

7  
2ij



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

Escuela Nacional de Estudios Profesionales  
"ARAGON"

## TRANSMISION DE T. V. DIGITAL MEDIANTE SATELITES DE COMUNICACIONES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO  
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A :  
DONACIANO JIMENEZ VAZQUEZ



## **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

	PAG.
PROLOGO	
CAPITULO I. INTRODUCCION.	
1.1 EL SISTEMA DE TELEVISION.	1
1.1.1 Descripción general de la televisión.	1
1.1.2 Sistemas empleados para transmisión de TV.	3
1.2 TELEVISION DIGITAL.	4
1.2.1 Aplicaciones.	5
1.3 SEÑALIZACION BINARIA.	6
CAPITULO II. MODULACION DIGITAL.	
2.1 MUESTREO.	12
2.2 SISTEMAS DE MODULACION DE PULSO O MODULACION ANALOGICA DE PULSOS.	21
2.2.1 Modulación por amplitud de pulso (PAM).	21
2.2.2 Modulación por duración de pulso (PDM).	26
2.2.2.1 Métodos de modulación PDM.	28
2.2.2.2 Análisis espectral PDM.	31
2.2.2.3 Modulación PDM por borde posterior.	36
2.2.3. Modulación por posición de pulso (PPM).	40
2.2.4. Métodos de demodulación por señales PDM y PPM.	43
2.3 MODULACION DE PULSOS CODIFICADOS.	45
2.3.1. Modulación por codificación de pulsos (PCM).	46

2.3.1.1	Error de cuantización en PCM.	53
2.3.1.2	Ruido de cuantización con espaciamento de igual nivel.	53
2.3.2.	Modulación delta (DM).	60
2.3.2.1	Modulación delta sigma.	65
2.3.3.	Modulación diferencial PCM (DPCM).	66
2.4	TECNICAS DE MODULACION DIGITAL.	68
2.4.1	Modulación por corrimiento de amplitud (ASK).	70
2.4.2	Modulación por corrimiento de frecuencia (FSK).	76
2.4.3	Modulación por corrimiento de fase (PSK).	81
2.4.3.1	PSK diferencial.	86
2.4.3.2	Sistemas QPSK.	90
2.4.3.3	Sistemas síncronicos ó diferenciales QPSK/OKQPSK.	97
2.4.3.4	Codificación/decodificación diferencial QPSK/OKQPSK.	98
2.4.3.5	Sistemas de 8 fases (8-PSK).	100
2.5.	MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD Y FASE (APK) O POR AMPLITUD EN CUADRATURA.	103
CAPITULO III. TELEVISION DIGITAL.		
3.1	INTRODUCCION	107
3.1.1	Elementos en el procesamiento digital de imagenes.	107
3.1.2	El nivel de gris.	109
3.1.3	Sistemas de modulación de pulso aplicables a TV.	113
3.2	CUANTIZACION DE IMAGENES.	114
3.2.1	Cuantización por compansión.	122

3.2.2.	Cuantización por adición de ruido (Pseudonoise).	126
3.2.3	Cuantización por escala de gris mejorada (IGS).	129
3.2.4	Cuantización por el sistema rústico-fino (Coarse-Fine).	129
3.2.5	Cuantización por división de banda	130
3.3	CODIFICACION DE IMAGENES.	132
3.3.1	Técnicas de codificación estadística.	134
3.3.1.1	Codificación simple por pixel.	136
3.3.2	Codificación de corrida (Run Coding).	138
3.3.2.a	Codificación Bit-Plane.	140
3.3.3	CODIFICACION POR REPLEGAMIENTO DE CUADRO.	140
3.3.4	Codificación predictiva.	142
3.3.4.1	Modulación delta.	143
3.3.4.2	DPCM.	145
3.3.4.3	Códigos predictivos espaciales.	147
3.3.4.4	Códigos predictivos adaptivos.	150
3.3.4.5	Codificación predictiva en imagenes de color.	153
3.3.5	TECNICAS DE CODIFICACION INTERPOLATIVA.	154
3.3.5.1	Interpolación de origen.	154
3.3.5.2	Interpolación de destinación.	157
3.3.6	CODIFICACION DE IMAGEN POR TRANSFORMADA.	158
3.3.6.1	Codificación de imagen monocromática por transformada.	160
3.3.6.2	Codificación adaptiva por transformada.	168
3.3.6.3	Codificación de imagen de color por transfor- mada.	169

3.3.7 CODIFICACION POR TRANSFORMADA PARA REDUCCION DEL ERROR DE CUANTIZACION.	174
3.3.8 Codificación hibrida: transformada/DPCM.	174
3.3.9 Codificación de facción (forma).	175
3.3.9.1 Codificación por contorno de luminancia.	175
3.3.9.2 Codificación por borde.	178
3.3.9.3 Codificación por textura.	179
3.3.10 CODIFICACION SIMBOLICA.	179
3.3.10.1 Codificación por caracter de área.	179
3.3.11 ANALISIS DE FUNCIONAMIENTO EN CODIFICACION DE IMAGENES.	180
3.3.11.1 Modelos en errores de canal.	181
3.3.11.2 Efectos de error de canal en codificación de imagen monocromática en PCM.	183
3.3.11.3 Efectos de error de canal en codificación de imagen de color en PCM.	184
3.3.11.4 Efectos de error en DPCM.	185
3.4 TECNICAS DE REDUCCION DE ANCHO DE BANDA.	186
3.4.1 Reducción por degradación de imagen.	186
3.4.2 Reducción estadística.	187
3.4.3 Reducción por procesamiento digital directo.	187
3.4.4 Reducción mediante DPCM.	188
3.4.4.1 Sistemas de TV color usando DPCM.	188
3.4.5 REDUCCION MEDIANTE TRANSFORMADAS.	191
3.4.5.1 Transformada de Fourier.	195
3.4.5.2 Transformada Haar.	197
3.4.5.3 Transformada Hadamard.	199
3.4.5.4 Transformada Slant.	200

3.4.5.5 Transformada Karhunen-Loeve	203
3.4.5.6 Transformada Coseno.	204
3.4.5.6.1 Transformada Coseno por simetría semejante.	205
3.4.5.6.2 Transformada Coseno por simetría impar.	206
3.4.5.7 Transformada Seno.	207
3.4.5.8 Transformada SVD.	207
RESUMEN.	210
3.5 ESTANDARES DE CODIFICACION EN TELEVISION DIGITAL.	212
3.5.1 Historia.	212
3.5.2 Tipos de codificación.	213
3.5.3 Frecuencias de muestreo en televisión digital.	216
3.5.4 Jerarquias de transmisión.	220
3.5.5 Estándares de codificación de TV digital.	224
CAPITULO IV. SISTEMAS DE SATELITES.	
4.1 LOS SATELITES DE COMUNICACIONES.	229
4.2 Ventajas de la transmisión digital.	229
4.3 Enlaces tierra satélite.	231
4.3.1 Orbitas.	231
4.3.2 Frecuencias.	234
4.3.3 Parámetros de enlace ascendente/descendente.	237
4.3.3.1 Antena isotrópica.	239
4.3.3.2 Ganancia de una antena.	240
4.3.3.3 Pérdidas en el espacio libre.	241
4.3.4 ATENUACION Y EFECTOS DEL RUIDO.	242
4.3.4.1 Ruido.	244
4.3.4.2 Parámetros usados frecuentemente.	248

4.3.5 ECUACIONES DE ENLACE.	249
4.4 TRANSPONDERS DE SATELITES.	254
4.4.1 El transponder y las antenas asociadas.	254
4.4.2 Procesamiento en transponders.	256
4.5 ESTACIONES TERRENAS.	258
4.5.1 Antenas.	258
4.5.1.1 Antenas parabólicas.	258
4.5.2 CONFIGURACION DE ESTACIONES TERRENAS.	261
CAPITULO V. COMUNICACIONES POR SATELITES.	
5.1 CODIFICACION PARA TRANSMISION BINARIA.	263
5.1.1 Códigos de bloques.	264
5.1.1.1 Códigos de repetición.	264
5.1.1.2 Códigos de Hamming.	270
5.1.1.3 Códigos ciclicos.	273
5.1.1.4 Códigos BCH.	276
5.1.1.5 Códigos Golay.	276
5.1.2 CODIGOS CONVOLUCIONALES.	276
5.2 TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE POR SATELITE DIGITAL.	282
5.2.1 TDMA.	283
5.2.1.1 Arquitectura básica del TDMA.	285
5.2.1.1.1 Burst de referencia.	288
5.2.1.1.2 Burst de tráfico.	291
5.2.1.1.3 Eficiencia del cuadro TDMA.	291
5.2.1.2 ARQUITECTURA DE CONTROL DEL SISTEMA TDMA.	292
5.2.1.3 Implementación de terminales TDMA.	294



5.2.1.3.1 CTTE (equipo común en terminales TDMA).	295
5.2.1.3.2 TIE (equipo de interface terrestre).	295
5.2.1.3.3 BM (modems de Burst).	297
5.2.2 FDMA.	299
5.2.2.1 Principios del FDMA.	299
5.2.2.2 SCPC.	300
CONCLUSIONES.	303
REFERENCIAS.	305
BIBLIOGRAFIA.	307

## PROLOGO

Durante los últimos años la tecnología ha tenido un gran auge, con esto, las comunicaciones tienden a cambiar su estructura a los formatos digitales, que con el aumento de tecnología en este campo tienden a ser más eficientes.

Este trabajo se refiere únicamente al campo de la *Televisión Digital* que ha demostrado tener un amplio panorama como el de la *Televisión Analógica*, en manejo quizá en este momento no sea muy comercial debido a inconvenientes en la transformación de un sistema a otro, existe en la etapa de prueba en el teléfono con imagen y en algunos países europeos en sistemas por cable.

Otro sistema empleado por la T.V. digital es en la comunicación por satélite, sistema que no se ha desarrollado en su totalidad como con la T.V. analógica; en este trabajo se trata de dar a conocer la mayoría de los sistemas empleados en la televisión digital que para muchos es aún desconocida y que sin embargo es empleada en muchos países en el campo de la investigación. Algunos de ellos la emplean en la exploración de nuevos mundos, refiriéndose a campo de la astronomía. (Transmisión de fotografías).

El envío de imágenes digitales mediante satélite no es tan empleado en la actualidad debido a que en este momento la televisión analógica desplaza casi en su totalidad a este sistema.

## II.

Existen inconvenientes en el uso de el sistema analógico por satélite, estos son resueltos facilmente con el sistema digital y además son más eficientes.

En todo este trabajo se demuestra que el uso de la televisión digital tiene más beneficios que inconvenientes, desde su manejo hasta en la transmisión en los sistemas utilizados para comunicación digital de alta velocidad, por ejemplo las fibras ópticas.

Este trabajo se desarrolla de la siguiente manera: en el capítulo I se muestra brevemente el sistema analógico de televisión, se dan aspectos generales que son necesarios para el campo digital, además de darse las formas de onda características de los formatos digitales más empleados, se dan algunas aplicaciones de la televisión digital en forma breve que además no son las únicas.

En el capítulo II comienza con el muestreo de señales periódicas, se maneja un solo tipo de muestreo en el, se dan capacidades de canal en el terreno digital y características generales de el sistema, este capítulo analiza como convertir una señal analógica a otra digital mediante el muestreo adecuado.

Después de el muestreo, continua con el análisis de sistemas de modulación por pulso, esto se realiza debido a que se pueden enviar señales digitales de T.V. por medio de cualquiera de los 3 sistemas, se muestran estos datos desde su ecuación en tiempo hasta su espectro en frecuencia y características generales.

### III.

En ello se dan las referencias adecuadas para las personas interesadas en el desarrollo profundo de estos, estas referencias se encuentran al final de este trabajo.

El análisis de señales PAM, es necesario debido a que el paso siguiente del muestreo es la cuantización, con las señales PAM se realiza el proceso dividiendo las amplitudes con cierto número de niveles, llamados niveles de cuantización.

El proceso siguiente es la codificación, después de cuantizarla hay que asignarle un código a esa amplitud, para esto se realiza un breve análisis de la modulación por pulsos codificados (PCM).

En el análisis de PCM se hace necesario ver algunas variantes de él como el DPCM y la modulación delta; en T.V. digital se emplea el análisis DPCM para economizar el ancho de banda empleado, con estos 2 sistemas se obtiene un ahorro adecuado en el.

Posteriormente ya teniendo las señales de banda base binarias el paso siguiente es el envío de ellas por cualquier canal ó sistema de transmisión, empleando cualquiera de las técnicas vistas en este mismo capítulo; se hace un análisis más detallado de la modulación PSK debido a que es el sistema empleado en la transmisión de T.V., datos y telefonía mediante satélites.

El capítulo III se refiere a la T.V. digital comenzando con los parámetros empleados, siguiendo con las técnicas de cuantización, algunas de ellas hacen referencia a

el ahorro en el ancho de banda, en el paso siguiente que es la codificación se analizan casi todas las técnicas desarrolladas en la actualidad para la codificación de imágenes con el subsecuente ahorro en banda, las que no se analizan se remiten a las referencias.

La reducción del ancho de banda es necesario, por ello se desarrollan las técnicas empleadas, algunas se ven con mayor profundidad debido a la importancia en este campo, al final de él se encuentran los estándares y recomendaciones para la transmisión.

En los últimos dos capítulos se refieren a los sistemas de satélites empleados en la actualidad, su análisis es breve, se dan las ecuaciones de enlace ascendente/descendente, para el acceso en ellos se ven en el capítulo V los códigos empleados, se mencionan referencias adecuadas para un estudio más profundo de ellos. Los sistemas de acceso múltiple se ven para finalizar este capítulo se analizan únicamente 2 de ellos el FDMA y el TDMA ambos son los más empleados en la actualidad, se profundiza más en el sistema TDMA ya que este es la técnica más eficiente para formatos digitales, esta técnica no es muy empleada en la actualidad pero muestra a futuro ser la mejor de ellas.

Al hablar de imágenes en este trabajo debo aclarar que no se refiere únicamente a televisión digital, estas pueden ser cualquier tipo de imágenes como por ejemplo fotografías las cuales su procesamiento es similar y se aplican las mismas técnicas.

## CAPITULO I

## INTRODUCCION

## 1.1. EL SISTEMA DE TELEVISION.

La televisión es la información visual de algún objeto o escena que es convertida en una señal eléctrica para su posterior transmisión, esta en el receptor es nuevamente ensamblada en términos generales en un tubo de rayos catódicos (TRC).

La imagen puede ser cromática o monocromática, la imagen monocromática es conocida comunmente como blanco y negro (B y N), la imagen cromática no es otro sino la misma señal B y N con la correspondiente superposición de color.

## 1.1.1. DESCRIPCION GENERAL DE LA T.V.

El ancho de banda de un canal comercial de T.V. es de 6 MHz, asignando este por la F.C.C., este ancho de banda estan multiplexados la señal de luminancia o señal *y* (la señal *y* está únicamente la información en blanco y negro), la señal de crominancia o señal *c* (en ella está la información de color) y por último la señal de audio, estas 3 señales se encuentran presentes en la señal compuesta de video, la señal compuesta se modula en AM con banda lateral residual, la información del sonido se modula en FM y con una maxima excursión de frecuencia de  $\pm 25$  KHz.

El ancho de banda de la señal  $y$  es de 4.2 MHz, estas especificaciones se encuentran normalizadas en todo el mundo.

El sistema de televisión utiliza un barrido entrelazado, es decir dos campos alternados uno con otro, esto se hace con el fin de evitar el parpadeo en la imagen reproducida.

El número de líneas por cuadro debe ser suficientemente grande para que incluya el mayor número de elementos de imagen y por consiguiente más detalles.

El número de cuadros también tendrá que ser grande para que esta imagen se mantenga grabada en la retina y este de el efecto de movimiento aparente en la imagen.

Como se había mencionado, la señal compuesta de la video contiene la señal de color, luminancia y audio, a estas señales se les añade los pulsos de sincronización de barrido así como el correspondiente de color, de esta forma se hace la señal compuesta, vease la figura 1.1.

