numerada) sobre cada unidad.

Características eléctricas dadas por el fabricante.

Resistencia c c	62,5 Ohm/Km.	
Capacidad mutua	40 _± nF/Km	
Resistencia de aislamiento	10.000 Koh/Km	
Rigidez eléctrica	3.500 V/3 seg	entre conductores.
	10.000V/3 seg	entre núcleo y cubierta.
Atenuación	0.8dB/Km.	

La selección de pares se realiza siguiendo las normas previamente establecidas (Ver figura N^o 4.3.).

Selección en UNIDADES (100 pares)

# de pares		# de pares MIC
Centro	3	0
Capa # 1	9	4
Capa # 2	16	8
Capa # 3	22	11
Capa # 4	24	12
Capa # 5	<u>26</u>	<u>0</u>
TOTAL:	100	35

Dado que el cable tiene 6 unidades, en nuestro diseño usaremos dos unidades, quedando 4 unidades de pantalla como muestra la figura N°- 4.3.d. Una unidad será utilizada para la dirección de transmisión de "ida" y la otra unidad para la dirección de transmisión de "retorno".

Considerando los 35 pares para cada dirección de transmisión, obtenemos 35 sistemas MIC 30 + 2 de cuatro hilos; los cuales nos proporcionan 1.050 canales telefónicos, los que exceden al requerimiento de IETEL (300 canales telefónicos), entonces usaremos solo 10 sistemas MIC 30 + 2 y los demás pares seleccionados servirán para futuras ampliaciones.

nes.

Como anotamos en la sección 4.2.1., en casos inciertos se deben realizar mediciones de diafonía. A manera de ejemplo realicé las mediciones de diafonía en el en lace Guasmo - Sur aplicando el método anotado en el Ca pítulo anterior.

4.3. TIPO DE CONEXION

El CCITT ha estandarizado los interfases entre las partes del sistema, la construcción de éste es muy parecida para todas las marcas de sistemas MIC. Los subsistemas (ver figura N° 4.4) son:

1. Equipo multiplex y de señalización
2. Terminat de línea; y,
3. Regeneradores

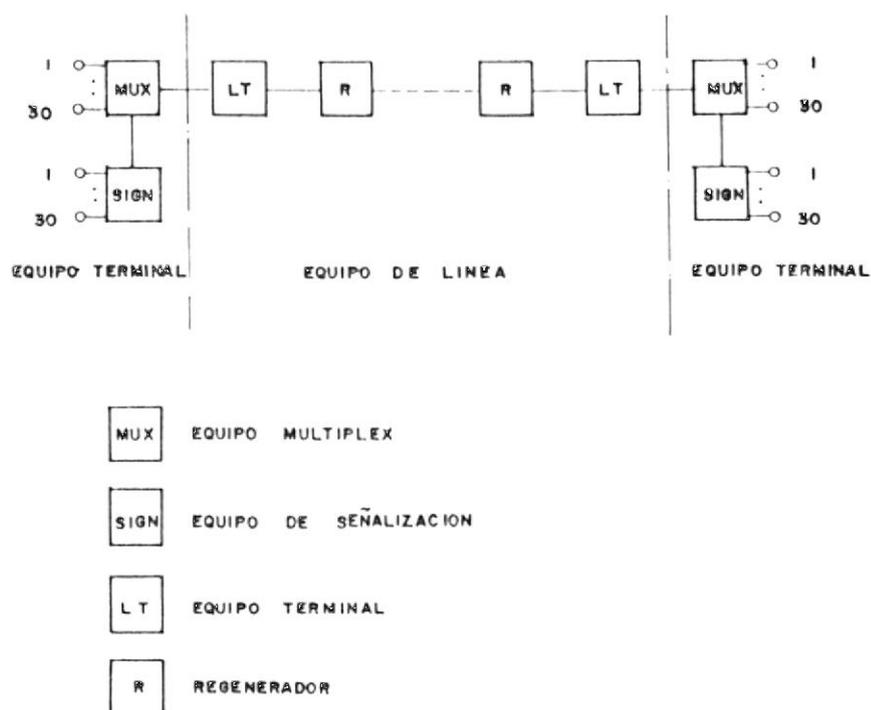


FIGURA N° 4.4. ESQUEMA DE BLOQUE DE UN SISTEMA MIC

El subsistema central es el equipo multiplex, MUX, que contiene las funciones necesarias para el manejo de las señales de voz en las dos direcciones de transmisión: filtrado de canal, muestreo y conversión A/D. Además el multiplexado por distribución en el tiempo es realizado en el lado de transmisión de MUX incluyendo la generación de las palabras de sincronización de trama y el posicionamiento de información de señalización. La operación inversa es realizada en el lado receptor, es decir, la sincronización de trama, extracción de información de señalización, conversión D/A de la información de habla, distribución a canales y filtrado de canal.

El equipo de señalización, SIGN, generalmente es una unidad separada. SIGN recibe información de señalización en el lado transmisor en la forma entregada por la central. Después la información de señalización es reestructurada a forma de serie binaria, de modo que pueda presentarse a MUX en una forma específica. En la otra dirección la información es recibida en forma de serie desde MUX, se distribuye en el espacio entre los diferentes canales y se transforma de manera que sea imitada la forma original entregada por la central en el extremo remoto.

El terminal de línea, LT, adapta el interfaz de MUX a la línea que puede ser un cable de pares, un cable coaxial, fibra de vi

drio o un radioenlace. Para cables de pares, que son el medio más corriente, LT contiene también equipo para suministro de energía a los regeneradores.

Los regeneradores consisten en contenedores con amplificadores regenerativos de dos pasos, que se colocan a lo largo de la línea a intervalos de dos kilómetros. Después de esta distancia los impulsos están tan atenuados y distorsionados que han de ser regenerados. La razón de esto es que la señal MIC tiene una frecuencia muy alta, considerando las características de transmisión relativamente malas de un cable de pares.

4.4. TRATAMIENTO DE LA SEÑAL ANTES DE SER ENVIADA

Para tener óptimos resultados en la recepción, la señal transmitida a de ser convertida a códigos especiales de transmisión analizaremos los más utilizados.

ADI, "Alternatè Digit Inversión", significa inversión de dígito alternada, es decir, inversión de cada dos cifras.

Este código de conversión es muy simple. Cada dos posiciones de bit es invertida (logicamente) de forma que cero se hace uno y viceversa. En la figura N° 4.5. , se muestra un ejemplo.

El bit 1 en el espacio de tiempo 1 permanece inalterado, el bit 2 se invierte, el bit 3 permanece inalterado, etc.

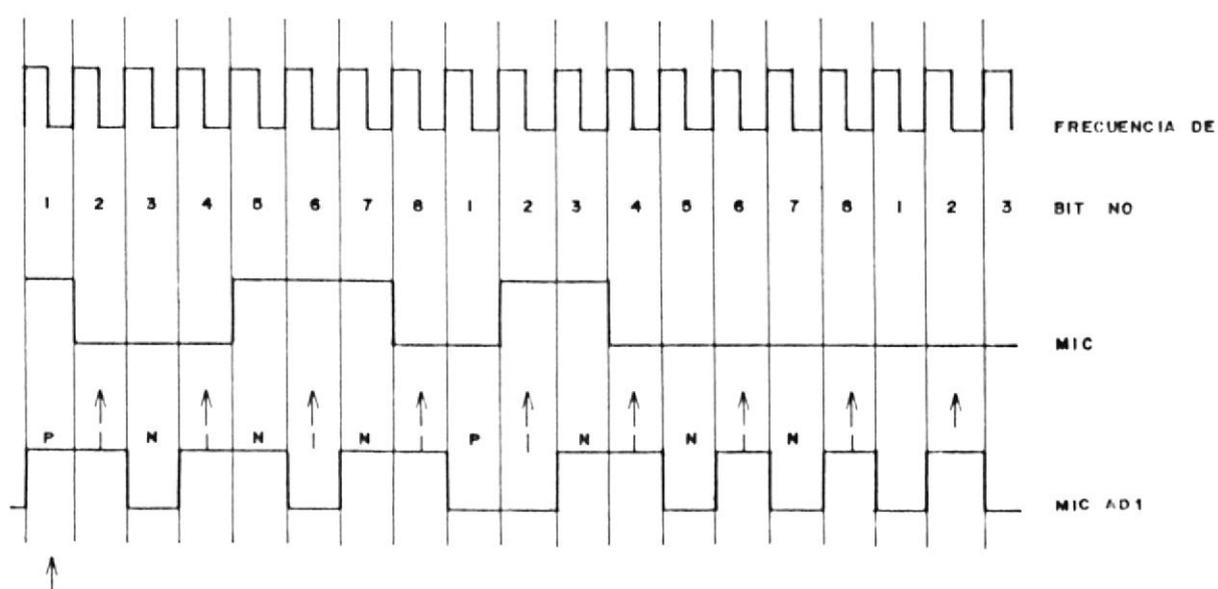


FIGURA Nº 4.5. CONVERSION DE CODIGO MEDIANTE ADI

La razón de usar ADI tiene que ver con la estructura del código de voz, el cual contiene un número de CEROS relativamente alto para los niveles de voz cerca del cero, mientras que la presencia de UNOS aumenta a medida que el nivel aumenta.

La probabilidad de que la señal de voz esté cerca de

cero es grande. En primer lugar un canal dado frecuentemente no está ocupado en absoluto y entonces el nivel es cero.

En segundo lugar, un canal ocupado es de esperar que signifique que solamente habla un abonado por vez, mientras que el otro - abonado tiene nivel cero en su dirección de transmisión. Además las conversaciones incluyen muchas pausas sin voz y voz de bajo nivel. Por lo tanto no necesitamos de ningún cálculo teórico - avanzado para comprender que la probabilidad de un nivel cerca de cero es grande.

Las largas secuencias de ceros afectan negativamente a los regeneradores a lo largo de la línea de transmisión, haciendo así más difícil restablecer el ritmo del reloj, lo que es necesario para la regeneración.

Por consiguiente, no es conveniente la combinación de una alta probabilidad de un nivel de señal cerca de cero y muchos CEROS, en el código. Este problema se elimina o reduce a un mínimo , usando ADI.

NRZ no retorno a cero no es una forma apropiada para transmisión por cables de pares. Un requisito previo absoluto es que el código no tenga tensión continua y también es deseable una reduc-

ción de la anchura de la banda. Ambos propósitos se pueden lograr mediante un método de conversión de código simple llamado AMI "Inversión de cada dos UNOS", que es un código bipolar, es decir, con impulsos positivos y negativos y con cero.

La estructura del código es muy simple, hacemos negativo a cada UNO y acortamos los impulsos al 50 % del tiempo del bit. Lo que tenemos es un factor de trabajo de 50 %, lo cual garantiza que el espectro de señal contenga siempre la frecuencia fundamental, independientemente de la configuración del impulso. Ver la figura N° 4.6.

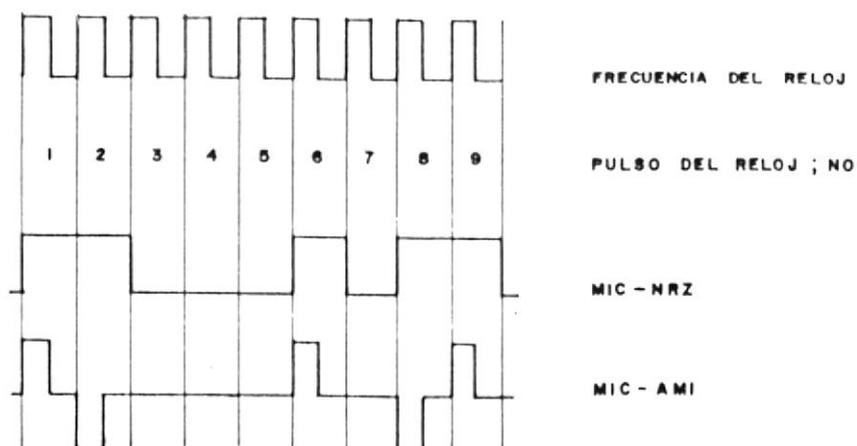


FIGURA N° 4.6. EL CODIGO AMI

El código AMI no tiene tensión continua, y el valor medio du-

rante un largo período será cero. El código se llama bipolar debido a que contiene impulsos positivos y negativos.

La figura N° 4.7., ilustra su influencia en el requisito de anchura de banda. La frecuencia de la frecuencia fundamental en la señal bipolar es la mitad del valor correspondiente en la señal unipolar. El requisito de anchura de banda ha sido reducido a la mitad.

