

**Estudio de Factibilidad de un Enlace Telefónico
de Punto a Punto Usando un Sistema de
Transmisión P. C. M.**

Sist. 29599

T E S I S

Que para obtener el título de:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

p r e s e n t a n :

ALFONSO CARLOS ESPINOSA MAYA

MIGUEL ANGEL BARAJAS IBAÑEZ





Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

CON TODO MI AMOR, ADORACION
Y VENERACION A MI ESPOSA POR
SUS ESFUERZOS, SACRIFICIOS Y
DEDICACION.

Ma. DEL CARMEN JAIMES A. DE E.

A MI HIJA ,
ALHELI DEL CARMEN ESPINOSA J.
CON TODO MI CARIÑO

A mis Padres con todo el cariño
y respeto que se merecen.

Elpidia Ibáñez de Barajas
Alberto Barajas Portilla

A mis Hermanos:

Alberto
Javier
Leticia
Eduardo
María del Carmen
María del Rocío

CON AGRADECIMIENTO AL ING. FRANCISCO SEPULVEDA
ROMERO POR SU INCONDICIONAL COLABORACION
PARA EL DESARROLLO DE ESTA TESIS.



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON
DIRECCION

ALFONSO CARLOS ESPINOSA MAYA
P R E S E N T E .

En contestación a su solicitud de fecha 27 de noviembre de 1981, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. FRANCISCO JAVIER SEPULVEDA ROMERO pueda dirigirle el trabajo de Tesis denominado "ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE UN ENLACE TELEFÓNICO DE PUNTO A PUNTO USANDO SISTEMA DE TRANSMISIÓN P. C. M. ", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Sin otro particular, aprovecho la ocasión para reiterar a usted las bondades de mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Edo. de Méx., enero 11 de 1982.
EL DIRECTOR

LIC. SERGIO ROSAS ROMERO

c.c.p. Coordinación de Ingeniería.
Unidad Académica.
Departamento de Servicios Escolares.
Director de Tesis



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
ARAGON
DIRECCION

MIGUEL ANGEL BARAJAS IBAÑEZ
P R E S E N T E .

En contestación a su solicitud de fecha 30 de noviembre próximo pasado, relativa a la autorización que se le debe conceder para que el señor profesor, Ing. FRANCISCO JAVIER SEPULVEDA ROMERO pueda dirigirle el trabajo de Tesis denominado " ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE UN ENLACE TELEFONICO DE PUNTO A PUNTO USANDO SISTEMA DE TRANSMISION P. C. M. ", con fundamento en el punto 6 y siguientes, del Reglamento para Exámenes Profesionales en esta Escuela, y toda vez que la documentación presentada por usted reúne los requisitos que establece el precitado Reglamento; me permito comunicarle que ha sido aprobada su solicitud.

Sin otro particular, aprovecho la ocasión para reiterar a usted las bondades de mi distinguida consideración.

ATENTAMENTE
"POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU"
San Juan de Aragón, Edo. de Méx., enero 12 de 1982.
EL DIRECTOR

LIC. SERGIO ROSAS ROMERO

c.c.p. Coordinación de Ingeniería.
Unidad Académica.
Departamento de Servicios Escolares.
Director de Tesis.

- I N D I C E -

INTRODUCCION.

CAPITULO I.

TRANSMISION ANALOGICA DE UN CANAL TELEFONICO.

1.1.- Comunicación Telefónica.....	1
1.2.- Sistema de comunicación telefónica.....	3
1.2.1.-Diagrama a Bloques de un Enlace telefónico.....	3
1.3.- Descripción y funcionamiento del teléfono.....	8
1.4.- Centrales Telefónicas.....	16
1.4.1.-Tipos de Centrales Telefónicas.....	21
1.5.- Planes Fundamentales.....	23
1.5.1.-Plan de Conmutación.....	25
1.5.2.-Plan de Numeración.....	28
1.5.3.-Plan de Señalización.....	31
1.5.4.-Plan de Transmisión.....	41

CAPITULO II.

SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL.

2.1.- Comunicación Digital.....	45
2.2.- Teoría de la Información.....	50
2.3.- Códigos de Transmisión.....	66

CAPITULO III.

TEORIA DE LA MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

3.1.-	Los Principios de la Modulación por Pulsos Codificados..	72
3.1.1.-	Muestreo.....	75
3.1.2.-	Cuantificación.....	85
3.1.3.-	Codificación.....	92
3.2.-	Técnica de Multiplexaje por División de Tiempo (TDM)....	99
3.2.1.-	Consideraciones.....	99
3.2.2.-	Multiplexaje por División de Tiempo (TDM).....	104
3.2.3.-	Sistema de 30 canales (CCITT).....	107
3.2.4.-	Señalización del Intercambio Telefónico.....	116
3.3.-	Transmisión.....	124
3.3.1.-	Transmisión Digital.....	127
3.3.2.-	Regeneración de Señales Digitales.....	128
3.3.3.-	Regeneradores Digitales.....	130
3.3.4.-	Códigos de Línea.....	131
3.4.-	Recuperación de la Señal Analógica.....	138
3.4.1.-	Demodulación.....	138

CAPITULO IV.

CONCEPTUALIZACION DE UN ENLACE PCM DE UN SISTEMA DE 30 CANALES
CONSIDERANDO LA LEY "A".

4.1.- Circuito Integrado 2911 de INTEL (CODEC-PCM).....	143
4.1.1.-Descripción del Funcionamiento.....	150
4.1.2.-Operación del CODEC 2911.....	151
4.1.3.-Modo de Control Directo.....	154
4.2.- Circuito Integrado 2912 de INTEL (FILTRO-PCM).....	156
4.2.1.-Descripción del Funcionamiento.....	162

CONCLUSIONES.

BIBLIOGRAFIA.

TITULO: ESTUDIO DE FACTIBILIDAD DE UN ENLACE TELEFONICO
DE PUNTO A PUNTO USANDO SISTEMA DE TRANSMISION
PCM.

OBJETIVO: DEMOSTRAR LA POSIBILIDAD DE TRANSMISION DE UN ENLACE TELEFONICO ENTRE DOS CENTRALES POR MEDIO DE TECNICA PCM Y LOS BENEFICIOS QUE SE OBTIENEN.

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

EVOLUCION DE LAS COMUNICACIONES

Los primeros medios de comunicación que la humanidad utilizó, fueron los mensajes que se transmitían en forma verbal o escrita.

Años más tarde se valió de otros sistemas de comunicación tales como: señales de humo, sonidos de tambor, palomas mensajeras, estafetas, atalayas, banderas y señales luminosas.

Hoy en día estas formas de comunicación han quedado superadas por las comunicaciones eléctricas.

Se considera que el nacimiento de la ingeniería de las comunicaciones fué el año de 1838 en que, Samuel F. Morse, al enterarse de los experimentos de Faraday sobre el electromagnetismo, proyectó la construcción de un instrumento telegráfico y estableció los principios relativos a su clave o código de puntos y guiones e intervalos, basada en la duración o en la ausencia de pulsos eléctricos, esta fué la primera comunicación por medio de señales discretas o por pulsos, o sea primeramente codificaba el mensaje y después lo transmitía por medio de una corriente continua pulsante (señal discreta).

Ahora bien dentro de la comunicación por vía telefónica tenemos que el precursor del primer descubrimiento del teléfono - el señor Alexander Graham Bell, apoyándose en el efecto Page logró desarrollar los transductores acústicos necesarios para la transmisión de voz sobre líneas físicas empleando señales o pulsos eléctricos.

Posteriormente al descubrimiento de Bell, el teléfono se desarrolló y a fines de 1877 existían 1300 aparatos, con la necesidad de intercomunicarlos, se construyó la primera central telefónica. Desde esos años a la fecha, las comunicaciones son una de las ramas que ha tenido un desarrollo notable dentro de la ingeniería.

SISTEMA DE COMUNICACION.

- Comunicación.

Es el proceso por medio del cual la información se transfiere de un punto llamado fuente, en espacio y tiempo a otro punto - que es el destino o usuario.

- Sistema de Comunicación.

Es la totalidad de mecanismos que proporcionan el enlace para la información, entre fuente y destino.

Como regla, establezcamos, que el mensaje producido por una -- fuente no es eléctrico y, por lo tanto, es necesario un transductor de entrada. Este transductor convierte el mensaje en -- una señal, una magnitud eléctrica variable, tal como un voltaje, o una corriente. Similarmente, otro transductor en el destino convierte la señal de salida a la forma apropiada del mensaje.

Los elementos de un Sistema de Comunicación omitiendo los ---- transductores, son:

- Transmisor.
- Canal de Transmisión.
- Receptor.

Cada uno tiene su función específica (Figura 1)

TRANSMISOR (TX)

El transmisor pasa el mensaje al canal en forma de señal.

Para lograr una transmisión eficiente y efectiva, se deben desarrollar varias operaciones de procesamiento de la señal, la más importante de éstas es la modulación, un proceso que se -- distingue por el acoplamiento de la señal transmitida a las -- propiedades del canal, por medio de una onda portadora.

CANAL DE TRANSMISION.- El canal de transmisión o medio, es el enlace eléctrico entre el TX y el RX, siendo el puente de ---- unión entre la fuente y el destino.

Puede ser un par de cables, un cable coaxial, una onda de radio o un rayo laser, pero sin importar el tipo, todos los medios de transmisión se caracterizan por la Atenuación, la disminución progresiva de la potencia de la señal conforme aumenta la distancia.

RECEPTOR (RX)

La función del RX, es extraer del canal la señal deseada y entregarla al transductor de salida, como las señales son frecuentemente muy débiles, como resultado de la atenuación el receptor debe tener varias etapas de amplificación.

En todo caso, la operación básica que ejecuta el RX es la demodulación (o detección), el caso inverso del proceso de modulación del TX, con lo cual vuelve la señal a su forma original.

- CONTAMINACIONES DE TODO SISTEMA DE COMUNICACION.

Dentro de la transmisión de la señal ocurren ciertos efectos no deseados uno de ellos es la atenuación, la cual reduce la intensidad de la señal, sin embargo, son más serios la distorsión, la interferencia y el ruido, los cuales se manifiestan como alteraciones de la forma de la señal.

. DISTORSION.- Es la alteración de la señal debida a la respuesta imperfecta del sistema a ella misma. A diferencia del ruido y la interferencia, la distorsión desaparece cuando la señal deja de aplicarse, el diseño de sistemas perfeccionados o redes de compensación reduce la distorsión.

. INTERFERENCIA.- Es la contaminación por señales extrañas generalmente artificiales y de forma similar a la de la señal, la solución al problema de interferencia es obvia: eliminar en una u otra forma la señal interferente o su fuente, en este caso es posible una solución perfecta si bien no siempre práctica.

FIG. 1

VII

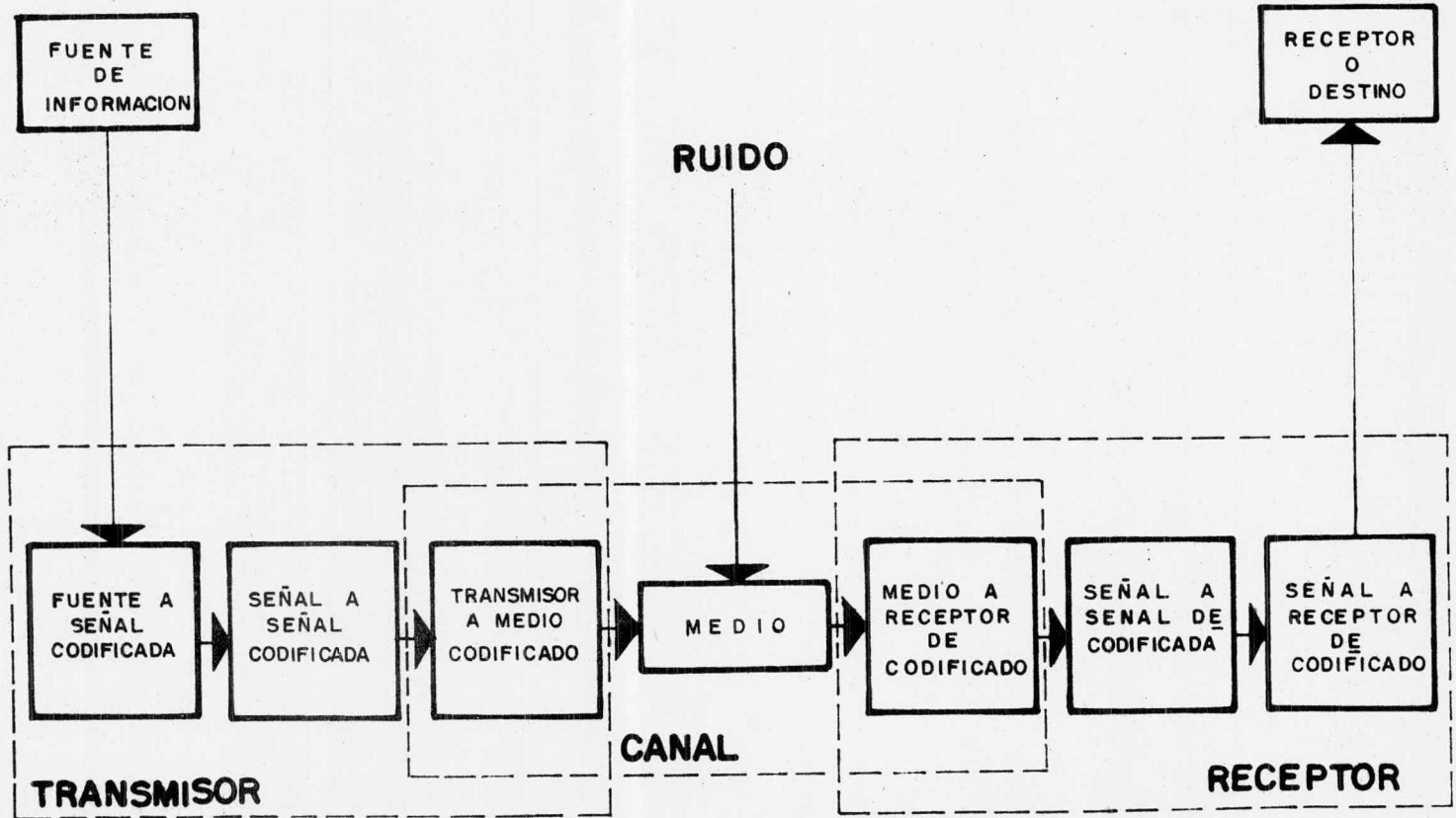


DIAGRAMA DE UN SISTEMA DE COMUNICACION

. RUIDO.- Por ruido se debe entender las señales aleatorias e impredecibles de tipo eléctrico originadas en forma natural - dentro o fuera del sistema. Cuando estas variaciones se agregan a la señal portadora de la información ésta puede quedar en gran parte oculta o eliminada totalmente por supuesto que podemos decir lo mismo en relación a la interferencia y a la distorsión y en cuanto al ruido que no puede ser eliminado -- nunca ni aún dentro de lo teórico.

Con el tiempo, por lo general, la portadora senoidal es de -- mayor frecuencia que cualquiera de los componentes de frecuencia contenida en la señal moduladora.

Como muestra de lo anterior se cita lo siguiente:

A principios del siglo por una par de hilos se enviaba una so la señal de voz a un tiempo: en 1918 se pudo implementar la -- técnica de multiplexaje de frecuencia (FM), para lograr trans mitir 4 señales de voz simultáneamente y en 1938 fueron ya -- doce señales las que se enviaron por el mismo par de hilos a un tiempo. En la actualidad por un cable coaxial cuyo diáme-- tro no excede de medio centímetro, se transmiten hasta 11,800 señales de voz simultáneamente.

Con lo expresado anteriormente y usando el apoyo de los dia-- gramas generales de comunicaciones analógicas y con las técni cas de PCM, se demostrará la posibilidad de efectuar un enla-

ce telefónico entre dos centrales locales. De acuerdo al diagrama a bloques de un sistema de modulación por pulsos codificados, las bases para este estudio, son las cuatro etapas más importantes para el procesamiento de la señal (en este sistema de comunicación) que son:

- Muestreo de señal analógica.
- Cuantización de las amplitudes muestreadas.
- Codificación de amplitudes cuantizadas.
- Transmisión de señales digitales.

CAPITULO I.

TRANSMISION ANALOGICA DE UN CANAL TELEFONICO.

1.1.- Comunicación telefónica.

Un enlace telefónico urbano se considera como un conjunto de dispositivos físico-eléctricos para realizar una comunicación telefónica entre dos abonados. El servicio telefónico tiene el propósito de transmitir de un punto a otro señales de voz, siendo estas señales originadas por los abonados, las cuales están comprendidas dentro de la banda de frecuencia de 200 a 5,000 Hz.

Sin embargo no es necesario transmitir todo este ancho ya que se ha comprobado que las frecuencias de voz entre 300 a 3,400 Hz. dan una buena inteligibilidad (articulación) y una adecuada potencia de la voz humana. En efecto, la calidad de una señal de voz depende de la inteligibilidad y de su potencia.

La potencia está concentrada principalmente en las frecuencias bajas, en tanto que la inteligibilidad depende de las frecuencias altas.

Si solo se transmitieran las frecuencias de la voz superiores a 1,000 Hz., se obtendría un 86% de claridad, pero sólo se transmitiría el 77% de la potencia original. Mientras que si solo se transmiten las frecuencias inferiores a 1,000 Hz.. la voz contendría un 83% de la potencia original pero la claridad sería únicamente de un 60%. La figura Nº. 1-1, muestra la relación entre inteligibilidad y potencia de voz, que se pierde al eliminar las altas o bajas frecuencias.

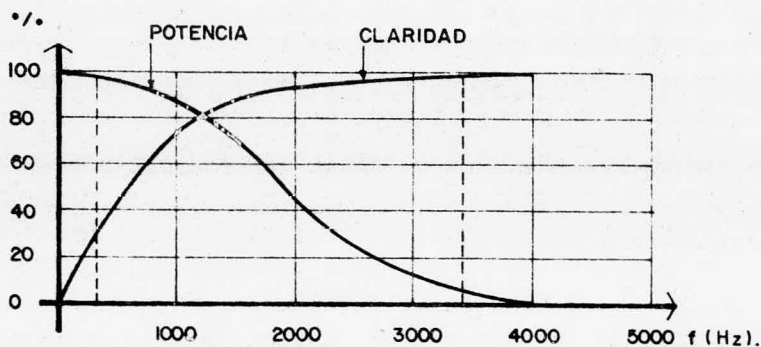


FIG. 1 - 1

La curva de inteligibilidad nos indica el % de inteligibilidad que se pierde al eliminar las frecuencias superiores a la curva, en tanto que la de la potencia muestra el % de potencia que se pierde al eliminar las frecuencias inferiores a la curva.

El Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía (C.C.I.T.T.) establece que un canal telefónico transmitirá -- las señales de voz dentro de la banda de 300 a 3,400 Hz., sin embargo este canal no sólo es usado para transmitir señales de voz ya que con la técnica de multiplexaje se permite transmitir varias señales telegráficas, transmisión de datos de -- terminales remotas a computadoras o viceversa, líneas físicas y enlaces de radio electromagnético a través de satélites.

1.2.- Sistema de Comunicación Telefónica.

1.2.1.- Diagrama a Bloques de un Enlace Telefónico.

La telecomunicación en su acepción más amplia, significa el poder transmitir información en alguna forma, con ayuda de la técnica moderna, entre dos personas o dos máquinas en cualquier lugar. Puesto que, por el momento la forma de telecomunicación incomparablemente más amplia, es la transmisión de habla, en este capítulo se seguirá el proceso fundamental del establecimiento de conexión de una conversación telefónica -- entre dos abonados.

En la Figura 1.2, se ilustra un diagrama a bloques de un enlace telefónico urbano, del cual se describirán por separado -- sus funciones y operaciones dentro de la red telefónica.

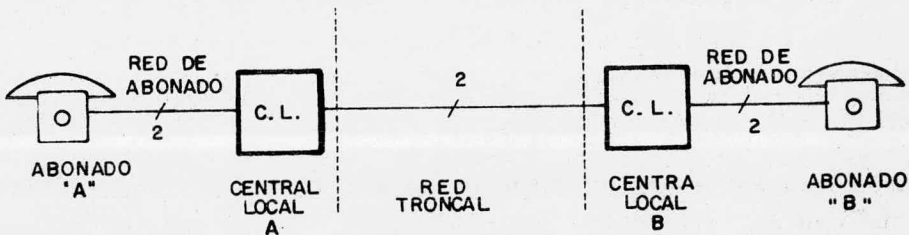


FIG. 1-2
ENLACE TELEFONICO
URBANO

- Red Telefónica.

Consta de la red de líneas de abonado, que une los aparatos telefónicos con las centrales locales y de la red de líneas de enlace (troncal), que se emplea entre las centrales telefónicas.

- Red de Abonado.

Cada línea de abonado consta de un par de hilos (A y B), realizados en cobre, bronce o hierro. Cerca de la central local los pares de hilos generalmente están reunidos en cables gruesos, con 100 a 1000 pares.

La resistencia de la línea del abonado atenúa la transmisión de señales y de habla y de este modo influye en la inteligibilidad. Para lograr una buena inteligibilidad con los niveles en cuestión de señales y de impedancia, la longitud de líneas no debe sobrepasar 8 km. con un diámetro de 0.4 mm. y de unos 10 Km. a un diámetro de 0.6 mm. (cobre). Si se aumenta el diámetro del hilo también aumenta el radio de acción, pero al mismo tiempo suben los costos de la red. Por lo que se llega a un límite y es más económico, introducir varias centrales locales para una zona.

- Líneas de enlace o red troncal.

Las líneas entrantes y salientes de 2 ó de 4 hilos conectadas a una central telefónica que transmiten habla y señales a otras centrales, se llaman líneas de enlace. Normalmente la información de habla y de señalización, se transforma en la línea de enlace saliente de información dividida en frecuencias o en tiempo, a fin de lograr una forma de transmisión más económica para distancias largas, en un cable normal se puede transmitir una cantidad moderada de enlaces, para mayor cantidad de enlaces se emplean cables coaxiales.

Todas las líneas de enlace equivalentes de una central a otra, integran una vía. (Figura 1-3).

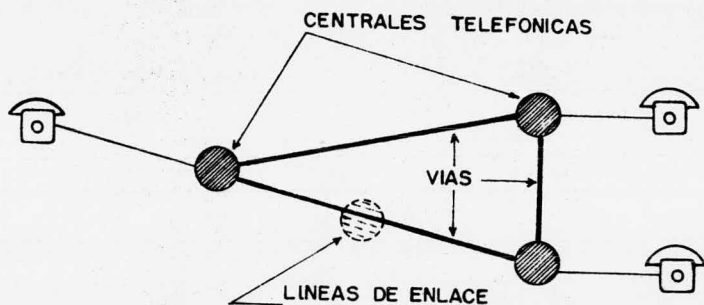


FIG. 1-3
RED TRONCAL

- Estructuración de la Red.

En los primeros años de la telefonía, la red se construía según el principio de que cada abonado había de tener una línea a todos los demás abonados en la red. Por ejemplo la red en polígono, (Figura 1-4).

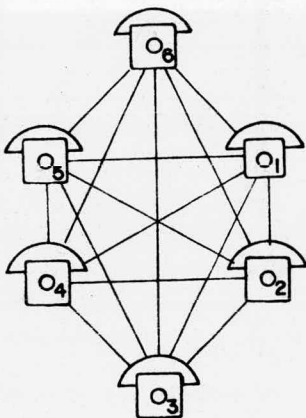


FIG. 1-4
RED EN POLIGONO

Esta forma de red se emplea todavía en algunos casos para sistemas de telecomunicación muy pequeños. Sin embargo tiene sus restricciones ya que la cantidad de líneas crece en forma descomunal al aumentar la cantidad de abonados, como se muestra en la Tabla 1-1.

ABONADOS a	LINEAS DE ABONADOS $\frac{a(a-1)}{2}$
2	1
5	10
10	45
100	4,950
1,000	499,500

TABLA 1-1

Debido a lo anterior surgió la necesidad de una central telefónica donde todas las líneas coinciden y esto compensa sobradamente la disminución de los costos de la red y se forma una red que se le conoce como red estrella por su forma topológica. (Figura 1-5).

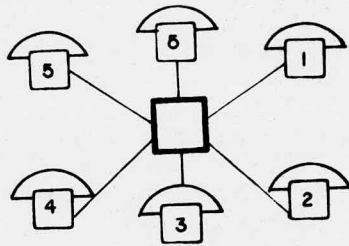


FIG 1-5
RED ESTRELLA

- Central Local.

Por último, de la Figura 1-2 se hablará de la Central local. Cuando el abonado "A" llama a la Central Local, esta tiene - que conectar, un receptor para poder recibir la información de destino, una vez elaborada esta información, se conectará el enlace en la dirección deseada, hacia un abonado "B" conectado en la propia central local o hacia otra central local - para seguir la conexión del enlace.

1.3.- Descripción y Funcionamiento del Teléfono.

El teléfono actúa como un dispositivo transmisor y receptor modulando una corriente directa con el mensaje, originalmente en forma acústica, que se desea transmitir. El mismo aparato demodula la señal recibida y la regresa a su forma acústica.

Para una comunicación urbana normalmente el medio de transmisión entre los dos teléfonos es alámbrico.

Para que un teléfono realice adecuadamente su función de ---- transmisión debe llevar a cabo dos tareas, la primera que -- tiene por objeto iniciar el establecimiento de una conexión, - consiste en convertir los números marcados en el disco dactilar o las teclas presionadas si se trata de un teléfono de te clado, en señales eléctricas apropiadas para que el equipo de conmutación pueda realizar su función. Normalmente estas seña les eléctricas consisten de trenes de pulsos de corriente di- recta.

La segunda tarea se realiza durante la conversación, por me- dio de un micrófono, el cual tiene como función convertir las señales acústicas en señales eléctricas.

El equipo de transmisión y recepción del aparato telefónico - se compone básicamente de:

- i) Micrófono.
- ii) Audífono o Auricular.
- iii) Transformador de Habla.
- iv) Batería de alimentación para el micrófono.

(Figura 1-6)

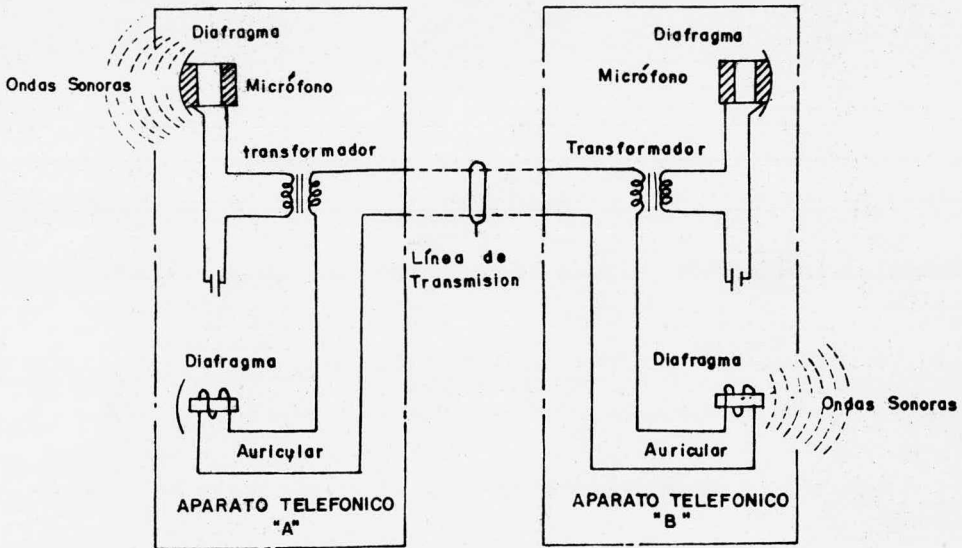


FIG. 1-6

El funcionamiento del micrófono de carbón se basa en el hecho de que la resistencia de un conductor es directamente proporcional al área del conductor.

$$R = \rho \frac{L}{A}$$

Las presiones variables originadas por las ondas sonoras, hacen que varíe la resistencia de contacto de los granos de carbón, lo que origina una variación de corriente en el circuito. (Figura 1-7)

ρ = Coeficiente de resistividad del conductor.

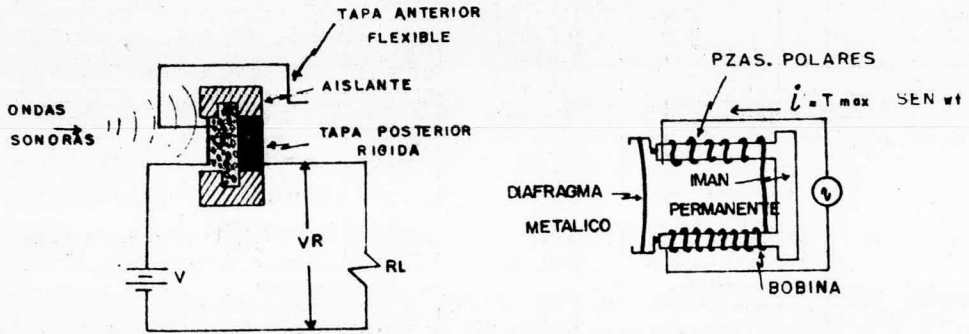


FIG. 1-7 CIRCUITOS DEL MICROFONO Y AUDIFONO.

El voltaje en la resistencia " R_L " será en teoría proporcional a la corriente y ésta a su vez proporcional a la energía acústica recibida. (Figura 1-8)

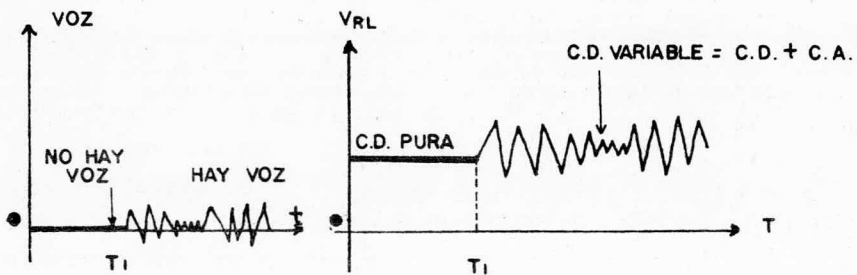


FIG. 1 - 8

SEÑAL DE VOZ.

En la Figura 1-8. se puede ver que cuando no recibe sonido el micrófono, la corriente que circula en el circuito de la figura 1-7, es corriente directa, en el momento en que se produce un sonido frente al micrófono, se originan variaciones de corriente en el circuito.

La resistencia "R" es la que recibe la información originada por la voz. Con base en el teorema de la máxima transferencia de energía, se dice que la resistencia R_L recibirá la máxima energía cuando sea igual a la resistencia de el micrófono. (Figura 1-9).

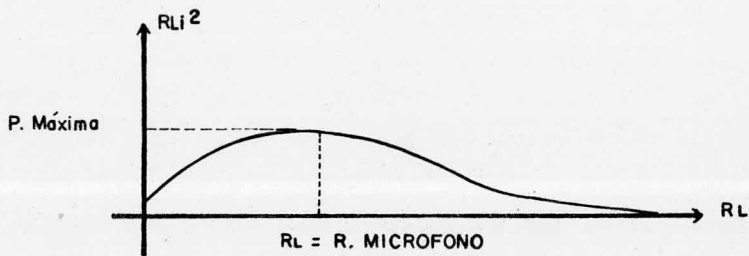


FIG. 1 - 9

El audífono o receptor convierte las señales eléctricas de entrada en señales acústicas a la salida como se muestra en la Figura 1-7, donde el núcleo del electroimán del audífono debe ser imantado con el objeto de tener un campo magnético que proporcione una posición de referencia de la membrana a partir de la cual pueda vibrar. En esta forma además de obtener mayor eficiencia del audífono se obtiene fidelidad.

Matemáticamente lo anterior queda expresado de la siguiente manera:

ϕ_0 = Flujo debido al imán permanente.

i = I.max Sen wt corriente por el embobinado.

ϕ_i = Flujo originado por la corriente.

Por lo tanto el flujo dentro del audífono es:

$$\phi = \phi_0 + \phi_i \text{ ----- (1)}$$

Donde $\phi_i = C i$ sustituyendo i

$$\phi_i = C I.\text{max}.\text{Sen wt} \text{ -----(2) ; } C=cTe.$$

Sustituyendo (2) en (1)

$$\phi = \phi_0 + C I \text{ max Sen wt} \text{-(3)}$$

La corriente $i = I \text{ max Sen wt}$ es alterna debido a la voz y el flujo que se produce por dicha corriente se adiciona o se subtrae al flujo permanente, según sea el sentido de la corriente i .

La fuerza magnética que va a dar origen al movimiento de la membrana o diafragma de acuerdo al flujo ϕ es:

$$F \text{ mag} = K \phi^2 \text{ ----- (4)}$$

$$F \text{ mag} = K (\phi_0 + C I \text{ max Sen wt})^2$$

$$F \text{ mag} = K \phi_0^2 + 2 K C I \text{ max Sen wt} + KC^2 I^2 \text{ max Sen}^2 \text{ wt.}$$

$$\text{Pero } \text{Sen}^2 \text{ wt} = \frac{1 - \text{Cos } 2 \text{ wt}}{2} \text{ por lo que}$$

$$F \text{ mag} = K \phi_0^2 + \frac{KC^2 I^2 \text{ max}}{2} - \frac{K C I \text{ max Cos } 2 \text{ wt}}{2} +$$

$$2 K C \phi_0 I \text{ max Sen wt.}$$

El término $\frac{KC^2 I^2}{2} \max \cos 2wt$ es indeseable y el término.

$2 KC \varnothing I \max \text{Sen } wt$ es deseable.

La ecuación anterior muestra la fuerza sobre la membrana y por consiguiente el sonido, no es proporcional a la corriente.

Los dos dispositivos mencionados anteriormente conocidos como transductores se encuentran incorporados en una unidad -- integrada llamada microteléfono.

A continuación se hablará sobre el funcionamiento del teléfono (ver Figura 1-10), la cual muestra el diagrama del circuito simplificado de un aparato telefónico automático.

Cuando el abonado "A" levanta el microteléfono, el contacto "g" del interruptor de gravedad (gancho) cierra, con esto el teléfono queda conectado a la central y se establece la circulación de corriente directa, proporcionada por la batería de la central, en el circuito que incorpora a los contactos de impulsación "Ci" del disco y al transformador. Esta corriente arranca el preselector (uniselector de abonado) o al buscador de línea en la central. Así, la acción necesaria -- por parte del abonado (al levantar el microteléfono) se emplea para iniciar el proceso de conmutación. Al final de la llamada, cuando el abonado cuelga, el interruptor "g" abre el circuito de abonado, con lo que inicia la liberación de la conexión.

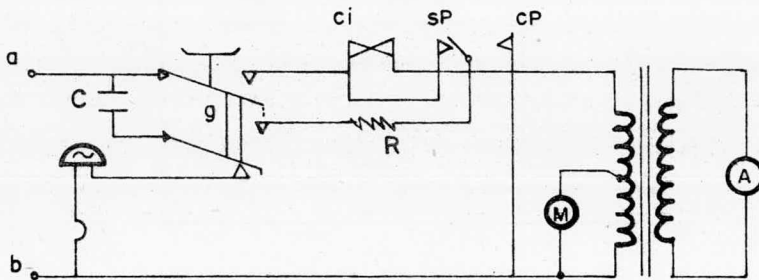


FIG. 1-10

DIAGRAMA DEL CIRCUITO SIMPLIFICADO
DE UN APARATO TELEFONICO AUTOMATICO.

Cuando el abonado marca un número para establecer una conexión gira el disco (como se muestra en la Figura 1-11), esto causa que opere el contacto de cambio "SP-CP" (supresión de pulso y protección) del disco, es decir, SP abre y CP cierra. El cierre de CP provoca que el circuito de conversación (micrófono y audífono) se corto circuite. Los contactos "SP-CP" permanecen en esta condición durante todo el movimiento del disco y durante "casi" todo su regreso.

