



14  
200

**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO**

---

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS  
PROFESIONALES

“ARAGON”

DISEÑO Y CONSTRUCCION  
DE UN CODIFICADOR  
PARA EQUIPO TERMINAL NUMERICO  
DE COMUNICACIONES  
POR FIBRA OPTICA

TESIS PROFESIONAL  
Que para Obtener el título de  
Ingeniero Mecánico Electricista  
PRESENTA  
GERARDO TORIZ TAPIA

SAN JUAN DE ARAGON, EDO. DE MEXICO

1987



## **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 está 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.

**INDICE**

## INDICE

### DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN CODIFICADOR PARA EQUIPO TERMINAL NUMERICO DE COMUNICACIONES POR FIBRA OPTICA

PREFACIO.....	1
<b>CAPITULO I</b>	
FIBRAS OPTICAS.	
1.1- Fibras Opticas.....	5
1.2- Tipos de fibras.....	6
1.2.1- Fibra Monomodal.....	7
1.2.2- Fibra Multimodal.....	8
1.3- Características de transmisión.....	10
1.3.1- Atenuación.....	10
1.3.2- Dispersión.....	12
1.4- Fotoemisores.....	14
1.5- Fotodetectores.....	18
1.6- Sistemas de Transmisión-Recepción de señales digitales por fibra óptica.....	21
1.6.1- Equipo terminal de línea.....	21
1.6.2- Multicanalizador.....	21
1.6.3- Aleatorizador.....	22
1.6.4- Codificador de línea.....	23
1.6.5- Transmisión óptica.....	23
1.6.6- Repetidor.....	24
1.6.7- Recepción óptica.....	24
1.6.8- Sincronizador.....	25
1.6.9- Decodificador.....	26
1.6.10- Desaleatorizador.....	27
1.6.11- Demulticanalizador.....	27
BIBLIOGRAFIA.....	29
<b>CAPITULO II</b>	
CODIFICACION DE LINEA.	
2.1- Función de la codificación.....	33
2.2- Codificación unipolar.....	35
2.3- Códigos usados en fibras ópticas.....	41
2.3.1- Códigos Bifásicos.....	44
2.3.2- Manipulación por fase modificada.....	48
2.3.3- Inversión de Marca Alternada.....	51
2.4- Códigos de Bloques.....	55
2.4.1- Teoría.....	55
2.4.2- Configuraciones típicas.....	62
2.4.2.1- Diagramas de estados.....	68
2.4.3- Alineamiento de trama.....	71
2.4.4- Ventajas y Desventajas.....	80
2.5- Códigos Hedeman.....	81
2.5.1- Teoría.....	81

2.5.2-	Configuraciones Principales.....	85
2.5.3-	Propiedades.....	91
2.5.3.1-	Tasa de Error.....	91
2.5.3.2-	Características Espectrales.....	101
2.5.3.3-	Sincronización.....	107
2.5.4-	Realineamiento.....	111
2.5.5-	Ventajas y Desventajas.....	112
2.6-	Comparación de Códigos.....	113
2.7-	Aleatorizador.....	114
2.7.1-	Concepto.....	114
2.7.2-	Tipos.....	116
2.7.2.1-	Aleatorizador Multicontador.....	116
2.7.2.2-	Aleatorizador Unicontador.....	118
BIBLIOGRAFIA.....		121

### CAPITULO III

DISEÑO DEL CODIFICADOR DE LINEA.		
3.1-	Diagrama a bloques.....	125
3.1.1-	Codificador H-1.....	126
3.1.2-	Decodificador H-1.....	131
3.1.3-	Aleatorizador.....	136
3.1.4-	Desaleatorizador.....	138
3.2-	Diseño-Codificador-Decodificador.....	139
3.2.1-	Reglas de diseño.....	139
3.2.2-	Diagramas de estado.....	142
3.2.2.1-	Codificador.....	142
3.2.2.2-	Decodificador.....	147
3.2.3-	Lógica de monitoreo.....	154
BIBLIOGRAFIA.....		156

### CAPITULO IV

CONSTRUCCION.		
4.1.-	Circuitería Electrónica.....	159
4.1.1.-	Codificador.....	160
4.1.2.-	Decodificador.....	160
4.1.3.-	Aleatorizador.....	160
4.1.4.-	Desaleatorizador.....	161
4.2.-	Formas de Onda.....	161
4.2.1.-	Codificador.....	161
4.2.2.-	Decodificador.....	162
4.3.-	Descripción de Resultados.....	163
BIBLIOGRAFIA.....		176

CONCLUSION.....		179
REFERENCIAS.....		183

## **PREFACIO**

## PREFACIO

En los sistemas de comunicaciones digitales, es necesario, efectuar la codificación de línea para adecuar las características de la señal al canal en particular por el que se va a transmitir.

En el caso de los sistemas por fibra óptica los requerimientos de codificación son bastantes particulares en lo referente a densidad espectral de potencia, capacidad de monitoreo de errores, polaridad de la señal y contenido de información de sincronización.

El código utilizado debe de cumplir estos requerimientos, satisfaciendo además condiciones de alta eficiencia, sin implicar una alta complejidad en la realización electrónica.

Este trabajo comprende el diseño y desarrollo de un sistema codificador-decodificador de línea para un equipo terminal numérico de línea óptica, que cumple las condiciones arriba citadas.

En el capítulo I se describen los diferentes componentes de un enlace de telecomunicaciones ópticas digitales. Se exponen las características de las fibras ópticas, de los fotoemisores y fotoreceptores.

También se presentan los subsistemas integrantes de un equipo terminal de un enlace, incluyendo: el aleatorizador, el codificador, el transmisor óptico, el receptor óptico, el sincronizador, el decodificador y el desaleatorizador.

El principio de la codificación de línea es tratado en el capítulo II, presentando los requerimientos de codificación en sistemas de fibra óptica; se ilustran los principales códigos usados y sus propiedades relevantes, enfatizando el comportamiento de los códigos Hedeman. También se expone la operación del aleatorizador.

El diseño del codificador y del aleatorizador constituye el capítulo III, en el cual se presentan los criterios de diseño y la realización electrónica de ambos circuitos.

En el capítulo IV se presentan los detalles de la construcción electrónica del codificador y el aleatorizador, incluyendo la caracterización de su operación y resultados.



## CAPITULO I

## FIBRA OPTICA

# FIBRA OPTICA

## 1.1-FIBRAS OPTICAS-

El desarrollo tecnológico de las comunicaciones en nuestros días se debe a la búsqueda constante de nuevas técnicas que satisfagan la calidad en la transmisión de la información, dadas la distancia y la velocidad con la que se transmite.

El uso de la transmisión óptica, donde la información es portada por una señal de luz que viaja a través de un canal llamado fibra óptica, ha tomado un gran interés en el desarrollo de los sistemas de comunicaciones.

La fibra óptica se basa en la estructura de una guía de onda dieléctrica, donde la luz es concentrada y dirigida. Está formada por un núcleo construido de dióxido de silicio y un revestimiento hecho de dióxido de silicio ó de plástico. Por lo que posee las siguientes características:

- Bajas pérdidas.(grandes distancias de transmisión).
- Inmunes a la interferencia electromagnética.
- Gran ancho de banda.
- No actúan como antenas.
- Gran capacidad de transmisión.
- Ocupan un espacio pequeño.

La confinación de la luz en el cable de fibra óptica es posible por las propiedades de propagación del material con la que está hecha la fibra y por su índice de refracción.

El núcleo de ésta es de índice de refracción ligeramente mayor que el del revestimiento y sus dimensiones típicas del cable están entre 5-100µm de diámetro para el núcleo y de 100-200µm de diámetro para el revestimiento, como se muestra en la figura(1.1).

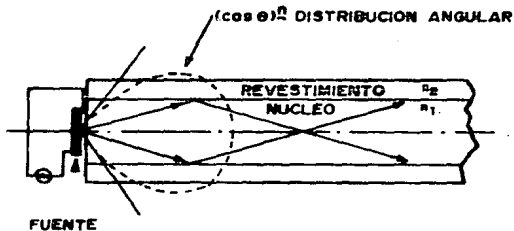


FIG.(1.1):ESTRUCTURA TIPICA DE FIBRA OPTICA

## 1.2-TIPOS DE FIBRAS-

Por las características propias del material con la que está hecha la fibra, es posible contar con diferentes estructuras para diversos usos, las cuales se diferencian por los modos de propagación que viajan a través de éstas.

Se tienen básicamente dos tipos: las Monomodales y Multimodales, que a su vez por las dimensiones y características ópticas del material se tienen los siguientes tipos:

### 1.2.1-Fibra Monomodal-

Este tipo de fibras pueden ser de índice escalonado o gradual. Las de índice gradual no son usuales debido a la difícil fabricación de su estructura y por que esto no presenta condiciones favorables como las multimodales.

Se les llaman monomodales por que solo se propaga un solo modo electromagnético y su índice es escalonado por que a lo largo de la sección transversal del núcleo se mantiene constante el índice de refracción. Este tipo de fibras presentan un gran ancho de banda y por consiguiente una capacidad de transmisión alta. Son generalmente fabricadas de bióxido de silicio y sus características típicas son las siguientes:

Diámetro del núcleo.....	3-10 $\mu$ m.
Diámetro del revestimiento...	50-125 $\mu$ m.
Diámetro de la envoltura.....	250-1000 $\mu$ m.
Apertura numérica(AN).....	0.08-0.15.
Atenuación: 2-5dB/Km a una longitud de onda( $\lambda$ ) de	
0.85 $\mu$ m, 0.5dB/Km a 1.3 $\mu$ m.	
Ancho de Banda: El ancho de banda es limitado por	
dispersión del material	
aproximadamente a 40GHzKm.	
Índice de refracción del núcleo $n_1$ =	1.460.
Índice de refracción del revestimiento $n_2$ =	1.456.

Tienen aplicación en distancias largas de transmisión y utilizan como fuente óptica el laser. Su configuración es la mostrada en la figura(1.2).

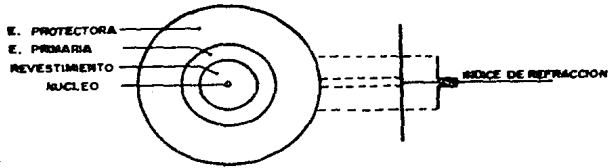


FIG.(1.2):INDICE ESCALONADO MONOMODAL

### 1.2.2-Fibra Multimodal-

Se llaman multimodales por que a lo largo de la fibra se propagan diferentes modos electromagnéticos. En éstas se encuentran las de índice de escalón y gradual.

Las fibras de índice de escalón tienen un diámetro de núcleo mayor y una AN mayor que las monomodales, esto para facilitar la eficiencia de acoplamiento con la fuente óptica incoherente de luz, sobre todo con los leds (diodo emisor de luz). Su núcleo es de vidrio con revestimiento de vidrio o de plástico y sus características típicas son las siguientes:

Diámetro del núcleo.....	50-400 $\mu$ m.
Diámetro del revestimiento..	125-500 $\mu$ m.
Diámetro de la envoltura....	250-1000 $\mu$ m.
Apertura numérica.....	0.16-0.5
Índice de refracción del núcleo; $n_1$	=1.48.
Índice de refracción del revestimiento; $n_2$	=1.45.
Atenuación: 4-5dB/Km a 0.85 $\mu$ m y 0.5 dB/Km a 1.3 $\mu$ m.	
Ancho de banda: 6-25MHzKm.	

Se utilizan para distancias cortas debido a que su ancho de banda es limitado. Su configuración se observa en la figura(1.3).

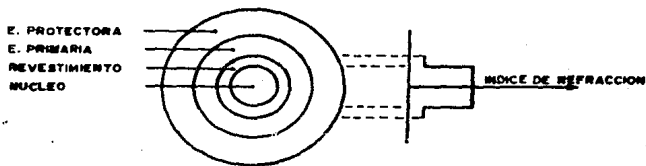


FIG.(1.3):FIBRA MULTIMODAL DE INDICE ESCALON

La fibra de índice gradual es llamada así, por que el índice de refracción del núcleo es variable y es función de la distancia radial, desde el eje de la fibra, como se observa en la figura(1.4).

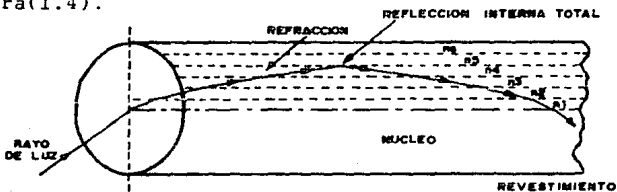


FIG.(1.4):FIBRA MULTIMODAL DE INDICE GRADUAL

Esta clase de fibra presenta mejores condiciones que la de escalón, entre las cuales resalta su baja atenuación. Su mayor aplicación es en la transmisión a distancias medias y se caracterizan por:

Diámetro del núcleo..... 30-60 $\mu$ m.  
 Diámetro del revestimiento... 100-150 $\mu$ m.  
 Diámetro de la envoltura..... 250-1000 $\mu$ m.  
 Apertura numérica..... 0.2-0.3.  
 Atenuación: 2-10dB/Km a 0.85 $\mu$ m y 0.5dB/Km a 1.3 $\mu$ m.  
 Ancho de banda: 150MHzKm-2GHzKm.

### 1.3-CARACTERISTICAS DE TRANSMISION-

Como es sabido que en cualquier tipo de línea ó canal que transmite una señal, presenta pérdidas que hay que tomar en cuenta para el buen diseño del enlace.

En la transmisión por fibra óptica se presentan en forma general las pérdidas ocasionadas por atenuación, un parámetro importante desde el punto de vista económico, y por dispersión, definida como un ensanchamiento temporal que sufre el pulso a lo largo de su trayectoria en la fibra, donde éste varía de acuerdo al tipo de fibra. Se encuentran también, por otro lado los efectos que se producen cuando la luz se propaga en la fibra óptica que son el ruido modal y polarización.

#### 1.3.1-ATENUACION-

Las pérdidas de transmisión de las fibras ópticas o la atenuación, es un factor importante que nos determina la máxima distancia posible de transmisión. En general se tiene en promedio una atenuación menor a 5dB/Km a  $0.85\mu\text{m}$ .

La atenuación se divide en:

- 1)Atenuación por absorción o pérdidas de calor.
- 2)Atenuación por dispersión.

-La atenuación por absorción se divide a su vez:

-Intrínsecas.- Causadas por la interacción entre uno o más componentes del vidrio.

-Extrínsecas.- Se deben a la presencia de iones metálicos tales como hierro, cobalto y cromo; que su absorción depende del estado de valencia de cada ion en los diversos vidrios.

-La atenuación por dispersión o pérdidas por radiación se divide a su vez en:

-Intrínsecas.- Estas ocasionan que un rayo de luz se disperse en una infinidad de rayos, algunos de los cuales no son ya guiados por la fibra, si no que se pierden a lo largo de la trayectoria.

-Inhomogeneidades en el vidrio.

-Aberraciones en la distribución radial del índice de refracción.- Son generadas por fluctuaciones en el índice de refracción en distancias menores al tamaño de la longitud de onda de propagación.

Las fluctuaciones se deben a las fluctuaciones térmicas del material y por la concentración de óxidos presentes en el vidrio (dispersión Rayleigh).



### 1.3.2-DISPERSION-

Como ya se mencionó, otro parámetro que determina las propiedades o características con que cuenta la fibra, es la dispersión, siendo ésta la causante de las limitaciones del ancho de banda. El efecto de la dispersión en un tren de pulsos que entran a la fibra es mostrado en la figura(1.5), en la cual se observa (en 1.5a) la entrada de datos a la fibra, en (1.5b) la salida de datos de la fibra a una distancia  $L_1$  y en (1.5c) la salida de datos de la fibra a una distancia  $L_2 > L_1$ .

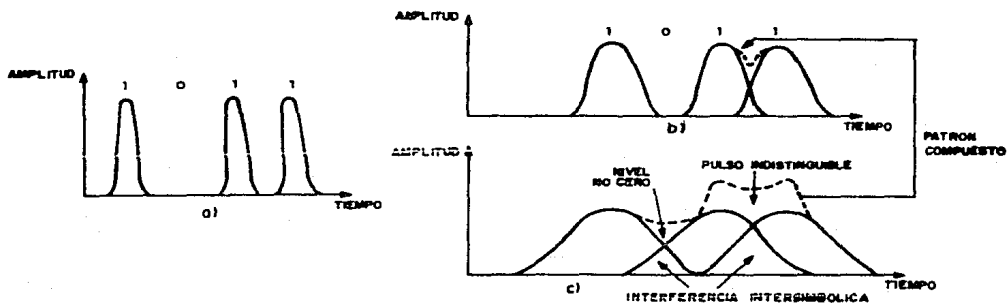


FIG.(1.5):DISPERSION DE UN TREN DE PULSOS

Como se observa en la figura(1.5c), se produce el fenómeno llamado interferencia entre símbolos que nos ocasiona un incremento de errores en la recepción.

La dispersión es causada por tres factores: La dispersión modal o intermodal, material y de la guía de onda.

La dispersión modal es debida a las diferencias en la velocidad de propagación de los diferentes modos que viajan a lo largo de la fibra óptica, es decir; depende básicamente del número de modos que viajan en la fibra y de la diferencia de velocidades entre el más rapido y el más lento.

La dispersión del material y la dispersión de la guía de onda dependen de la longitud de onda central y del ancho espectral de la fuente.

La dispersión del material es debida a las propiedades del vidrio, es decir; el vidrio es muy dispersivo, esto es: cambia su índice de refracción efectivo en función de la longitud de onda, por lo que resultan diferentes velocidades de propagación para las diferentes longitudes de onda en el material.

La dispersión de la guía de onda resulta de las variaciones de la velocidad de las longitudes de onda de un modo en particular.

En la figura(1.6) se muestra el fenómeno de dispersión para cada tipo de fibra óptica.

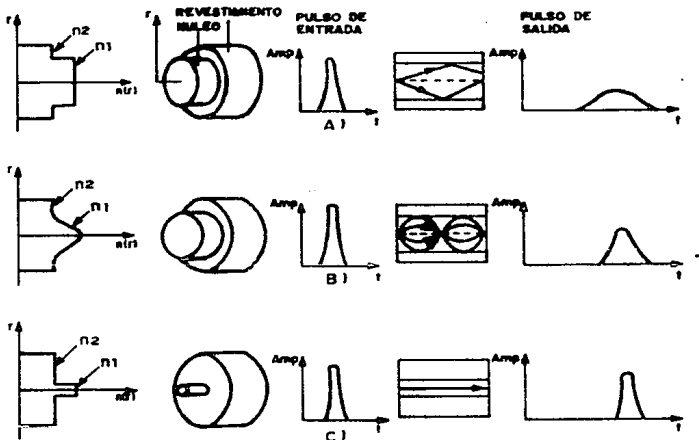


FIG. (1.6): EL EFECTO DE DISPERSION EN LA FIBRA DE TIPO:  
 A) ESCALON MULTIMODAL, B) GRADUAL, C) ESCALON MONOMODAL

#### 1.4-FOTOEMISORES-

Se encuentran actualmente en la tecnología de la fibra óptica dos fuentes ópticas con usos diferentes, principalmente en distancia de transmisión y en ancho de banda.

Se hacen uso del diodo emisor de luz (DEL) y del diodo laser semiconductor de inyección (DLI). Sus configuraciones típicas se muestran en la figura (1.7).

Estos diodos contienen arseniuro de galio (GaAs) como material semiconductor y con un apropiado "dopado" se logra la emisión en el rango de 800 a 1300nm.

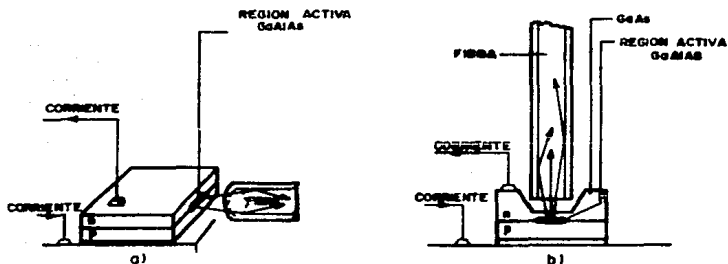


FIG.(1.7):a)Laser y b)Del

En el laser de doble heteroestructura (que tiene una capa de GaAlAs tipo p y otra de GaAs tipo n depositado en una cobertura epitaxial), la emisión de la luz tiene lugar en la unión "pn" cuando un voltaje externo dirige los electrones y los huecos. Estos huecos y electrones se recombinan rápidamente por transiciones que ocurren de la banda de conducción a la banda de valencia, en la recombinación se emite radiación con una longitud de onda que es proporcional a la energía perdida por el electrón en la transición.

La luz emitida por un DEL es relativamente incoherente y tiene un ancho espectral típico alrededor de 40nm. En el DLI de capas delgadas o de heteroestructura la región activa tiene un índice de refracción bajo, creando una cavidad resonante perpendicular al plano de la unión pn. Los rayos de luz viajan hacia atrás y hacia adelante en la cavidad, estimulando otras transiciones, hasta que toda la luz es orientada en una

sola dirección.

El ancho de la heteroestructura está debajo de un  $1\mu\text{m}$  para restringir la operación fundamental de los modos transversales. La franga de contacto geométrico es usada para confinar la radiación lateral y limitar la operación de uno o varios modos laterales.

La operación típica del DLI en varios modos longitudinales tiene un ancho espectral típico de solamente de  $1\text{nm}$  a  $3\text{nm}$ , éste emite niveles de potencia altos con cambios pequeños en la corriente, arriba del umbral y su patrón de radiación es mostrado en la figura(1.8).

Su eficiencia esta entre los rangos del 10% al 50% en contraste con los valores del DEL, arriba del 3%. Esta eficiencia es llamada cuántica y se define como la relación de fotones emitidos a la inyección de electrones y es dada por:

$$\eta = \frac{P_o/hf}{I_f/e} = \frac{P_o}{I_f E_g}$$

donde:  $P_o$ =potencia óptica.

$I_f$ =corriente de inyección.

$hf$ =energía del fotón.

$e$ =carga del electrón.

$E_g$ =energía de transición.

$\eta$ =eficiencia cuántica.

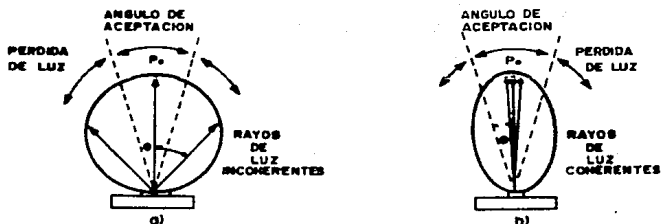


FIG.(1.8):Patrones de Radiación:a)Del y b)Laser

En el mercado la fuente más disponible para aplicarla en los sistemas de comunicaciones de alcance medio, es el DEL y últimamente se ha desarrollado otro tipo de DEL(InGaAsP) con una región de mínima atenuación que emite alrededor de  $1.27\mu\text{m}$ .

Por variaciones del dopado del diodo se emiten longitudes de onda entre  $1.05$  y  $1.35\mu\text{m}$ , con una potencia de salida típica de  $500\mu\text{w}$  y con una modulación arriba de los  $50\text{MHz}$ .

La vida de los DELs y DLIs es superior a las  $10000\text{hrs}$  en operación normal, ésta depende de la densidad de corriente y de la temperatura de operación.

En la figura(1.9) se muestra que una corriente de  $90\text{mA}$  produce  $5\text{mW}$  con una eficiencia cuántica del  $16\%$ . Y después de  $8800\text{hrs}$  de operación a  $5\text{mW}$  de salida se obtiene una corriente de  $160\text{mA}$  con una eficiencia cuántica del  $10\%$ .

En los lasers(DLI) no es posible tener 5mW de salida después de 13200hrs de operación ya que la corriente se incrementaría.

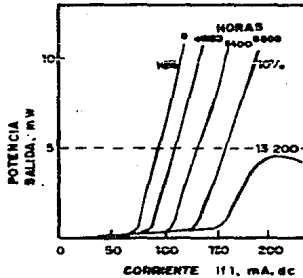


FIG.(1.9):VIDA DE OPERACION DE LOS FOTOEMISORES

#### 1.5-FOTODETECTORES-

Cuando una unión semiconductora pn polarizada en inversa es iluminada se obtiene una corriente en función de la iluminación, éste fenómeno es llamado efecto fotoeléctrico que es similar a la de la celda solar.

La fotocorriente generada varía linealmente con la intensidad de la luz incidente. Además existe una corriente de oscuridad que permanece constante con la polarización que varía con la temperatura.

Los fotodetectores deben de tener las siguientes cualidades:

- a) Alta respuesta a la energía incidente.
- b) Adecuada velocidad de respuesta, para el ancho de banda de la información en la modulación de la

- portadora óptica.
- c) Mínimo ruido adicional introducido por el detector.
  - d) Baja susceptibilidad a los cambios de temperatura.

Los detectores ópticos que han sido desarrollados para la operación de sistemas en longitudes de onda de 800-1200nm son dos tipos, el PIN y el FDA de silicio. Para longitudes de onda superiores se requieren de germanio.

Estos fotodetectores convierten la potencia óptica de entrada en una corriente eléctrica de salida, con una eficiencia del orden del 90%, con una respuesta del orden de 10ns.

Los dispositivos PIN son fáciles de usar pero su sensibilidad no es alta, su desarrollo es limitado por el ruido térmico subsecuente de los amplificadores después de la detección.

Los FDA ofrecen una mejor sensibilidad ya que los procesos de avalancha suministran una amplificación que puede superar las 100veces, por lo que se reducen los efectos de ruido subsecuentes de la amplificación de la detección.

En la figura(1.10) se muestra la curva espectral típica para un fotodiodo PIN de silicio con una polarización fija. El rango espectral es alrededor de  $0.35\mu\text{m}$  a  $1.1\mu\text{m}$ , muy cercanos al ultravioleta y al infrarrojo. La sensibilidad típica o responsividad a  $0.9\mu\text{m}$  se tiene aproximadamente



0.5 $\mu$ A/ $\mu$ W por lo que la eficiencia del fotodiodo esta dada por:

$$\eta = 124(S/\lambda)$$

donde: S=sensitividad.

$\lambda$ =longitud de onda.

$\eta$ =eficiencia.

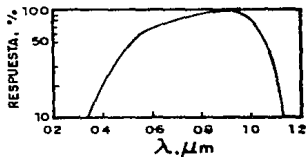


FIG.(1.10):Curva Espectral

La eficiencia es la relación del número de fotoelectrones generados con respecto al número de fotones que inciden en el detector.

Otro parámetro que nos entrega información para una S/N aceptable es la potencia equivalente de ruido, que define la mínima potencia requerida para generar la fotocorriente igual a la corriente total del ruido del fotodiodo.

El ruido y la distorsión son los responsables de la degradación de la señal y por consiguiente el receptor es la mayor fuente de ruido en los sistemas de fibra óptica.

## 1.6-SISTEMA DE TRANSMISION-RECEPCION DE

### SEÑALES DIGITALES POR FIBRA OPTICA-

#### 1.6.1-EQUIPO TERMINAL DE LINEA-

Se llama equipo terminal de línea por que en éste se lleva a cabo la conversión de la señal eléctrica a la señal de luz y viceversa, es decir; la transmisión-recepción óptica.

El tipo de transmisión que ocupa actualmente las centrales telefónicas es la digital, utilizando la modulación MIC (modulación por impulsos codificados).

Un diagrama típico de un sistema de comunicaciones MIC por fibra óptica es el que se muestra en la figura(1.11). Se forma por un Multicanalizador, Convertidor de Código, Aleatorizador, Codificador, Transmisor Optico, Fibra Optica (como canal de transmisión), Receptor Optico, Sincronizador, Decodificador, Desaleatorizador, Convertidor de Código y Demulticanalizador. En distancias largas es necesario utilizar un Repetidor Optico.

#### 1.6.2-MULTICANALIZADOR-

Al multicanalizador le llegan varias señales de entrada digitales provenientes de diferentes fuentes de información, que pueden ser, una señal de voz digitalizada, de una salida de computadora, de telemetría, etc.,.