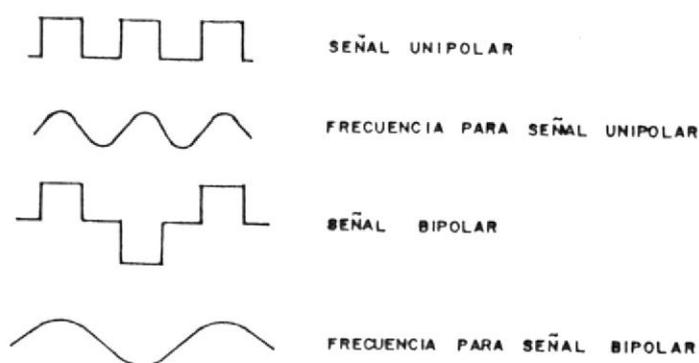


FIGURA N° 4.7. FRECUENCIA FUNDAMENTAL EN SEÑALES BINARIAS

Estrictamente hablando, AMI es un código ternario, lo que significa que tiene tres valores: -1, 0 y +1; en comparación con un código binario que tiene dos valores: 0 y 1. El número de

combinaciones posibles de una palabra de 8 dígitos, por ejemplo, es $3^8 = 6561$, mientras que una palabra binaria de 8 dígitos da $2^8 = 256$ combinaciones. Puesto que cada segundo - impulso ha de ser positivo y cada segundo impulso negativo - en AMI, el hecho de que el código sea terciario no se usa y gran parte de la capacidad de información se pierde. Por otra parte las ventajas son una anchura de banda reducida y la ausencia de tensión continua.

AMI fue el primer código de línea que se puso en uso. Más tarde pasó a dominar un código llamado HDB3 (High Density Bipolar). Este código utiliza en cierta medida el hecho de que el código es ternario reduciendo el número de CEROS consecutivos.

Pueden ocurrir largas secuencias de CEROS especialmente si se usan uno o más intervalos de tiempo para transmisión de datos en lugar de para transmisión de habla.

La cifra 3 en HDB3 representa el número máximo de CEROS consecutivos que el código permite.

La norma principal de la codificación HDB3 es la misma que se aplica a AMI, es decir, que se invierte cada segundo UNO.

La norma se aplica mientras el número de CEROS consecutivamente no exceda de 3. Si llega un cuarto CERO se substituye por un impulso de violación, es decir, un impulso que rompe la norma de AMI. Por consiguiente este impulso tendrá la misma polaridad que el anterior. Ver la figura N° 4.8.

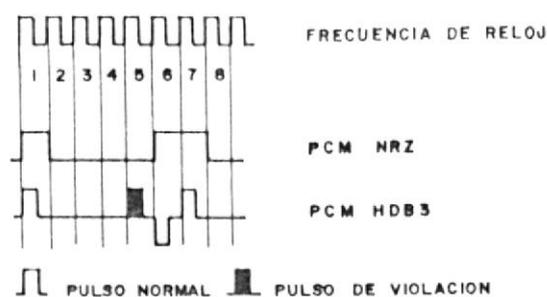


FIGURA N° 4.8. CODIFICACION HDB3

Para que el código HDB3 sea sin tensión continua, hay que procurar que cada segundo impulso de violación de AMI sea positivo y los demás negativos. Esto no puede efectuarse siempre sin introducir una norma más. Ver la figura N° 4.9.

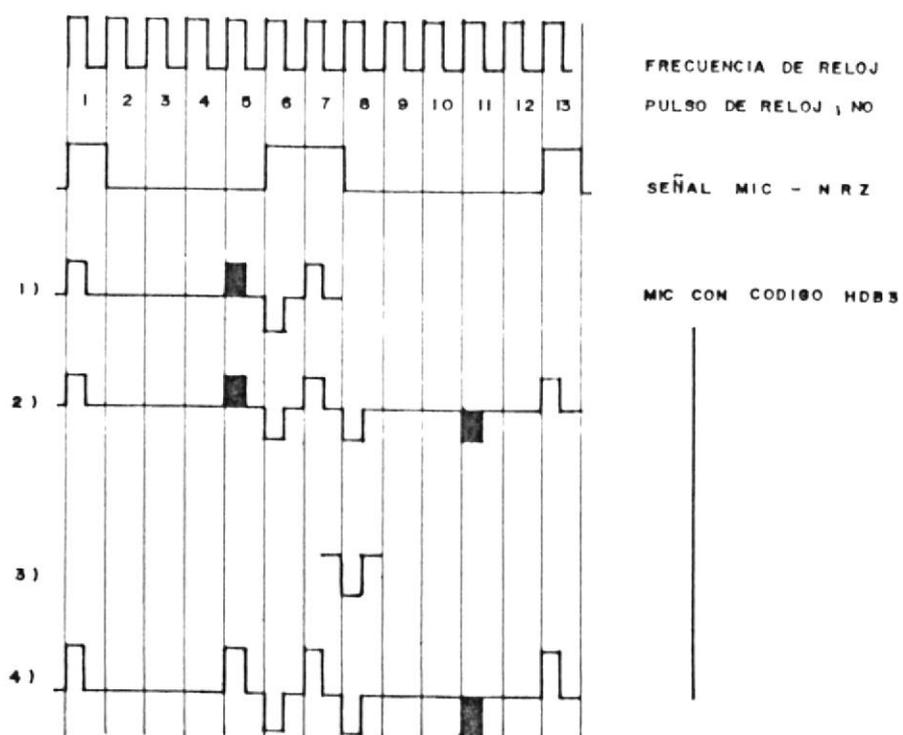


FIGURA N^o 4.9. CODIFICACION HDB3

Hasta el impulso de reloj N^o 7., inclusive, el curso de los eventos es el mismo que en la figura anterior. Después sigue una secuencia de 5 CEROS en la señal MIC. El cuarto de estos CEROS (impulso de reloj N^o 11), será reemplazado por un im

pulso de violación y este impulso ha de ser negativo ya que el anterior era positivo (línea 2). Si ahora combinamos las líneas 1 y 2, encontramos que el impulso de violación en el impulso de reloj 11 no es en realidad un impulso de violación; sigue la norma AMI. Por lo tanto se inserta un impulso extra en la posición del primer CERO de la secuencia, es decir en el impulso de reloj 8; véase la línea 3. Este impulso extra sigue la norma AMI y hace al impulso de la línea 2 un impulso de violación real.

Las normas para la codificación HDB3 pueden resumirse como sigue:

Invertir cada segundo UNO mientras aparezca un máximo de 3 CEROS consecutivos.

Si el número de CEROS consecutivos excede de 3, poner un impulso de violación en la posición cuarta.

Cada segundo impulso de violación será positivo, el resto negativo.

Si no se puede aplicar la norma de arriba, poner en UNO de acuerdo con la norma AMI en la posición del primer CERO de la secuencia.

4.5. BASES PARA EL FUTURO

La tendencia digital como ya lo anotamos anteriormente va creciendo aceleradamente debido al desarrollo de la electrónica, lo que hace que los últimos productos sean mejores y más económicos. El Ecuador ya ha entrado en esta era de tecnología con la nueva central de telex EDX y con el montaje de nuevas centrales telefónicas digitales, la que planteamos en esta tesis (usar enlaces intercentrales MIC) es un peldaño más para llegar a la automatización de las comunicaciones.

Llamamos a este punto bases para el futuro debido a que el sistema que planteamos, MIC 30+2 es el sistema primario o de primer orden es la base para los sistemas de orden superior.

La considerable elasticidad de utilización de una red digital cuyo medio de transmisión es utilizable para todos los tipos de señal a transmitir, basta disponer de un convertidor analógico de numérico, que permita poner en forma numérica todas las señales que sea necesario encaminar por la red, tales como sonido de alta fidelidad, fascimil, videofono, televisión, grupos de señales FDM, etc.

Es necesario subrayar en particular la gran comodidad ofrecida a la transmisión de datos de todas las velocidades por una

red de transmisión numérica. Esta facilidad se revela ciertamente como muy preciosa si se tiene en cuenta el enorme desarrollo de las transmisiones de datos.

4.6. SISTEMAS DE ORDEN SUPERIOR - SEGUNDO, TERCERO, CUARTO Y QUINTO ORDEN

El sistema de 30 canales tratado hasta ahora, no es apropiado para la red de larga distancia, su principal aplicación es en redes urbanas, en las que se usan los cables de pares existentes. La red de larga distancia normalmente requiere una capacidad mucho mayor y para este fin se ha especificado una jerarquía de sistemas MIC con un número creciente de canales, y una velocidad creciente de bits.

La tabla de la figura N° 4.10., muestra un resumen de esta jerarquía y la figura N° 4.11., muestra la misma jerarquía en bloques.

ORDEN	VELOCIDAD DE BITS	Nº CANALES	MEDIO DE TRANSMISION
1	2048	30	Cable de pares Radioenlace Fibra de vidrio
2	8448	120	Cable de pares especiales Cable coaxial, u Radioenlace
3	34.368	480	Cable de pares especiales Cable coaxial, u Cable coaxial de poco diámetro. Radioenlace Fibra de vidrio

continua..

viene.....

4	139.264	1920	Cable coaxial de poco diámetro. Cable coaxial de mucho diámetro. Radioenlace Fibra de vidrio
---	---------	------	---

FIGURA N° 4.10. JERARQUIA DE MIC

El propósito de este capítulo es informar al lector sobre la técnica de multiplexación. Los principios básicos para la multiplexación de un nivel jerárquico a otro son siempre los mismos, y por consiguiente el paso de un sistema de primer orden a uno de segundo orden puede servir como un modelo - aplicable universalmente.

Cuatro flujos de bit de primer orden, cada uno con una velocidad de bit de 2048 Kb/s, sirven como base para un sistema de segundo orden. Los cuatro flujos se llaman flujos primarios y se denominan A, B, C y D. La multiplexación incluye entrelazado de bits, que significa que se compone un nuevo flujo extrayendo un bit cada vez, de los cuatro flujos primarios.

La técnica puede ilustrarse por medio de un contacto de rotación. Ver la figura N° 4.12.

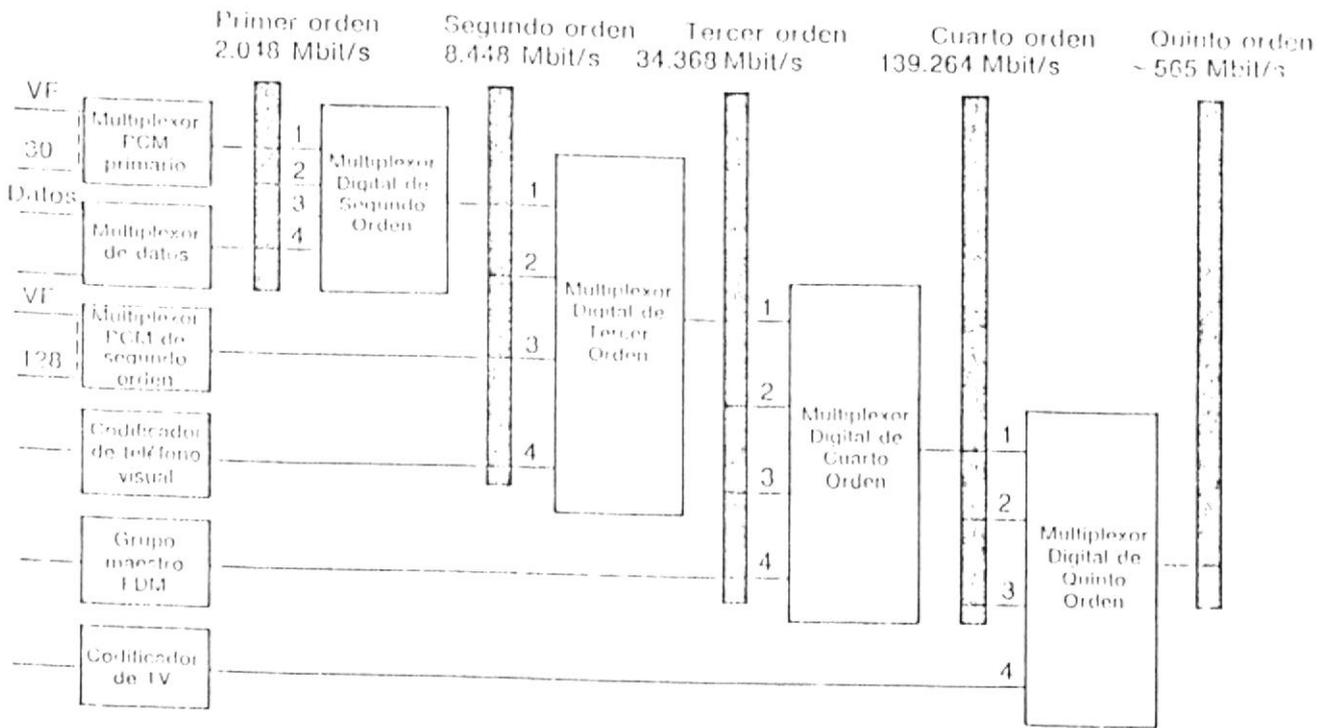


FIGURA 4.11 JERARQUIA DE SISTEMAS NDC

C A P I T U L O V

EQUIPOS MIC

5.1. MULTIPLEX MIC CON SEÑALIZACION

Multiplex MIC y equipos de señalización* consisten de dos secciones de operación, vea el diagrama de bloques en la figura N° 5.1.