Los pulsos de selección o información numérica se producen al regreso del disco.

La información numérica se genera por abres y cierres de los contactos "Ci" (contactos de impulsación) al regreso del disco para asegurar la transmisión de pulsos de igual duración, independiente de la velocidad con que el abonado marque. Por ejemplo, si el abonado marca "tres", la corriente se interrumpe tres veces sucesivamente y el dígito se convierte en un tren de tres pulsos (Figura 1-11)

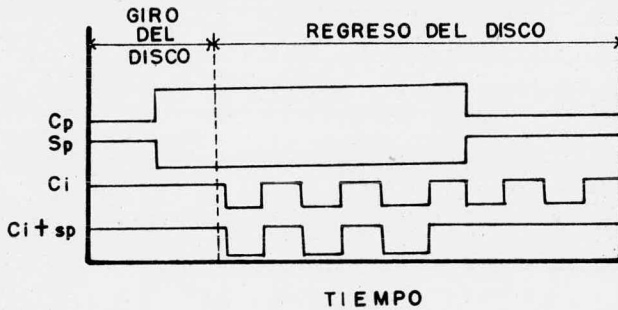


FIG 1-II

OPERACION DE LOS CONTACTOS CUANDO
MARCA EL No. 3

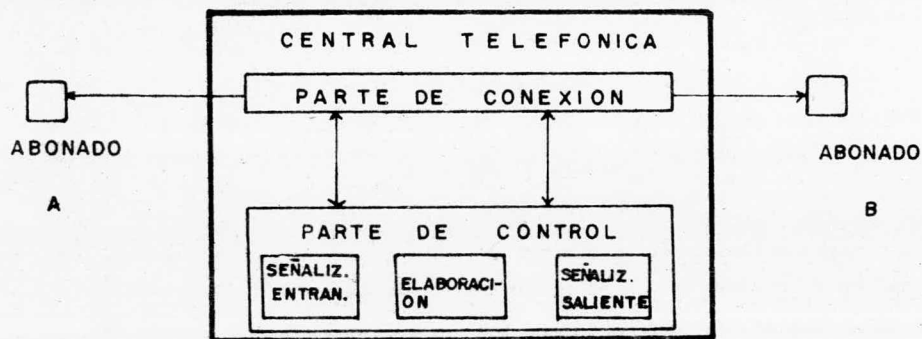
Para la conexión de entrada se emplea corriente alterna para llamar al abonado, ésta fluye a través del condensador "C" - hacia la campana. El condensador evita que la corriente directa fluya constantemente por esta trayectoria. La capacidad -- combinada con la inductancia de la campana, forman un circuito resonante cuya F_o está en la vecindad de la frecuencia sonora de la campana, hecho que reduce la impedancia e incrementa la sensibilidad de la campana. El condensador junto con la resistencia en serie, sirven como circuito amortiguador para protección contra chispas en el contacto "Ci".

Cuando el abonado llamado descuelga, el contacto "g" del gancho de su teléfono cierra y conecta el conductor "a", vía el circuito de conversación con el conductor "b".

1.4.- Centrales Telefónicas.

El equipo de la Central (Figura 1-12), se agrupa en dos grandes conjuntos, que son:

- Equipo Conectante.
- Equipo de Control.



CENTRAL TELEFONICA

FIG. 1-12

El sistema está constituido de tres partes fundamentales:

- a) Red de Conexión, b) Control en la fase de conversación y
- c) Control en la fase de conexión. (Figura 1-13).

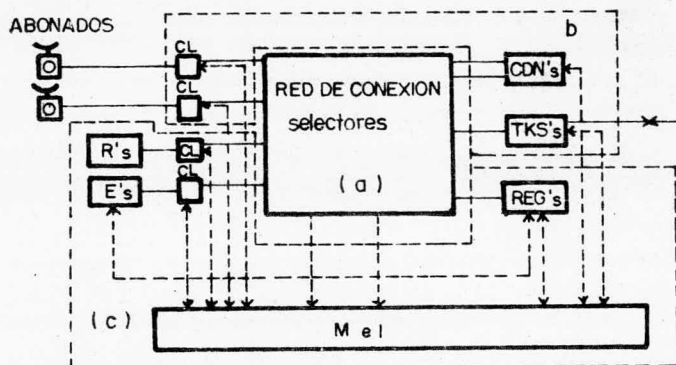


FIG. 1-13

ESTRUCTURA BASICA DE UNA CENTRAL AUTOMATICA

A continuación se analizan las funciones y los órganos que componen estas tres partes:

- Red de Conexión.

En la actualidad, esta parte se construye a base de selectores. Su función es permitir la conexión de los abonados con los diferentes órganos (como son los registros (REG'S) y troncales (TK'S)), que se encargan de establecer la llamada durante la conexión o con los circuitos de cordón (CDN'S) que controlan la llamada en su parte de conversación.

Una característica peculiar de la red de conexión es permitir el acceso a los abonados a todos y cada uno de los órganos mencionados.

- Control en la fase de conversación.

De acuerdo (a la Figura 1-13), esta parte está constituida por los siguientes órganos: Circuitos de línea (CL), circuitos de Cordón (CDN) y los circuitos troncales (TK). El circuito de línea permite detectar el estado del abonado, es decir Libre u Ocupado. El circuito de cordón se encarga de controlar el estado que guarda una llamada local en parte de su fase I de conexión y durante su fase II de conversación. En la primera fase, el CDN controla el envío de corriente alterna al teléfono del abonado "B" para hacer sonar el timbre, al mismo tiempo, controla el envío del tono de retorno de llamada hacia el abonado "A" para indicarle que se está llamando al otro abonado. En la segunda fase de la llamada el CDN controla el envío de la corriente de alimentación para los micrófonos de ambos abonados.

Los circuitos de troncales, o simplemente troncales permiten enlazar el sistema telefónico con la red de larga distancia, es decir se utilizan para atender las llamadas que entran o - salen del sistema. Las troncales (que se muestran en la Figura 1-13) son del tipo bidireccional, o sea, que la misma troncal sirve para atender una llamada de entrada o una de salida. Es en este circuito de troncal donde se localiza la bobina -- híbrida que permite la conexión de 2 a 4 hilos para la transmisión a larga distancia en el caso en que el sistema se utilice como central aislada.

La troncal se encarga de controlar la llamada tanto en su fase de conexión como en la de conversación, para esto requiere de dos tipos de señalización una interna que normalmente es a corriente directa y otra externa a base de señales cortas y - largas monofrecuentes cuya frecuencia puede encontrarse dentro o fuera de la banda de voz que se transmite durante la -- conversación.

- Control en la fase de conexión.

Esta parte de la central está constituida por los órganos que se encargan de cursar la llamada hacia su destino correcto. - Ver Figura 1-13) se observa que la fase de conexión contiene los siguientes órganos.

- Marcador (M).

Constituye el órgano más importante del control centralizado en la fase de conexión ya que es el que se encarga de controlar la operación de los puntos de cruce que se deben realizar en la red de conexión. El marcador contiene circuitos de selección, identificación, de prueba, etc. que permiten el control adecuado del proceso de conexión. Todos los órganos de - control de la central se encuentran relacionados directamente con el M pues éste gobierna la ocupación de dichos órganos -- durante el proceso de conmutación.

- Identificador (ID).

El ID se puede considerar como parte del marcador (M) pues permite identificar al órgano que solicita algún tipo de servicio aunque solamente el M está facultado para reconocer el servicio de que se trata.

- Registro (REG).

Es aquel que se conecta directamente con el abonado durante la fase de conexión, se encarga de las siguientes funciones: envío de tono de marcar, recepción de los pulsos enviados con el disco dactilar por el abonado; el REG cuenta y codifica estos pulsos, los almacena en memorias para que posteriormente en el momento en que el M lo requiera se extraiga la información almacenada y en base a ella se continuen los procesos de conmutación.

Además de almacenar la identidad del abonado llamado, el REG almacena también la identidad del abonado que llama con el objeto de que al realizarse una llamada de larga distancia se envíen ambas identidades para fines tanto de enrutamiento como de tarificación de la llamada.

Por último el registro es el órgano facultado para "saber" si la llamada que se realiza es local (entre los abonados de la misma central) o de salida (hacia la red de larga distancia).

- Emisor (E).

Es un órgano que interviene en una llamada de salida. Algunos de los registros toma a éste órgano el cual, a su vez, toma una troncal para quedar enlazado con un centro de larga distancia. La función del emisor es controlar el envío de la información y recepción de las señales de control en código multifrecuencia (MFC).

- Receptor (R).

Se le conoce también, en algunos sistemas como "Registro de -
Entrada" tiene como función recibir y conectar las llamadas
provenientes de la red de larga distancia. Al igual que el -
emisor, maneja código MFC es decir recibe toda la información
en MFC y la almacena en las memorias con que cuenta. En cuan-
to recibe la identidad completa del abonado "B", llama al M
para que éste conecte la troncal que llama con el abonado lla
mado, realizado esto, el receptor se libera para atender una
nueva llamada en cuanto ésta se presente.

1.4.1.- Tipos de Centrales Telefónicas.

Existen básicamente dos tipos de centrales públicas que son:

- a) Central Local.
- b) Central de Tránsito (CALD).

De acuerdo a su importancia se hablará de ellas:

- Central Local.

Como se mencionó anteriormente las centrales locales o terminales, como también se les llama, es adonde se conectan más abonados teniendo una capacidad máxima de 10,000. La zona que puede cubrir una central local está limitada esencialmente -- por los costos de las líneas de abonado de 2 hilos.

A medida que una población crece sale más ventajoso el distribuir la cantidad de abonados entre varias centrales locales, en lugar de conectar líneas de abonados a una sola central.

Una central local conecta abonados dentro de la propia zona de la central, pero también reexpide llamadas a abonados que pertenezcan a otras centrales.

Existe una mayor concentración de gente en las ciudades que en áreas rurales, es por ello que las centrales locales son de dos clases:

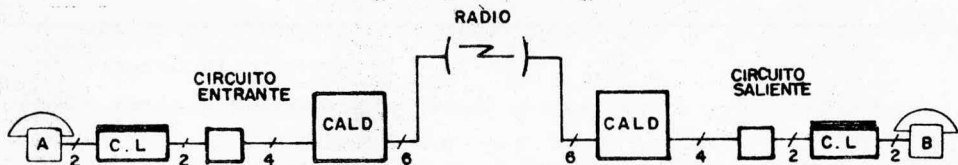
- a) Centrales locales urbanas que sirven en un área con alto interés de tráfico.
- b) Centrales locales rurales que sirven a abonados rurales.

- Central de Tránsito.

Los principios y momentos de trabajo descritos para la central local, rigen también para la central de tránsito, con la ---- excepción de que los abonados no están conectados directamente a este tipo de central. La central de tránsito solamente - expide tráfico entre centrales para servicio a larga distancia.

En caso de llamada a la central de tránsito se controla la ca tegoría de la línea de enlace entrante, lo que se llama la -- marcación de origen, a fin de determinar de donde procede la llamada, de manera que se pueda conectar el tipo correcto de receptor de señales. Por ejemplo el número "X" se recibe y al macena después de lo cual la elaboración de ésta dá, entre -- otras cosas, la dirección de tráfico saliente y, en ciertos - casos, la tasa que se ha de aplicar para el cómputo de la con versación.

Se prueba y elige la línea de enlace saliente tras lo cual se conectan entre sí la línea de enlace entrante y la saliente a través de la parte de conexión. Se conecta el emisor de señales adecuados, el cual llama y remite el número "X" a la central siguiente. En algunos casos la señalización se efectúa - directamente desde la central anterior en el enlace estableci do a través de la central de tránsito. Después la parte de -- control se libera para poder atender otras llamadas. La desco nexión del enlace se anuncia desde la central local. Por últi mo en la Figura 1-14, se ejemplifica un enlace de tránsito.



ENLACE DE TRANSITO

FIG. 1 - 14

1.5.- Planes Fundamentales.

Con el fin de mantener operando un sistema telefónico dentro de las normas que garanticen su funcionamiento a una determinada calidad de servicio, es necesario tener en cuenta las - políticas y normas técnicas dictadas por las administraciones denominadas Planes Fundamentales.

Los planes fundamentales son un conjunto de normas técnicas - que permiten a la planta telefónica cumplir con su objetivo - de establecer llamadas al operar como Sistema, propiciando la interconexión de equipos de diversas tecnologías.

La necesidad de contar con los P. F. es:

- . Garantizar la adecuada interrelación de los equipos.
- . Garantizar la calidad de servicio y su mantenimiento.
- . La automatización del servicio y la comunicación hombre-máquina y máquina-hombre.
- . La larga vida útil de los sistemas.
- . El avance tecnológico de la planta telefónica.
- . El proporcionar una base para optimizar económicamente la planta telefónica.

Los planes fundamentales de Tel-Mex. son:
(basados en recomendaciones del CCITT).

Plan:

Objetivo:

Conmutación

- Determinar la estructura de la planta telefónica y distribuir la congestión.

Numeración

- Identificar cada abonado a nivel local, nacional y mundial.

Plan

Objetivo:

Señalización

- Determinar el intercambio de información para lograr el entendimiento de los equipos.

Transmisión

- Identificar y distribuir los parámetros que afectan la transmisión para lograr comunicaciones inteligibles.

1.5.1.- Plan de Conmutación.

Determinar la estructura del sistema, los enrutamientos del tráfico y el grado de congestión permitida para cursar las llamadas, es el objetivo que tiene el Plan de Conmutación.

- Enrutamientos.

- . Todas las troncales en una Red urbana son del tipo unidireccionales.
- . En redes urbanas sin tandem se tienen enlaces troncales entre todas las centrales (Red Malla).
- . En redes multicentrales con Tandem, se utiliza el concepto de rutas alternativas, operando a base de vías unidireccionales de alto uso y finales.
- . Toda vía de alto uso, tendrá asignada una vía sobre la cual desborda tráfico. Esta vía que acepta tráfico desbordado, podrán ser de alto uso o final.
- . El número mínimo de troncales para abrir una vía de alto uso entre dos centrales es de 10.

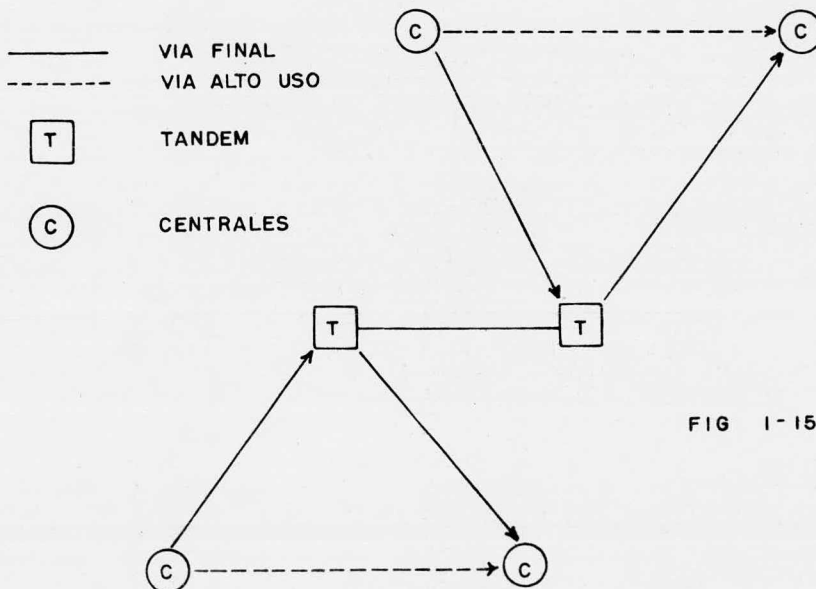


FIG 1-15

En el caso de no justificarse la vía de alto uso, el tráfico entre las dos centrales se maneja en su totalidad por el --- Tandem.

- . El enlace entre dos Tandem, es a base de vías - finales.
- . Para enlazar a dos centrales, en ningún caso se utilizará más de dos centrales tandem o tres -- tramos (Figura 1-15).
- . Para el caso de centrales digitales se manejará el tráfico a base del principio de Red superpuesta en el cual se crearán dos redes, separadas -- con el objeto de reducir al mínimc las conver-- siones analógico/digital.

Para enlazar estas dos redes se utilizará una cen-- tral tandem digital (Figura 1-16)

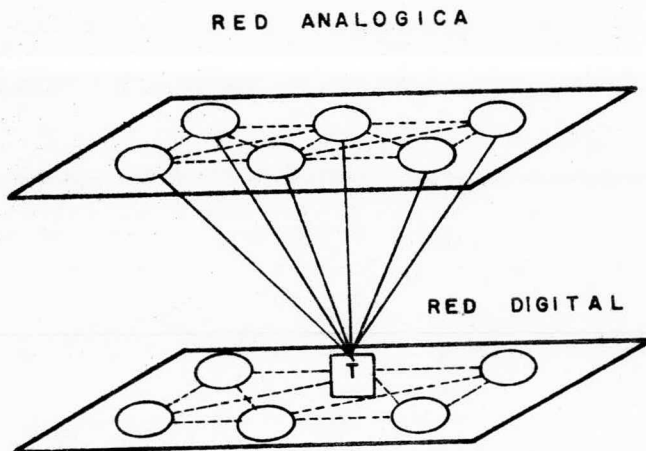


FIG. 1-16

- . Central Tandem (C.T.) Central automática que maneja exclusivamente tráfico de tránsito de centrales locales subordinadas a ella y localizadas en la misma área.
- Congestión.
 - . Las redes urbanas a lo largo de su red de conexión, operan a base del principio de "llamada perdida" cuando se tiene una ocupación total de facilidades.
 - . Los enlaces de alto uso se dimensionan con un valor de congestión que optimice el costo de los enlaces, en función del volumen de tráfico que se quiera canalizar. Esta congestión podrá variar entre 0.5% y 30% de probabilidad de que no se pueda manejar una llamada y por lo tanto sea desbordada.
 - . Los enlaces finales serán dimensionados para una congestión fija máxima de 0.5% de probabilidad de que se pierda una llamada.
 - . La probabilidad máxima de encontrar congestión entre dos centrales, no deberá de exceder de 3%.

1.5.2.- Plan de Numeración.

El servicio telefónico automático a nivel local, nacional y mundial, crea la necesidad de tener para cada usuario un número único que lo identifique.

El objetivo de este plan es la asignación, administración y control de la numeración, contemplando un período suficientemente grande, para minimizar las modificaciones en la planta y garantizar el crecimiento del sistema telefónico.

En el presente plan se considera un número nacional cerrado de 8 dígitos. Por lo que se tiene un número de reserva para su uso cuando sea conveniente. Esto plantea un aumento en la capacidad nacional de 100,000,000 teóricos de números usando 8 dígitos a 1,000,000,000 con 9 dígitos.

Con el plan de numeración, se pretende asignar a cada abonado un número que determina su posición dentro de la red. Mediante este distintivo, que se conoce como código de selección.

- Estructura del código de selección.

Como las centrales telefónicas, se constituyen en unidades de 1,000 líneas hasta un máximo de 10 unidades (10,000 líneas), nuestra área de comunicación local puede crecer en demanda de servicio telefónico que podrá ser proporcionado agregando tantas unidades de 1,000 como sea necesario hasta atender 10,000 líneas si el área fuese de mayor densidad telefónica, es decir si se necesitara atender más de 10,000 abonados, entonces se instalará más de una central, conectándose entre sí (Figura 1-17), obteniéndose lo que se conoce como área multicentral:

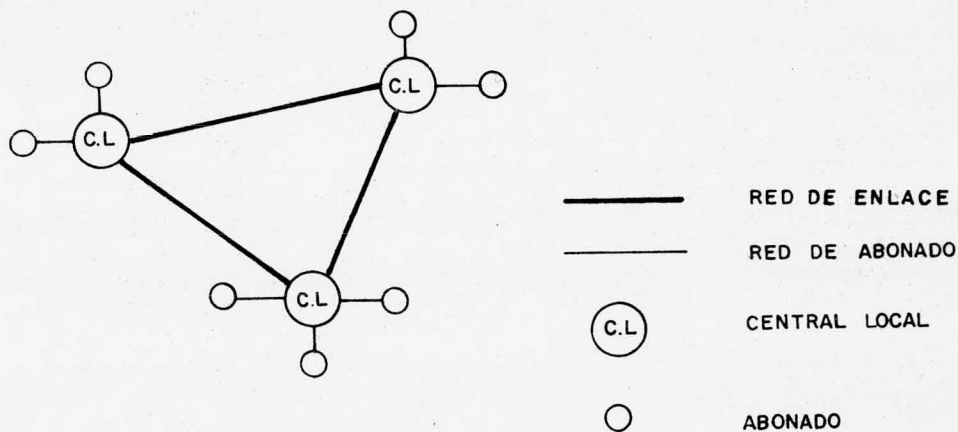
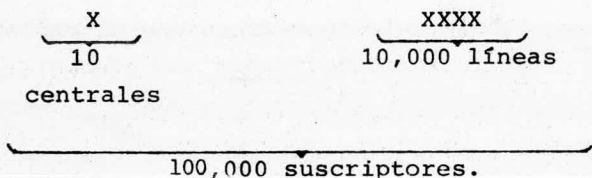


FIG. 1.17
AREA MULTICANAL

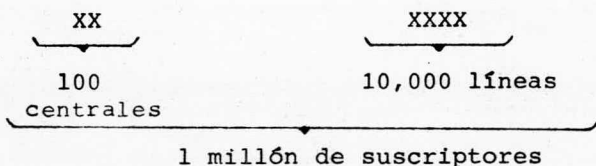
En un área multicentral cada teléfono y cada central telefónica poseen una identidad distinta como parte del sistema de numeración para la conmutación.

Si el área de conmutación local queda atendida con una central de 10,000 líneas, con números que vayan desde el 0000 hasta el 9999 (4 dígitos), podremos localizar hasta 10,000 abonados de esa central.

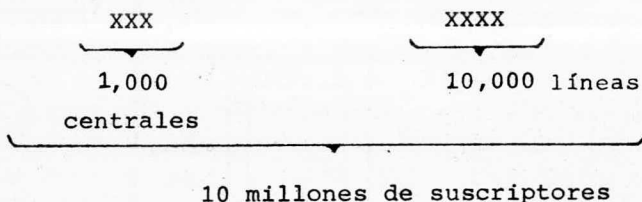
Si lo que tenemos que atender es una área multicentral, con números de 5 dígitos, podrían definirse hasta 10 centrales de 10,000 líneas cada una, 100,000 suscriptores en total (00000 al 99999).



Si el área multicentral requiere entre 10 y 100 centrales se requerirán distintivos de 6 dígitos.



Si el área multicentral requiere entre 100 y 1,000 centrales se necesitan distintivos de 7 dígitos.



Se considera que un área multicentral, por grande que sea, no empleará nunca más de 1,000 centrales, por lo tanto, el distintivo aquí formado, puede variar entre 4 y 7 cifras. Este distintivo se conoce como número local o de directorio y permite la comunicación entre dos abonados cualquiera dentro de su área.

1.5.3.- Plan de Señalización.

La automatización del servicio telefónico requiere el empleo de señales susceptibles de ser entendidas por los elementos - que forman la planta telefónica.

La determinación de estas señales, sus características y utilización durante un horizonte de tiempo o suficientemente --- grande para evitar modificaciones en la planta telefónica, es el objetivo del plan de señalización.

Todo esto enmarcado por las normas establecidas en los planes de conmutación y numeración.

- Tipos de Señales.

La ejecución de las funciones anteriores se realizan mediante el empleo de tres tipos de señales, dependiendo de las características de la información que se requiere transmitir, como se ilustra a continuación en la figura:

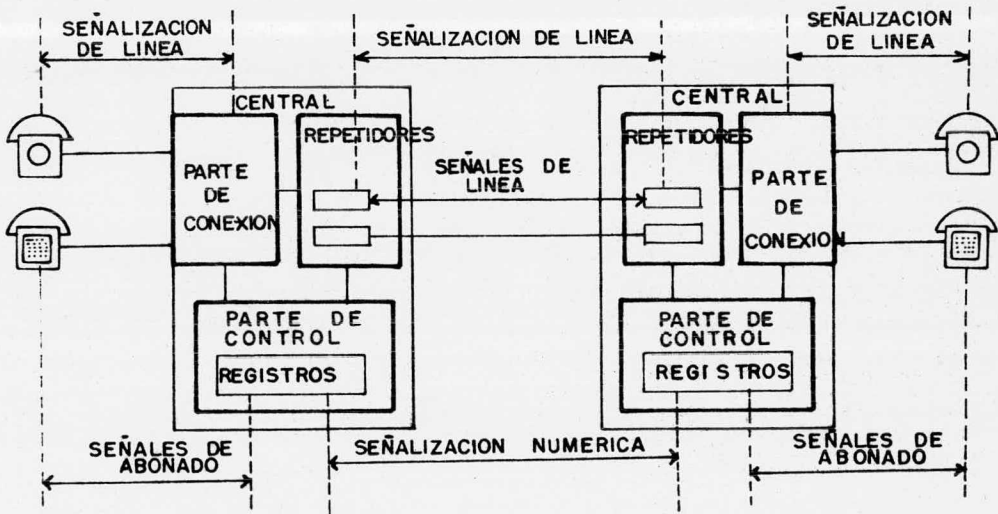


FIG 1-18

- Señales de Abonado.

Permiten el intercambio de información entre abonados y central, pudiendo ser esta numérica o acústica.

Las señales numéricas, se transmiten desde el aparato del abonado hacia la central mediante la acción conocida como marcar pudiendo ser a base de pulsos o por medio de tonos para informarles:

- . El equipo está listo para recibir el número del abonado "B".
- . El abonado "B" está libre u ocupado.
- . El equipo no puede atender en este momento.
- . Está siendo llamado.

- Señales de Línea.

Permiten ocupar, supervisar y liberar las líneas de abonado y los enlaces entre equipos de conmutación, a base de señales de corriente continua o frecuencia vocal.

Estas señales son interpretadas en base a su duración, dirección y sucesión.

- Señalización de Registro.

Es el intercambio de información de origen y destino entre los equipos de conmutación para identificar y seleccionar la dirección del abonado o enlace requerido.

Estas señales utilizan códigos de multifrecuencia generados y supervisados por los elementos de control de las centrales telefónicas.

- Señalización de Abonado.

. Señales Numéricas.- La operación de "marcar" en los aparatos telefónicos se puede llevar a cabo a través de los siguientes medios:

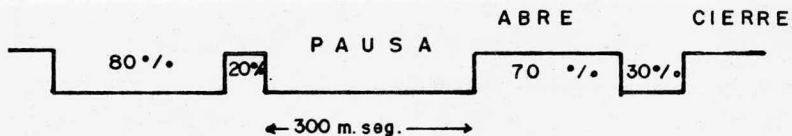
- Disco dactilar.
- Teclado de pulsos.

La Marcación de cifras emitidos por el aparato, deberán tener las siguientes características:

- . Por cada cifra marcada, se producirá una cantidad de impulsos equivalentes (o sea para el dígito 3 se envían tres impulsos). Un impulso es igual a un abre más cierre de circuito.
- A cada grupo de impulsos se le conoce como "tren de impulsos" El intervalo de tiempo entre cada "tren de impulsos" de igual pausa tendrá una duración mínima de 300 mseg. para que el control de la central pueda diferenciar entre dos trenes.
- . Velocidad de emisión de pulsos podrá ser de 7 a 16 impulsos/seg.
- . La relación abre-cierra, deberá ser para los extremos de:

7 IPS	80/20	40/60 %	
10 IPS	70/30	30/70 %	NORMAL
16 IPS	74/26	50/60 %	

o sea:



- . TONOS.- Estas señales se manifiestan una vez que el abonado ha levantado su microteléfono.
- Las características de estos tonos son las siguientes:
- . Frecuencia: 425 Hz. tolerancia del 10%.

. Nivel de potencia: - 10 dbm + 0.5

La denominación de las diversas señales y sus cadencias son - las siguientes:

DENOMINACION	EMISION	SILENCIO	EMISION	CICLO
Invitación a marcar	CONTINUA			
Llamando al abonado 'B'	1 seg.	4 seg.	1 seg.	5 seg.
Abonado 'B' ocupado	0.25 seg.	0.25 seg.	0.25 seg.	0.50 seg.
Congestión	0.25 seg.	0.25 seg.	0.25 seg.	0.50 seg.
Intervención	0.17 seg.	0.17 seg.	0.50 seg.	1 seg.

TABLA 1-2

. REPIQUE.- Esta señal se utiliza para informar al abonado llamado (B) que tiene una llamada entrante.

Las características de la señal son las siguientes:

- . Frecuencia : 25 Hz \pm 5 Hz.
- . Cadencia: 1 seg. de emisión + 4 seg. de silencio.
- . Voltaje nominal : 90 Volts \pm 5%.

- SEÑALES DE LINEA DE ABONADO.

- 1.- Aparato libre.- El teléfono en estado libre (colgado) - presenta un circuito en bucle a corriente continua la Central presenta una diferencia de potencial que puede ser de 24 a 48 Volts. C. D.
- 2.- Señal de toma.- Al descolgar el teléfono, se cierra un circuito de corriente continua a través de un máximo de 250 Ohms.

3.- SEÑAL DE DESCONEXION.- Al concluir la conversación el abonado cuelga su microteléfono pasando al estado del punto núm. 1.

- SEÑALES DE LINEA ENTRE CENTROS REPETIDORES DE CENTRALES.

Señales hacia adelante:

- . Ocupación.- Se envía al inicio de una llamada para ocupar el enlace.
- . Desconexión.- Al concluir una llamada, se envía esta señal como consecuencia de haber colgado el abonado llamante.

Señales hacia atrás:

- . Contestación.- Se envía para indicar que el abonado llamado contestó.
- . Bloqueo.- Se envía para indicar que no se puede utilizar el enlace por causas de falla.
- . Reposición.- Se envía para indicar que el abonado llamado colgó su microteléfono.

- CONSIDERACIONES TECNICAS.

- . Los circuitos deberán estar protegidos contra señales falsas o aperturas del bucle durante el cambio del estado -- eléctrico para señalizar.
- . Los valores nominales de resistencia que se especifican son los siguientes:
 - . Baja resistencia 600 Ohms en repetidor saliente.
 - . Baja resistencia 2 x 400 Ohms en repetidor entrante.
 - . El voltaje nominal que se emplea en el sistema es - 48 VOLTS CON TOLERANCIA DE ± 20 %.

- SEÑALIZACION DE C.D. (2 HILOS).

La señalización por bucle con C-D de -48 V. se utiliza en enlaces por medio de un par físico. Las señales están compuestas, en un sentido por alta o baja impedancia y un sentido contrario por inversiones de polaridad.

- ENLACES ENTRE CENTRALES.

De acuerdo con el plan de conmutación en una red urbana se tienen los siguientes tipos de enlaces:

- . Entre Centrales urbanas.
- . Entre Central urbana y tandem.
- . Entre Central urbana y Cald.

- SEÑALIZACION DE LINEA PARA ENLACES A 4 HILOS.

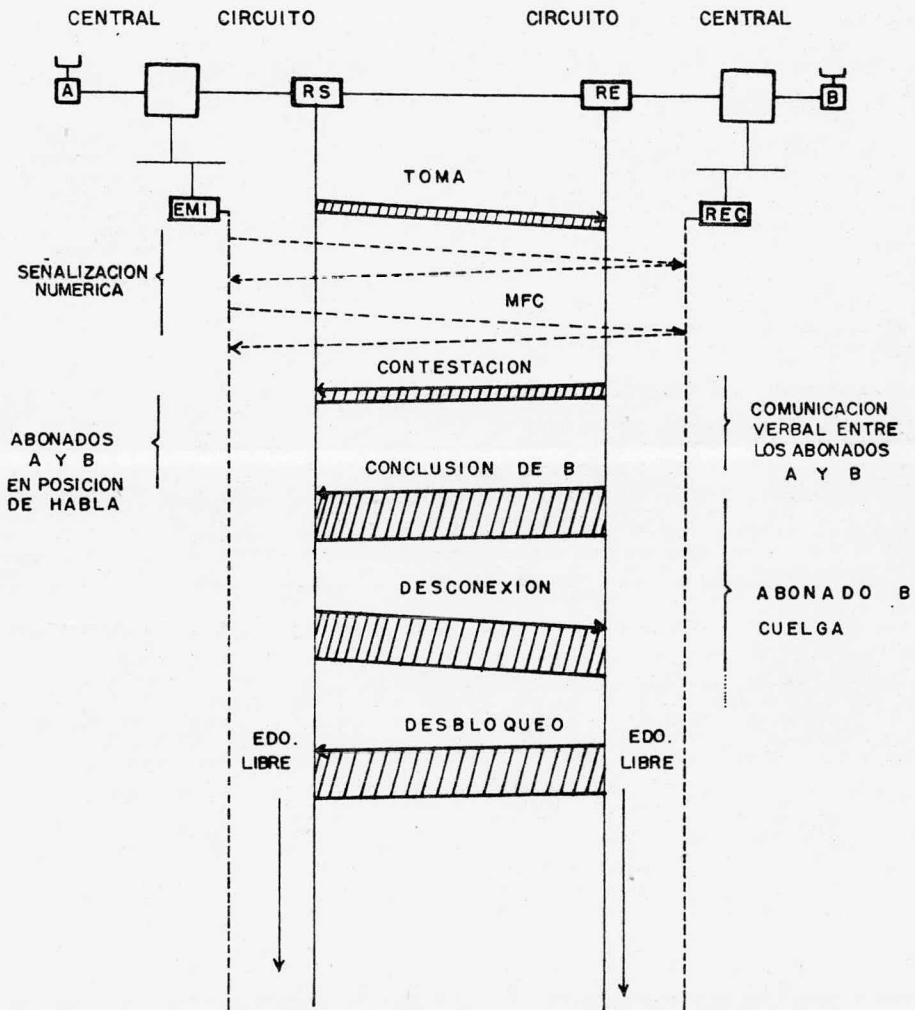
Para enlaces a 4 hilos se señalará con una frecuencia dentro de banda. El significado de las señales dependen de su dirección, secuencia y duración, con excepción de la señal de bloqueo la duración de las señales es:

- Pulso corto: 150 ± 30 ms.
- Pulso largo: 600 ± 120 ms.

(Ver Figura 1-19)

SEÑALIZACION DE LA LINEA PARA UN CASO NORMAL DE COMUNICACION

FIG. 1-19



- SEÑALIZACION DE REGISTRO.

El sistema de señalización de registro es código R2-CCITT basado en códigos formados por las combinaciones de dos - frecuencias, las cuales intercambian bajo los principios de extremo a extremo y de secuencia obligada (MFC), como se muestra en la figura 1-20.

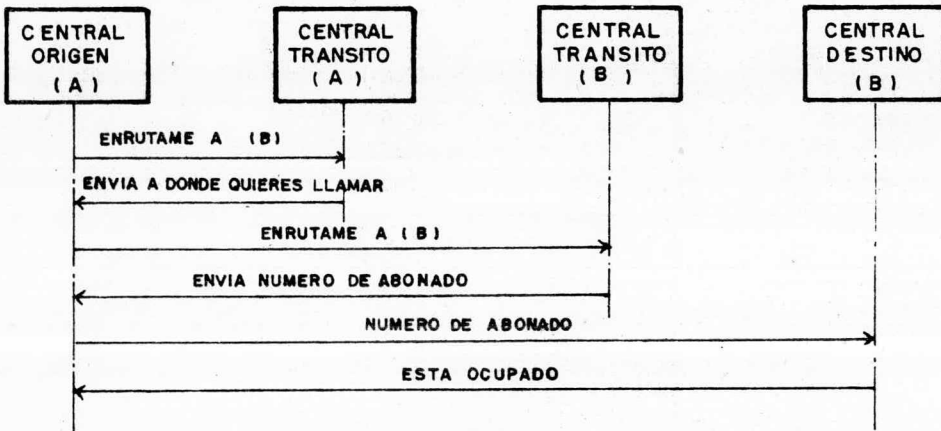


Figura 1-20

El sistema utilizado es del tipo de secuencia obligada,----- lo que implica tener que recibir la respuesta para poder emitir la siguiente señal, estos ciclos pueden tener una duración de 200 a 300 ms. (Figura 1-21).