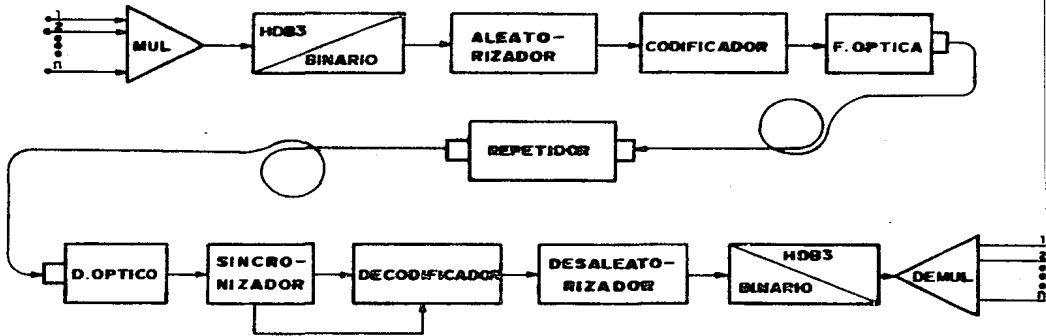


FIG. (1.11):EQUIPO TERMINAL

Generalmente las señales son multicanalizadas en MDT (multicanalización por división de tiempo) a fin de aumentar la capacidad de información.

El principal objetivo consiste en combinar las señales digitales y alimentarlas en forma combinada y secuencial a alta velocidad, a una línea de transmisión de gran ancho de banda y de alta velocidad de transmisión.

### 1.6.3-ALEATORIZADOR-

Este circuito tiene como función evitar cadenas largas de unos y de ceros que provienen del multicanalizador, dando a la salida una probabilidad de ocurrencia de unos y ceros constante, lo que permite una mejor operación del circuito codificador y del sincronizador de símbolo.

#### 1.6.4-CODIFICADOR DE LINEA-

El codificador de línea debe de cumplir con muchas exigencias para la correcta decodificación de las palabras. Tener una estructura tal que se tenga una distribución espectral óptima para el mejor desarrollo del receptor óptico.

Debe también contener información de alineamiento de trama que permite tener la capacidad de monitoreo de errores.

El diseño del código, que es motivo de esta tesis, esta basado en la teoría de los códigos de bloques y Hedeman que cumplen con dichas exigencias.

#### 1.6.5-TRANSMISION OPTICA-

A éste bloque llega la señal codificada y se convierte a una señal de luz para ser transmitida por la fibra óptica.

Para velocidades de transmisión elevadas y para enlaces largos se utiliza láser de semiconductor por sus características de eficiencia de emisión, directividad, ancho de banda con modulación, reducido esparcimiento espectral y tiempo de transición en el establecimiento de la luz.

El tipo de fuente a utilizar depende de la fibra óptica. Si es monomodal, el laser es apropiado y el DEL puede usarse con fibras multimodales.[12]

#### 1.6.6-REPETIDOR-

Este circuito tiene como función primordial el de reconstruir la señal que se esta transmitiendo. La cual se encuentra ubicado entre el transmisor y el receptor.[1]

La señal reconstruida debe de contar con las mismas características con las que se envió, para evitar la acumulación de la probabilidad de error.

La reconstrucción de la señal es llevada a cabo en tres pasos:

- a) Amplificación e igualación de la forma del pulso.
- b) Recuperación de la señal de sincronía a partir del tren de pulsos.
- c) Detección en sincronía y retransmisión de los pulsos.

Se muestra en la figura(1.12) un repetidor óptico que es usado en los sistemas de comunicaciones digitales por fibra óptica.

#### 1.6.7-RECEPCION OPTICA-

Se encarga de convertir los pulsos de luz provenientes de la fibra óptica en pulsos eléctricos, entregandolos al circuito de comparación y al de sincronización.

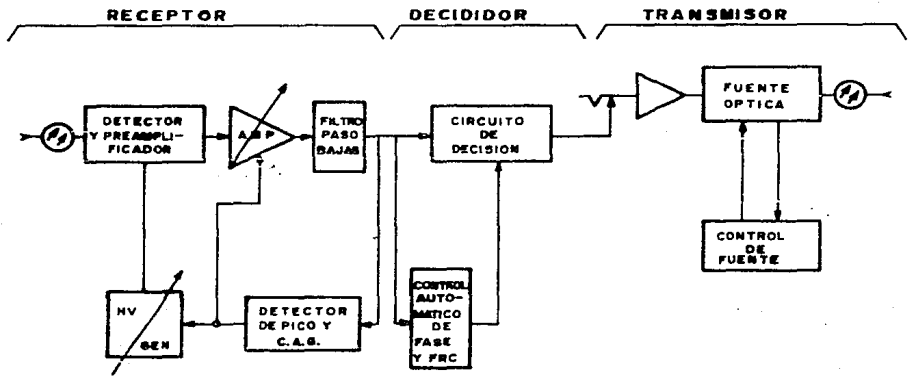


FIG.(1.12):REPETIDOR OPTICO

El objetivo del diseño del detector óptico es de maximizar la sensibilidad para una probabilidad de error dada a una determinada velocidad de transmisión. Por lo que se tiene que tomar en cuenta las propiedades del fotodiodo y de los dispositivos que conforman el preamplificador de entrada.[13]

#### 1.6.8-SINCRONIZADOR-

Una característica deseable en un sistema sincrónico de transmisión de datos en forma digital, es el hecho de que la señal de reloj pueda ser extraída a partir de los datos provenientes del detector óptico. Lo que hace que el sistema

sea más eficiente.[2]

Lo anterior lo hace el circuito sincronizador, el reloj obtenido es dado al circuito decodificador, que se encuentra en fase con los datos a decodificar.

En la figura(1.13) se muestra el diagrama del circuito sincronizador utilizado en un sistema MIC.

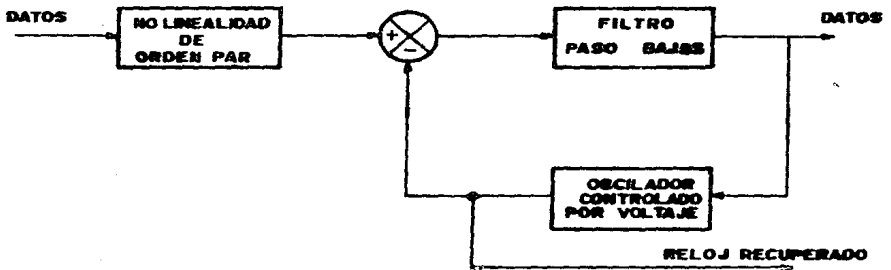


FIG.(1.13):SINCRONIZADOR

#### 1.6.9-DECODIFICADOR-

Realiza la función contraria del codificador, es decir; la señal proveniente del sincronizador es monitoreada y se decodifica de acuerdo a una estrategia definida por la regla de codificación.

#### 1.6.10-DESALEATORIZADOR-

La señal decodificada es pasada al circuito desaleatorizador, que se encarga de obtener la señal original.

El circuito desaleatorizador debe de poseer la misma longitud de secuencia que tiene el aleatorizador, para asegurar la sincronización entre ellos y el de obtener la señal que se está transmitiendo del multicanalizador.

#### 1.6.11-DEMULTICANALIZADOR-

Este se encarga de separar la señal proveniente del desaleatorizador, originando varias señales que serán enviadas a sus destinos correspondientes.

Por último se tiene que en la figura(1.11) se presenta el bloque convertidor de código bipolar a código binario y viceversa. Este código bipolar es establecido por norma del CCITT, recomendación G.703 anexo A.

Recomienda para interfaz a 8448 Kbits/s utilizar el código HDB3 que es un código de alta densidad bipolar de nivel 3.

La idea básica del código HDB $n$ , donde  $n=3$ , es que cuando ocurre una sucesión de más de  $n$  ceros binarios, los  $n+1$  ceros se rempazan por una sucesión de digitos especiales. Las sucesiones se eligen para que incluyan algunos unos binarios, con el fin de aumentar el contenido de temporización de la



señal. Los unos que se incluyen deliberadamente violan la regla bipolar, para la fácil identificación de la sucesión sustituida.

#### BIBLIOGRAFIA

- 1.- STEWART, D. Personick.  
"Optical Fiber Transmission Systems".  
Edt. R.W. Lucky. Bell Laboratories.
- 2.- CSELT.  
"Optical Fibre Communication".  
Edt. McGraw-Hill.
- 3.- SIMON Haykin.  
"Communication Systems".  
Edt. Wiley.
- 4.- DOGAN A. Tugal and OSWAN Tugal.  
"Data transmission".  
"Analysis Design Applications".  
Edt. McGraw-Hill.
- 5.- C.D. Sandbank.  
"Optical Fibre Communication Systems".  
Edt. Jhon Wiley.
- 6.- P. Bylanski and D.G.W. Ingram.  
"Digital Transmission Systems".  
Edt. IEEE Telecommunications Series 4.
- 7.- Alain Cozannet.  
"Optique et Télécommunications".  
"Transmission et traitement optiques de linformation".  
Edt. Eyrolles.
- 8.- B.P. Lathi.  
"Sistemas de Comunicación".  
Edt. Interamericana.
- 9.- SIEMENS  
"Telecom Report".  
"Optical Communications".  
Vol. 6 Oct. 1983.
- 10.- BELL Telephone Laboratories.  
"Transmission Systems for Communications".

## CAPITULO II

### CODIFICACION

## CODIFICACION DE LINEA

### 2.1-FUNCION DE LA CODIFICACION-

El avance constante de la tecnología en las comunicaciones digitales y la gran demanda de líneas de comunicación en el mundo, han llevado a buscar nuevas técnicas de comunicación, lo que ha originado a excursionar a velocidades altas de transmisión, para transportar gran capacidad de información. Todo ello nos indica la importancia que tiene la codificación, que es una parte esencial de un sistema de comunicaciones por fibra óptica.

En el capítulo anterior se describieron las partes principales que componen un sistema de comunicaciones por fibra óptica. El motivo de esta tesis es el diseño y construcción del subsistema denominado CODIFICADOR DE LINEA.

El término codificación se define en general como la representación de una fuente de información en una serie de pulsos, proceso que va encaminado a mejorar las condiciones de la transmisión.

La transmisión digital es representada por una secuencia de símbolos que se encuentran contenidos en un alfabeto, teniendo exactamente dos caracteres, el "0" y el "1" (bits). Esta señal binaria, que va ser transmitida, podría aplicarse directamente a la línea óptica, pero esto ocasionaría problemas en la recuperación de la señal.

La señal a transmitir debe tener una estructura tal que se pueda reconocer en la recepción, como también que se pueda observar el comportamiento del sistema estando en operación, sobre todo en los sistemas de larga distancia, que contienen repetidores regenerativos autosincronizables que requieren la extracción de la señal de temporización de la secuencia transmitida, y que se evite la desviación del nivel de C.D. antes de entrar al circuito de regeneración.

Esta desviación es debida a la ocurrencia de unos ó ceros consecutivos en la transmisión, lo que provoca también problemas con la señal de temporización.

Lo anterior nos lleva a la utilización de los códigos redundantes, es decir; códigos con una estructura en que no se presentan cadenas largas de unos como de ceros y con la facilidad de obtener información deseable para el monitoreo de errores, como también de una buena señal de temporización, todo esto para facilitar el diseño del receptor.

En las comunicaciones ópticas contar con un buen código, que es la representación de la señal binaria codificada con una estructura que contenga:

- a) Información de temporización.
- b) Posibilidad de monitoreo de errores.
- c) Distribución espectral óptima.
- d) Baja multiplicación de errores.

hace que el sistema presente condiciones de operación favorables.

Por lo escrito anteriormente nos damos cuenta del porqué la necesidad de codificar la señal binaria de datos provenientes de la fuente de información.

## **2.2-CODIFICACION UNIPOLAR-**

En los sistemas de comunicaciones se emplean varias técnicas de modulación entre las cuales tenemos: Las de variación de amplitud, de frecuencia y la de fase, que son técnicas de modulación analógica.

La modulación por amplitud es la más adecuada para los sistemas analógicos de comunicación por fibra óptica, ya que FM Y PM muestran dificultades en la modulación de las fuentes ópticas.

En los sistemas de comunicaciones digitales (que es el manejo de información binaria) se cuentan con dos técnicas de modulación por fibra óptica, basadas en la conmutación entre dos valores posibles, de aquí que tengamos: La manipulación por encendido y apagado(OOK), y la manipulación por conmutación en amplitud(ASK).

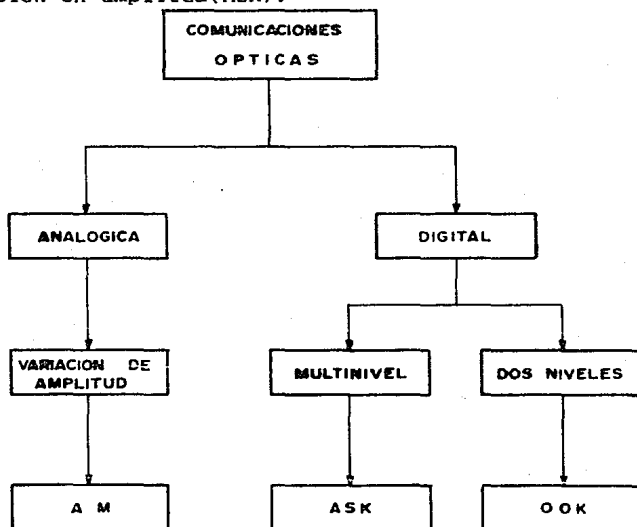


FIG.(2.1):TECNICAS DE MODULACION PARA FIBRA OPTICA

En la figura(2.1) se muestran las técnicas de modulación usadas en las comunicaciones ópticas, donde la transmisión digital se forma por transmisión multinivel, donde se define que el primer tipo de modulación es representada por ausencia y presencia de información, ligada a un bit "0" y al bit "1".

respectivamente y comunmente conocida por "OOK". El segundo tipo es representada por dos niveles uno perteneciente al "1" y el otro al "0", y es llamada "ASK", como se puede apreciar en las figuras(2.2)y(2.3).

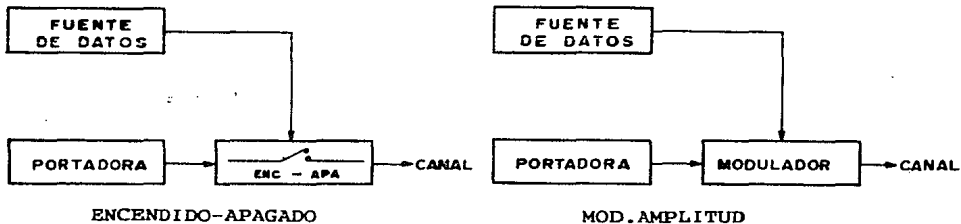


FIG. (2.2):ELEMENTOS PARA LA MODULACION

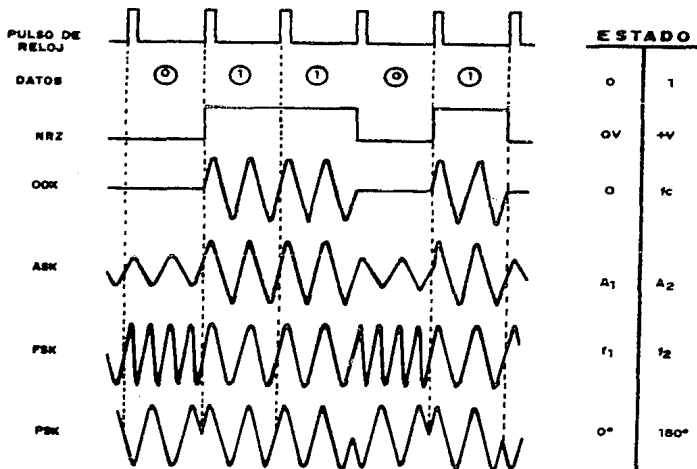


FIG. (2.3):SEÑALES MODULADAS A PARTIR DE LOS DATOS



Para los sistemas por fibra óptica la técnica ASK no es recomendable ya que está restringida por el ruido. Sin embargo, ofrece una mejor eficiencia de transmisión por la conmutación de la señal portadora entre un número largo de niveles.

En cambio la técnica OOK muestra una mejor condición del manejo de la información para la fibra óptica, debido a que en la fuente óptica se transmiten pulsos de luz que son función del tiempo.

Por otro lado se tienen cuatro principales técnicas de modulación que son función del tiempo de modulación, las cuales se muestran a continuación:

PAM--Modulación por amplitud de pulso.

PDM--Modulación por duración de pulso.

PPM--Modulación por posición de pulso.

PCM--Modulación por pulso codificado.

De las cuatro técnicas, el PCM es la que mejor representa la señal original y la que ofrece muchas ventajas en la transmisión. De aquí que se desprendan las diferentes formas de representar los pulsos binarios para la adaptación a los sistemas de fibra óptica.

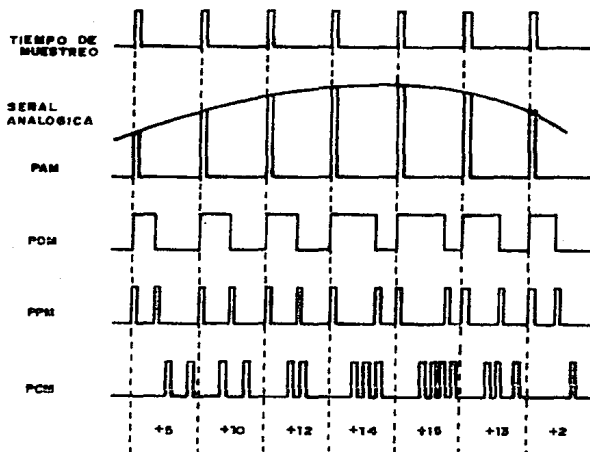


FIG.(2.4):REPRESENTACION DE LAS CUATRO TECNICAS

En los sistemas de comunicación por fibra óptica se tienen básicamente tres categorías para la codificación:

- I) Duración del pulso dato entre dos pulsos adyacentes consecutivos del patrón del tiempo.
  - a) RZ (retorno a cero) que es la representación de un pulso a media anchura.
  - b) NRZ (no retorno a cero) un pulso no retorna a cero antes de que inicie el siguiente pulso.
- II) Polaridad del pulso.
  - a) UNI (unipolar) los pulsos tienen una sola polaridad encendido y apagado.
  - b) BI (bipolar) los pulsos se encuentran en ambas direcciones relacionadas con el centro del nivel.
- III) Representación de la secuencia de pulsos durante la transmisión.
  - a) FB (binario completo) secuencia que representa los estados "1" y "0".
  - b) HB (binario medio) secuencia que representa solo estado "1".

Lo anterior se representa en la figura(2.5) con una secuencia  $S(t)=01001101$ . Las dos primeras formas de onda son las más utilizadas con diferentes aplicaciones: -La UNI NRZ que es empleada para los sistemas de computación. -La BI RZ para aplicaciones de control.

De estas categorías se desprenden los formatos para codificar las señales digitales, donde la mayor aplicación para las fibras ópticas es la técnica unipolar que presenta mejores condiciones de transmisión y se presta a las condiciones que requieren las fuentes ópticas, es decir; que no pueden, hasta el momento, utilizar códigos bipolares por la no linealidad de la fuente óptica.

Los pulsos de luz son mejor conformados con un código unipolar, lo que facilita la recepción y asegura las características que requieren el manejo de un buen código de línea como se verá más adelante.

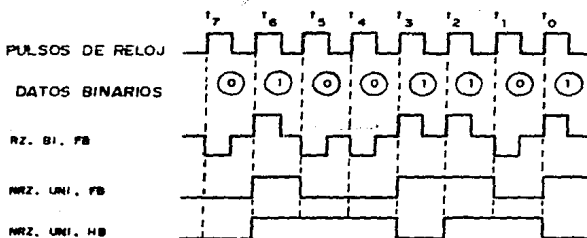


FIG.(2.5):CATEGORIAS

### 2.3-CODIGOS USADOS EN FIBRAS OPTICAS-

En los sistemas de comunicaciones digitales existen varias técnicas de codificación y por consiguiente varios tipos de códigos, entre los cuales se encuentran aquellos que tienen la capacidad de corrección de errores y los que solamente detectan los errores, mas no lo corrigen.

En los primeros se utilizan la técnica de adición de bits de paridad o dígitos de comprobación de paridad, que son los que permiten la detección de errores de las palabras y poder corregirlas. Y los segundos, que detectan solamente los errores, resultan ser más eficientes que los de la técnica anterior, ya que cuentan con una determinada estructura que reducen los errores y su codificación se basa de los estados anteriores de la secuencia de símbolos.

Por lo que tenemos que el código de línea es una representación de los datos a transmitir, formado por varias técnicas de estructuración adecuada de los pulsos, donde cada patrón de pulsos representa un estado digital. De la cual se encuentran dos técnicas de representar los datos binarios, que son la "NRZ" y "RZ".

Estas dos maneras pueden ser transmitidas por la fibra óptica siempre y cuando tengan muchas transiciones. Para ello se han hecho estudios para codificar estas dos técnicas, basados en las propiedades que debe de cumplir un formato en

términos de su calidad de transmisión y su ancho de banda.

Como se puede observar en el cuadro sinóptico que se muestra en la figura(2.6).

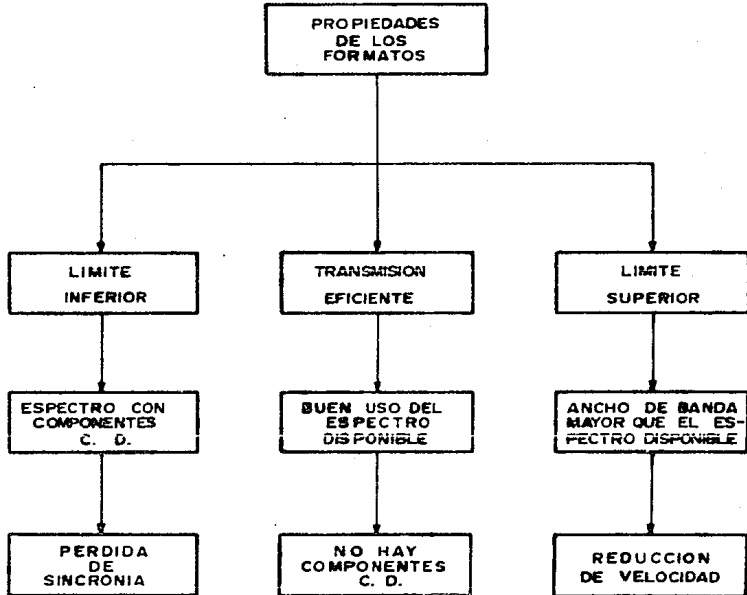


FIG. (2.6): PROPIEDADES ESPECTRALES DEL FORMATO

En el límite inferior se encuentran las componentes de C.D. que al transmitir las causan problemas de sincronía. En el límite superior se encuentra el máximo espectro disponible para la facilidad de la transmisión, donde aquí puede ocurrir una disminución de la velocidad, si el ancho de banda de la señal es mayor que el espectro disponible.

Una comunicación eficiente es obtenida entre estos dos límites; es decir, debe contar con una señal que no tenga componentes de C.D. y tener un buen aprovechamiento del espectro disponible en el sistema.

Se ha mencionado lo anterior para dar una clara visión del porqué no es aconsejable transmitir en NRZ o en RZ. Ya que el NRZ se ubica, tanto en el límite superior como en el inferior, representados por la alternancia de uno y ceros, y por el patrón de todos los unos y ceros, respectivamente. Y en el RZ no se encuentra ningún patrón que contenga componentes de C.D., sin embargo cuando se transmiten ceros ó unos, se hayan componentes de C.D.

De acuerdo a lo anterior y por el espectro que presenta el NRZ, en comparación con el espectro del RZ como se observan en la figura(2.7), resulta ser el más común en la representación de los datos, y a partir de éste, se tienen los códigos más utilizados por fibra óptica.

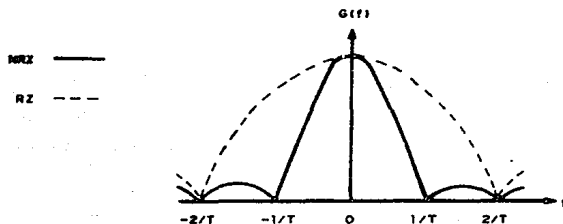


FIG. (2.7): DENSIDAD ESPECTRAL

### 2.3.1-CODIGO BIFASICO-

El código BIFASICO\* tiene varios formatos que se desprenden de las técnicas PSK y FSK(modulación por corrimiento de fase y de frecuencia, respectivamente). Se ha observado que la representación del digito binario "1" en NRZ es un nivel alto. Utilizando la técnica PSK se obtiene el rompimiento de cadenas largas de "1s" y "0s", pero si los datos son alternados(0s y 1s)se mantiene un nivel alto. Esto se soluciona por un corrimiento de nivel bifásico(BPLS)que evita el nivel alto y conserva la alternancia de niveles. Este código elimina las componentes de C.D. por la redundancia que ofrece, pero el ancho espectral de transmisión se ve incrementado.

Ahora bien lo que necesitamos es tener una mejor formación de los bits codificados para facilitar la decodificación, por lo que a partir del código anterior surge el código de nivel bifásico(BPL), donde la representación de cada dato NRZ es representado por transiciones al centro de cada símbolo, es decir; el "1" será una transición de bajo a alto y el "0" es de alto a bajo. El BPL es conocido

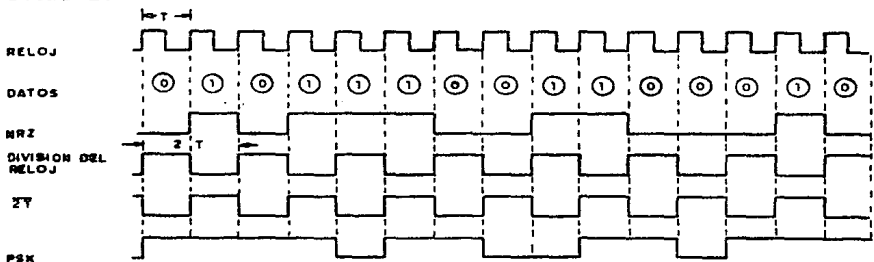
---

\*El término bifásico se refiere a los niveles de transiciones que se encuentran durante un periodo de reloj.

comunmente por el nombre de MANCHESTER [3]. En la figura(2.8) se observan los diagramas de tiempo de cada código.

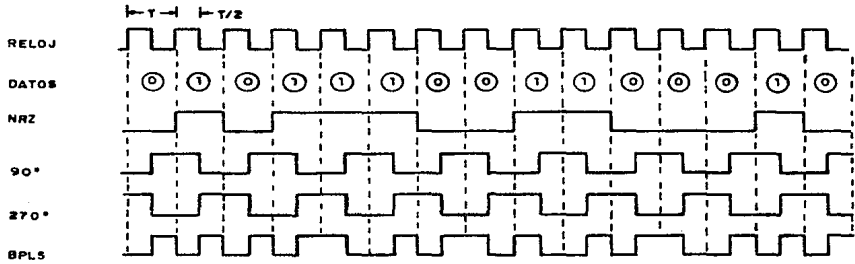
En la técnica FSK se obtienen dos códigos que dependen de la transición anterior y de acuerdo al dato anterior. Estos se realizan para detectar en la recepción una fase adecuada de los datos para la obtención de la sincronización.

Estos son el BPM y BPS(marca bifásica y espacio bifásico); el BPM se caracteriza por que el "0" en NRZ es representado por ninguna transición en el centro del símbolo y el "1" por transición en el centro del símbolo y el BPS es la función contraria a la que desarrolla el BPM. Estos no contienen componentes de C.D. y requieren un ancho de banda superior al de la fuente de datos por su representación simbólica. En la figura(2.9) se muestran sus diagramas de tiempos.