- Sección Multiplex MIC
- Sección de señalización para sistemas de lazo - DC

El equipo convierte 30 canales telefónicos de dos hilos con señalización en lazo DC, a uno digital de 2048 Kb/s y viceversa. Podemos utilizar en líneas troncales entre estaciones telefónicas donde el registro de señalización es también transferido a MFC(Código de Multifrecuencia), por ejemplo con centra-

*Dado en Guayaquil, estamos utilizando la tecnología Ericson este equipo corresponde a ZFK 42502. La construcción BYB de la Ericson se está utilizando ya que proporciona una simple instalación y debido a que presenta interfases fácilmente accesibles a través de conexiones exteriores realizadas en la parte frontal del equipo.

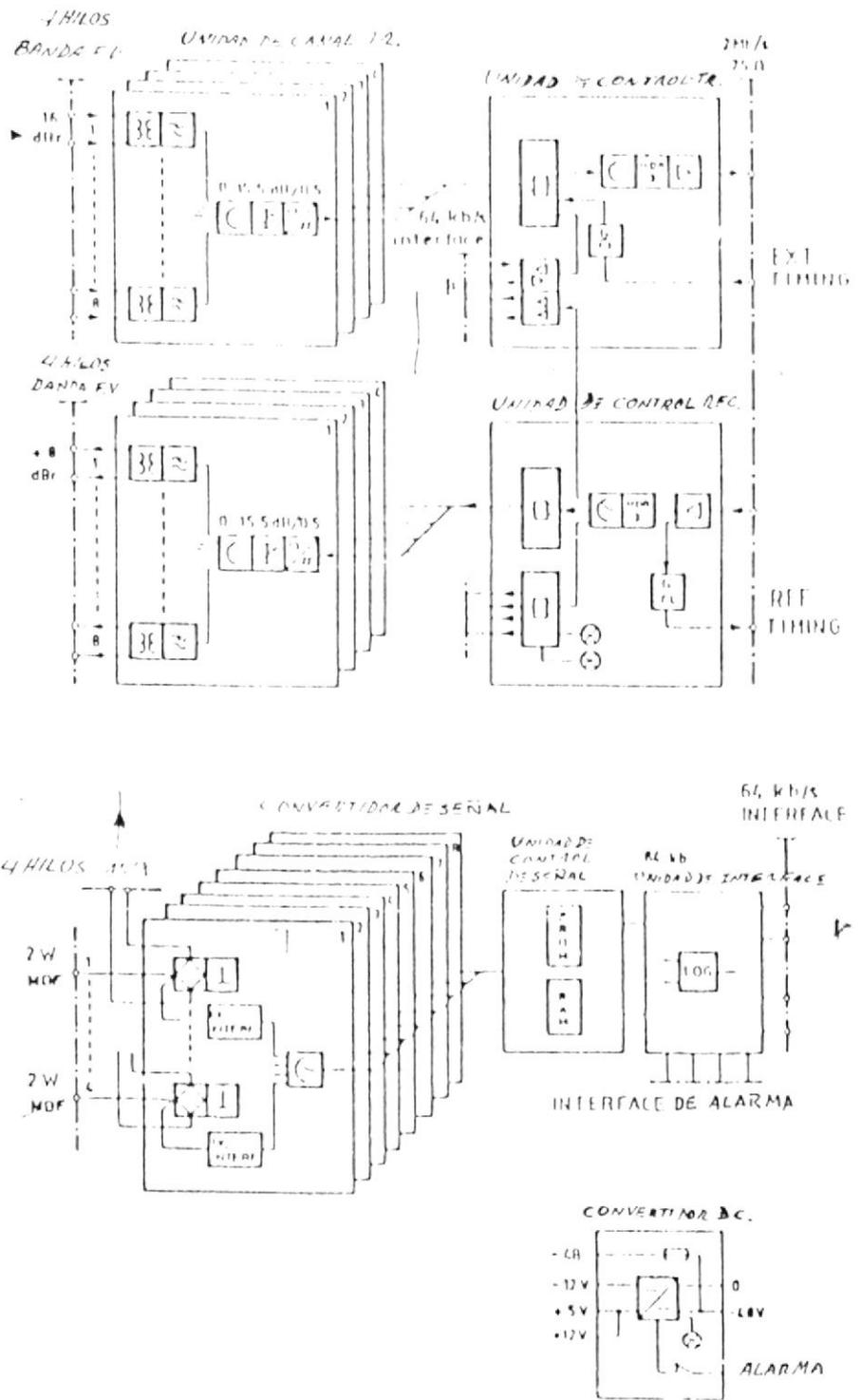
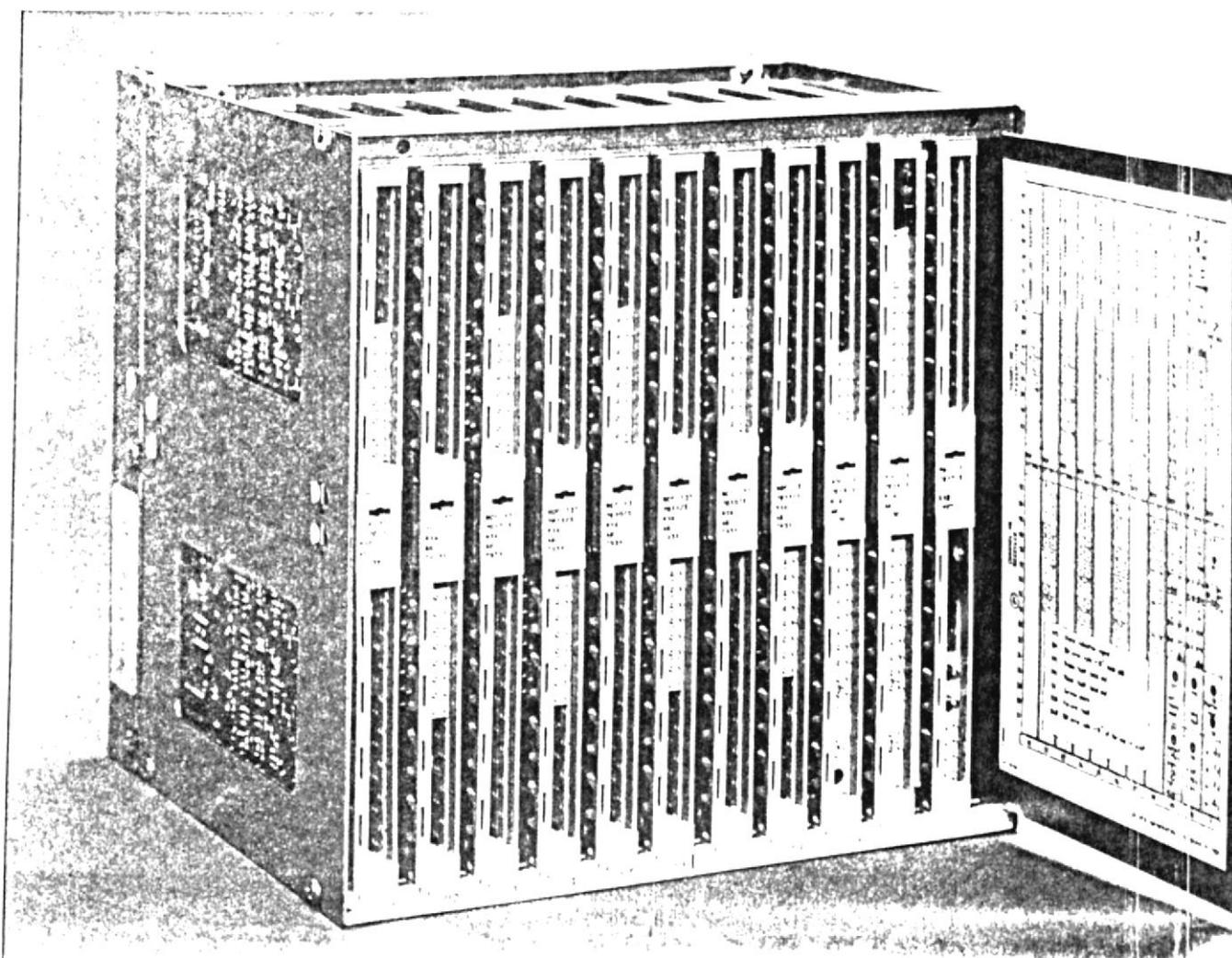


FIGURA 5.1 Diagrama de bloques de equipos Multilínea MIC y Señalización.

les tales como LME ARK o ARM).

El canal asociado a la unidad de señalización es designado para ser colocado cerca de la estación telefónica y para trabajar en coordinación con el relay saliente y entrante (FUR y FIR, respectivamente).

La unidad de señalización está construída para un tráfico en una sola dirección, significando que el equipo está obligado a armonizarse para la dirección de tráfico. Esta armonización es siempre para transportar hacia afuera, entonces las unidades de señalización entrante y saliente son intercambiables en la gaveta (magazine). Ver figura N° 5.2.



DISEÑO MECANICO

Gaveta (magazine) tipo BFD.

El tipo de gaveta BFD tiene un ancho de 0.488 mts. Y consiste de un tablero de trama con guías estriadas, un mostrador y unidad de alambrado con conectores. Tiene dos espacios para conectores (tipo RPV 303) asociados con cada espacio de tablero.

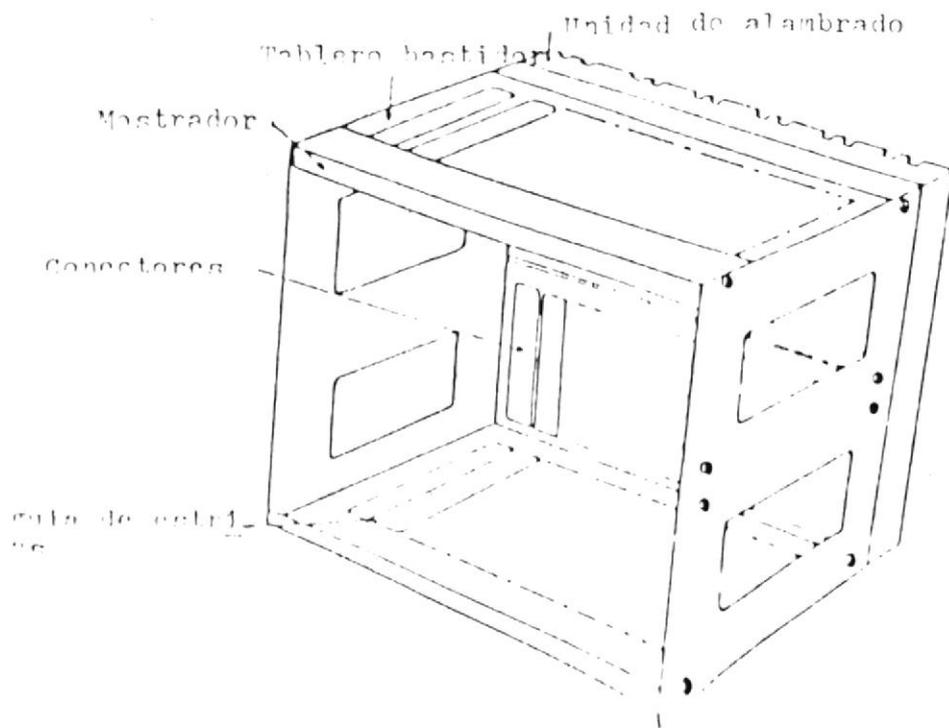


FIGURA N° 5.3. EJEMPLO DE GAVETA BYB

El cableado interno en la unidad de alambrado es realizado con

conexión alambre enrollado (wire-wrapped).

Hay guía entriada para los tableros en el bastidor. Cada espacio de tablero es numerado en el frente y en la unidad de alambrado.

En la figura N° 5.3., mostramos un ejemplo del tipo de gaveta BFD., en cambio que en la figura N° 5.4., mostramos un ejemplo del bastidor.