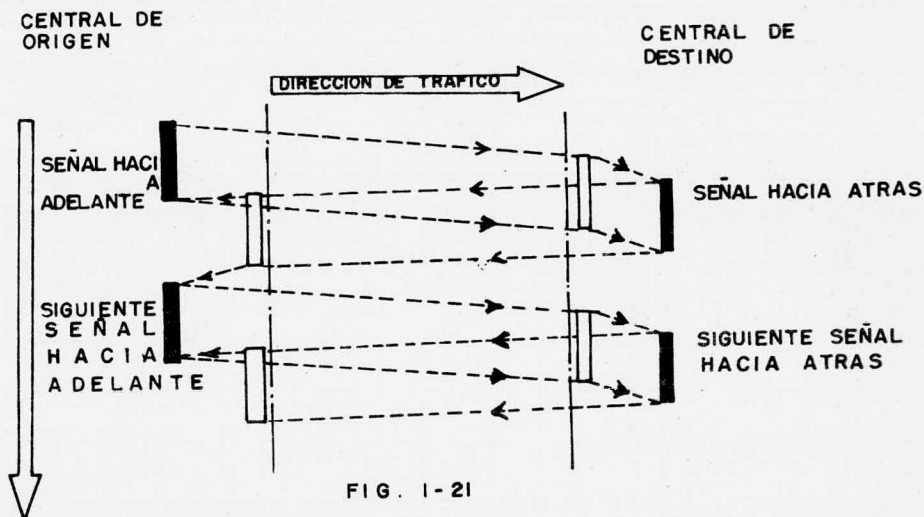


FIG. 1-21

- . El registro saliente inicia la emisión de una señal de código continua hacia adelante.
- . El órgano entrante inicia la emisión de una señal de código hacia atrás continua.
- . El registro saliente reconoce ambas frecuencias de la señal hacia atrás.
- . El registro interrumpe la señal de código hacia adelante.
- . El órgano entrante reconoce que han cesado ambas frecuencias de la señal del código hacia adelante.

El sistema permite obtener 15 señales de avance y 15 de mando mediante la utilización de dos grupos distintos de 6 frecuencias.

FRECUENCIAS* UTILIZADAS POR EL SISTEMA MFC.

Que es la forma en que una Central telefónica envía la información numérica a otra.

Señal Nº	Avance	1380	1500	1620	1740	1860	1980
	Mando	1140	1020	900	780	660	540
1		X	X				
2		X		X			
3			X	X			
4		X			X		
5			X		X		
6				X	X		
7		X				X	
8			X			X	
9					X	X	
10					X	X	
11		X					X
12			X				X
13				X			X
14					X		X
15						X	X

* frecuencia en Hz.

Tabla 1-3

1.5.4.- Plan de Transmisión.

Dentro del objetivo de este plan tenemos la de establecer la calidad mínima en la fidelidad de reproducción de la voz, de que debe tener cuando menos el 97% de las conversaciones telefónicas, para que los abonados las consideren de buena calidad. También el identificar y distribuir cada uno de los distintos parámetros que degradan una comunicación, a fin de obtener una calidad de servicios satisfactorios.

TRANSMISION.

El equivalente de referencia de transmisión (ERT) de acuerdo al Nosfer y considerando una resistencia de línea de 1,200 Ohms, deberá ser:

$$\text{ERT} \leq + 3.0 \pm 2 \text{ dB}$$

La curva de respuesta de transmisión deberá tener una característica de atenuación que disminuya con el aumento de la frecuencia, con el objeto de compensar la atenuación del cable. La diferencia en transmisión entre 500 y 3,000 Hz. en una línea de 1,200 Ohms, no excederá a 10 dB cuando el micrófono esté expuesto a una presión constante de sonido de 10 dinas/cm². con un puente de alimentación de 48 Volts, 2 x 400 Ohms, la igualación por efecto de la corriente debe ser despreciable.

RECEPCION.

El equivalente de referencia de recepción (ERR) de acuerdo al Nosfer y considerando una existencia de 1,200 Ohms, deberá ser:

$$\text{ERR} \leq -5 \pm 2 \text{ dB}$$

La curva de respuesta de recepción en la banda de 300 - 3,400 Hz, deberá ser tan plana como sea posible y tendrá una diferencia de nivel entre los valores extremos de dicha banda, menor a ± 4 dB. con un puente de alimentación 48 Volts, 2x400 - Ohms, la igualación por efecto de la corriente en una línea - de cero Ohms, deberá ser de 6 dB.

EFECTO LOCAL.

El equivalente de referencia del efecto local, de acuerdo al Nosfer, no deberá ser menor de 10 dB., para un teléfono conectado a un cable de calibre entre 0.4 y 0.64 mm. y una longitud hasta de 5 Km.

REDES URBANAS.

- El equivalente de referencia, debe considerar +1 dB por la pérdida en equipos asociados en la terminal del abonado.
- La administración de la red de abonado resultará más económica en función de la uniformidad de impedancias que presenten las líneas de abonado, por lo que es recomendable su realización de acuerdo como se muestra en la figura,22 esto permite a la vez una economía en la utilización de calibre delgado y el aprovechamiento de los límites de transmisión y señalización.
- En una red urbana debe considerarse una atenuación de 0.7 dB. por cada Central de conmutación y en caso de existir el Tandem se considerará que este introduce una pérdida de 0.3 dB.

- Cuando existen vías de alto uso, la distribución del equivalente de referencia se hará tomando en cuenta los distintos tipos de estructura que de acuerdo con el plan de conmutación, puede tener una red urbana. (Figura 1-22)

RED DE ABONADO

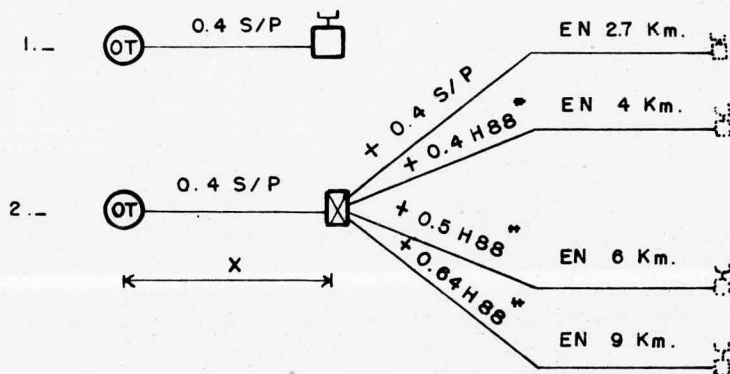


Figura 1-22

- 1) En caso necesario equípese con realimentador de líneas largas.
- 2) Equípese con circuito de extensión de línea

* H-88 indica que el cable en cuestión es pupinizado con bobinas de 88 mHy a intervalos de 1830m., comenzando con uno de 915m.

- La contribución promedio de ruido de una Central local, no deberá exceder de 100 pwp y la máxima individual de 200 -- pwp.
- Los puentes de alimentación deberán ser de 48V. a través - de 2 x 400 Ohms.

CAPITULO II.

SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL.

2.1.- Comunicación Digital.

Actualmente las señales eléctricas dentro de la Ingeniería de Comunicaciones, se clasifican en señales analógicas (o continuas) y señales digitales (discretas). Es evidente la diferencia fundamental entre las señales analógicas y digitales, ya que en la primera se tienen un número infinito de valores en cualquier intervalo de amplitud, lo cual se ilustra en la Figura 2-1.



2-1 Señal Analógica

Las señales digitales son aquellas que solo pueden tomar un número finito de valores en amplitud (solo dos valores 1 y 0). En la Figura 2-2 se muestran varios ejemplos de este tipo de comunicación, entre los que se mencionan los siguientes:

- a) SEÑAL DIGITAL UNIPOLAR.
- b) SEÑAL DIGITAL POLAR DE RETORNO A CERO.
- c) SEÑAL DIGITAL POLAR.
- d) SEÑAL DIGITAL POLAR DE CUATRO NIVELES.

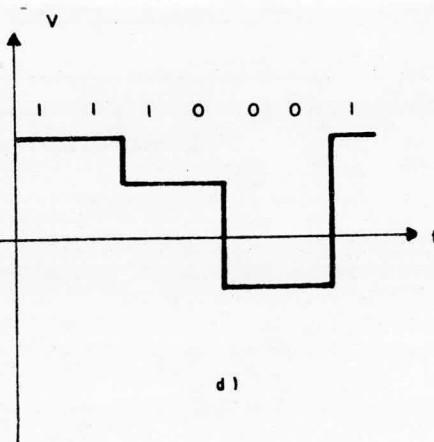
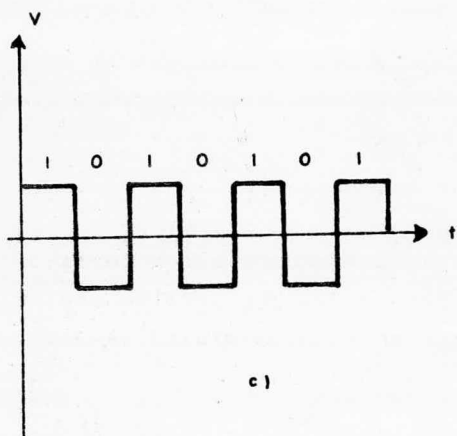
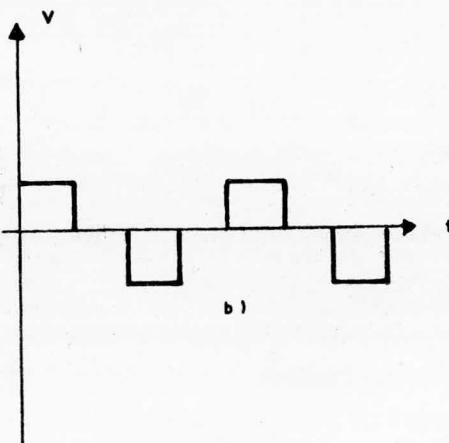
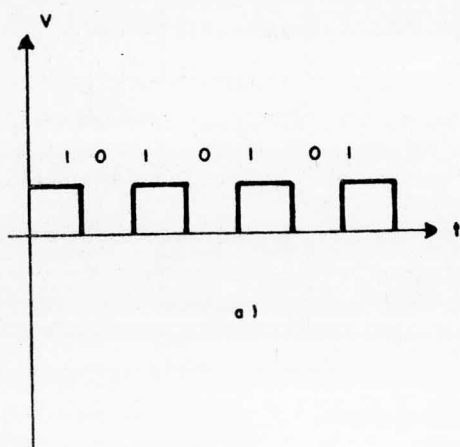
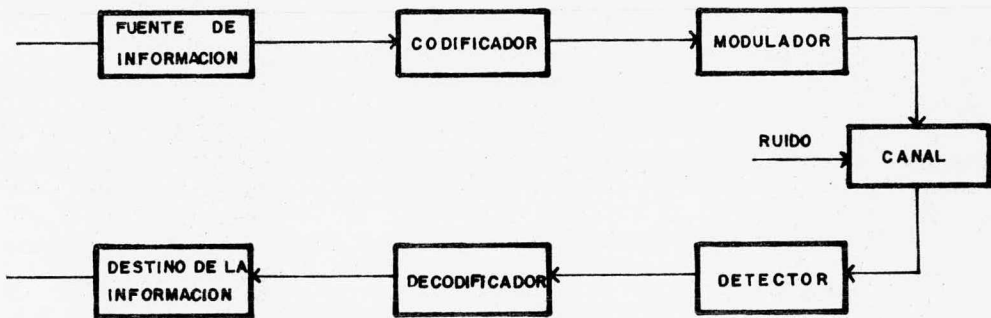


FIG. 2-2

La comunicación digital es la transmisión de información por medio de señales eléctricas digitales.

A continuación se describirá un sistema de comunicación digital el cual está estructurado de la siguiente forma (figura 2-3.)



2.3 SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL

La fuente de información genera los mensajes seleccionando sucesivamente elementos de un posible alfabeto o conjunto de símbolos, la fuente puede ser discreta o continua.

Una fuente de información discreta es aquella que selecciona símbolos de una serie finita X_1, X_2, \dots, X_n . En cambio la fuente de información continua selecciona de un conjunto que es continuo dentro de su rango.

Codificador, este convertirá los mensajes provenientes de la fuente de información en una combinación de pulsos y no pulsos de corriente, o bien, cuando los mensajes que salen de la fuente de información están representados por señales analógicas, el codificador las convierte en señales digitales.

El modulador, este dispositivo convierte las señales digitales en una forma apropiada para su transmisión sobre el canal telefónico. Los canales de comunicación existentes están diseñados especialmente para transmitir señales de tipo analógico por ejemplo la voz.

Canal de comunicación y ruido, en el proceso de transmisión - las señales siempre se ven mezcladas con señales ajenas. En - realidad, cualquier proceso impuesto sobre alguna señal tiende a introducir perturbaciones indeseables, que llamaremos ruido, el cual influye en el canal de transmisión. Hay diferentes formas de ruido entre las que se encuentran el ruido térmico, ruido de impulso, ruido cósmico etc., de carácter aleatorio - ajenos a la señal de información transmitida.

El detector contiene un demodulador que convierte la señal -- analógica recibida en una señal digital y un detector de nivel (o circuito de muestreo y decisión), el cual generará un pulso cuando la señal de salida del demodulador sea mayor que un --- cierto nivel de amplitud, y generará un no pulso (pulso negativo) cuando dicha señal sea menor que el nivel de decisión. La señal que sale del detector es una señal digital sin ruido. -- Puede ocurrir que algunos pulsos generados no correspondan a pulsos transmitidos sino que el ruido haya hecho que unos pulsos sean interpretados como no pulsos (o viceversa) por el --- circuito de muestreo y decisión; pero la cantidad de pulsos -- erróneos es bastante pequeña (del orden de 1 en 100,000 transmitidos).

Por último el decodificador realiza la operación inversa del - codificador dando a la salida el mensaje transmitido.

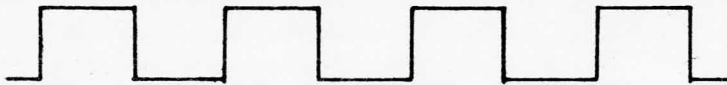
Por otra parte entre las principales razones que podemos citar como causa del gran desarrollo de los sistemas de comunicación digital están los siguientes:

- a) El gran crecimiento en número y en capacidad de los centros de procesamiento de información electrónica, que hacen necesaria la transmisión de información digital desde y hacia lugares remotos.
- b) La necesidad de la transmisión de información a alta velocidad para elevar la eficiencia del canal de comunicación.
- c) La reducción de los errores en los mensajes recibidos por el uso de repetidores regenerativos y de altas técnicas de codificación para la detección y corrección de errores.

2.2.- Teoría de la Información.

Desde los años 40s. la teoría de la comunicación se ha desarrollado a lo largo de dos líneas principales. Estas líneas tienen sus orígenes en los trabajos de Wiener y Shannon y son de naturaleza esencialmente estadística.

Estos trabajos tenían como objetivo reconstruir en el -- extremo receptor del sistema de comunicación, la señal tan fielmente como había sido enviada por el transmisor (fuente de información). En la teoría moderna de las comunicaciones más que reconstruir lo más exacta posible la señal transmitida, se busca recuperar la información que contiene. Por ejemplo, suponiendo que la señal que sale del transmisor sea de la forma



y en la recepción se tiene la siguiente señal



que como se observa difiere bastante de la forma de onda de la señal transmitida y sin embargo, aún puede ser suficiente buena para recuperar la información que contiene.

Shannon analizó el problema de que dado el conjunto de mensajes posibles que una fuente de información puede producir ---- ¿ cómo deberá de representarse el mensaje para que lleve la información en un sistema de comunicación con el ancho de banda y el ruido como limitaciones físicas?

Con respecto a lo anterior nace la teoría de la información, - una rama de la teoría de las comunicaciones que trata de los siguientes conceptos:

- La medida de la información y entropía.
- La capacidad del canal de comunicación.
- La codificación.

Estos conceptos se engloban en el teorema fundamental de la teoría de la información que dice:

Dada una fuente de información y un canal de comunicación, existe una técnica de codificación tal que la información puede transmitirse sobre el canal a cualquier velocidad menor que la capacidad del canal y con una frecuencia pequeña de errores a despecho de la presencia del ruido.

Lo sorprendente de este teorema es el postulado de la transmisión de información libre de errores sobre un canal ruidoso - con el uso de una codificación apropiada.

- MEDIDA DE LA INFORMACION.

La comunicación tiene por objeto enviar información. El recibir información en la forma de un mensaje implica que se tiene incertidumbre antes de que se reciba el mensaje. Una medida -

del contenido de información de un mensaje se basa en la cantidad de incertidumbre que es cambiada en el receptor del mensaje.

Al recibir un mensaje sobre la ocurrencia de un evento acerca del cual se tenía poca duda que ocurriera. En estas condiciones la información que proporciona el mensaje es poca porque poca es la incertidumbre. En cambio si se tiene un alto grado de incertidumbre sobre la ocurrencia del evento, el mensaje notificándose que ha ocurrido, tendrá una gran cantidad de información. Como se ve, la medida de la información envuelve probabilidades. Mensajes de eventos de alta probabilidad de ocurrencia llevan poca cantidad de información en cambio mensajes de eventos poco probables llevan gran cantidad de información.

Por ejemplo considerando un cable de un servicio de noticias como "Los Estados Unidos invaden Cuba". Sin duda, la frase contiene una gran cantidad de información porque el evento tiene probabilidad muy pequeña y, en consecuencia, la noticia es -- una sorpresa. Pero la sorpresa no es tan grande como la de -- "Cuba invade a los Estados Unidos", porque la probabilidad -- del segundo reporte es extremadamente pequeña comparada con -- la del primero. Cuanto menos esperado es un evento, tanto mayor es la sorpresa y, en consecuencia, mayor es la información. La probabilidad de un evento es la medida de lo esperado y por eso se relaciona con el contenido de información del evento.

Desde el punto de vista intuitivo, la cantidad de información que se recibe al conocer el ocurrir de determinado evento se relaciona con la probabilidad de ocurrir de dicho evento. Es claro que si el evento es seguro (probabilidad 1) se envía --

cero cantidad de información.

Por otra parte, si el evento es imposible (probabilidad cero), entonces su ocurrir transmite una cantidad infinita de información. Esto sugiere que la cantidad de información debe ser función logarítmica del recíproco de la probabilidad del evento.

$$I = \log 1/p. \text{---} (2.1)$$

en donde P es la probabilidad de ocurrir el evento e I es la cantidad de información que se recibe del conocimiento de la ocurrencia del evento.

Desde el punto de vista de la ingeniería, se demostrará que la información de un evento es idéntica a la que se obtuvo en forma intuitiva ecuación. (2.1)

Suponiendo un experimento "X" cuyo resultado será transmitido y el cual tiene resultados igualmente probables, la información en el mensaje acerca de "X" es una función de n, f(n). Considerando que "X" es un experimento compuesto de dos experimentos independientes Y y Z los cuales tienen resultados n_1 n_2 . Transmitir el resultado de "X" es equivalente a transmitir el resultado de Y y Z separadamente. Así la información de "X" debe ser la suma de las informaciones de Y y Z, es decir:

$$f(n) = f(n_1) + f(n_2) \text{---} (2.2)$$

donde

$$n = n_1 n_2$$

Esta ecuación tiene muchas soluciones. Por ejemplo f(n) puede ser el logaritmo de n, o puede ser el número de factores en -

los cuales n puede ser descompuesto como un producto de números primos.

La cantidad de información que lleva un mensaje es proporcional al tiempo requerido para transmitirlo;

Cuanto más grande sea n , menor será la probabilidad de ocurrencia del mensaje y por tanto llevará más información. Una codificación adecuada otorga mayor tiempo de transmisión a un mensaje de poca probabilidad que a un mensaje de alta probabilidad.

El tiempo requerido para transmitir el resultado del experimento "X" será una función creciente de n . En base a esto, solo se necesitan considerar esas soluciones de la ecuación (2.2) que son funciones crecientes de n . Las únicas soluciones de este tipo son múltiplos constantes de $\log n$. o sea:

$$f(n) = \log n = I \quad \text{---- (2.3)}$$

$$n = 1/p \quad \therefore$$

$$I = \log 1/p. \quad \text{---- (2.4)}$$

El experimento más simple es aquel donde dos resultados son igualmente probables. La información asociada con tal experimento se toma como la unidad de medida de la información y es denominada bit.

Se supone que se necesita transmitir uno cualquiera de dos mensajes a y b , que tienen la misma probabilidad, estos mensajes pueden ser transmitidos mediante una forma de onda apropiada. Suponiendo que se emplean pulsos binarios (pulso que solo puede tomar dos valores) para su transmisión.

Se asigna un pulso de valor 1 al resultado a y un pulso de valor cero al resultado b.

Sin duda, se necesita un mínimo de 1 pulso binario para transmitir cualquiera de los dos mensajes equiprobables. En consecuencia, la información de cualquiera de estos se define como 1 bit. En cambio si el experimento consiste de 4 mensajes equiprobables son necesarios dos pulsos binarios para transmitir la información o bien un pulso cuaternario (pulso que puede tomar 4 valores). Cada pulso binario puede representar dos estados, y por eso se forman cuatro patrones distintos con la combinación de dos pulsos, los cuales se pueden asignar a cada uno de los cuatro mensajes (figura 2-4). Por lo tanto se necesitan dos pulsos binarios para transmitir cualquiera de los cuatro mensajes equiprobables.

Cada uno de estos mensajes requiere el doble de tiempo de transmisión respecto del requerido para transmitir cualquiera de los dos mensajes equiprobables y, por lo tanto contiene el doble de información, es decir, 2 bits.

Símbolo	Dígito binario equivalente	Forma de onda del pulso binario	Dígito cuaternario equivalente	Forma de onda del pulso cuaternario
A	0 0		0	
B	0 1		1	
C	1 0		2	
D	1 1		3	

FIG. 2.4

En general, la información en un experimento con n resultados igualmente probables es entonces:

$$I = \log_2 n \text{ bits. ---- (2.5)}$$

A partir del estudio anterior, es claro que la medida de la información (en bits) de un mensaje es igual al número mínimo de pulsos binarios que se necesitan para codificar el mensaje.

Aparentemente, esta definición de información es restrictiva pues se aplica solamente a la información de naturaleza discreta como es la transmisión de algún número discreto y finito de símbolos o mensajes. Sin embargo, el principal resultado de la teoría de la información es que cualquier forma de información para transmitir siempre puede representarse en forma binaria sin perder generalidad.

La probabilidad a que se hizo alusión de que un mensaje determinado sea transmitido, antes de que cualquier dato acerca -- del mensaje sea recibido es llamada probabilidad a Priori, -- mientras que la probabilidad en el receptor de que el mensaje recibido sea un determinado mensaje transmitido es llamada -- probabilidad a Posteriori. La probabilidad a posteriori es -- importante cuando hay ruido presente en el canal de comunicación y la señal perturbada por ruido.

Por otra parte la información aumenta con el incremento de la probabilidad a posteriori y decrece con el incremento de la -- probabilidad a priori y la cual expresamos de la siguiente -- manera.

$$\text{Información recibida} = \log. \frac{\text{Probabilidad a posteriori}}{\text{Probabilidad a priori}} \quad \text{---(2.6)}$$

Cuando no hay ruido la probabilidad a posteriori es la unidad y la información recibida en un mensaje es:

$$\text{Información} = \log \left(\frac{1}{\text{Probabilidad a priori}} \right) \quad \text{---(2.7)}$$

Considerando una fuente de información discreta que puede producir K símbolos posibles y éstos ocurren con probabilidades $P(1), P(2), \dots, P(K)$, entonces la información promedio asociada con la ocurrencia de cualquiera de estos símbolos se calcula como sigue:

El contenido de información del i ésimo mensaje producido por la fuente es:

$$I = \log \frac{1}{P(i)} = -\log P(i) \quad \text{---- (2.8)}$$

Ahora si consideramos una secuencia típica de n símbolos producidos por la fuente ($n \gg K$), el i ésimo símbolo podrá ocurrir $n P(i)$ veces y la información total ganada de estas ocurrencias es:

$$I = \left[\begin{array}{l} n P(i) \text{ ocurrencia de } i \\ \text{en } n \text{ símbolo.} \end{array} \right] \left[\begin{array}{l} -\log P(i) \text{ información} \\ \text{cada símbolo} \end{array} \right] = n P(i) \log_2 \frac{1}{P(i)} \quad \text{(2.9)}$$

La información total a la salida de la fuente, cuando produce una secuencia de n símbolos es la suma de la expresión anterior para todos los valores de i .

$$\text{Información total} = -n \sum_{i=1}^k P(i) \log P(i) \quad \text{---(2.10)}$$

y el promedio de información por símbolo es:

$$I = - \sum_{i=1}^k P(i) \log_2 P(i) \quad \text{----(2.11)}$$

Si el logaritmo es de base 2 esta cantidad se expresa en bits /símbolo.

- ENTROPIA.

La información promedio de la salida de una fuente de información se le conoce como entropía de la fuente y la representamos por H.

La entropía de la fuente es máxima si los K símbolos que produce son equiprobables. En estas condiciones la ecuación 11 llega a ser:

$$I = - \sum_{i=1}^k \frac{1}{k} \log \frac{1}{k} = \log. K. \quad \text{---(2.12)}$$

que es el resultado obtenido en la ecuación (2.4)

Ahora tratando para un caso binario donde la fuente produce solamente dos mensajes a y b teniendo probabilidades diferentes Pa y Pb tenemos que la información o entropía de la fuente es:

$$H = I = - Pa \log_2 Pa - Pb \log_2 Pb$$

$$P(a) + P(b) = 1 \text{ despejando } Pb$$

$$Pb = (1 - Pa) \text{ por lo tanto sustituyendo}$$

$$H = I = - Pa \log_2 Pa - (1-Pa) \log_2 (1-Pa) \quad \text{---(2.13)}$$

Una trama de H como una función de p es mostrada en la figura 2-5.

Para que $H = 0$, en $p = 0$ y $p = 1$. El valor máximo de H puede ser encontrado derivando $\frac{dH}{dp}$ la ecuación (2.13) e igualándola a cero como se indica en la figura 2-5, el valor máximo

ocurre cuando $p = 1/2$ o sea $P_a = P_b = 1/2$ esto es, que los dos mensajes son iguales y las probabilidades. La correspondiente entropía es:

$$H_{\max} = 1/2 \log_2 (2) + 1/2 \log_2 (2) = \log_2 (2) = 1 \text{ bits/mensaje.}$$

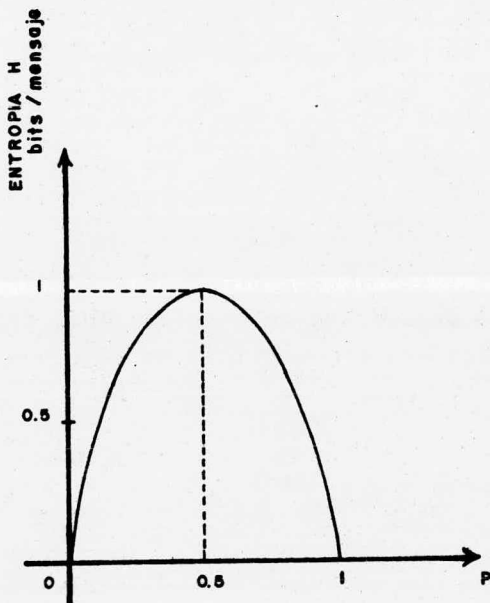


FIG. 2-5

Por último con relación a este punto se hará mención de la entropía de eventos conjuntos.

Los mensajes del lenguaje están compuestos de secuencia de -
 símbolos tomados de el alfabeto. Los símbolos en posiciones
 vecinas tienen alguna relación unos con otros; por ejemplo,
 la letra q va seguida por la u y la letra t nunca es seguida
 por la letra x. Si la probabilidad de ocurrencia de un símbo
 lo no es independiente del símbolo precedente se dice que --
 hay influencia entre símbolos.

Se obtendrá enseguida la entropía de una fuente de informa--
 ción en la cual la probabilidad de que un símbolo ocurra no
 es independiente del símbolo precedente.

Si la fuente puede producir n símbolos discretos, entonces -
 la probabilidad conjunta P (i, j) de cualquier par de símbo
 los sucesivos, siendo el iésimo seguido por el jésimo está -
 dado por:

$$P (i, j) = P (i) P (j/i) \text{ ----- (2.14)}$$

donde P (j/i) es la probabilidad de ocurrencia de j dado que
 ha ocurrido i.

La entropía conjunta H (i, j), o información promedio de la
 fuente asociada con la producción de cualquier par de símbo
 los es encontrada sumando la probabilidad de la ecuación 2-14
 tantas veces su logaritmo como todas las posibles combinacio
 nes de dos símbolos:

$$H (i, j) = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P (i, j) \log. P (i, j) \text{ ----- (2.15)}$$

Si la ocurrencia de los dos símbolos es independiente enton
 ces la ecuación (2.15) se transforma en:

$$P (i, j) = P (i) P (j) \text{ ----- (2.16) } \therefore$$

$$H (i, j) = - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P (i) P (j) \log. P (i) P (j)$$

y la entropía $H(i, j)$ llega a ser:

$$\begin{aligned}
 H(i, j) &= -\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n p(i) P(j) \left[\log P(i) + \log P(j) \right] \\
 &= -\sum_{i=1}^n P(i) \log P(i) \sum_{j=1}^n P(j) - \sum_{j=1}^n P(j) \log P(j) \\
 &\quad \sum_{i=1}^n P(i) \text{ ---- (2.17)}
 \end{aligned}$$

sabiendo que $\sum_{j=1}^n P(j) = \sum_{i=1}^n P(i) = 1 \quad \therefore$

La ecuación 17 llega a ser:

$$H(i, j) = H(i) + H(j) \text{ ---- (2.18)}$$

Es decir la entropía de la fuente asociada con la aparición -- de los mensajes i y j (independientes estadísticamente uno de otro), es la suma de las entropías asociadas con la producción de cada uno de los mensajes. Este resultado también se aplica al caso de una señal ruidosa que es la suma de una señal mensaje y de un ruido. La entropía de la señal mensaje y del ruido.

La entropía condicional $H(j/i)$ de la fuente o información - promedio asociada con la producción de un símbolo, cuando el símbolo precedente es conocido, se encuentra como sigue:

Si el símbolo i ha sido obtenido, la probabilidad de que el - siguiente símbolo sea j es $P(j/i)$ y la entropía de éste, es encontrada sumando sobre todos los valores posibles de j : --- Entropía del siguiente símbolo cuando i es conocido

$$H(i) = -\sum_{j=1}^n P(j/i) \log P(j/i) \text{ ---- (2.19)}$$

Para encontrar la entropía de cualquier símbolo cuando su predecesor es conocido, tenemos que promediar la expresión anterior sobre todos los valores de i y obtener para la entropía condicional de la fuente

$$\begin{aligned}
 H(j/i) &= \sum_{i=1}^n P(i) \sum_{j=1}^n \left[-P(j/i) \log P(j/i) \right] = \\
 &= - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P(i) P(j/i) \log P(j/i) = \\
 &= - \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n P(i, j) \log P(j/i) \quad \text{---- (2.20)}
 \end{aligned}$$

La relación entre $H(i, j)$ y $H(j/i)$ se obtiene de la siguiente forma:

$$P(i, j) = P(i) P(j/i) \quad \text{Subst. en la --- (2.15)}$$

$$\begin{aligned}
 H(i, j) &= \sum_i \sum_j P(i) P(j/i) \left[\log P(i) + \log P(j/i) \right] = \\
 &= - \sum_{i=1}^n P(i) \log P(i) \sum_{j=1}^n P(j/i) - \sum_i \sum_j P(i) P(j/i) \log P \\
 &(j/i) = H(i) + H(j/i) \quad \text{----- (2.21)}
 \end{aligned}$$

Esta expresión tiene un máximo cuando la influencia entre símbolos es cero, es decir, cuando los eventos son independientes. Este resultado es razonable puesto que cualquier dependencia significa que el conocimiento de uno de los eventos conlleva alguna información acerca de otro evento antes de que su resultado sea conocido, reduciendo así la incertidumbre y por lo mismo la información.

- CAPACIDAD DE CANAL DE COMUNICACION.

El ancho de banda y la potencia de ruido restringen la cantidad de información que puede transmitirse por un canal. Se puede demostrar con rigor que en un canal afectado por ruido blanco gaussiano, se puede transmitir información con una velocidad no mayor de C bits por segundo, en donde C es la capacidad del canal, dada por

$$C = W \log_2 (1 + P/N) \text{ ----- (2.22)}$$

W es el ancho de banda del canal en Hz, P es la potencia de señal y N es la potencia de ruido. La ecuación 2.22 es válida para ruido blanco gaussiano.

La capacidad de canal es la máxima cantidad de información por segundo que se puede transmitir por un canal. Si el canal puede transmitir un máximo de K pulsos por segundo, entonces, sin duda la capacidad C del canal está dada por

$$C = \frac{k}{2} \log_2 (1 + P/N) \text{ bits / seg. ----- (2.23)}$$

Como cada pulso puede llevar una información máxima de $\frac{1}{2} \log_2 (1 + P/N)$ bits, se infiere que un sistema de ancho de banda W puede transmitir información a una velocidad máxima de

$$C = W \log_2 (1 + P/N) \text{ bits / seg. ----- (2.24)}$$

Así la capacidad del canal está limitada por el ancho de banda del canal y por la señal de ruido. Para un canal sin ruido, $N = 0$ y la capacidad del canal es infinita. Sin embargo, en la práctica N siempre es finito y también lo es la capacidad del canal.

La ecuación (2.24), se conoce como la ley de Shannon-Hartley y se considera como el teorema central de la teoría de la información. Por este teorema, vemos que el ancho de banda y la potencia de señal pueden intercambiarse. Para transmitir la información a una velocidad determinada, podemos reducir la potencia de señal transmitida, siempre que el ancho de banda se incremente en forma correspondiente. De igual manera, se puede reducir el ancho de banda a condición de incrementar la potencia de la señal.

Para alcanzar la velocidad de transmisión, la información debe procesarse o codificarse de la manera más eficiente.

- CAPACIDAD DE UN CANAL TELEFONICO.

Para un canal telefónico de ancho de banda de 3 KHz, cuya relación de la potencia de la señal a la potencia del ruido es aproximadamente 30 dB, se tiene una capacidad teórica para transmitir información de:

$$C = 3 \times 10^3 \log_2 (1+10^3) \approx 30,000 \text{ bits/seg.}$$

en la práctica, utilizando líneas igualadas, se ha logrado un régimen de transmisión de hasta 9600 bits/seg.

- CODIFICACION.

La codificación es la conversión de un conjunto de símbolos en otro conjunto de símbolos diferentes con algún objetivo de finido. En ingeniería de comunicaciones los objetivos de la codificación son:

a).- Hacer adecuados los símbolos del lenguaje para su transmisión por medio de señales eléctricas digitales.

b).- Para detectar y corregir los errores en la transmisión - debidos a la distorsión y al ruido en el canal.

c).- Para igualar la entropía de la fuente a la capacidad del canal con el fin de hacer máximo el flujo de información.

Un código de transmisión de datos define una configuración de bits para cada caracter alfa numérico (o símbolos en general) que debe ser transmitido. El número de pulsos binarios (bits) necesarios para representar un símbolo depende del número total de símbolos que potencialmente pueden transmitirse. Así si es te número es n , se requieren $\log_2 n$ bits para representar cada símbolo y con m bits se pueden representar 2^m símbolos dife--rentes.

Por ejemplo para representar cada una de las 29 letras del --alfabeto se necesitan

$$\log_2 29 \approx 5 \text{ bits.}$$

Si además de las letras se requieren representar los 10 dígi--tos decimales y los diversos signos algebraicos y de punctua--ción no bastan los 5 bits para representar cada símbolo.

Para un código dado el número de bits es fijo.