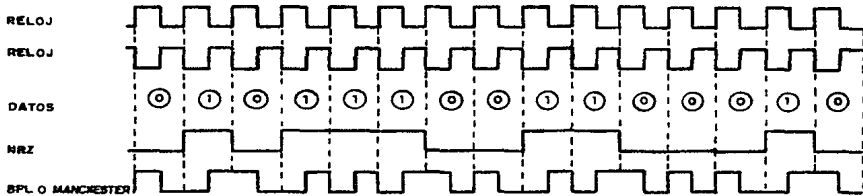


A





B



C

FIG. (2.8): FORMAS DE ONDA A) PSK, B) BPLS, C) MANCHESTER.

-Todos los códigos bifásicos están caracterizados por:

- a) Código definido por dos niveles.
- b) Sin componentes de C.D.
- c) Número de pulsos: 2.
- d) Duración de los pulsos:  $t_{\min} = T/2$ ,  $t_{\max} = T$ .
- e) Eficiencia:  $1/2$ .
- f) Ancho de banda del espectro:  $2T$ .
- g) Variación de reloj: 2.

Observando los 4 códigos, en su representación simbólica de los estados de los datos en NRZ, nos encontramos que el BPLS no es muy recomendable para ser transmitido por fibra óptica. El BPM, BPS y BPL son los que presentan mejores condiciones, ya que presentan un buen patrón de símbolos para lograr "fácilmente" su decodificación, como se puede observar en la figura(2.10).

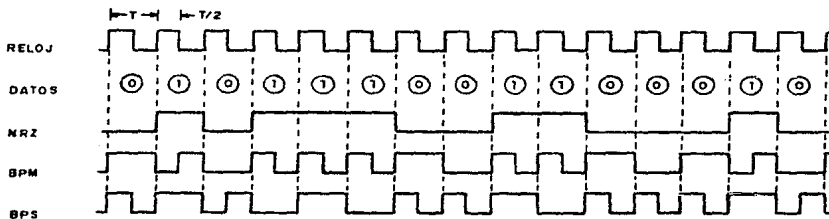


FIG. (2.9): FORMAS DE ONDA

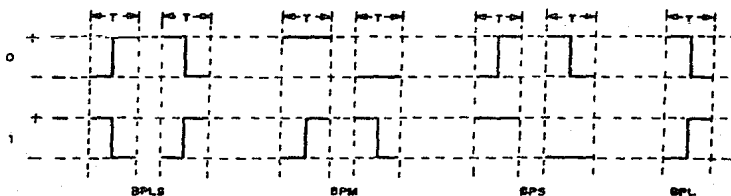


FIG. (2.10): PATRON DE SIMBOLOS

### 2.3.2-MANIPULACION POR FASE MODIFICADA-

Este tipo de codificación se hace con el propósito de reducir el ancho de banda espectral que ofrecen los códigos bifásicos [3]. En las técnicas FSK y PSK encontramos variaciones del reloj principal que tienen pulsos ya codificados con una duración de  $T/2$ ,  $T$  y  $3T/2$ , como se puede observar en la figura(2.11), lo que resulta un mayor ancho de banda del espectro que el de la fuente original.

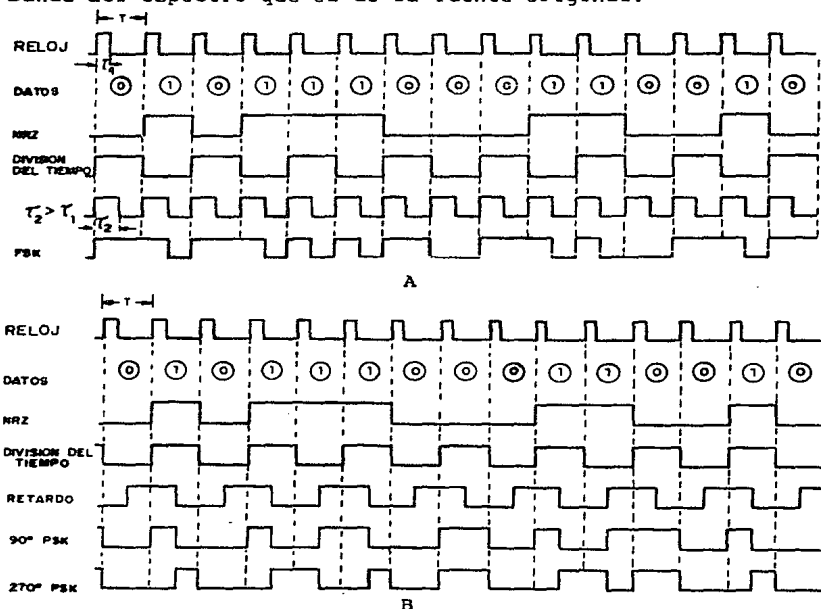


FIG. (2.11):A) FSK, B) PSK

Lo que se busca es un equilibrio en la duración de los pulsos, ya que en la figura(2.11a) se presenta alta repetición de pulsos en la representación del "1", lo que ocasiona componentes de alta frecuencia. En la figura(2.11b) se observan dos formas de ondas identificadas de acuerdo al defasamiento del reloj derivado del principal, lo que origina  $90^{\circ}$  PSK y  $270^{\circ}$  PSK.

El  $90^{\circ}$  PSK presenta al dato "1" como una transición de alto a bajo en el centro del símbolo y el de  $270^{\circ}$  PSK, el "1" es de bajo a alto, y en ambos permanece la alternancia de nivel de la representación del dato "0". En éstos se observa que ha disminuido la presencia de los pulsos con duración de  $T/2$ , consiguiendo un equilibrio en la duración de los pulsos, obteniendo una conformación más adecuada del período del pulso codificado y un ancho espectral mejor que los anteriores.

Tomando como base el  $90^{\circ}$  PSK y de él, sólo el tiempo de bajada del pulso de duración  $T/2$ , después de ser derivado, se obtiene la eliminación completa del período  $T/2$ , resultando un código muy utilizado, denominado Miller [3], lo cual se muestra en la figura(2.12).

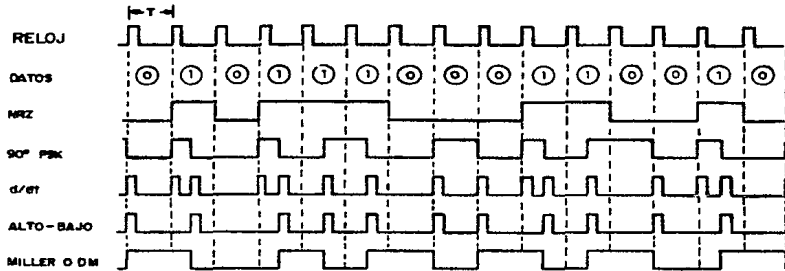


FIG.(2.12):CODIGO MILLER

Como se observa en la figura(2.12), tanto la representación del "0" y el "1", sus niveles son alternados. Y presenta un buen patrón para la identificación de fase. Sin embargo cuenta con pequeñas componentes de C.D., pero un ancho espectral igual a la de la fuente de datos.

A continuación se mencionan sus características de cada código:

**Código PSK:**

- Componete de C.D.: "010".
- Máximo Espectro :tren de "1s".
- Duración del pulso:  $t_{\min}=T/2, t_{\max}=3T/2$ .
- Eficiencia:  $1/2$ .
- Ancho de banda espectral:  $2T$ .
- Variación del reloj:  $3$ .

### 90° PSK:

- Componente de C.D.: "101".
- Máximo Espectro :tren de "1s"y"0s".
- Duración del pulso:  $t_{\min}=T/2, t_{\max}=3T/2$ .
- Eficiencia:  $1/2$ .
- Ancho de banda espectral:  $2T$ .
- Variación del reloj: 2.

### Miller o DM:

- Componente de C.D.: "11011".
- Máximo Espectro :tren de "1s"ó"0s".
- Duración del pulso:  $t_{\min}=T, t_{\max}=2T$ .
- Eficiencia: 1.
- Ancho de banda espectral:  $T$ .
- Variación del reloj: 2.

### 2.3.3-INVERSION DE MARCA ALTERNADA-

Este tipo de código surge de la representación de los datos en RZ bipolar, y como éste ofrece una buena transmisión sin componentes de C.D., se ha logrado dar una representación adecuada para el uso en las fibras ópticas.

AMI (inversión de marca alternada) es otra manera de llamar al RZ bipolar [4]. En él se cuenta con dos formas de presentar los datos: al 50% que representa el "1" con una duración de pulso igual a  $T/2$ , y al 100% con una duración de

pulso igual a T. De estas dos formas, la primera presenta una eficiencia baja igual al RZ bipolar y la segunda tienen una eficiencia igual al NRZ. Sus diagramas de tiempo se observan en la figura(2.13).

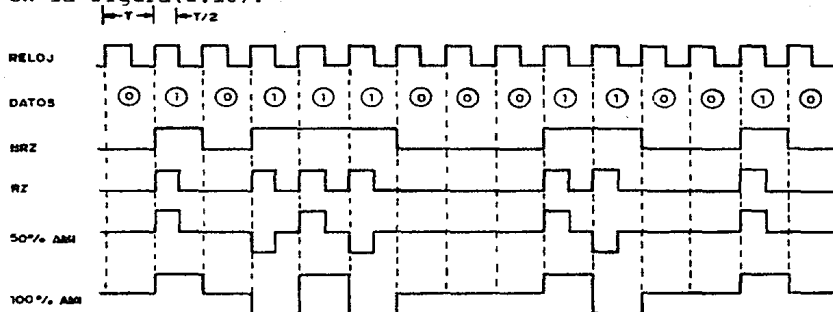
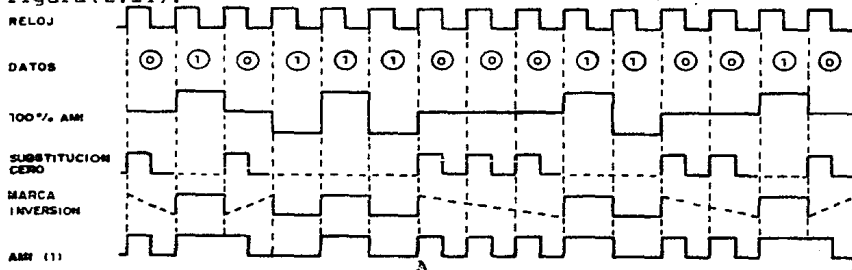
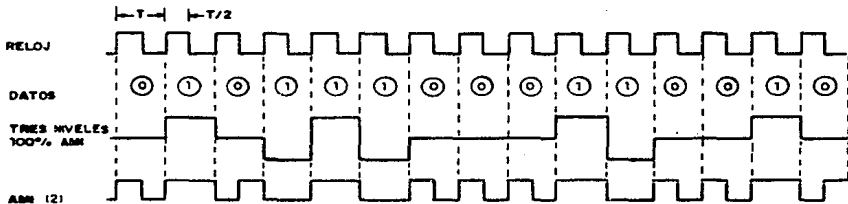


FIG.(2.13):AMI

A partir del 100%AMI se obtienen dos códigos que tienen características similares a los anteriores, sólo que la representación del "0" es identificada por la transición de nivel y el "1" sin transición alguna. Estos dos son identificados como AMI(1) y AMI(2) como se observan en la figura(2.14).





B

FIG.(2.14): A)AMI(1), B)AMI(2)

En los dos códigos se obtiene una transmisión sin componentes de C.D., pero su ancho de banda espectral es el doble que el de la fuente.

Sus características individuales son:

**AMI(1):**

- Mínimo Espectro: Alternancia de "1s" y "0s".
- Máximo Espectro: Tren de "0s".
- Duración del pulso:  $t_{\min} = T/2, t_{\max} = 3T/2$ .
- Número de pulsos: 3.
- Variación del reloj: 3.

**AMI(2):**

- Mínimo Espectro: Tren de "1s".
- Máximo Espectro: Tren de "0s".
- Duración del pulso:  $t_{\min} = T/2, t_{\max} = T$ .
- Número de pulsos: 2.
- Variación del reloj: 2.



Los códigos que se han visto hasta ahora, están orientados a tener la estructura que requiere un código para su transmisión en fibra óptica. Esta estructura viene dada por diez puntos importantes que dan lugar al buen diseño del receptor óptico, como la buena probabilidad de error y que la decodificación sea confiable, estos puntos son los siguientes:

- 1.-Transparencia.
- 2.-Decodificación única.
- 3.-Eficiencia.
- 4.-Posibilidad de monitoreo de errores.
- 5.-Distribución espectral de potencia sin componentes de frecuencias bajas y C.D.
- 6.-Información de temporización.
- 7.-Nivel de información adecuada.
- 8.-Baja multiplicación de errores.
- 9.-Información de alineamiento de trama.
- 10.-Circuitería"simple".

En los códigos anteriores se ha tratado de obtener un adecuado espectro de transmisión con las técnicas PSK y FSK, como también el de ofrecer la facilidad del monitoreo de errores y el de detectar un patrón de fase para la buena sincronización del sistema.

## 2.4 CODIGOS DE BLOQUES

### 2.4.1-TEORIA-

Otros códigos que son muy utilizados en fibra óptica son los códigos de BLOQUES [4]-[5], que ofrecen ventajas sobre los anteriores, pero tienen una circuitería más compleja. Estos son utilizados para velocidades muy altas y cuentan con una eficiencia de 50% a 87%. Los códigos de bloques se encuentran identificados por "mBnB" que significa, códigos convertidores de "m" dígitos binarios en "n" dígitos binarios. Este tipo de codificación se hablará ampliamente en ésta sección y en la sección 2.5 se hablará del código que se utilizó para el diseño del codificador de línea, que es uno de los códigos HEDEMAN.[6]

En forma general, el codificador produce una secuencia de salida ( $Y_i$ ) de propiedades convenientes en respuesta a una secuencia de entrada ( $X_i$ ). De aquí que tengamos que las secuencias permitidas puedan estar especificadas por un conjunto de palabras permitidas, que toman la secuencia a través de una sucesión de estados permitidos para cada símbolo de la palabra. El estado que ocupa la secuencia al final de cada palabra del código es denominado un estado terminal.

Los códigos que presentan lo anterior, tienen longitudes fijas y son denominados códigos de bloques, en donde la información binaria es agrupada en bloques o en tramas de "m"

bits, los cuales son mapeados en palabras de "n" bits de nivel  $W^*$ .

Los códigos descritos anteriormente, están basados en un patrón determinado que está en función de las transiciones de niveles durante un ciclo de reloj, que rige al símbolo correspondiente al dato de entrada. Ahora bien, los códigos de bloques transmiten una gran cantidad de datos con una eficiencia que viene definida por la relación de longitudes  $m/n$ , es decir:

$$\eta = \log 2^m / \log W^n \quad (2.1)$$

lo que demuestran ser más eficientes que los códigos anteriores, debido a que éstos códigos son convertidores de bloques de "m" dígitos a "n" dígitos, donde  $n > m$ , y el ancho de banda de transmisión se ve afectado por la relación "n/m".

Las palabras de "n" bits correspondientes a la información de  $2^n$  palabras posibles, deben ser escogidas para

---

\*El término  $W$  indica el tipo de secuencia de datos que se esta manejando, es decir; si la secuencia de datos es binaria  $W=2$ , si  $W=3$  ternaria, etc.

facilitar la extracción del reloj en los repetidores y para reducir las componentes de baja frecuencia en la señal del espectro del código. Para conseguir lo anterior se tiene una herramienta que nos proporciona una adecuada estructura del código, que es llamada disparidad(d) de la palabra.

La disparidad de un tren binario se define como el exceso de marcas como de espacios o, en su caso, como la diferencia entre el número de unos y el número de ceros en una palabra y es fácilmente medida por un contador arriba-abajo.

Al tener una baja disparidad acumulada se eliminan las componentes de C.D. en el espectro continuo; mientras que las frecuencias bajas contenidas en el espectro son proporcionales a las variaciones de disparidad; es decir, a la diferencia entre el máximo y el mínimo valor de la disparidad acumulada.

Por lo tanto se requiere un código que contenga una disparidad constante y que a la vez tenga un límite de variación de disparidad para la obtención de una mejor característica espectral.[7]

Las palabras del código se dividen en aquellas que tienen disparidad cero y aquellas que no tienen disparidad cero.

Los códigos que emplean sólo palabras con disparidad cero tienen un número igual de dígitos ( $2m$ ), es decir; que contengan en cada carácter la mitad de marcas y de espacios. Sin embargo es necesario emplear palabras con disparidad

diferente de cero, de tal manera que a cada palabra de entrada le correspondan dos palabras de salida, pero de disparidades opuestas, con el objeto de establecer un código balanceado\*.

Como se utiliza la secuencia de dígitos en nivel  $W=2$  y como aparecen todas las combinaciones de unos y ceros en el conjunto de  $2^n$  palabras, las disparidades aparecen por pares, es decir; disparidades  $0, \pm 2, \dots, \pm d$  para "n" par, y  $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm d$  para "n" impar. De aquí que el número de caracteres  $N(q, n)$  de "n" dígitos que contengan exactamente "q" marcas es simplemente el número de combinaciones de "q" en "n" con una disparidad  $d=2q-n$ , es decir:

$$N(q, n) = n! / ((n-q)! q!) \quad (2.2)$$

El número de palabras  $R(n, d)$  que pueden ser convertidas al código  $(n, d)$  es igual al número de palabras con disparidad entre un rango de "0" a "d" es decir:

$$[n/2] \leq q \leq [d+n/2] \quad (2.3)$$

Por lo tanto el número de palabras  $R(n, d)$  con disparidad entre "0" y "d" esta dada por:

\*Los códigos balanceados generan secuencias que tienen un espectro de potencia sin componentes de C.D.

$$R(n,d) = \sum_{q=n/2}^{(d+n)/2} N(q,n) \text{ para } n \text{ par} \quad (2.4)$$

$$R(n,d) = \sum_{q=(n+1)/2}^{(d+2)/2} N(q,n) \text{ para } n \text{ impar} \quad (2.5)$$

Si  $d=n$  se excluyen las palabras (00..0) y (11..1) que no proporcionan información de temporización y por poseer una disparidad elevada; como también aquellas que tienen elementos iguales consecutivos en " $n/2$ " para " $n$  par" y en " $n+1/2$ " para " $n$  impar", es decir; (11..100..0) y (00..011..1).

En la tabla(2.1) se muestran las palabras posibles con disparidad  $d=2q-n$  y la tabla(2.2) contiene las palabras necesarias para formar el código, que vienen definidas por las ecs. (2.4) y (2.5). Y el número de " $m$ " bits que pueden ser trasladados al código  $(n,d)$  se lleva a cabo por la desigualdad:

$$2^m \geq R(n,d) \rightarrow m \geq \log R(n,d) \quad (2.6)$$

n\d	0	±1	±2	±3	±4	±5	±6	±7	±8
2	2		1						
3		3		1					
4	6		4		1				
5		10		5		1			
6	20		15		6		1		
7		35		21		7		1	
8	70		56		28		8		1

TABLA(2.1): PALABRAS  $N(q,n)$  con  $d=2q-n$

De la ec.(2.6) se obtienen los valores posibles de "m" para formar el código  $mBnB$ , como se observa en la tabla(2.3).

n\d	0	1	2	3	4	5	6	7	8
2	2	2	2						
3	0	3	3	3					
4	6	6	10	10	10				
5	0	10	10	15	15	15			
6	20	20	35	35	41	41	41		
7	0	35	35	56	56	63	63	63	
8	70	70	126	126	152	154	162	162	162

TABLA(2.2): PALABRAS  $R(n,d)$  PARA LA CONSTRUCCION DEL CODIGO

n\d	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
2	1	1	1								
3	0	1	1	1							
4	2	2	3	3	3						
5	0	3	3	3	3	3					
6	4	4	5	5	5	5	5				
7	0	5	5	5	5	5	5	5			
8	6	6	6	6	7	7	7	7	7		
9	0	6	6	7	7	7	7	7	7	7	
10	7	7	8	8	9	9	9	9	9	9	9

TABLA(2.3):VALORES POSIBLES DE "M"

De la tabla(2.3), se obtienen las siguientes combinaciones para formar los códigos "mBnB":

CODIGO	n/m	$\Delta d$	$\eta$
1B2B	2	0 ±1	50%
1B3B	3	±1 ±2	33.33%
2B4B	2	0	50%
3B4B	1.33	±2 ±3	75%
3B5B	1.66	±1 ±4	60%
4B6B	1.5	0	66.66%
5B6B	1.2	±2 ±4	83.33%
5B7B	1.4	±1 ±6	71.43%
6B8B	1.33	0 ±3	75%
6B9B	1.5	±1 ±2	66.66%



7B8B	1.14	±4	±7	87.50%
7B9B	1.28	±3	±8	77.77%
7B10B	1.42	0		70%
8B10B	1.25	±2		80%
9B10B	1.11	±4	±8	90%

En las combinaciones anteriores se observan disparidades muy altas, y en "n" impar se encuentran disparidades diferentes de cero, la cual no proporcionan una distribución adecuada en el espectro de potencia. Por lo que es necesario desechar dichos códigos.

Como se persigue que el código mBnB sea un código balanceado, para que proporcione un espectro continuo sin componentes de C.D., es conveniente tener dos tablas de codificación para tener un balance en las disparidades de las palabras del código.

#### 2.4.2-CONFIGURACIONES TIPICAS-

En el inciso anterior se obtuvieron los códigos de bloques posibles de acuerdo a la definición de disparidad de un caracter. En la actualidad se encuentran cuatro códigos de bloques más utilizados en los sistemas de comunicación por fibra óptica que son: 1B2B, 3B4B, 5B6B y 7B8B.

Y de acuerdo a las normas del CCITT, éstos pueden ser utilizados en los siguientes niveles de transmisión:

- Nivel 1: 2.048Mb/s→1B2B (24)
- Nivel 2: 8.448Mb/s→1B2B, 3B4B y 5B6B (120)
- Nivel 3: 34.368Mb/s→5B6B (480)
- Nivel 4: 139.264Mb/s→5B6B y 7B8B (1920)

La elección anterior se basa en el gran ancho de banda que ofrece la fibra óptica. Pero a velocidades altas de transmisión y mayores separaciones entre repetidores, el ancho de banda de la fibra óptica podría justificar un aumento en la complejidad de los circuitos de codificación y decodificación, que es una de las desventajas que ofrecen este tipo de códigos. En la figura(2.15) se muestra la configuración principal de un circuito codificador mBnB. Y en seguida los puntos importantes de cada código mBnB, así como sus tablas de codificación.

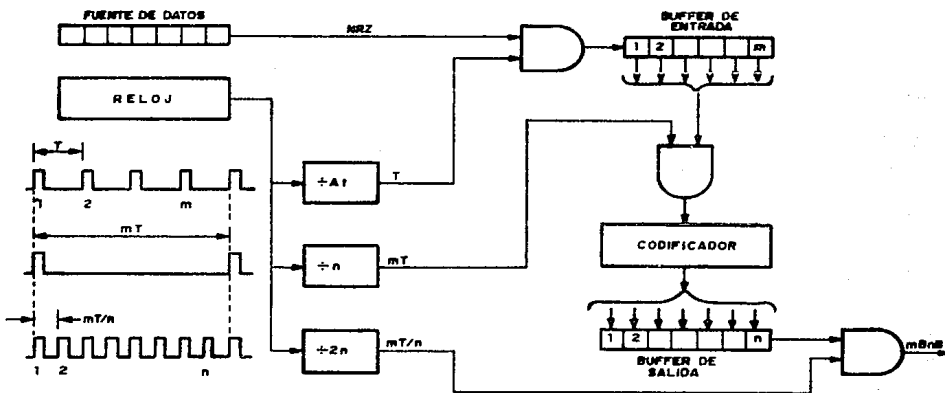


FIG. (2.15):CIRCUITO mBnB

**CODIGO 1B2B:**

- Longitud de la palabra de entrada=..m= 1
- Longitud de la palabra de salida=...n= 2
- Número de palabras a codificar=...NPC=2<sup>m</sup>=2
- Palabras posibles=.....PP=2<sup>n</sup>=4

Palabras disponibles para el código:

d	+2	0
N(q,2)	1	2

donde:

2 palabras con d=0 con un "1" y un "0".

2 palabras con d=+2 con dos "1s" y con d=-2 con dos "0s".

Su tabla de codificación es:

X <sub>k</sub>	M <sup>+</sup>	d	Y <sub>k</sub>	M <sup>-</sup>	d
0	01	0		10	0
1	11	2		00	-2

Donde M<sup>+</sup> y M<sup>-</sup> son denominados modos del alfabeto, los cuales indican cambios de disparidad de las palabras del código. Es decir; en el modo M<sup>+</sup> se encuentran las disparidades positivas y en el modo M<sup>-</sup> las disparidades negativas, donde la selección de los modos dependerá del estado terminal del codificador dado por la suma digital de corriente, que es un monitoreo de los pulsos transmitidos referentes a su polaridad.

**CODIGO 3B4B:**

-m=3

-n=4

-NPC =  $2^m = 8$

-PP =  $2^n = 16$

Palabras disponibles para el código:

d	±4	±2	0
N(q,4)	1	4	6

donde:

6 palabras con d=0 con dos "1s" y dos "0".

4 palabras con d=+2 con tres "1s" y con d=-2 con tres ceros.

De las PP se desechan las palabras "0011", "1100", "0000" y "1111" por tener bajo contenido de temporización.

Su tabla de codificación es:

$X_k$	$M^+$	d	$Y_k$	$M^+$	d
000	1011	2	0100	-2	
001	1110	2	0001	-2	
010	0101	0	0101	0	
011	0110	0	0110	0	
100	1001	0	1001	0	
101	1010	0	1010	0	
110	0111	2	1000	-2	
111	1101	2	0010	-2	

**CODIGO 5B6B:**

-m=5

-n=6

-NPC =  $2^m = 32$

-PP =  $2^n = 64$

Palabras disponibles para el código:

d	±6	±4	±2	0
N(q,6)	1	6	15	20

donde:

20 palabras con  $d=0$  con tres "1s" y tres "0s".

15 palabras con  $d=+2$  con cuatro "1s" y con  $d=-2$  con cuatro "0s".

De las PP se desechan las palabras "110000", "000011", "111100", "001111", "111111" y "000000", por tener bajo contenido de temporización. Su tabla de codificación se muestra en la tabla(2.4).[9]

CODIGO 788B:

-m=7

-n=8

-NPC =  $2^m = 128$

-PP =  $2^n = 256$

Palabras disponibles para el código:

d	±8	±6	±4	±2	0
N(q,8)	1	8	28	56	70

donde:

67 palabras con  $d=0$  con cuatro "1s" y cuatro "0s".

48 palabras con  $d=+2$  con cinco "1s" y con  $d=-2$  con cinco "0s".

13 palabras con  $d=+4$  con seis "1s" y con  $d=-4$  con seis "0s".

En este código se escogen las palabras que no tengan más de tres elementos iguales consecutivos, al inicio o al final de la palabra, esto es debido a que la disparidad es limitada.[9]

TABLA(2.4):CODIFICACION 5B6B

$X_k$	$M^+$	$d$	$Y_k$	$M^-$	$d$
00000	110010	0	110010	0	0
00001	110011	2	100001	-2	-2
00010	110110	2	100010	-2	-2
00011	100011	0	100011	0	0
00100	110101	2	100100	-2	-2
00101	100101	0	100101	0	0
00110	100110	0	100110	0	0
00111	100111	2	000111	0	0
01000	101011	2	101000	-2	-2
01001	101001	0	101001	0	0
01010	101010	0	101010	0	0
01011	001011	0	001011	0	0
01100	101100	0	101100	0	0
01101	101101	2	000101	-2	-2
01110	101110	2	000110	-2	-2
01111	001110	0	001110	0	0
10000	110001	0	110001	0	0
10001	111001	2	010001	-2	-2
10010	111010	2	010010	-2	-2
10011	010011	0	010011	0	0
10100	110100	0	110100	0	0
10101	010101	0	010101	0	0
10110	010110	0	010110	0	0
10111	010111	2	010100	-2	-2
11000	111000	0	011000	-2	-2
11001	011001	0	011001	-2	-2
11010	011010	0	011010	0	0
11011	011011	2	001010	-2	-2
11100	011100	0	011100	0	0
11101	011101	2	001001	-2	-2
11110	011110	2	001100	-2	-2
11111	001101	0	001101	0	0

En la tabla(2.5) se muestran las características principales de cada código mBnB:

CODIGO	$\eta$	RETARDO	MAX.CODIF	d=0	MAX.PP	ESPECTRO
1B2B	50%	1 Bit	2 simbolos	2	4	2T
3B4B	75%	2 Bits	4 simbolos	6	16	1.3T
5B6B	83%	5 Bits	6 simbolos	20	64	1.2T
7B8B	87%	7 Bits	8 simbolos	70	256	1.14T

TABLA(2.5):CARACTERISTICAS mBnB

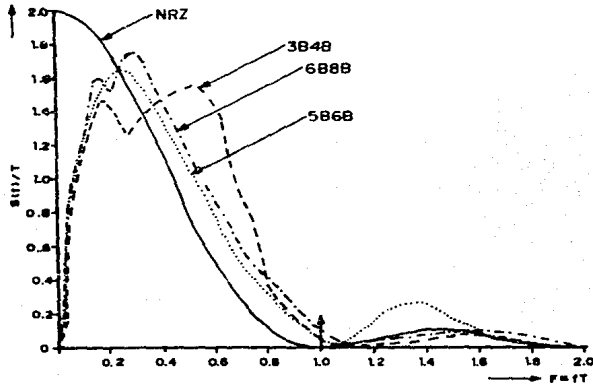


FIG.(2.16):ESPECTROS DE POTENCIA

#### 2.4.2.1-DIAGRAMA DE ESTADOS-

Al determinar las disparidades de las palabras nos encontramos que los modos con los que cuenta un alfabeto, están regidos por los estados terminales con los que cuenta un código.