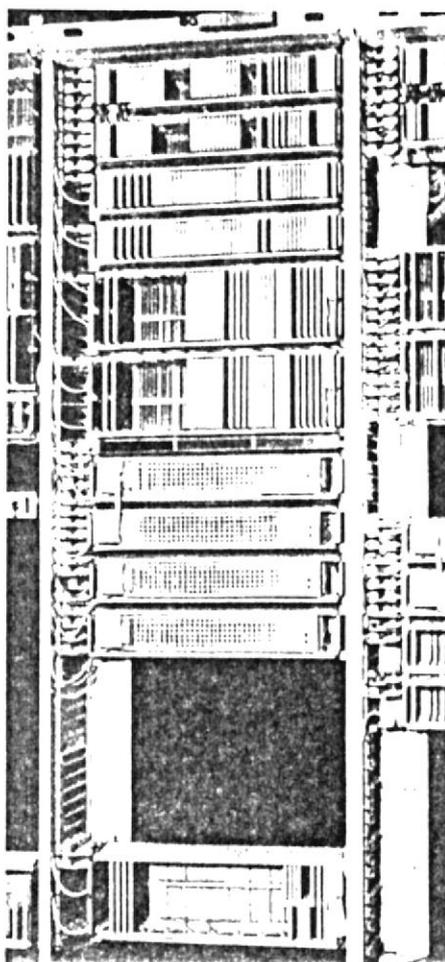


FIGURA N° 5.4. BASTIDOR CON UNIDAD DE ALIMENTACION COMUN A TODAS LAS UNIDADES (CONJUNTOS ELECTRONICOS).-

5.1.1. Sección Multiplex MIC

El diseño eléctrico de la sección de multiplexación es tá ilustrado en la figura N° 5.5.

La sección de multiplex MIC convierte 30 canales de voz de 4 hilos (desde sección de señalización) en una señal digital de 2048 Kb/s y viceversa. La información de señalización es recibida y enviada desde la señalización en forma de señal de 64 Kb/s esta conversión confirma las recomendaciones G.703, G.711, G.712, y G.732 del CCITT.

El diseño está seleccionado para que los canales estén agrupados en tableros impresos para el lado de envío y recepción, para conseguir 8 canales con codificador integrado y con funciones comunes agrupadas en el control del bastidor para el lado respectivo.

La separación física de los canales, para la dirección de envío y recepción dá un mejor valor de diafonía entre los canales de frecuencia vocal, lo cual es recomendado por el CCITT.

Los 4 hilos de los canales son conectados en la parte -

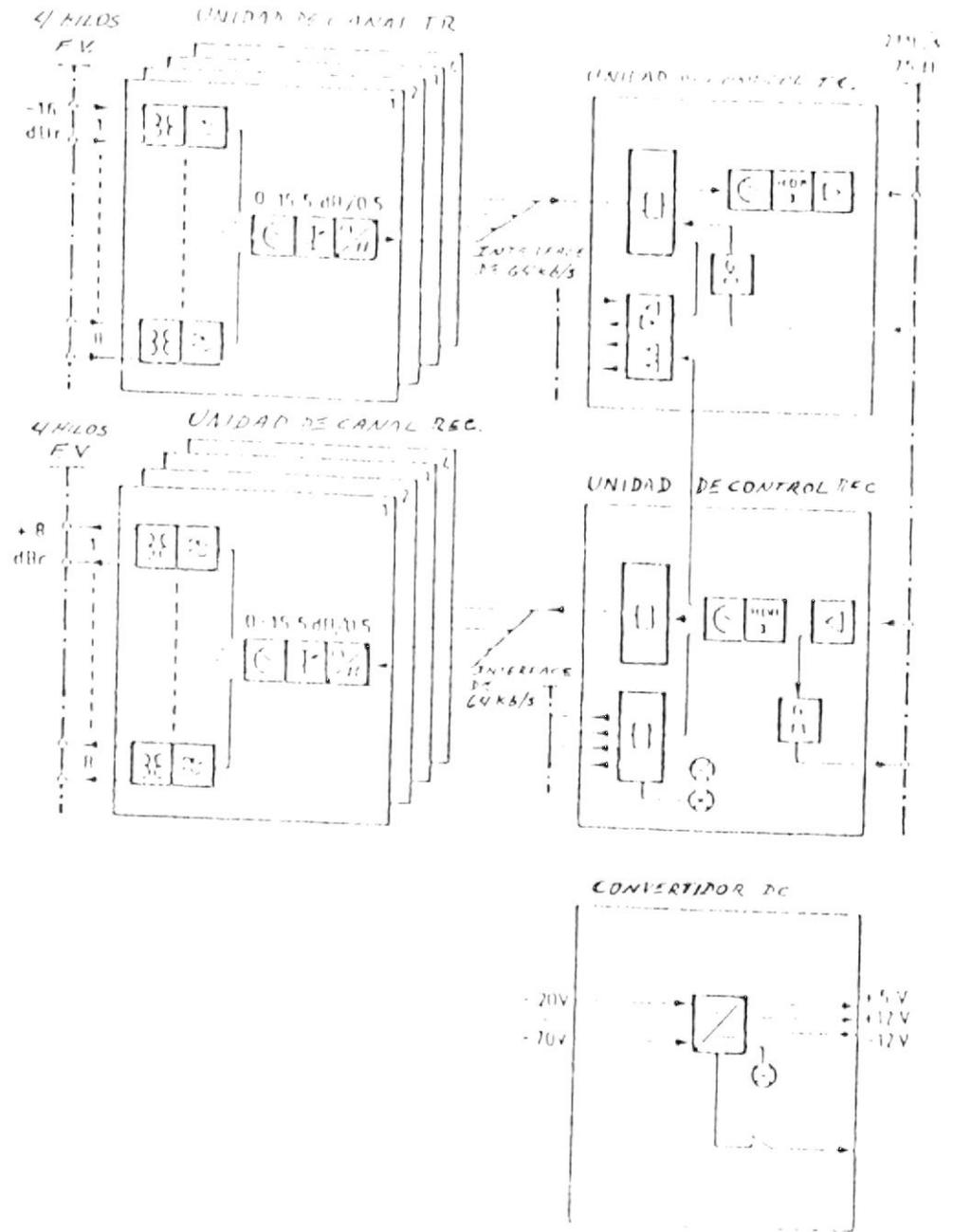


FIGURA 5.5 Diagrama de bloques de la sección multiplex-MIC

frontal del componente de la unidad de canal, tr. Aquí la señal analógica es filtrada. Se usa un filtro LC - el cual da baja potencia de consumo y bajo ruido. Sin embargo, un filtro zumbador es usado para suprimir interferencias de la red de distribución de potencia, la señal es subsecuentemente muestreada, pasada a través de un canal común atenuada y codificada.

Desde la respectiva unidad de canal, tr (hay 4 de esos) las señales digitales son enviadas a la unidad de control, tr. El interface digital entre la unidad de canal, tr y la unidad de control, resulta una pequeña interferencia y muy simple conexión a las unidades del canal por acceso digital al espacio del bastidor.

Los canales de frecuencia vocal son arreglados en secuencias de tiempo en la unidad de control, tr, y son multiplexados con la palabra de alineación de trama y la información de señalización. La señal digital obtenida está en código lineal y es enviada fuera a la línea. La unidad de control, tr también genera señales - de control para el lado de envío.

La señal de línea es recibida por la unidad de control,

rec y es decodificada simultáneamente la señal de reloj es recuperada.

La demultiplexación toma lugar después de la alineación de trama, subsecuentemente la información de señalización y palabras MIC son distribuídas. La señal recibida es también supervisada por la unidad de control, rec, y cuando es necesario la alarma es iniciada.

Las palabras MIC son recibidas en la unidad de canal , rec (de las cuales hay 4) donde ellas son decodificadas adaptadas a nivel en un canal de atenuación, demultiplexadas y filtradas.

5.1.2. Sección de señalización

La sección de señalización convierte 30 circuitos de 2 - hilos de frecuencia vocal con señalización de lazo DC - FUR (repetidor saliente) o FIR (repetidor entrante) una central ARF 102, por ejemplo, a canales de frecuencia vocal de 4 hilos para conectar a la sección de multiplex . También convierte la información de señalización y la estandariza a señal de 64 Kb/s y viceversa.

La conversión sigue la recomendación G.732 del CCITT, ver la figura N° 5.1.

El diseño escogido se ajusta para que el circuito de - transmisión y recepción, híbridos atenuadores y balanza de compromiso sea para 4 canales, están colocados sobre un bastidor el cual tiene dos variantes. Una, lazo DC/MIC es designada por localización en la salida del terminal de conexión, y la otra MIC/lazo-DC localizada en el terminal de conexión entrante.

Las unidades de señalización son intercambiables en la bandeja. La dirección de tráfico puede coordinarse siendo cambiado en pasos de 4 canales (= número de canales por unidad). Un total de 8 unidades de señalización son

requeridas para 30 canales.

El direccionamiento de señales relevantes es hecho desde la unidad de interface de 64 Kb/s, la cual genera las indicaciones necesarias y activa pulsos.

Esta unidad también mantiene la sincronización de multi-trama y además compara la señal de código AMI en el interface de 64 Kb con el de señales binarias. Las señales recibidas son supervisadas y emiten alarmas relevantes - en la misma unidad.

La sección de multiplexación se conecta al interface de 64Kb/s., así como la conexión de alarmas externas es hecho en la parte frontal en la unidad de interface de 64 Kb.

La unidad de control, operada por un controlador PROM, la unidad de control de señal, es usada para pruebas y códigos de recepción y transmisión entre las unidades de señal y el interface de 64 Kb/s. Para los 8 canales asociados en la unidad de señalización y la unidad de control, la información de señalización es transferida - vía bus de señalización común a la cual todas las unidades de señalización son conectadas.

El bus sección de información puede consistir de 8 hilos paralelos para prueba en la dirección de transmisión y puntos de operación en la dirección de recepción. Tanto la dirección de transmisión como la de recepción son sincronizadas con el tiempo en la dirección de transmisión.

5.2. TERMINAL DE LINEA

El propósito del terminal de línea es adaptar la línea y el equipo multiplex entre sí, vease la figura N° 5.6.

En la dirección de transmisión solamente se lleva a cabo adaptación de impedancia desde el interface desequilibrado de 75 ohm en el MUX a equilibrado de 120 hm hacia la línea.

En la sección de recepción se lleva a cabo no solamente la adaptación de impedancia sino también la regeneración. Puesto que la señal a pasado por una distancia entre regeneradores antes de alcanzar el terminal de línea, ha de ser sujeta al mismo proceso que en la línea. Después el estado de la señal en cuanto a nivel y ausencia de perturbaciones, es el mismo - que el de la señal en la dirección de transmisión. Como ya se ha mencionado, en el terminal de línea hay una unidad de energía.

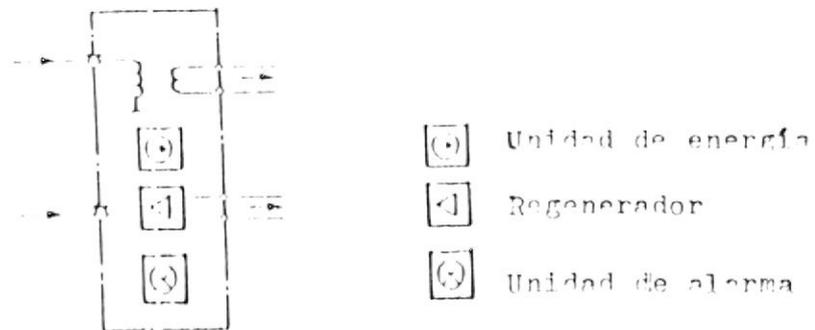


FIGURA N^o 5.6. ESQUEMA DE BLOQUES DEL TERMINAL DE LINEA

5.2.1. Emisión (tr)

Unidad de canal, tr., ver la figura N^o 5.7.

La unidad de canal, tr, contiene todas las funciones pertenecientes a los canales del lado de envío y realiza la conversión analógico/digital.

Ocho canales de frecuencia vocal de 4 hilos son conectados en la parte frontal del bastidor.