Para el estandar NTSC se tiene 525 líneas por cuadro, la frecuencia de línea es de 15750 Hz, el tiempo de esta línea es de 63.5  $\mu$ seg. aproximadamente, este tiempo de línea se mantiene activa 53.5  $\mu$ seg. el tiempo restante es para el pulso llamado de blanqueo que es el tiempo que tarda en regresar el haz de la parte derecha a la parte izquierda de la pantalla, este tiempo es de aproximadamente 10  $\mu$ seg, (es también llamado pulso de borrado, generalmente este pulso no aparece en la imagen reproducida debido a que satura el TRC). Además de los pulsos de borrado se encuentran tam-

bién pulsos de sincronía vertical y sincronía horizontal.

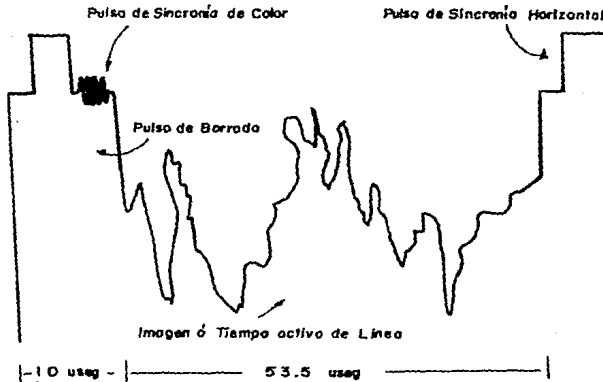


FIG. (1.1) LA SEÑAL DE VIDEO COMPUESTA.

En el muestreo de la señal de video estos pulsos pueden omitirse para reducir así el ancho de banda ocupado.

#### 1.1.2. SISTEMAS EMPLEADOS PARA TRANSMISION DE T.V.

En todo el mundo son empleados normas que no son las mismas en todos los países; por esta razón no son compatibles en algunos aspectos; en la tabla 1.1 se encuentran señalados los tres sistemas principales de televisión: NTSC (National Television System Committe), PAL y SECAM, los



dos últimos sistemas son empleados en Europa.

En televisión digital se busca hacer compatible estos sistemas mediante el muestreo adecuado en ellos.

TABLA (1.1) SISTEMAS PRINCIPALES DE T.V.

SISTEMAS DE COLOR	NTSC	PAL	SECAM
Lineas de cuadro	525	625	625
Frecuencia de campo (Hz)	30	25	25
Ancho de banda de video (MHz)	4.2	de 5 a 6	6
Subportadora de color (MHz)	3.58	4.43	4.43
Ancho de canal (MHz)	6	8	8
Frecuencia de Línea (Hz)	15750	15625	15625

Para más detalles en televisión analógica desde sus inicios, frecuencias asignadas, normas y aspectos generales vease la referencia (1).

## 1.2. TELEVISION DIGITAL.

La televisión digital tiene varias ventajas sobre la forma analógica como son:

1. Mayor eficiencia en el multiplexado.
2. Miniaturización posible.
3. Precisión en el manejo de datos.
4. Mayor capacidad en el manejo de los mismos.

Prácticamente no es posible cambiar de la forma analógica a la forma digital en corto tiempo; esto es debido a que tendría que cambiarse todo el sistema, desde los estudios y los circuitos de producción, más sin embargo es una forma más eficiente por las ventajas que tiene a corto plazo

La radiodifusión por satélite y la distribución por fibra óptica son dos formas posibles para la distribución de la televisión digital.

#### 1.2.1. APLICACIONES.

Dentro de la televisión digital existen infinidad de aplicaciones, no se aplica en la televisión comercial debido a que existe problemas en el ancho de banda pero aún con este inconveniente en algunos países de europa este sistema es aplicado con éxito mediante fibra óptica.

Uno de los mayores usos es en la exploración espacial. Esto es mediante el envío de imagenes digitales a través del espacio libre. La mayor cantidad de estudios en este aspecto se encuentra en "Jet Propulsion Laboratory" (JPL) y la NASA en los Estados Unidos.

El principio de la digitalización de imagenes y el envío de estas podrían decirse que fue en el envío de imagenes de la superficie lunar, esto fue con los exploradores RANGER III, IV y V los cuales enviaron al final 5814 imagenes, algunos de ellos usando por primera vez la transformación de Fourier en la compresión del ancho de banda.

El MARINER 4 en 1964 envió imágenes de 200X200 pixels de la superficie de marte, en 1969 se utilizó un complejo codificador para reducir el monto de datos transmitidos.

En 1971 EL MARINER envió 7300 imágenes de la órbita de marte, todas estas imágenes fueron en blanco y negro además de observarse un bajo contraste en ellas.

Hasta 1973 EL MARINER envió 16000 imágenes de la tierra, la luna y mercurio con una muy buena calidad en la imagen, en ese entonces se envió a unas tasas de datos de 117.600 bits/seg.

El proyecto VIKINGO fue el primero en usar imágenes de 1024 X 1024 pixels (para más detalles de estos proyectos vease la referencia (2)).

### 1.3. SEÑALIZACION BINARIA.

Se entiende por un mensaje binario o señal binaria a una secuencia de dos tipos pulsos o formas de onda, que se presentan en intervalos iguales en el tiempo, estos dos tipos de pulsos pueden ser como se muestra en la figura 1.2.

En (a) se conoce como señal encendido-apagado (on-off), en (b) se tiene una secuencia arbitraria de pulsos

Estos pulsos tiene un intervalo T que se conoce como intervalo binario.

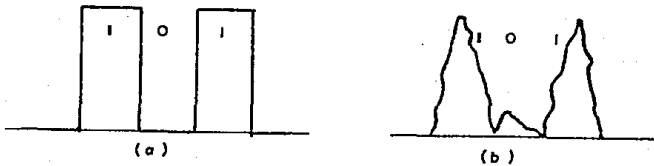


FIG. (1.2) UNA SECUENCIA BINARIA.

Existen varias señales binarias que son:

1. Encendido-apagado.
2. Secuencia polar y señal bipolar en donde se encuentran las señales sin retorno a cero y señal sin retorno a cero encendido y apagado; estas señales se muestran en la figura 1.3.

De ellas la señal bipolar es usada para reducir los componentes espectrales de C.C, el modo más común de la transmisión binaria es la denominada transmisión sin regreso a cero (NRZ), esta señal es muy ocupada sobre todo en la modulación PSK, en la señal encendido-apagado el 1 representa el pulso positivo y el 0 la ausencia de pulso. La señal polar se alterna los unos y ceros en polaridad.

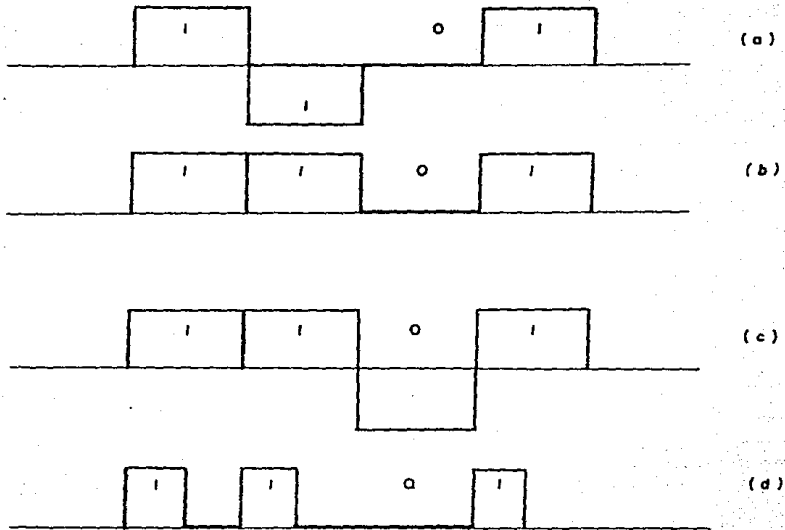


FIG. (1.3) EJEMPLOS DE SEÑALIZACION BINARIA.

- a) SEÑAL BIPOLAR.
- b) SEÑAL SIN RETORNO A CERO.
- c) SEÑAL SIN RETORNO A CERO: POLAR.
- d) SEÑAL CON RETORNO A CERO



## CAPITULO II

## MODULACION DIGITAL

Se considerará un mensaje digital (ó binario) ya que este se está convirtiendo rápidamente en la forma mas usual en la transmisión de señales que contiene información, ya sea por que el mensaje se encuentra directamente en forma digital, como en el caso de la salida de una computadora ó por que es necesario convertirlo en forma digital.

Como todos los sistemas de comunicaciones transmiten de una u otra forma información, se analizará la se-cuencia digital bianria en todo este trabajo. Aunque en la actualidad podría transmitirse un patrón de señal más complejo que el de los símbolos binarios, se preferirá normalizar todo tipo de mensajes con sus equivalentes binarios.

Supóngase que se tiene un intervalo de  $T$  segundos de duración en el cual se transmitirá información a una amplitud máxima de voltaje, vease figura 2.1.

En donde  $\tau$  representa el ancho de pulso ó mínimo tiempo requerido para que se registren cambios de nivel de energía de la señal.

La capacidad del sistema, o velocidad máxima a la que se puede transmitir información está en función de  $\tau$  y de  $n$ , el número de niveles de amplitud distinguibles, entonces la información enviada depende de la combinación de niveles que se tengan. Para el ejemplo mostrado en la figu-

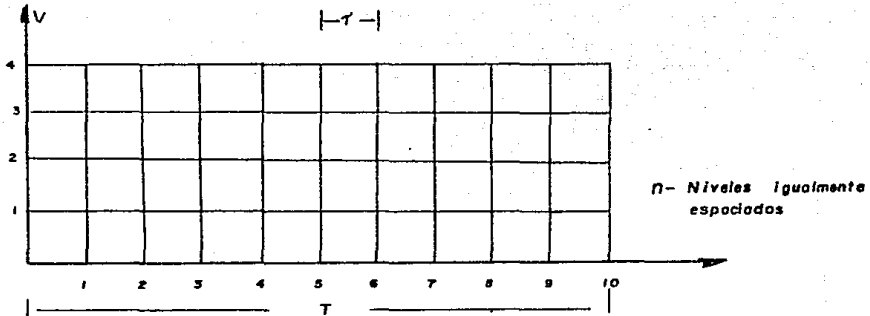


FIG. (2.1) PERIODO BINARIO.

ra (2.1), la cantidad de información que se manda dependerá de  $n \frac{(10)}{1}$  combinaciones posibles de niveles esto es en forma general.

$$n \left( \frac{T}{\tau} \right) \quad (2.1)$$

La información debería ser proporcional, al -- tiempo de transmisión. El contenido de información puede hacerse proporcional a  $T$  tomando el log de  $n^{(T/\tau)}$  de los que resulta:

$$\text{Información transmitida en } T \text{ segundos } \propto \frac{T}{\tau} \log n$$

El factor de proporcionalidad usado dependerá de la base del logaritmo empleado. En mensaje binario la base más usada es 2, con lo que:



$$\text{Información} = \frac{T}{\tau} \log_2 n \quad \text{bits} \quad (2.2)$$

En un sistema binario  $n = 2$  niveles.

La capacidad del sistema puede definirse como la máxima velocidad de transmisión de información. A partir de la ecuación anterior se tiene que:

$$C = \frac{\text{Información}}{T} \quad (2.3)$$

$$C = \frac{\frac{T}{\tau}}{T} \log_2 n$$

$$C = \frac{1}{\tau} \log_2 n \quad \text{bits/seg} \quad (2.4)$$

## 2.1. MUESTREO

Considérese una señal analógica  $f(t)$ , que varía continuamente, a la que se desea convertir a una forma digital.

Esto se logra, al muestrear en primer lugar a  $f(t)$  a una velocidad de  $f_c$  muestras por segundo.

Para ilustrar esto en forma conceptual utilizaremos un interruptor mecánico que gira a  $f_c$  veces por segundo, tal como se ilustra en la figura 2.2.

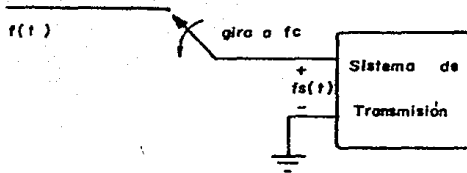


FIG. (2.2) INTERRUPTOR MECANICO Y SISTEMA DE TRANSMISION.

Supóngase que el interruptor permanece cerrado (en línea con  $f(t)$ ) durante  $\tau$  segundos. Habrá que tener presente que la velocidad tendrá que ser constante, esto es periódica, por tanto esta velocidad será  $f_c = \frac{1}{T}$  veces por segundo. Entonces el tiempo que el interruptor permanece cerrado tendrá que ser forzosamente mucho menor que  $T$  segundos, esto se puede apreciar en la figura 2.3.

En la figura 2.3.a se observa la señal que se vá a muestrear, en la 2.3.b  $\tau$  es el ancho del pulso ó tiempo de muestreo esto es el tiempo en que el interruptor permanece en línea con  $f(t)$ , aquí se observa que  $\tau \ll T$ , siendo  $T = 1/f_c$  el intervalo de muestreo. La figura 2.3.c muestra la salida del interruptor en donde  $f_s(t)$  es entonces una versión muestrada de  $f(t)$  la cual contendrá toda la información de  $f(t)$ .

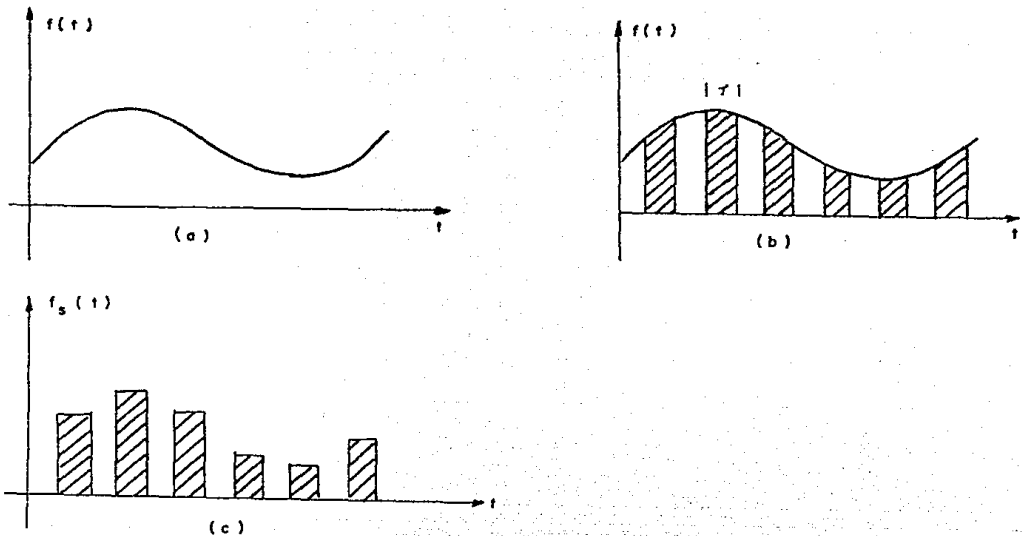


FIG. (2.3) PROCESO DE MUESTREO DE UNA SEÑAL  $f(t)$ .

Este proceso se introduce para convertir la señal  $f(t)$  a la forma digital y poder continuar después con el procesamiento y transmisión.

Si suponemos una señal  $f(t)$  que está limitada en banda a  $B$  Hertz, es decir que no existe ninguna componente de frecuencia mas allá de la frecuencia de corte  $f = B$  y la cual se observa en la figura 2.4.

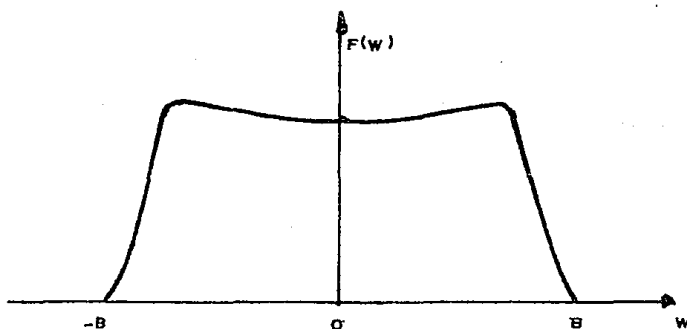


FIG. (2.4) SEÑAL DE INFORMACION LIMITADA EN BANDA A  
B Hz.

Con la señal  $f(t)$  limitada en banda se podrá de mostrar que el muestreo de la señal no destruye el contenido de la información, siempre que la velocidad de muestreo sea  $f_c \geq 2B$ .