El primer código de transmisión de datos fue el código Morse, en este código ya estaban aplicadas algunas de las ideas prin--cipales de la teoría moderna de codificación para hacer más - eficiente el flujo de información por el canal.

2.3.- CODIGOS DE TRANSMISION.

Los códigos más utilizados dentro de los sistemas de comunicación para hacer adecuados los símbolos del lenguaje para su -- transmisión son el código Baudot, el código ASCII (AMERICAN -- STANDARD CODE FOR INFORMATION INTERCHANGE) y el BCD (BINARY -- CODE DECIMAL).

En la actualidad son aplicados cerca de 60 códigos de transmisión.

- CODIGO BAUDOT.

Este código es el más ampliamente utilizado actualmente en el mundo.

El código Baudot Figura 2.6, utiliza 5 bits los cuales representan cada caracter.

Con él se pueden codificar 32 símbolos diferentes o sea 2^5 , lo cual es insuficiente para que se representen las letras del -- alfabeto, los números, los signos y otros símbolos.

Con el fin de ampliar este código se utilizan dos caracteres -- para indicar el cambio a letras y el cambio a figuras. Es así como el receptor interpreta todos los caracteres que vienen -- después del caracter " cambio de letras " como letras, y las -- que vienen después del "cambio a figuras" como números, puntuaciones y otros símbolos.

Por ésto, cada configuración de 5 bits del código Baudot representa dos símbolos o caracteres. Por ejemplo la combinación de bits, 00001 representa la letra T o el número 5 dependiendo de cuál caracter, "cambio a letras" o "cambio a figuras" haya sido previamente transmitido.

Con la modificación anterior el número de combinaciones posibles del código Baudot son dos veces 32-2 (que son los caracteres de cambio a letras a figuras) o sea 60 combinaciones a las cuales debemos restar 4 combinaciones para significar: .

CARACTERES			SEÑALES DEL CODIGO				
	LETRAS	FIGURAS	1	2	3	4	5
1	A	-	•	•			
2	B	?	•			•	•
3	C	:		•	•	•	
4	D	\$	•			•	
5	E	3	•				
6	F	!	•		•	•	
7	G	&		•		•	•
8	H	#			•		
9	I	8		•	•		
10	J	'	•	•		•	
11	K	(•	•	•	•	
12	L)		•			•
13	M	*			•	•	•
14	N	,			•	•	
15	O	9				•	•
16	P	0		•	•		
17	Q		•	•	•		•
18	R	4		•		•	
19	S	BELL	•		•		
20	T	5					•
21	U	7	•	•	•		
22	V	;		•	•	•	•
23	W	2	•	•			•
24	X	/	•		•	•	•
25	Y	6	•		•		•
26	Z	"	•				•
27	CAMBIO A LETRAS		•	•	•	•	•
28	CAMBIO A FIGURAS		•	•		•	•
29	ESPACIO				•		
30	RETORNO					•	
31	ALIMENTACION DE LINEA.			•			
32	ESPACIO EN BLANCO						

FIG. 2.6 Código Baudot.

- espacio (space).
- alimentación (feed).
- retorno (return).
- espacio en blanco (blanl).

por lo que finalmente $60-4=56$ combinaciones utilizables para -
representar símbolos de información.

En la transmisión del código Baudot cada caracter es precedido por un pulso binario de arranque (que es un no pulso ó 0) y --
seguido por un pulso binario de parada o fin del caracter y --
que es un pulso de duración igual a 1.42 veces la duración de los pulsos de información.

Como ejemplo de esto para transmitir el caracter 'Y' se envía la serie de pulsos que se indica en la siguiente Figura 2-7.

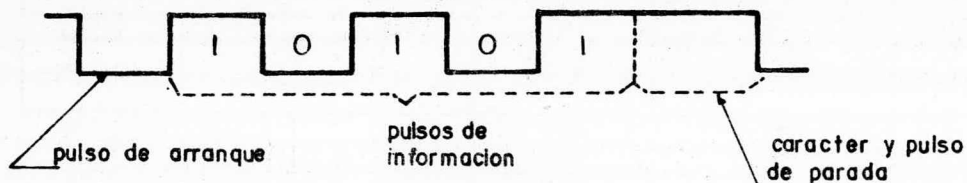


FIG. 2-7

Este mismo caracter significa el número 6 cuando va precedido por el caracter "cambio a figuras".

El código Baudot es aplicado en la telegrafía y telex principalmente, además tiene dos desventajas principalmente que son:

- muy pocas combinaciones (56)
- carencia de un modelo secuencial lógico debido a lo arbitrario de las combinaciones para representar -- cada símbolo.

Debido a estas razones este código tiende a ser reemplazado - por otros más flexibles y de estructura lógica la cual facilitará la labor de la computadora.

		CARACTERES DE CONTROL		CARACTERES GRAFICOS					
COL.		0	1	2	3	4	5	6	7
FLA	BITS	000	001	010	011	100	101	110	111
0	0000	NUL	DLE	SP	0	@	P	`	~
1	0001	SOH	DC1	!	1	A	Q	a	q
2	0010	STX	DC2	"	2	B	R	b	r
3	0011	ETX	DC3	#	3	C	S	c	s
4	0100	EOT	DC4	\$	4	D	T	d	t
5	0101	ENQ	NAK	%	5	E	U	e	u
6	0110	ACK	SYN	&	6	F	V	f	v
7	0111	BEL	ETB	'	7	G	W	g	w
8	1000	BS	CAN	(8	H	X	h	x
9	1001	HT	EM)	9	I	Y	i	y
10	1010	LF	SUB	*	:	J	Z	j	z
11	1011	VT	ESC	+	;	K	[k	{
12	1100	FF	FS	,	<	L		l	!
13	1101	CR	GS	-	=	M]	m	
14	1110	SO	RS	.	>	N	^	n	_
15	1111	SI	US	/	?	O	-	o	DEL

FIG. 2.8 Código ASCII

En el modo de transmisión asíncrono del código ASCII cada carácter de 8 bits es antecedido por un bit y seguido por uno ó dos bits de parada como se muestra en la Figura 2-9.

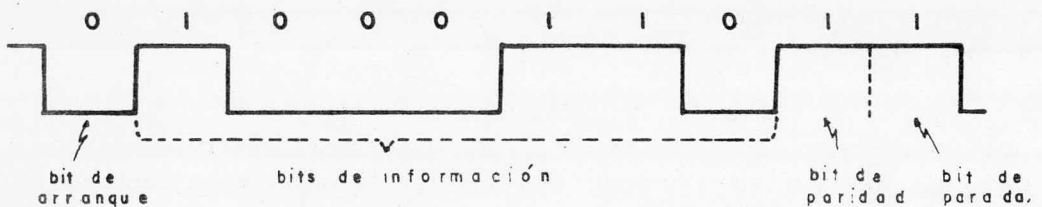


FIG. 2.9 Caracter F en el código ASCII.

- CODIGO B.C.D... (Código Binario Decimal)

En el código BCD cada dígito decimal se representa por un número binario. Para representar los 10 dígitos decimales se necesitan:

$$\log_2 10 = 4 \text{ bits.}$$

dado que con 3 bits sólo se pueden tener $2^3 = 8$ combinaciones posibles.

La forma más sencilla del código BCD es el llamado BCD 8421 cuya representación se muestra en la Figura 2-10.

DÍGITO DECIMAL	BINARIO			
	8	4	2	1
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

FIG. 2.10 Código BCD

El 8421 corresponden a 2^3 , 2^2 , 2^1 , y 2^0 respectivamente. Así el número 542 se representa en el código BCD 8421 como:

5	4	2
0101	0100	0010

Hay algunas variantes del código BCD, tales como el código BCD a exceso de 3 que utiliza las 10 combinaciones centrales de las 16 que pueden obtenerse con 4 bits. Cada caracter representado por este código es el equivalente del número decimal representado en binario más tres.

CAPITULO III.

TEORIA DE LA MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

3.1.- LOS PRINCIPIOS DE LA MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

El proceso de elegir los puntos de medición en la curva de la señal de conversación analógica se denomina muestreo. Los valores de medición se denominan muestras. Cuando efectuamos el muestreo, tomamos el primer paso hacia una representación digital de la señal de conversación porque los instantes de muestreo elegidos nos dan las coordenadas de tiempo de los puntos de medición.

Las amplitudes de las muestras pueden tomar todos los valores de la gama de amplitudes de la señal de conversación. Cuando medimos las amplitudes de las muestras tenemos que efectuar un redondeo por razones prácticas. En el proceso de redondeo, o proceso de cuantificación, a todas las amplitudes de las muestras entre dos marcas de la escala se les dará el mismo valor cuantificado. La cantidad de muestras cuantificadas es discreta porque tenemos sólo una cantidad discreta de marcas en nuestra escala.

Cada muestra cuantificada es luego representada por el número de la marca de la escala, es decir, ahora conocemos las coordenadas en el eje de amplitud de las muestras.

El proceso de muestreo y cuantificación brinda una representación digital de la señal de conversación original pero no en una forma más apropiada para la transmisión sobre una línea o itinerario de radio. Se requiere la traslación a una forma de señal diferente. Este proceso se denomina codificación. Generalmente los valores de las muestras se codifican en la forma binaria, de modo que el valor de cada muestra se representa con un grupo de elementos binarios. Típicamente, una muestra cuantificada puede tomar uno de 256 valores. En forma binaria, la muestra estará representada por un grupo de 8 elementos. Para los -

propósitos de transmisión, los valores binarios 0 y 1 pueden tomarse como correspondientes a la ausencia o presencia de un impulso eléctrico.

En la línea de transmisión los impulsos de información del PCM se distorsionarán gradualmente. Sin embargo, mientras sea posible distinguir entre la ausencia y la presencia de un impulso, no ha ocurrido ninguna pérdida de información. Si el tren de impulsos es regenerado, es decir, los impulsos muy distorsionados son reemplazados por impulsos frescos a intervalos adecuados, la información puede transmitirse largas distancias con prácticamente nada de distorsión. Esta es una de las ventajas de la transmisión digital sobre la transmisión analógica. En el lado de recepción la información se decodifica, es decir se traslada nuevamente a muestras cuantificadas. La señal de conversación analógica es luego reconstruida mediante interpolación entre las muestras cuantificadas. Hay una pequeña diferencia entre la señal de conversación analógica del lado de recepción y la señal correspondiente del lado de transmisión a causa del redondeo de la muestra de conversación. Esta diferencia se conoce como distorción de cuantificación.

Los bloques de funciones en el proceso de modulación por impulsos codificados se muestran en la figura 3-1.

Estas funciones se tratan con más detalle a continuación.

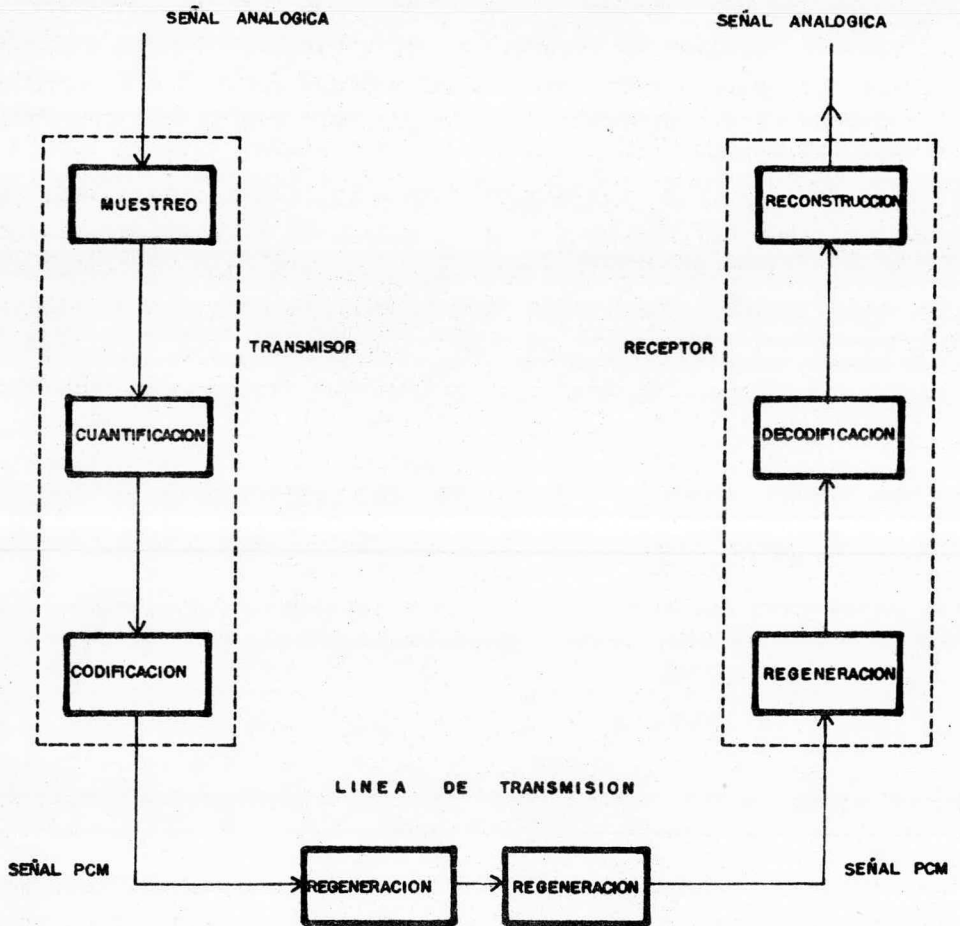


FIG 3-1

MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS
BLOQUES DE FUNCIONES

3.1.1.- Muestreo.

Como se mencionó anteriormente, el proceso usado para obtener pulsos periódicos conteniendo muestras de una onda continua es conocido como muestreo. Este proceso se basa en el teorema del muestreo (Nyquist) que tiene un profundo significado en la teoría de la comunicación. Su enunciado es el siguiente: Una señal limitada en banda que no contenga componentes espectrales mayores que la frecuencia f_m (Hz). Está determinada en forma única por sus valores en intervalos uniformes (tiempos iguales) menores de $1/2 f_m$ segundos.

Este teorema se conoce como el teorema de muestreo uniforme pues se refiere a la especificación de una señal dada mediante muestras cuyas tomadas a intervalos uniformes de $1/2 f_m$ segundos. - Esto implica que, si la transformada de Fourier de $f(t)$ vale cero fuera de determinada frecuencia $\omega_m = 2\pi f_m$, por lo tanto --- toda la información acerca de $f(t)$ queda contenida en sus muestras uniformemente espaciadas a intervalos menores de $1/2 f_m$ - segundos, (Figura 3-2) se toma una muestra de la función $f(t)$ cada T segundos ($T \leq 1/2 f_m$), es decir, se muestrea la función con rapidez (Velocidad de Muestreo) igual o mayor que $2 f_m$. --- muestras por segundo. A las muestras sucesivas se les denota -- por $f_0, f_1, f_2, f_3, \dots$ etc. del teorema del muestreo se deduce que estas muestras contienen la información acerca de $f(t)$ en cada valor de t . La rapidez de muestreo, sin embargo, debe ser por lo menos el doble de la máxima frecuencia f_m presente en el espectro de $f(t)$. En otras palabras se debe muestrear la señal por lo menos dos veces en cada periodo o ciclo de su componente de frecuencia más alta.

El teorema del muestreo se demuestra con la ayuda del teorema - de la convolución, recordando que el producto de dos funciones en el tiempo corresponde a la convolución en la frecuencia.

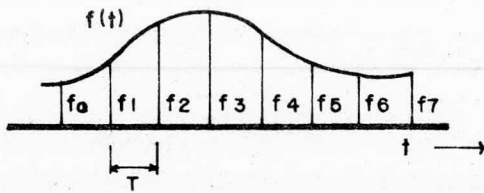


FIG. 3-2

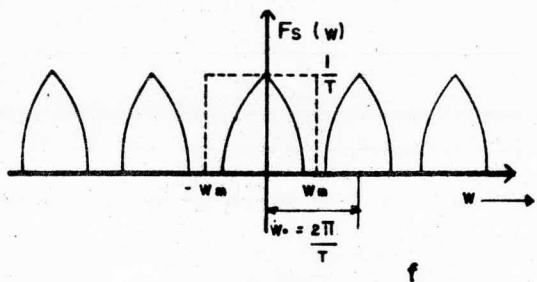
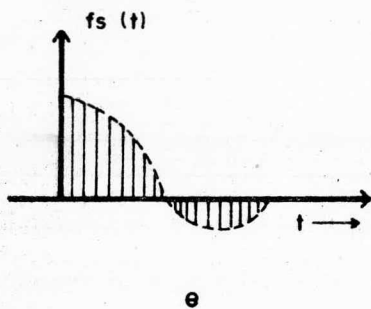
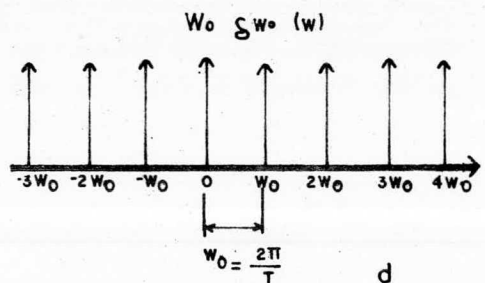
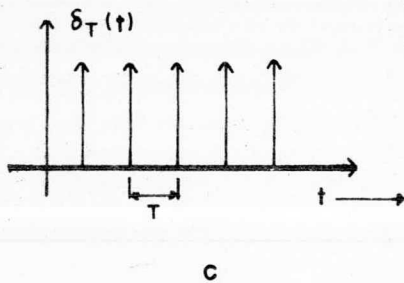
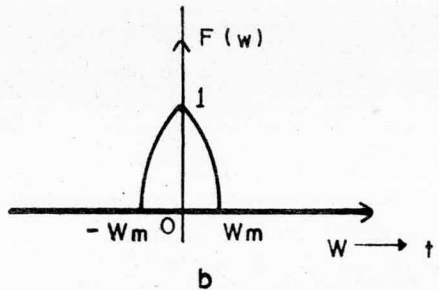
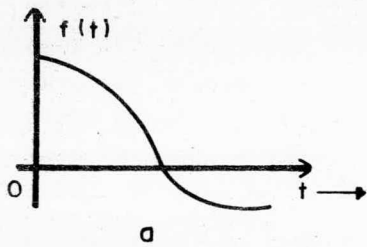


FIG. 3-3

Considerando una señal $f(t)$ limitada en banda que no contenga componentes espectrales mayores de f_m Hz. Esto significa que $F(\omega)$, la transformada de Fourier de $f(t)$, es cero cuando $|\omega| > \omega_m$ ($\omega_m = 2\pi f_m$). Suponiendo que se multiplica la función $f(t)$ por una función impulso periodica $\delta_T(t)$ (Figura 3-3.c).

La función producto es una sucesión de impulsos localizados a intervalos regulares de T segundos con intensidades iguales a los valores de $f(t)$ en los instantes correspondientes. El producto $f(t) \delta_T(t)$ representa la función $f(t)$ muestreada a intervalos uniformes de T segundos. Se denotará la función muestreada por $f_s(t) \longleftrightarrow f(t) \delta_T(t)$ representa la función $f(t)$ muestreada a intervalos uniformes de T segundos. Se denotará la función muestreada por $f_s(t)$ (Figura 3-3.e)

$$f_s(t) = f(t) \delta_T(t)$$

El espectro de frecuencias de $f(t)$ es $F(\omega)$.

A continuación se encontrará la transformada de Fourier de una secuencia o tren de impulsos equidistantes de intensidad unitaria a intervalos de T segundos como la que se ilustra en la Figura 3-4. Esta función tiene mucha importancia en la teoría de muestreo y por eso es conveniente especificarla con el símbolo $\delta_T(t)$.

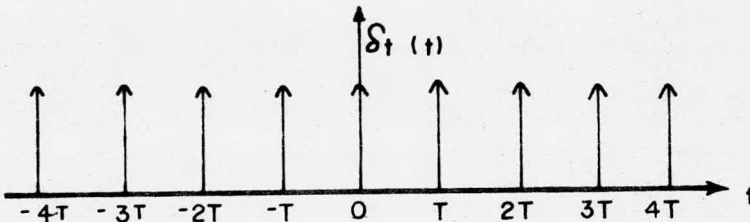


FIG. 3-4

SECUENCIAS DE FUNCIONES IMPULSO

Por lo tanto:

$$\begin{aligned} \delta_T(t) &= \delta(t) + \delta(t-T) + \delta(t-2T) + \dots + \delta(t-nT) + \dots \\ &+ \delta(t+T) + \delta(t+2T) + \dots + \delta(t+nT) + \dots \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT) \quad \text{--(3.1)} \end{aligned}$$

Esta es una función periódica cuyo periodo es T. ahora encontrando su serie de Fourier tenemos:

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n e^{jn\omega_0 t}$$

En donde

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta_T(t) e^{-jn\omega_0 t} dt.$$

La función $\delta_T(t)$ en el intervalo $(-T/2, T/2)$ es simplemente $\delta(t)$, entonces

$$F_n = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \delta(t) e^{-jn\omega_0 t} dt \quad \text{--(3.2)}$$

Por la siguiente propiedad de muestreo de la función impulso:

$$\int_{-\infty}^{\infty} f(t) \delta(t) dt = f(0) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = f(0)$$

la ecuación 3.2 se reduce a

$$F_n = \frac{1}{T}$$

En consecuencia, F_n es cte. Se deduce, por lo tanto, que el tren de impulsos con periodo T contiene componentes de frecuencia $\omega = 0, \pm \omega_0, \pm 2\omega_0, \dots, \pm n\omega_0, \dots$ etc., ($\omega_0 = 2\pi/T$).

$$\delta_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_0 t}$$

Para encontrar la transformada de Fourier de $\delta_T(t)$, se recurre a la siguiente ecuación:

$$\mathcal{F} [f(t)] = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} F_n \delta(\omega - n\omega_0) \quad (3.3)$$

Como en este caso $F_n = 1/T$, es evidente que

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = 2\pi \sum_{n=-\infty}^{\infty} 1/T \delta(\omega - n\omega_0)$$

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = 2\pi 1/T \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0)$$

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = 2\pi/T \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0)$$

Recordando que $\omega_0 = 2\pi/T$. . .

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = \omega_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - n\omega_0)$$

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = \omega_0 \delta(\omega - n\omega_0)$$

$$\mathcal{F} [\delta_T(t)] = \omega_0 \delta_{\omega_0}(\omega) \quad (3.4)$$

Con la ecuación 3.4 se ha demostrado que la transformada de Fourier de un tren uniforme de funciones impulso $\delta_T(t)$ es otro tren uniforme de funciones impulso $\delta_{\omega_0}(\omega)$ (Figura 3-3.d).

Los impulsos están separados por un intervalo uniforme de $\omega_0 = 2\pi/T$.

$$\delta_T(t) \longleftrightarrow \omega_0 \delta_{\omega_0}(\omega).$$

La transformada de Fourier de $f(t) \delta_T(t)$ está dada de acuerdo con el teorema de la convolución en la frecuencia, por la convolución de $F(w)$ con $W_0 \delta_{W_0}(w)$

$$f_s(t) \longleftrightarrow \frac{1}{2\pi} \left[F(w) * W_0 \delta_{W_0}(w) \right]$$

Al substituir $W_0 = \frac{2\pi}{T}$ se obtiene que

$$f_s(t) \longleftrightarrow \frac{1}{T} \left[F(w) * \delta_{W_0}(w) \right] \dots (3.5)$$

Por la ecuación 3.5, es evidente que el espectro de la señal --muestreada $f_s(t)$ está dado por la convolución de $F(w)$ con un tren de impulsos. Se puede someter a las funciones $F(w)$ y $\delta_{W_0}(w)$ (mostradas en las Figuras 3.3.b y 3-3.d) a una convolución gráfica. Para llevar a cabo esta operación, giramos la función $\delta_{W_0}(w)$ sobre el eje vertical $W = 0$. Como $\delta_{W_0}(w)$ es función par de W , la función girada resulta ser la misma función --original $\delta_{W_0}(w)$. Para realizar la operación de convolución, se desplaza todo el tren de impulsos $[\delta_{W_0}(w)]$ en la dirección --positiva de W . Cuando cada impulso pasa por $F(w)$, reproduce la misma $F(w)$. Como los impulsos están a intervalos de $W_0 = 2\pi/T$, la operación de convolución resulta en que se repita $F(w)$ cada W_0 radianes por segundo como se muestra en la Figura 3-3.f la --misma $F(w)$ pero repetida periódicamente cada W_0 radianes por --segundo.

Se designará esta función con $F_s(w)$. Observando que $F(w)$ se --repetirá periódicamente sin trasladarse siempre que $W_0 \geq 2W_m$, o sea

$$\frac{2\pi}{T} \geq 2(2\pi f_m)$$

es decir

$$T \leq \frac{1}{2f_m} \dots (3.6)$$

Cuando se muestrea la función $f(t)$ a intervalos uniformes, menores de $1/2 f_m$ segundos, la función de densidad espectral de $f_s(t)$ será una réplica periódica de $F(w)$ y, por lo tanto, tendrá toda la información acerca de $f(t)$. Se puede recuperar fácilmente $F(W)$, a partir de $F_s(W)$, pasando la señal muestreada a través de un filtro paso bajas que permite la transmisión de todas las componentes de frecuencia inferior a f_m y atenúa todas aquellas de frecuencia superior a f_m . La característica ideal de filtro con la que se obtiene, se representa por la línea punteada (Figura 3-3.f).

Observando que si el intervalo de muestreo T llega a ser mayor que $1/2 f_m$, entonces la convolución de $F(W)$ con $\delta_{w_0}(W)$ genera periódicamente a $F(W)$; sin embargo existe traslapamiento de ciclos que no permite recuperar $F(W)$ a partir de $F_s(W)$. De aquí que, si el periodo de muestreo T es muy grande, se pierde una parte de la información y no se puede recobrar la señal original a partir de la señal muestreada $f_s(t)$. Esta conclusión es bastante lógica pues es razonable que se pierda la información cuando el muestreo es muy lento. El intervalo máximo de muestreo $T = 1/2 f_m$ se conoce como intervalo de Nyquist.

En lo discutido anteriormente, se obtuvo gráficamente $F(W) * \delta_{w_0}(W)$. También se puede derivar fácilmente el mismo resultado analíticamente. Tenemos

$$\begin{aligned} \delta_{w_0}(W) &= \delta(W) + \delta(W - w_0) + \dots + \delta(W - n w_0) + \dots \\ &\quad + \delta(W + w_0) + \dots + \delta(W + n w_0) + \dots \\ \delta_{w_0}(W) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(W - n w_0). \end{aligned}$$

Considerando la ecuación 3.5 se deduce que

$$F_s(w) = \frac{1}{T} \left[F(w) * \delta_{w_0}(w) \right] \therefore$$

$$F_s(w) = \frac{1}{T} \left[F(w) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(w - n w_0) \right]$$

$$F_s(w) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(w) * \delta(w - n w_0)$$

Teniendo en cuenta la ecuación siguiente

$$f(t) * \delta(t-T) = f(t-T)$$

Tenemos

$$F_s(w) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(w - n w_0). \quad \text{---(3.7).}$$

El segundo miembro de la ecuación 3.7 representa la función --- $F(w)$, que se repite cada w_0 radianes por segundo. El resultado es igual al obtenido mediante la convolución gráfica.

En telefonía, lo anterior quiere decir que si el canal telefónico va de 0 a 4 KHz o sea que la máxima frecuencia a transmitir son 4000 Hz. la frecuencia de muestreo debe ser al menos del doble, esto es a 8 K H z.

$$F_m = 8 \text{ KHz.}$$

$$\text{Siendo su periodo } T_m = \frac{1}{F_m} = \frac{1}{8000} \text{ Hz. } 125 \mu \text{ Seg.}$$

$$T_m = 125 \mu \text{ seg.}$$

En telefonía, se usa una velocidad de muestreo de 8000 Hz para los sistemas PCM. Esta velocidad es algo superior al doble de la frecuencia más alta de la banda, 3400 Hz, a causa de la dificultad en la construcción de filtros pasa bajos suficientemente cortantes.

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

La relativa simplicidad de los sistemas PAM los hace atractivos para algunas aplicaciones telefónicas. No obstante, la PAM no es adecuada para la transmisión en distancias largas a causa de la dificultad de la regeneración de los impulsos con suficiente exactitud, lo cual es importante porque los impulsos PAM contienen la información en la forma del impulso (Figura 3-5).

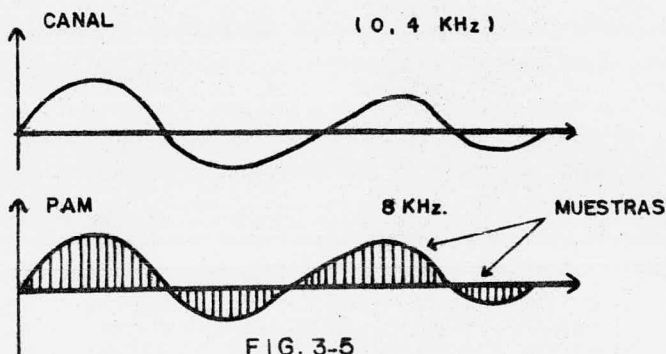
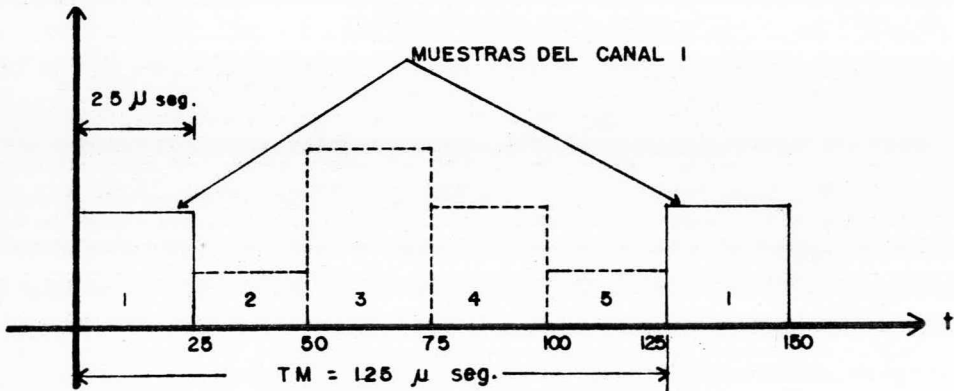


FIG. 3-5
REPRESENTACION GRAFICA DEL SISTEMA
PAM.

Usando este principio, se piensa en un sistema múltiplex, en -- donde los pulsos PAM de 3 ó más canales son intercalados en el tiempo para ser transmitidos por una misma vía.

El número de canales a transmitir dependerá de la duración de -- las muestras; por ejemplo en el caso de que duren $25\mu\text{seg}$, se -- podrian insertar entre cada periodo 5 diferentes pulsos pertene -- cientes a 5 diferentes canales. (Esto se muestra en la Figura - 3-6).



INTERCALACION DE PULSOS PAM PARA CREAR UN SISTEMA MULTIPLEX

FIG. 3-6

A la forma de intercalar los pulsos se le llamará de ahora en -- adelante "TRAMA", que es un tecnicismo muy usado en el sistema PCM.

3.1.2.- Cuantificación.

La gama continua de amplitudes de los pulsos es descompuesta en una cantidad finita de valores de amplitud en el proceso de --- cuantificación. La gama de amplitudes se divide en intervalos y a todas las muestras cuyas amplitudes caen dentro de un intervalo de cuantificación específico se les da la misma amplitud de salida. Véase la Figura 3-7. El redondeo de las muestras provoca un error irreparable, distorsión de cuantificación, en la -- señal.

Este error voluntario, puede reducirse a límites bajos adecuados haciendo que la cantidad de niveles de amplitud permitidos sea suficientemente grande, se acepta porque hace posible la -- transmisión libre de errores teniendo sólo una cantidad discreta de amplitudes.

En la Figura 3-7, la distorsión de cuantificación es independiente de la amplitud de la muestra. Esto significa que una persona que habla en voz alta y una que habla en voz baja hacen que el que escucha oiga la misma distorsión de cuantificación. Con respecto a los niveles de conversación, el que habla en voz baja genera mucho más distorsión que el que habla en voz alta. Además, un análisis estadístico muestra que para un hablante individual las amplitudes pequeñas son mucho más probables que las grandes.

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

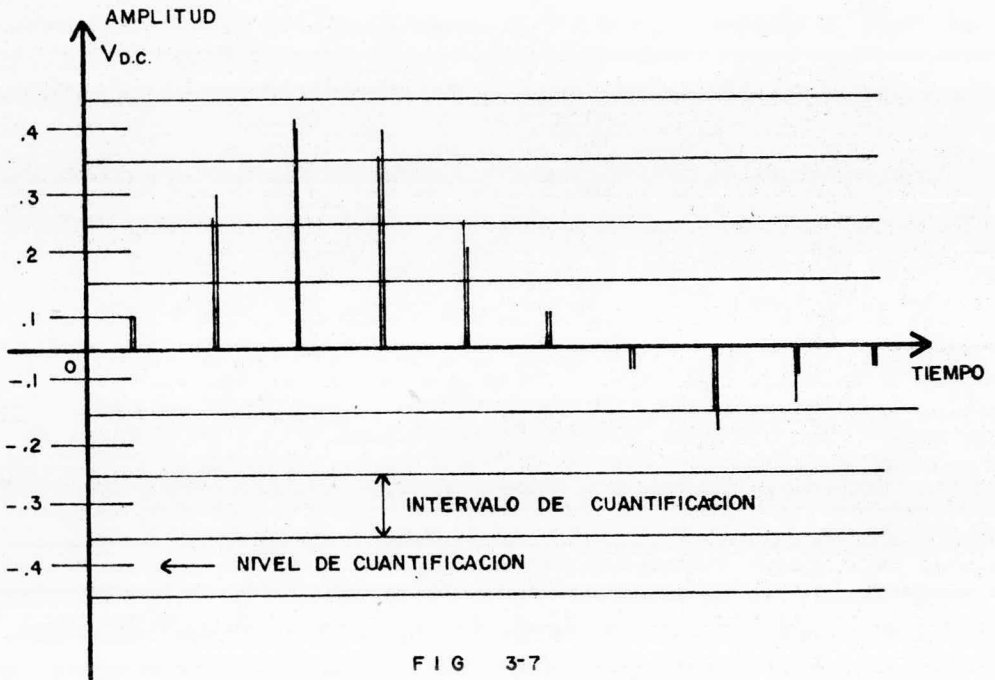


FIG 3-7

PROCESO DE CUANTIFICACION

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

Esto puede efectuarse de dos maneras, o comprimiendo el rango dinámico de la señal antes de la cuantificación y expandiéndolo nuevamente en el lado de recepción, o usando intervalos de

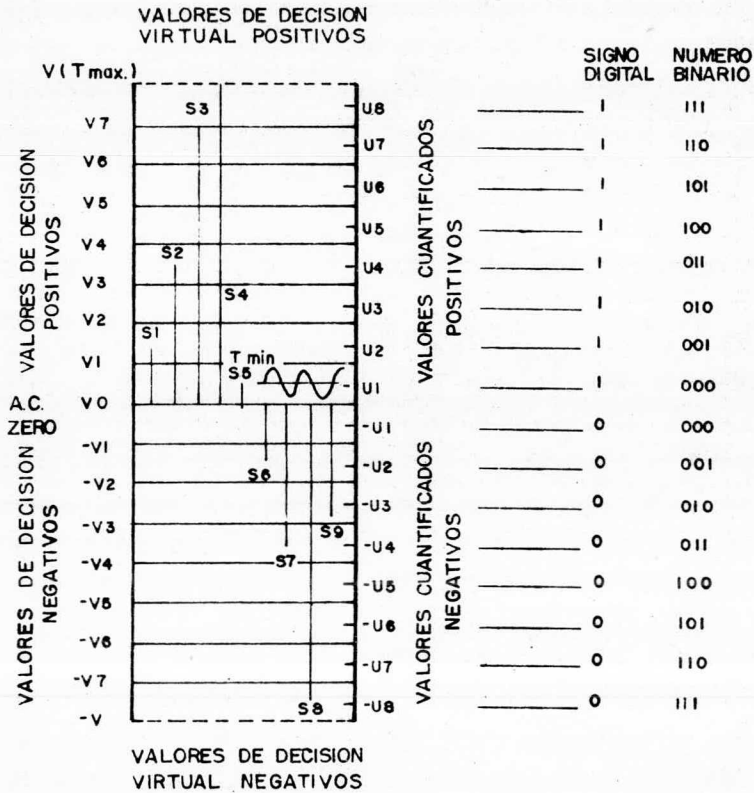
cuantificación crecientes con la amplitud. Este proceso a menudo se denomina compansión, (compresión y expansión). Los sistemas PCM modernos usan el último método de compansión. Con una ley aproximadamente logarítmica que gobierna el aumento en el tamaño del intervalo de cuantificación, es posible obtener una relación aproximadamente constante de señal a distorsión de -- cuantificación en una amplia gama de volúmenes de conversación, empleando a la vez mucho menos niveles que los que se requerirían con intervalos de cuantificación uniforme. Esto significa que en la práctica los límites son colocados dentro de cualquier amplitud que contenga un número binario simple, localizado en el codificador. (Ejemplo en la Figura 3-8). Un juego de 8 cuantus* teniendo sus límites superiores V_1, V_2, \dots, V_8 , son descritos por tres dígitos binarios ($2^3 = 8$), los límites de cada cuantun son valores decisivos, esto es que todas las señales cuyas amplitudes que excedan el umbral de un valor de decisión en particular serán estimados para tener su valor común, -- que es tener el mismo número binario localizado en ellos.