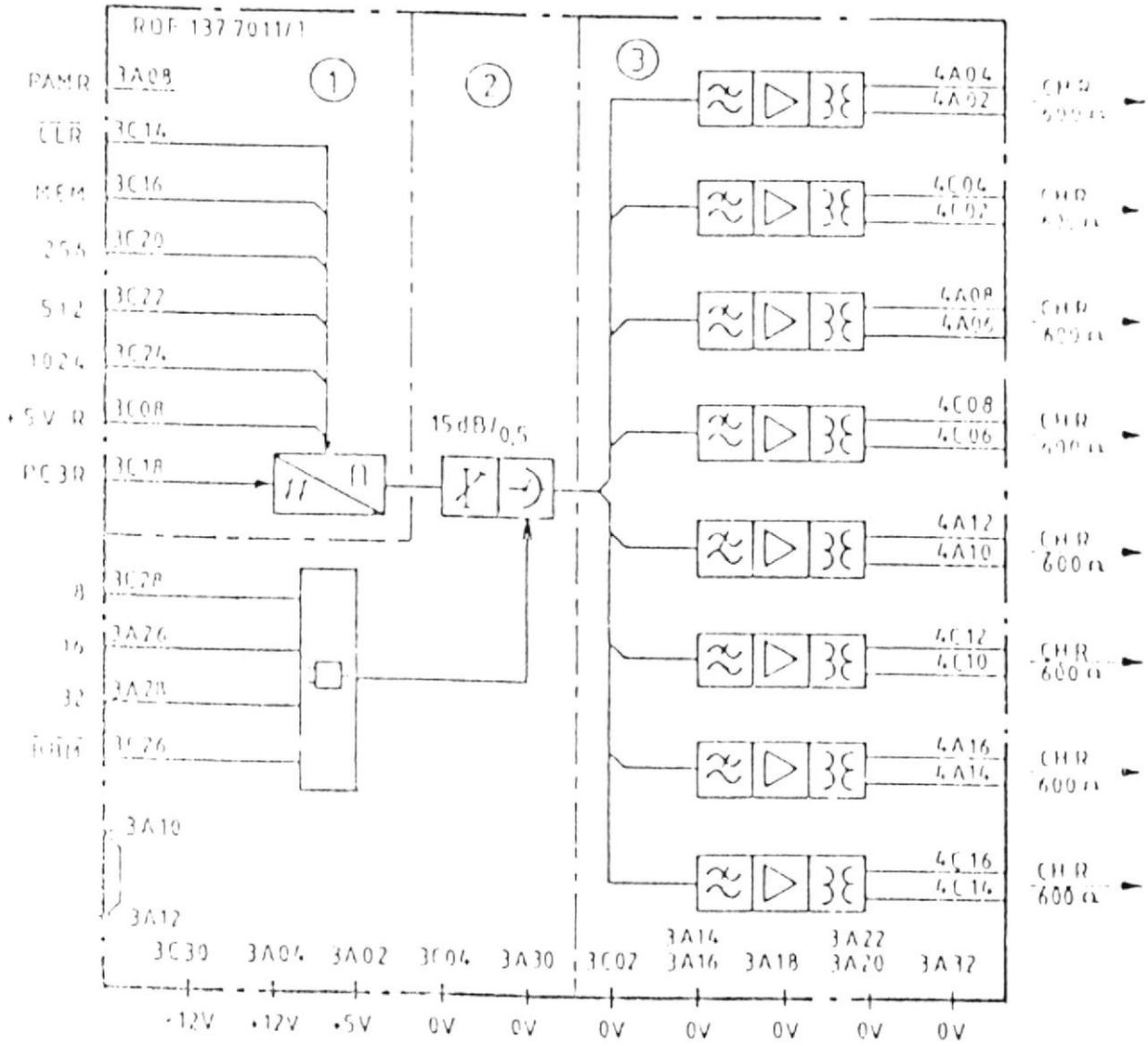


FIGURA 5.7 Diagrama de bloques de la Unidad de Canal, tr

Filtro de canales.

El bloque (1) en la figura N° 5.7., incluye filtros para los ocho canales de frecuencia vocal entrantes. La señal entrante en el canal pasa a la entrada del transformador, a un filtro pasa alto, y su nivel es adaptado en un canal atenuador variable, luego amplificada y filtrada por un filtro pasa bajo.

El filtro pasa alto es un filtro activo RC donde se cortan la frecuencias menores de 50 Hz., y la primera armónica. El canal atenuador con una atenuación de 0 u 8dB. adapta el nivel de entrada para el multiplexador (2).

El filtro pasa bajo es un filtro LC con acople-AC.

Multiplex y atenuador.

El bloque (2) contiene el multiplexor y atenuador común. El multiplex conecta el filtro respectivo, y genera pulsos PAM (modulación por amplitud de pulsos). El pulso PAM es atenuado en el canal común atenuador. Junto con el atenuador anterior, individual para el respectivo canal, la señal puede ser atenuada entre 0 y 15.5 dB., en pasos de 0.5 dB. El valor de atenuación está dado en el

bastidor impreso assembly.

Codificador

El bloque (3) corresponde al codificador con el circuito de control. La conversión analógico/digital toma lugar por los bits en la palabra MIC siendo codificada en código decreciente, ejemplo el bit de signo es codificado primero y el menos significativo, el 8º bit, es codificado al final. La palabra MIC y la conversión son manejadas por el mismo pulso de reloj.

Unidad de control, tr. Ver la figura N° 5.8.

La labor del bastidor impreso assembly es también generar el control necesario de señales para el lado de envío y para convertir las señales desde el bastidor de canal a código de señal HDB3 a 20 Mb/s, también multiplexa/demultiplexa la información de señalización de 64 Kb/s a/desde señal de 2 Mb/s. La decodificación de la señal HDB3 también toma lugar en este bastidor.

Flujo Principal

Desde las 4 unidades de canal, las palabras MIC son recib

das en paralelo en una memoria de lectura y escritura(5). Las palabras MIC son leídas a la salida de la memoria en serie, codificado en ADI y multiplexado en (7) con la pa labra de alineación de trama desde (8) e información de señalización desde (11). La señal entonces va al codi ficador HDB3(9) y después convertida en bipolar (10) es enviada fuera a la línea.

Pulsos de reloj

Los pulsos de reloj son generados en un oscilador de cris tal controlado (8192 KHz)(3). El reloj puede ser fijado - por una referencia externa adecuada (1) y un discriminador de fase (2).

Control de señales

El control de señales para el lado de emisión son generados en el bloque (4) comprende dos divisiones de frecuencia generando las señales de control de tiempo. El bloque (6) comprende un circulo generador de señales de control lógico pre-programada, para los bastidores de canal.

Espacio de tiempo 0

La palabra de alineación de trama es generada en el bloque (8), el cual también controla el uso de bits en el espacio de tiempo cero no conteniendo la palabra de alineación de trama.

El bit 3 es usado para transmisión de alarma para el fin remoto. Cuando se conecta apropiadamente, el bit 4 puede transmitir información a alta velocidad el bit de error hacia el fin remoto.

Los bits B4 - B8 son disponibles via interfaz TTL en frente del bastidor.

Dirección de emisión 64 KHz/s

La información de señalización a 64 KHz/s es recibida en el bloque (11), donde la señal es convertida a 2048 Kb/s y enviada a (7) para multiplexar en espacio de tiempo 16. En los casos donde el interfaz de señalización para equipos LME tipo M5 es usado, se señala la conexión S2 y S3 en sensibilidad creciente. En otros casos la conexión es cortada.

El bloque (12) recibe la señal MIC de 2 Mb/s en la dirección de recepción y la indicación de la señal para el espacio de tiempo 16 desde la unidad de control, rec, demultiplexado T16, convierte la velocidad de bit a 64 Kb/s y envía hacia afuera la señal junto con la información - pulsos de tiempo al equipo de señalización.

5.2.2. Recepción (rec)

Unidad de control, rec

Observe el diagrama de bloques en la figura N° 5.9.

La función del bastidor impreso assembly es también recibir la señal entrante de 2 Mb/s y después de decodificado HDB3 por la unidad de control, tr, detecta la palabra de alineación de trama, genera las señales de control requeridas, demultiplexa los espacios de tiempo (canales) y deja libre hacia afuera las unidades de canal y envía - el espacio de tiempo 16 a la unidad de control, tr.

Línea de entrada - Decodificando HDB3

La señal entrante MIC de 2 Mb/s es recibida en la señal de línea receptora bloque (1), donde la señal es rectificada

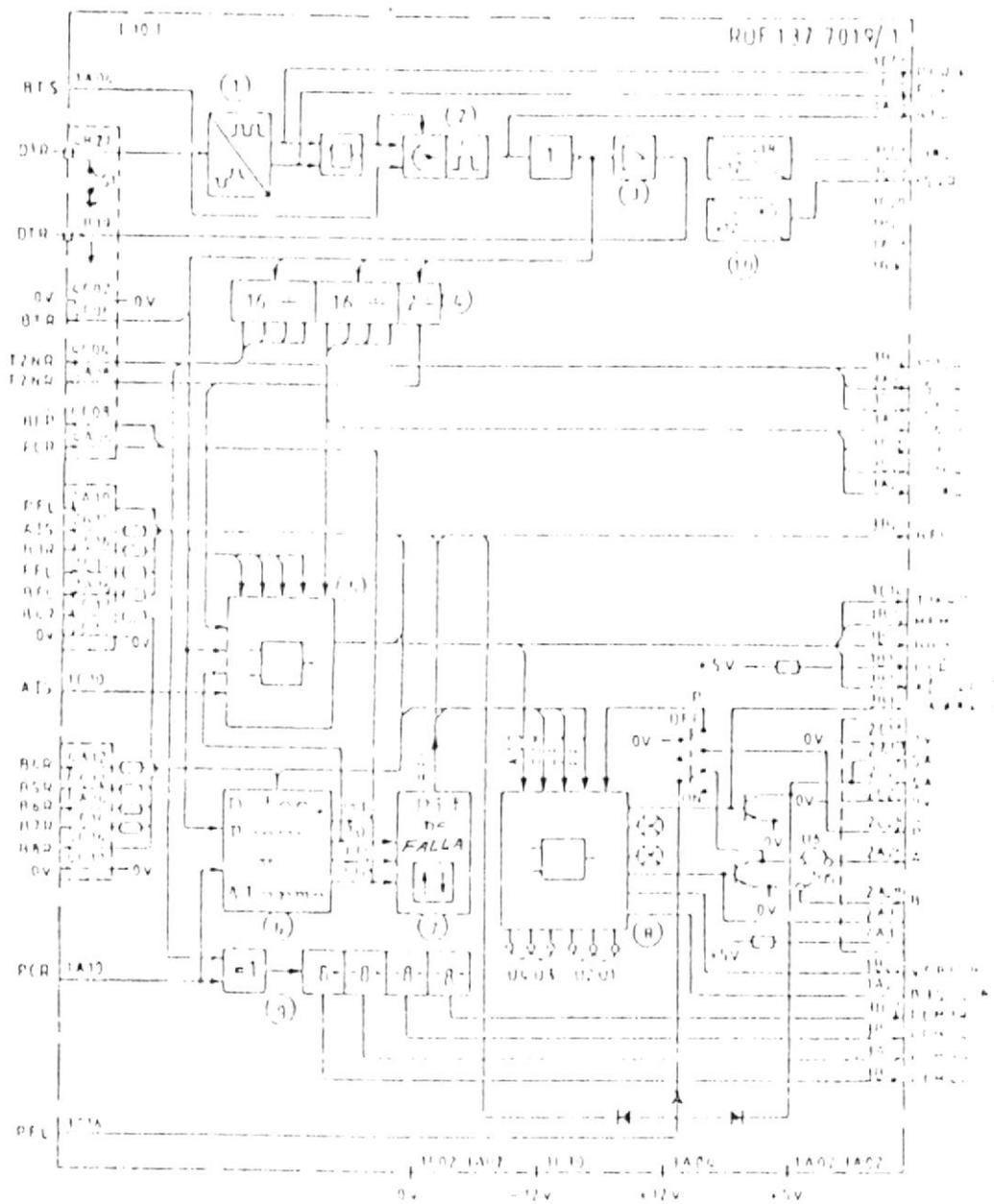


FIGURA 5.2 Diagrama de bloques, de la unidad de control, rec

cada. La señal es luego enviada a la unidad de control, tr donde es decodificada - HDB3, y también los circuitos de pulso de tiempo (timing) recupera. Donde este pulso es aplicado al circuito resonante paralelo con 2048 Kb/s de frecuencia resonante. Por lo menos la señal en trante de 2 Mb/s, el bit timing es enviado desde el la do BTS y es conectado al circuito resonante. El bit de tiempo receptor BTR es obtenido desde el circuito recu perada de timing. Esta señal es aplicada via etapa - buffer (3) a la salida de DTR al frente del tablero(bas tidor).

La señal HDB3-decodificada de 2 Mb/s (PCR) viene desde la unidad de control, tr es aplicada a la alineación de trama lógica (6) y a la sección de procesamiento de da tos (9).