La mínima velocidad de muestreo de  $2B$  veces por segundo se le denomina velocidad de muestreo de Nyquist y al termino  $1/2B$  se llama intervalo de muestreo de Nyquist o sea:

$$T = \frac{1}{2B} \quad (2.5)$$

Esta demostración se hace mediante el análisis de Fourier.

La señal muestreada  $f_s(t)$  puede representarse en los términos siguientes.

$$f_s(t) = f(t) S(t) \quad (2.6)$$

en donde  $S(t)$  es una serie de pulsos periódicos de amplitud unitaria, ancho  $\tau$  y periodo  $T = 1/f_c$ , como puede observarse en la figura 2.5.

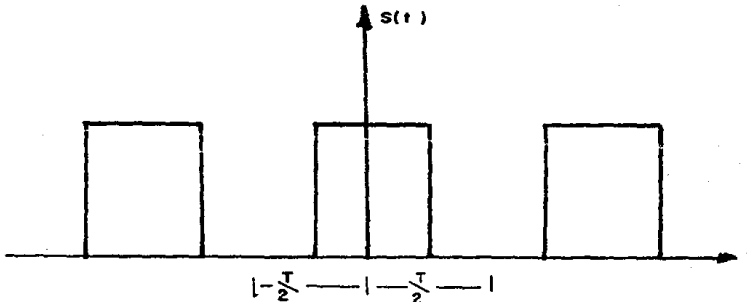


FIG. (2.5) TREN PERIODICO DE PULSOS.

La serie de Fourier de la ecuación  $f_s(t)$  puede obtenerse mediante:

$$f_s(t) = d f(t) \left( 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \text{Cos } 2\pi n f_c t \right) \quad (2.7)$$

en donde  $d$  es el ciclo de trabajo y está dado por

$$d = \tau/T$$

$$f_s(t) = d f(t) + 2d f(t) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \text{Cos } 2\pi n f_c t$$

El espectro de la señal muestreada  $F_s(\omega)$  se representa por.

$$\begin{aligned} f_s(t) &= f(t) S(t) \\ F(f_s(t)) &= F(f(t) s(t)) \end{aligned} \quad (2.8)$$

Utilizando una de las propiedades de la transformada de Fourier (teorema de la convolución en frecuencia (vease la referencia 3)).

$$\begin{aligned} F_S(\omega) &= F(f(t) S(t)) \\ F_S(\omega) &= \frac{1}{2\pi} F(\omega) * S(\omega) \\ F_S(\omega) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(x) S(\omega - x) dx \end{aligned} \quad (2.9)$$

La transformada de Fourier de la función de muestreo  $S(t)$  está dada por un conjunto de funciones impulso idénticas e igualmente espaciadas en frecuencia.

$$S(\omega) = 2\pi d \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) \delta(\omega - n\omega_c) \quad (2.10)$$

$$\text{en donde } d = \frac{T}{T} \quad \omega_c = \frac{2\pi}{T}$$

Y sustituyendo 2.10 en 2.9 se tiene

$$F_S(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(x) \left( 2\pi d \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) \delta(\omega - n\omega_c) \right) dx$$

$$F_S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} F(x) d \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) (\delta(\omega - n\omega_C) - x) dx$$

$$F_S(\omega) = d \int_{-\infty}^{\infty} F(x) (\delta(\omega - n\omega_C) - x) dx \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right)$$

pero

$$\int_{-\infty}^{\infty} F(x) (\delta(\omega - n\omega_C) - x) dx = F(\omega - n\omega_C)$$

$$F_S(\omega) = d F(\omega - n\omega_C) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) \quad (2.11)$$

Para  $n = 0$  el término  $\frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} = 1$

$$F_S(\omega) = d F(\omega)$$

Entonces 2.11 resulta

$$F_S(\omega) = d \left( F(\omega) + F(\omega - n\omega_C) \sum_{\substack{n \neq 0 \\ n \in \mathbb{Z}}} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) \right)$$

$$d = \frac{T}{T}$$

$$F_S(\omega) = d F(\omega) + d \sum_{\substack{n \neq 0 \\ n \in \mathbb{Z}}} \left( \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \right) F(\omega - n\omega_C) \quad (2.12)$$

La amplitud de las armónicas disminuye de acuerdo con  $\frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d}$

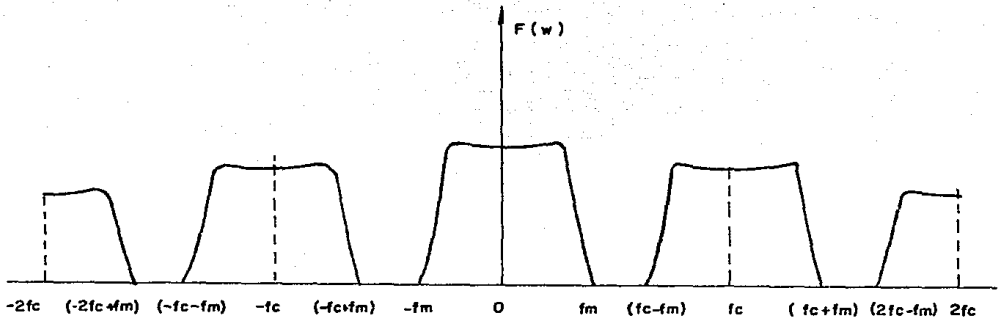


FIG. (2.6) ESPECTRO EN FRECUENCIA DE LA CUAL APARECE LA SEÑAL LIMITADA EN BANDA y SUS ARMÓNICAS.

De la figura 2.6 anterior se observa que  $f(t)$  puede obtenerse de  $f_s(t)$  por medio de un filtro paso bajas el cual dejara pasar a  $F(\omega)$ .

Los sistemas que transmiten estos valores muestreados son llamados "Sistemas de Datos Muestreados" o Modulación por Pulsos".

También de la figura 2.6 se observa que  $f_c$  es la separación mínima entre espectros si la frecuencia de muestreo disminuye ( $f_c$ ) entonces el espectro comenzará a juntarse unas con otras y es evidente que las componentes espectrales de la figura 2.6 anterior se traslapan y se confunden entre si, esto ocurre siempre que  $f_s < 2f_m$  y se le da el nombre descriptivo de interferencia de espectrales (*Aliasing*).



La frecuencia límite a la cual  $F(\omega_c)$  se unen está dada por:

$$f_c - B = B$$

$$f_c = 2B$$

Lo cual es justamente la velocidad de muestreo dada por Nyquist.

De lo anterior podemos decir que una señal eléctrica que satisfaga ciertos requisitos se puede reproducir íntegramente por un conjunto apropiado de muestras instantáneas. Si esto se cumple, la teoría de muestreo establecerá las condiciones necesarias y solo se necesitará transmitir valores muestra según se presente en vez de enviar la señal en forma continua, a esto se le llama "Modulación de Pulsos" que ofrece. Ventajas sobre la de onda continua ( $c\omega$ ) - que son:

1. La potencia transmitida se puede concentrar en ráfagas cortas en vez de enviarse en forma continua.
2. Los intervalos entre pulsos se pueden llenar con valores muestra de otras señales permitiendo así la transmisión de otros mensajes en un solo sistema de comunicación.

Si un mensaje se describe en forma adecuada por sus valores muestra entonces se puede transmitir por medio de la modulación analógica de pulsos en donde sus valores muestra modulan en forma directa a un tren periódico de pulsos con un pulso de cada muestra.

## 2.2. SISTEMAS DE MODULACION DE PULSOS O MODULACION ANALOGICA DE PULSOS.

Aunque existen numerosas variedades de la modulación analógica de pulsos, aquí solo analizaremos únicamente los 3 tipos más importantes que son:

- . Modulación por amplitud de pulsos (PAM) (Pulse amplitude modulation).
- . Modulación por duración de pulsos (PDM) (Pulse duration modulation).
- . Modulación por posición de pulsos (PFM) (Pulse position modulation).

A estos 3 se les conoce como *Sistemas de Modulación de Pulso ó Modulación Analógica de Pulsos*.

### 2.2.1. MODULACION POR AMPLITUD DE PULSO (PAM).

En la modulación por amplitud de pulso, la amplitud de el tren de pulsos digitales varia en forma proporcional con la amplitud de la señal moduladora. Básicamente la señal moduladora  $f(t)$  se muestrea por el tren digital  $S(t)$  de pulsos de acuerdo con el teorema del muestreo antes descrito.

La mayoría de los sistemas digitales actualmente transmiten muchas señales en forma simultanea, en lugar de transmitir solo una. En el proceso de muestreo con una muestra muy angosta de  $\tau$  segundos que se toma cada  $T$  segun-

dos, quedarán espacios vacíos y no se transmitirá información alguna, entonces es posible transmitir otras señales de información provenientes de otras fuentes en los intervalos vacíos, este proceso es conocido como multiplexaje por división de tiempo.

En las figuras siguientes 2.7a, b, c, d, pueden verse las ondas y el diagrama del circuito de muestreo.

En ellas se observa la forma característica de las señales PAM. Los cuales tendrán la forma de la envolvente de la señal analógica en un tren de pulsos digitales.

Por otra parte como se podría inferir de su similitud con la AM, las señales PAM no son mejores que la transmisión de banda base en cuanto a ruido se refiere y el ancho de banda excesiva es una condición definida. A causa de esto las señales PAM se emplea raras veces para transmisión de mensajes, en canal único, más sin embargo este tipo de modulación juega un papel muy importante en la multicanalización por división de tiempo, en la reconstrucción de un mensaje y en el estudio de técnicas de modulación de pulsos más complejos.

Para obtener la ecuación general de las señales PAM de ecuación 2.7.

$$f_s(t) = d \left( 1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \text{Cos } 2\pi n f_c t \right)$$

$$d = \frac{\tau}{T}$$

que es la ecuación general de un tren de pulsos.

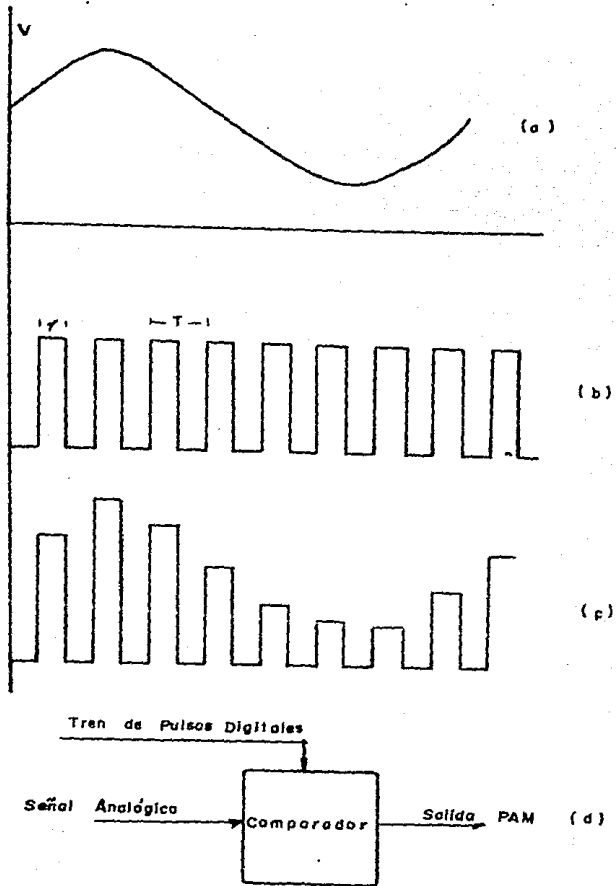


FIG. (2.7 a, b, c, d) PROCESO DE OBTENCION DE LA SEÑAL PAM MEDIANTE UNA SEÑAL ANALOGICA (a), UN TREN DE PULSOS (b).

Y de la ecuación general de una señal modulada en amplitud.

$$\phi_{AM}(t) = A \cos \omega_p t \left( 1 + M \cos \omega_m t \right) \quad (2.13)$$

en donde

A : Valor pico de la señal portadora.

M : Índice de modulación en A.M.

Recordando que el índice de modulación en AM  $\leq 1$

Por lo cual podemos deducir que multiplicando por el factor.

$$1 + M \cos \omega_m t$$

Al tren de impulsos obtendremos la ecuación general PAM.

$$\phi_{PAM}(t) = (1 + M \cos \omega_m t) \left( d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos 2\pi n f_c t \right) \quad (2.14)$$

$$\begin{aligned} \phi_{PAM}(t) &= (1 + M \cos \omega_m t) \left( d + 2d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos 2\pi n f_c t \right) \\ &= d + Md \cos \omega_m t + 2d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos 2\pi n f_c t + 2Md \sum_{n=1}^{\infty} \end{aligned}$$

$$\frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos 2\pi n f_c t \cos \omega_m t$$

Pero:

$$\cos A \cos B = \frac{1}{2} (\cos(A + B) + \cos(A - B)) \quad (2.15)$$

Entonces

$$\begin{aligned} \phi_{\text{PAM}}(t) &= d + Md \cos \omega_m t + 2d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos 2\pi n f_c t \\ &+ 2Md \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \left( \frac{1}{2} (\cos (2\pi n f_c + \omega_m) t \right. \\ &\left. + \cos (2\pi n f_c - \omega_m) t) \right) \end{aligned}$$

$$2\pi n f_c = n\omega_c$$

$$\begin{aligned} \phi_{\text{PAM}}(t) &= d + Md \cos \omega_m t + 2d \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} \cos n\omega_c t \\ &+ Md \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d} (\cos(n\omega_c + \omega_m) t + \cos(n\omega_c - \omega_m) t) \quad (2.16) \end{aligned}$$

Obteniendo la transformada de Fourier de la ecuación 2.16 anterior el espectro en frecuencia resulta:

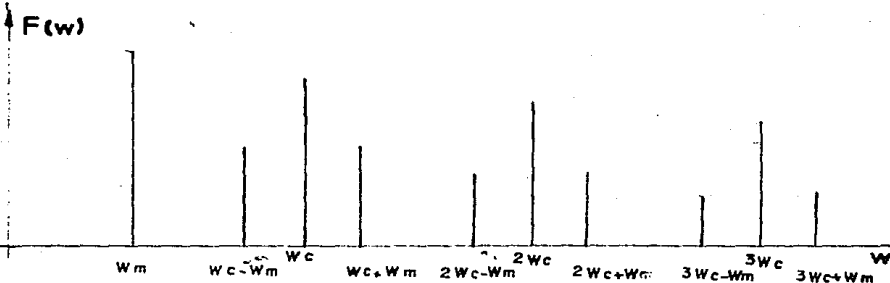


FIG. (2.8) ESPECTRO FRECUENCIA DE UNA SEÑAL PAM.

La amplitud de las armónicas también dependen de el factor  $\frac{\text{Sen } n\pi d}{n\pi d}$ .

En particular se puede observar que la expresión de  $\phi_{\text{PAM}}(t)$  ecuación 2.16 que la modulación analógica original se produce directamente en la salida a la frecuencia  $\omega_m$  con amplitud  $M_d$ . Por consiguiente, para recuperar la modulación. La señal PAM se pasará a través de un filtro paso bajas y se obtiene una salida formada por una componente continua y la señal moduladora.

### 2.2.2. MODULACION POR DURACION DE PULSO (PDM)

Existen varios tipos de modulación por tiempo de pulso (PTM) que regularmente se emplean para multiplexaje por división de tiempo.

En PAM la señal modulada varia la amplitud de el tren de pulsos los cuales tienen un ancho ( $\tau$ ) específico o tiempo de duración, una alternativa de modulación es variar ya no la amplitud sino el tiempo de duración de los pulsos digitales, en otras palabras la anchura de los mismos, que están de acuerdo con la señal modulada, de tal modo la modulación por tiempo de pulso puede ser perfecta en un número de formas una de ellas es la modulación por duración de pulso (PDM).

En la figura 2.9 se muestra la forma de onda PDM.