Por ejemplo, un muestreo S_2 teniendo un valor de $V_3 \leq S_2 \leq V_4$ es representado por el número binario 011, por lo que cualquier -- señal será estimada para tener un valor cuantificado en el -- punto medio del cuantun, de aquí que, los valores cuantificados U_1 a U_8 tienen magnitudes determinadas por la ecuación general (3.8).

$$U_i = \frac{1}{2} (V_i + V_{i-1}) \text{ -----(3.8)}$$

donde V_i es el primer valor de decisión y U_i es el primer valor cuantificado.

* CUANTUN = Es un valor de decisión abstracto referido entre -- dos niveles de energía. (bits).



S_1 a S_9 = MUESTRAS DE AMPLITUD

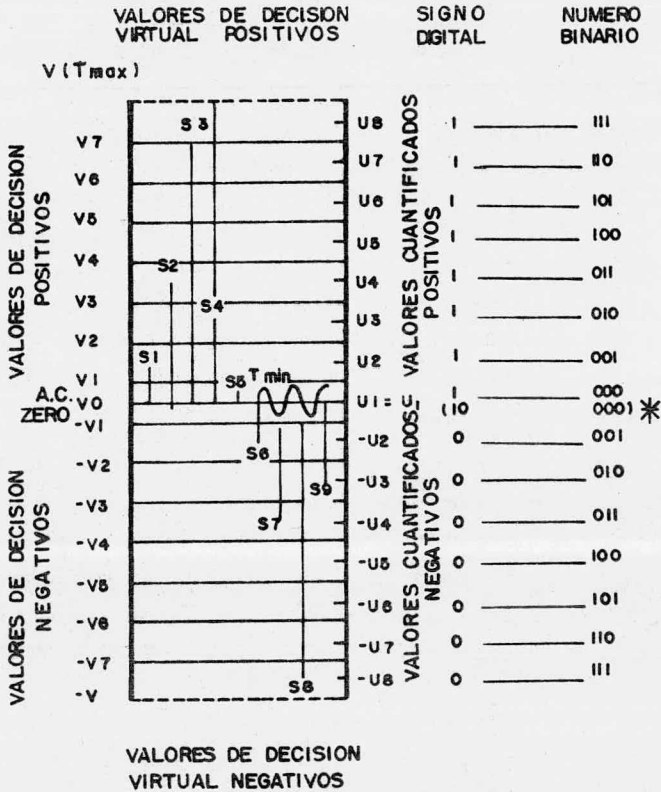
LOS NUMEROS BINARIOS
GENERADOS SERAN :

1001, 1011, 1111, 1111, 1000
0001, 0011, 0111, 0010

FIG. 3.8 a

RELACION ENTRE VALORES DE
DECISION Y VALORES CUANTIFICADOS

* TODOS LOS CODIGOS CEROS SON DESCARTADOS



LOS NUMEROS BINARIOS GENERADOS SERAN :

1001, 1011, 1111, 1111, 1000
0001, 0011, 0111, 0010

FIG. 3.8 b

RELACION ENTRE VALORES DE DECISION Y VALORES CUANTIFICADOS

De estas consideraciones se observa que estos pueden tener un error arriba de un medio de cuantun entre la señal actual y el valor cuantificado, ya que la terminal receptora PCM puede únicamente interpretar un número binario recibido con el correspondiente valor cuantificado, esto puede ocasionar una discrepancia entre la magnitud original de la muestra y su valor reconstruido, esta discrepancia se manifiesta como una señal de ruido sobrepuesta en la recibida, y esto es lo que se conoce como una distorsión de cuantificación.

- Señales de Bajo Ruido.

El primer valor de decisión de la Figura 3-8a. ocurre en V_1 y en pequeñas señales cuyas amplitudes no llegan al valor de V_1 estas no causan cambios de estado del número binario correspondiente U_1 excepto el cambio de estado del signo del dígito --- cuando la señal cruza el valor de decisión cero A.C.

Una señal senoidal muy pequeña, centrada a la mitad de V_0 y -- V_1 y teniendo una amplitud menor que $V_1 - V_0$ no puede ser ---- transmitida, ya que no existe cambio en el estado de la señal binaria, la amplitud de tal señal es de interés definiendo las características de cuantificación y es conocida como T.mín. -- Esta magnitud puede derivarse del valor de T máx. por la si---- guiente ecuación.

$$T \text{ mín.} = T \text{ máx.} - 6.02 (1 + \log_2 B) - G \text{ ---- (3.9)}$$

donde B = número de valores cuantificados en cada lado del --
cero A. C.

G = factor de la ley de codificación.

El factor de la ley de codificación es la relación de la magnitud de los valores de entrada a los valores de decisión en el codificador.

Un arreglo alternativo de los valores de decisión es mostrado en la Figura 3-8b. en este caso V_1 es colocado a un medio de - cuantun arriba del cero A.C.; U_1 y $-U_1$ corresponden al cero - A.C. y tienen una consecuencia de aprovechar los números binarios. (Notando que dos de estos son coincidentes haciendo 2^{n-1} valores reales cuantificados) donde 2^{n-1} valores de decisión -- real y 2 valores de decisión virtual.

3.1.3.- Codificación.

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

Sin embargo, hay gran flexibilidad en la codificación de estas amplitudes en formas eléctricas adecuadas para la transmisión. En general, la muestra cuantificada puede codificarse en dos ó más impulsos con menores niveles de amplitud por impulso. Un grupo de n impulsos, cada uno con b niveles de amplitud discreta posibles, puede representar b^n niveles de muestras cuantificadas. Véase la Tabla 3-1.

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

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

Tabla 3-1. Tabla de alternativas de codificación para muestras cuantificadas con 256 niveles.

Los sistemas prácticos actuales usan la codificación binaria de las muestras de conversación cuantificadas. Véase la Figura 3-9 Como la telefonía usa 256 niveles de cuantificación, cada muestra se codificará en un grupo de código, o palabra PCM, consistente en 8 impulsos binarios (8 bits).

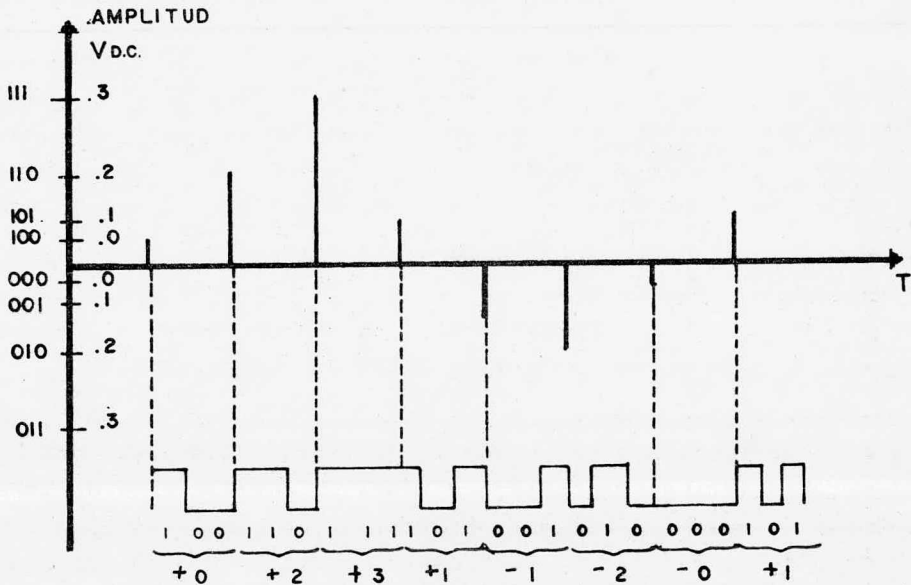


FIG. 3-9

Codificación de muestras cuantificadas con 8 niveles de - cuantificación (3 dígitos binarios/palabra de código).

Como la velocidad de muestreo usada es de 8000 muestras/segundo, una señal de conversación modulada por impulsos codificados generará una señal digital de 64 kbit/s.

Existiendo los siguientes Métodos para reducir la distorsión - de cuantificación:

Método (1). Los valores de decisión no son lineales en - este método, los intervalos entre los valores de decisión se - hacen pequeños para señales de bajo nivel, que para señales de alto nivel.

Método (2). Los valores de decisión son lineales, pero con los cuantun necesarios más pequeños usados sobre el rango diná mico del codificador. Las características no lineales, son obte nidas por la manipulación de los números binarios, reduciendo el número total de dígitos en la misma forma que el método (1).

El número de decisión a ser usado es un compromiso entre el nú mero total de dígitos binarios (bits) a ser usados por el codi ficador en cada muestra analógica y en una adecuada calidad de transmisión, en términos de distorsión de cuantificación.

Deberá observarse que esto no es una relación directa entre la ley de codificación y el número de dígitos usados para cada se ñal característica, la cual representa la codificación de mues treo, por ejemplo, el sistema original de 24 canales y el más - reciente de 32 canales de la C.C.I.T.T., ambos son usados con la misma ley de codificación, pero el número de dígitos para - cada señal característica fue incrementado de 7 a 8 bits.

- Leyes de Codificación.

Para la modulación por pulsos codificados (PCM) en la telefo nía el C.C.I.T.T. ha recomendado dos leyes, que son conocidas comunmente como la ley A (32 canales) y la ley μ (24 canales). Estas leyes también se denominan leyes de codificación porque en los casos prácticos el proceso de cuantificación se efectúa en el codificador.

- Ley μ .- Para llevar a cabo el cálculo de ruido de cuantificación y el análisis de la relación señal a ruido (S/R) para la característica de compresión de la ley μ , es útil definir una entrada normalizada para así obtener:

$$y = \frac{\log (1 + \mu x)}{\log (1 + \mu)} \text{ ----- (3.10)}$$

Donde $\mu = 100$

- Ley A .- Para un sistema de 32 canales se incorpora una aproximación segmentada a la función continua dada:

$$y = \frac{1 + \log (Ax)}{1 + \log (A)} \quad \text{para } 1/A \leq x \leq 1 \text{ ----- (3.10a)}$$

$$y = \frac{Ax}{1 + \log (A)} \quad \text{para } 0 \leq x \leq 1/A \text{ ----- (3.10b)}$$

Donde $A = 87.6$

Una aproximación segmentada a esta función continua puede ser dibujada, de tal manera que cada segmento sucesivo cambia su pendiente por un factor de dos.

Hay un total de 8 segmentos de los cuales los primeros dos son colineales como se muestra en la figura 3-10.

Donde el eje Y representa el número de valores de decisión resultantes de la ubicación de 8 dígitos binarios para cada muestra codificada. Los sistemas modernos a los estándares de el CCITT. usan esta ubicación. El rango de entradas positivas aloja 128 valores de decisión que requieren de 7 dígitos binarios ($2^7 = 128$).

El rango de entradas negativas requiere un dígito binario adicional haciendo un total de 8 ($2^8 = 256$). En la práctica un dígito binario se usa para indicar la polaridad de la muestra, - los 7 dígitos restantes se usan para las muestras positivas y negativas se verá que la relación del eje X y el eje Y es tal que el rango 0 - 1/64 del voltaje total de entrada se representa por 32 valores de decisión (dos segmentos colineales), el - rango 1/64 - 1/32 por los 16 valores de decisión, el rango 1/32 - 1/16 por los siguientes 16 valores de decisión y así sucesivamente, de esta forma la relación entre el voltaje de entrada relativo y el número de valores de decisión se cambia por un - factor de 2. para cada segmento sucesivo. La relación entre un codificador uniforme y un codificador equivalente no uniforme (ambos teniendo el mismo rango dinámico a la entrada analógica), es conocida comunmente como la ventaja de compresión y se expresa como:

$$20 \log_{10} \frac{N}{n} \text{ db} \quad \text{-----} \quad (3.11)$$

donde: N = Número de valores de decisión del codificador uniforme.

n = Número de Valores de decisión del codificador no uniforme.

Como ejemplo, para la característica de la Ley A (A=87.6) la - relación es:

$$20 \log_{10} \frac{2048}{128} = 24.1 \text{ db (7 dígitos codificados)}$$

$$20 \log_{10} \frac{4096}{256} = 24.1 \text{ db (8 dígitos codificados)}$$

La primera relación puede ser implementada en la práctica arreglando los valores de decisión en el codificador para que estén espaciados de acuerdo con las características requeridas.

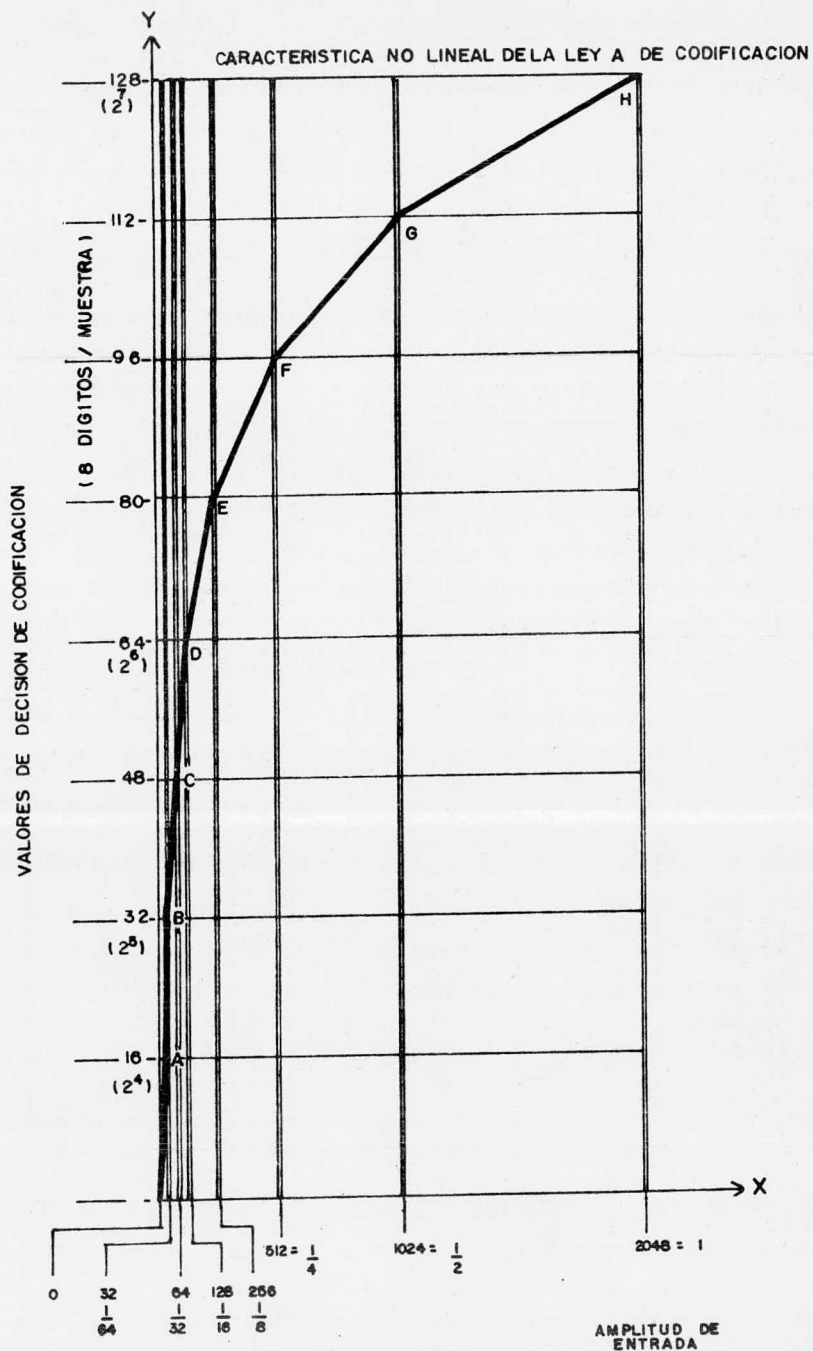


FIG. 3-10

CARACTERISTICA DE LA
CODIFICACION DE LEY A (A = 87.6)

Una alternativa de solución es generar todos los códigos binarios que son requeridos, si el rango completo fue resuelto con el mismo grado de precisión que fue requerido, para los segmentos 0-A y A-B. (solamente para valores de decisión positivos) - esto requiere de 2048 valores de decisiones equivalentes a 8 - segmentos cada uno teniendo 16 valores de decisión. Este orden de resolución requiere de 11 dígitos binarios ($2^{11} = 2048$), lo cual deben ser reducidos por manipulación digital para dar la resolución requerida dentro del código de 7 dígitos (Figura 3-10).

En la tabla 3-2 se ilustra la relación entre los valores de -- decisión y las señales de caracteres para el codificador de la Ley A de 8 dígitos.

Valores de Decisión.	Segmento	CODIGO DE 8 DIGITOS.							
		1	2	3	4	5	6	7	8
		Polaridad de muestras. 1=+ 0=-	Descripción de amplitudes.						
			Código de Segmento.	16 Amplitudes de nivel entre límites de segmento.					
112-127	G-H	0	1	1	1	W	X	Y	Z
96-111	E-G	0	1	1	0	"	"	"	"
80-95	E-F	0	1	0	1	"	"	"	"
64-79	D-E	0	1	0	0	"	"	"	"
48-63	C-D	0	0	1	1	"	"	"	"
32-47	B-C	0	0	1	0	"	"	"	"
16-31	A-B	0	0	0	1	"	"	"	"
0-15	0-A	0	0	0	0	"	"	"	"

Tabla 3-2 Relación entre valores de decisión y caracteres de las señales.

b).- Sincronización.

Para llevar a cabo la transmisión y recepción entre terminales dentro de un sistema PCM., y obtener un enlace correcto se tendrá en cuenta el alineamiento de trama, ya que las dos terminales deben estar sincronizadas, para que las señales de sincronía de ambas terminales ocurran con una proporción del mismo promedio.

La terminal transmisora tiene un reloj (usualmente dentro del equipo), que genera los pulsos de sincronía requeridos para controlar las diversas funciones y así determinar la proporción con la cual el total de la señal digital será generada para la transmisión en la terminal receptora.

Esta señal digital tendrá una contribución la cuál es directamente proporcional al reloj del equipo, y así éste podrá variar dentro de los límites establecidos, por ejemplo; ± 50 veces por millón, si la terminal receptora fuera a derivar sus frecuencias para su propio reloj interno, entonces esto también tendrá una tolerancia de ± 50 veces por millón y para el ejemplo citado la diferencia entre las terminales transmisoras y receptoras pueden ser tanto como 100 veces por millón. Un arreglo tal, es inaceptable ya que no existirá una relación de fase constante entre las frecuencias de las terminales tanto transmisora como receptora, de modo que de fase a fase la diferencia excedería una ranura de tiempo digital y se perdería el alineamiento de trama. Para prevenir esto, la terminal receptora no usa un reloj independiente, pero deriva su sincronía a la señal digital receptora, y esto asegura que las dos terminales están funcionando a la misma proporción en promedio, esto quiere decir que están sincronizadas.

Esta condición algunas veces se describe, mencionando que la terminal receptora está subordinada a la terminal transmisora.

Considerando un sistema completo de transmisión en dos direcciones, no es extraño para cada dirección estar completamente independiente. Esto es, cada terminal transmisora tiene su propia fuente de reloj.

c).- Recuperación de Sincronía.

Para la recuperación de la información de sincronía de una - señal recibida sobre una trayectoria de transmisión digital, se requiere que existan suficientes transiciones en la señal receptora. Un método común de recuperación de sincronía es - mejorar el circuito resonante para la señal digital receptora, asegurando que el factor "Q" sea el adecuado para que--- continúe oscilando por un periodo, aún cuando las transicio- nes no ocurran.

La recuperación de sincronía es fundamental para los repeti- dores regenerativos teniendo en cuenta que se aplican las -- mismas consideraciones anteriores. Esto será tratado en la - transmisión digital.

Un aspecto del diseño del equipo terminal, es que los códi-- gos ceros son generados como el número binario correspondien- te al valor cuantificado más pequeño. Como consecuencia es- te código será generado por muchos canales durante periodos- de tráfico ligero y puede guiar a una señal de salida conte- niendo una larga secuencia de ceros. Esto puede afectar --- los circuitos de recuperación de sincronía en los regenera-- dores y en la terminal, este efecto puede ser atenuado, arre- glando el codificador para una salida binaria en la que -- los dígitos alternos estén invertidos (AMI).

De este modo :	todos los ceros	0000000
	llegan a ser	0101010
y consecuentemente	el número binario 42..	0101010
	llegan a ser	0000000

Esto significa que todos los códigos ceros, están solo --
transitoriamente y bajo condiciones de tráfico ordinario--
hay imparcialmente una baja probabilidad de que dos cana-
les consecutivos estén generando este código secuencial--
mente.

3.2.2.- Multiplexaje por División de Tiempo (TDM).

Varias señales en forma de pulso pueden usar un itinerario de transmisión común si las señales tienen diferentes fases.

La fig. 3-11 muestra como tres señales PAM se multiplexan por división de tiempo en la misma línea de transmisión. Los pulsos de las tres señales son entrelazadas abriendo las compuertas de muestreo una por una ciclicamente. Durante un ciclo, - la línea de transmisión recibe un pulso PAM de cada una de las señales participantes. Tal conjunto de pulsos se denomina trama. La magnitud de tiempo que ocupa cada uno de estos pulsos - se denomina intervalo de tiempo. En este ejemplo cada trama -- tiene tres intervalos de tiempo.

En el lado de recepción los pulsos son distribuidos nuevamente. Esto se hace abriendo ciclicamente las compuertas de muestreo de la misma manera que en el lado de transmisión.

En el caso de las señales PCM, la multiplexión por división de tiempo se efectúa más a menudo antes de que las muestras sean codificadas por pulsos, es decir, las muestras de las señales - analógicas se combinan en una línea de transmisión con PAM común (Figura. 3-12).

De este modo, el equipo de codificación puede usarse en multiplexaje por división de tiempo. Vemos en la figura que los --- pulsos PCM no son entrelazados impulsos por impulsos.

Esto a menudo se denomina entrelazado de intervalos de tiempo. Los sistemas PCM usados en telefonía son la mayoría de las veces sistemas TDM, de modo que cuando leemos u oímos el término "sistema PCM" casi siempre se está refiriendo a un sistema PCM TDM. Sin embargo no hay que olvidar que el sistema PCM en si - puede usarse, y se usa en ciertos casos sobre una base de un - solo canal.

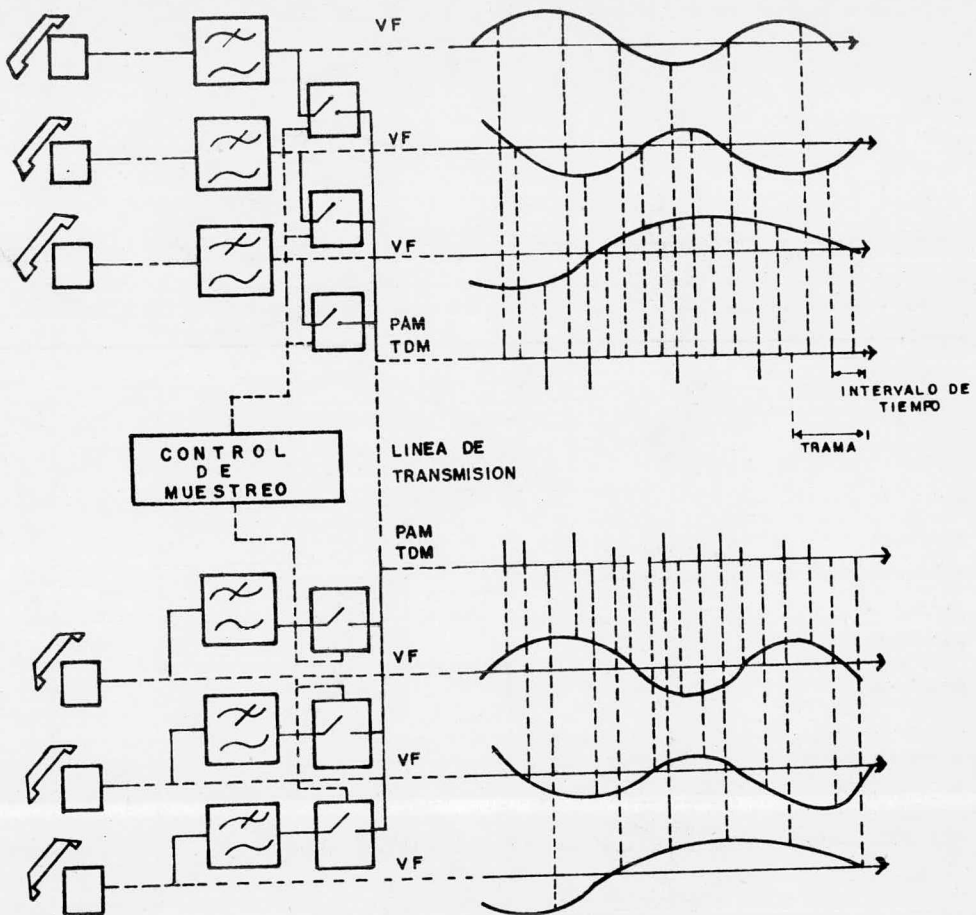
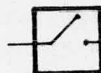


FIG. 3-11

UN SISTEMA DE TRANSMISION CON PAM QUE USA MULTIPLEXAJE POR DIVISION DE TIEMPO (TDM)



FILTRO PASO BAJOS



DISPOSITIVO DE MUESTREO

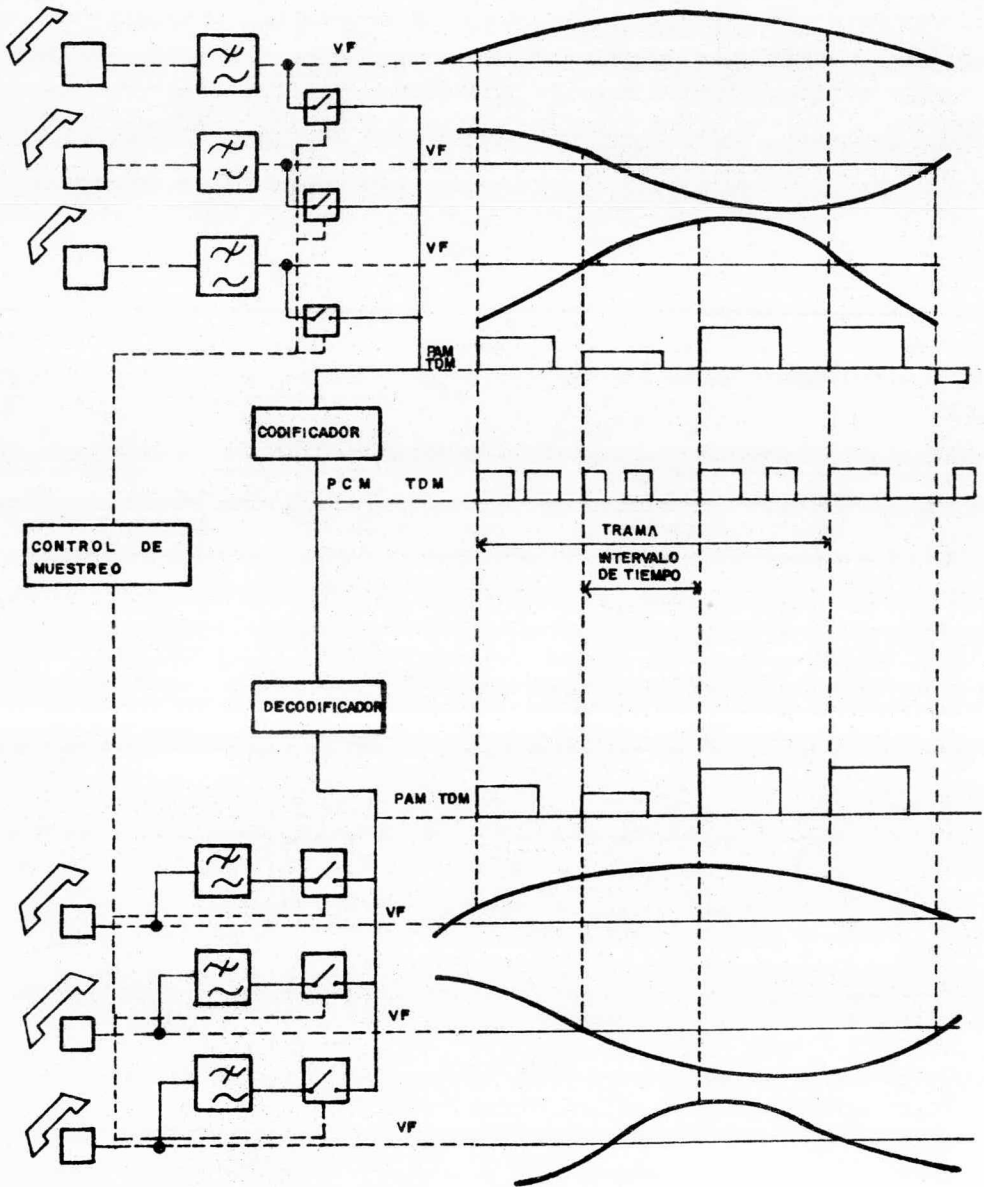


FIG. 3-12

SISTEMA DE TRANSMISION PCM-TDM.

3.2.3.- Sistema de 30 Canales (CCITT).

En el sistema CCITT de la ley A (recomendación G 732) - cada trama está constituida de un juego de 32 canales, espaciados en tiempo y numerados de 0 a 31, (ver figura -- 3-13).

Los cálculos de tiempo para dejar bien definido el sistema son :

El espacio de tiempo de cada canal es 1/32 del tiempo de trama.

$$TS = \frac{Fm}{32} = \frac{125 \mu\text{seg}}{32} = 3.9 \mu\text{seg.}$$

$$TS = 3.9 \mu\text{seg.}$$

La duración de cada bit será la octava parte de esto.

$$B = \frac{TS}{8} = \frac{3.9 \mu\text{seg}}{8} = 0.488 \mu\text{seg.}$$

$$B = 0.488 \mu\text{seg.}$$

Por otro lado, la duración de multitrama es de 16 veces la de una trama.

$$MT = 16 \times Fm = 16 \times 125 \mu\text{seg} = 2\text{m. seg.}$$

$$MT = 2\text{m. seg.}$$

Y por último, la velocidad del sistema se obtiene de :

$$8000 \text{ tramas/seg.} \times 32 \text{ canales/trama} \times 8 \text{ bits/canal.} =$$

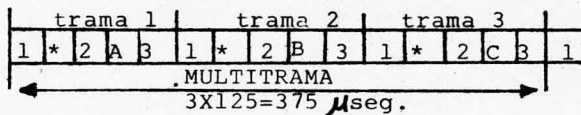
$$= 2.048 \text{ Megabits/seg.}$$

- Numeración de canales.

Los canales de voz son numerados del 1 al 30 y están localizados en las ranuras de tiempo para los canales del 1 al 15- y del 17 al 31.

Todos los 8 bits en las ranuras de tiempo de cada canal son- usados para codificar las muestras PAM, la inversión de dígi- tos alternados (AMI) es aplicada a cada señal característica por manipulación dentro del codificador.

La ranura de tiempo "0" contiene la señal de alineamiento de trama (Sincronización), y la ranura de tiempo del canal 16 - es exclusivamente para la señalización. La asignación de la- ranura de tiempo del canal 16 nos lleva al intercambio de in- formación del muestreo, conduciéndonos al concepto de una -- multitrama, o sea, al espacio de tiempo que ocupa todo este- ciclo y la forma en que se intercalan los canales, sincronías y señalizaciones se les llama multitrama, para el ejemplo que señalamos, si sacrificamos 2 de los 5 canales para insertar - la sincronía y la señalización, la multitrama completa queda- de 3 tramas. (distribución de multitrama).



- * Señal de sincronía
- A Señalización canal I
- B Señalización canal 2
- C Señalización canal 3

En la trama cero los primeros 4 dígitos son asignados a -
 una señal de alineamiento de multitrama (0000), los dígi-
 tos sobrantes son usados para utilizarse en alarmas del -
 sistema.

El rango de información binaria efectiva de la señal de -
 cada canal muestreado puede ser derivado como sigue :

Una ranura de tiempo de canal= 8 bits.

Rango de repetición de cada

ranura de tiempo en cada canal= 8000 veces/seg.

Rango de información binaria

por ranura de tiempo de canal= 8 x 8000=64 --
 K bits/seg.

Rango de información binaria

por bit.= $\frac{64 \text{ Kbit/s}}{8} = 8 \text{ kbit/s}$

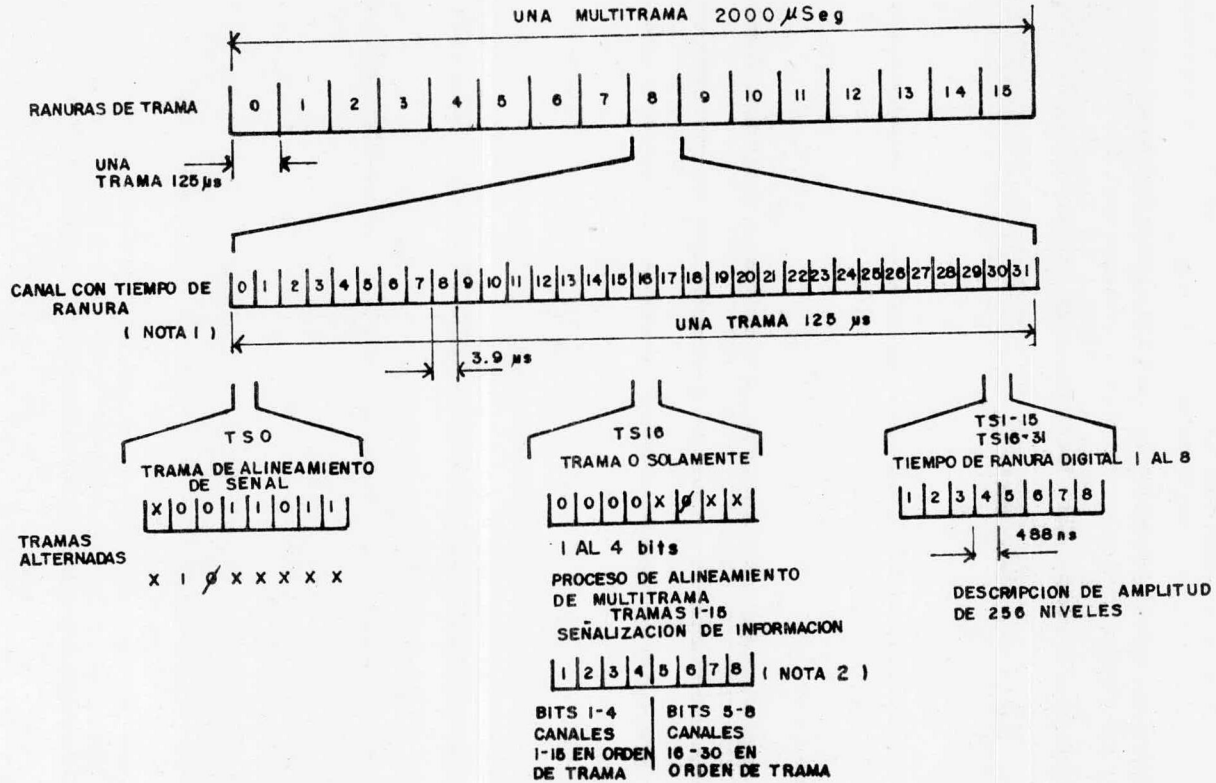
Rango de información binaria

por 4 bits.= $4 \times 8 \text{ kbit/s} = 32 \text{ Kbit/s}$.