Alineación de trama lógica

La alineación de trama lógica (6) tiene la función de sincronizar el lado de recepción con el lado remoto de emisión para detectar la palabra de alineación de trama en la señal PCR y enviar pulsos de control a los circuitos del lado receptor. La alineación de trama lógica también detecta fallas en la señal, indicación de fa

llas a través del bit 3 en el espacio de tiempo 0 no conteniendo la palabra de alineación de trama, y también detecta los bits 4-8 y así aplicando entonces al tablero -frontal.

Sección de procesamiento de datos

Los espacios de tiempo T1-T15 y T17-T31, son decodifica-dos en ADI en la sección de procesamiento de datos, donde luego las palabras MIC son aplicadas al bastidor de -canal respectivo a través de un registro.

Sección de alarma

El manejo del bit de error es sacado en el bloque (7), la alineación de trama lógica genera un pulso de falla por cada palabra incorrecta de alineación de trama recibida. Estos pulsos de falla son usados para incrementar un contador. El contador es simultáneamente decrementado a una velocidad correspondiente de bit de error de 10^{-3} . Cuando el tablero es llenado se genera un bit de error de alarma (BFL). Todas las alarmas primarias (errores detectados) son acumuladas en el procesador lógico de alarmas (8) y consecuentemente se toman acciones en respues-ta a esos estados, por ejemplo: indicaciones en led, -

cierre de contactos. Todas las alarmas primarias están - disponibles en la parte frontal del bastidor (tablero).

Voltaje de referencia (+5 VR)

Un voltaje de referencia exacto es generado en el bloque (10) para la conversión digital/analógico de las unidades de canal.

Unidad de canal, rec (recepción)

El diagrama de bloques se ilustra en la figura N° 5.10

La unidad de canal, rec contiene todas las funciones de los canales del lado de recepción y ejecuta la conver sión digital/analógico de las señales de entrada.

Ocho canales analógicos de 4 hilos son conectados al frente del bastidor.

Decodificador

Desde la unidad de control rec, las palabras digitales MIC vienen dentro de un registro en el bloque (1), donde la señal es convertida serie/paralelo y aplicada al decodifi

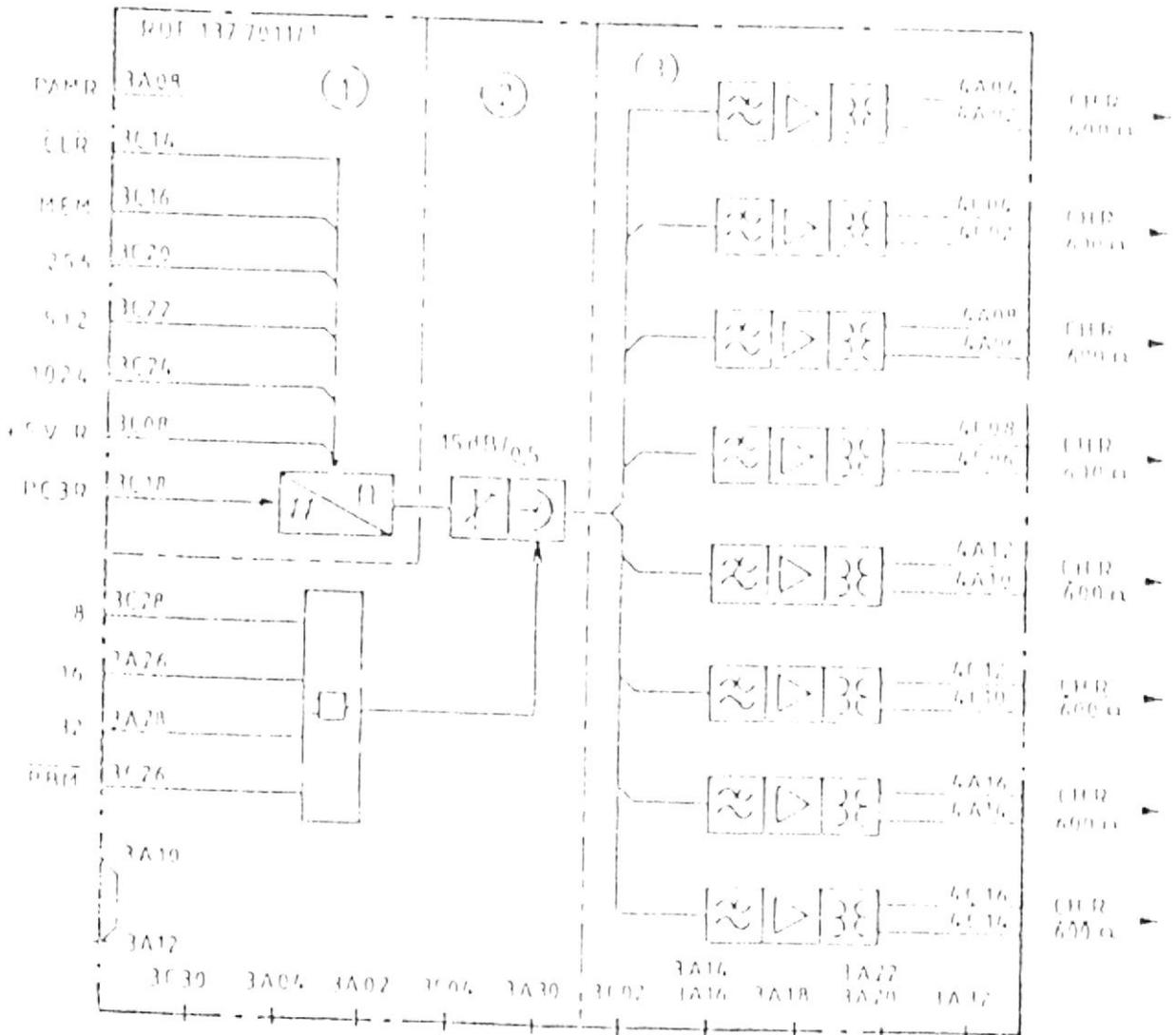


FIGURA 5.10 Diagrama de bloques de la Unidad de Canal, rec

cador. El decodificador envía una corriente correspondiente a la palabra digital MIC. Esta señal es convertida a voltaje en un amplificador operacional, a la salida del cual se obtiene una señal regenerada PAM (Modulación por amplitud de pulso).

Atenuador y distribución de conectores

La señal PAM es pasada a través de un canal común, atenuada en el bloque (2). El canal de atenuación puede variarse entre 0-15.5dB en espacios de 0.5 dB. Los valores de atenuación son marcados en el bastidor. Los pulsos PAM son distribuidos a través de conectores distribuidos al respectivo filtro de canal y son pulsos amplificados. La distribución de conectores es controlada desde la unidad de control, rec.

Filtros de canal

La sección de filtros (3) comprende un filtro LC combinado con un filtro activo RC. Las señales van desde el filtro via transformadores a la interfaz de canal de frecuencia vocal al frente del bastidor.

5.3. REPETIDORES REGENERATIVOS

La regeneración de la señal de línea a intervalos regulares a lo largo de la línea es un elemento muy importante en la transmisión MIC. De hecho es un requisito previo, para hacer al sistema útil en la práctica. Sería totalmente insuficiente el amplificador solamente la señal de línea, teniendo en cuenta su alta frecuencia y la imperfección del medio.

Evidentemente la señal MIC se ha de distorsionar enormemente cuando se transmite por un cable de pares. El cable multipar, está diseñado para señales de voz de una anchura de banda de unos pocos KHz, mientras que la señal MIC tiene su energía máxima en 1 MHz pero también contiene energía en anchuras de banda de varios MHz.

La unidad de regeneración consiste de un contenedor con un número de regeneradores (generalmente bidireccionales) para varios sistemas paralelos. Ver figura N° 5.11. También hay algún tipo de equipo de localización de fallas para localización remota de regeneradores defectuosos. No hay ningún diseño estandar de tal equipo, por lo que se han desarrollado varios métodos diferentes. La figura N° 5.12., muestra el esquema de bloque del regenerador.

El transformador de entrada es seguido por el ecualizador, cuya

impedancia de entrada proporciona la adaptación mejor posible, considerando la variedad de cables que se han de usar con el regenerador. Su función de transmisión, que afecta tanto a la señal como a las perturbaciones, se optimiza para proporcionar las condiciones de detección mejores posibles.

Después viene un amplificador, cuya amplificación puede ajustarse manualmente durante la instalación o automáticamente por medio de una red de realimentación. Esta última solución es la más corriente en los regeneradores modernos. Como resultado se pueden instalar unidades idénticas independientemente de la distancia entre los regeneradores. Intervalo típico de atenuación 0 - 35dB.

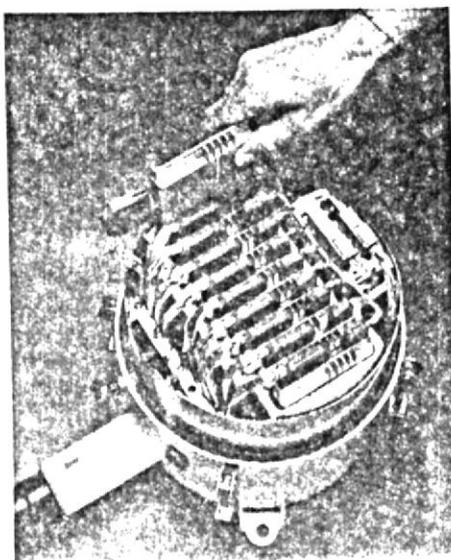


FIGURA N° 5.11. REPETIDOR REGENERATIVO ALOJA DIEZ SISTEMAS BI Direccionales.

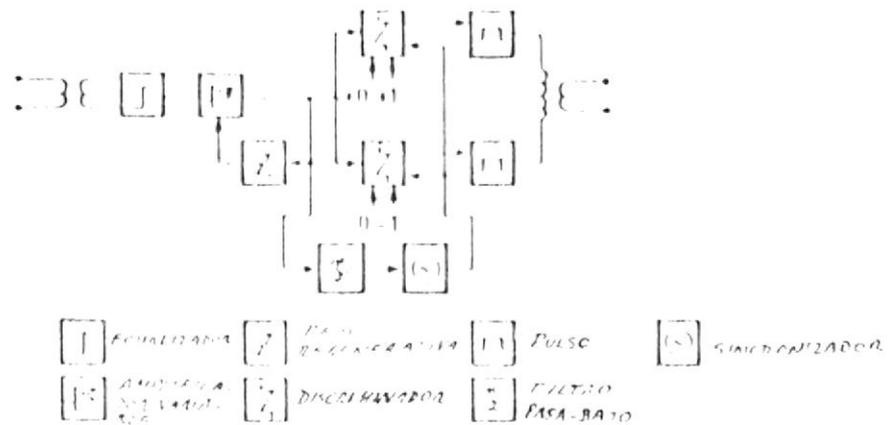


FIGURA N° 5.12. ESQUEMA DE BLOQUES DEL REGENERADOR

La detección de impulsos se realiza a lo largo de dos rutas para ellas: una para impulsos positivos y otra para impulsos negativos. Después de la formación del impulso, la señal de salida puede - transmitirse vía el transformador de salida.

El punto en el tiempo en el cual ha de tener lugar la detección es determinado por el sincronizador. Esta unidad es activada por la señal de línea, que primero pasa a través de un filtro pasa - banda. Para que el sincronizador pueda oscilar en la frecuencia y fase correctas, la señal de línea no ha de contener demasiados CEROS consecutivos.

Por consiguiente la regeneración significa la eliminación de to

das las perturbaciones absorbidas. La forma del impulso es la misma en la salida del regenerador que en la señal original desde el MUX. Como resultado la calidad de transmisión es la misma, independiente de la distancia de transmisión.

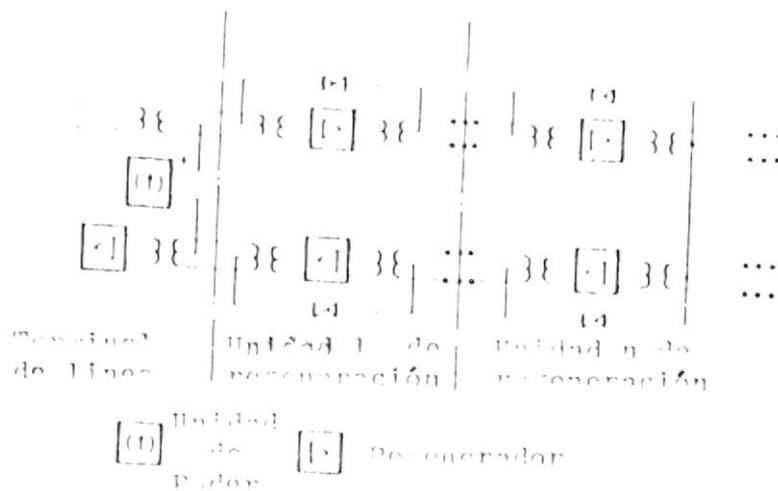


FIGURA N° 5.13. SUMINISTRO DE ENERGIA A LOS REGENERADORES

Los regeneradores reciben la energía por el mismo par de cables que se utiliza para portar la señal MIC. Después se usan los transformadores que terminan todas las secciones de línea.