Los estados terminales nos proporcionan información de la palabra que ha sido transmitida y la que se va a transmitir, es decir; con qué disparidad ha sido transmitida y por consiguiente nos permite asignar la disparidad adecuada a la siguiente palabra que va a ser transmitida.

La selección de los estados terminales se obtiene de la definición de la suma digital de corriente (SDC) que viene dada por:

$$SDC = \sum_{k=1}^n C_k + SDC(0) \quad \text{donde } k=1,2,3,\dots,n \quad (2.7)$$

$C_k$  = dígito binario

$SDC(0)$  = constante

La  $SDC(0)$  se escoge de acuerdo a la estructura y al código a utilizar y sobretodo al contador que va a realizar la función SDC. En general la SDC lleva a cabo la selección de los modos positivo y negativo del alfabeto con que cuenta nuestro código mBnB.

Los códigos 1B2B, 3B4B y 5B6B poseen dos estados terminales como se observa en la figura(2.17). Y el diagrama de estados del código 7B8B posee cuatro estados terminales como se observa en la figura(2.18).



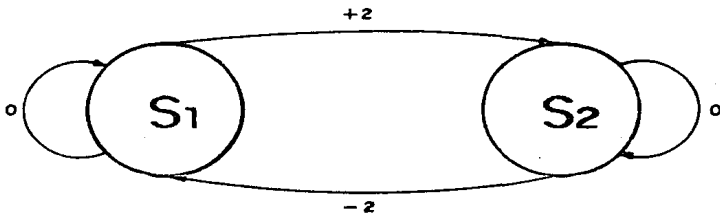


FIG.(2.17):DIAGRAMA DE ESTADOS 1B2B-3B4B-5B6B

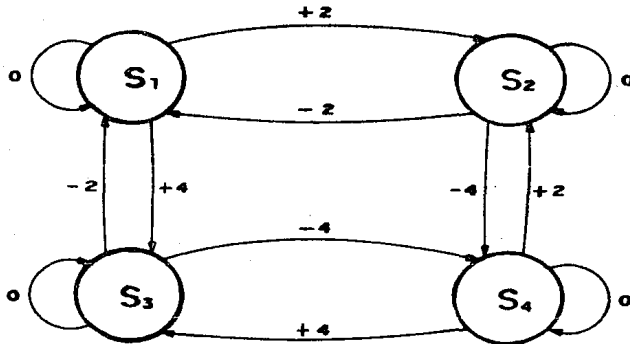


FIG.(2.18):DIAGRAMA DE ESTADOS 7B8B

### 2.4.3-ALINEAMIENTO DE TRAMA-

En el estudio anterior se dió uno de los objetivos principales con que debe de contar un código de línea, que es el de tener una estructura tal que se pueda obtener información a partir de ella.

La información de alineamiento de trama es importante para obtener una correcta decodificación de las palabras transmitidas. Es decir; que la decodificación de los códigos de bloques está regida de acuerdo a la longitud  $n$  de la palabra transmitida. De aquí que el alineamiento de trama consista en el agrupamiento de los símbolos recibidos en tramas de longitud  $n$  antes de la decodificación, que corresponden a las secuencias binarias de longitud  $m$  de acuerdo al proceso de codificación.

Esta información de alineamiento es debida al proceso de decodificación, ya que en la decodificación debe de hacerse en forma independiente de los estados terminales del codificador.

En la codificación por bloques, las palabras transmitidas tienen una determinada estructura que ayuda a monitorear la secuencia binaria estando en operación el sistema. Esta estructura la forma la disparidad de las palabras y a su vez el estado terminal del codificador.

Valiéndonos de lo anterior, debemos de contar con un circuito que se encargue de tomar palabras de longitud  $n$  y que sea capaz de decidir si la palabra agrupada es la correcta a decodificar.

Este circuito es llamado alineador de trama; esta basado en la detección de eventos prohibidos, los cuales, en ausencia de errores en la transmisión, pueden ocurrir sólo en presencia de mal alineamiento.

La información de alineamiento de trama puede ser extraída por diferentes métodos, tales como la observación de los estados terminales de la secuencia o por la apreciación de secuencias no permisibles en el proceso de codificación.

El circuito alineador estará en la condición de alineamiento si las tramas de longitud  $n$  corresponden a los caracteres transmitidos de acuerdo a la regla de codificación, y por otro lado se encontrará en condiciones de desalineamiento si las tramas de longitud  $n$  no corresponden a la estructura de la palabra transmitida.

Por lo tanto, lo que se requiere es tener información de un mal alineamiento o desalineamiento, por lo que tenemos las siguientes estrategias para detectar desalineamiento:

-Estrategia 1:-Disparidades prohibidas.

-Estrategia 2:-Disparidades prohibidas más palabras con disparidades válidas pero no

utilizadas.

-Estrategia 3:-Estados terminales prohibidos.

-Estrategia 4:-Prefijos prohibidos.

-Estrategia 5:-Postfijos prohibidos.

**ESTRATEGIA 1:** Como la formulación de las palabras para los códigos de bloques tienen disparidad restringida en un rango, entonces la aparición de palabras que rebasen este acotamiento será una señal de violación. Es decir; sea

$R_{i1}R_{i2}\dots R_{in}R_{i+1,1}R_{i+1,2}\dots R_{i+1,n}$  el

encadenamiento de dos palabras transmitidas consecutivas y sea  $D$  la disparidad de la palabra recibida con  $k$  símbolos de corrimiento como se observa en la ecuación(2.8):

$$D = \sum_{j=K+1}^n R_{ij} + \sum_{j=1}^k R_{i+1,j} \quad (2.8)$$

La distribución de  $D$  dependerá de los alfabetos a los que las palabras  $R_i = (R_{i1}R_{i2}\dots R_{in})$  y

$R_{i+1} = (R_{i+1,1}R_{i+1,2}\dots R_{i+1,n})$  pertenezcan

y a sus probabilidades asociadas. Por lo que las violaciones al código se encuentran dadas por la ecuación(2.9):

$$Q = \left\{ (R_i, R_{i+1}) \left| \sum_{j=k+1}^n R_{ij} + \sum_{j=1}^k R_{i+1,j} \right| > d \right\} \quad (2.9)$$

donde "d" es la disparidad máxima que puede tener las palabras del código.

**ESTRATEGIA 2:** En esta el conjunto Q se define como la ecuación(2.10):

$$Q = \left\{ (R_i, R_{i+1}) \left| \sum_{j=k+1}^n R_{ij} + \sum_{j=1}^k R_{i+1,j} \right| \geq d \right\} \quad (2.10)$$

La igualdad anterior se cumple cuando las palabras con disparidad +d ó -d no se encuentran en el alfabeto del código.

**ESTRATEGIA 3:** Se tiene que un código ocupa un conjunto  $\{S_n\}$  de estados terminales al final de cada palabra, por lo que la ocurrencia de estados terminales prohibidos es una indicación de mal alineamiento. Es decir; sea  $S_n$  el estado terminal después de la palabra transmitida y sea  $S_x$  el estado terminal desalineado que viene dado por la ecuación(2.11), donde la sumatoria de  $j=1$  hasta  $k$  de

$R_{i+1,j}$  es la SDC bajo  $k$  símbolos desplazados.

$$S_x = S_n + \sum_{j=1}^k R_{i+1,j} \quad (2.11)$$

Entonces si  $S_x$  no es elemento del conjunto  $\{S_n\}$  es una indicación de violación y nos indica una señal de mal alineamiento.

**ESTRATEGIAS 4 y 5:** En estas se consideran las palabras que no están permitidas como por ejemplo, del código 7B8B, 11110000 y 00001111 por su bajo contenido de temporización, por lo que la detección de los prefijos y postfijos prohibidos 1111 y 0000 es una indicación de mal alineamiento.

Al ocurrir un mal alineamiento pueden recibirse palabras que rebasen la disparidad límite, por ejemplo, en el código 3B4B las palabras transmitidas 0111 1000 con un bit de desplazamiento arrojan una disparidad de +4 lo cual, en ausencia de errores en la transmisión, es un evento de desalineamiento.

La probabilidad de detección de la condición de desalineamiento es expresada como la ecuación(2.12):

$$\Pr\{Q\} = \sum_{j=1}^4 \Pr\{Q/j\}P_j \quad (2.12)$$

donde los eventos  $j$  se definen como:

-Evento 1- $R_i$   $M^+$ ,  $R_{i+1}$   $M^+$

-Evento 2- $R_i$   $M^+$ ,  $R_{i+1}$   $M^-$

-Evento 3- $R_i$   $M^-$ ,  $R_{i+1}$   $M^+$

-Evento 4- $R_i$   $M^-$ ,  $R_{i+1}$   $M^-$

Se mencionó que la disparidad de una palabra se puede conocer por medio de un contador arriba-abajo y a su vez conocer el parámetro SDC, que monitorea los pulsos que se están transmitiendo, por la cual se tiene en la figura(2.19) el diagrama de flujo que debe de llevar a cabo el circuito alineador.

La detección de desalineamiento debe de ser capaz de decidir cuando es una auténtica violación y no confundirla con un error de transmisión. Entonces se debe de tener un criterio por medio del que, ante el acontecimiento de un gran número de errores detectados en un intervalo de tiempo determinado, se decida que el sistema se encuentre mal

alineado, con cierta probabilidad.

Esta decisión depende de la tasa de errores a la que el sistema esté funcionando.

En los sistemas normales de transmisión digital trabajar a tasas de errores inferiores a  $10^{-6}$  (1 error en  $10^6$  bits transmitidos) es una situación de alarma, como las tasas de  $10^{-5}$  y  $10^{-4}$ .

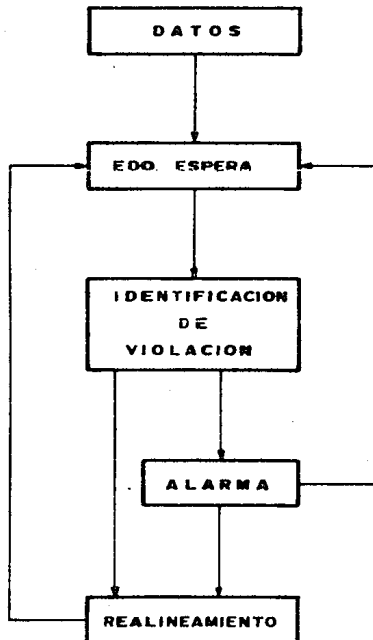


FIG.(2.19):DIAGRAMA DE FLUJO DEL ALINEADOR DE TRAMA



Para detectar desalineamiento en N palabras transmitidas, nos ayudamos de la probabilidad de detectar al menos 1,2,3...e violaciones y en base a los resultados que se obtendrán tomar una decisión.

Esta probabilidad viene dada por la fórmula de Poisson, ecuación(2.13) donde  $r =$  es la proporción de violaciones o probabilidad de detección promedio,  $N =$  número de palabras transmitidas y  $e = k + 1$ .

$$\Pr(e) = 1 - \sum_{k=0}^e \frac{(rN)^k}{k!} \exp^{-rN} \quad (2.13)$$

Por otro lado, otro de los parámetros que sirve para evaluar un sistema de comunicaciones, es la tasa de error que es la probabilidad de error y está relacionado con la densidad espectral de potencia. Donde la decodificación correcta de las palabras depende en cierta forma de este factor; ya que la tasa de error se define como la capacidad de distinguir en el receptor, si la señal que se está recibiendo es un estado lógico "1" ó "0" en un intervalo de tiempo T. De aquí que tengamos que la probabilidad de error es función de la relación señal a ruido.

La probabilidad de error viene definida como la ecuación (2.14), que es la base para el análisis estadístico de la tasa de error con la estructuración adecuada del código para ser transmitido por fibra óptica.

$$P_e = Q \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (2.14)$$

Donde Q es la función complementaria de error, es decir; la probabilidad de ocurrencia de unos y ceros en una señal aleatoria y viene definida como la ecuación (2.15). La cual  $E_b$  es la magnitud de la energía de la señal de voltaje que corresponde a los niveles +V y -V (1 y 0 respectivamente) y  $N_0$  es el ruido en rms de la señal recibida.

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-y^2/2} dy \quad (2.15)$$

#### 2.4.4-VENTAJAS Y DESVENTAJAS-

A parte de que cumplen con las características de los códigos de línea, se tienen sus ventajas y sus inconvenientes:

##### Ventajas

- 1- Eficiencia mayor que el 50%.
- 2- Transmisión a altas velocidades.
- 3- Distribución espectral óptima.
- 4- Buen monitoreo de errores.

##### Desventajas

- 1- Complejidad en los circuitos codificador y decodificador.
- 2- Resultan ser más costosos a medida que aumenta "m".
- 3- Retardo en el tiempo entre los datos de entrada y de salida que es casi siempre igual a "mT".
- 4- Incremento del reloj.
- 5- Se requiere una etapa de sincronización.

## 2.5-CODIGOS HEDEMAN-

### 2.5.1-TEORIA-

La codificación de línea es un mapeo de la información binaria de entrada a un conjunto de secuencias de símbolos que satisfacen el criterio impuesto.

De lo anterior tenemos, sea  $\{A\}$  el conjunto de secuencias binarias de entrada de "m" símbolos y  $\{B\}$  el conjunto de secuencias de W niveles de "n" dígitos; entonces el mapeo  $\psi:A \rightarrow B$  se le denomina codificación.

La teoría tratada en los códigos de bloques es una introducción para tratar al codificador de línea como una máquina secuencial de estados finitos. Donde para una secuencia de entrada de longitud "m" dígitos, el codificador que se encuentra en el estado terminal  $S_k$ , los codifica y entrega una secuencia de salida de longitud "n" dígitos de acuerdo a una regla de codificación ya establecida, por lo que esta secuencia hará que el codificador se cambie a otro estado terminal  $S_{k+1}$ , y así para "m" dígitos de entrada le corresponderá "n" dígitos de salida y un determinado número de estados terminales. Es decir:

Sea:

$$M = (A, B, S, \delta, \phi)$$

donde:

A= Conjunto de todas las secuencias de entrada.

$$A = (X_1, X_2, \dots, X_k)$$

B= Conjunto de todas las secuencias de salida.

$$B = (Y_1, Y_2, \dots, Y_k)$$

S= Conjunto finito de estados.

$$S = (S_1, S_2, \dots, S_k)$$

$\delta$ = Función de transición de estados

$$\delta = A \times S \rightarrow S$$

Donde cada par presente estado-secuencia de entrada determina el próximo estado de la máquina secuencial.

$\phi$ = Función de salida.

$$\phi = A \times S \rightarrow B$$

Asignación de cada par estado secuencia de entrada una palabra del código.

La función de salida se describe como un conjunto de funciones  $(\phi_1, \dots, \phi_h)$  donde cada  $\phi_i$  es la función de codificación asociada con el estado  $S_i$ , es decir:

$$\phi_i(X_k) = \phi(S_i, X_k)$$

para cada  $S_i \in S$  y  $X_k \in A$

A cada  $\phi_i$  distinta se le conoce como el modo de codificación, por lo que a cada estado terminal  $S_i \in S$  tiene un alfabeto  $B(S_i)$  que consiste de  $B=2^n$  palabras binarias y una regla de codificación asociada a él.

Entonces el estado terminal  $S_k$  en el tiempo de la  $k$ ésima palabra transmitida viene definida por:

$$\begin{aligned} S_{k+1} &= S(S_k, X_k) = S_1(S_k, \phi(S_k, X_k)) = \\ &= S_1(S_k, Y_k) = S_k + \text{dis}(Y_k) \end{aligned}$$

Que es también función de la disparidad de la palabra.

Al tratar al codificador de línea como una máquina secuencial de estados finitos nos "facilita" el monitoreo de errores en la decodificación. El diseño que se tratará más adelante esta basado en ésta máquina.

Los codificadores Hedeman pueden ser tratados como una máquina secuencial de estados finitos y pueden ser clasificados como códigos de espacio bifásico y como inversión de marca alternada (BPS y AMI), ya que la representación simbólica del "0" lógico tiene propiedades similares al formato BPS y la representación simbólica del "1" lógico es similar a las propiedades del AMI, de la cual se tienen las siguientes propiedades de los tres códigos Hedeman:

- 1.- Los datos son generados secuencialmente alternados.
- 2.- El dato "0" es representado por el nivel de transición colocada en la mitad del período del símbolo.
- 3.- El dato "1" es representado por el nivel de transición en el centro del período del símbolo.
- 4.- La máxima distancia entre dos niveles de transición no es mayor que  $t_{\text{máx}}=2T$ .

Además éste presenta, como otros códigos, que se utilizan para la transmisión por fibra óptica, la propiedad esencial de no tener componentes de C.D.

Los códigos introducidos por Hedeman muestran una buena técnica para los sistemas de transmisión de datos, donde, como todo código, el tiempo de sincronización lo define la adecuada fase de sincronización de los datos con los símbolos, por lo que es importante detectar el estado del símbolo anterior para poder detectar la marca y el espacio del siguiente símbolo.

Los códigos Hedeman tienen que tomar un tren de símbolos lo suficientemente largo para obtener la estabilización de la fase correcta de los datos, una vez obtenida ésta, no sólo es posible detectar la existencia de error en el tren de pulsos, sino también su posición en el tren.

Cabe mencionar que los códigos Hedeman pueden ser tratados como códigos de bloques y como códigos convolucionales\*

### 2.5.2-CONFIGURACIONES HEDEMAN-

Los códigos Hedeman se pueden clasificar como H-1, H-2 y H-3 donde se encuentran especificaciones diferentes para su codificación.[8]

#### CODIGO H-1

Este es el que se va utilizar para el diseño del codificador por sus propiedades espectrales y por su "fácil" implementación, como se verá más adelante, y se caracteriza por:

- 1.- El nivel inicial del primer símbolo representado por el estado del dato "0" seguido por el símbolo representado por el estado del dato "1", se retendrá el nivel del estado del dato "1".
- 2.- En un grupo de símbolos consecutivos representado

---

\*Codigos convolucionales se caracterizan por que la sucesión de n dígitos codificada depende no sólo de los k dígitos de datos sino también de los anteriores N-1 dígitos (N>1).



por el estado del dato "0", la dirección del centro de la transición de nivel debe ser alternado.

- 3.- La dirección relacionada de la transición del centro entre distintos grupos de símbolos representados por el estado del dato "0", depende solamente del número intermitente de símbolos adyacentes que representan el estado del dato "1".

Por lo tanto la codificación del H-1 es la siguiente:

Para un dato "1" se tendrá los símbolos de estado "00" y "11" secuencialmente alternados y para el dato "0" se codificará de acuerdo a la transición del estado anterior, es decir; si el estado anterior fue de no transición de nivel alto, el dato "0" se codificará como una transición de alto a bajo y si el estado anterior fue de no transición de nivel bajo, se codificará como una transición de bajo a alto y para un tren largo de ceros le corresponde la especificación (2).

De lo anterior se deduce la necesidad de un circuito que almacene un bit de memoria para recordar el nivel de transición con que fue transmitido el estado anterior.

En la figura(2.20) se muestra su diagrama de tiempo al que tiene que responder el diseño del codificador como se verá más adelante.

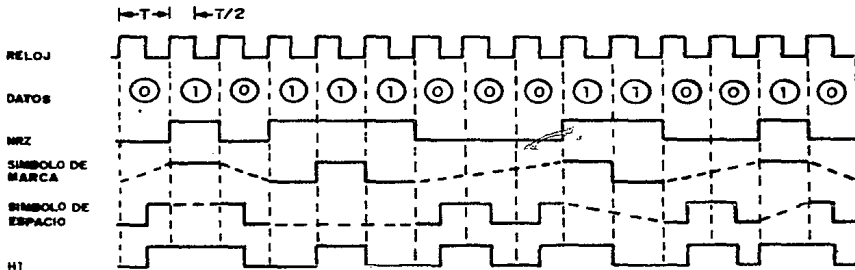


FIG.(2.20):DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CODIGO H-1

### CODIGO H-2

Este código tiene propiedades similares que el anterior. No tiene una regla con respecto a como codificar el "0", sólo debe cumplir la alternancia del patrón de los símbolos de los estados de los datos "1" y "0", de tal forma que en el diseño del circuito se necesitarán dos bits de memoria, uno para recordar el nivel de transición del dato "1" y otro para el dato "0". Como se puede apreciar en la figura(2.21).

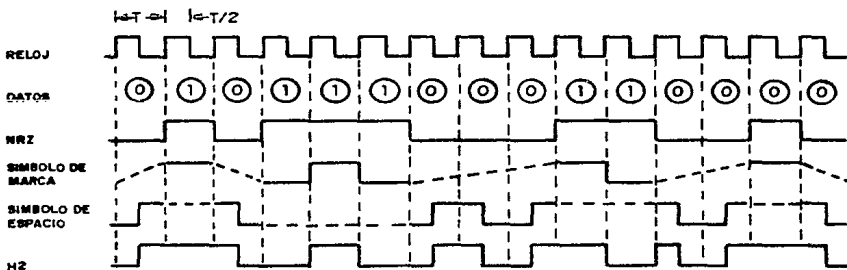


FIG.(2.21):DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CODIGO H-2

### CODIGO H-3

El código H-3 en una combinación de las características de los dos códigos anteriores, es decir;

- 1.- El nivel inicial del primer símbolo representado por el estado del dato "0" seguido por el símbolo representado por el estado del dato "1", se retendrá el nivel del estado del dato "1".
- 2.- En un grupo de símbolos consecutivos representado por el estado del dato "0", la dirección del centro de la transición de nivel debe de permanecer igual.
- 3.- La transición de nivel en el centro del símbolo cambiará cada vez que se presente el dato cero alternado.

Lo anterior se puede apreciar en la figura(2.22), y en la figura(2.23) se muestran las tablas de codificación de los tres códigos hedeman.

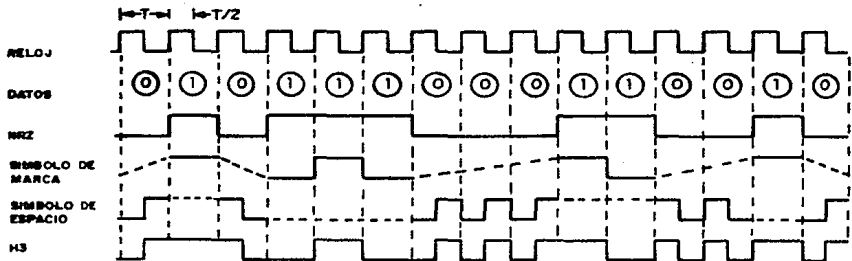


FIG.(2.22):DIAGRAMA DE TIEMPO DEL CODIGO H-3

CODIFICACION H-1

$X_k$	$Y_k$
0	01 después de 00 y 10 10 después de 11 y 01
1	11 y 00 alternados

CODIFICACION H-2

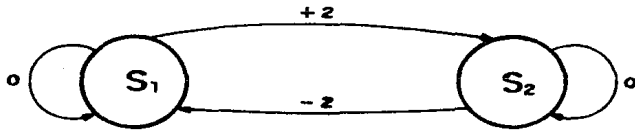
$X_k$	$Y_k$			
	$M^+$	$d$	$M^-$	$d$
0	01	0	10	0
1	11	2	00	-2

CODIFICACION H-3

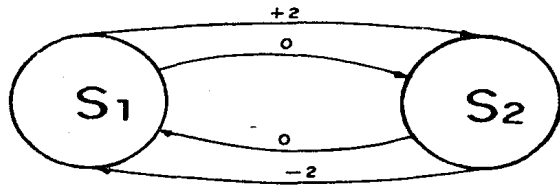
$X_k$	$Y_k$
0	01 10 alternados si $X_i$ es alternado
1	11 00 alternados

FIG.(2.23):TABLAS DE CODIFICACION

El diagrama de estados de los códigos H-1, H-2 y H-3 contiene dos estados terminales donde, para el H-1 y H-3, son parecidos como se muestran en la figura(2.24).



H-1 Y H-3



H-2

FIG.(2.24):DIAGRAMA DE ESTADOS

Sus características principales de estos códigos se enumeran a continuación:

- 1.- No componentes de C.D.
- 2.- Punto de distinción: Centro del símbolo.
- 3.- Número de pulsos: 4.
- 4.- Duración del pulso:  $t_{\min}=T/2$ ,  $t_{\max}=2T$ .
- 5.- Eficiencia:  $1/2$ .
- 6.- Ancho espectral:  $2T$
- 7.- Variación del reloj: 4.

### 2.5.3-PROPIEDADES-

#### 2.5.3.1-TASA DE ERROR-

Se tiene un control de error en los sistemas de comunicación digital que usan la codificación, donde la redundancia de bits en el código da origen a que el decodificador tome decisiones confiables para la obtención de la información original.

El factor que decide qué tan confiable es un sistema, es la tasa de error, donde en los códigos H-2 y H-3 tienen la misma tasa de error que los códigos NRZ o Manchester y una densidad espectral similar al del código Miller, además el H-1 es el más equivalente a éste.[10]

El análisis hecho para la obtención de la tasa de error de los códigos NRZ, Manchester y Miller, está basado en la representación de las señales en el espacio vectorial y por el detector óptimo, que selecciona la señal más próxima a la señal recibida. De ahí que se tengan las siguientes expresiones:

$$\text{NRZ: } P_e = Q\sqrt{2R} \quad (2.16)$$

$$\text{Mnchester: } P_e = Q\sqrt{2R} \quad (2.17)$$

$$\text{Miller: } P_e = (2Q\sqrt{R})(Q\sqrt{R}) \quad (2.18)$$

Donde:

Q= función complementaria de error.

R= relación señal a ruido=  $E_b/N_0$ .

Ahora bien, para la obtención de la probabilidad de error de los códigos Hedeman nos ayudamos de la técnica de diagramas de redes y del estudio hecho por Viterbi, que de a cuerdo a la distancia que tienen los símbolos del código, uno con respecto al otro, se deriva la tasa de error de cada código.

El proceso de codificación de los códigos Hedeman se pueden describir, por sus estados en la variación del tiempo, por el diagrama de redes que se muestra en la figura(2.25), para cada código.