Como para cada canal de muestreo
 de 4 bits unicamente aparecen una
 vez cada 16 tramas el rango de in

formación binaria efectiva es= $\frac{32 \text{ Kbits/s}}{16} = 2 \text{ Kbits/s}$.

En la práctica, la ranura de tiempo del canal 16 es estructu-
 rada como una vía de 64 Kbits/s., la cuál es subdividida - -
 para proporcionar la separación del muestreo de canales de -
 2 Kbits/s.



3-13 ESTRUCTURA DE TRAMA Y MULTITRAMA PARA SISTEMAS DE 30 CANALES

NOTA 1.- Canales de voz : 15 canales ocupados en el tiempo -
de ranura 1-15

Canales de voz del 16-30 ocupando-
los canales en el tiempo de ranura
17-31.

NOTA 2.- Por ejemplo la información de la señalización para-
el canal 1 es portada por los bits 1-4 en la trama-
1.

X.- Dígitos no localizados, en el estado 1 cuando no son -
usados.

Ø.- Normalmente los dígitos 0 excepto 1 cuando es bajo el -
alineamiento de trama ocurre (TS"0" solamente) o cuan-
do es bajo el alineamiento de la multitrama ocurre (TS
16 solamente).

TS.- Tiempo de ranura.

- Métodos de Multiplexión de Orden Superior.

Los sistemas de transmisión digital pueden ligarse conjuntamente en una jerarquía de la misma manera que los sistemas -- FDM. Se tratan dos jerarquías, una basada en los 24 canales - y otra en el sistema de 30 canales. En la figura 3-14 se muestra una posibilidad para el sistema de 30 canales.

A partir de la figura 3-14, pueden verse que las facilidades de transmisión están planeadas para ser usadas no sólo por -- conversación modulada por pulsos codificados sino también por datos, teléfono visual, grupos de FDM y TV. En la tabla 3-3 - se observan las posibles velocidades de dígitos y medios de - transmisión para los diferentes órdenes de Sistemas PCM.

Las líneas de transmisión digitales transportan señales digitales entre unidades de equipo múltiplex, estas líneas están diseñadas para conducir señales digitales de velocidades específicas, pero no dependen de que tipo de señal original es -- transportada en forma original. Es decir, la misma línea de - transmisión puede usarse tanto para Multiplexaje PCM como para Multiplexaje digitales si estos tienen las mismas velocidades en las señales digitales multiplexadas. Incluso otros tipos de señales digitales, por ejemplo señales telefónicas visuales codificadas digitalmente o señales de datos, pueden usar las líneas de transmisión si sus velocidades de dígitos - son correctos.

Los sistemas de segundo orden han sido recomendados por el CCITT.

Estos tienen Múltiplex digitales y están basados sobre cada uno de los dos Múltiplex primarios.

Ambos combinan cuatro señales PCM primarias en una señal digital. Las señales se multiplexan mediante el entrelazado de bits, es decir, las señales participantes se combinan bit por bit, esto, es más práctico que el entrelazado de intervalos de tiempo, en el que las señales se combinan de intervalo de tiempo por intervalo de tiempo, porque en el último caso es necesario reunir los bits de los intervalos de tiempo en etapas intermedias antes de poder efectuar el entrelazado.

Los múltiplex digitales deben aceptar que las señales primarias, por razones prácticas, tengan velocidades de bits levemente diferentes de la velocidad de bits ideal, en los sistemas recomendados por el CCITT, esto se efectúa haciendo que las velocidades de bits de segundo orden sean algo más altas que cuatro veces las velocidades ideales de los bits primarios, asegurando con ello que incluso los múltiplex primarios puedan tratarse de una manera adecuada.

La perspectiva de la técnica PCM en el futuro abarcará los sistemas de tercero, cuarto y quinto orden (Figura 3-14), proporcionando con esto un mayor número de canales en la red.

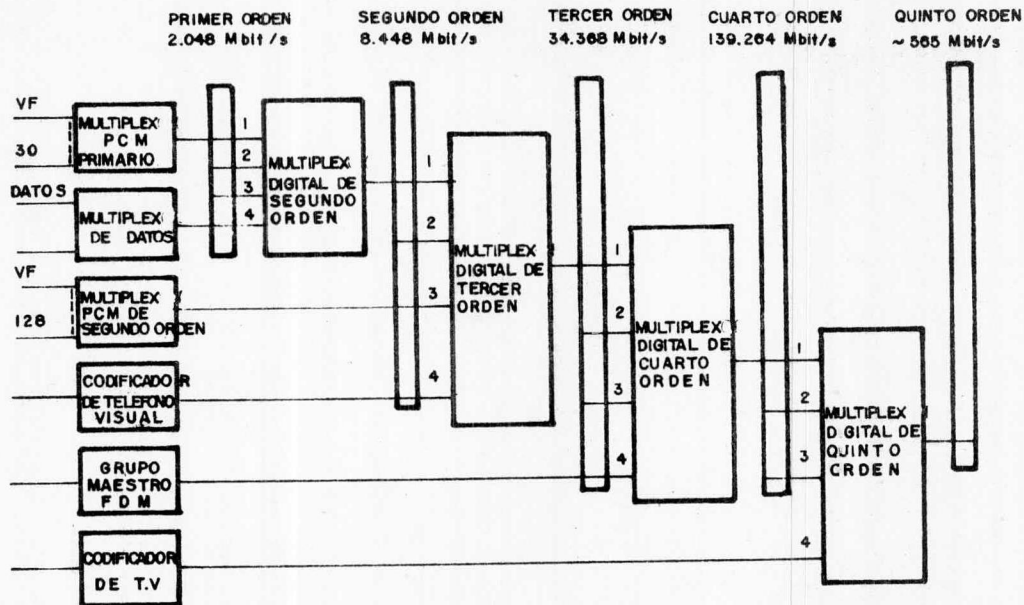


FIG. 3-14

UNA POSIBLE JERARQUIA DE TRANSMISION DIGITAL BASADA EN EL SISTEMA PCM DE 30 CANALES

ORDEN	VELOCIDAD DE DIGITOS M bit/s	CANTIDAD DE CANALES DE CONVERSACION PARA MULTIPLEX DIGITALES	CABLE PAR	CABLE PAR, NUEVO TIPO	CABLE COAXIL MICRO	CABLE COAXIL PEQUEÑO	CABLE COAXIL NORMAL	RADIOENLACE 12 GHz	GUIA DE ONDAS 30-120 GHz	GUIAS DE ONDAS OPTICAS
1	2.048	30	X	X						
2	8.448	120		X	X	X		X		X
3	34.368	480		X	X	X	X	X		X
4	139.264	1920				X	X	X	X	X
5	~565	7680					X		X	X

TABLA 3-3

VELOCIDAD DE DIGITOS Y MEDIOS DE TRANSMISION PARA UNA JERARQUIA BASADA EN
SISTEMA PCM DE 30 CANALES

3.2.4.- Señalización del Intercambio Telefónico.

Como se ha visto anteriormente para que exista una trayectoria para cada circuito en un sistema práctico PCM, se tiene que proporcionar un medio de señalización, para el intercambio telefónico, de señales y están relacionadas con la disposición de una conexión, y por una medición de la duración de la llamada, y así poder liberar la conexión cuando la llamada es completa.

El número de intercambios telefónicos de los sistemas de señalización que existen es grande y diverso en sus requerimientos particulares por esto, solo se describe un ejemplo.

De mayor importancia es el estudio de los principios generales adoptados en el intercambio de transmisión de la información de señalización sobre un sistema PCM, la mayoría de los sistemas de intercambio de señalización están presentes en el uso operativo, en un rango bajo de señalización de 10 pulsos por segundo, aunque sistemas rápidos serán usados para líneas principales de sistemas de señalización. Más aún, con el advenimiento de teléfonos de teclado la conexión con los intercambios de relevadores e intercambios electrónicos, crean una necesidad futura para una rápida señalización entre los instrumentos de los usuarios y la unidad de conmutación.

El equipo básico requerido para realizar una conexión entre los usuarios conectados a los intercambios automáticos separados, del tipo etapa por etapa está ejemplificado en la figura 3-15.

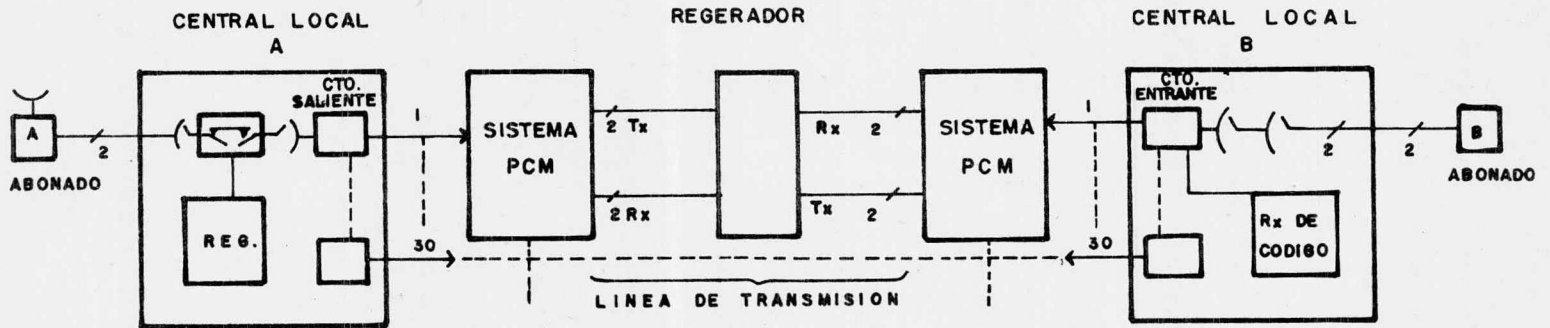


FIG. 3-15

ENLACE DE DOS CENTRALES POR MEDIO DE
PCM

Cuando un circuito proporcionado por un sistema PCM reemplaza un circuito físico, las condiciones de señalización a D.C. deben ser reemplazadas por señales digitales asociadas con la codificación de muestras de voz. Dos soluciones son posibles, -- una es retener el juego de relevadores de intercambio existentes y proporcionar una unidad de señalización simple, asociada con el sistema PCM.

Esto es comunmente referido como un cable "E" y "M" en el que las condiciones de intercambio de señalización son enviadas sobre el cable separadas de la trayectoria de voz, lo cuál se muestra en la figura 3-16a.

Una variante existente es el uso de conexiones fantasmas de la trayectoria de voz por la señalización como se muestra en la figura 3-16b. Una solución alternativa es prescindir del juego de relevadores de intercambio y así asociarse con el sistema PCM más complejo de unidades de señalización, capaz de ofrecer un amplio rango de facilidades de señalización, donde en una conexión directa de un selector de grupo a una unidad de señalización, los cables "+" y "-" llevan la trayectoria de voz y alguna de las condiciones de señalización, el cable "P" es un control adicional necesario para el equipo de conmutación.

CONEXION DIRECTA ENTRE LOS ALAMBRES E Y M

FIG. 3-16 a.

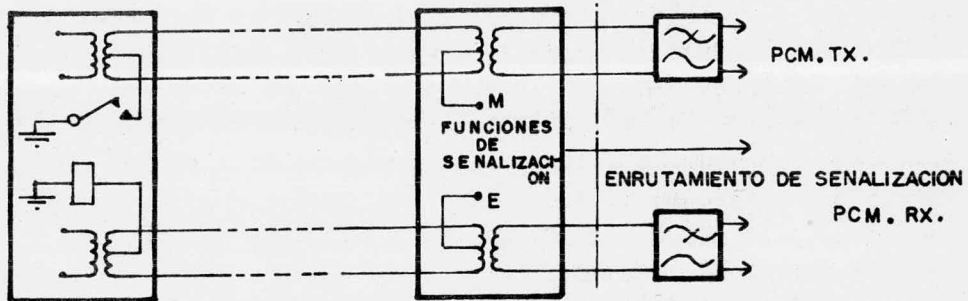
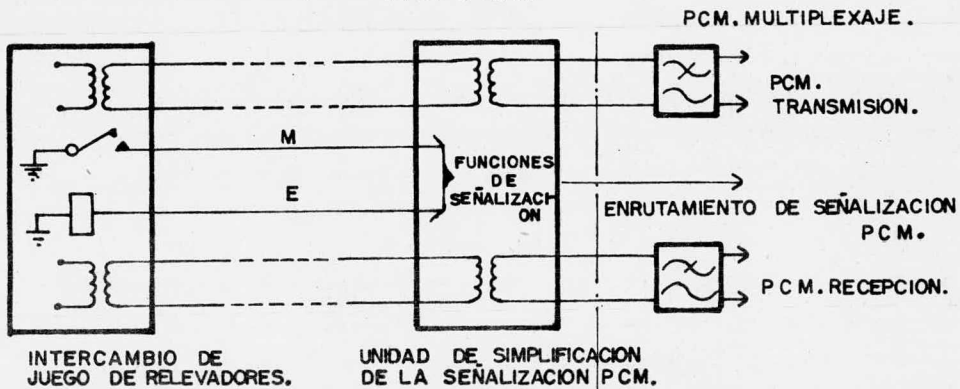


FIG. 3-16 b.

CONEXION FANTASMA DE LOS ALAMBRES E Y M.

La información de D.C. en estos tres cables es convertida a una unidad de señalización dentro de secuencias de dígitos -- que son multiplexados dentro de los dígitos PCM.

El formador de estructura de trama proporciona unicamente un dígito en tramas alternadas para la señalización asociada con cada canal de voz y esto es codificado usando códigos "Comma-Less" esta clase de codificación usa una secuencia de dígitos los cuales no requieren de una identificación de "Comienzo" ejemplo típico son: "010101" y "001001001" que son identificables simplemente por el conteo de números de "ceros" entre los "unos". Todas las secuencias "unos" "1111" y todos -- los "ceros" "0000" son ejemplos del código "Comma-Less" la -- figura 3-19 muestra los códigos usados para la identificación de varias condiciones de intercambio de señalización, y la -- figura 3-18 nos muestra una secuencia típica de estos códigos de como ocurren en las rutas de señalización del sistema para 30 canales.

El sistema de 30 canales según las recomendaciones de la CCI-TT, tienen la señalización de dígitos arreglados en juegos de 4 dígitos por canal y aunque la capacidad de señalización por canal es unicamente de 2Kbit/seg. (en lugar de 4Kbit/seg. para un sistema de 24 canales) la configuración hace que sea = fácil de organizar la codificación representativa de las funciones del intercambiador.

La figura 3-19 muestra un número de ejemplos de como estos -- dígitos pueden ser usados.

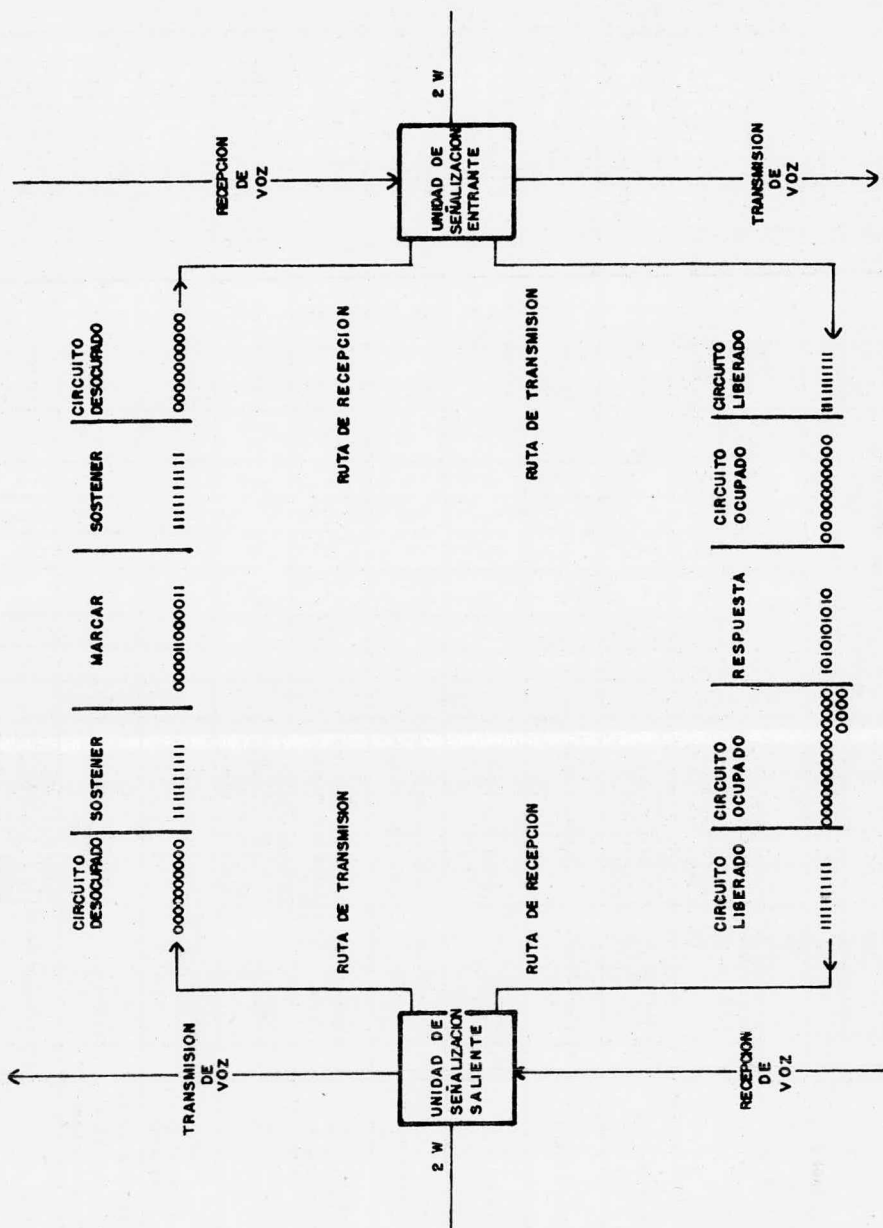


FIG. 3-18 SECUENCIA TIPICA DE DIGITOS SOBRE LA RUTA DE SEÑALIZACION

FIG. 3-10

FACILIDADES O CONDICIONES DE CIRCUITO		FACILIDADES DE SEÑALIZACION		CODIFICACION DE SEÑALIZACION DE DIGITOS PCM EN TIEMPO DE RANURA 10								FACILIDADES DE SEÑALIZACION			
		CENTRAL		SALIENTE		DIRECCION HACIA ADELANTE				DIRECCION HACIA ATRAS				CENTRAL	ENTRANTE
		CONDICIONES DE SEÑALIZACION PARA CENTRAL O/S	CONDICIONES DE REGRESO A LA CENTRAL O/S CON EQUIPO DE SEÑALIZACION	CONDICIONES DE REGRESO HACIA ADELANTE PARA I/C CON EQUIPO DE SEÑALIZACION PCM PARA LA CENTRAL	CONDICIONES DE REGRESO HACIA ATRAS PARA I/C CON EQUIPO DE SEÑALIZACION PCM PARA LA CENTRAL	b	c	d	e	f	g	h	i	j	k
1	LIBERADO	DESCONEXION DE LOS CABLES A Y B	+V. EN EL CABLE A -V. EN EL CABLE B DESCONEXION EN EL CABLE P	1	1	1	1	0	1	1	1	DESCONEXION	+V EN EL CABLE A -V EN EL CABLE B DESCONEXION EN EL CABLE P		
2	CAPTURA	RETROALIMENTACION A/B	CABLE P A TIERRA	0	0	1	1	1	1	1	1	RETROALIMENTACION A/B	+V EN EL CABLE A -V EN EL CABLE B A TIERRA EN EL CABLE P		
3	MARCAR	INTERRUPCION DE PULSOS	CABLE P A TIERRA	1	0	1	1	1	1	1	1	INTERRUPCION DE PULSO	+V EN EL CABLE A -V EN EL CABLE B A TIERRA EN EL CABLE P		
4	RESPUESTA DE LA LLAMADA DE GRUPO	RETROALIMENTACION A/B	INVERSION DE POLARIDAD CABLE P A TIERRA	0	0	1	1	0	0	1	1	RETROALIMENTACION A/B	INVERSION DE POLARIDAD CABLE P. A TIERRA		
5	LIBERAR LA LLAMADA DE GRUPO	RETROALIMENTACION A/B	INVERSION DE POLARIDAD CABLE P A TIERRA	0	0	1	1	1	1	1	1	RETROALIMENTACION A/B	INVERSION DE POLARIDAD CABLE P A TIERRA		
6	LIBERAR LA LLAMADA DE GRUPO	DESCONEXION	INVERSION DE POLARIDAD LIBRAR AL EQUIPO DE LA CENTRAL CON 30.40 ms DE RUPTURA EN EL CABLE P A TIERRA	1	1	1	1	0	1	1	1	DESCONEXION	30.40ms DE RUPTURA EN EL CABLE P A TIERRA PROTEGIENDO A TIERRA DURANTE LA LIBERACION DEL SELECTOR		
7	TKO (LLAMADA DE LA OPERADORA)	TIERRA EN LA RETROALIMENTACION DE A/B	CABLE P. TIERRA	0	0	0	1	0	0	1	1	TIERRA EN LA RETROALIMENTACION A/B	INVERSION DE POLARIDAD CON EL CABLE P A TIERRA		
8	RETENSION MANUAL (I/C LLAMADA DE LA OPERADORA)	DESCONEXION	CABLE P. TIERRA	1	1	1	1	0	0	0	1	DESCONEXION	CABLE P A TIERRA INVERSION DE POLARIDAD 0-V a 100V SOBRE EL CALIBRE -V Y -V A 80 SOBRE CABLE +V		
9	C Y FC	RETROALIMENTACION A/B	CABLE P A TIERRA Y PULSOS DE 200 A 300 MS DE +DE 80V SOBRE EL CABLE +V Y UNA RUPTURA SOBRE EL CABLE -V	0	0	1	1	1	0	0	1	RETROALIMENTACION A/B	CABLE A TIERRA Y PULSOS DE 200 A 300 MS DE + DE 80V SOBRE EL CABLE +V Y UNA RUPTURA SOBRE EL CABLE -V		

Otra ventaja de tener toda la información de señalización contenida dentro de un tiempo de ranura simple de 64 Kbits/s. es aquella donde las unidades de señalización pueden ser físicamente separadas del resto del equipo PCM.

Por lo tanto la señalización de datos será enviada sobre rutas de 64 Kbits/seg. entre el PCM y los equipos de señalización como se muestra en la figura 3-20.

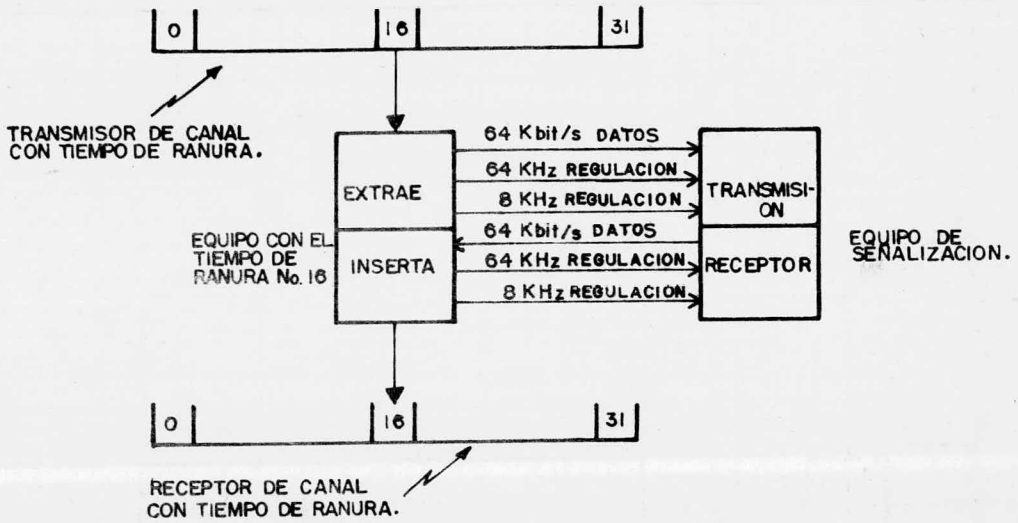


FIG. 3-20 ENRUTAMIENTO DE SEÑALIZACION.
DE 64 Kbit /s

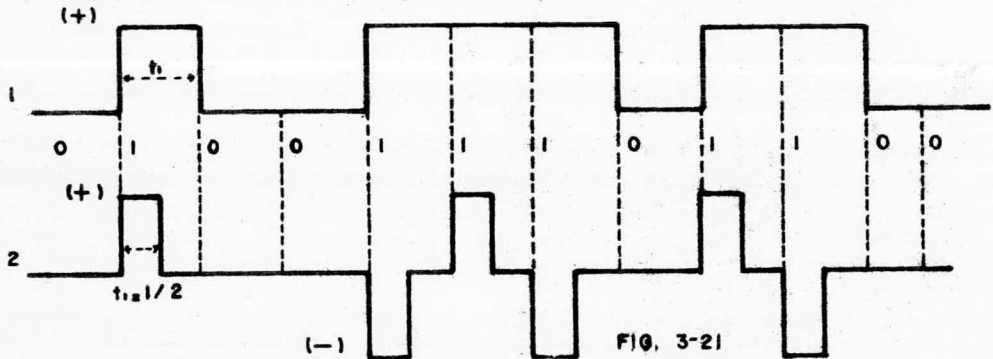
Esta ventaja de tal arreglo es que si se cambian los requerimientos de intercambio o tecnología, permite introducir nuevos diseños de unidades de señalización, lo cuál puede hacerse sin afectar propiamente al sistema PCM, proporcionando los requerimientos de interface de 64 Kbit/seg.

3.3.- TRANSMISION.

Las señales digitales dentro del terminal usualmente se transmiten en la forma de un tren de impulsos unipolares en el modo sin retorno a cero (nonreturn-to-zero, NRZ), véase la figura 3-21. Esta forma de señal no es apropiada para la transmisión en largas distancias. Una forma mejor es una señal bipolar con retorno a cero (return to-zero, RZ). Las ventajas de esta señal son :

- . No tiene potencia en las partes inferiores de su espectro, es decir, no tiene componente de corriente continua; esto se debe a las polaridades alternadas de los impulsos.
- . La interferencia entre símbolos está reducida por las características de retorno a cero.

Por supuesto, también ésta señal será atenuada y distorsionada durante la transmisión y se le agregará ruido a la misma.



Información binaria representada en :

- 1.- Un tren de pulsos unipolares sin retorno a cero. (NRZ).
- 2.- Un tren de pulsos bipolares con retorno a cero. (RZ) .

En algún punto de la línea de transmisión, la señal debe ser restaurada (Regeneradores), esto se efectúa introduciendo en la línea un dispositivo que primero examina el tren de pulsos distorsionados para ver si el nivel binario posible es "1" o "0" y luego genera y transmite a la línea nuevos pulsos de acuerdo con el resultado del examen. Véase la figura 3-22.

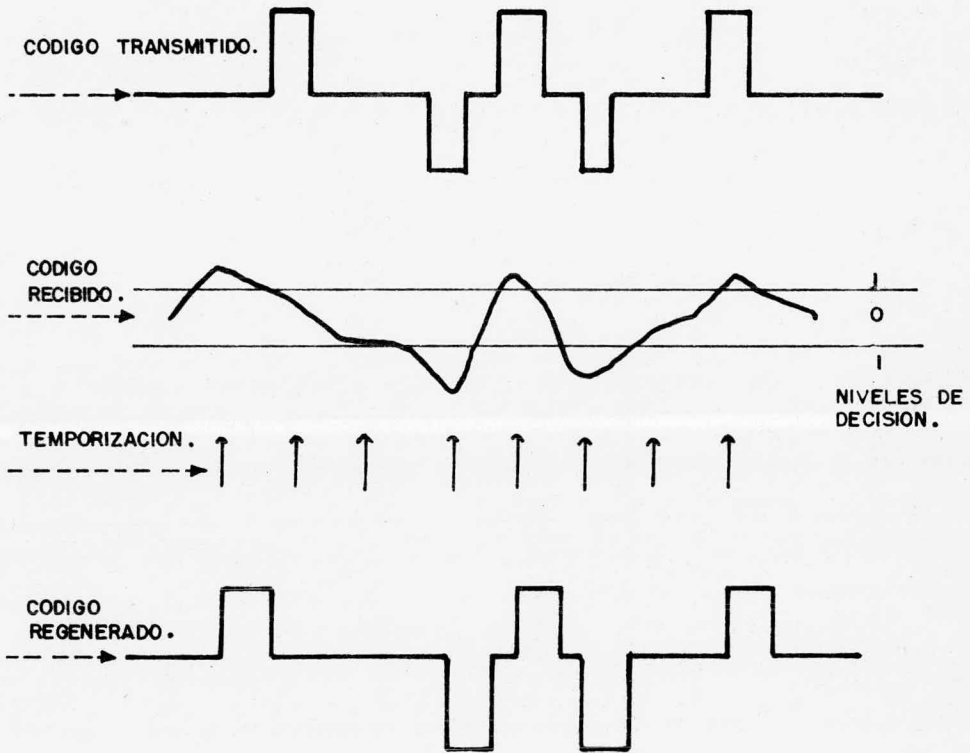


FIG. 3-22.

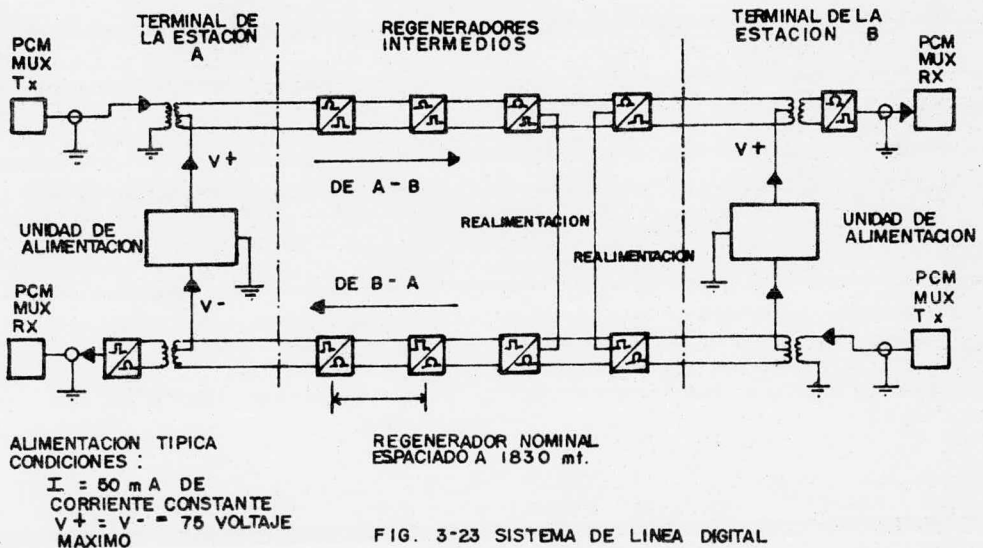
FORMAS DE LOS IMPULSOS EN UNA
LINEA DE TRANSMISION

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

3.3.1.- TRANSMISION DIGITAL.

-Sistemas de línea digital.

Actualmente el método más común para proporcionar transmisión digital es por medio de sistemas de velocidad de dígito bajos los cuales son usados comunmente como medio de transmisión, - utilizando cables de pares simétricos del tipo normalmente -- usado para circuitos de audio, pero sin pupinización. Tales - sistemas transmiten usualmente una señal digital a la veloci- dad generada por una terminal multiplexada de PCM; pero exis- te un mayor interés en sistemas de más alta capacidad usando pares simétricos de alto grado, cables de pares coaxiales y - sistemas de radio relevadores. En la figura 3-23 se muestran - las principales características de un sistema de línea digi- tal que opera con pares simétricos los cuales comprenden un - número de regeneradores con equipos terminales de línea que - proporcionan alimentación de energía junto con un regenerador de recepción para la sección del cable terminal.



3.3.2.- LA REGENERACION DE SEÑALES DIGITALES.

-Transmisión digital regenerativa.

En un sistema de transmisión digital regenerativo, se usa la regeneración en lugar de la amplificación de tal manera que cada regenerador y su cable puedan ser considerados como una unidad (ésto se conoce como una sección regeneradora).

Si cada sección regeneradora pudiera estar completamente libre de errores, entonces N secciones podrían ser conectadas en cascada y así proporcionar del mismo modo un comportamiento de transmisión como una sección individual.

En los sistemas prácticos cada regenerador generará algún número pequeño de errores, el cuál puede suponerse dará una indicación del comportamiento total de un sistema completo de línea digital. Por ejemplo, una ruta que comprende N regeneradores - donde cada uno de los cuáles tiene una razón medio de error de 1 en 10^{10} , por lo tanto se tendrá una razón de error total de N en 10^{10} . De ésta manera una ruta corta de 20 regeneradores - tendrá una razón de error total de 20 en 10^{10} = 2 en 10^9 .

Se recordará, que si uno de los regeneradores está significativamente mal que cualquiera de los restantes, entonces éste dominará la razón total de error. Así si un regenerador tiene una razón de error de 1 en 10^5 entonces ésta será, con una aproximación muy cercana a la razón de error total del sistema de línea (debe notarse que los errores se expresan en términos de probabilidad de que ocurra un error en cuyo caso la expresión a ser usada, es $N \times 10^{-m}$).

Aunque los efectos acumulativos de los errores pueden ser considerados como sinónimos con los efectos acumulativos del ruido en sistemas analógicos, es posible diseñar sistemas de transmisión con una razón de error que no tengan un efecto subjetivo significativo en las frecuencias de voz transmitidas por medio de PCM. Para enfatizar este punto, si 100,000 (10^5) regeneradores, cada uno con una razón de error de 1 en 10^{10} fueran conectados en tándem, entonces la razón de error total sería de 1 en 10^5 , lo cuál es imperceptible en un canal de voz PCM.

3.3.3.- Regeneradores Digitales.

Los repetidores regenerativos son diseñados para recuperar una señal de tiempo de la señal de línea, de tal manera que el número de cruzamientos al nivel cero, sea un parámetro importante de la señal de línea.

Un regenerador digital localizado en un extremo de la línea de transmisión, debe distinguir primeramente la presencia o ausencia de un pulso válido.

En el caso más simple, con cualquier intervalo de tiempo dado un pulso válido puede asumir solamente un estado posible, por ejemplo, un voltaje positivo.

Usualmente un pulso válido será un voltaje positivo o negativo de igual amplitud nominal, pero en sistemas de transmisión más complejos de un juego de N amplitudes positivas o negativas pueden necesitar ser detectados. Habiendo detectado un pulso válido el regenerador debe transmitir en su punto de salida un pulso de la amplitud requerida y de las características que correspondan al pulso originalmente transmitido en el extremo remoto de la línea precedente, además una secuencia de dígitos debe ser reciclada de tal manera que su razón promedio sea la misma que la secuencia digital original. La función total de un regenerador digital se logra por una composición de varias funciones discretas, pero interrelacionadas, estas son:

- I).- Ecuilibración y amplificación.
- II).- Recuperación de sincronía
- III).- Detección
- IV).- Temporización
- V).- Regeneración

3.3.4.- CODIGOS DE LINEA.