La figura N° 5.13., subraya la existencia de tales transformadores y solamente sugiere la presencia de otras subfunciones del sistema.

El terminal de línea, ya mencionado en el punto anterior, contiene una unidad de energía que suministra una corriente constante (normalmente 50 mA) independiente de la carga de acuerdo con la ley de Ohm. Es simétrica alrededor del potencial de tierra y limitada a ± 100 V (valor típico) por razones de seguridad. El polo positivo de la unidad se conecta al punto central del lado secundario del transformador de adaptación, en la dirección de transmisión del terminal de línea.

Desde aquí la corriente continua se suministra por los dos conductores del par al transformador de entrada del primer regenerador. El punto central está conectado vía un diodo zener al punto central del lado secundario del transformador de salida del mismo regenerador. La tensión de zener del diodo se selecciona para permitir suministro de fuerza al regenerador.

El bucle de suministro de energía continúa después al siguiente regenerador en la misma dirección de transmisión, donde la disposición es exactamente la misma. Después de un número de regeneradores el bucle cambia de dirección. El punto central del transformador de salida se conecta aquí al punto central del transformador de entrada del regenerador la posición de transformación opuesta y este regenerador recibe la energía de la misma manera. Finalmente llegamos al transformador de entrada del regenerador colocado en el terminal de línea. El punto cen

tral se conecta al polo negativo de la unidad de fuerza y el circuito de corriente se cierra.

El número de regeneradores que se pueden alimentar está determinado por la tensión requerida para cada regenerador, el calibre del par de cable, la distancia entre los regeneradores y la tensión permitida. Entre 5 y 10 regeneradores en un número frecuente. Para distancias MIC más largas la energía se suministra desde ambos extremos, con lo que se duplica el número máximo.

C A P I T U L O VI

PLANIFICACION DEL PROYECTO

6.1. FASES DE EJECUCION

Entre las fases de ejecución del presente proyecto, una vez seleccionados los pares del cable multipar a ser utilizado en transmisión MIC y conociendo la capacidad de enlace a ser ampliado (según la necesidad de IETEL), podemos hacer un listado de las actividades a realizarse.

6.1.1. Programación de actividades

Una vez obtenida la información anotada anteriormente, procedemos a la ejecución del proyecto, para lo cual anotamos las siguientes etapas:

- Adquisición de equipos.- Consiste en hacer el pedi

do de equipos y herramientas a la compañía - proveedora (en nuestro caso Ericson)* etse pedido se ejecuta en el transcurso de 180 días.

- Fabricación de equipos.- Los equipos pedidos con las respectivas especificaciones técnicas tienen un período de fabricación de 90 días.
- Montaje e interconexión de equipos.- Consiste en - instalar en el lugar más apropiado cada parte del - equipo lo cual tarda aproximadamente 30 días.
- Puesta en funcionamiento.- Consiste en arrancar y/o energizar el sistema, haciendo todas las alimentaciones de energía necesaria, esto se realiza en 7 días.
- Pruebas.- Finalmente se realizan todas las pruebas y ajustes necesarios para que funcione con el resto - del sistema, estas pruebas se realizan en el transcurso de 4 días.

*En este proyecto sugerimos la utilización de equipos de Firma Ericson, ya que todas las centrales que funcionan en la ciudad de Guayaquil son de fabricación de esta compañía y dado que la red telefónica va a funcionar en forma híbrida. Con esto evitaremos problemas en la señalización, al utilizar equipos de diferentes firmas (ejemplo en Quito).

6.2. COSTO DEL PROYECTO

Así como lo anotamos en el Capítulo IV, consideremos a manera de ejemplo la ampliación de 300 canales de transmisión telefónica entre las centrales Guasmo y Sur (lo cual es una necesidad de IETEL).

Para este mismo proyecto compararemos los costos que ocurrirían al ejecutarlo usando las dos alternativas independientes:

- a) Tecnología MIC

- b) Montaje de nuevo cable multipar

En la siguiente página podremos apreciar en el literal a) el costo usando la tecnología MIC.-

à, COSTO USANDO TECNOLOGIA MIC

ITEM	DESCRIPCION	CANT.	P. UNITARIO	P. TOTAL
1	Bastidor con fuente de poder y microteléfono	1 u	S/.230.000	S/.230.000
2	MIC de 30 canales	10 u	" 380.000	"3'800.000
3	Señalización para 30 canales	10 u	" 380.000	"3'800.000
4	Terminal de línea para 10 sistemas	1 u	" 130.000	" 130.000
5	Contenedores(de repetidores regenerativos)	1 u	" 130.000	" 130.000
6	Fuente(para regenerador)	1 u	" 30.000	" 30.000
7	Accesorios	1 u	" 132.000	" 132.000
8	Material de instalación	1 u	" 30.000	" 30.000
9	Material de empalme	1 u	" 8.800	" 8.800
10.	Instalación - 1 supervisor - 2 técnicos - 1 empalador - 1 ayudante	" " " " "	40.000 40.000 15.000 12.000 "	40.000 40.000 15.000 12.000 "
TOTAL :				S/.8'397.800

Plazo de entrega de la obra: 30 días

Costo por canal MIC S/.27.993

en una distancia de 2,5 Km.

b. COSTO REALIZANDO EL MONTAJE DE NUEVO CABLE MULTIPAR

ITEM	DESCRIPCION	CANT.	P.UNITARIO	P.	TOTAL
1	Cable ELAL-JF de 300x2x0.6	2.500m.	S/.1.771	S/.4'	427.500
2	Cable EKKX de 100x2x0.5	90m.	" 490	"	44.100
3	Regleta Rept. de 100 ps.	6u.	" 77.000	"	462.000
4	Elementos para empalme	12j	" 16.800	"	201.600
5	Material de instalación	1u.	" 14.896	"	14.896
6	Cables y accesorios	1u.	" 40.000	"	40.000
7	Instalación - Colocación de herrajes en pozos - Tendido de cable - Conexión a regletas - Empalmes, etc.			"	602.971
8	Ductos: MAterial más mano de obra	2.500m.	" 1.200	"	3'000.000
T O T A L :				S/.	8'793.067

==+=====

Plazode entrega de la obra: 90 días

Costo por canal analógico
en una distancia de 2,5 Km: S/ .29.310,00

Para el enlace que hemos analizado (enlace SUR-GUASMO, 2.5 Km) los precios por canal son muy próximos tanto para Tecnología MIC como para Montaje de nuevo multipar; aunque la calidad - por transmisión MIC es mucho mejor y los servicios que presta son más amplios.

Si consideramos un enlace más largo como el caso de las centrales LOS CEIBOS-CENTRO que mide aproximadamente 7 Km., al costo de nuestro proyecto tenemos que agregar: En cable multipar tendríamos que invertir S/. 8'000.000,00* adicionales. Y usando MIC necesitamos usar dos contenedores de repetidores regenerativos adicionales es decir S/. 260.000*. Entonces los costos por canal quedarían de la siguiente manera:

Costo canal analógico	S/. 56.000/canal
Costo canal MIC	S/. 28.866/canal

Podemos observar que el costo por canal MIC es la mitad del analógico.

*Observe las listas de materiales en las páginas anteriores.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

1. Los cables intercentrales existentes están en condiciones de ser utilizados para transmisión MIC. Dado que cumplen con los parámetros de calidad dados por el CCITT.
2. Se puede ejecutar el montaje superpuesto del sistema MIC 30+2, entre las centrales analógicas que requieren ampliar la capacidad de enlace intercentral, ya que técnica y económicamente es factible.
3. Se recomienda en los casos que sea posible, utilizar un cable para cada dirección de transmisión, para que el parámetro limitador de utilización del cable sea FEXT y no NEXT (que es el factor de diafonía más fuerte).
4. Se recomienda usar equipos MIC (multiplex, convertidor de señalización, terminal de línea, repetidores regenerativos) de la misma firma que corresponda al fabricante de las centrales en consideración. Esto es para evitar problemas que podrían ocurrir con la señalización, como se han dado en otras administraciones.

A P E N D I C E

**CARACTERÍSTICAS DE COMPORTAMIENTO DE LOS CANALES MIC
ENTRE INTERFACES A CUATRO HILOS A FRECUENCIAS VOCALES**

(Ginebra, 1972, modificada posteriormente)

EL CCITT

recomienda

que, entre los terminales de frecuencias vocales de los canales MIC codificados según la Recomendación G.711 se cumplan las características de comportamiento (calidad de funcionamiento) que se indican a continuación:

Los límites de comportamiento indicados deben considerarse aplicables en todos los casos.

Salvo indicación en contrario, los valores y límites especificados deberán obtenerse en mediciones a cuatro hilos efectuadas con dos equipos terminales multiplex MIC conectados adosados y con los terminales de entrada y salida de los canales terminados con su impedancia nominal (salvo lo indicado en el § 3.3).

Para evitar los errores de nivel que se producen cuando se emplean frecuencias de medida que son submúltiplos de la frecuencia de muestreo MIC, las frecuencias de medida deben elegirse de conformidad con el suplemento N.º 3.5 del tomo IV del Libro Rojo del CCITT. Además, se considera que debe también evitarse el empleo de otros submúltiplos enteros de la frecuencia de muestreo.

Cuando se indica una frecuencia de referencia nominal de 1000 Hz (medición de la distorsión de atenuación en función de la frecuencia y ajuste de niveles relativos), la frecuencia efectiva debe elegirse en la gama de 1004 a 1020 Hz. En esta gama, las frecuencias superiores a 1010 Hz permitirían realizar más rápidamente las mediciones y evitarían las fluctuaciones debidas al «efecto estroboscópico».

Al objeto de promover la normalización de una sola frecuencia de referencia para todos los equipos digitales, en la presente Recomendación sólo se especifica una frecuencia nominal de 1000 Hz como referencia. Durante un período provisional, puede que las Administraciones necesiten utilizar una frecuencia de referencia nominal de 800 Hz por razones prácticas.

1 Distorsión de atenuación en función de la frecuencia

La variación en función de la frecuencia, de la atenuación de cualquier canal, debe estar comprendida dentro de los límites especificados en la plantilla de la figura 1 G.712.

La frecuencia de referencia nominal es 1000 Hz.

El nivel de potencia de entrada preferido es -10 dBm₀. En su lugar puede utilizarse un nivel de 0 dBm₀.

Los valores nominales de la distorsión debida respectivamente a los lados emisión y recepción deben ser iguales.

2 Retardo de grupo

2.1 Retardo de grupo absoluto

El retardo de grupo absoluto a la frecuencia a la cual el retardo de grupo es mínimo no debe exceder de 690 microsegundos.

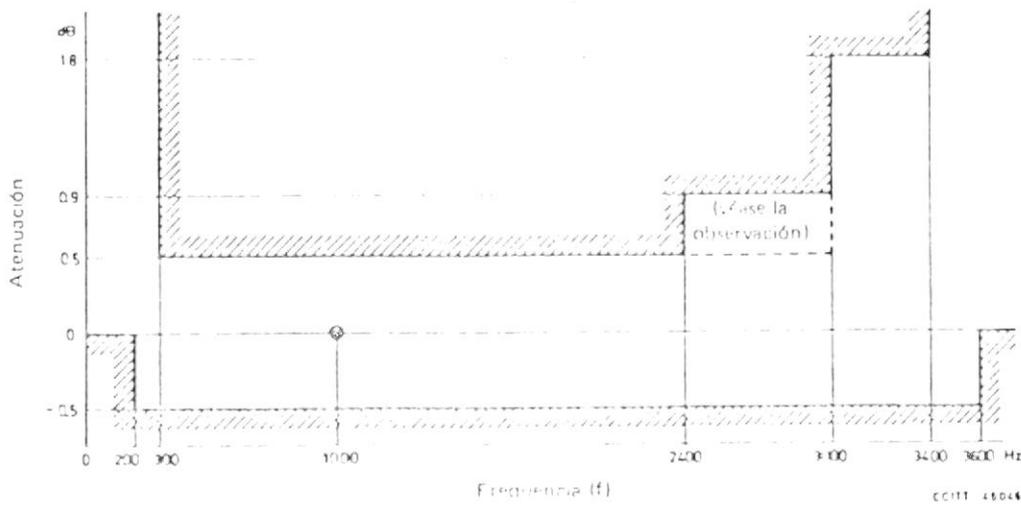
El valor mínimo del retardo de grupo se toma como referencia para la distorsión de retardo de grupo.