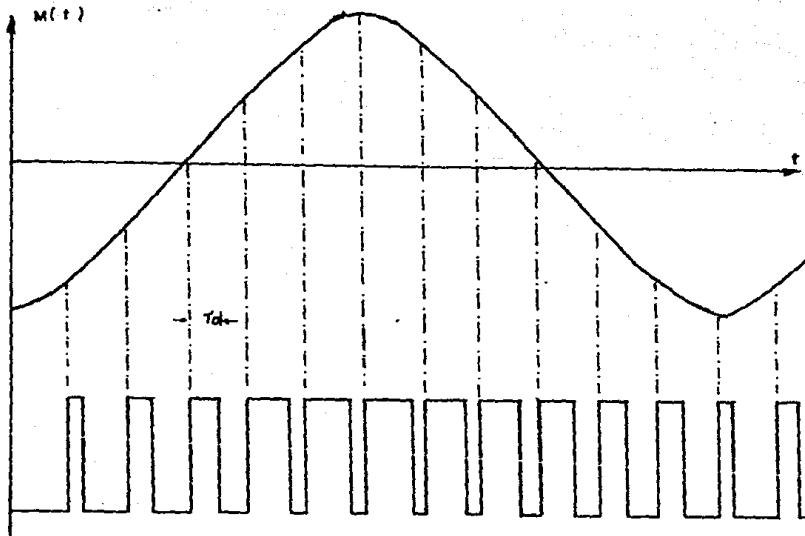


FIG. (2.9) FORMA DE ONDA DE UNA SEÑAL PDM.

La señal moduladora  $M(t)$  es regularmente muestreada y a cada instante de muestra es generado un pulso de amplitud fija y corresponde un pulso no modulado para  $m(t)=0$  cuyo ancho es  $\tau_0$ , y la partida del ancho del pulso es proporcional a  $m(t)$ . Este tipo de modulación es llamada modulación por anchura de pulso (PWM), modulación por duración de pulso (PDM) o también modulación por longitud del pulso --



(PLM). Como se podrá observar el tiempo de duración  $\tau_0$  puede ser pequeño de tal forma que no se traslape con otro pulso de muestra entonces deberá existir un tiempo de guarda entre la terminación de un pulso y el comienzo de otro.

La onda modulante puede variar el tiempo de inicio de el borde anterior, el borde posterior ó ambos bordes en el pulso, en cualquier caso el mensaje a ser transmitido está compuesto de valores discretos, y cada valor está única mente definido por la duración de un pulso modulado. La modulación por duración de pulso tiene una ventaja análogica a la modulación en frecuencia, el ruido y la interferencia pueden ser reducidas a expensas de incrementar el ancho de banda ocupado, también se incrementará la potencia gastada en la transmisión dependiendo de la duración ó ancho del pulso.

#### 2.2.2.1. METODOS DE MODULACION PDM.

Como antes se menciono existen 3 formas de modulación por duración de pulso ilustrados en la figura 2.10.

En la figura 2.10 se muestran los 3 tipos, en el inciso (a) se ve la modulación borde posterior, la línea punteada indica la máxima y mínima duración del pulso cuando este es modulado, observese que el borde anterior se mantiene fijo, en el inciso (b) la modulación por borde anterior, la línea punteada indica lo mismo que en el caso anterior, en (c) la modulación por ambos bordes, observese que existe un intervalo de guarda como se mencionó antes el cual deberá existir entre el borde anterior y posterior.

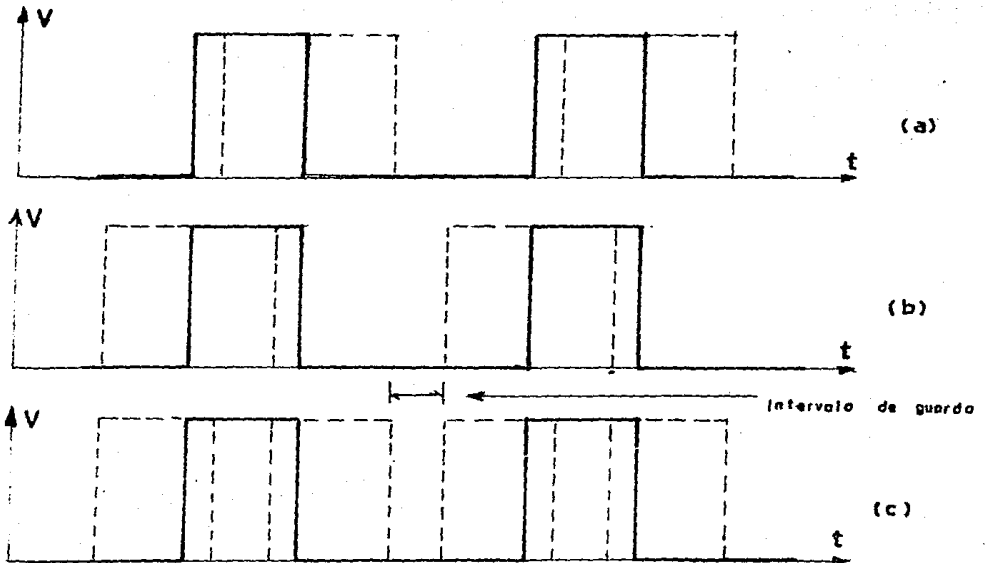


FIG. (2.10) 3 TIPOS DE MODULACION POR DURACION DE PULSO, (a) MODULACION POR BORDE POSTERIOR, BORDE ANTERIOR FIJO (b) MODULACION POR BORDE ANTERIOR, BORDE POSTERIOR FIJO (c) MODULACION POR AMBOS BORDES, ANTERIOR Y POSTERIOR.

Existen varias formas para producir PDM. Cualquiera forma particular puede ser utilizada, para propósitos de ilustración tenemos la figura 2.11 en la cual primeramen-

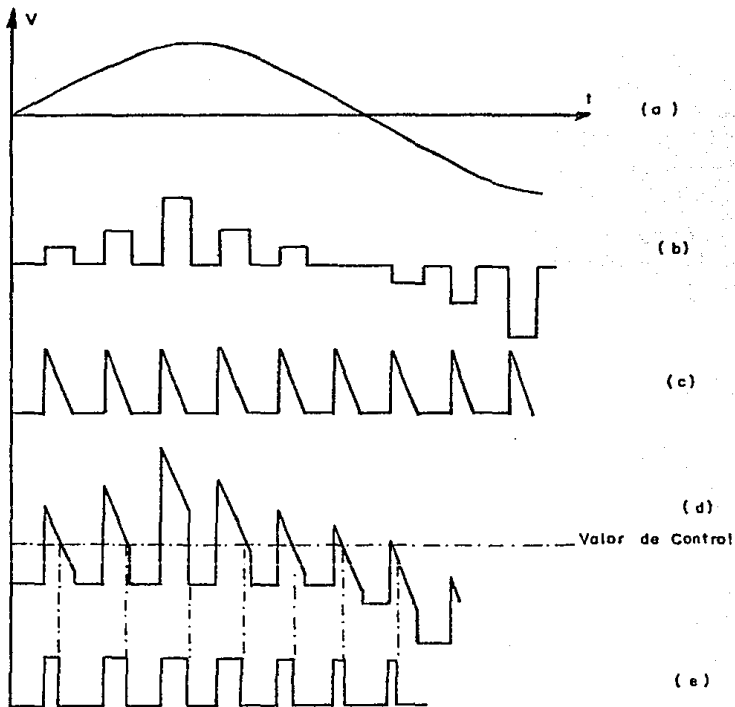


FIG. (2.11) FORMA DE OBTENCION DE LA SEÑAL PDM MEDIANTE UN DIENTE DE SIERRA.

te producimos una señal PAM de una señal sinusoidal (b) a esta señal PAM se le suma una señal diente de sierra mostrada en (c), y la combinación de estas es aplicada a la entrada de un recortador que tiene la propiedad que la salida es cero siempre que la entrada está debajo de un cierto valor (es

te valor es llamado valor de control en la figura 2.11) y es máximo siempre que la entrada excede este valor. Este proceso en especial produce como se observa modulación por duración de pulso por borde posterior, para cambiar a modulación por borde anterior habrá que cambiar la forma del diente de sierra, es decir con la pendiente contraria a este ejemplo, y para producir modulación por ambos bordes la forma de onda del diente de sierra deberá tener forma de un triángulo isósceles.

#### 2.2.2.2. ANALISIS ESPECTRAL PDM.

El método de derivación se basa en doble serie de Fourier con 2 variables (ver referencias)<sup>4, 5, 6</sup>. La onda moduladora está representada por  $A_v \cos \omega_v t$  la frecuencia de muestreo es  $\omega_c$ , en caso general  $\omega_v$  y  $\omega_c$  son desproporcionados y el tren de pulsos es no periódico, de aquí que exista dificultad para el análisis.

Bennett representó la PDM por una configuración ilustrada en 2.12 en, 3 dimensiones dicha figura representa parte de una región la cual tiene paredes erigidas, todas paralelas unas con otras, estas son indicadas por las zonas sombreadas y sus lados son perpendiculares a el plano  $x - y$ .

Las paredes son planas en un lado, en el otro lado están definidos por la relación  $x = B + \cos y$ , hay una pared para cada  $2\pi$  unidades a lo largo del eje  $x$  igualmente, hay un ciclo completo de  $Q \cos y$  por cada  $2\pi$  unidades a lo largo del eje  $y$ .

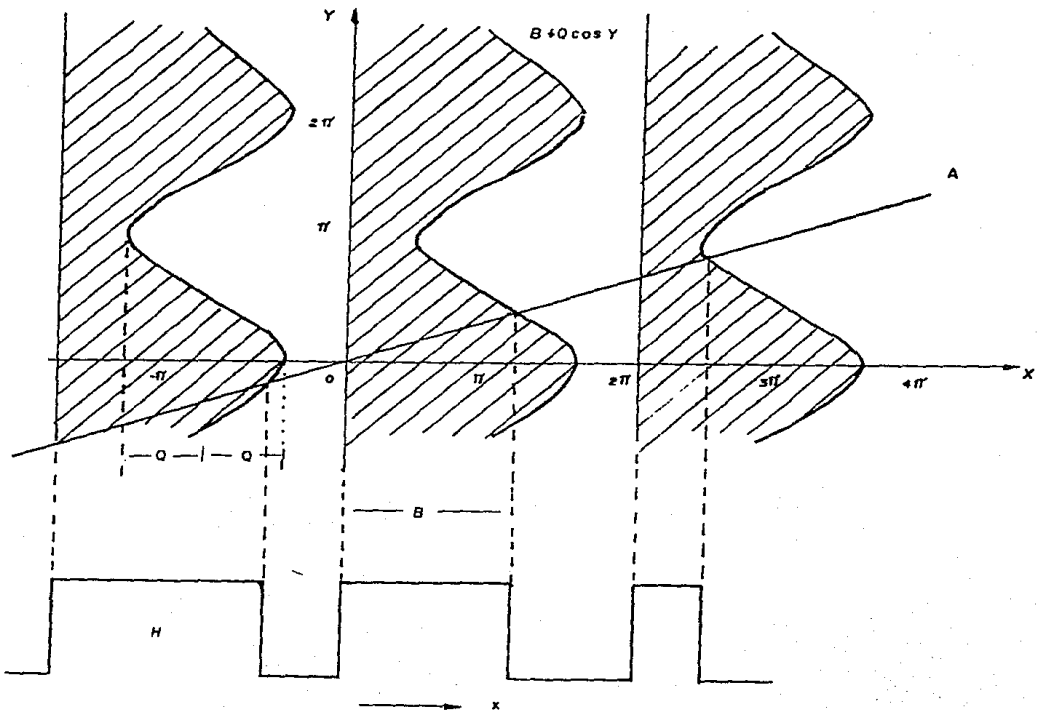


FIG. (2.12) REPRESENTACION EN 3 DIMENSIONES PARA  
OBTENCION DE LA SEÑAL PDM.

Ahora supongase que un plano, perpendicular a el eje  $x-y$ , se pasa a través de las paredes a lo largo de el eje  $OA$ . Cuando la intersección de este plano con las paredes es proyectada sobre un segundo plano igualmente perpendicular a el plano  $x-y$ , la curva resultante tiene la forma de la se-

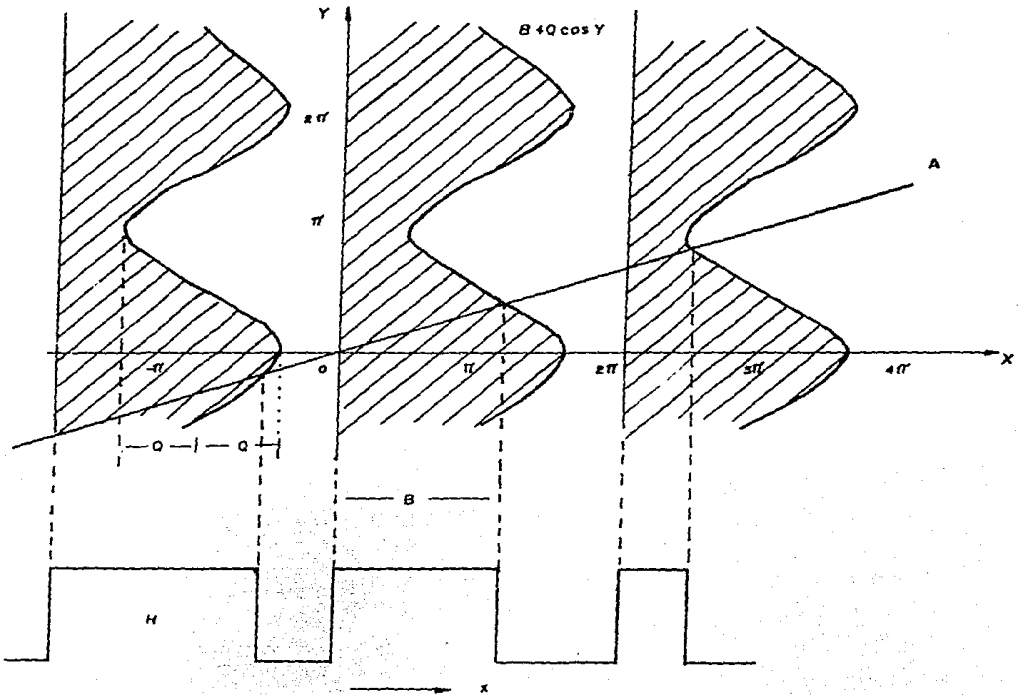


FIG. (2.12) REPRESENTACION EN 3 DIMENSIONES PARA OBTENCION DE LA SEÑAL PDM.

Ahora supongase que un plano, perpendicular a el eje  $x-y$ , se pasa a través de las paredes a lo largo de el eje  $OA$ . Cuando la intersección de este plano con las paredes es proyectada sobre un segundo plano igualmente perpendicular a el plano  $x-y$ , la curva resultante tiene la forma de la se-

ñal PDM mostrada en la parte inferior de la figura 2.12 en - donde H es la altura de las paredes, aquí la duración de cada pulso está determinado por el valor de  $Q \cos y$ .

De aquí mismo se tiene la relación

$$x = \omega_c t \quad (2.17)$$

$$y = \omega_v t \quad (2.18)$$

Para cada valor de  $x$  y  $y$  tenemos un punto específico en el plano, el lugar de esos puntos es una línea recta pasando a través del origen y con una inclinación  $y/x$  ó  $\omega_v/\omega_c$ , esta línea es el eje OA, pero B y Q tendrán que expresarse en términos que definan un tren de pulsos, B puede ser expresado en términos de K que es la relación en ausencia de modulación, de la figura 2.12 se ve que.

$$B = 2\pi K \quad (2.19)$$

Q puede ser expresado en términos de Av que es la amplitud de la señal moduladora, de la figura 2.12 se nota que la duración del pulso depende de la posición de Q, es decir el valor máximo es 2Q para la máxima y mínima duración del pulso y esto ocurre cada  $2\pi$  intervalo de veces; por lo - tanto se tiene  $\pm \pi$  es la máxima excursión posible ó modulación de un pulso, es entonces:

$$Q = M\pi \quad (2.20)$$

Y se define a M como índice de modulación y la máxima excursión de el borde posterior hasta el otro extremo es  $\pm M\pi$ .