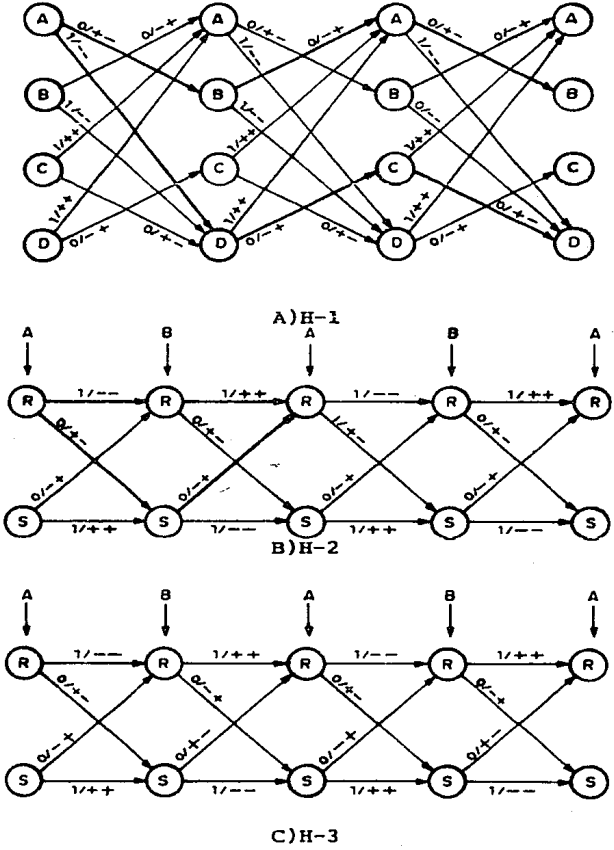


FIG. (2.25): DIAGRAMAS DE REDES H-1, H-2, H-3



Se observa que cada rama de la red esta etiquetada con el simbolo de la información y sus correspondientes símbolos de codificación. Esta se extiende indefinidamente con un nivel por simbolo de información, la secuencia puede estar en un estado y con fase (A o B).

El diagrama de redes del K-1, figura(2.25-A), sus cuatros estados estan definidos por:

- 1) El codificador está en el estado A, si el último simbolo del código esta asociado previamente con el "1" y la información del simbolo fue "++".
- 2) El codificador está en el estado B, si el último simbolo del código esta asociado previamente con el "1" y la información del simbolo fue "+-".
- 3) El codificador está en el estado C, si el último simbolo del código está asociado previamente con el "1" y la información del simbolo fue "--+".
- 4) El codificador está en el estado D, si el último simbolo del código está asociado previamente con el "1" y la información del simbolo fue "--".

En el diagrama de la figura(2.25-B) y el diagrama de la figura(2.25-C), sus dos estados vienen definidos de la siguiente manera:

- 1) El codificador esta en el estado R, si un número par de "0s" haya sido previamente codificado.

2) El codificador esta en el estado S, si un número impar de "0s" haya sido previamente codificado.

Los diagramas anteriores se caracterizan por tener una cierta distancia " $d_f$ " (distancia libre del código) entre las trayectorias que salen de un mismo estado de la red. Esta distancia se define como el número de posiciones de los símbolos procedentes de la codificación, es decir; de las trayectorias que salen de un estado y después regresan a ese mismo estado. Y por " $N_t$ ", que se define como los cambios de información de símbolo a lo largo de las trayectorias que salen de ese mismo estado.

Lo anterior se puede representar en un espacio vectorial, donde el canal es limitado en potencia, y los puntos de la señal estan restringidos a quedar en una esfera de  $E_n$  radianes, donde " $E_n$ " es la energía máxima y es igual a  $ST$  ( $S$  es la máxima potencia permisible para la transmisión).

Por lo anterior la representación geometrica de los códigos Hedeman se muestra en la figura(2.26). Donde  $V = \sqrt{E_n}$  y el "1" es representado por  $(++)$  y  $(--)$ , y el "0" por  $(-+)$  y  $(+-)$ . [8]

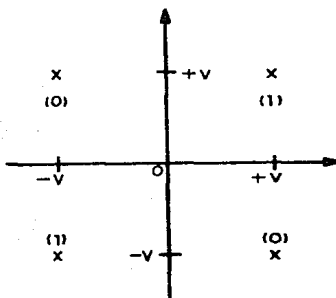


FIG.(2.26):SEÑALES DE LOS CODIGOS HEDEMAN

Antes de considerar la probabilidad de error, téngase en cuenta que en la representación geométrica, las señales se encuentran espaciadas por "d" unidades, y teniendo la misma probabilidad de ser transmitidas. Por lo que es suficiente determinar la probabilidad de error de una sola.

Promediando entre ellas se tiene la probabilidad de error del sistema. De aquí que la probabilidad de error esté definida como:

$$p=Q(d/\sqrt{2N_0}) \quad (2.19)$$

El cálculo de la probabilidad de error para los códigos H-1, H-2 y H-3 se basa en el algoritmo de Viterbi, el cual, básicamente, es el estudio de las regiones de decisión alrededor de cada punto de la señal recibida. Es decir; se

van a tener dos regiones de decisión derivadas del diagrama siguiente:



FIG.(2.27):PROCESO OPTIMO

Donde la operación del correlacionador (detección de bit) es independiente de cada símbolo de codificación, lo que implica tener dos regiones de decisión por cada símbolo de información en un período T.

La primera región, llamada decisión fuerte, implica que la salida es positiva si la correlación es positiva o, es negativa si la correlación es negativa. Y por otro lado se tendrá otra región de decisión llamada decisión suave, lo que implica que la salida es evaluada por la misma correlación.

En el segundo bloque hace la operación de (MLSE) estimación en secuencia de verosimilitud máxima [10]. Esto se refiere a que la secuencia de salida tenga una probabilidad igual a la secuencia de información, asumiendo que todas las secuencias de información sean igualmente probables, es decir; datos aleatorios.

El proceso anterior es fácil de implementarse usando el algoritmo de Viterbi, pero se hace más complejo en forma exponencial con el número de estados que componen los diagramas de redes, lo que para el H-2 y H-3 es simple de implementarse, debido a que sólo tiene dos estados.

De acuerdo a lo anterior, de la figura(2.26) se tiene que la distancia entre las señales es " $d_f=2 \sqrt{E_n}$ " y como se tiene dos símbolos que representan la codificación, la energía por bit  $E_b=2E_n$ , la cual se tiene de la ec.(2.19):

$$P_e = Q \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (2.20)$$

Tomando en consideración para una decisión fuerte, donde el detector debe de decidir entre  $+\sqrt{E_n}$  ó  $-\sqrt{E_n}$  para cada símbolo del código, se tiene que la expresión más cercana a la tasa de error derivada por Viterbi es:

$$P_e = N_t 2^{d_f} P_p^{d_f/2} \quad (2.21)$$

Donde:

$d_f$ = distancia libre del código.

$N_t$  = número de cambios de símbolo de información.

$p$  = probabilidad de error.

$P_e$  = probabilidad de error considerando los estados del codificador.

La cual la tasa de error del código H-2, partiendo de su diagrama de redes se tiene:

$$d_f = 2$$

$$N_t = 2$$

por lo que la ec.(2.19) es:

$$P_{e_{H-2}} = 8Q \left( \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \text{ decision fuerte}$$

Y para una decisión suave la expresión de la ec.(2.19) se transforma por:

$$P_e = NQ \left( \sqrt{\frac{d_f E_b}{N_0}} \right) \quad (2.22)$$

$$P_{e,H-2} = 2Q \left[ \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \text{ decision suave}$$

La tasa de error del código H-3 es idéntico al del código H-2, porque en sus diagramas de redes poseen las mismas características de "d<sub>f</sub> y N<sub>t</sub>".

En el diagrama de redes del código H-1 se observa que es irregular (figura(2.25-A)), ya que en algunos de sus estados entran tres ramas y en otro sólo una rama entra; por lo que se complica su implementación por el algoritmo de Viterbi.

Pero a simple vista se tiene que "d<sub>f</sub>=2", sin embargo, en todas las trayectorias se observa cambio en las últimas dos posiciones.

En la trayectoria remarcada de la figura(2.25-A) se tiene que difiere en una sólo posición, por lo que tenemos que "d<sub>f</sub>=1" y "N<sub>t</sub>=1", de la cual, de la ec.(2.22) se tiene que:

$$P_{e,H-1} = Q \left[ \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right]$$

En la figura(2.28) se muestra las gráficas de la probabilidad de error contra la relación señal a ruido. En ésta se observa que los códigos NRZ y Manchester tiene una buena característica, en comparación con los códigos H-2 y H-3, con decisión suave por un factor de 0.25dB entre estos. El RZ es inferior al NRZ por 3dB. El Miller y el H-1 son inferiores al RZ por 0.3dB. Y finalmente, los códigos H-2 y H-3, con decisión fuerte, son inferiores al H-1 por 0.5dB.

En la figura(2.29) se muestra una tabla proporcionada por el Dr.D.J Costello para preservar una  $P_e=10^{-6}$  con una señal a ruido para cada código.

### 2.5.3.2-CARACTERISTICAS ESPECTRALES-

Se tiene que las señales no periódicas se representan en el dominio de la frecuencia por medio de las transformadas de Fourier, que son funciones de la frecuencia, por lo que la energía de la señal es la ecuación(2.23).

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |v(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) v^*(t) dt \quad (2.23)$$



Donde la densidad espectral de energía de  $v(t)/^2$  da su distribución en frecuencia. Por otra parte, las señales de potencia periódicas se representan en el dominio de la frecuencia por medio de espectros impulsivos provenientes de las transformadas en el límite, es decir; como se muestra en la ecuación(2.24):

$$\begin{aligned}
 P &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} |v(t)|^2 dt \\
 &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t)v^*(t) dt
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

Donde el concepto de densidad espectral de energía no se aplica, ya que la energía total debe ser infinita cuando P es diferente de cero. Sin embargo, debe entenderse que al hablar de distribución de la potencia en el dominio de la frecuencia, se considera descrita por una densidad espectral de potencia.

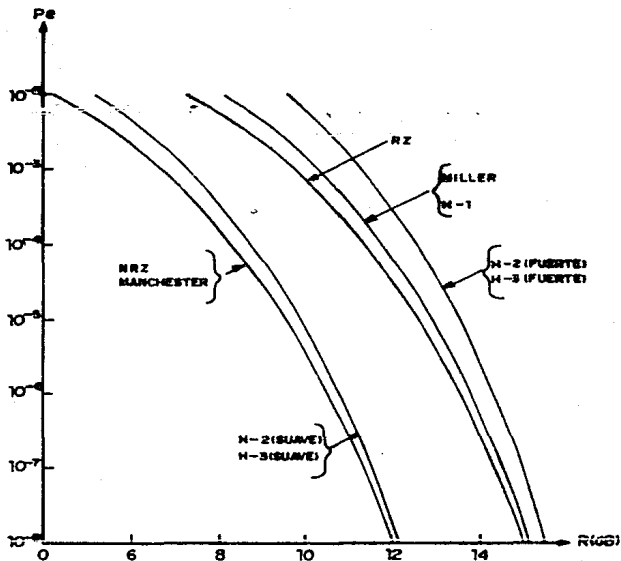


FIG.(2.28):TASA DE ERROR .VS. R

CODIGO	R (dB)
NRZ	10.53
Manchester	10.78
RZ	13.54
Miller	13.54
H-1	13.54
H-2 (fuerte)	14.25
H-3 (fuerte)	14.25
H-2 (suave)	10.78
H-3 (suave)	10.78

FIG.(2.29):TABLAS DE VALORES R PARA UNA  $P_e=10^{-6}$

Por otro lado la función de autocorrelación  $R(\tau)$  proporciona información acerca del comportamiento del  $V(t)$  en el dominio del tiempo, por lo que la transformada de Fourier de  $R(\tau)$  se le conoce como la función de densidad espectral que viene dada por la ecuación(2.25).

Y como los datos son puramente aleatorios, la función de autocorrelación para un proceso aleatorio esta dado por la ecuación(2.26).

$$G(f) = F[R(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.25)$$

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p(x_1, x_2) dx_1 dx_2 \quad (2.26)$$

Donde  $p(x_1, x_2)$  es la función de probabilidad para variables aleatorias  $y$ ;  $x_1$  y  $x_2$  representan las muestras de las formas de onda binaria espaciadas por un intervalo de tiempo  $\tau$ .

Utilizando la función de autocorrelación para las formas de onda binaria, que consiste en una secuencia de segmentos principiando en  $\tau=nT/2$  y terminando en  $\tau=(n+1)T/2$ , donde  $T/2$  es el tiempo de duración del pulso binario, por lo que  $R(\tau)$  está determinado por  $R(nT/2)$ . [11]

La autocorrelación de los códigos Hedeman se muestra en la figura(2.30), donde la densidad espectral de potencia para estos códigos es justamente la transformada de Fourier de la función de autocorrelación, los espectros de los códigos H-1, H-2 y H-3 están dadas por las ecuaciones(2.27, 2.28 y 2.29)[8]. Donde  $F=fT$  que es la frecuencia natural normalizada.

En la figura(2.31) se muestran los espectros de los códigos Hedeman, NRZ, Manchester y Miller.

$$S(f) = \frac{T}{2} \left[ \frac{\text{sen}(\pi F/2)}{\pi F/2} \right]^2 \left[ \frac{4}{3} + \frac{1}{3} \cos \pi F - \cos 2\pi F - \frac{2}{3} \cos 3\pi F \right] \quad (2.27)$$

$$S_2(f) = T \left[ \frac{\text{sen}(\pi F/2)}{\pi F/2} \right]^2 \text{sen}^2 \pi F \quad (2.28)$$

$$S_{\frac{1}{2}}(f) = T \left[ \frac{\text{sen}(\pi f T / 2)}{\pi f T / 2} \right]^2 \text{sen}^2(3\pi f T) \quad (2.29)$$

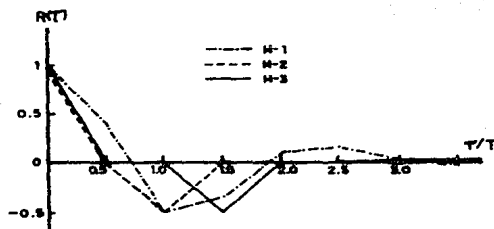
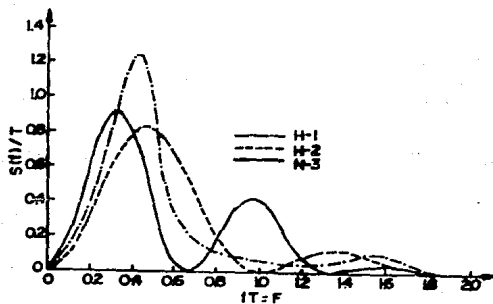
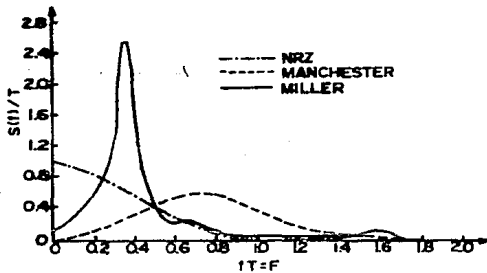


FIG. (2.30): FUNCION  $R(\tau)$



(A)



(B)

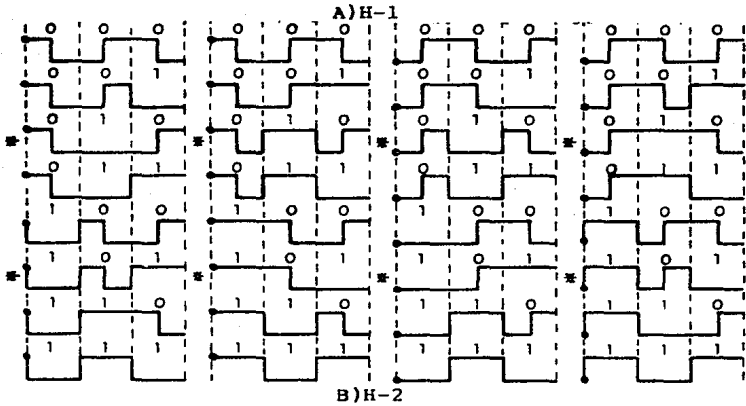
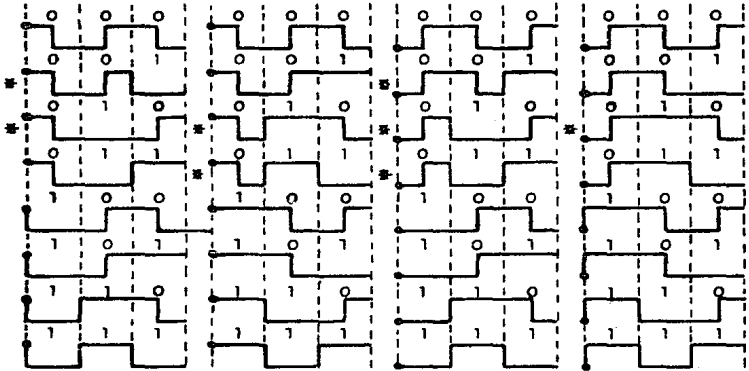
FIG. (2.31): DENSIDAD ESPECTRAL DE POTENCIA  
 A) Códigos Hedeman, B) NRZ, Manchester y Miller

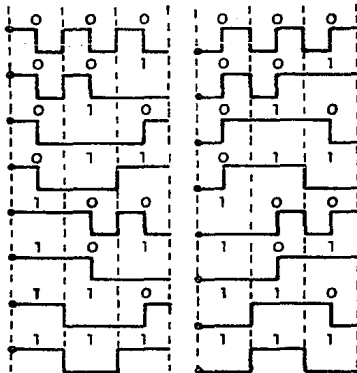
### 2.5.3.3-SINCRONIZACION-

Si consideramos que las propiedades de sincronización de los códigos Hedeman, asumiendo que la velocidad del reloj es dos veces la velocidad del bit de información ( $f_c = 2f_b$ ) que es lo que sabemos, podemos conocer cual es la correcta información del bit, es decir; en el instante de tiempo cuando la fuente de información pueda cambiar de estado.

Debido a la naturaleza de los códigos, la sincronización de fase se le llama al lugar que determina la transición a la mitad del bit de información y que representa la transición del principio del período de la información del bit. por la cual se hace uso de una secuencia de 3 bits de información para tener un buen patrón de transiciones necesarias para el estudio en cuestión.

En la figura(2.32) se muestran todas las posibles maneras de codificación de los códigos H1, H2 y H3.





C)H-3

FIG.(2.32):PATRONES DE CODIFICACION

En la figura(2.32-A) se muestra las cuatro posibles formas de codificación, donde la secuencia "010" produce los patrones de sincronización de fase, en los que no se produce la ambigüedad de fase. Como también se obtienen las secuencias "011" y "001" que producen cada una dos patrones de sincronización.

Observando dichos patrones, tienen como características, que las transiciones están separadas por "2T" o por "T/2".

Cuando las transiciones están separadas por 2T la marca está en el centro del bit y para T/2 la primera transición se identifica a la mitad del bit.



De manera análoga, la sincronización del H-2 se hace por medio de las secuencias "101" y "010" que producen cada una cuatro posibles patrones, entregando la no ambigüedad de fase de sincronización de la información, como se observa en la figura(2.32-B).

Analizando el código H-3, encontramos que sólo hay dos formas posibles de codificar, generándose, con un intervalo de "3T", las secuencias "111" y "010".

Se observa que la duración del pulso es "T" al principio de la información del bit, o de "2T" a la mitad del bit de información.

Se cuenta también con las secuencias "100" y "001" donde se encuentran transiciones a la mitad del bit, al principio y al final de la palabra; como se puede apreciar en la figura(2.32-C).

Se ha observado que en los tres códigos aparece la secuencia "010" como un patrón de sincronización de fase, lo que en el diseño se tomará en cuenta para la realización del alineador de trama.

A continuación se muestra una tabla donde se agrupan las características principales de los códigos Hedeman.

CODIGO	MIN.E	MAX.E	P.FASE	BIT.MEM.	M.ERROR	ESPEC.
H-1	010	01	010	1	bueno	mejor
H-2	010	01-10	010	2	bueno	bueno
H-3	010	00	010	2	bueno	bueno

#### 2.5.4-REALINEAMIENTO-

La técnica a utilizar para la detección de desalineamiento es con la definición de la estrategia número tres vista en los códigos de bloques.

Debido a la configuración del codificador, la estrategia tres presenta más información para el un buen monitoreo de eventos prohibidos.

Como básicamente se trata de estados terminales prohibidos, se puede representar esta técnica como el diagrama de estados que se observa en la figura(2.33), donde la condición de desalineamiento, en ausencia de errores de línea, será fácilmente reconocida si la

$$\phi_i(X_k) \neq \phi_i(S_i, X_k).$$

En el capítulo donde se va a tratar el diseño del codificador de línea se verá con más detalle el funcionamiento de la técnica del alineador de trama.

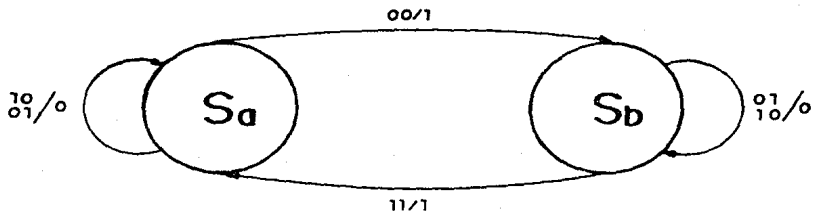


FIG.(2.33):DIAGRAMA DE EDOS.TERMINALES

## 2.5.5-VENTAJAS Y DESVENTAJAS-

### **Ventajas**

- 1- Monitoreo de error.
- 2- Buena sincronización.
- 3- Distribución espectral óptima.
- 4- Buena probabilidad de error.

### **Desventajas**

- 1- Eficiencia baja.
- 2- Complejidad en el hardware del codificador y decodificador.
- 3- Pérdida del reloj.

2.6-COMPARACION DE CODIGOS-

*FORMATO	VENTAJAS	DESVENTAJAS
* BPLS	-Fácil Hardware	-Eficiencia Baja -Sin patrón de sincronización -2 veces el ancho de banda de la fuente
* BPL	-Código simple -Simple Hardware -Probabilidad de error buena	-Eficiencia baja -2 veces el ancho de banda de la fuente -Sin patrón de sincronización
* BPM	-Buen monitoreo de error	-Eficiencia pobre -2 veces el ancho de banda de la fuente
* BPS	-Fácil sincronización de fase	
* AMI(2)	-Transmisión asíncrona	
* Miller	-Eficiencia buena -Fácil sincronización de fase -Máxima distancia entre transiciones (2T)	-Componente de C.D. pequeña -Pérdida de reloj
* AMI(1)	-Buen monitoreo de error	-Eficiencia baja -Pérdida de reloj -2 veces el ancho de banda de la fuente
* mBnB	-Eficiencia de código mínima del 50% -Buen monitoreo de error	-Retardo en la codificación -Períodos largos entre transiciones -Complejidad en el hardware -Bloques de sincronización
* HEDEMAN	-Excelente monitoreo de error -Buena fase de sincronización -Buen espectro -Probabilidad de error buena	-Complejidad en el hardware -Eficiencia baja -Pérdida de reloj

## 2.7-ALEATORIZADOR-

En este inciso se hará un breve comentario sobre lo que es un ALEATORIZADOR y cuál es su función fundamental, como su contribución principal en el diseño del codificador de línea.[14]

### 2.7.1-CONCEPTO-

La aleatorización se puede tratar como una precodificación, que desempeña la generación del revolvimiento de dígitos de acuerdo a una lógica de manipuleo y cuenta también con un desaleatorizador que hace la función contraria que se sitúa en la parte del receptor.

La función del aleatorizador es el de proporcionar un balance adecuado de los datos, lo que significa proporcionar una probabilidad de ocurrencia de ceros y unos constantes (código balanceado), y a su vez romper con cadenas largas de ceros y unos, dando como resultado un número mayor de transiciones que las de entrada. Es decir; incrementa el periodo de la secuencia de los datos en una secuencia periódica de salida, que tiene aproximadamente la mitad de transiciones en un periodo como los bits en ese periodo.

El aleatorizador es tratado como una máquina secuencial lineal. Se compone de un registro de corrimiento con trayectorias realimentadas por medio de un módulo 2 (compuerta OR-EXC), en el cual su máxima longitud de secuencia debe ser igual a la del desaleatorizador, como se puede observar en la figura(2.34).

Cuando el aleatorizador es excitado por una secuencia periódica de período "s", debe de responder con una secuencia periódica de salida, que tiene un período entre "s y  $p^m-1$ ", donde "m" es el número de elementos que componen el aleatorizador y "p" es mayor o igual al alfabeto de la fuente, que en este caso es  $p=2$  (binario).

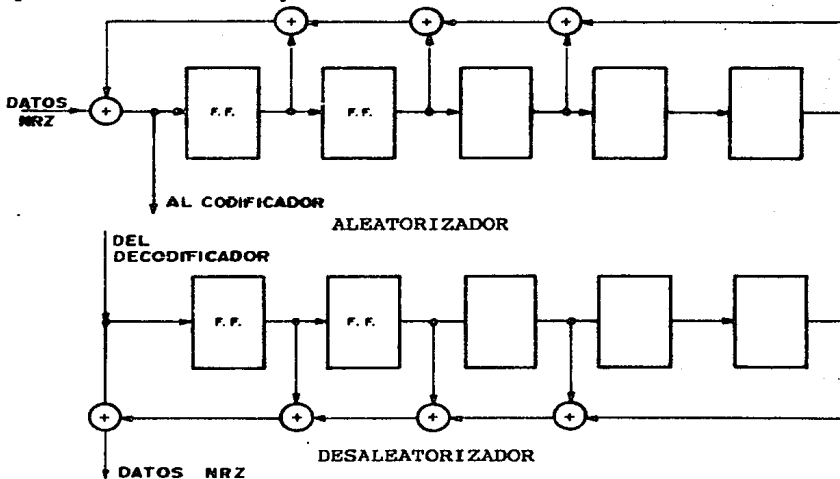


FIG.(2.34):CIRCUITO SECUENCIAL LINEAL

## 2.7.2-TIPOS-

Los circuitos mostrados anteriormente son llamados circuitos básicos, ya que de ellos se desprende la teoría de la manipulación de las transiciones de la secuencia de salida. De aquí que tengamos dos tipos de aleatorizadores más comunes, los cuales son, los que en su lógica de monitoreo utilizan varios contadores y los que sólo utilizan un contador.

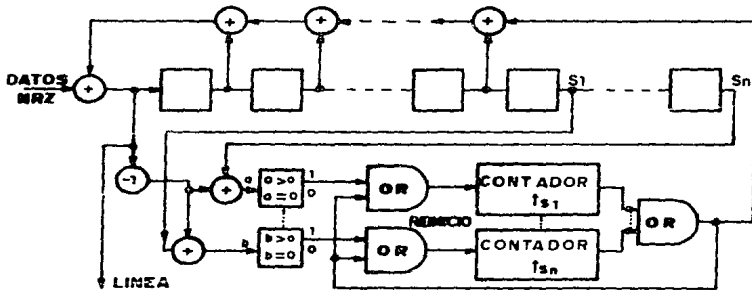
### 2.7.2.1-ALEATORIZADOR MULTICONTADOR-

Una forma general de representar un aleatorizador multicontador es mostrado en la figura(2.35), junto con su desaleatorizador. Se observa que consta de "N" contadores para cada " $S_i$ ",  $1 < i < N$ , y el  $i$ ésimo contador generará un "1" si éste alcanza su transición  $t_{S_i}$ . Donde la entrada del  $i$ ésimo contador es la diferencia entre el presente dígito y el dígito transmitido  $S_i$ , en un intervalo de reloj. Las salidas de todos los contadores son llevadas a una compuerta "OR" y el uno es generado por la compuerta "OR-EXC", cada vez que el contador alcanza el valor de  $t_{S_i}$ .