2.2 Distorsión de retardo de grupo en función de la frecuencia

La distorsión de retardo de grupo debe estar dentro de los límites especificados en la plantilla de la figura 2 G.712.

2.3 Nivel de entrada

Los requisitos expresados en los § 2.1 y 2.2 deben satisfacerse con un nivel de potencia de entrada de -10 dBm₀ (valor referencial). En su lugar puede utilizarse un nivel de 0 dBm₀.



Observación En algunas aplicaciones en que pueden conectarse en cascada varios canales MIC, puede ser necesario comparar el límite de $\pm 0,5$ dB de 2400 Hz a 3000 Hz.

FIGURA 1/G.712
Plantilla para la distorsión de atenuación en función de la frecuencia

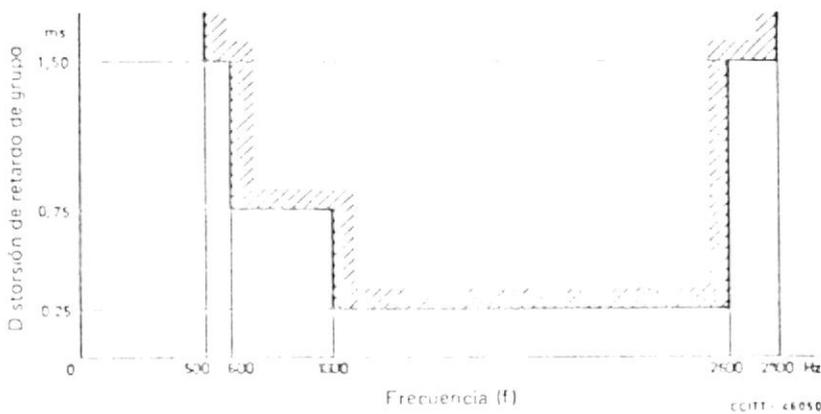


FIGURA 2/G.712
Plantilla para la distorsión por retardo de grupo en función de la frecuencia

3 Impedancia en los terminales de frecuencias vocales

3.1 Impedancia nominal

La impedancia nominal en los terminales de entrada y de salida a cuatro hilos de frecuencias vocales será de 600 ohmios, simétrica.

3.2 Pérdida de retorno

La pérdida de retorno medida con relación a la impedancia nominal, no será inferior a 20 dB en la gama de frecuencias de 300 a 3400 Hz.

Observación Se cumplirá este límite de pérdida de retorno cuando los atenuadores de $\pm 0,5$ dB estén en 0 dB [1].

Método 2

Con una señal sinusoidal a una frecuencia nominal de 820 o 1020 Hz (véase la Recomendación O.132 [4]) o una frecuencia nominal de 420 Hz (véase el § 2 de la Recomendación O.131) aplicada a los terminales de entrada de un canal, la relación potencia de la señal/potencia de distorsión total medida con la ponderación de ruido apropiada (véase la Recomendación citada en [3]) debe ser superior a los límites indicados en la figura 6/G.712.

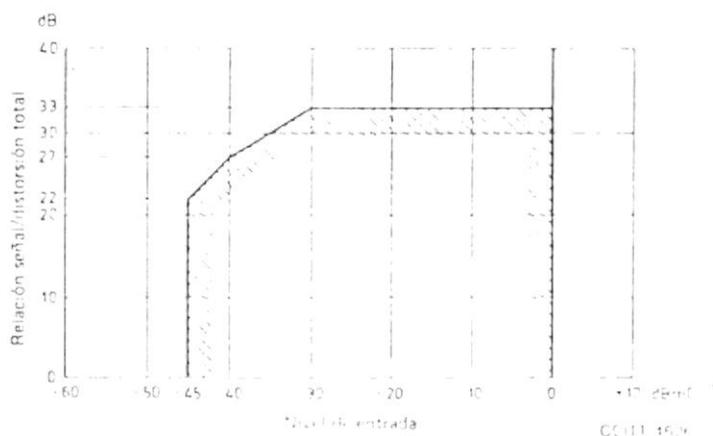


FIGURA 6/G.712

Relación señal/distorsión total en función del nivel de entrada (método 2)

9 Señales parásitas dentro de banda, a la salida del canal

Con una señal sinusoidal en la gama de frecuencias de 700 a 1100 Hz de un nivel de 0 dBm0, aplicada a los terminales de entrada de un canal, el nivel de salida a cualquier frecuencia que no sea la de la señal aplicada, medido selectivamente en la banda de frecuencias de 300 a 3400 Hz, debe ser inferior a -40 dBm0.

10 Variación de la ganancia en función del nivel de entrada

Se recomienda adoptar uno de los métodos siguientes (véanse los comentarios del § 8).

Método 1

Con una señal de ruido de banda limitada, conforme a lo que se define en la Recomendación O.131, aplicada a los terminales de entrada de cualquier canal, con un nivel comprendido entre -55 dBm0 y -10 dBm0, la variación de la ganancia de ese canal con relación a la ganancia para un nivel de entrada de -10 dBm0 debe estar comprendida dentro de los límites indicados en la figura 7a/G.712. La medición se limitará a la banda de 35-550 Hz de acuerdo con la característica del filtro definido en la Recomendación O.131, § 3.2.1.

Además, con una señal sinusoidal en la gama de frecuencias de 700 a 1100 Hz aplicada a los terminales de entrada de cualquier canal, con un nivel comprendido entre -10 dBm0 y +3 dBm0, la variación de la ganancia de ese canal con relación a la ganancia para un nivel de entrada de -10 dBm0 debe estar comprendida dentro de los límites indicados en la figura 7b/G.712. La medición se hará selectivamente.

Método 2

Con una señal sinusoidal en la gama de frecuencias de 700 a 1100 Hz aplicada a los terminales de entrada de cualquier canal, con un nivel comprendido entre -55 dBm0 y +3 dBm0, la variación de la ganancia de ese canal con relación a la ganancia para un nivel de entrada de -10 dBm0 debe estar comprendida dentro de los límites indicados en la figura 7c/G.712. La medición se hará selectivamente.

11 Diafonía entre canales

11.1 La diafonía entre los canales de un multiplex deberá ser tal que, por una señal sinusoidal en la gama de frecuencias de 700 a 1100 Hz con un nivel de 0 dBm0, aplicada a los terminales de entrada de un canal, no produzca en ningún otro canal una diafonía de nivel superior a -65 dBm0.

Observación. Para suprimir los efectos de aumento de la ganancia fundamental asociados a los codificadores MIC, que pueden enmascarar la diafonía verdadera, se puede inyectar una señal aplicada en el canal perturbado cuando la diafonía se mide por medio de señales sinusoidales. Pasa adelante a la página 11

activadora constituida por ruido de banda limitada (véase la Recomendación O.131) con un nivel comprendido entre -50 y -60 dBm0 o una señal sinusoidal con un nivel en la gama de -33 a -40 dBm0. Al elegir la frecuencia y las características de filtrado del aparato de medida debe procederse con cuidado a fin de que la señal activadora no afecte mucho a la exactitud de la medición de la diafonía.

11.2 Si se aplica a los terminales de entrada de uno a cuatro canales una señal de ruido blanco cuya forma corresponda a la especificada en la Recomendación G.227 [4], con un nivel de 0 dBm0, el nivel de la diafonía recibida en cualquier otro canal no deberá rebasar -60 dBm0p. Cuando la señal se aplique a más de un canal, debieran emplearse ruidos no correlacionados.

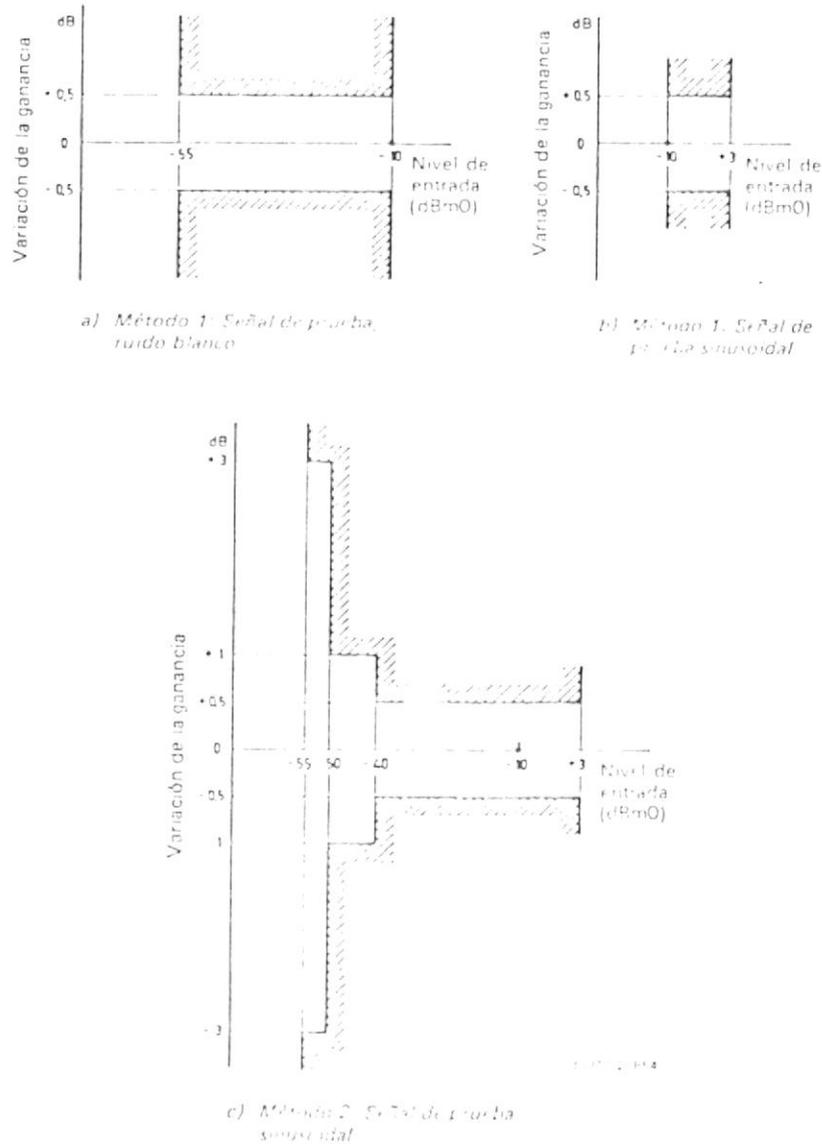


FIGURA 7 G.712
Variación de la ganancia en función del nivel de entrada

12 Diafonía entre los dos sentidos de transmisión

La diafonía entre un canal y el canal de retorno asociado deberá ser tal que, con una señal sinusoidal a una frecuencia de la gama de 300 a 3400 Hz y de un nivel de 0 dBm0 aplicada a un terminal de entrada, el nivel de diafonía medido a la salida del canal de retorno correspondiente no exceda de -60 dBm0.

13 Interferencia causada por la señalización

El nivel máximo de cualquier interferencia en un canal no debe exceder -60 dBm0p cuando la señalización se transmite simultáneamente por todos los canales.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

1. BELL TELEPHONE MFG CO, SISTEMA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS, (AMBERS-BELGICA, 1978), pp.70-118.
2. A. BRUCE CARLSON, COMMUNICATION-SYSTEMS AND INTRODUCTION TO - SIGNAL AND NOISE IN ELECTRICAL COMMUNICATION, (NEW YORK),1985, pp.148-170.
3. THOMAS, HANDBOOK OF PULSE-DIGITAL DIVICES FOR COMMUNICATION - AND DATA PROCESSING, (NEW JERSEY,1970), pp.67-94.
4. L.M. ERICSON, LA MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS - PCM,1979, pp.16-25.
5. CCITT, REDES DIGITALES SISTEMAS DE TRANSMISION Y EQUIPOS DE MULTIPLEXACION, (GINEBRA,1985), LIBRO ROJO TOMO III, FASCULO III. 3.
6. UIT,CONSIDERACIONES GENERALES SOBRE LAS TECNICAS MIC,(BI.3,1976, pp. 1-15.
7. ITT, COMUNICACIONES ELECTRICAS, VOLUMEN 57(Madrid-España,1982), pp. 180-186.
8. S. SEENIVASAGAN, TELECOMMUNICATIONS 30 CHANNEL PCM SYSTEM, VOLUMEN 24-1/JUNE,1974), pp.41-48.



A.F. 141899