Un punto de importancia es la forma espectral de la señal de línea y su ancho de banda. Puesto que estos parámetros pueden ser modificados por el uso de diferentes códigos de línea, estos forman una parte significativa en el diseño de los sistemas de línea digital.

Una señal binaria podría estar en la forma de sin retorno a cero (NRZ) o retorno a cero (RZ), la configuración de estas se muestra en la figura 3-24.

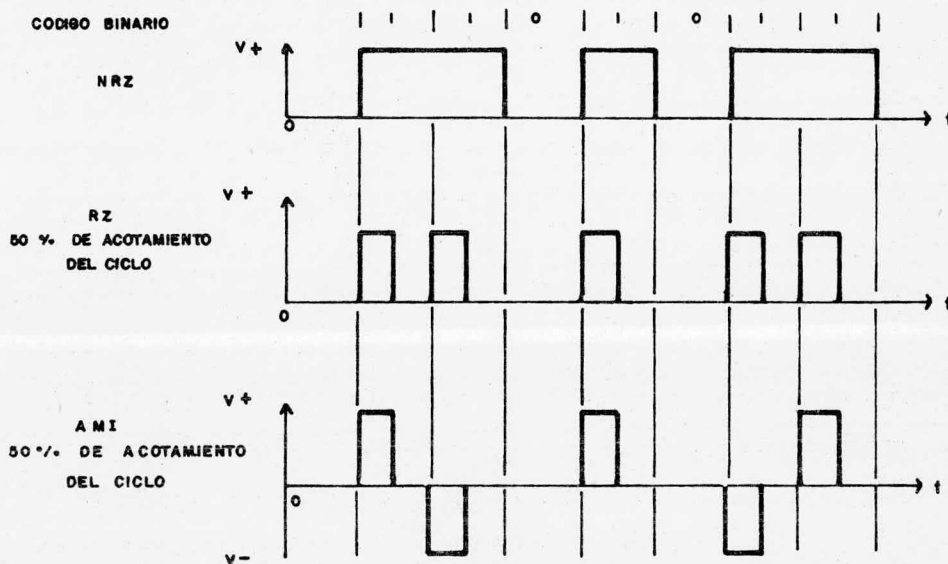


FIG. 3-24 SEÑALES NRZ, RZ y AMI

- NRZ - SIN RETORNO A CERO
- RZ - CON RETORNO A CERO
- AMI - INVERSION DE MARCA ALTERNADA

Al examinar la componente de la señal (Asen wt), muestran que tienen una componente de C.D. y que la señal RZ tiene pocas transiciones de las cuales la información de tiempo puede ser derivada. Las desventajas de estas características son:

I).- Una componente de C.D. debe ser evitada porque hay necesidad de acoplar por medio de transformadores los regeneradores. De tal manera que pueda ocurrir una caída de voltaje sobre los pares del cable.

II).- La ecualización de frecuencias bajas requiere de componentes de gran valor que no puedan ser acomodadas rápidamente en el regenerador.

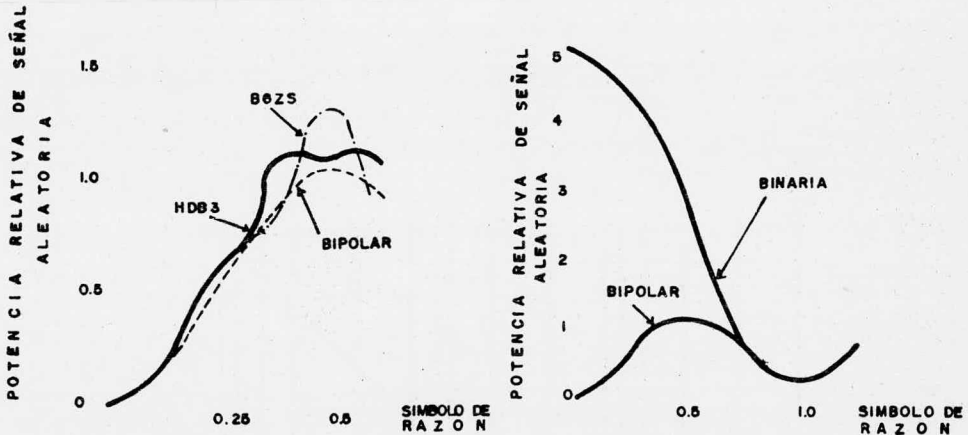
III).- La señal de línea debe incluir un número suficiente de cruces a nivel cero, de los cuales la información de tiempo pueda ser recuperada en el regenerador al igual que en el equipo de recepción terminal PCM.

-Inversión de marca alternada (AMI) o código bipolar. Para evitar éstas en la práctica es común convertir las señales binarias a una señal ternaria altamente redundante conocida como inversión de marca alternada (AMI) (este código se conoce como bipolar). La figura 3-24 muestra como este código se construye de la señal binaria invirtiendo la polaridad de los pulsos alternos que representan marcas, ocurriendo esta función sin tomar en cuenta el número de ceros entre las marcas.

Se verá que el valor promedio de la señal es ahora cero y por lo tanto no hay componente de C.D. el espectro de la señal (para una secuencia digital alternada) se muestra en la fig. 3-25, y se observa que la máxima energía ocurre a una frecuencia que corresponde a la media binaria.

Así, una ventaja importante de una señal bipolar tal como AMI, en comparación con una señal unipolar es la ausencia de la componente de C.D.

Además la señal bipolar tiene una inmunidad sustancialmente -- más grande a la interferencia por diafonía comparada con una - señal unipolar y en condiciones similares esta ventaja es del- órden de 23 db.

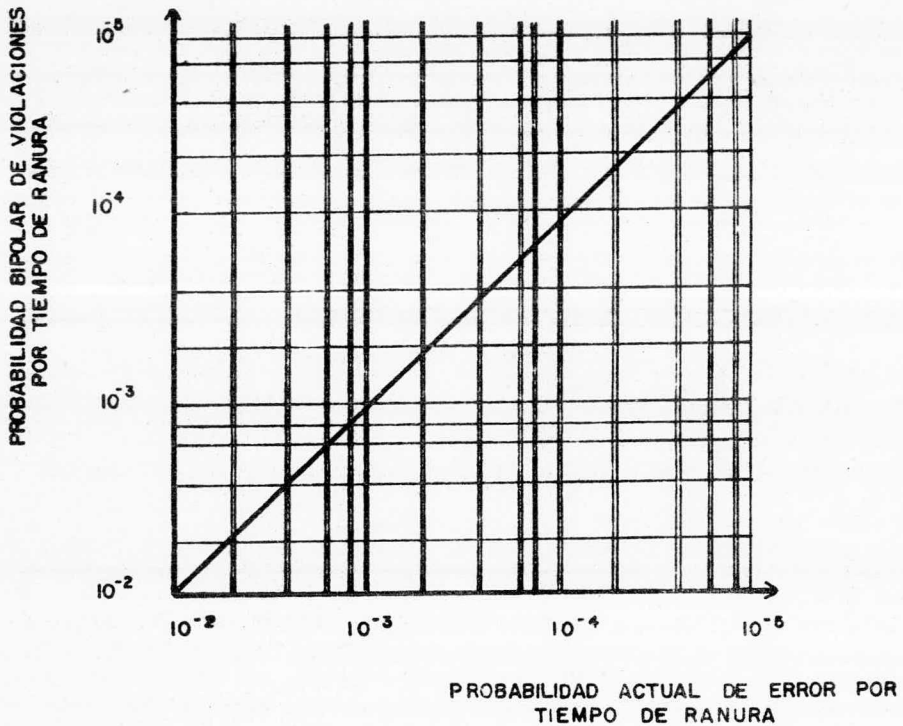


(NOTA : SIMBOLO = UNIDAD DE INTERVALO DE TIEMPO RECIPROCO)

3-25 ESPECTRO DE SEÑALES DIGITALES

-Detección de error. Una ventaja adicional del código AMI es - aquella donde los errores individuales que se introducen en el sistema de línea causarán que un pulso se omita o sea agregado falsamente. Cualquiera de éstos eventos resultará en dos pulsos sucesivos que son de la misma polaridad, así el equipo de prueba puede ser preparado rápidamente para contar el número de vel

ces en los cuales ésto ocurre e integrar el resultado para dar una indicación de la razón de error. Debe ser observado que donde ocurren ráfagas de errores es posible dar una cuenta incorrecta, pero ha sido demostrado que la diferencia entre la razón verdadera y la razón de error medida es insignificante excepto cuando la razón de error es muy baja. En estas circunstancias el sistema de transmisión es completamente operativo y la diferencia no es de consecuencia. La relación entre la razón de error verdadero y medido se muestra en la figura 3-26.



3-26 RELACION ENTRE VIOLACION BIPOLAR Y ERRORES BINARIOS

-Códigos bipolares de alta densidad. La señal AMI tiene una -
desventaja significativa por las largas secuencias de ceros -
que no deben ser transmitidos puesto que la carencia de tran-
siciones de la señal causará que los circuitos de recuperación
de tiempo en los regeneradores se debiliten y eventualmente -
se paren. Este problema es de algún modo menos severo en tele-
fonía, que con otros servicios tales como transmisión de da-
tos, pero aún con sistemas de PCM que usan el código de inver-
sión de dígitos alternos (AMI) con secuencias de hasta 30 ce-
ros consecutivos son estadísticamente posibles.

Para resolver esta dificultad se han propuesto un número de -
variantes del código AMI., siendo esta conocida como bipolar-
de alta densidad (HDB 3), la cuál fué diseñada por Croisier.-
La conversión del código AMI, al HDB3, se lleva a cabo de a-
cuerdo a la figura 3-27, donde se muestra que el máximo núme-
ro de ceros consecutivos que puede ocurrir es de 3. (otros có-
digos de la familia se designan como HDBn donde n es el núme-
ro máximo permitido de ceros consecutivos). Las reglas para -
convertir de AMI a HDB3 son :

1).- Juegos de 4 ceros consecutivos que se convierten en ---
000V donde V es un pulso de violación de la misma polaridad -
que el pulso precedente a la secuencia AMI.

II).- Para asegurar que los pulsos sucesivos V, sean de pola-
ridad opuesta al número de pulsos entre los pulsos sucesivos-
V, deben ser siempre impares.

III).- Cuando sea necesario un pulso adicional se agregará - para que cumpla con la regla II, y esto asegura que el valor medio de la señal es cero.

La decodificación de HDB3 se puede lograr sustituyendo 4 ceros por un pulso de violación (V), y sus siguientes 3 ranuras de tiempo digital.

Pero este método simple tiene una inmunidad baja de errores en la señal de línea.

Una inmunidad mejorada se logra checando el estado de una o más ranuras de tiempo digitales que siguen a la violación -- aunque este procedimiento es más costoso en términos de la lógica requerida.

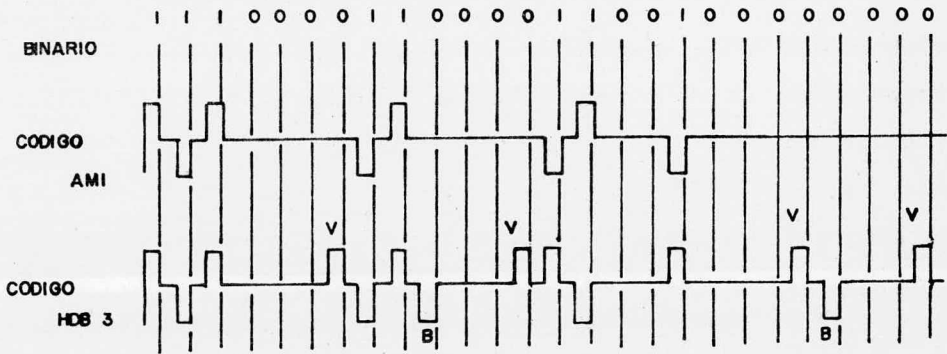
Un compromiso comunmente usado es checar que las dos ranuras de tiempo digitales que siguen al pulso de violación sean ceros y este método dá un grado adecuado de confiabilidad para sistemas operacionales.

La desventaja de usar este código es la necesidad de proporcionar una lógica adicional para los procesos de codificación y decodificación.

Además un error individual en una ranura de tiempo digital en la línea puede causar más de un error en la señal binaria decodificada.

Este efecto se conoce como extensión de error y para el HDB3 el factor de extensión puede ser hasta de 2.0 dependiendo de la lógica de decodificación usada.

La decodificación al detectar la condición 00V dá una extensión de error en el rango de 1.1 a 1.7. Sin embargo se considera por muchos diseñadores que estas desventajas son mayores que las ventajas de usar una señal que tiene un contenido de tiempo limitado sin importar el número de ceros consecutivos de la señal binaria original. Una ventaja adicional es que la energía media de la señal es menos variable y esto facilita el diseño de circuitos de control de ganancia automática que puede depender de este parámetro.



V = PULSO DE VIOLACION DE SECUENCIA AMI.
 B = PULSO ADICIONAL PARA ASEGURAR QUE LOS PULSOS CONSECUTIVOS V. SEAN DE POLARIDAD OPUESTA

FIG. 3-27

HDB3= Código de Alta Densidad Bipolar Tres.

3.4. RECUPERACION DE LA SEÑAL ANALOGICA.

3.4.1. Demodulación.

Los procesos del receptor que convierten la señal PCM entrante en una señal de conversación analógica nuevamente son: Regeneración, Decodificación y Reconstrucción (figura 3-1).

El proceso de regeneración tiene el mismo objetivo y se efectúa de la misma manera que en la línea de transmisión, es decir los impulsos distorsionados son reemplazados por nuevos impulsos cuadrados, (figura 3-12) antes de entregar al decodificador la señal bipolar es reconvertida en unipolar, en el proceso de decodificación, las palabras del código generan impulsos de amplitud, cuyas alturas de las muestras cuantificadas que generaron las palabras del código. De modo que después de pasar por el decodificador, se ha recuperado el tren de -- muestras cuantificadas, (figura 3-28)

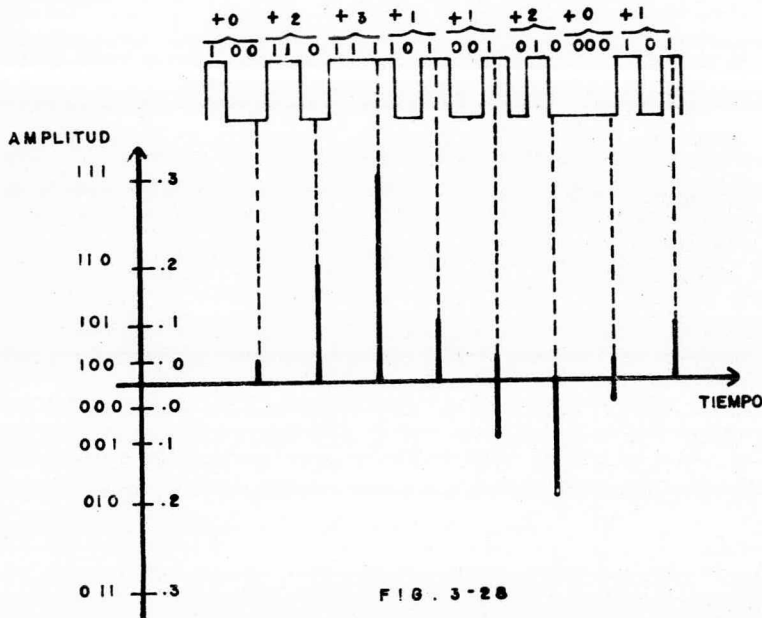


FIG. 3-28

DECODIFICACION DE NIVELES DE AMPLITUD CODIFICADA

La señal analógica es reconstruida por medio de un filtro paso bajo (figura 3-29).

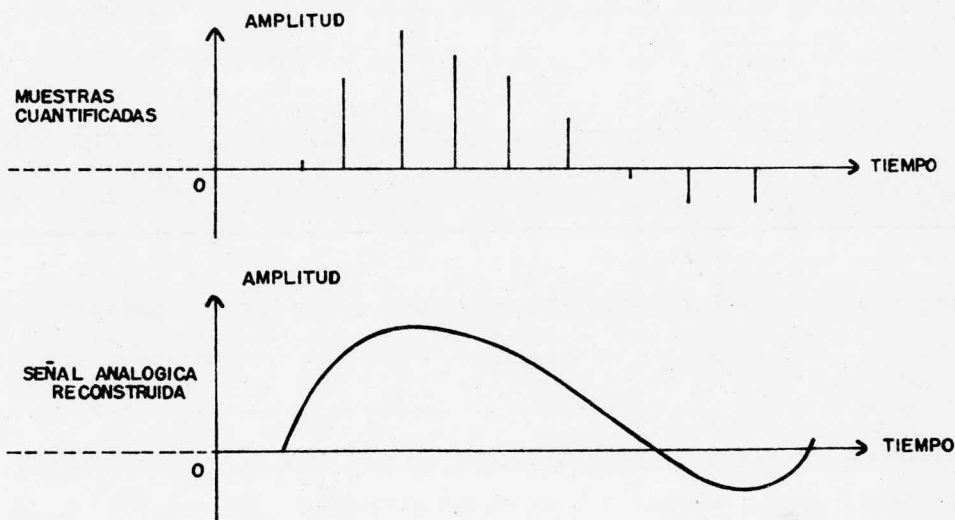


FIG. 3-29 RECONSTRUCCION DE LA SEÑAL ANALOGICA

Dentro de la decodificación se realiza la función complementaria a la del codificador, esto es aceptar una señal digital y generar un pulso analógico. Para evitar discrepancias innecesarias entre las características del codificador y el decodificador, es ventajoso usar la misma configuración del circuito para ambos procesos. En la fig. 3-30 los generadores de corriente constante se conmutan en respuesta a la señal del carácter; son redes resistivas que tienen las mismas relaciones que las usadas en el codificador que generan corriente de la magnitud requerida.

Las compuertas de conmutación de corriente están precedidas - por un convertidor serie-paralelo, compuertas de transferencia y memoria, tal que una señal de caracter puede ser procesada - mientras que la siguiente señal está siendo recibida, la ex- plicación anterior de la operación de codificación y decodifi- cación es solamente un ejemplo. Muchas configuraciones son po- sibles, cada una de las cuáles tiene ventajas y desventajas - particulares. Actualmente existen codificadores de canal único usando técnicas LSI. Esto tiene el mérito que el codificador- funcione a velocidades más bajas, ya que tiene disponible el- periodo de la trama completa para procesar una muestra indivi- dual. Una ventaja adicional es que la falla del codec 2911 solo imposibilita un solo canal en lugar de varios canales.

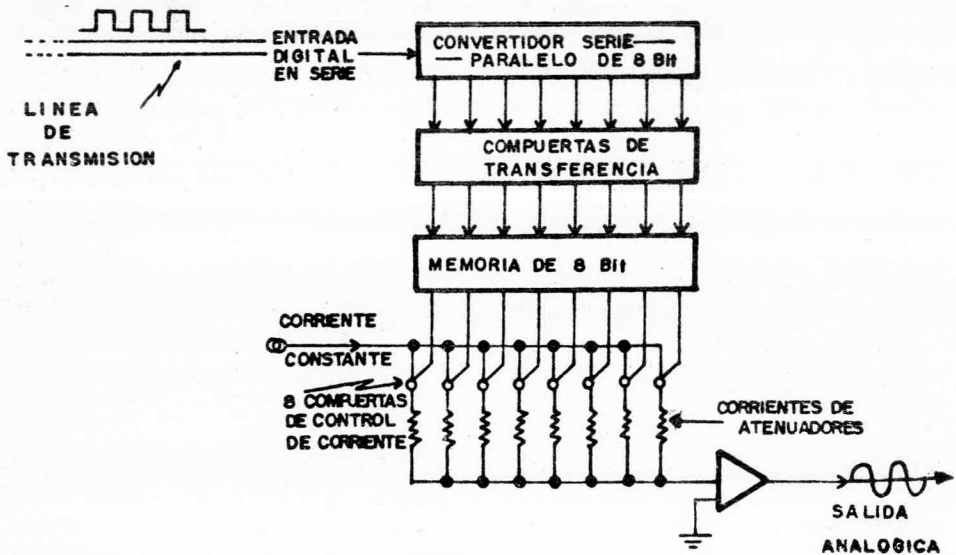


FIG. 3-30 ELEMENTOS DEL DECODIFICADOR

Por lo tanto, el dispositivo que convierte la señal digital a su forma analógica original se conoce como convertidor digital-analógico. Un convertidor digital-analógico básico, usando un circuito divisor de resistencias se muestra en la figura 3-31.

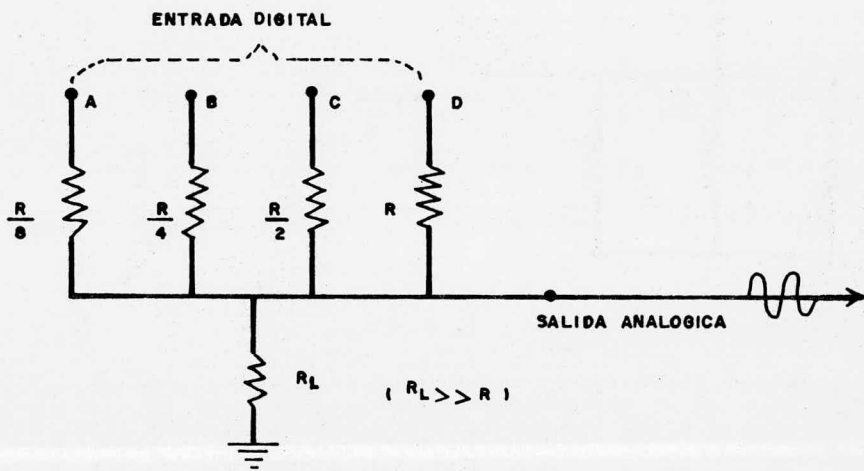
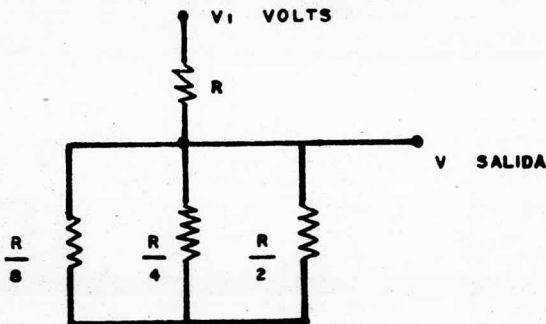


FIG. 3-31

Suponiendo que un "0" se representa por el nivel de cero volts y un "1" por el nivel de V_1 volts. Entonces si la entrada es -- 0001 el voltaje en A, B y C tenemos cero volts y el voltaje en D es de $+V_1$ volts. Donde la salida será:



$$V_{sal.} = \frac{\frac{1}{\frac{2+4+8}{R} \frac{R}{R} \frac{R}{R}}}{\frac{1}{\frac{2+4+8}{R} \frac{R}{R} \frac{R}{R} + R}} V_1 = \frac{R}{15R} V_1 \frac{1}{\frac{14}{R}} V_1$$

$$V_{sal.} = \frac{1}{15} V_1 \quad \text{para } 0001$$

Cuando la entrada sea 0010 la salida será $2/15 V_1$, y cuando - tenemos 0011, $V_{sal.} = 3/15 V_1$: Así la entrada digital es convertida en una señal analógica de acuerdo a su forma original.

CAPITULO IV.

CONCEPTUALIZACION DE UN ENLACE PCM DE UN SISTEMA DE 30 CANALES, CONSIDERANDO LA LEY "A".

De acuerdo al diagrama general de un enlace PCM de 30 canales ver figura 4-7, se describen las funciones del CODEC 2911 y el filtro 2912 más importantes que se llevan a cabo dentro de estos circuitos integrados.

4.1.-Circuito Integrado 2911 de INTEL (CODEC-PCM).

El circuito integrado 2911 de INTEL es un CODEC (codificador-decodificador) para un sistema PCM (Modulación por pulsos codificados), en telecomunicaciones. Es completamente integrado y fabricado con la tecnología de compuerta de canal "N" de silicio. La alta densidad de integración -- permite que se encuentren los circuitos de muestreo y retención, el convertidor Digital-Analógico, el comparador y el registro, así como la lógica necesaria para la interfase de un enlace duplex completo de PCM.

Las aplicaciones básicas del 2911 en sistemas telefónicos son:

.Transmisión....En sistemas de 30/32 canales a 2.048 Mbits/seg.

.Conmutación....En sistemas digitales de conmutación en centrales telefónicas.

Debido al ancho rango dinámico del 2911 y a su tiempo mínimo de conversión lo hacen un producto ideal para otras aplicaciones como:

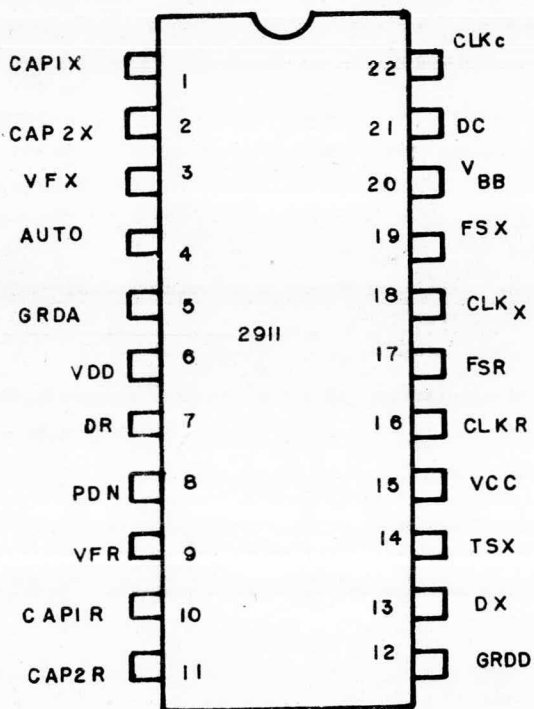
-Adquisición de datos.

-Telemetría.

-Sistema de comunicación seguro y confiable.

-Depuración de la señal.

En la figura 4-1 se ilustra la configuración de las terminales del circuito integrado 2911 (ley A), y en la figura 4-2 se muestra el diagrama a bloques de las componentes que integran al CODEC, donde se detallan las funciones que realiza cada una de las terminales que forman este circuito integrado.



CONFIGURACION DE LAS TERMINALES DEL 2911 CODEC

FIG. 4-1

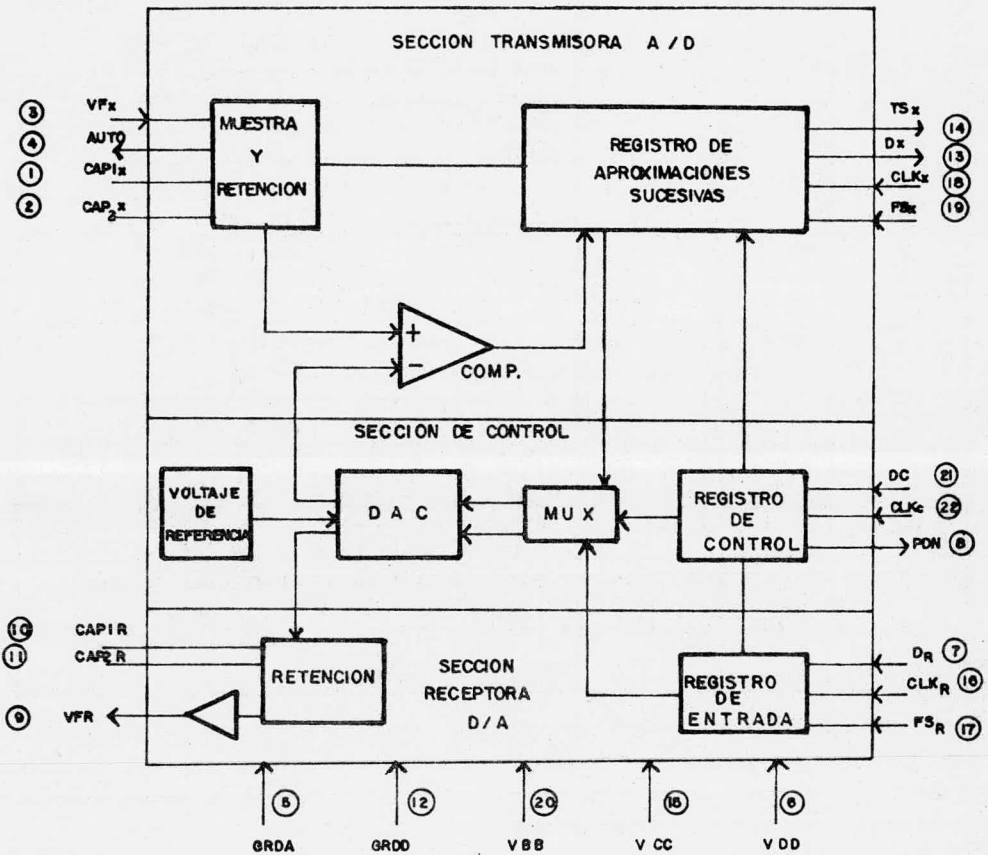


FIG. 4-2 DIAGRAMA A BLOQUES DEL 2911

DESCRIPCION DE LAS TERMINALES DEL CODEC 2911.

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
1	CAP1X	Retención	Conexiones del capacitor de retención de transmisión.
2	CAP2X	Retención	Conexiones del capacitor de retención de transmisión.
3	VFX	Entrada	Entrada de la señal analógica a ser codificada en una palabra PCM. La señal en esta terminal es muestreada al mismo valor del pulso de sincronización FSX. --- transmitido y el valor de la muestra es retenida en el capacitor externo conectado a CAP1X y CAP2X hasta que el proceso de codificación sea completado.
4	AUTO	Salida	Se tiene el bit más significativo de la palabra PCM (+5 V. para valores positivos, y -5 V. para valores negativos).
5	GRDA	Tierra	Retorno analógico común a los circuitos analógicos TX y RX. No está conectado a tierra de GRDD internamente.
6	VDD	Voltaje de la fuente	+12V± 5%, referido a GRDD o GRDA, dependiendo del sistema de tierra considerado.
7	DR	Entrada	Receptor del canal PCM. El CODEC recibe serialmente una palabra PCM (8bits) a través de esta terminal al mismo tiempo definido por FSR, CLKR, DC y CLKC.
8	PDN	Salida	Se activa altamente cuando el CODEC está en el modo de apagado.

Descripción de las terminales (PINS).

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
9	VFR	Salida	Salida analógica. El voltaje presente sobre VFR es el voltaje codificado de la palabra PCM recibida sobre la terminal DR. Este valor es retenido constantemente entre dos conversiones.
10	CAP1R	Retención	Conexión para el capacitor de retención del receptor.
11	CAP2R	Retención	Conexión para el capacitor de retención del receptor.
12	GRDD	Tierra	Tierra de retorno común a DC y a las fuentes de alimentación V_{BB} , V_{CC} y V_{DD} .
13	DX	Salida	Salida del lado de transmisión sobre el canal de comunicación PCM. La palabra PCM de 8 bits es sacada serialmente por esta terminal al tiempo determinado por FSK, CLKX, DC y CLKC.
14	TSX	Salida	Normalmente esta salida se encuentra en estado alto, esta señal va a un estado bajo mientras el CODEC esta transmitiendo una palabra PCM de 8 bits por la salida DX. es utilizado para propósitos de diagnóstico del intervalo de tiempo de la información.
15	V_{CC}	Voltaje de polaridad	+5 V. \pm 5%, referido a tierra GRDD.

Descripción de las terminales (PNIS).

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
16	CLKR	Entrada	Entrada del reloj maestro definiendo el valor promedio de tiempo del bit sobre el receptor PCM. Típicamente tiene un valor de 2.048 Mbits/seg. para un sistema de 32 canales. Valor máximo de 2.1 Mbits/seg. Con un 50% del ciclo útil.
17	FSR	Entrada	Pulso de sincronización de trama para la recepción del canal PCM. Pone a cero el contador de intervalo de tiempo en el circuito integrado para el lado receptor. Valor de repetición de 12Khz.
18	CLKX	Entrada	Entrada del reloj maestro definiendo el valor promedio de tiempo del bit en el transmisor al canal PCM. Valor típico de 2.048Mbits/seg. para un sistema de 32 canales y 1.544 para un sistema de 24 canales.
19	FSX	Entrada	Entrada del pulso de sincronía de trama para el transmisor al canal PCM. Pone a cero el conteo del contador de intervalos de tiempo para el lado transmisor. Valor de repetición máximo de 12 Khz.
20	V _{BB}	Voltaje de Polarización.	-5 V. \pm 5%, referido a GRDD o GRDA dependiendo del sistema de tierra.

Descripción de las terminales (PINS).

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
21	DC	Entrada	Entrada de datos para proporcionar-- al CODEC el modo de operación sele-- ccionado .
22	CLKC	Entrada	Entrada del reloj, para proporcionar el reloj a los datos que están en la terminal DC de tal manera de definir el modo de operación del CODEC.

4.1.1.- Descripción del funcionamiento.

El CODEC 2911 para un sistema PCM proporciona las conversiones A/D y D/A necesarias para realizar la interfase en una comunicación duplex (4 alambres) entre el circuito telefónico de voz y el canal PCM con el sistema de Multiplexaje por División de Tiempo.

El CODEC se intenta usarlo en los terminos de líneas y troncales.

En un sistema telefónico típico el CODEC se localiza entre el canal -- PCM y los filtros de transmisión y recepción como se observa en la figura 4-3.

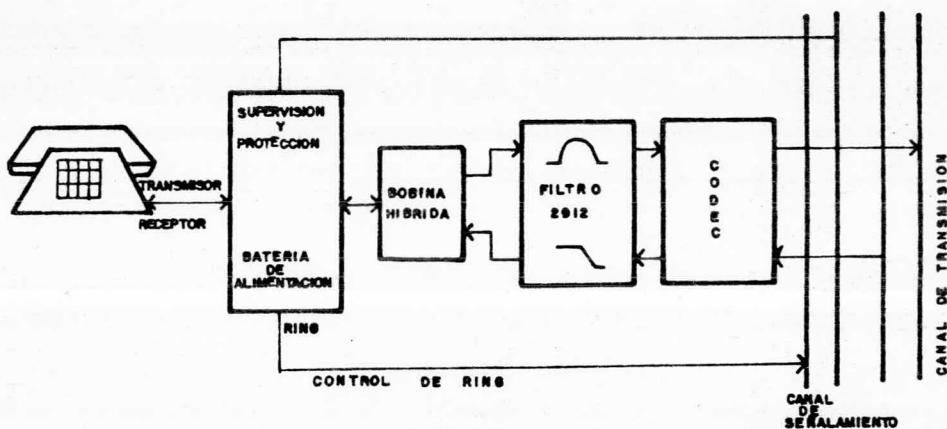


FIG. 4-3 SISTEMA TELEFONICO TÍPICO USANDO CODEC

El CODEC codifica la señal analógica de entrada a la razón del valor de la trama(FSX)en una palabra PCM de 8 bits,la cual es transmitida por la terminal DX en el tiempo apropiado del pulso de sincronía(FSX). Similarmente, en el enlace de recepción el CODEC recibirá una palabra -- PCM de 8 bits del canal de recepción(DR) y decodificara un valor analógico,el cual permanecerá constante en la terminal VFR hasta la próxima-

trama que reciba. las tramas de transmisión y recepción son independientes. Pueden ser ASINCRONOS (transmisión) o SINCRONOS (conmutación). Esto es que el CODEC aplicado en sistemas de conmutación utilizará pulsos de -- sincronía (trama) que le permita transmitir o recibir en un tiempo dado, se dice entonces que las tramas están sincronizadas.

4.1.2.-Operación del CODEC 2911.

El CODEC 2911 funciona de dos maneras: MODO DE CONTROL POR MICROCOMPUTADORA Y MODO DE CONTROL DIRECTO.