A grandes rasgos éste tipo de aleatorizador tiene como función el de tener periodos  $S_1, S_2, \dots, S_N$  que son divisiones del período principal  $S$ . Por lo que cada vez que se presenten cadenas largas de ceros y unos, el contador es activado y origina un uno(o cero) en las compuertas "OR-EXC", lo que hace que cambien los estados del aleatorizador,

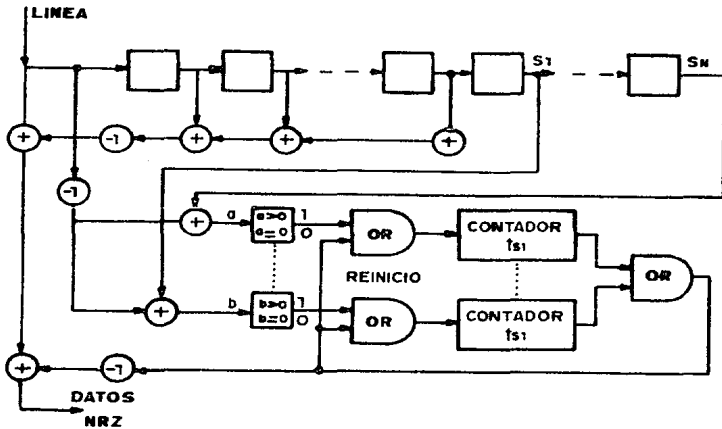
obteniéndose así otra secuencia, de salida, comandada por cada período  $S_i$ .

En un tren aleatorio de datos, el aleatorizador toma periodos  $S_i$  que estan comandados por el contador y debido a su estructura, las compuertas "OR" reinician a todos los contadores cada vez que se alcance  $t_{S_i}$ , dando como resultado un equilibrio en la transmisión, es decir; que en la transmisión se tenga una ocurrencia de igual probabilidad de unos y de ceros.



ALEATORIZADOR





### DESALEATORIZADOR

FIG. (2.35): MULTICONTADOR

#### 2.7.2.2-ALEATORIZADOR UNICONTADOR-

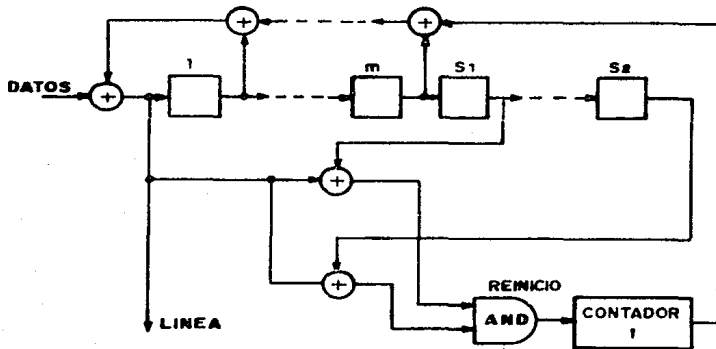
Este tipo de aleatorizador resulta ser más barato que el anterior, ya que solo utiliza un contador que monitorea los períodos en que se puede dividir la secuencia periódica  $S$ , como se puede apreciar en la figura(2.36).

La operación es básicamente la misma que el anterior tipo, sólo que en éste se toma el monitoreo del primer período  $S_1$  y del período  $S_2$ . De aquí que tengamos una secuencia de línea larga o corta que depende del contador.

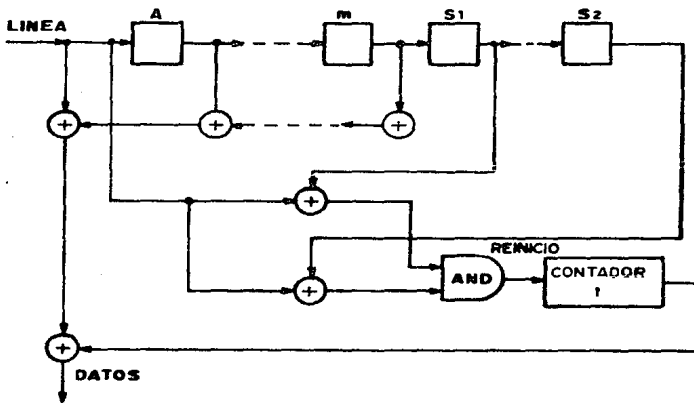
Es decir; el contador será reiniciado después de  $t$  transiciones de línea ocasionadas por la secuencia larga de ceros y unos, este reinicio es dado por la compuerta AND que depende de los estados de  $S_1$  y  $S_2$ . Y en una secuencia aleatoria desarrolla la misma técnica que el anterior.

En el diseño del codificador de línea se utiliza el segundo tipo, ya que ofrece mejores ventajas en cuanto a costo, y por su control de monitoreo.

La necesidad de utilizar el aleatorizador en el circuito, es el de asegurar la no ambigüedad que ofrece el código.



ALEATORIZADOR



### DESERIALIZADOR

FIG. (2.36): UNICONTADOR

Las ventajas que ofrecen estos circuitos es la disminución de las componetes de C.D., así como el "jitter"\* ocasionado por la aleatoridad de los datos.

---

\*Jitter(ruido de fase): Es la desviación de las transiciones en el tiempo de una señal con respecto al valor esperado.

BIBLIOGRAFIA

- 1.- CATTERMORE.  
"Low disparity codes and coding for PCM".  
IEEE.conf.trans.aspects of communication networks,  
p.p.179-182.
- 2.- G.David Forney JR.  
"The Viterbi Algorithm".  
Proceedings of the IEEE,vol.61,No 3,March 1973,p.p.268-278.
- 3.- SIMON Haykin.  
"Communication Systems".  
Edt.Wiley.
- 4.- CSELT.  
"Optical Fibre Communication".  
Edt.McGraw-Hill.
- 5.- BELL Telephone Laboratories.  
"Transmission Systems for Communications".
- 6.- ANDREW J.Viterbi.  
"Principles of digital communication and Coding".  
Edt.McGraw-Hill.
- 7.- J.E.Savage.  
"Some simple self synchronizing digital data scramblers".  
The Bell system technical journal,february 1976,p.p.449-487.
- 8.- ANDREW J.Viterbi.  
"Convolutional codes and their performance in communication systems".  
IEEE trans.communs.tech,Vol com-19,No 5,octobre 1971,  
p.p.751-772.
- 9.- VLADAN.M Jovanovic and Srdsanz Budisin.  
"On the coding gain of linear binary block codes".  
IEEE trans.communs.Vol com-32,No5,may 1984,p.p.635-638.
- 10.- DAVID J Morris.  
"Pulse code formats for fiber optical data communication".  
"Basic principles and applications".  
Optical Engineering. Vol 5.  
Edt Dekker.
- 11.- ROBERT Calderbank and James E.Mazo.  
"A new description of trellis codes".  
IEEE trans.inf.theory.Vol IT-30,No 6,november 1984,  
p.p.784-791.

- 12.- TORRIERI.  
"The information-bit error rate for block codes".  
IEEE trans.communs.Vol com-32,No 4,april 1984, p.p.474-476.
- 13.- Alain Cozannet.  
"Optique et Télécommunications".  
Transmission et traitement optiques de linformation".  
Edt.Eyrolles.
- 14.- RAUL Luis Lopez Reyes.  
"Codificación en línea en sistemas de transmisión digitales  
que emplean fibras ópticas".  
Tesis Maestria. CINVESTAV.

## CAPITULO III

### DISEÑO

## DISEÑO DEL CODIFICADOR DE LINEA DE LINEA

### 3.1-DIAGRAMA A BLOQUES-

Se decidió implementar el código H-1, ya que su distribución espectral es óptima para la transmisión por fibra óptica y porque en él destaca el eficiente monitoreo de errores.

El codificador de línea a manera de bloques es el que se muestra en la figura(3.1). Estará operando a una velocidad de transmisión, señalada por el segundo nivel de la jerarquía digital, a 8.448 Mb/s.

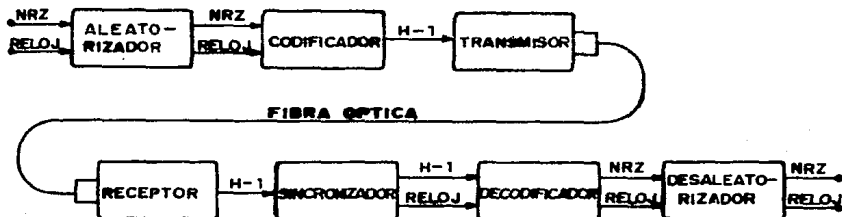


FIG.(3.1):DIAGRAMA A BLOQUES

### 3.1.1-CODIFICADOR H-1-

Basándonos del diagrama de la figura(2.15), se tiene que, el diagrama de bloques que se muestra en la figura(3.2), al codificador le llegan los datos del aleatorizador en código NRZ con una velocidad de transmisión de 8.448 Mb/s.

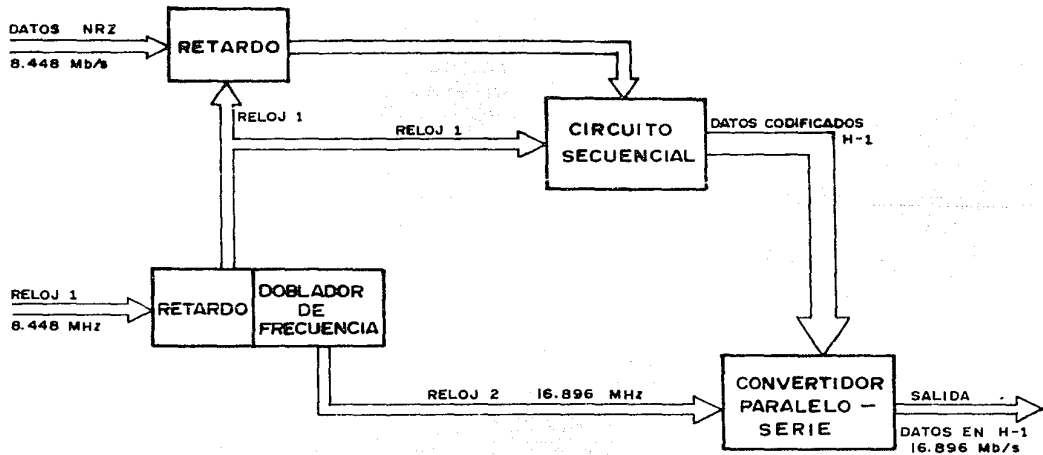
Estos pasan por una lógica digital y salen codificados en H-1 a una velocidad de línea de 16.896 Mb/s. Se observa que la velocidad ha sido incrementada al doble; esto es debido a que la secuencia de entrada  $X_k$  es codificada y transmitida a una secuencia  $Y_k$  con longitudes diferentes. El incremento de la velocidad se obtiene por la conversión que hay de un bit de entrada a dos de salida y está dada por " $\Delta V=n/m$ ".

La operación del codificador se basa en la máquina secuencial de estados finitos, la cual, como se mencionó anteriormente, para una secuencia de entrada  $l=m$ , el codificador que se encuentra en el estado terminal  $S_k$ , los codifica y entrega una secuencia de salida  $l=n$ .

El codificador de la figura(3.2) está formado por un retardo a la entrada de los datos NRZ, éste tiene como función principal la de acomodar en fase los datos y el reloj que llega a 8.448 Mb/s, hacia las demás partes que integran el codificador.



FIG. (3.2): DIAGRAMA A BLOQUES DEL CODIFICADOR H-1



Como la representación es de dos dígitos de salida por uno de entrada, implica que el reloj se tiene que incrementar al doble, para que pueda sacar los datos del circuito convertidor S/P. Este reloj es obtenido a partir del reloj principal defasandolo  $90^\circ$  y después, ambos pasan por una compuerta OR-EXC, obteniéndose así el reloj de 16.896 MHz.

Los datos que llegan al circuito convertidor S/P vienen del circuito secuencial; éste se encarga de la conversión de un bit a dos bits, de acuerdo a la regla de codificación que rige al H-1.

El circuito secuencial está construido por lógica de flip-flops tipo D, que son disparados por flancos y por una serie de compuertas NAND.

Los flip-flops D transfieren información al presentarse un pulso de reloj, resultando a la salida Q, el estado de la entrada. Su configuración es la que se muestra en la figura(3.3), junto con su tabla de verdad y su ecuación.

TABLA DE VERDAD

Q(t)	D(t)	Q(t+1)
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

MAPA DE KARNAUGH

		D(t)
Q(t)	0	1
0	0	1
1	1	1

Por lo que su ec. es:  $Q(t+1) = D(t)$

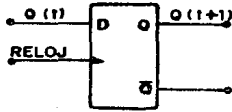


FIG.(3.3):FLIP-FLOP D

El circuito secuencial realiza la función de la máquina secuencial de estados finitos, que consta de dos estados terminales. La cual cambia de estado cada vez que se presenta un uno a la entrada del circuito. Es decir; la máquina secuencial cambiará de estado  $S_1$  a  $S_2$  cada vez que la secuencia de entrada sea  $X_1=1$  y permanecerá en un estado cada vez que la secuencia de entrada sea  $X_2=0$ , donde  $X_i \in A$ , como se observa en la figura(3.4).

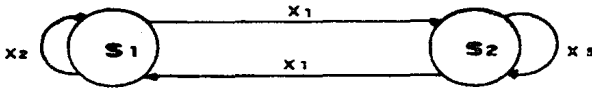


FIG.(3.4):ESTADOS TERMINALES

Sus estados estarán definidos de acuerdo a la función de transición (6) de la siguiente manera:

Sea:

$$A=(X_1, X_2)$$

$$\delta = AxS \rightarrow S$$

$$B=(Y_1, Y_2, Y_3, Y_4) \quad \text{Donde: } X_1=1 \quad Y_2=00$$

$$S=(S_1, S_2) \quad X_2=0 \quad Y_3=10$$

$$\phi = AxS \rightarrow B \quad Y_1=11 \quad Y_4=01$$

Como:

$$S_{k+1} = \delta_k(S_k, \phi(S_k, X_k)) = \delta_k(S_k, Y_k)$$

y considerando sólo dos secuencias de entrada de  $m=1$  y cuatro salidas de  $n=2$ . Se tiene que los estados están definidos por:

$$S_2 = \delta_1(X_1, Y_1)$$

$$= \delta_1(X_2, Y_3) \mid \delta_1(X_1, Y_1) \text{ haya sucedido}$$

$$= \delta_1(X_2, Y_4) \mid \delta_1(X_2, Y_3) \text{ haya sucedido}$$

$$S_1 = \delta_2(X_1, Y_2)$$

$$= \delta_2(X_2, Y_4) \mid \delta_2(X_1, Y_2) \text{ haya sucedido}$$

$$= \delta_2(X_2, Y_3) \mid \delta_2(X_2, Y_4) \text{ haya sucedido}$$

La definición anterior de los estados es debido a que la regla de codificación establece que la secuencia de entrada  $X_1=1$  se codifique en secuencia de salida  $Y_1=11$  y en  $Y_2=00$  alternándose cada vez que ocurra  $X_1$ .

Para  $X_2=0$  se codifique en  $Y_3=10$  alternándose con  $Y_4=01$ , si la función de salida haya sido  $\phi(S_1, X_1)=Y_1$ , como también se codificará en  $Y_4$  alternándose con  $Y_3$ , si la función de salida haya sido  $\phi(S_2, X_1)=Y_2$ .

Una parte del secuencial está en el circuito convertidor S/P, construido por flip-flops D y por compuertas de control como se ve en la figura(3.2). El reloj con que opera, es de una duración de pulso  $\tau=T/4$  del reloj principal.

### 3.1.2-DECODIFICADOR H-1-

Se tiene que la parte final del equipo terminal numérico MIC por fibra óptica es el decodificador, que tiene como función principal el de obtener a partir de la señal que llega, la señal original de transmisión. Es decir, que el proceso de decodificación es independiente de los estados del codificador, esencial para cualquier tipo de código.

De aquí la importancia de la estructura que debe de tener el código, ya que de ella se deriva el monitoreo de error y la indicación del mal alineamiento de la trama.

En general, el funcionamiento del decodificador consiste en que cada palabra del código,  $Y_k \in B(S_k)$  sea la imagen de uno y sólo un elemento  $X_k \in A$ , la cual es indispensable tener una trama de longitud "n" antes de pasar a la decodificación, que debe de corresponder a la secuencia de entrada. Por lo tanto, los datos deben de pasar primero a un circuito que contenga la lógica de monitoreo de errores y el alineador de trama.

En el diagrama a bloques de la figura(3.5), los datos entran en H-1 a una velocidad de 16.896 Mb/s. El reloj se extrae a partir de los datos con ayuda de un sincronizador, que se encuentra antes del decodificador.

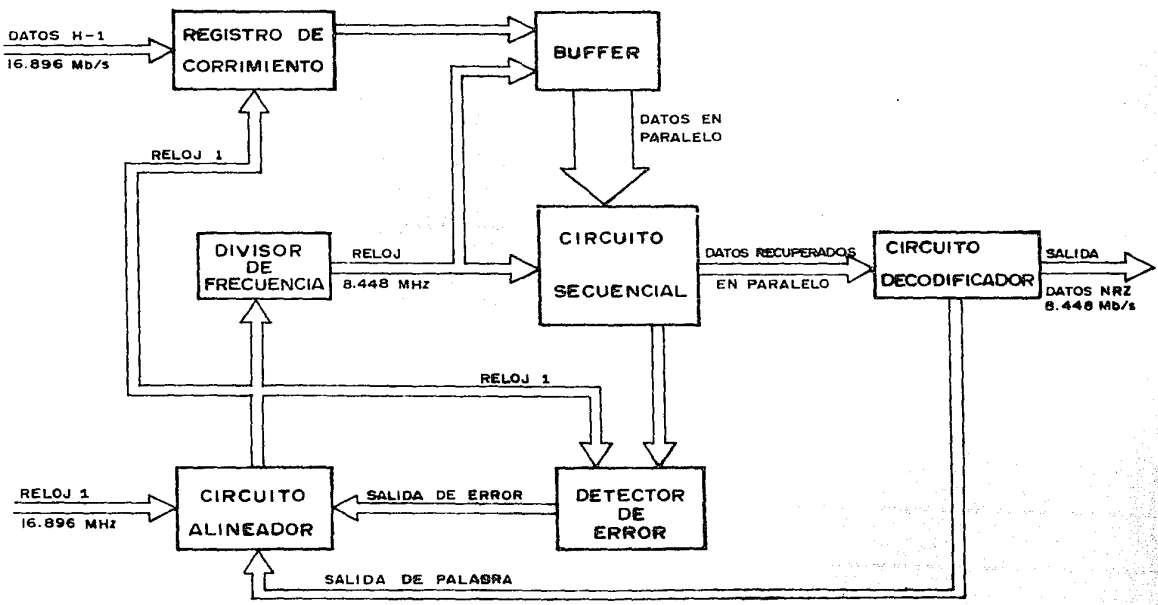
El reloj extraído tiene una frecuencia de 16.896 MHz que va al bloque alineador y a partir de ahí se reparte hacia el registro de corrimiento, detector de error, y con él se genera un reloj de un  $T=118.37\text{ns}$  con una duración de pulso de  $T/4$  para el circuito secuencial y para cargar al buffer.

El registro de corrimiento que se muestra a la entrada de la figura(3.5), captura los datos provenientes del receptor a 16.896 Mb/s. Este tiene como función el de retardar los datos para poderlos monitorear en el circuito secuencial, y con ayuda de un buffer, se preservan los datos durante un intervalo de tiempo de  $3T/4$ . Durante ese tiempo el circuito secuencial (Generador de patrón de acuerdo a la regla de codificación) realiza su función, que es el de detectar si la palabra ( $n=2$ ) es la correcta a decodificador.

El circuito secuencial se basa en la estrategia 3 enunciada en el capítulo anterior y a los patrones de sincronización (010).

Esta estrategia de estados prohibidos nos entrega mayor información acerca del monitoreo de las palabras procedentes de la codificación; donde a cada secuencia de entrada  $X_k$

FIG (3.5): DIAGRAMA A BLOQUES DEL DECODIFICADOR HI



ocupa un número específico de estados terminales  $S_k$ . Entonces la ocurrencia de estados terminales prohibidos, es una indicación del mal alineamiento de la trama. Es decir; si

$$\phi_i(X_k) \neq \phi_i(S_i, Y_k).$$

El circuito secuencial esta formado por flip-flops D y por compuertas NAND que hacen la función del circuito combinacional y se define por el diagrama de estados que se muestra en la figura(3.6). Donde el estado cambia de  $S_a$  a  $S_b$  cuando la secuencia de entrada " $X_k=00 \rightarrow Y_1=1$ " y regresa a  $S_a$  cuando " $X_k=11 \rightarrow Y_1=1$ " y permanecerá en un estado cada vez que " $X_k=10 \rightarrow Y_2=0$ " y en " $X_k=10 \rightarrow Y_2=0$ ".

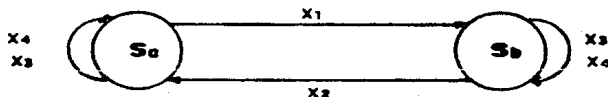


FIG.(3.6):DIAGRAMA DE ESTADOS

Sus estados estan definidos por la función de transiciones ( $\phi$ ) de la siguiente manera:

Sea:

$$A=(X_1, X_2, X_3, X_4)$$

$$S=A \times S \rightarrow S$$

$$B=(Y_1, Y_2)$$

$$\text{Donde: } X_1=00 \quad X_4=10$$

$$S=(S_a, S_b)$$

$$X_2=11 \quad Y_1=1$$

$$\phi=A \times S \rightarrow B$$

$$X_3=01 \quad Y_2=0$$



$$S_{k+1} = \delta_k(S_k, \phi(S_k, X_k)) = \delta_k(S_k, Y_k)$$

donde:

$$S_a = \delta_b(X_2, Y_1)$$

$$= \delta_b(X_4, Y_2) | \delta_b(X_2, Y_1) \text{ haya-sucedido}$$

$$= \delta_b(X_3, Y_2) | \delta_b(X_4, Y_2) \text{ haya-sucedido}$$

$$S_b = \delta_a(X_1, Y_1)$$

$$= \delta_a(X_3, Y_2) | \delta_a(X_1, Y_1) \text{ haya-sucedido}$$

$$= \delta_a(X_4, Y_2) | \delta_a(X_3, Y_2) \text{ haya-sucedido}$$

Y los estados prohibidos serán los que no respeten las definiciones de los estados  $S_a$  y  $S_b$ , dando como resultado un bit de error cada vez que no sean cumplidos éstos.

Este bit de error es llevado a la parte de detección de error, que también es una parte del circuito secuencial; y a la vez es llevado a un contador de errores.

Este contador de errores es utilizado para sensar la probabilidad de error del sistema, es decir; la probabilidad de error viene definida estadísticamente por el número de palabras transmitidas comparándolas con el número de errores.

La señal de alineamiento hace que el registro avance un bit, originando un cambio en los estados del secuencial, de manera que en el decodificador se tenga la señal original.

Los datos que llegan al decodificador se extraen del secuencial en forma paralelo, obteniéndose así la señal en NRZ a una velocidad de 8.448 Mb/s.

### 3.1.3-ALEATORIZADOR-

Este circuito tuvo que implementarse para contribuir a que se tenga una decodificación única de la señal original, es decir; el mayor problema que se presenta en el código H-1, es la codificación de cadenas largas de ceros como de unos. Ya que si en el decodificador ocurre un bit de desplazamiento se podría estar recibiendo ceros, si se está enviando unos; y si son unos se estará recibiendo ceros, esto por la existencia de la ambigüedad.

El circuito generador de patrón detecta las señales de sincronización, siempre que haya un número mayor de transiciones en los datos a codificar. Por lo que la característica principal de éste circuito es la de tener un número de transiciones mayor en la secuencia de salida en comparación con la secuencia de entrada.

El aleatorizador puede ser dado como el diagrama a bloques de la figura(3.7), donde el registro captura los datos en NRZ y los entrega a la lógica de monitoreo que se encarga de generar bits y entregarlos nuevamente al registro, para alterar la secuencia original, dando como resultado otra secuencia que es enviada al codificador.

El aleatorizador que se utiliza es un contador, consta de un registro de corrimiento de cinco flip-flops con trayectorias realimentadas, con compuertas OR-EXC, y con un contador decimal, que desempeña el control de las transiciones de los datos en secuencia, con ayuda de compuertas OR-EXC, que son las que reinician al contador, esto forma la lógica de control.

La lógica de control realiza los cambios de estados del registro, es decir; el contador generará los cambios de acuerdo a los dos últimos bits del registro, reflejándose en la salida. Si los dos últimos bits del registro son ceros, el contador será reiniciado, si el uno generado es reflejado en la salida, esto cada vez que se presenten cadenas largas de ceros como de unos.

En una secuencia aleatoria el contador será reiniciado cuando la secuencia de línea no tenga el período del penúltimo ( $S_1$ ) o último flip-flop del registro ( $S_2$ ).

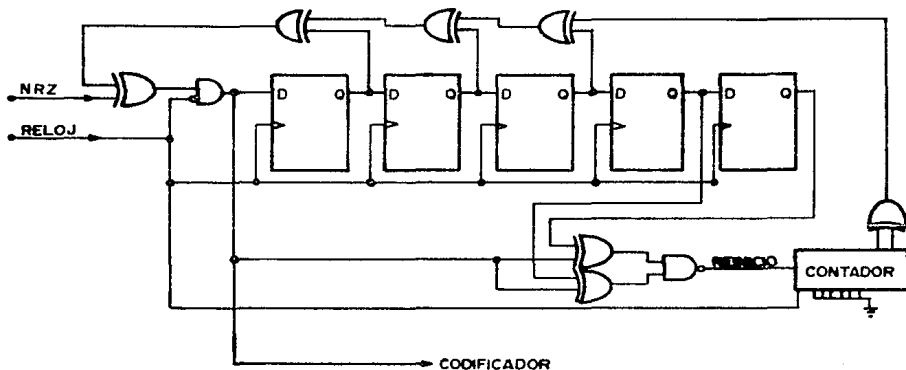


FIG. (3.7) : ALEATORIZADOR

#### 3.1.4-DESALEATORIZADOR-

La operación del desaleatorizador es exactamente la misma que el anterior como el diagrama a bloques de la figura(3.8).

La lógica de control se encarga de detectar la secuencia de línea, la detección la hace el contador y las compuertas OR-EXC, que reinician al contador cada vez que la secuencia sea de periodo  $S_1$  ó  $S_2$ .

Se observa que la figura(3.8) es exactamente la misma de la figura(3.7), esto es para que se tenga la misma longitud de secuencia y para tener una autosincronización del desaleatorizador.

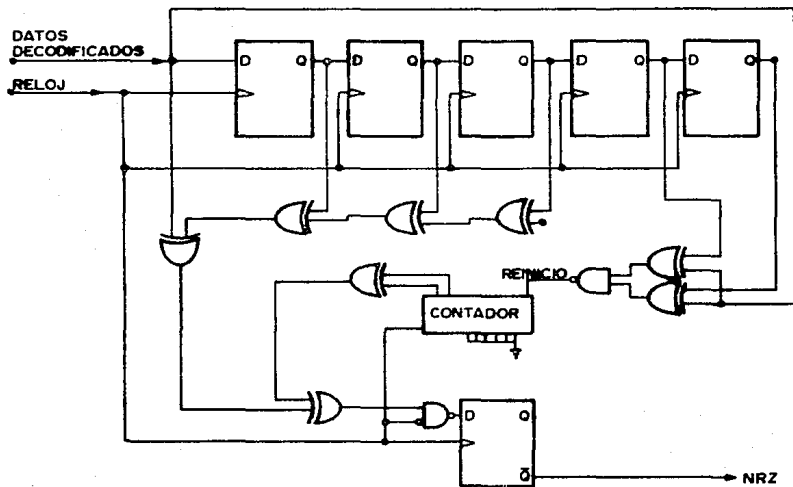


FIG. (3.8): DESALEATORIZADOR

### 3.2-DISEÑO DEL CODIFICADOR-DECODIFICADOR-

#### 3.2.1-REGLAS DE DISEÑO-

En esta sección se interpretará las reglas de codificación del H-1, expuestas anteriormente, al diseño digital de acuerdo a la teoría.

Esta se enfocará hacia los circuitos secuenciales, donde el diseño del codificador como del decodificador tiene que ver con dicha teoría. Ya que se dijo que se tratarían como una máquina de estados finitos.

En la figura(3.9) se muestra la configuración a seguir para nuestro diseño. La lógica combinacional está dada por arreglos de compuertas digitales y la memoria está dada por flip-flops. Y se tiene que a la secuencia de entrada le corresponde un estado del circuito y una salida determinada.