La doble serie de Fourier se designa por  $F(x, y)$  pero es necesario remplazar las variables  $(x, y)$  por las relaciones.

$$x = \omega_c t \quad (2.17)$$

$$y = \omega_v t \quad (2.18)$$

Entonces la serie de Fourier simple se escribe:

$$F(x_1 y_1) = \frac{1}{2} a_0(y_1) + \sum_{m=1}^{\infty} (a_m(y_1) \cos mx + b_m(y_1) \operatorname{Sen} mx) \quad (2.21)$$

donde

$$a_m(y_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y_1) \cos mx dx \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (2.22)$$

$$b_m(y_1) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y_1) \operatorname{Sen} mx dx \quad m = 1, 2, \dots \quad (2.23)$$

$y_1$  es la intersección de el un plano imaginario que se estará moviendo a lo largo del eje  $y$ , pero no solo - existirá un punto, sino existirán varios por lo tanto se tienen varios valores para  $a_m(y)$  y  $b_m(y)$ .

en donde

$$a_m(y) = \frac{1}{2} C_{0m} + \sum_{n=1}^{\infty} (C_{nm} \cos ny + d_{nm} \operatorname{Sen} ny) \quad (2.24)$$



$$C_{nm} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} am(y) \text{Cos } ny dy \quad (2.25)$$

Y

$$d_{nm} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} am(y) \text{Sen } ny dy \quad (2.26)$$

Reduciendo términos la serie doble de Fourier resulta

$$\begin{aligned} F(x, y) &= \frac{1}{2} A_{00} + \sum_{n=1}^{\infty} (A_{0n} \text{Cos } ny + B_{0n} \text{Sen } ny) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \text{Cos } mx + B_{m0} \text{Sen } mx) \\ &+ \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} (A_{mn} \text{Cos}(mx+ny) + B_{mn} \text{Sen}(mx+ny)) \end{aligned} \quad (2.27)$$

En donde los coeficientes están dados por:

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) \text{Cos } (mx + ny) dx dy \quad (2.28)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) \text{Sen } (mx + ny) dx dy \quad (2.29)$$

En donde  $x$  y  $y$  se remplazan por las funciones 2.17 y 2.18 (para mayor detalle ver referencia <sup>7</sup>).

La serie tiene la siguiente interpretación, el primer término  $\frac{1}{2} A_{00}$ , es la componente de DC en los pulsos,

las componentes de frecuencia del segundo término corresponden a las componentes de la onda moduladora y sus armónicas, el tercer término separa dentro de las frecuencias correspondientes a la frecuencia fundamental de los pulsos y a las armónicas de esta frecuencia y el último término está dado por el ensamble de todos los pares formados por la suma y diferencia de las integrales múltiples de cada frecuencia.

En algunos casos esta serie 2.27 puede escribirse.

$$F(x, y) = \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} K_{mn} e^{i(mx+ny)} \quad (2.30)$$

Y

$$K_{mn} = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) e^{-i(mx+ny)} \quad (2.31)$$

### 2.2.2.3. MODULACION PDM POR BORDE POSTERIOR.

Combinando 2.28 y 2.29

$$A_{mn} + iB_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} F(x, y) e^{i(mx+ny)} dx dy \quad (2.32)$$

Haciendo referencia de la figura 2.12 la altura de las paredes mencionadas es H para todos los valores de x entre 0 y B + Q Cosy y es cero para valores x arriba de 2π.

Por lo tanto la ecuación 2.32 tomando los límites de integración mencionados es:

$$\begin{aligned}
A_{mn} + iB_{mn} &= \frac{H}{2\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{i(mx+ny)} dx dy \\
&= \frac{H}{2\pi^2 im} \int_0^{2\pi} (e^{i(mx+ny)} \Big|_0^{B+Q\cos y}) dy \\
&= -\frac{iH}{2\pi^2 m} \int_0^{2\pi} (e^{i(mB+mQ\cos y+ny)} - e^{i(ny)}) dy
\end{aligned} \tag{2.33}$$

En el caso en que  $m = 0$  debe considerarse en forma separada puesto que en 2.33 la ecuación se vuelve indeterminada, además cuando  $n = 0$  el término  $e^{iny}$  no contribuye en el valor de la integral definida.

entonces 2.33 resulta

$$A_{mn} + iB_{mn} = \frac{-H}{2\pi^2 m} e^{imB} \int_0^{2\pi} e^{imQ\cos y} e^{iny} dy \tag{2.34}$$

Esta ecuación tiene la forma de la función de Bessel de primer grado.

$$J_n(z) = \frac{i^{-n}}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{iz\cos\phi} e^{in\phi} d\phi$$

Ahora si se reemplaza  $z$  por  $mQ$  y  $\phi$  por  $y$

$$\int_0^{2\pi} e^{imQ \cos y} e^{iny} dy = 2\pi i^n J_n(mQ) \quad (2.35)$$

de 2.34 y 2.35

$$\begin{aligned} A_{mn} + iB_{mn} &= -\frac{iH}{2\pi^2 m} e^{imB} 2\pi i^n J_n(mQ) \\ &= -\frac{iH}{\pi m} e^{imB} i^n J_n(mQ) \end{aligned}$$

desde  $i^n = e^{n\pi/2}$

$$A_{mn} + iB_{mn} = -\frac{iH}{\pi m} e^{(imB+n\pi/2)} J_n(mQ)$$

entonces

$$A_{mn} = \frac{H}{\pi m} J_n(mQ) \operatorname{Sen} \left(mB + \frac{n\pi}{2}\right) \quad (2.36)$$

$$B_{mn} = -\frac{H}{\pi m} J_n(mQ) \operatorname{Cos} \left(mB + \frac{n\pi}{2}\right) \quad (2.37)$$

De las ecuaciones 2.17, 2.18, 2.19 y 2.20 reemplazandolos en 2.27 y haciendo  $H = 1$  resulta:

$$\begin{aligned} F(x, y)_1 &= K + \frac{M}{2} \operatorname{Cos} \omega_y t + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\operatorname{Sen} m\omega_c t}{m\pi} \\ &- \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{n=\pm \infty} \left( \frac{J_n(m\pi M)}{m\pi} \operatorname{Sen}(m\omega_c t + n\omega_y t - 2m\pi k) \right. \\ &\quad \left. - \frac{n\pi}{2} \right) \quad (2.38) \end{aligned}$$

Que es la serie que representa una señal PDM con modulación por borde posterior por muestreo natural de una onda moduladora senoidal.

Similarmente tenemos una serie para el muestreo uniforme.

$$\begin{aligned}
 F(x, y)_2 = K & - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{J_n \left( \frac{n\pi M \omega_v}{\omega_c} \right)}{n\pi \frac{\omega_v}{\omega_c}} \text{Sen} \left( n\omega_v t - \frac{2n\pi}{\omega_c} K\omega_v - \frac{n\pi}{2} \right) \\
 & + \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\text{Sen } m\omega_c t - J_0(m\pi M) \text{Sen}(m\omega_c t - 2m\pi K)}{m\pi} \\
 & - \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{J_n \left( \frac{m\omega_c + n\omega_v}{\omega_c} \right) \frac{\pi M}{\omega_c}}{(m\omega_c + n\omega_v) \frac{\pi}{\omega_c}} \text{Sen} \left( (m\omega_c + n\omega_v) \right. \\
 & \left. \left( t - \frac{2\pi K}{\omega_c} \right) - \frac{n\pi}{2} \right) \quad (2.39)
 \end{aligned}$$

Para obtener las ecuaciones para la modulación PDM por borde anterior se cambiarán de signos las ecuaciones 2.38 y 2.39 esto es debido a que PDM con borde posterior es igual a PDM con borde anterior cuando la escala de tiempo es inversa.

Las ecuaciones PDM con modulación por ambos bordes se obtienen sumando las ecuaciones resultantes para borde anterior y borde posterior para ambos tipos de muestreo.

### 2.2.3. MODULACION POR POSICION DE PULSO (PPM).

La modulación por posición de pulso es otra forma particular de la modulación por tiempo de pulso (PTM), la modulación por duración de pulso y la modulación por posición de pulso están ligadas estrechamente puesto que se puede generar la segunda de la primera y además el uso principal de la PDM es la generación de PPM y la causa principal es que en PDM la información (como se vio anteriormente) reside en los bordes (recuérdese que podemos modular por borde anterior, borde posterior, o ambos bordes), pero existía el inconveniente en la duración de los pulsos debía existir un intervalo de guarda, en PPM la duración es la misma para todos los pulsos. Ver figura 2.13.

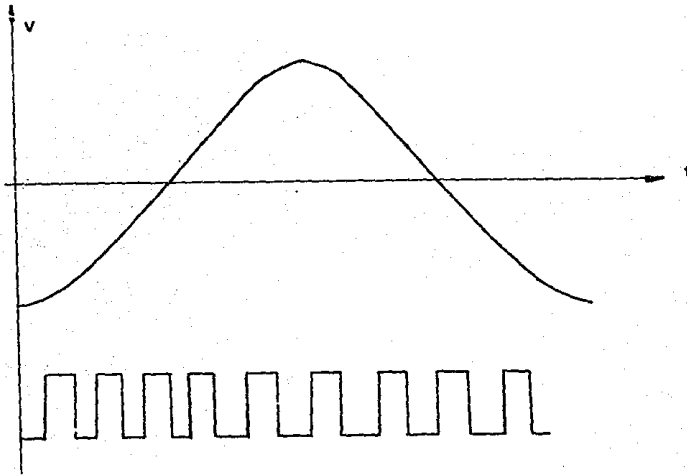


Fig. (2.13) FORMAS DE ONDA EN PPM.

## OBTENCION DE PPM.

Uno de los caminos más sencillos de obtener una señal de este tipo, se deriva de la conversión de una señal PDM, ver figura 2.14.

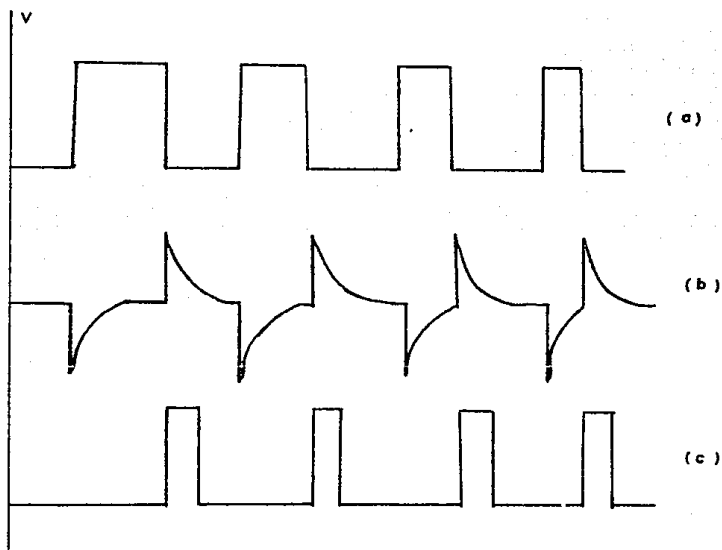


FIG. (2.14) OBTENCION DE UNA SEÑAL PPM A PARTIR DE OTRA SEÑAL PDM.

En la figura 2.14 se observa que primeramente se obtiene una señal PDM (a) utilizando cualquier tipo de modulación, en (b) se tiene la misma señal PDM pero invertida y diferenciada, posteriormente en (c) se observa la señal

PPM que comienza exactamente donde termina la señal PDM, teniendo la característica que el tiempo de duración de pulso es el mismo.

Una ventaja de las señales PPM respecto a las señales PDM, es básicamente que en las primeras la potencia usada en la transmisión es baja, si lo comparamos con la segunda, esto es debido a que la potencia se utiliza en mayor cantidad mientras la duración de un pulso sea mayor.

Para el análisis espectral de la señal PPM recuerdese que el tren de pulsos no modulados esta dada por:

$$V_i(t) = K \sum \frac{\text{Sen } mK\tau}{mK\tau} \text{Cos } m\omega_0 t \quad (2.40)$$

en donde  $K = \frac{\tau}{T}$

recordando que  $\tau$  es el ancho de el pulso.

Y la señal moduladora es:

$$V(t) = A_v \text{Sen } \omega_v t \quad (2.41)$$

Entonces la ecuación de la señal PPM está dada por:

$$\phi_{PPM} = \sum \sum a_{mn} \text{Cos } (m\omega_c + n\omega_v) t \quad (2.42)$$

en donde el coeficiente  $a_{mn}$



$$a_{mn} = K(-)^n \frac{\text{Sen} \left( (m+n) \frac{\omega_v}{\omega_c} K\pi \right)}{(m+n) \frac{\omega_v}{\omega_c} K\pi} J_n \left( M(m+n) \frac{\omega_v}{\omega_c} \pi \right) \quad (2.43)$$

La ecuación 2.43 es válida únicamente para el muestreo uniforme, para el muestreo natural se tiene.

$$a_{mn} = K(-)^n \frac{\text{Sen} \left( (m+n) \frac{\omega_v}{\omega_c} K\pi \right)}{mK\pi} J_n (M m\pi) \quad (2.44)$$

de 2.43 y 2.44

$J_n$  : Es el coeficiente de las funciones de Bessel de primer clase con sufijo entero y argumento real

$M$  : Es el índice de modulación y tiene una máxima excursión de  $\pm MT/2$ .

#### 2.2.4. METODOS DE DEMODULACION PARA SEÑALES PDM Y PPM.

En el primer caso visto se observó que teniendo una señal PAM al pasarla a través de un filtro paso bajas se podía recuperar la señal muestreada, posteriormente de una señal PAM se obtenía las señales PDM y de esta última las señales PPM, entonces el proceso a seguir para recuperar las señales moduladas PDM y PPM será transformar estas a señales PAM y pasarlas posteriormente a través de un filtro paso bajas para su recuperación total.

En la figura 2.15 se tiene en primer término la señal PDM (a) esta señal es utilizada para generar los pulsos en (b), el borde anterior inicia la generación de una rampa lineal la cual va a terminar cuando llegue el borde

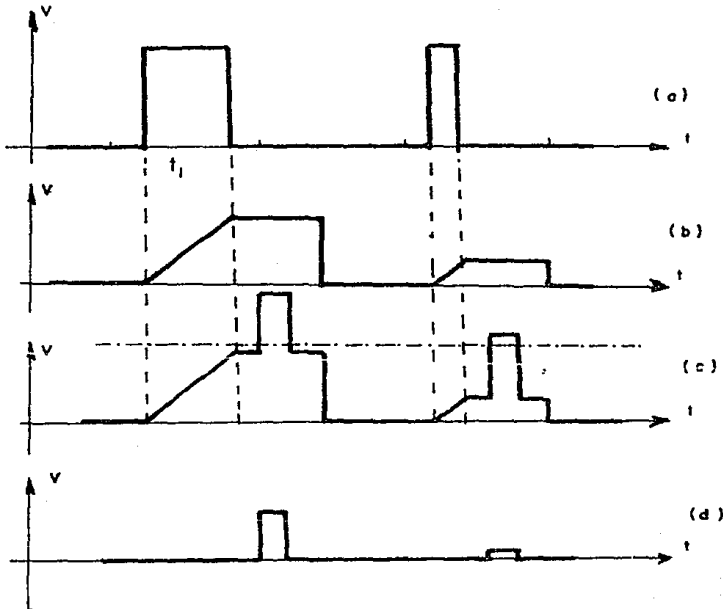


FIG. (2.15) CONVERSION DE UNA SEÑAL PDM A UNA PAM.

posterior, esto es, la duración de la rampa dependerá de la duración de el pulso, posteriormente se sostendrá este valor durante un tiempo determinado (la rampa se puede formar mediante un circuito RC), virtualmente en (b) se tiene el voltaje a través de el capacitor; una secuencia de pulsos

periódicos generados en el demodulador son sumados a (b), es tos pulsos tienen una amplitud fija.

En (c) se tiene la señal (b) sumada con los pul sos antes descritos, esta señal se pasa a través de un cir- cuito recortador en la cual en la salida se obtendrá la se- ñal PAM en (d).

El procedimiento descrito es para señales PDM; para señales PPM uno de los caminos es convertir esta señal en una PDM y realizar el proceso mencionado.

### 2.3. MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS.

Se ha considerado hasta el momento algunos ti- pos de modulación, en las cuales se transforma de una señal analógica a una digital, en casos anteriores la señal por transmitirse tomaba la forma de la señal moduladora, es de- cir los pulsos tenían amplitud variable pero el período era constante, después la amplitud era la misma más no así el pe- ríodo del pulso, este en algunos casos era demasiado grande y en algunos otros demasiado corto, posteriormente la ampli- tud era constante, la duración del pulso también, pero la ubicación en el tiempo variaba de acuerdo a la señal modula- dora, lo que sucedía es de que el mensaje no era proyectado continuamente como en algunos métodos de modulación (AM, FM, PM), más sin embargo las muestras eran de variación conti- nua (PAM, PDM, PPM), es decir no eran cuantizadas.