Para que el CODEC funcione en cualquiera de estas dos formas, tiene en su diseño una sección de CONTROL de la cual se hablará a continuación.
-Control del CODEC 2911.

La operación de control del 2911 se define por una carga en serie en -- una palabra de 8 bits a través de la terminal DC (terminal de datos) y la terminal CLKC (reloj de control).

La entrada DC se carga durante el borde de subida de la entrada CLKC. La palabra de control contiene dos campos los cuales se muestran en la figura 4-4.

Los bits "uno" y "dos" definen si los seis bits subsecuentes se aplican al lado de transmisión y recepción (00), en el lado de transmisión solamente (01), en el lado de recepción solamente (10), u (11) si el CODEC debe colocarse en la posición de espera o en el modo de apagado. En el último de los casos (11) los siguientes seis bits son irrelevantes, --- (ver tabla 4-1).

Los últimos seis bits de la palabra de control definen la asignación -- del tiempo de ranura. de 000000, tiempo de ranura 1 a 111111 tiempo de -- ranura 64. El bit 3 es el más significativo y el bit 8 es el menos ---- significativo y el último dentro del CODEC. Ver tabla 4-1.

El CODEC retendrá la palabra o palabras de control hasta que una palabra nueva se cargue o hasta que la energía se pierda. Esta característica permite la localización dinámica de los tiempos de ranura para las -- aplicaciones de conmutación

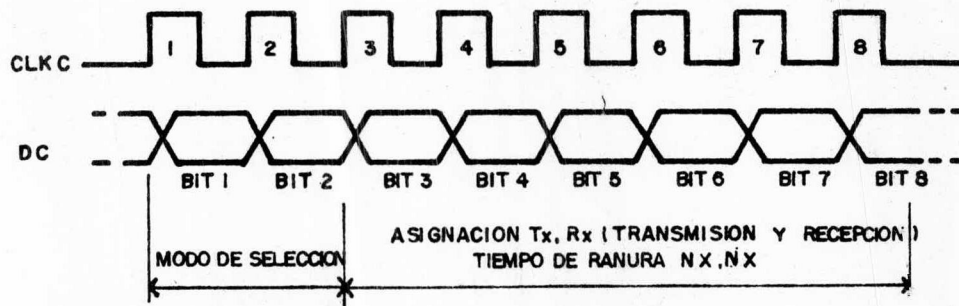


FIG. 4-4 PULSOS DE CLKC Y DATOS EN LA TERMINAL DC
(PALABRA DE CONTROL PCM)

BIT 1	BIT 2	MODO
0	0	TRANSMISION Y RECEPCION
0	1	TRANSMISION
1	0	RECEPCION
1	1	MODO DE ESPERA

BIT 3 8	TIEMPO DE RANURA
0 0 0 0 0 0	1
0 0 0 0 0 1	2
0 0 0 0 1 0	3
.	.
.	.
.	.
.	.
.	.
.	.
1 1 1 1 1 1	64

TABLA 4-1
ASIGNACIONES DE TIEMPO DE RANURA (TS)

4.1.3.- Modo de control directo.

El modo de control directo es diferente al modo con microcomputador, -- los intervalos de tiempo del CODEC(modos directo)mantendrán una rela -- ción fija de fase respecto a los pulsos de sincronía o de trama (FSX, -- FSR).

Los pulsos de sincronía son los que marcan el ritmo de transmisión y -- recepción en los CODECS.Los CODECS conectados al mismo canal DX debe-- rán obtener diferentes pulsos de sincronía FSX;todos los CODECS conec-- tados al canal DR recibirán en general diferentes pulsos de sincronía-- FSR.

Nuevamente los canales DX y DR pueden ser un mismo canal en sistemas -- sincronos,no hay restricciones respecto a la relación entre los inter-- valos de transmisión y recepción de un CODEC dado.

El modo directo,es un caso especial al modo con microcomputador, en es-- te ,el CODEC siempre opera en el primer intervalo de tiempo y así tran-- smite y recibe sus datos en los periodos de reloj de 8, los cuales em-- piezan con la subida del primer pulso de reloj (CLKX o CLKR) siguiendo la subida del pulso de trama (FSX o FSR). Esto es, el bit uno de cada-- intervalo de tiempo se atrasa un ciclo de reloj respecto al borde ante-- rior del pulso de la trama respectiva.

La diferencia esencial entre el modo directo y el modo con microcompu-- tador, es que el modo directo, las palabras de control consisten ya -- sea de todos unos, para asignar que se apague o todos ceros, para co-- nectar el CODEC y asignarle el primer intervalo de tiempo, entonces -- hay menos restricciones en DC y CLKC. En particular,es posible definir un pulso de reloj continuo el cual pueda ser conectado a la terminal -- CLKC y el cual hace que el CODEC se comporte como si la terminal DC -- sea un selector de circuito integrado activo bajo (tierra).

Cuando se selecciona, el CODEC asume el primer intervalo de ambas di-- recciones, transmisión y recepción.

Las características del reloj continuo usado para el CODEC son:

- . El reloj debe de tener al menos 8 pulsos por trama.
- . Las transiciones deben de ocurrir solamente en el octavo bit de -- cualquier tiempo de ranura transmitido. Las transiciones CLKC no - deben de ocurrir durante el primero al septimo bit de cualquier --- tiempo de ranura transmitido. Este requisito es único en el caso cuando el modo directo se implementa con un CLK (reloj) continuo en -- CLKC. Comunmente, el circuito de tiempo externo el cual se usa para generar el ritmo de tiempo de ranura para el control en modo directo conteniendo un reloj que indique o marque el octavo bit de cada tiem po de ranura transmitido (Por ejemplo un marcador de señalización de bit).
- . El requisito para el modo del microcomputador es que la asignación de los tiempos de ranura estén separados por dos tramas. No se --- aplica cuando un reloj continuo con esas características es usado pa ra CLKC.

4.2.- Circuito integrado 2912 de INTEL (FILTRO-PCM).

El circuito integrado 2912 de INTEL es un dispositivo monolítico totalmente integrado, el cual contiene dos filtros de una línea PCM o una terminación de la línea principal. El dispositivo está diseñado para cumplir con los siguientes objetivos:

- Cumple con la respuesta dentro de frecuencia de los 2912 y 2912-6.
- Para ser directamente compatible con los CODECS 2910A y 2911A.
- Para simplificar las interfaces de las transformaciones híbridas. La aplicación primaria para el 2912 es utilizada para los sistemas telefónicos para la transmisión, conmutación y concentración remota.

La técnica del filtro capacitivo de conmutación es usada para implementar los filtros de transmisión y recepción de paso banda del 2912.

El dispositivo es fabricado usando dos extractos de polysilicon con tecnología NMOS. La combinación de la técnica de capacitor de conmutación y la tecnología NMOS da como resultado un filtro monolítico 2912 que es un encapsulado en 16 terminales (PINS).

En la figura 4-5 y 4-6 se ilustra la configuración de las terminales y el diagrama a bloques del filtro 2912, respectivamente.

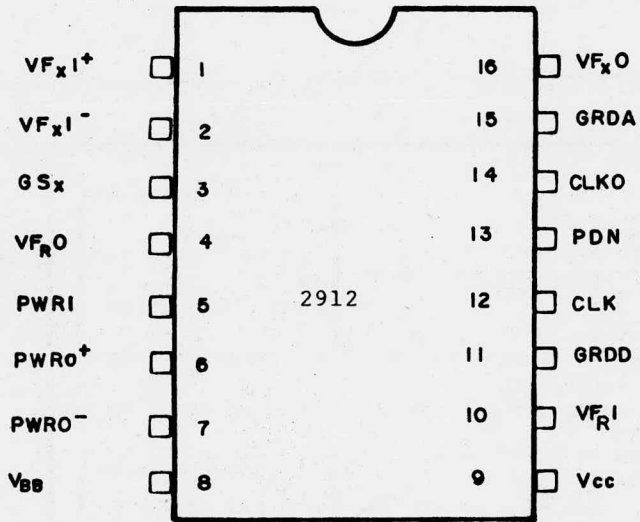


FIG. 4-5

CONFIGURACION DE TERMINALES

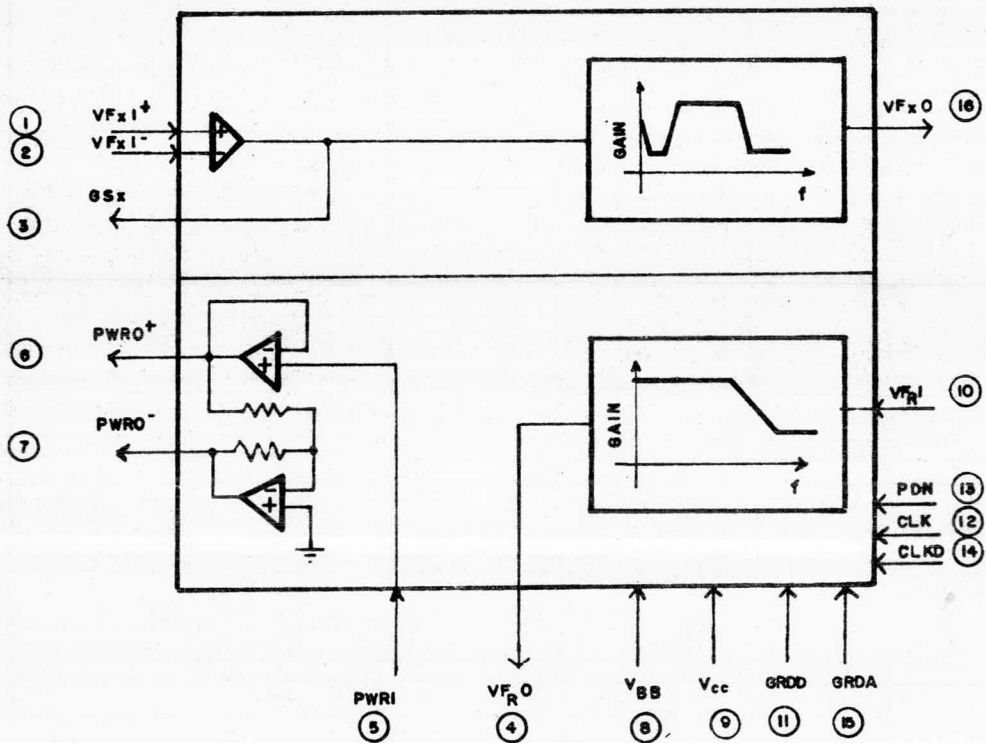


FIG. 4-6
 DIAGRAMA A BLOQUES

DESCRIPCION DE LAS TERMINALES DEL FILTRO 2912.

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
1	VFX1 ⁺	Entrada	Entrada analógica del filtro de transmisión. La señal VFX1 ⁺ viene de la híbrida de 2 a 4 alambres, en el caso de una línea de 2 alambres esta se dirige hacia la ranura de 50/60 Hz y al filtro antes de ser mandado al CODEC para codificar.
2	VFX1 ⁻	Entrada	Entrada inversa de ajuste de ganancia del amplificador operacional del filtro de transmisión.
3	GSX	Salida	Salida de ajuste de ganancia del amplificador operacional sobre el filtro de transmisión. Usado para fijar la ganancia del filtro de transmisión.
4	VFRO	Salida	Salida analógica del filtro de recepción. Esta salida proporciona una interfase directa a los híbridos electrónicos. Para una aplicación de las transformaciones híbridas, VFRO es unida a PWR1 y a una salida dual balanceada proporcionada en las terminales PWRO ⁺ y PWRO ⁻ .
5	PWR1	Entrada	Entrada a los amplificadores excitadores de potencia del lado receptor, para la interfase de las transformaciones híbridas. Entrada de la alta impedancia. Cuando se une a V _{BB} , los amplificadores de potencia son disminuidos en la misma.

Descripción de las terminales (PINS).

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
6	PWRO ⁺	Salida	Salida no inversora de los amplificadores de potencia. La excitación de potencia de salida es directamente conducida a las transformaciones híbridas.
7	PWRO ⁻	Salida	Salida inversora de los amplificadores de potencia. La salida de excitación de potencia es directamente conducida a las transformaciones híbridas.
8	V _{BB}	Alimentación	-5 V. \pm 5% referido a tierra GRDA.
9	V _{CC}	Alimentación	-5 V. \pm 5% referido a tierra GRDA.
10	VFR1	Entrada	Entrada analógica del filtro de recepción, con la interfase a la salida analógica del CODEC para aplicaciones PCM. El filtro de recepción proporciona la corrección Sen X/X necesaria para muestrear las salidas del CODEC dando una ganancia unitaria. El rango de voltaje a la entrada es directamente compatible con los CODECS Intel 2910A y 2911A.
11	GRDD	Tierra	Tierra digital para el generador del reloj interno.
12	CLK	Entrada	Entrada de reloj. Tres frecuencias de reloj pueden ser usadas: 1.536Mhz, 1.544Mhz o 2.048Mhz, terminal 14, CLK0-entrada de alta impedancia.

Descripción de las terminales (PINS).

Terminal	Símbolo	Función	Descripción
13	PDN	Entrada	Entrada de control para el modo de - encendido de espera. Un voltaje in-- terno de +5V. es proporcionado para-- una interfase de la salidas PDN In-- tel 2910A y 2911A.
14	CLKO	Entrada	Entrada de reloj (terminal 12 CLK).-- frecuencia seleccionada. Si es unida a V_{BB} , CLK deberá ser de 1.536Mhz. Si es unido a tierra CLK deberá ser--- 1.544Mhz, y si es unida a V_{CC} , CLK - deberá ser de 2.048 Mhz.
15	GRDA	Tierra	Tierra analógica común a los circui- tos analógicos de transmisión y re- cepción. No conectada a GRDD inter- namente.
16	VFXO	Salida	Salida analógica del filtro de ---- transmisión. El rango de voltaje de salida es directamente compatible - con los CODECS Intel 2910A 2911A.

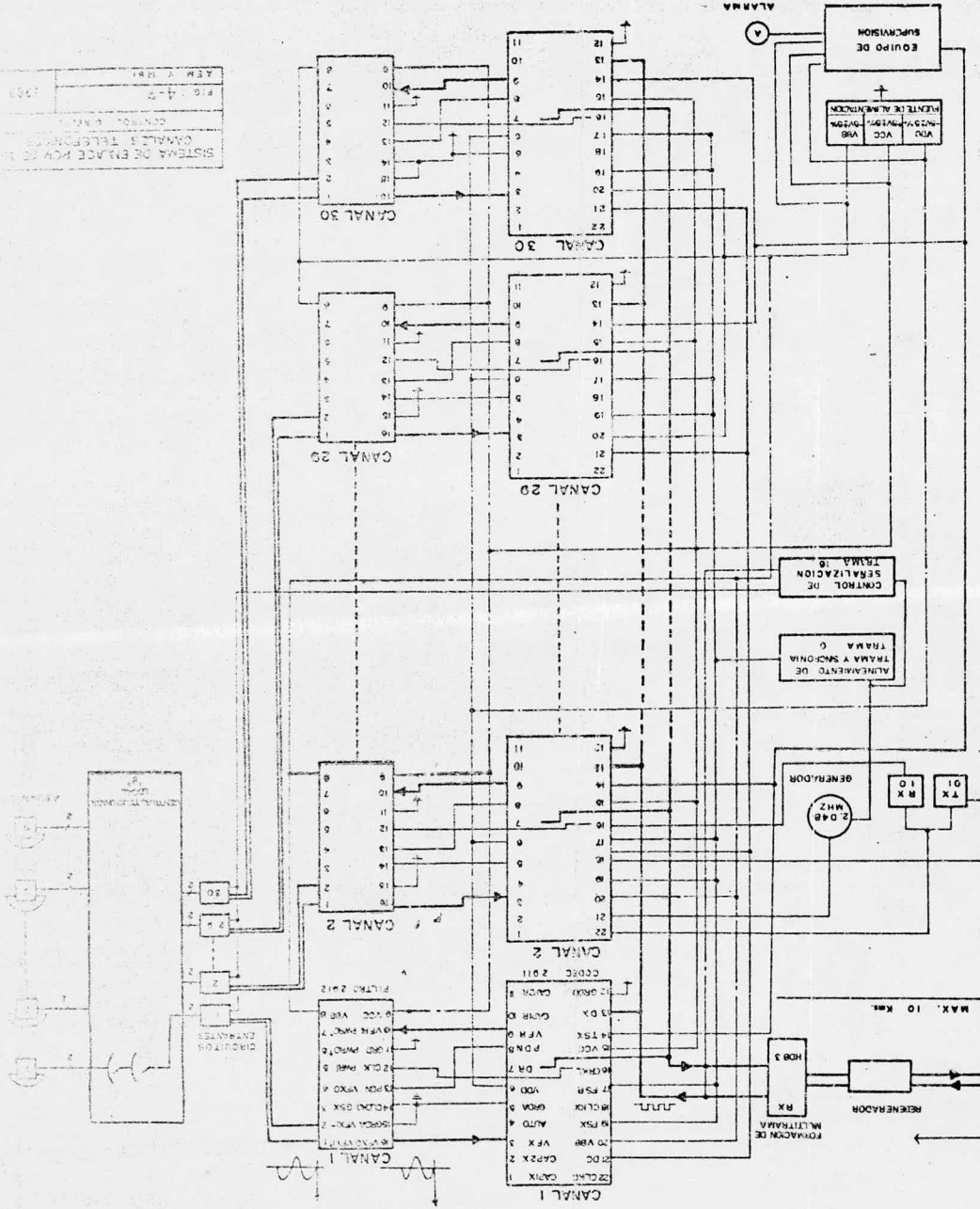
4.2.1.- Descripción del funcionamiento.

El filtro 2912 proporciona los filtros de transmisión y recepción de la determinación analógica de una línea PCM o terminal. El filtro de transmisión cumple las funciones necesarias para un sistema de muestreo de 8 KHz, y el rechazo de 50/60 Hz. El filtro de recepción tiene una característica de transferencia paso bajo, también proporciona la corrección $\text{Sen } x/x$ necesaria para la interfase del Intel 2910A (ley μ) y 2911A (ley A). Los cuales en la salida no retornan a cero de la conversión digital a la analógica, el ajuste de ganancia es proporcionado por las secciones de transmisión y recepción.

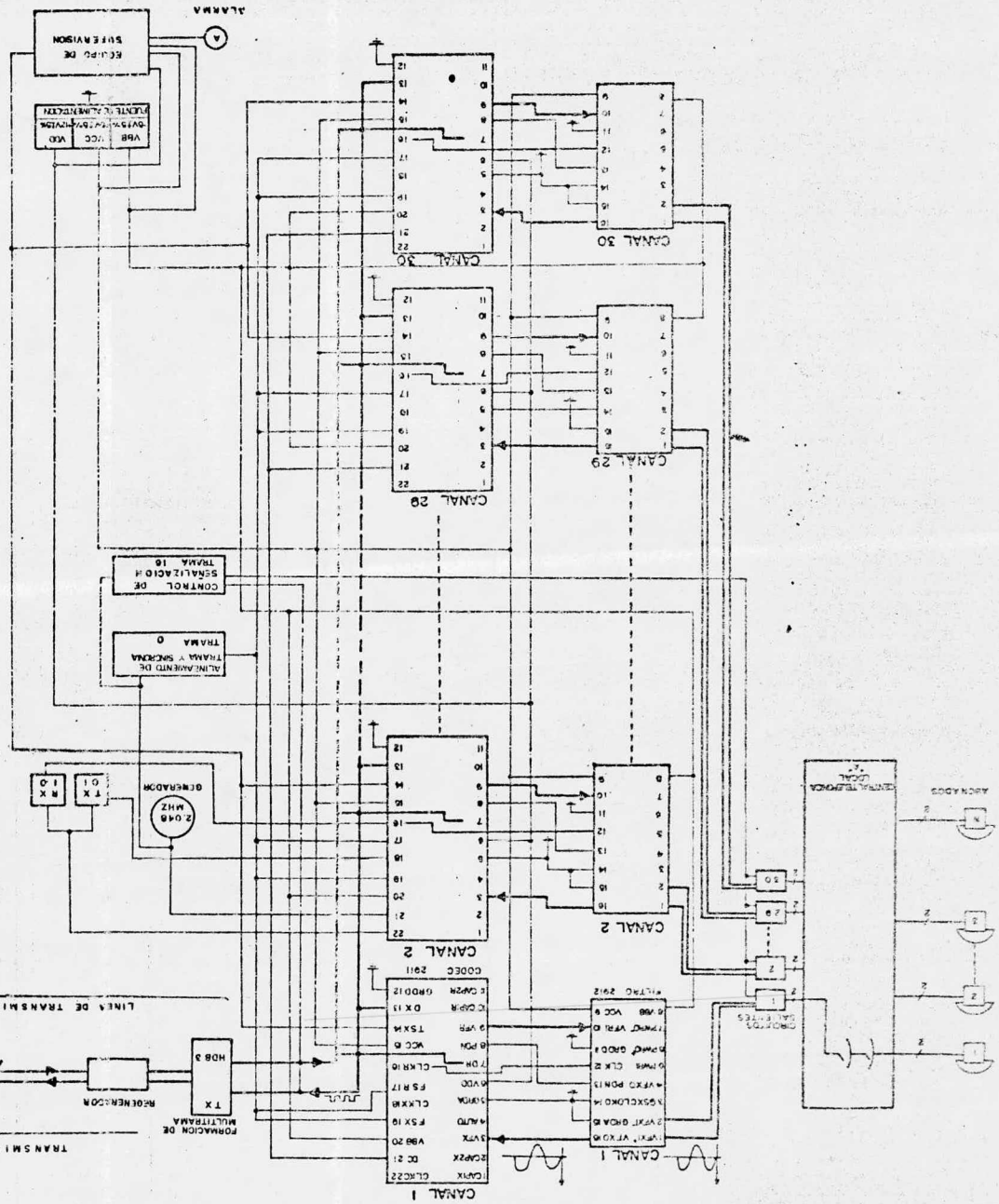
Un modo de encendido de espera es incluido en el 2912 y puede ser directamente controlado por los CODECS 2910A y 2911A.

El 2912 puede ser interfaseado directamente con una transformación híbrida (conversión de 2 a 4 alambres) o con híbridas eléctricas; en el último caso la disipación de potencia es significativamente reducida por la caída de potencia del amplificador de salida proporcionado por el 2912.

SISTEMA DE ENLACE PCM DE
 CANALES TELEFONICOS
 CONTROL EN MANO
 FIG. 4-7
 REV. 1-1981



SISTEMA PCM 'B'



SISTEMA PCM 'A'

CONCLUSIONES

Durante los últimos años ha sido notable el incremento en el uso de técnicas digitales de señales vocales para transmisión en telefonía, particularmente a través de la modulación por pulsos -- codificados (PCM). En esta tesis se intenta proporcionar una --- descripción de los principios fundamentales de la modulación por pulsos codificados y transmisión digital para un enlace de punto a punto. ■

El interés demostrado en la aplicación de P.C.M. , en el aspecto de transmisión de redes telefónicas no deberá, en momento alguno considerarse como una aplicación exclusiva. Se ha venido ya em-- pleando en conmutación telefónica, codificación de señales de -- T.V., y telemetría digital. Las técnicas que son motivo de esta- tesis han probado ya ser extremadamente versátiles para su apli- cación en diversos sistemas de transmisión de información digi-- tal.

La transmisión digital permite una valiosa explotación adicional de los cables lo cual es de gran importancia en congestionamientos de las redes urbanas.

El intercambio telefónico operado con la técnica digital, tiene bastantes ventajas tanto operacionalmente como económicas, en -- especial cuando se integra a la transmisión digital .

- Economía.

La razón primordial de la economía de las comunicaciones, es el de considerar los aspectos de la previsión y control en función de las comparaciones con otros sistemas de comunicación, por -- ejemplo:

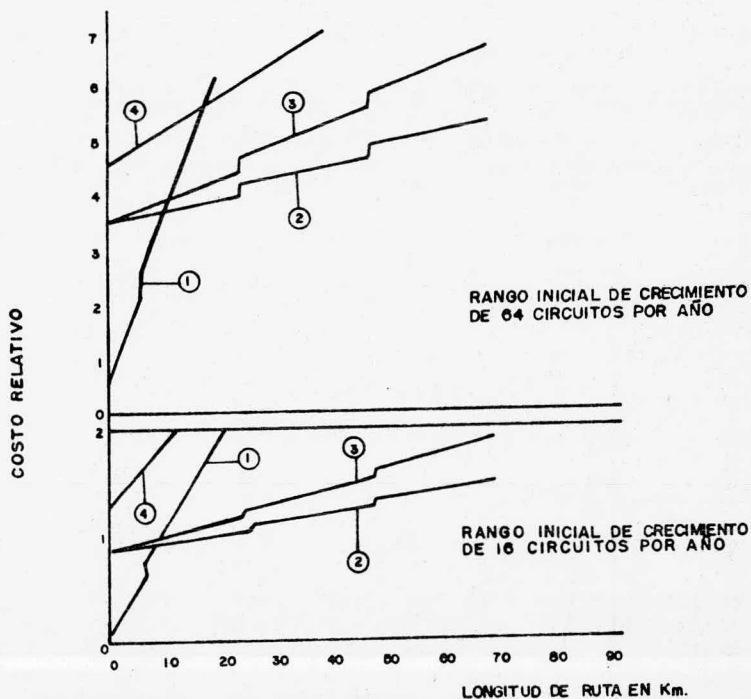
- Para enlaces menores de 20 circuitos a distancias me--
nores de 10 Kms. es recomendable utilizar un par físi-
co.
- Para enlaces mayores de 20 circuitos a distancias no -
mayores de 10 Kms. se usa PCM-TDM.
- Para enlaces mayores de 20 circuitos y a distancias --
mayores de 10 Kms. se utiliza FDM (radio).

La figura "A" nos dá un ejemplo de la relación entre el costo -
relativo de proporcionar circuitos por FDM, audio y PCM con----
tra la longitud de los circuitos. Tales relaciones están tambié-
n sujetas a alguna extensión sobre la proporción anual del cre-
cimiento del número de circuitos sobre una ruta dada. La figura
"B" muestra un ejemplo de como la cantidad de circuitos están -
relacionados a su longitud y así recalcar el bajo costo de los-
sistemas PCM.

Su aprovechamiento es ser económico en la extensión de distan--
cias donde un gran número de circuitos son requeridos.

Considerando las relativas ventajas de PCM, audio y FDM, muchos
factores complejos de economía, utilización y configuración de-

redes necesitan ser consideradas, ya que existen también algunos como transmisión básica y relación de técnicas.



REFERENCIAS

- 1.- 2 CABLES DE AUDIO
- 2.- 30 CANALES PCM SOBRE PARES EXISTENTES DE AUDIO
- 3.- 30 CANALES PCM SOBRE PARES NUEVOS DE AUDIO
- 4.- SISTEMAS DE LINEA COAXIAL FDM 14 MHZ O 12 MHZ

FIG. A

COSTO RELATIVO DE CIRCUITOS DADOS

-Comparación con audio.

Primeramente la transmisión de audio es simple, y para longitudes muy cortas de circuitos puede requerir sólo de un par de cables sin utilizar un equipo de transmisión activo. Los amplificadores pueden ser utilizados para la extensión del rango de tales circuitos ya sea sobre una base con dos cables o cuatro cables fundamentalmente a bajo costo, pero a medida que se incrementa su longitud el aprovisionamiento del cable pronto excede en valor la ventaja de simplicidad.

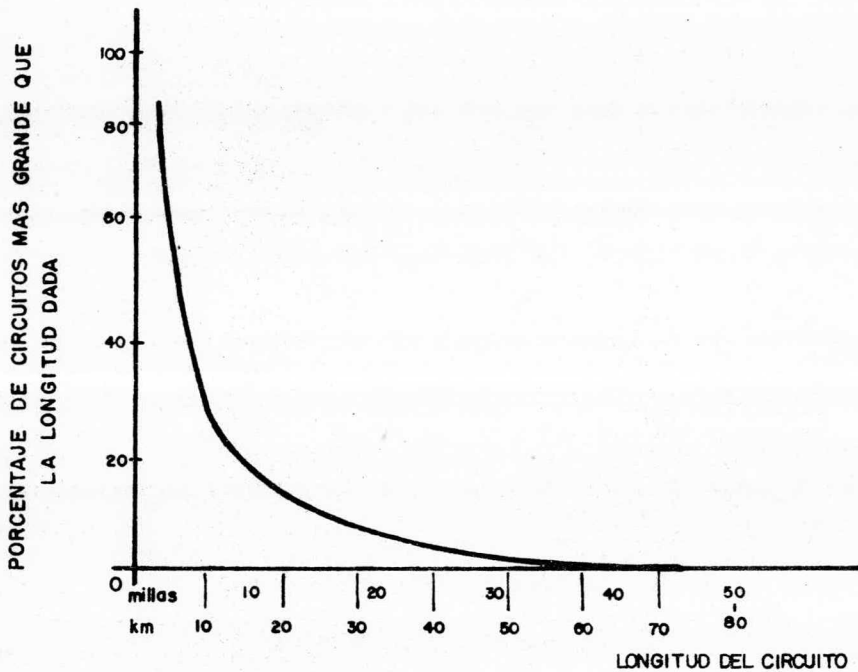


FIG. B

DISTRIBUCION DE LONGITUD TIPICA DE CIRCUITOS

El circuito de dos cables es aquel que sólo usa un par de cables para ambas direcciones de transmisión. La amplificación puede ser realizada separando la trayectoria de los dos cables en las direcciones de TX. y RX. en los puntos de amplificación con amplificadores separados para cada dirección de transmisión.

Hay una clase especial de amplificador conocido como amplificador de impedancia negativa el cuál es capaz de lograr una amplificación simultánea en ambas direcciones de transmisión y puede ser conectado directamente en las líneas de los dos cables. El circuito de cuatro cables usa dos pares de cables uno para cada dirección de transmisión. Esto permite a los amplificadores ser provistos como es requerido sin tener que modificar la trayectoria de transmisión de dos cables a cuatro cables.

El reemplazo de tal circuito por PCM representa un ahorro en los pares del cable, pero el costo es incrementado en complejidad de el equipo terminal así como la trayectoria de transmisión digital. Sin embargo, para distancias no mayores de 10 Kms. hay una ventaja económica al proporcionar circuitos por medio de la técnica de PCM en lugar de audio (Figura "B").

-Comparación con multiplexaje por división de frecuencia (FDM).

Las técnicas de multiplexaje por división de frecuencia proporcionan un recurso para obtener una mejor utilización de la capacidad del medio de transmisión y muchos de estos sistemas que ahora son usados desde un simple portador 1+1 a un sistema de banda ancha portando unos 10,000 canales sobre pares coaxiales. Sistemas análogos tales como éstos son contenidos con empeoramiento de la relación señal a ruido en cada tiempo que la señal es amplificada, y para largas distancias los problemas de diseño pueden ser severos. Es también dificultad para este tipo de sistema operar en un medio ambiente donde la vía de transmisión esta sujeta a interferencia de señales externas (diafonía) ya que con el ruido inherente del amplificador, estos efectos son acumulativos y de ahí que el incremento degrada la ejecución como la longitud de los incrementos del circuito.

Por otra parte cada translación de frecuencia adiciona ruido, por lo tanto, la red topográfica tiene que ser realizada de tal manera que limite el número de translaciones permitidas.

-Transmisión Digital.

Cuando los sistemas PCM están interconectados por vías de transmisión digital (y por unidades de interruptores digitales), la señal sufre un cambio. La mayoría de los deterioros ocurren dentro de las terminales PCM, teniendo en cuenta que los errores introducidos por la vía de transmisión digital están restringidos dentro de los límites razonables, por lo tanto el funcionamiento total del circuito es virtualmente independiente de la

distancia entre las terminales PCM. Además, el equipo de multiplexaje digital puede usarse combinando varias señales diferentes, dentro de una simple señal de alta proporción, con menor o ningún deterioro, y a diferencia de sus partes contadoras el FDM puede proporcionar relativamente libertad en la estructura de una red topográfica con consideraciones económicas y de utilización, siendo estas las restricciones más importantes. La transmisión digital puede caracterizarse en términos de errores y variaciones instantáneas de posición de la señal (jitter) siendo ambas proporcionales al número de regeneradores.

Aunque las variaciones instantáneas de posición de la señal digital (jitter) puedan ser reducidas (pero no eliminada por completo) se introducen errores en el sistema de transmisión ya que por sí mismo no puede ser removido. No obstante es factible usar técnicas para proporcionar detección y conexión de errores en los equipos terminales apropiados lo cual puede, dentro de los límites razonables, permitir el uso de vías de transmisión con una ejecución relativamente pobre en términos de proporción de error.

Para telefonía una proporción de error de 1 en 10^5 es generalmente aceptable, como el no tener ningún efecto significativo sobre la voz y esto es posible implementando vías de transmisión largas sin infringir los límites permisibles.

- Resumiendo los principales factores del PCM son:

a).- Calidad de la transmisión casi independiente de la distancia (hasta 10 Km. max).

Las señales pueden regenerarse mediante repetidores intermedios-- en una ruta ya que la información se lleva en forma de símbolos-- discretos (pulsos).

b).- Aumento de la capacidad de medios ya existentes, el primer -- uso comercial del sistema fué en circuitos de enlace telefónicos, en los que la multicanalización en el tiempo fué posible usando - pares de cables originalmente destinados para canales telefónicos.

c).- Minimización considerable del ruido y la interferencia medi-- ante códigos apropiados.

d).- Economías inmediatas para ciertas aplicaciones. Los sistemas PCM para enlaces telefónicos han tenido éxito, no solo debido al uso de cables ya existentes sino también debido a que el equipo - necesario ha competido en costos con otras alternativas.

e).- Se tiene el uso extendido de circuitos digitales en todo el sistema, lo que facilita el tratamiento de la información, inclusive la compatibilidad de diferentes fuentes de información y diferentes medios existentes.

f).- Como es conocido, ya es una realidad el uso de circuitos no malizados, principalmente del tipo digital, por que ofrecen una - gran perspectiva para abatir los costos de fabricación en gran -- escala y nuevos servicios tales como transmisión de datos.

Principalmente por estas razones existe el convencimiento de las altas posibilidades técnicas y económicas ofrecidas por la alta-integración de escala cada vez mayor, para redes de comunicación completamente digitales.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- INFORMATION TRANSMISSION, MODULATION AND NOISE.
MISCHA SCHWARTE.
Mc.GRAW-HILL BOOK CO.
NEW YORK, 1970.
- 2.- INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION.
B.P. LATHI.
EDITORIAL LIMUSA, S.A.
MEXICO, D.F. 1978.
- 3.- COMMUNICATION SYSTEMS AN INTRODUCTION TO SIGNAL AND
NOISE IN ELECTRICAL COMMUNICATIONS.
CARLSON, A. BRUCE.
Mc.GRAW-HILL BOOK CO.
TOKYO, 1975.
- 4.- INTRODUCCION A LA TEORIA DE LAS COMUNICACIONES Y
TRANSMISION DE DATOS.
CORNELIO ROBLEDO SOSA.
DEPTO. DE ING. EN COMUNICACIONES Y ELECTRONICA DEL IPN.
MEXICO, D.F. 1979.
- 5.- TELEFONIA ELEMENTAL.
TELEFONOS DE MEXICO, S.A.
MEXICO, D.F. 1976.
- 6.- INDETEL.
MANUAL DE GENERALIDADES DEL SISTEMA PCM.
MEXICO, D.F. 1980.

- 7.- SYSTEM APPLICATION HANDBOOK.
BELL TELEPHONE MFG. CO. 6th. EDITION.
ANTWERP, BELGIUM, 1973.

- 8.- TRANSMISION DE DATOS.
PROYECTOS, SERVICIOS Y CAPACITACION EN INGENIERIA, S.A.
MEXICO, D.F. 1978.

- 9.- FUNDAMENTOS DE INGENIERIA TELEFONICA.
ENRIQUE HERRERA PEREZ.
EDITORIAL LIMUSA.
MEXICO, D.F. 1979.

- 10.- COMPONENT DATA CATALOG.
INTEL.
1980.