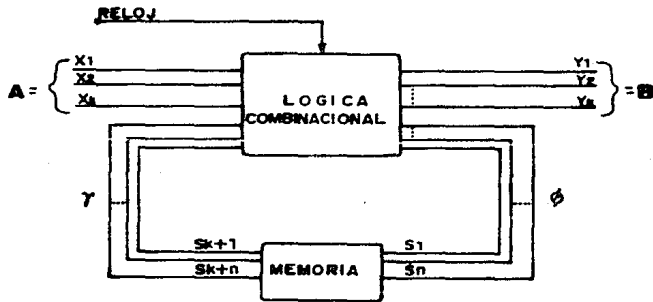


FIG.(3.9):MAQUINA SECUENCIAL SINCRONA

La figura está basada en un diagrama de estados, que se encuentran gobernados por una secuencia determinada de un problema en particular.

Lo que se observa es que en el proceso de codificación - decodificación se tiene dicho problema ya definido, de ahí que se tengan definidos sus diagramas de estados en las secciones anteriores.

Las reglas de diseño se derivan de las tablas de codificación y decodificación, que son obtenidas a partir de la teoría de los códigos Hedeman descrita anteriormente.

Interpretando, la tabla de codificación H-1 (FIG.(2.23)) y las propiedades de los códigos Hedeman, de otra manera:

Entrada	Salida	Tiempo	Estado
1	11	t <sub>1</sub>	S <sub>1</sub>
0	10	t <sub>2</sub>	S <sub>1</sub>
0	01	t <sub>3</sub>	S <sub>1</sub>
1	00	t <sub>4</sub>	S <sub>2</sub>
0	01	t <sub>5</sub>	S <sub>2</sub>
0	10	t <sub>6</sub>	S <sub>2</sub>

TABLA(3.1):CODIFICACION H-1

En la tabla(3.1) se muestran desglosados los estados principales del código H-1. La cual cambia de estado al presentarse un "1" de entrada. Por lo que se tiene que el diagrama para el diseño del codificador es de seis estados, que comparándolo con el diagrama de redes del la figura(3.25) funcionan bajo el mismo principio y con irregularidad similar.

Por lo tanto se tiene que para decodificar los datos y para el monitoreo de error, se necesita un diagrama de estados de seis variables para identificar la secuencia de

transmisión.

De la figura(3.6) se tiene que la tabla de decodificación viene dada por:

Entrada	Salida	Tiempo	Estado
11	1	$t_1$	$S_a$
10	0	$t_2$	$S_a$
01	0	$t_3$	$S_a$
00	1	$t_4$	$S_b$
01	0	$t_5$	$S_b$
10	0	$t_6$	$S_b$

TABLA(3.2):DECODIFICACION H-1

Las tablas anteriores se hicieron con el proposito de poder plantear más fácilmente los diagramas de estados principales; que serán expuestos en el siguiente inciso.

### 3.2.2-DIAGRAMAS DE ESTADO-

#### 3.2.2.1-CODIFICADOR-

Se puede mencionar que los dos estados terminales ( $S_1$  y  $S_2$ ) se encuentran formados por tres subestados cada uno, lo que nos lleva al diagrama de estados que se muestra en la figura(3.10). Donde se observa que se cambiará de estado A al estado D cada vez que se presente un "1" en la fuente de información. Y cuando se presente un "0" se estará en B alternándose con C si se encuentra en  $S_1$ , y en E alternándose con F si se está en  $S_2$ .



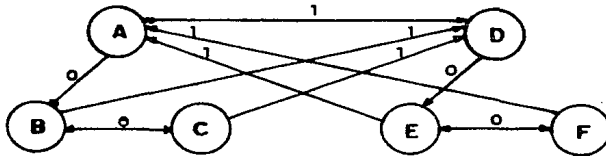


FIG.(3.10):DIAGRAMAS DE EDOS. CODI\*H-1

Trasladando el diagrama de estados a una tabla, comunmente llamada de estados, donde, después de asignar los valores de las variables de estado, de acuerdo a las características del H-1, se pasa a la tabla de transiciones de estados la cual se interpreta la función  $\delta$ . Como se pueden observar en la figura (3.11) y figura(3.12).

Sean:  $S_1 = \{A, B, C\}$   
 $S_2 = \{D, E, F\}$

TABLA DE ESTADOS

$S_k$	$\delta$		
	$S_{k+1}$		
	0	1	
$S_1$	A	B D	
$S_1$	B	C D	
$S_1$	C	B D	
$S_2$	D	E A	
$S_2$	E	F A	
$S_2$	F	E A	

ASIGNACION DE EDOS.

A=11  
 B=10  
 C=01  
 D=00  
 E=01  
 F=10  
 $S_1=1$   
 $S_2=0$

FIG.(3.11):PLANTEAMIENTO

La obtención del circuito secuencial se hace a partir de la tabla de transición de estados, y para esto es necesario saber que tipo de memoria se va a utilizar. Para nuestro diseño se utilizarán como elementos de memoria los flip-flops tipo D, que ofrecen facilidad en la obtención de las ecuaciones de estado y de diseño.

Lo que nos lleva a que el número de flip-flops a utilizar es igual a la potencia con que se va elevar el sistema binario, para dar el número de combinaciones posibles a esa potencia. Donde el número de combinaciones es igual al número de variables de estado, que en este caso son seis, por lo que se tienen tres flip-flops a utilizar.

TABLA DE TRANSICION DE ESTADOS

S									
S <sub>k</sub>			X <sub>k</sub>		D <sub>a</sub>	D <sub>b</sub>	D <sub>c</sub>		
Q <sub>a</sub>	Q <sub>b</sub>	Q <sub>c</sub>	0	1	0 1	0 1	0 1	0 1	
1	1	1	111	000	1 0	1 0	0 0	0 0	
1	1	0	101	000	1 0	0 0	1 0	1 0	
1	0	1	110	000	1 0	1 0	0 0	0 0	
0	0	0	001	111	0 1	0 1	1 1	1 1	
0	0	1	010	111	0 1	1 1	0 1	0 1	
0	1	1	***	***	* *	* *	* *	* *	
1	0	0	***	***	* *	* *	* *	* *	

FIG.(3.12):TRANSICION DE ESTADOS

La tabla anterior se puede representar por la técnica de los mapas de Karnaugh, de la cual se obtienen las ecuaciones de estados que gobiernan al diseño, como también se obtienen a partir de ellas la lógica combinacional.

Los mapas de cada flip-flop se presentan en la figura(3.13) y las ecuaciones de estado derivadas de ellos son las siguientes:

$$D_a = Q_a \oplus Q_x \quad (3.1)$$

$$D_b = \overline{Q_a Q_x} \cdot \overline{Q_c Q_x} \quad (3.2)$$

$$D_c = \overline{Q_a Q_x} \cdot \overline{Q_c Q_x} \quad (3.3)$$

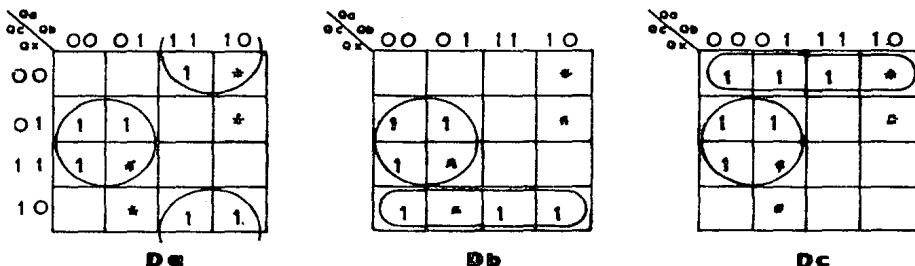


FIG.(3.13):MAPAS DE KARNAUGH CODI\*H-1

Implementando las ecuaciones de estado en un diagrama electrónico como se observa en la figura(3.14). Que es el circuito codificador H-1, donde los flip-flops A, B, C y las compuertas NAND (1 a 6) forman el circuito secuencial.

El convertidor serie - paralelo lo forman los flip-flops C, D y las compuertas NAND (7 a 10). El flip-flop X y la compuerta 12 forman un retardo para compensar el defasamiento de  $90^\circ$  del reloj principal.

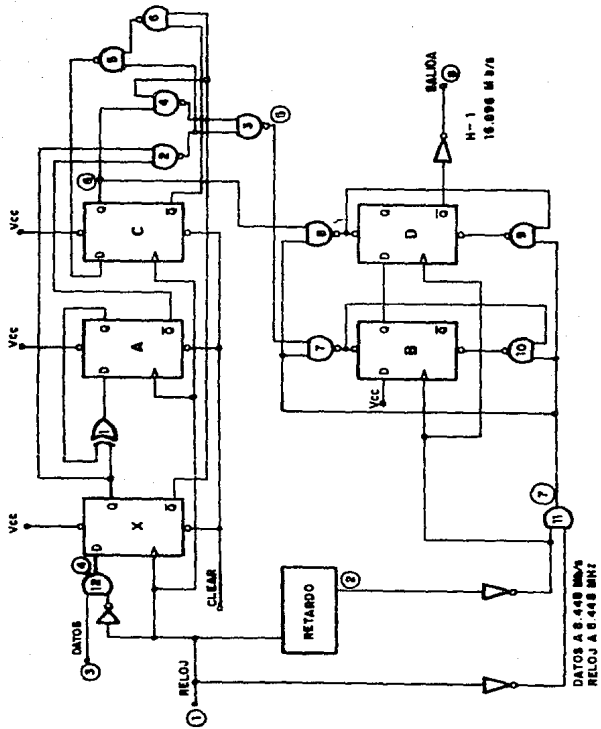


FIG.(3.14):DIAGRAMA ELECTRONICO DEL CODIFICADOR HI

### 3.2.2.2-DECODIFICADOR-

Se tiene que el diagrama de estados principales del decodificador (fig.(3.6)) consta de dos estados que se encuentran formados por:

$$S_a = \{S_1, S_4, S_5\} \quad (3.4)$$

$$S_b = \{S_2, S_3, S_6\} \quad (3.5)$$

De las ecuaciones anteriores, las combinaciones posibles de codificación y de las funciones de transiciones obtenidas en la sección 3.1.2, podemos tener como patrón de secuencia, para el circuito secuencial decodificador, las siguientes palabras válidas e inválidas:

Palabras válidas:

$$S_a = 1110, 1001, 0100, 1000, 0110, 1100.$$

$$S_b = 0001, 0110, 1001, 0111, 1011, 0011.$$

Palabras inválidas:

$$S_a = 1111, 1010, 0101, 1101, 1011, 0111.$$

$$S_b = 0000, 0101, 1010, 0010, 1000, 0100.$$

Se encuentran dos tipos de errores, los ocasionados por la línea y los ocasionados por el mal alineamiento de la trama, es decir;

$$\text{Mal alineamiento: } 1111, 0000, 1011, 0111.$$

$$\text{Error de línea: } 1010, 0101, 1101, 0010.$$

Por lo que se origina el diagrama de estados de la figura(3.15), en la cual habrá cambio de estado  $S_1$ ,  $S_4$ ,  $S_5$  a  $S_2$  cada vez que se presente la secuencia

"00", y de  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_6$  a  $S_1$  cada vez que se presente la secuencia "11".

Estando en  $S_b$  habrá cambio de estado de  $S_2$  a  $S_3$  y de  $S_6$  a  $S_3$  cada vez que se presente la secuencia "01", y de  $S_3$  a  $S_6$  cuando la secuencia sea "10".

En  $S_a$  hay cambio de estado de  $S_1$  a  $S_4$  y de  $S_5$  a  $S_4$  cuando la secuencia sea "10" y de  $S_4$  a  $S_5$  cuando la secuencia sea "01". De aquí que se tenga los estados terminales prohibidos (tabla 3.3) que se encuentran definidos como siguen:

$S_k$				$S_{k+1}$
$S_a=S_1$	y	$X_k=X_2$	→	$S_b=S_1$
$S_a=S_1$	y	$X_k=X_3$	→	$S_b=S_1$
$S_a=S_4$	y	$X_k=X_4$	→	$S_b=S_4$
$S_a=S_4$	y	$X_k=X_2$	→	$S_b=S_1$
$S_a=S_5$	y	$X_k=X_3$	→	$S_b=S_5$
$S_a=S_5$	y	$X_k=X_2$	→	$S_b=S_1$
$S_b=S_2$	y	$X_k=X_1$	→	$S_a=S_2$
$S_b=S_2$	y	$X_k=X_4$	→	$S_a=S_2$
$S_b=S_3$	y	$X_k=X_3$	→	$S_a=S_3$
$S_b=S_3$	y	$X_k=X_1$	→	$S_a=S_2$
$S_b=S_6$	y	$X_k=X_4$	→	$S_a=S_6$
$S_b=S_6$	y	$X_k=X_1$	→	$S_a=S_2$

TABLA (3.3): EDOS. TERMINALES PROHIBIDOS

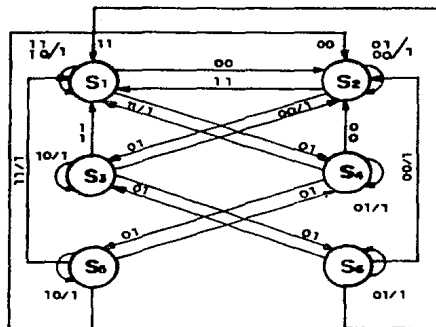


FIG.(3.15):DIAGRAMA DE EDOS. DECOD\*H-1

Se observa que el diagrama de estados consta de seis estados lo que da como resultado para el diseño, la utilización de tres flip-flops D que se encontrarán regidos por la figura(3.16) la cual muestra la tabla de estados y la asignación de estados a partir de la fig.(3.15), obteniendose a la vez la tabla de transición de estados (figura(3.17)) y de ahí llevarla a los mapas de Karnaugh para obtener las ecuaciones de estado para cada uno de los flip-flops D.

De la figura(3.16) sacamos la tabla de transición para la obtención de la ecuación de error Z, como se muestra en la figura(3.18).

TABLA DE ESTADOS

	S			
S <sub>k</sub>	S <sub>k+1</sub>			
	X <sub>1</sub>	X <sub>3</sub>	X <sub>2</sub>	X <sub>4</sub>
S <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>1</sub> /1	S <sub>1</sub> /1
S <sub>2</sub>	S <sub>2</sub> /1	S <sub>2</sub> /1	S <sub>1</sub>	S <sub>3</sub>
S <sub>3</sub>	S <sub>2</sub> /1	S <sub>6</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>3</sub> /1
S <sub>4</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>4</sub> /1	S <sub>1</sub> /1	S <sub>5</sub>
S <sub>5</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>1</sub> /1	S <sub>5</sub> /1
S <sub>6</sub>	S <sub>2</sub> /1	S <sub>6</sub> /1	S <sub>1</sub>	S <sub>3</sub>

ASIGNACION DE EDOS.

S<sub>1</sub>=100  
 S<sub>2</sub>=011  
 S<sub>3</sub>=001  
 S<sub>4</sub>=110  
 S<sub>5</sub>=101  
 S<sub>6</sub>=010

FIG. (3.16): PLANTEAMIENTO

Donde:

X<sub>1</sub>=00 X<sub>2</sub>=11 X<sub>3</sub>=01 X<sub>4</sub>=10

TABLA DE TRANSICION

S <sub>k</sub>			S <sub>k+1</sub>															
			X <sub>k</sub>				D <sub>a</sub>			D <sub>b</sub>			D <sub>c</sub>					
Q <sub>a</sub>	Q <sub>b</sub>	Q <sub>c</sub>	00	01	11	10	00	01	11	10	00	01	11	10	00	01	11	10
1	0	0	011	110	100	100	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	011	011	100	001	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1
0	0	1	011	010	100	001	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	1
1	1	0	011	110	100	101	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1
1	0	1	011	110	100	101	0	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	1
0	1	0	011	010	100	001	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1
0	0	0	xxx	xxx	xxx	xxx	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x
1	1	1	xxx	xxx	xxx	xxx	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x	x

FIG. (3.17): TRANSICION DE ESTADOS



TABLA DE TRANSICION

S <sub>K</sub>			S <sub>K+1</sub>			
Q <sub>a</sub>	Q <sub>b</sub>	Q <sub>c</sub>	00	01	11	10
1	0	0	0	0	1	1
0	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	0	0	1
1	1	0	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1	1
0	1	1	1	1	0	0
0	0	0	x	x	x	x
1	1	1	x	x	x	x

FIG.(3.18):TRANSICION DE EDOS. PROHIBIDOS

Pasando las tablas anteriores a los mapas de karnaugh que se muestran en la figura(3.19), se obtienen las siguientes ecuaciones de estados:

$$D_a = \overline{Q_a}[\overline{Y \cdot Z}] \cdot YZ \quad (3.6)$$

$$D_b = \overline{Y} \quad (3.7)$$

$$D_c = \overline{YZ \cdot Q_b Q_c} \cdot Y \cdot YZ[\overline{Q_b \cdot Q_c}] \quad (3.8)$$

$$Z_e = \overline{YZ Q_a \cdot YZ Q_b \cdot Z Q_a Q_b \cdot Y Q_b} [Z \cdot Q_a] \quad (3.9)$$

Donde: Y y Z forma el conjunto de X<sub>k</sub> con una longitud de palabra m=1.

De las ecuaciones anteriores obtenemos el diseño del decodificador (figura(3.20)), donde el circuito secuencial es un patrón de secuencia de acuerdo a la regla de codificación, la cual contiene el monitor de errores y obedece a los patrones de sincronización expuestos anteriormente, que son la

base para detectar el mal alineamiento de la trama.

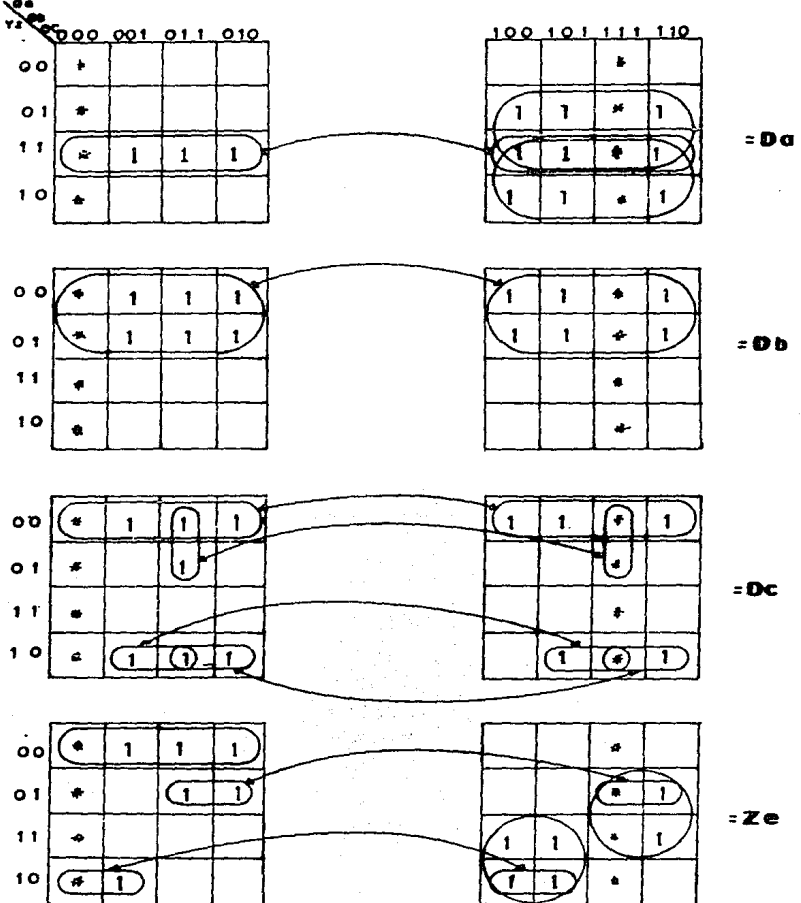
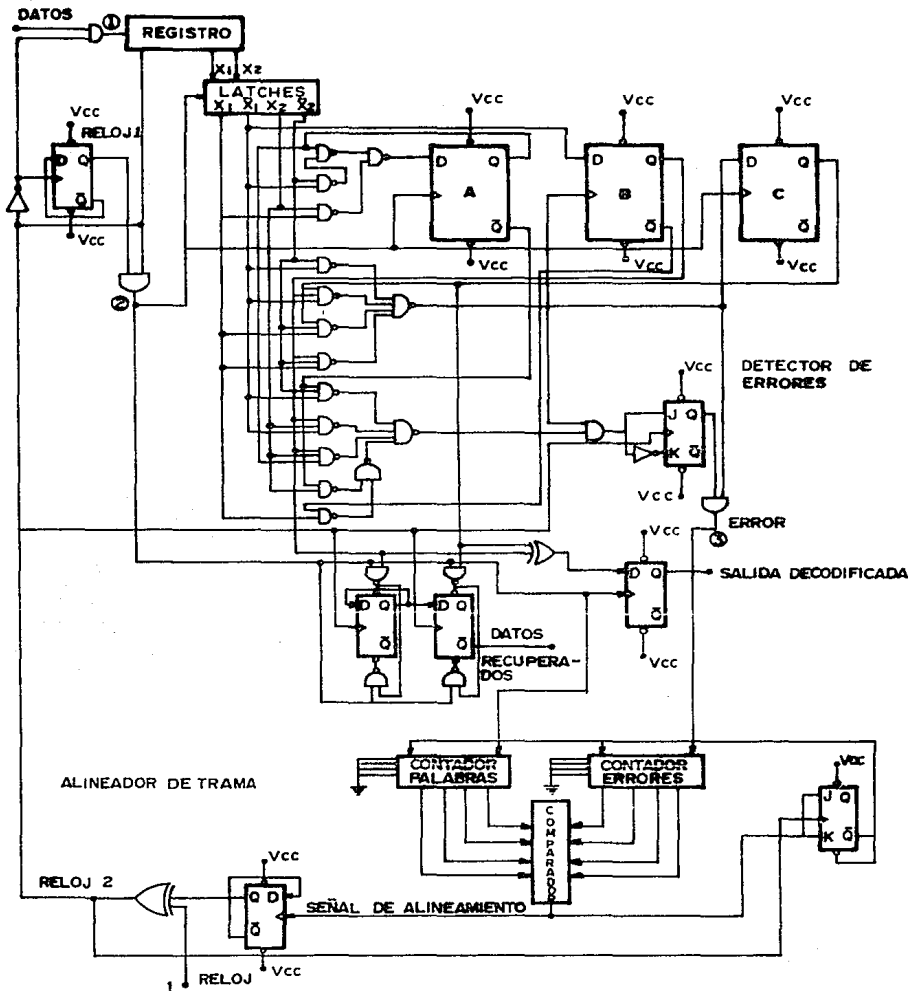


FIG.(3.19):MAPAS DE KARNAUGH DECOD\*H-1



RELOJ 16.896 MHz  
 DATOS 16.896 Mb/s

FIG. (3.20): DIAGRAMA ELECTRONICO DEL DECODIFICADOR H-1

### 3.2.3-LOGICA DE MONITOREO-

Se planteó en la sección 2.4.3 la técnica a seguir para la detección del mal alineamiento y a su vez el monitoreo de errores.

El diseño anterior del circuito secuencial, realiza la función del monitoreo de error basado en la detección de estados prohibidos, donde la ec.(3.9) nos informa el estado prohibido generando un "1" que va hacia un elemento de memoria (flip-flop JK).

Para poder decidir si hay error se tendrá que esperar un tiempo después para que pueda verificar el circuito secuencial si se encuentra en un estado terminal válido o inválido. Lo que nos lleva a la interpretación de los errores de línea y a los del mal alineamiento.

Los dos tipos de errores deben de satisfacer una cierta probabilidad de error, abajo de una  $P_e=10^{-9}$ .

En dicha sección se mostró un diagrama de flujo, donde el bloque estado de espera y la identificación de violación, lo forma el circuito secuencial.

El bloque de alarma es dado por un flip-flop JK que registra el error durante un intervalo de tiempo  $t_2=T_2=118.37ns$  y es llevado a un contador de errores. Después de un tiempo definido se dará la señal de

realineamiento, donde el bloque lo forman los contadores de palabras como el contador de errores y un comparador, que de acuerdo a un estudio probabilístico se dará la señal de alineamiento.

Esta señal hace que se desplace un bit el registro originando, en ausencia de errores en la transmisión, el alineamiento de la trama.

Para decidir a qué error nos referimos debemos dejar un  $t_2$  después de haber capturado el primer estado del secuencial; si el estado del secuencial no cambia estaremos hablando de error ocasionado durante la transmisión, y si el estado del secuencial cambia, pero en secuencia equivocada se tratará de un mal alineamiento. El bit generado por el secuencial es registrado en el bloque de realineamiento.

Este bit de error es llevado a la entrada de reloj del contador de errores con una duración del pulso  $\tau = T_1 = 59.18\text{ns}$ .

La señal de alineamiento será dada de acuerdo a un estudio estadístico que dependerá del tiempo en que el decodificador se encuentre con los patrones de sincronía y al número de palabras decodificadas en forma correcta. Esta señal será dada por un micro (8086) que se encarga de monitorear la probabilidad de error del sistema y de acuerdo al estudio estadístico dará la señal de alineamiento.

**BIBLIOGRAFIA. CAP.III-IV**

1.- AMICEE

"Instrumentación digital".  
Edt Limusa.

2.- KOHAVI ZVI

"Switching and finite automata theory".  
Edt McGraw-Hill.

3.- TEXAS Instruments Incorporated.

"The TTL data book for design engineers".  
Second edition.

## CAPITULO IV

## CONSTRUCCION

## CONSTRUCCION

### 4.1-CIRCUITERIA ELECTRONICA-

El armado del los circuitos codificador de línea, aleatorizador y desaleatorizador se llevaron a cabo en tarjeta de conexiones y se implementaron con circuitos integrados de la familia TTL en la serie 74LS y 74S.

Para en el caso del retardo que se observa en la figura(3.14) está formado por compuertas inversoras 7404 y una compuerta OR-EXC 74LS86, para obtener el reloj (16.896 MHz) que alimenta al circuito convertidor serie - paralelo. Esto se llevó a cabo con la configuración de la figura(4.1), que hace la operación de atrazar un  $t=88.77ns$  el reloj de 8.448 MHz.

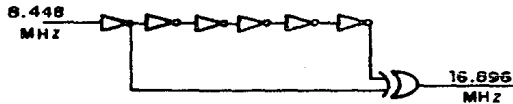


FIG. (4.1):RETARDO



Sintetizando a manera de una lista los componentes necesarios para la implementación de cada uno de los circuitos, se tiene:

#### 4.1.1-CODIFICADOR-

C.I.	DISEÑO	#C.I.
74LS00 (8)	8	2
74LS04 (5)	1	1
74LS08 (3)	3	1
74LS74 (7)	5	3
74LS86 (2)	2	1
7404 (6)	6	1

Quedando el circuito de conexiones de la figura(4.2).

#### 4.1.2-DECODIFICADOR-

C.I.	DISEÑO	#C.I.
74LS00 (8)	12	3
74LS04 (5)	6	1
74LS08 (3)	3	1
74LS10 (12)	6	2
74LS20 (13)	2	1
74LS74 (7)	8	4
74LS75 (14)	1	1
74LS85 (10)	1	1
74LS86 (2)	2	1
74LS112 (9)	2	1
74LS161 (11)	2	2
74LS164 (1)	1	1

Este se observa en la figura(4.3).

#### 4.1.3-ALEATORIZADOR-

C.I.	DISEÑO	#C.I.
74LS04 (5)	2	1
74LS08 (3)	2	1
74LS86 (2)	7	2
74LS162 (4)	1	1
74LS164 (1)	1	1

Este se observa en la figura(4.2).

#### 4.1.4-DESALEATORIZADOR-

C.I.	DISEÑO	#C.I.
74LS00 (8)	2	1
74LS74 (7)	1	1
74LS86 (2)	8	2
74LS162 (4)	1	1
74LS164 (1)	1	1

Su diagrama de conexiones se muestra en la figura(4.3).

#### 4.2-FORMAS DE ONDA-

En esta parte se presentan los diagramas de tiempo del codificador y decodificador a la velocidad establecida para un MIC de segundo orden.