En PCM el método consiste en transmitir señales continuas en la cual esta es muestreada y la magnitud de ca- da muestra es redondeada a un valor cercano a uno de los va-

lores cuanticos específicos.

### 2.3.1. MODULACION POR CODIFICACION DE PULSOS (PCM).

El proceso de cuantización que es la conversión de una señal analógica a una digital, consiste en la subdivisión de amplitudes de las señales en un predeterminado número de valores ó niveles discretos de amplitud, y a las señales resultantes de este proceso se le denominan cuantizadas. En el proceso de cuantización existe una pérdida irreparable de información debido a que es imposible reconstruir la señal analógica original a partir de su versión cuantizada.

El proceso de cuantización, permite la representación aproximada de una función variante continua por medio de valores discretos.

Existen 2 tipos de cuantización. La cuantización uniforme, en la que los niveles, se encuentran uniformemente, y la cuantización no uniforme en la que la separación es desigual ver figura 2.16.

En la figura 2.16a la separación entre escalones (niveles) se muestra uniforme, con frecuencia se utiliza (b) esto se hace con el objeto de mejorar el comportamiento del sistema al ruido.

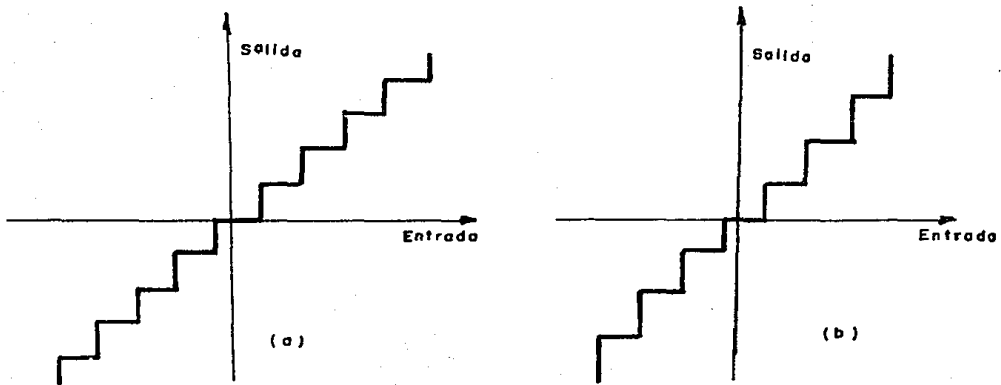


FIG. (2.16) TIPOS DE CUANTIZACION, EN (a) CUANTIZACION UNIFORME, NOTESE QUE LOS ESCALONES TIENEN EL MISMO TAMAÑO, LA FIGURA (b) CUANTIZACION NO UNIFORME.

La operación de cuantización se ilustra en la figura 2.17.

El cuantizador tiene la forma característica de escalera, mostrada en figura 2.17 (b) notese que tiene varios niveles  $m_0$ ,  $m_1$ ,  $m_{-1}$ , etc. y el tamaño del escalon es  $S$ , la señal cuantizada se muestra en (c)  $m_q(t)$ ,  $m'(t)$  es la salida del cuantizador, y si el cuantizador es uniforme  $V_0 = V_i$ .

Entonces  $m'(t) \approx m(t)$ , la transición de niveles

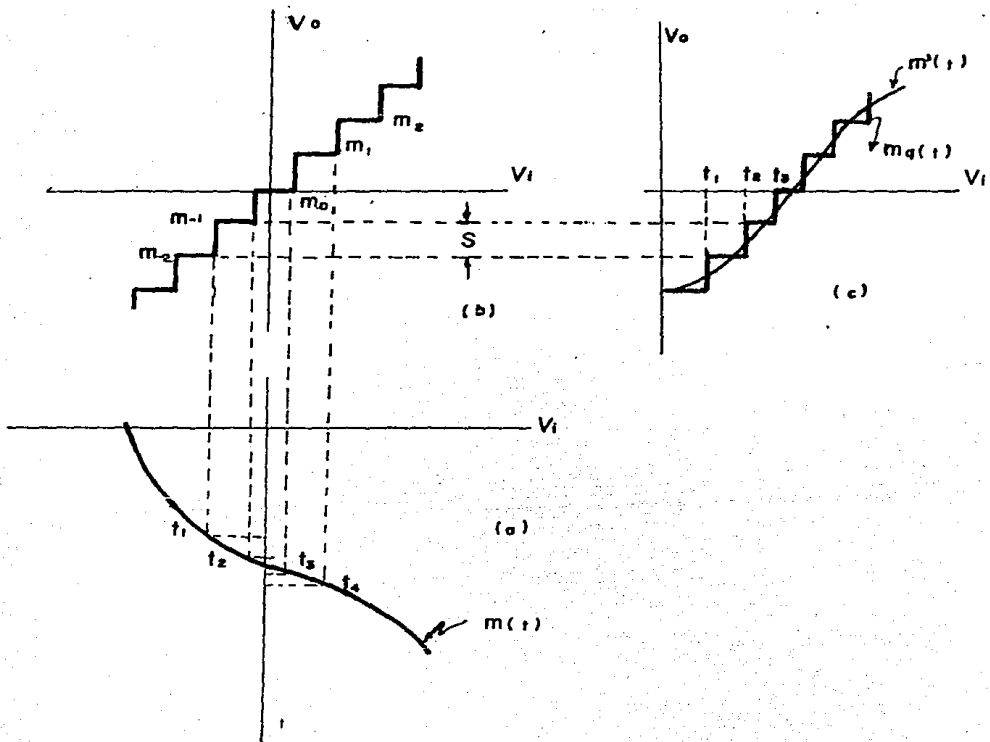


FIG. (2.17) FORMA ILUSTRADA DE EL PROCESO DE CUANTIFICACION.

de uno hacia otro ocurre en el instante cuando  $m'(t)$  cruza el punto medio entre 2 niveles adyacentes, la calidad de la aproximación puede mejorarse reduciendo el tamaño de los escalones  $S$  ó incrementando el número de niveles permitido, obviamente el proceso de cuantización introduce algunos errores durante la reproducción final de la señal, ya que la señal demodulada final diferirá algo de la señal original, el efecto total será como si se le hubiera agregado un ruido adicional al sistema. Este es llamado "Ruido de Cuantización" al que se analizará posteriormente.

La combinación de las operaciones de muestreo y cuantización genera una forma de onda PAM cuantizada, que es un tren de pulsos cuyas amplitudes están restringidas a un número discreto específico, posteriormente el valor de la amplitud es convertido a un número de código antes de la transmisión (código binario). Los dígitos de la representación binaria de el número de código es transmitido como pulsos, este sistema de transmisión es llamado *Modulación por Codificación de Pulsos (PCM)*.

Un número cualquiera  $N$  es representado por la secuencia  $N = \dots + b_2 2^2 + b_1 2^1 + b_0 2^0$  (2.45)

en donde  $b_k$  toma valores de 0 y 1.

El código binario es justamente un caso especial de la codificación teóricamente posible en los sistemas PCM. En general cualquier muestra cuantizada de una señal puede codificarse por medio de un grupo de  $m$  pulsos, cada uno de los cuales tiene  $n$  posibles niveles de amplitud. Es

tos  $m$  pulsos deben ser transmitidos en el mismo intervalo original. Como la información transportada por estos  $m$  pulsos equivale a la que llevaban los  $M$  niveles, entonces el número de posibles combinaciones de amplitudes de estos  $m$  pulsos debe ser igual a  $M$  entonces:

$$M = n^m \quad (2.46)$$

en donde

$m$  : Número de pulsos.

$n$  : Niveles posibles de amplitud.

En código binario  $n = 2$  porque solo existen 2 niveles por lo tanto  $M = 2^m$ .

En datos experimentales se ha demostrado que son suficientes entre 8 y 16 números de pulsos para que una señal de voz sea entendible, es decir se tendrán  $2^8$  niveles de cuantización y para obtener una buena señal de T.V. en color se tendrán aproximadamente  $2^9$  niveles de cuantización.

En el ejemplo siguiente se tienen únicamente 8 niveles de cuantización, es decir se tendrán 3 bits de codificación ( $2^3 = 8$ ).

En la figura 2.18 se tiene la señal  $m(t)$  y está limitada en su rango desde 4 a - 4 volts, también se tiene el tamaño de escalón igual a 1 volt. y el nivel de cuantización se encuentra entre 1 volt., se tienen 8 niveles de cuantización.



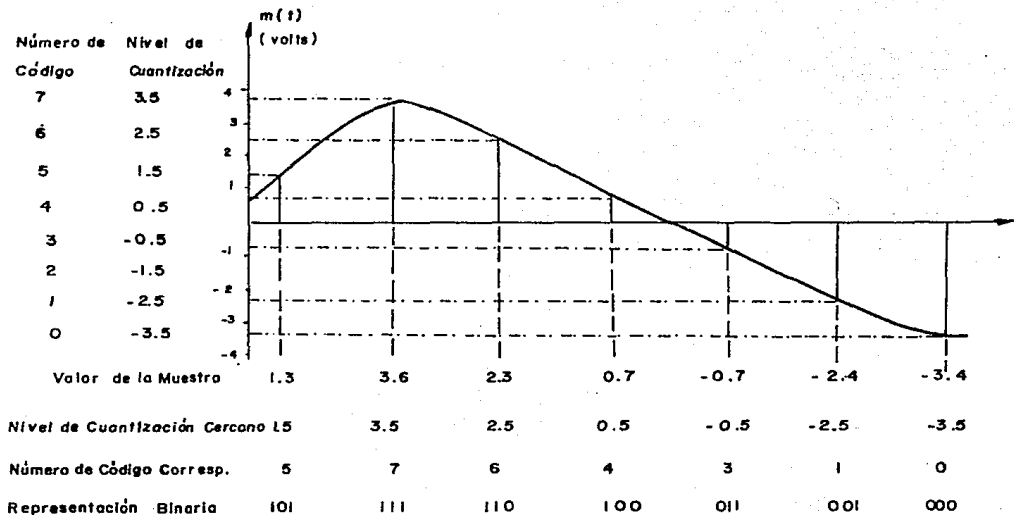


FIG. (2.18) UNA SEÑAL  $m(t)$  CUANTIZADA, CON NIVELES DE CUANTIZACION.

En la tabla 2.1 se tiene el código binario y su equivalente decimal.

Nótese que primeramente la señal es cuantizada a uno de los valores cercanos a un nivel de cuantización, después a este nivel se le asigna un código.

Para el primer valor se tiene un valor de la muestra de 1.3 este se aproxima a 1.5 que es el nivel más

TABLA 2.1

BINARIO				DECIMAL
$b_3$	$b_2$	$b_1$	$b_0$	
0	0	0	0	0
0	0	0	1	1
0	0	1	0	2
0	0	1	1	3
0	1	0	0	4
0	1	0	1	5
0	1	1	0	6
0	1	1	1	7
1	0	0	0	8
1	0	0	1	9
1	0	1	0	10
1	0	1	1	11
1	1	0	0	12

cercano a 1.3, y el valor 1.5 le corresponde el número de código 5, en la tabla 2.1 a este número tiene el equivalente binario de 101, y así sucesivamente a cada muestra tendrá un código específico, en PCM se transmitirán estos códigos de la siguiente manera 101, 111, 110, etc. es decir su representación binaria equivalente, ver figura 2.19.



FIG. (2.19) UNA REPRESENTACION BINARIA DE PCM.

#### 2.3.1.1. ERROR DE CUANTIZACION EN PCM.

Anteriormente se mencionó que una señal no podía reconstruirse totalmente después del proceso de cuantización debido a que algunos tramos de señal quedaban fuera o dentro de determinado nivel de cuantización y a esta diferencia se le conocía como "*Error de Cuantización*". Ver figura 2.20

#### 2.3.1.2. RUIDO DE CUANTIZACION CON ESPACIAMIENTO DE IGUAL NIVEL.

Para la obtención de el ruido de cuantización RMS, antes de establecer una relación señal a ruido (S/N) de cuantización supongase que la señal es cuantizada en un total de M niveles con un valor de escalón S ver figura 2.21 para un tipo de señal se tendrá una excursión de  $\pm P$  volts.

entonces

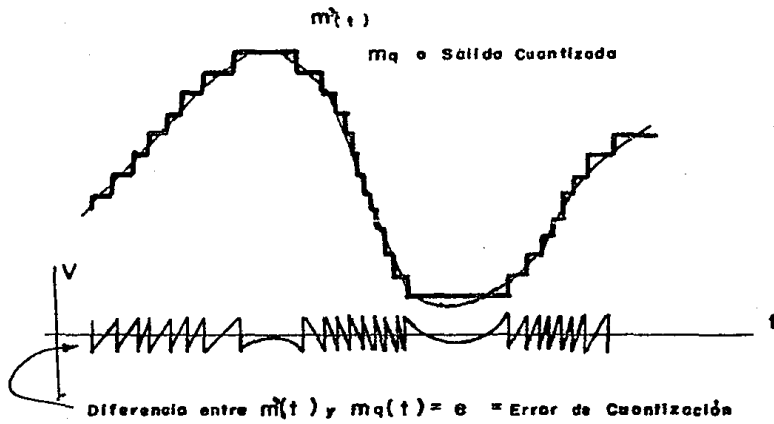


FIG. (2.20) ILUSTRACION DE EL ERROR DE CUANTIZACION.

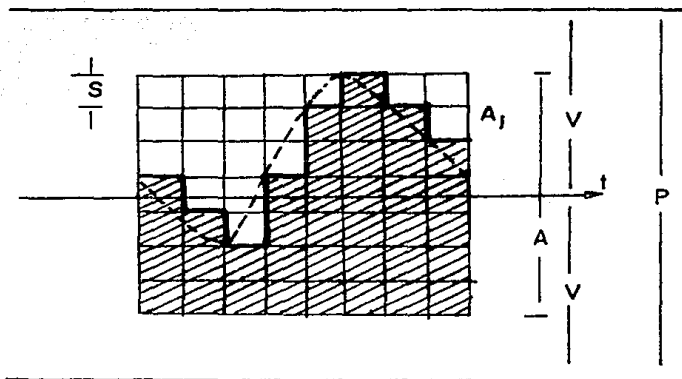


FIG. (2.21) UNA SEÑAL CUANTIZADA.

$$S = \frac{P}{M} \quad (2.47)$$

Las amplitudes cuantizadas seran:

$$\pm \frac{S}{2}, \pm \frac{3}{2} S, \pm \frac{5}{2} S, \dots, \pm (M - 1) \frac{S}{2}$$

y las muestras cuantizadas cubriran un rango A dado por

$$A = (M - 1)S \quad (2.48)$$

Entonces el error mencionado estará dado por el voltaje cuantizado  $A_j$  en el intervalo  $A_j - \frac{S}{2}$  y  $A_j + \frac{S}{2}$ .

Esta regi3n se puede observar en la figura 2.22

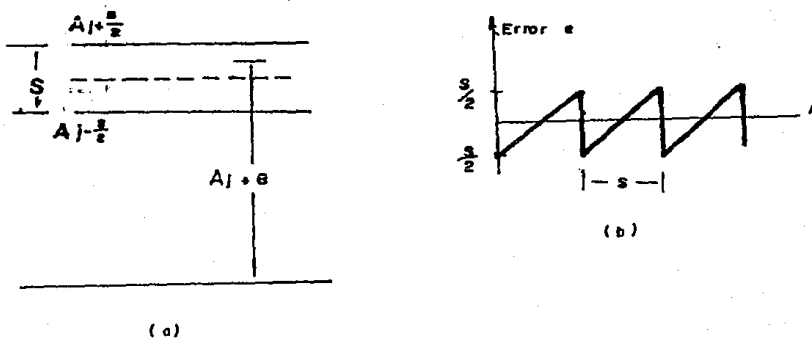


FIG. (2.22) (a) REGION DE INCERTIDUMBRE DE EL RUIDO,  
(b) MAGNITUD DE EL ERROR.

La diferencia entre el ruido aditivo y el ruido de cuantizaci3n es que el primero puede tomar todos los valo

res de voltaje posibles y el ruido de cuantización está limitado a  $\pm S/2$  volts.

Entonces el voltaje de error cuadrático se calcula suponiendo que en un largo intervalo de tiempo todos los valores de voltaje de la región de incertidumbre aparecen con seguridad el mismo número de veces. El voltaje instantáneo de la señal será:

$$A_j + e \quad \text{donde} \quad -\frac{S}{2} \leq e \leq \frac{S}{2}$$

"e" representa el voltaje de error entre la señal instantánea y su equivalente cuantizado, bajo esta suposición todos los valores de e son igualmente posibles.

El valor cuadrático medio es:

$$E(\bar{e}^2) = \frac{1}{S} \int_{-\frac{S}{2}}^{\frac{S}{2}} e^2 de = \frac{S^2}{12} \quad (2.49)$$

El error RMS es entonces  $\frac{S}{\sqrt{12}} = \frac{S}{2\sqrt{3}}$  volts. y esto representa el ruido RMS a la salida total del sistema utilizado en PCM.

Ahora para la obtención de la relación de la potencia de la señal a la potencia del ruido de cuantización primeramente se obtiene la potencia promedio de la señal y esta dada por:

$$S_q = \frac{M^2 - 1}{12} S^2 \quad (2.50)$$

y la potencia de el ruido de cuantización, que tiene el mismo valor que el error  $N_q = \frac{S^2}{12}$  cuadrático medio.

la relación resulta:

$$\frac{S_q}{N_q} = \frac{\frac{M^2 - 1}{12} (S^2)}{\frac{S^2}{12}} = M^2 - 1$$

$$\frac{S_q}{N_q} = M^2 \quad \text{Para } M \gg 1 \quad (2.51)$$

ó su expresión en dB

$$\left. \frac{S_q}{N_q} \right|_{dB} = 20 \log_{10} M \text{ dB} \quad (2.52)$$

Lo cual demuestra que si el número de niveles  $M$  aumenta, la relación  $\left(\frac{S_q}{N_q}\right)$  también aumenta, pero al aumentar  $M$  se incrementa el número de pulsos de codificación por lo tanto el ancho de banda.

Para muchas clases de señales no existe un valor pico específico y el nivel de señal puede variar en forma aleatoria un ejemplo más común es en una conversación telefónica en donde existen una gran cantidad de valores pico específicos entonces si se utiliza el tipo de cuantización

uniforme se tendría en algunos casos un alto error de cuantización y en otros sería menor lo cual sería molesto para el usuario. Para alcanzar la misma relación señal a ruido en este sistema se utiliza prácticamente la cuantización no uniforme y esta es realizada por compresión. La más común forma de compresión es llamada compresión logarítmica en donde los niveles cercanos de cero son amontonados cerca del origen y los niveles más grandes son espaciados cerca de los picos (ver figura 2.23).

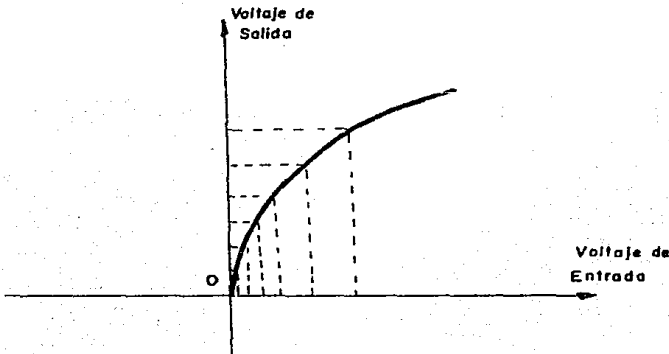


FIG. (2.23) CURVA CARACTERISTICA DE UN COMPRESOR NO LINEAR.

Nótese que en esta figura existe un espaciamiento uniforme en el voltaje de salida y un espaciamiento no uniforme en el voltaje de entrada. En resumen las señales pasarán a través de un compresor el cual dará la característica de que las señales grandes serán "comprimidas", y las señales pequeñas serán amplificadas.



Un dispositivo complementario constituye el expansor y su característica es inversa al compresor, esto es restaurar a su forma original a la señal y este se ubica en el receptor. La combinación de un compresor y expansor constituye un "compansor".

La característica de compresión típica tiene la forma logarítmica. La forma común que se utiliza prácticamente es llamada compansión de la ley  $\mu$ , esta dada por:

$$\frac{v(x)}{V} = \pm \frac{\log(1 + \frac{\mu x}{V})}{\log(1 + \mu)} \quad \text{para } -V \leq x \leq +V \quad (2.53)$$

donde:

- $v(x)$  Es el voltaje de salida.
- $x$  Es el voltaje de entrada (positivo ó negativo)
- $\mu$  Es el parámetro.
- $V$  Es el voltaje pico de la señal de entrada.

El parametro  $\mu$  controla el grado de compresión.

Para resumir, en sistemas telefónicos la señal esta limitada en banda a  $f_m = 3.4$  KHz., para convertir la señal analógica a PCM se necesita una velocidad de muestreo de cuando menos  $f_c = 6.8$  KHz., esta es normalmente de 256 niveles de cuantización, para este número de niveles, 8 bits de información son requeridos y tendrá una velocidad de transmisión de 64 K bits/seg.

## 2.3.2. MODULACION DELTA (DM)

La modulación delta es una técnica por la cual una señal analógica puede ser codificada dentro de dígitos binarios, este sistema tiene el mérito que la circuitería electrónica requerida para el transmisor y el modulador es sustancialmente simple, además es casi tan eficiente como el PCM y por lo tanto requiere un ancho de banda similar. La modulación en delta es una versión del sistema diferencial PCM (DPCM). (Tiene código de 1 dígito).

Un sistema de modulación delta se muestra en la figura 2.24, el generador de pulso provee regularmente un tren de pulsos.

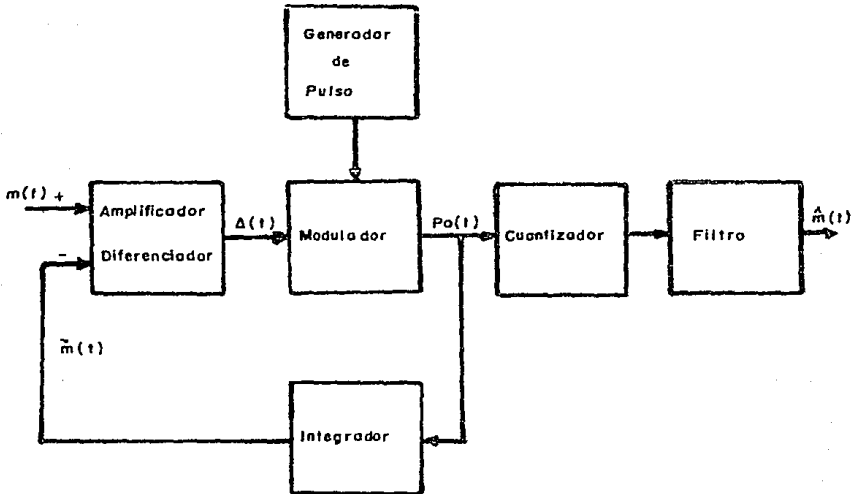


FIG. (2.24) UN SISTEMA DE MODULACION DELTA (DM).

En la figura 2.24 el generador de pulso provee un tren de pulsos  $P_i(t)$  de amplitud y polaridad fija, estos pulsos son arbitrariamente angostos pero con área finita (im pulsos).

El modulador recibe esos pulsos y también la señal  $\Delta(t)$ . La salida del modulador  $P_o(t)$  es la entrada  $P_i(t)$  multiplicado por  $+1$  ó por  $-1$ , dependiendo de la polaridad de  $\Delta(t)$ , en este sistema no se afecta la amplitud de  $P_i(t)$  si  $\Delta(t)$  es positiva cuando  $P_i(t)$  ocurre, la multiplicación sera por  $+1$  y si  $\Delta(t)$  es negativa entonces sera por  $-1$ . La salida  $P_o(t)$  es pasada a través de una red de realimentación hacia el circuito integrador y la forma de onda resultante  $\tilde{m}(t)$  consistente en una serie de escalones unitarios hacia arriba y hacia abajo. Esta señal  $\tilde{m}(t)$  llega hasta el amplificador diferenciador, aquí es donde se compara con la señal original  $m(t)$  y decide en base en dicha realimentación si la salida del pulso del modulador sería positivo ó negativo.

La salida del amplificador diferenciador  $\Delta(t) = m(t) - \tilde{m}(t)$  decide que polaridad del pulso de salida sería en orden el correcto para la diferencia entre los 2 voltajes, el sistema de realimentación tiende a reducir la diferencia. En la figura 2.25 se muestra las formas de onda características en este sistema, nótese que la señal  $\tilde{m}(t)$  sigue a la señal  $m(t)$  en forma escalonada y dependiendo de esto, está entregando a la salida una señal de pulsos  $P_o(t)$  que corresponden a un valor determinado por la señal  $\tilde{m}(t)$ , al comienzo de el muestreo por la señal  $\tilde{m}(t)$  comienza entregando únicamente pulsos positivos, al encontrarse con la señal  $m(t)$  entrega pulsos alternados es decir un positivo y un

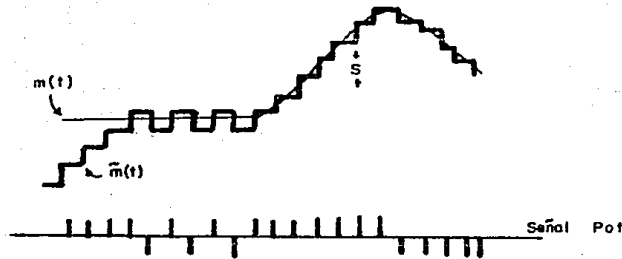


FIG. (2.25) FORMAS DE ONDA EN D.M.

negativo esto es debido a que la señal es constante en ese pequeño intervalo, posteriormente al ascender la señal  $m(t)$  la señal  $\tilde{m}(t)$  la sigue y entrega al ir ascendiendo pulsos de polaridad positiva y después al descender la señal  $m(t)$ , la salida entrega pulsos negativos. En la práctica los pulsos negativos de  $P_0(t)$  pueden ser omitidos en la transmisión (ver referencia<sup>8</sup>) sin afectar la relación señal a ruido (S/N) en el receptor final. Como en el caso de los sistemas PCM, el ruido también se introduce cuando se emplea modulación -delta. A causa de que la señal  $\Delta(t)$  es cuantizada en 2 niveles aparece el ruido de cuantización, similar al de PCM, que se presenta en la salida del receptor. Recuerdese que en PCM el ruido podría reducirse usando más niveles de cuantización, en este sistema puede reducirse muestreando con mayor frecuencia. Ultimamente se encuentran sistemas de modulación delta que emplean velocidades de muestreo muy superiores a la velocidad de Nyquist que se utiliza en PCM, esto significa que la última velocidad de bits es superior a la

originalmente esperada con el uso de 2 niveles de cuantización.

Además del ruido de cuantización, se presenta otro tipo de ruido, el cual se llama ruido de sobrecarga y este se presenta cuando los niveles de cuantización son muy pequeños para seguir la señal que varía rápidamente, el ruido de cuantización es el resultado de el muestreo que en algunos casos la muestra queda arriba ó abajo de la curva real y también es proporcional al tamaño del escalón usado  $S$ , por lo que el reducir el tamaño del escalón el ruido se reducirá más sin embargo valores pequeños de escalón provocan el ruido de sobrecarga.

En la figura 2.26 se observa los 2 tipos de ruido

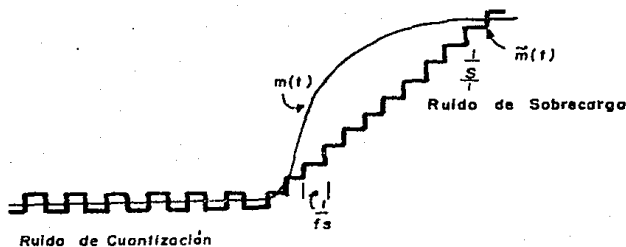


FIG. (2.26) TIPOS DE RUIDO EN UN SISTEMA D.M.

do. Es obvio que existe un valor óptimo del tamaño del escalón  $S$  y este dependerá de las características de la señal de entrada  $m(t)$ , la velocidad de muestreo y el ruido total que pueda ser tolerado. El ruido de sobrecarga de la figura 2.26 se presenta debido a que el tamaño del escalón  $S$  fija un límite máximo a la pendiente de la señal de entrada que

el modulador puede seguir.

En el decodificador, el tren de pulsos D.M  $\tilde{m}(t)$  es integrado nuevamente por un arreglo RC mostrado en figura 2.27a el cual nos entregará la señal  $m(t)$  más el respectivo

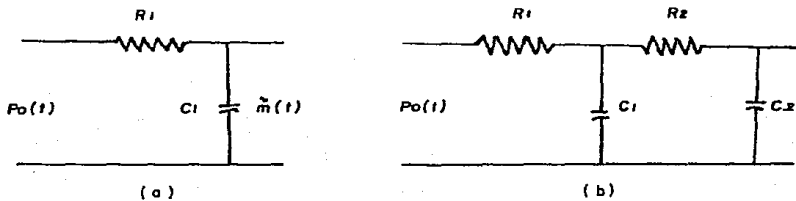


FIG. (2.27) INTEGRADORES EN UN SISTEMA D.M.

ruido de cuantización (es decir la señal  $\tilde{m}(t)$ ), esto será para el uso de una integración simple, aunque existe la obtención de la señal mediante un doble integrador figura 2.27b en donde las constantes de tiempo  $R_1 C_1$  y  $R_2 C_2$  son grandes, así que la respuesta debida a un pulso es un escalón unitario en  $C_1$  y un voltaje de pendiente constante en  $C_2$  el efecto de este circuito es cambiar la pendiente de  $m_1(t)$  con cada pulso de entrada  $P_0(t)$ , el resultado de la doble integración se observa en la figura 2.28. La desventaja de este circuito es que no reconoce cambio de pendiente en el mensaje de la señal  $m(t)$  lo suficientemente rapido, desde el comparador únicamente reconoce cambios de amplitud y la ventaja es una amplitud mayor con un bajo nivel de ruido de cuantización.

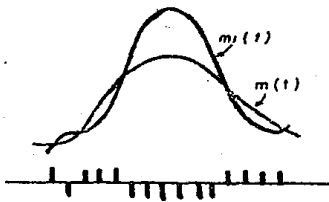


FIG. (2.28) D.M. CON DOBLE INTEGRACION.

#### 2.3.2.1. MODULACION DELTA SIGMA (D.Σ.M)

Como se habrá observado la D.M. tiene el inconveniente de que no puede transmitir señales que varían continuamente en intervalos pequeños, como por ejemplo las señales de video. Para este tipo de inconveniente son superados por la modulación delta sigma.

El principio de operación se ilustra en el diagrama a bloques de la figura 2.29.

La señal  $m(t)$  es primeramente integrada y entonces aplicado a un modulador delta así que la entrada al modulador de pulso  $\Delta(t)$  es la diferencia entre la señal  $m(t)$  integrada y la integral de la salida de pulsos  $P_0(t)$  esto es:

$$\Delta(t) = \int m(t)dt - \int P_0(t)dt \quad (2.54)$$

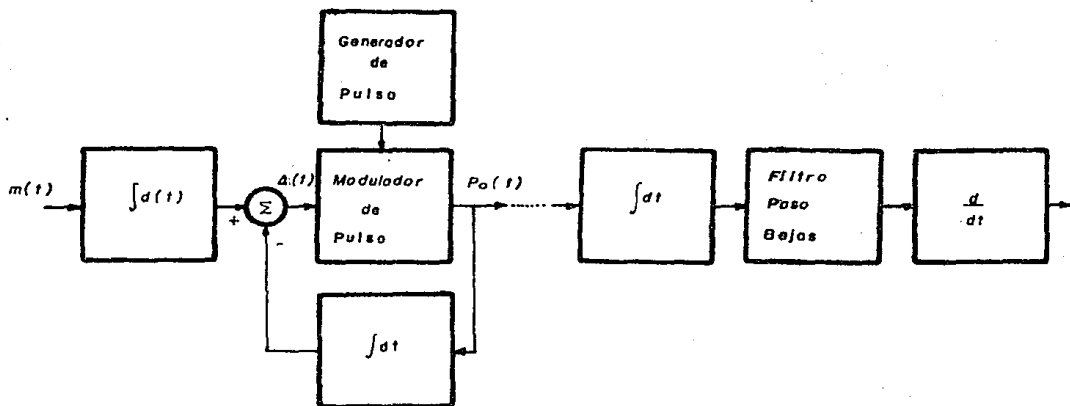


FIG. (2.29) MODULADOR DELTA SIGMA.