##### 4.2.1-CODIFICADOR-

En la figura(4.4) se muestra el diagrama de tiempos del codificador, donde la fuente de información proviene del generador de patrón HP-3780A. En éste se seleccionó la secuencia 1110001100011100 a una velocidad de 8.448Mb/s, como se observa en el punto 3 de la figura(4.4).

Tanto el punto 1 y 2 son los relojes necesarios para el desarrollo del codificador, uno de 8.448MHz y otro de 16.896MHz, respectivamente.

El punto cuatro es la salida de la compuerta AND, cuyas entradas son los puntos tres y uno negado, esto para obtener una fase adecuada entre los datos y el reloj para el resto del

circuito.

Los puntos cinco y seis son el resultado de la lógica combinacional del circuito secuencial. Estos pulsos son entregados al circuito convertidor paralelo - serie y cargados de acuerdo a los pulsos del punto siete. Originando a la salida del convertidor la secuencia codificada en H-1 (11001110011000111001100011000110).

#### 4.2.2-DECODIFICADOR-

En la figura(4.5) se observa el diagrama de tiempos del decodificador, en los cuales las palabras decodificadas se encuentran sin error, después de un tiempo que toma para sincronizarse.

El reloj 2 es dado por el circuito sincronizador de una frecuencia de 16.896MHz y a partir de éste se obtiene el reloj 1 de 8.448MHz que será utilizado en el circuito secuencial.

El pulso del punto 2, es el que habilita el cerrojo, que selecciona las palabras de entrada con una longitud  $n=2$ , entregándolas al circuito secuencial, que se encarga de muestrearla y colocándose en un estado terminal, durante un  $t=118.57ns$ . Al llegar una segunda palabra podrá tomar una acción, es decir; cambiar de estado terminal, de acuerdo a la regla de codificación.

En  $Q_a$  se muestra los cambios de estado terminal ( $S_a \rightarrow S_b$  o viceversa), es decir; el "1" indica que se encuentra en el estado  $S_a$  y el "0" en  $S_b$ .

Las señales  $Q_b$  y  $Q_c$  son resultado de la lógica combinacional del secuencial, llevando información de la palabra a decodificar. Estas son llevadas a la entrada de la OR-EXC y su salida a un flip-flop D, de la cual se obtiene la palabra decodificada.

#### 4.3-DESCRIPCION DE RESULTADOS-

En los resultados que a continuación se exponen, fueron obtenidos en la parte electrónica del enlace, es decir; pruebas hechas entre "aleatorizador, codificador, sincronizador, decodificador y desaleatorizador".

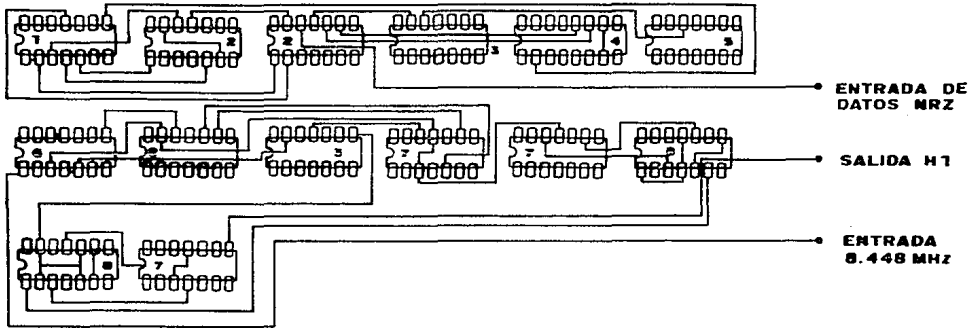
Utilizando como fuente de información el generador de patrones HP-3780A, con una secuencia pseudoaleatoria de 511 palabras en NRZ.

La fotografía uno muestra el espectro de potencia de la señal de datos que se encuentra encima de la señal de salida del aleatorizador. Se observa que son idénticas en su distribución espectral, pero teniendo una pequeña disminución de la componente de C.D. a la salida del aleatorizador.

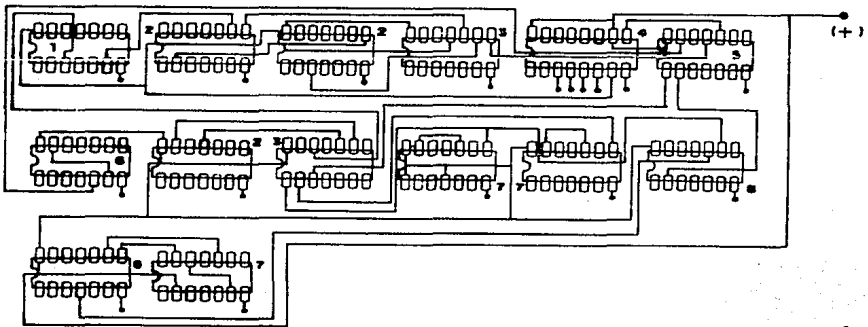
En la fotografía dos se muestra el espectro de la señal de salida del aleatorizador y la salida del codificador. Se nota que el ancho de banda espectral de la señal codificada es el doble de la señal de entrada y contiene una mayor disminución de la componente de C.D.

La recuperación del reloj a partir de los datos es obtenida del sincronizador, dicho reloj alimenta al decodificador con una frecuencia de 16.896MHz como se observa en la fotografía tres. Gracias a éste se obtiene la señal original entregada por el desaleatorizador, como se puede observar en la fotografía cuatro. La señal superior es la entrada al aleatorizador y la inferior es la salida del desaleatorizador, se observa que son idénticas mostrando un retraso de 883ns con respecto a la entrada.

En la fotografía cinco se observa el espectro de la señal proveniente de la fuente de información, antes y después de la prueba del enlace. En ésta se observa que las distribuciones espectrales en ambas señales son idénticas, lo que indica una característica principal del codificador de línea.

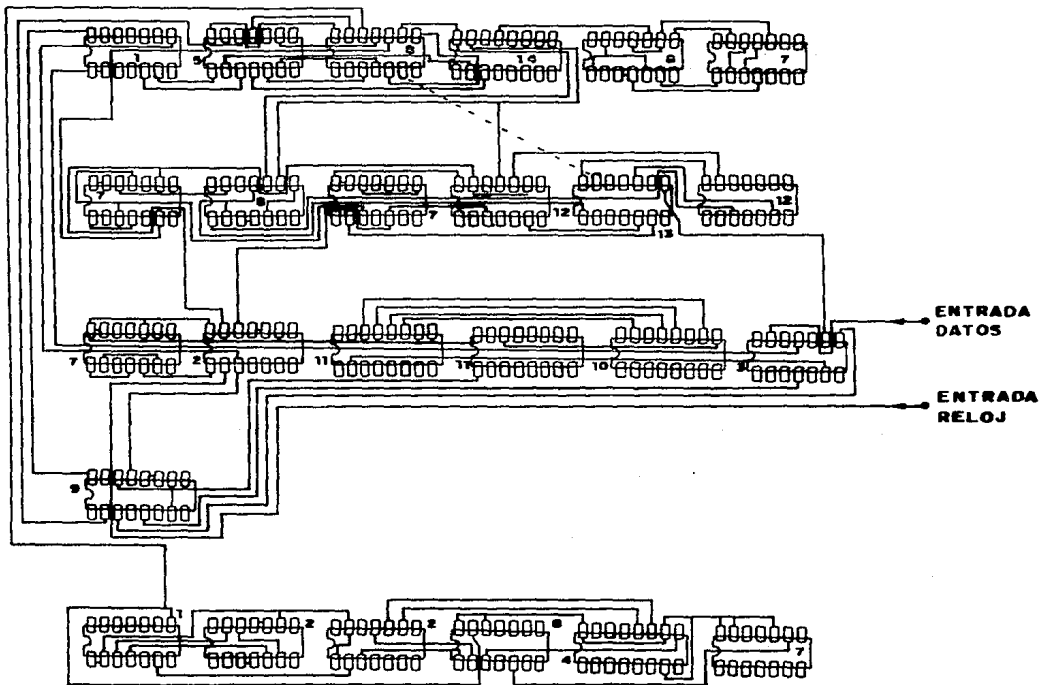


VISTA SUPERIOR



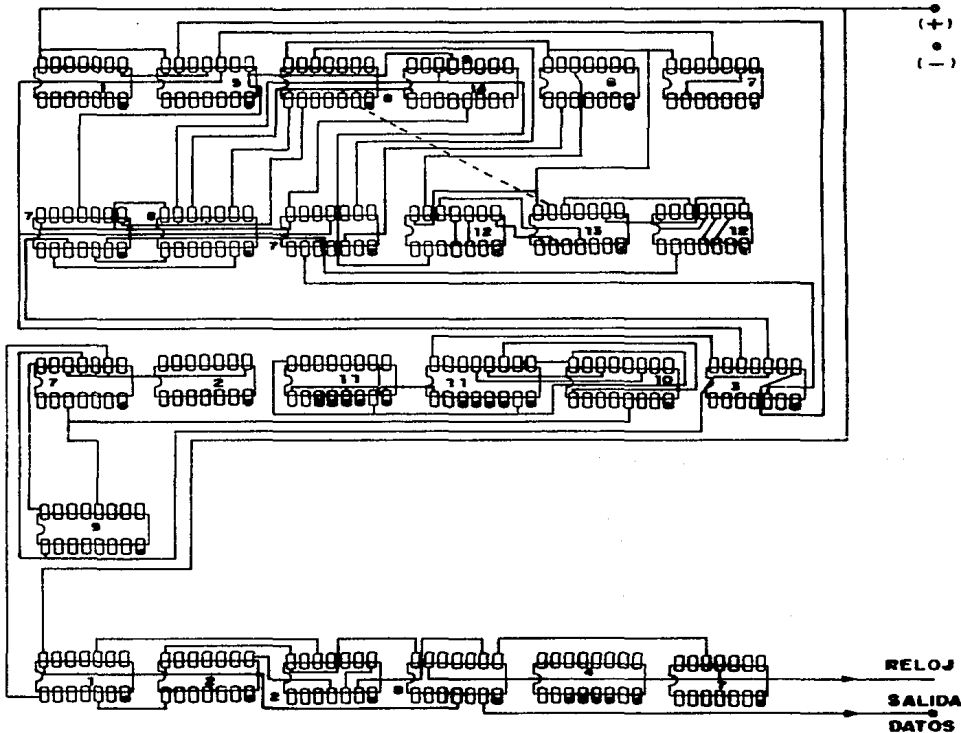
VISTA INFERIOR

FIG.(4.2):CONEXION DEL ALEATORIZADOR-CODIFICADOR



VISTA SUPERIOR

FIG. (4.3): CONEXION DEL DECODIFICADOR-DESALEATORIZADOR



VISTA INFERIOR



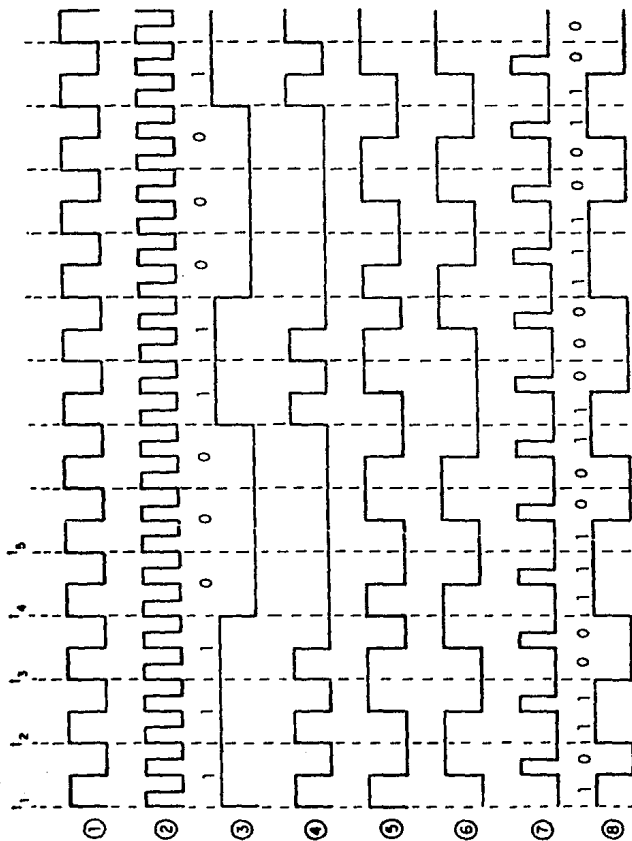


FIG.(4.4):DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL CODIFICADOR

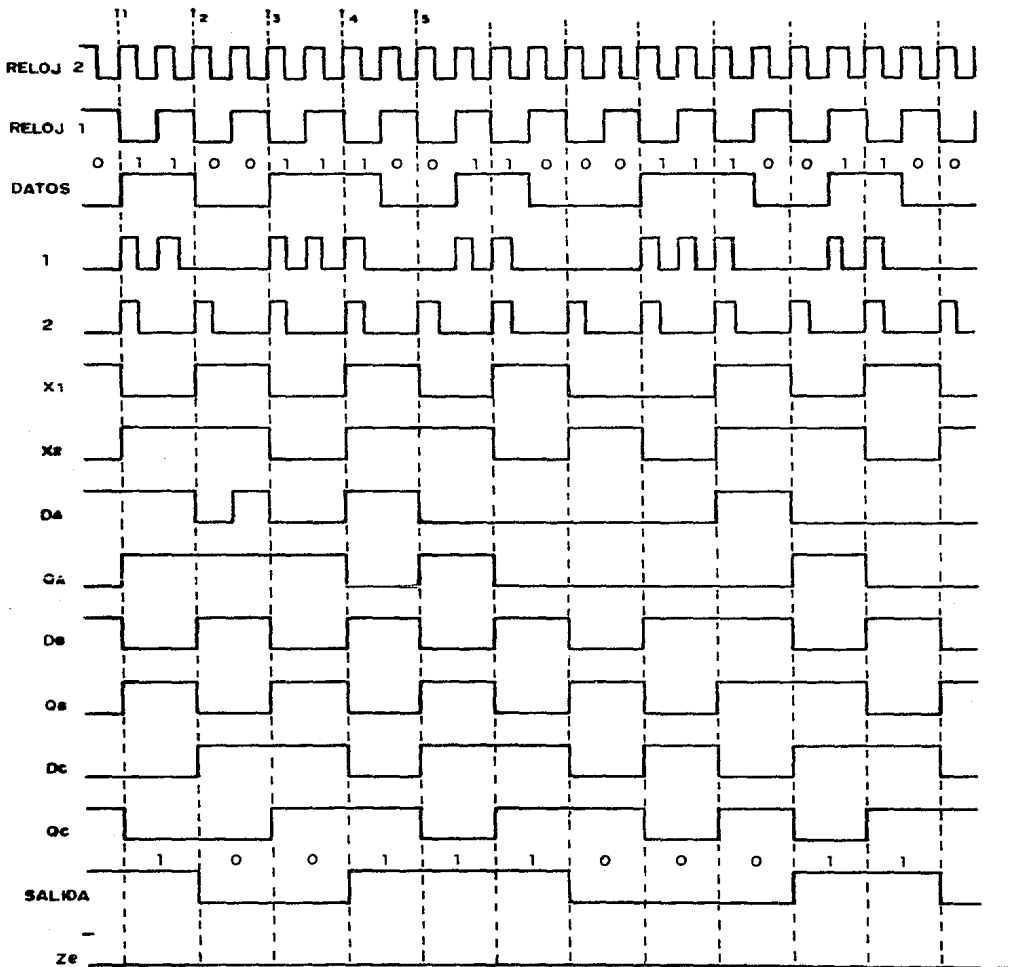
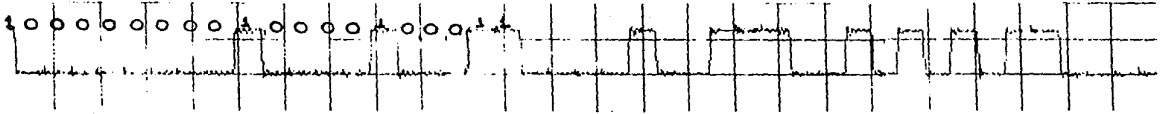
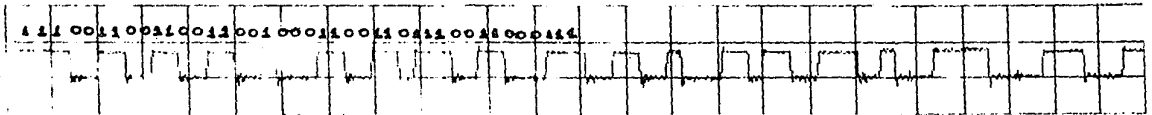


FIG. (4.5): DIAGRAMA DE TIEMPOS DEL DECODIFICADOR

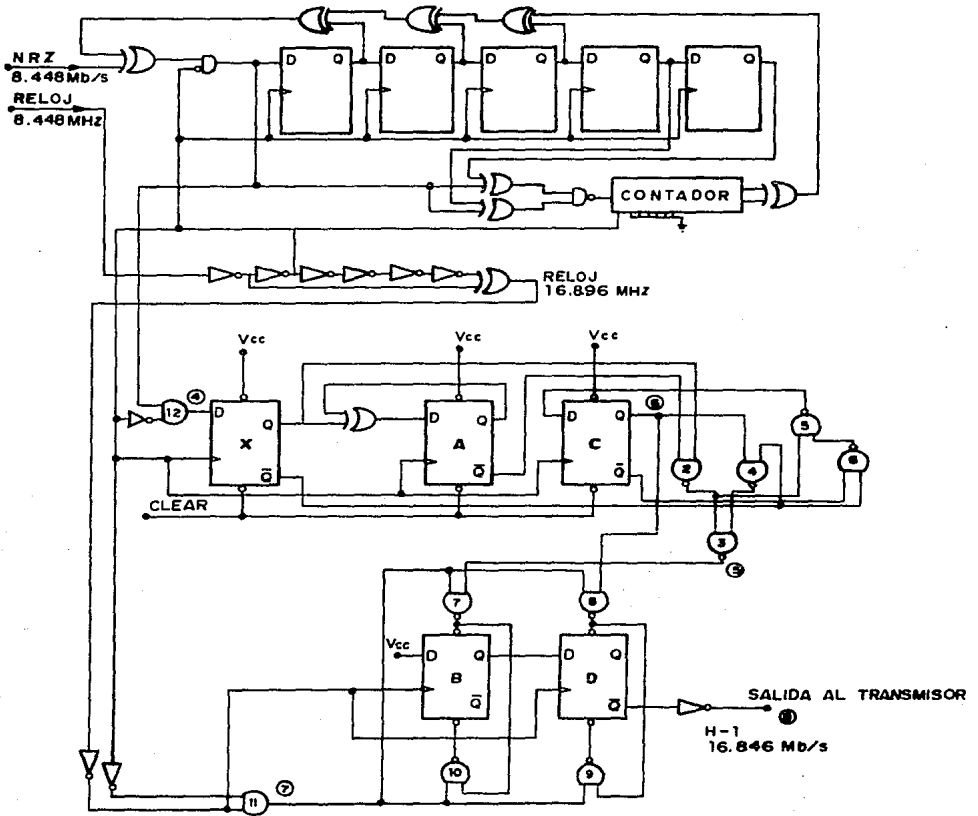
D A T O S N R Z



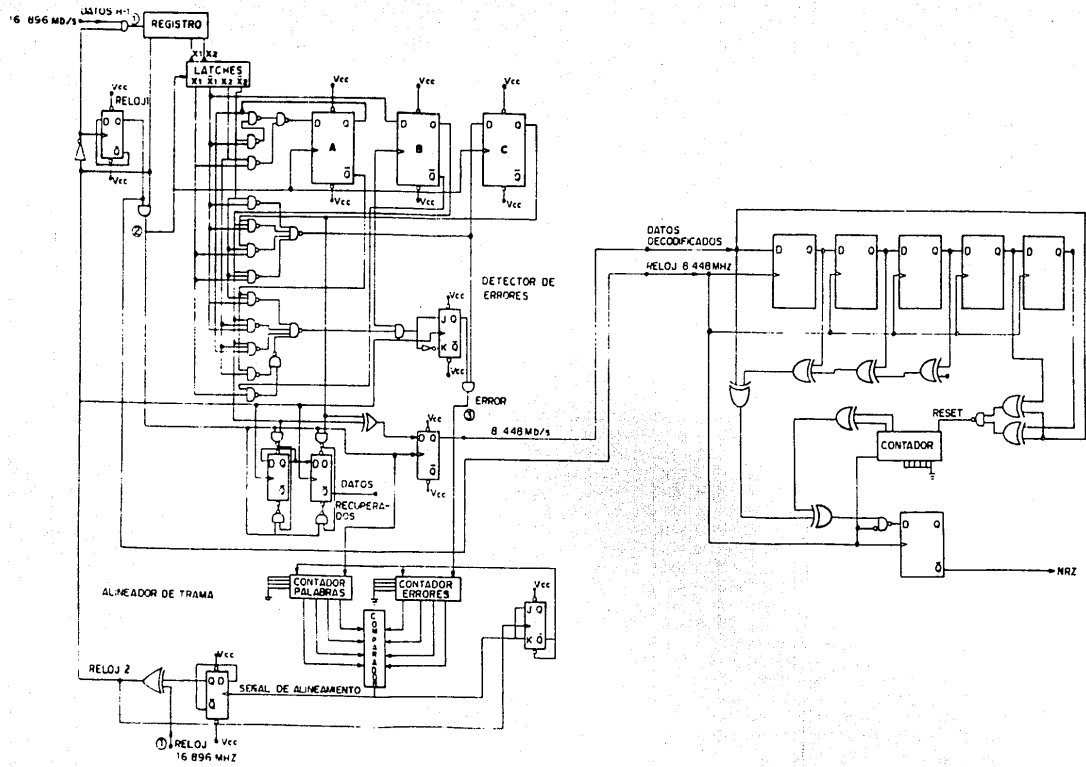
C O D I F I C I O N H 1



GRAFICAS OBTENIDAS EN LA HP-85 DE HEWLETT PACKARD



CIRCUITO FINAL -ALEATORIZADOR\*CODIFICADOR-



CIRCUITO FINAL -DECODIFICADOR\*DESALEATORIZADOR

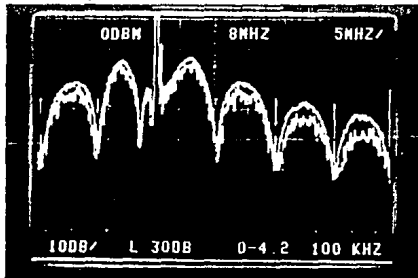


FOTO 1

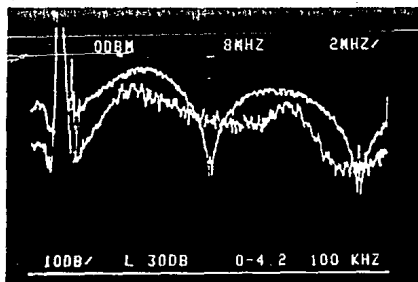


FOTO 2

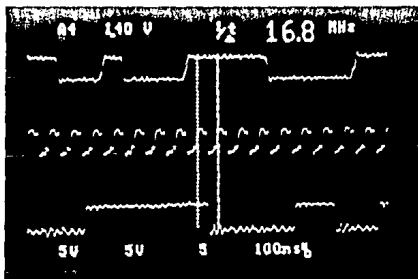


FOTO 3

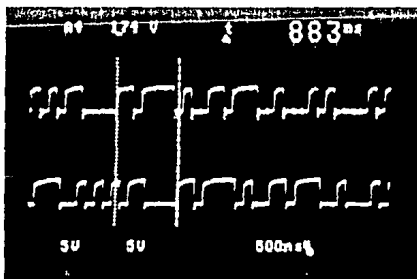


FOTO 4

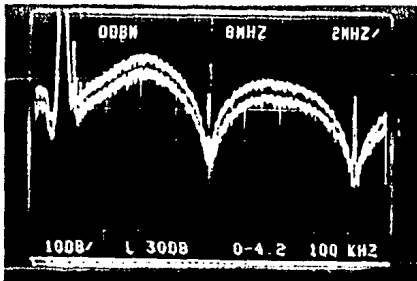


FOTO 5



BIBLIOGRAFIA. CAP. III-IV

- 1.- AMICEE  
"Instrumentación digital".  
Edt Limusa.
- 2.- KOHAVI ZVI  
"Switching and finite automata theory".  
Edt McGraw-Hill.
- 3.- TEXAS Instruments Incorporated.  
"The TTL data book for design engineers".  
Second edition.

## CONCLUSION

## CONCLUSION

Se ha diseñado y desarrollado un sistema codificador-decodificador de línea para un equipo terminal numérico de fibra óptica.

El circuito desarrollado cumple con los requerimientos de la transmisión óptica concernientes a la densidad espectral de potencia, capacidad de monitoreo de errores, polaridad de la señal y contenido de información de sincronización.

El sistema se basa en la aplicación de un código de línea tipo Hedeman.

En éste trabajo se describieron las etapas de diseño conceptual, diseño electrónico y el desarrollo del codificador. Se incluyeron también el diseño y desarrollo de un aleatorizador para adecuar las propiedades estadísticas de la señal de datos de entrada al codificador.

Estas características son obtenidas sin implicar alta complejidad en la implementación electrónica.

El sistema desarrollado utiliza un esquema simple de detección de errores, y como trabajo futuro se prevé la implementación de una configuración más confiable.

El codificador funciona adecuadamente como parte integrante de un equipo terminal numérico de línea óptica a 8 Mb/s. La actividad subsecuente concierne al incremento en la velocidad de transmisión, utilizando componentes más rápidos.

## REFERENCIAS

## REFERENCIAS

- 1.- HENRY Kressel.  
"Topics in Applied Physics".  
"Semiconductor Devices for Optical Communication".  
Vol.39  
Edt.Springer-Verlag Berlin Heidelberg.
- 2.- ARTURO Arvizu M.  
"Desarrollo de un circuito de sincronización de símbolo  
para PCM a 34MBS.  
Tesis Licenciatura. UNAM.
- 3.- D.J.Morris.  
"Code your fiber optic data for speed without losing  
circuits simplicity".  
Electronic Design 22,Octobre 1978,p.p.84-91.
- 4.- Y.Takasaki, M Tanaka.  
"Line coding plans for fiber optic communication systems".  
IEEE Trans.1976, com-24, p.p.404-413.
- 5.- YOSHITAKA Takasaki, Mitsuo Tanaka.  
"Optical pulse formats for fiber optic digital communications".  
IEEE trans.communs.Vol com-24,No4,april 1976,p.p.404-413.
- 6.- ROGER W.Wood.  
"Further comments on the characteristics of the Hedeman  
H-1,H-2 and H-3 coding".  
IEEE trans.communs.Vol com-31.No1,January 1983,p.pl05-110.
- 7.- M. Rousseau.  
"Block Codes for Optical-Fibre Communication".  
Electronics Letters,17th August 1978,Vol.14,No17,p.pl74-176.
- 8.- J.L.Cicero,D.J Costello.  
"Characteristics of the Hedeman H-1,H-2 and H-3 codes".  
IEEE trans.communs.Vol com-29.No6,june 1981,p.p.901-908.
- 9.- SIEMENS  
"Telecom Report".  
"Optical Communications".  
Vol.6 Oct.1983.
- 10.- IITRI.  
"An evaluation of Hedeman H-2 and H-3 codes for data  
transmission and high density digital recording".  
Rep,proy E6444, july 1979, p.p.13-37.

- 11.- G.L. Cariolaro.  
"Spectra of block coded digital signals".  
IEEE trans.communs.Vol com-22, No 10, October 1974.
- 12.- DANIEL Sanchez D.  
"Diseño y Construcción de un transmisor para comunicaciones por fibra óptica".  
Tesis Licenciatura. IPN.
- 13.- ROBERTO Byrd.  
"Diseño y Construcción de un receptor para comunicaciones por fibra óptica".  
Tesis Licenciatura. IPN.
- 14.- J.E.Savage.  
"Some simple self synchronizing digital data scramblers".  
The Bell system technical journal, february 1976, p.p.449-487.