La modulación D.E.M. tiene algunas variantes en los diagramas a bloques, así como el sistema de modulación delta, algunos con ventajas y desventajas de uno con respecto a otro pero básicamente tiene el mismo funcionamiento.

### 2.3.3. MODULACION DIFERENCIAL PCM.

La modulación DPCM es un código predictivo esquemático el cual emplea la correlación entre muestras cercanas de la señal de entrada para reducir la redundancia estadística y la baja tasa de transmisión, en PCM la cuantización y la codificación es instantáneamente. En DPCM una estimación de la próxima muestra se basa en la muestra ante-



rior.

Esta estimación es substraída de la actual muestra. La diferencia de esas señales es el error de predicción el cual es cuantizado, codificado y transmitido a el de codificador. El decodificador efectua la operación inversa, esto es reconstruye la señal original de los errores predeci dos cuantizados.

El diagrama a bloques de este sistema se muestra en la figura 2.30; aquí  $S_i$  es la secuencia de los valores de entrada de la muestra,  $\hat{S}_i$  es la predicción, entonces el error  $e_i$  es:

$$e_i = S_i - \hat{S}_i \quad (2.55)$$

Este error es cuantizado, codificado y transmitido. Cuando el número de niveles de cuantización es grande ( $N \geq 8$ ) y se ocupa predicción lineal, cada muestra  $S_i$  se expresa como:

$$\hat{S}_i = a_1 S_{i-1} + a_2 S_{i-2} + a_3 S_{i-3} + \dots \quad (2.56)$$

De aquí  $a_i$ 's son los coeficientes del predictor. Este sistema es muy empleado en el procesamiento digital de señales de video, debido a que emplea una menor cantidad de bits en la codificación, para la compresión del ancho de banda ocupado.

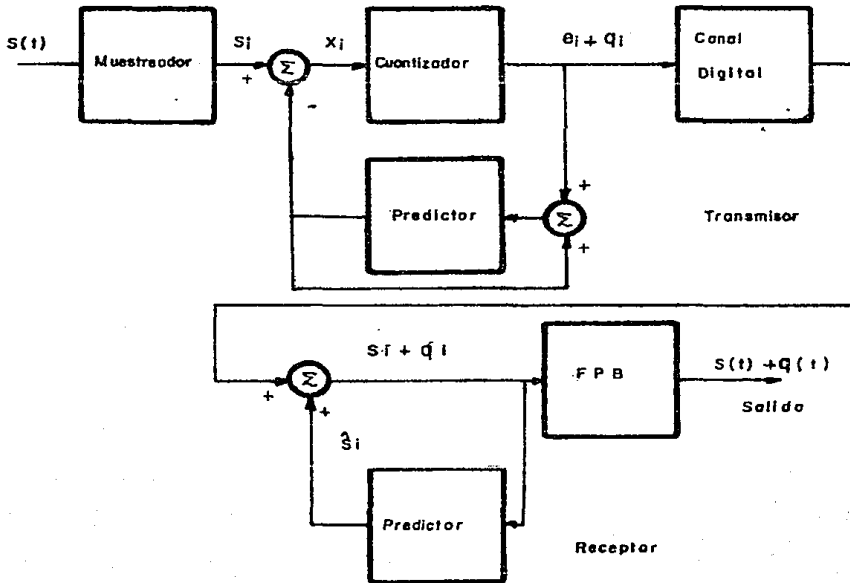


FIG. (2.30) SISTEMA DIFERENCIAL PCM.

#### 2.4. TECNICAS DE MODULACION DIGITAL.

Un paso final de la generación de la modulación por pulsos codificados es que las señales resultantes pueden modular una portadora de R.F. para propósitos de transmisión muy comunmente, las señales de banda base tienen que ser des

plazadas a frecuencias muy superiores para que su transmisión sea más eficiente. Las señales de banda base constituyen la señal moduladora, estas señales de banda base son los sistemas de modulación de pulsos, que requieren generalmente alguna forma de modulación de onda continua (c.ω) para finalmente transmitirse por el canal deseado.

Los componentes primarios de un sistema para transmitir datos es ilustrado en la figura 2.31.

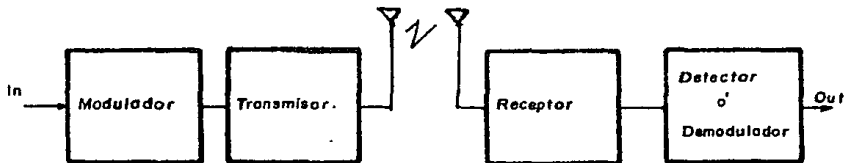


FIG. (2.31) SISTEMA TRANSMISOR/RECEPTOR DE DATOS.

En el receptor la información de banda base es recuperada por un proceso de detección.

La detección coherente requiere una señal de referencia perfectamente marcada que bien puede estar en un tono piloto transmitido, o la señal moduladora misma.

La detección no coherente no requiere una referencia.

En el formato digital, la detección es mostrada

por un dispositivo de decisión que convierte la envolvente de la señal portadora en una secuencia digital de bits.

Este proceso requiere un bit de sincronización, el cual es extraído de la forma de onda recibida. Así como existe una multitud de técnicas de modulación para señales analógicas, también la información digital se puede imprimir sobre una onda portadora de muchas maneras.

Dado un mensaje digital se puede emplear la modulación por corrimiento de amplitud (ASK) donde la amplitud de la portadora se conmuta entre 2 ó más valores. De manera similar en la portadora se podría manipular la frecuencia ó la fase dando como resultado la manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK) y la manipulación por corrimiento de fase (PSK).

Estos tipos de modulación corresponden a la modulación en amplitud (AM), frecuencia (FM) y fase (PM) respectivamente con una señal moduladora digital.

#### 2.4.1. MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD (ASK).

Como antes se menciona la modulación ASK es análoga a la modulación en amplitud, esto es, tendremos las mismas variantes en ASK como en AM pero analizada para el caso binario.

El caso más simple en AM es la modulación en double banda lateral y es por esto la más usada para la transmisión de información debido a las ventajas que ofrece respec-

to a las demás variantes.

Para mensajes digitales se representaría por la presencia o ausencia de portadora, así surge la modulación OOK (On-off-Keying) que fué la primera en usarse para transmisión de información binaria, la onda modulante consiste entonces en pulsos de RF o marcas, que representan al binario 1 y espacios, que representan al binario 0. En ASK, se emplean 2 métodos de detección.

La detección sincronica ó coherente y la detección de envolvente.

Un detector sincronico es un dispositivo que mide amplitudes únicamente durante pequeños intervalos de tiempo los cuales son sincronizados con los picos de la onda portadora. Este método de detección requiere la utilidad de un oscilador local en fase coherente con las entradas de la portadora modulada.

El uso de la detección de envolvente en los sistemas de transmisión binaria ASK evita el requerimiento de la fase coherente con la portadora y resulta un sistema el cual es fácil de implementar.

La ecuación para una señal de AM modulada en doble banda lateral es ecuación 2.57 en donde  $m(t)$  es la señal modulada,  $\omega_p$  es la frecuencia de la portadora, pero re-

$$\phi_{AM(DSB)}(t) = \frac{A}{2} \{1 + m(t)\} \cos \omega_p t \quad (2.57)$$

cuerdese que en AM se tiene un índice de modulación que depende de las amplitudes tanto de la señal portadora como de la señal moduladora y de este índice depende el tamaño máximo de las bandas laterales que aparecen a los lados de la frecuencia portadora, además en las bandas laterales reside la información que se envía, por lo tanto la eficiencia de la modulación en AM es menor que el 50% para un índice de modulación máximo de el 100% que es el máximo permitido, sino existiría sobremodulación.

Por estas razones y para el caso binario de una forma de onda NRZ (no regreso a cero) la máxima eficiencia se obtendría con un 100% de modulación, la señal moduladora tendría los valores  $m(t) = \pm 1$ , entonces se tiene la modulación OOK (modulación por encendido y apagado ó también por interrupción de portadora) cuya forma de onda característica se observa en la figura 2.32.

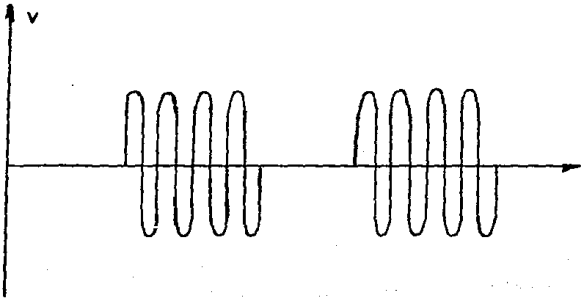


FIG. (2.32) FORMA DE ONDA DE UNA SEÑAL OOK.

La señal 00K puede ser detectada de cualquiera de las 2 formas, coherente o no coherente (envolvente) pero debido a la complejidad de la primera no es muy usada en los canales digitales. Las propiedades de la forma de onda de doble banda lateral puede ser modificada por el reemplazo de la señal moduladora  $m(t)$  en este caso NRZ por algunos tipos de señal binaria de banda base, como por ejemplo la señal - On-off (encendido-apagado) que no modifica a la señal portadora.

De la ecuación 2.58 se tiene.

$$u(t) = \frac{A}{2} (1 + m(t)) \quad (2.58)$$

Puesto que no necesariamente la señal moduladora es una señal rectangular, además cuando exista un espacio  $m(t) = 0$  y la amplitud de la portadora  $A = 0$  se tiene que:

$$u(t) = 0$$

Entonces se obtienen 2 ecuaciones para una señal 00K que son:

$$e_{00K}(t) = \begin{cases} = \{u(t) \cos \omega_p t & \text{Para una marca} \\ = \{0 & \text{Para un espacio} \end{cases} \quad (2.59)$$

Ahora la señal obtenida se aplica al receptor con un circuito de decisión, con el objeto de determinar -- cuando se presenta una marca y cuando un espacio, también para conocer el tiempo de sucesión de las formas de onda bina-

rias así como las decisiones que son hechas en base al muestreo en la salida del detector en el instante apropiado.

La relación de la envolvente será muestreada alguna vez con el pulso para determinar si este fue marca ó espacio empleando un número de suposiciones para una ideal operación, así se asumirá un acertado conocimiento de el intervalo ocupado por cada información recibida y de aquí de el tiempo apropiado para el muestreo sucesivo de envolvente y las desiciones binarias.

Como muestra la ecuación 2.59 si  $u(t)$  es 1 enciende la amplitud de la portadora hasta un valor determinado de amplitud denominado  $A$  y el 0 lo apaga, es entonces evidente que el espectro de la señal OOK dependerá de la secuencia particular que se transmitía, la ecuación de la señal modulada en amplitud para unos y ceros es ecuación 2.60 en donde  $f(t)$  es:

$$e_{\text{OOK}}(t) = A f(t) \text{ Cos } \omega p t \quad (2.60)$$

cualquiera de los 2 valores 1 ó 0; de esta ecuación 2.60 se obtiene el espectro en frecuencia de una señal OOK que resultará similar al espectro en AM debido a que es un análisis similar como se ha mencionado anteriormente; entonces:

Obteniendo la transformación de Fourier de 2.60 se tiene.

$$F(e_{\text{OOK}}(t)) = F(A f(t) \text{ Cos } \omega p t)$$

$$F_{\text{OOK}}(\omega) = \frac{A}{2} ( F(\omega - \omega p) + F(\omega + \omega p) ) \quad 2.61$$



Récuérdesse que una función multiplicada por  $\cos \omega_p t$  es un corrimiento en frecuencia de espectro original de la función hasta la frecuencia  $\omega_p$  (ver figura 2.33). Esta es la forma general de una señal de AM, en la cual tiene bandas laterales simétricas distribuidas alrededor de la frecuencia central  $\omega$  de la portadora  $\omega_p$ .

Nótese que en la figura 2.33 se tiene un ancho

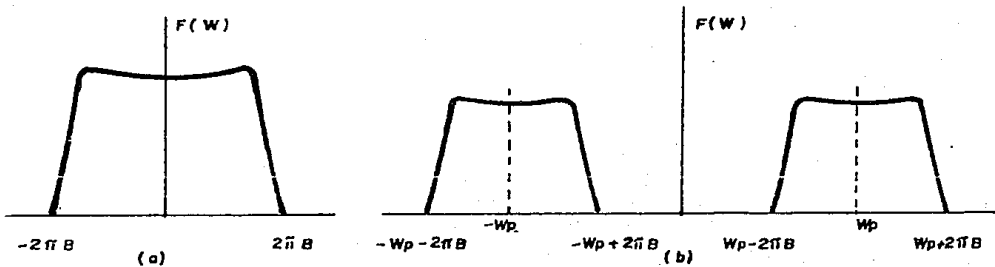


FIG. (2.33) ESPECTRO EN AMPLITUD DE UNA ONDA AM EN  
 a) SE TIENE LA SEÑAL MODULADORA Y EN  
 b) EL ESPECTRO COMPLETO.

de banda inicial de  $2\pi B$  rad/seg. ó  $B$  hertz y el ancho de banda en la transmisión es  $\pm 2\pi B$  rad/seg. ó  $\pm B$  Hz. alrededor de la portadora de la portadora dando un ancho de banda total de  $2B$  Hz.

Para el caso en que se tenga un tren binario de pulsos alternados de unos y ceros en el cual el valor máximo

de la amplitud A es 1 es:

$$T/2 \left( \frac{\text{Sen}(\omega - \omega_p)T/2}{(\omega - \omega_p)T/2} + \frac{\text{Sen}(\omega - \omega_p)T/2}{(\omega - \omega_p)T/2} \right)$$

#### 2.4.2. MODULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA (FSK).

Otra técnica de modulación, es la variación en frecuencia y analizada para el caso digital se obtiene la modulación por corrimiento de frecuencia (FSK) caracterizada por el uso de 2 frecuencias separadas por una diferencia de frecuencia  $\Delta f$  (Hz) en donde este valor corresponde a la desviación de frecuencia  $\Delta f$ , que comparada con la frecuencia portadora  $f_p$ , resulta ser pequeña.

En F.M. es común en la práctica especificar el espaciamiento de frecuencias en términos de un índice de modulación  $\delta$  definida como

$$\delta = \Delta f T \quad (2.62)$$

donde T es la duración del símbolo, señal ó período de la señal moduladora.

El sistema FSK fue originalmente basado en el concepto de una señal telegráfica usando para la transmisión modulación en frecuencia, ahora en un sistema binario se usan 2 señales cuyas frecuencias son distintas  $\omega_1$  y  $\omega_2$  respectivamente y estas son designadas una para una marca ó para un espacio (o y 1 respectivamente) y esta información

tendrá diferentes frecuencias con una amplitud constante.

Para un sistema general FSK existen 2 métodos básicos de detección en el proceso de demodulación: uno coherente ó sistema de fase cerrada (phase locked) usando detección coherente en el proceso, y el sistema no coherente usando detección de envolvente; aunque la detección no coherente es normalmente usada en FSK.

Ambas formas pueden ser efectuadas por 2 filtros paso banda seguidos los detectores respectivos y un dispositivo de decisión. Con este tipo de detección el espaciamiento en frecuencia debe ser como mínimo  $1/T$  o sea que el índice de modulación sea  $\delta \geq 1$ , para prevenir el significativo traslape ó interferencia en las bandas de paso de los 2 filtros; alternadamente un discriminador puede ser usado para convertir la variación en frecuencia a variación en amplitud.

Para desviaciones grandes, los 2 filtros mencionados se centran a la frecuencia de la marca y el otro a la frecuencia del espacio, estos a su vez pueden proveer un menor ruido de discriminación que el discriminador lineal convencional.

En la figura 2.34 se muestra el diagrama a bloques de ambos métodos de detección.

El más simple sistema FSK es uno con una señal moduladora rectangular la cual tendrá una señal de la forma:

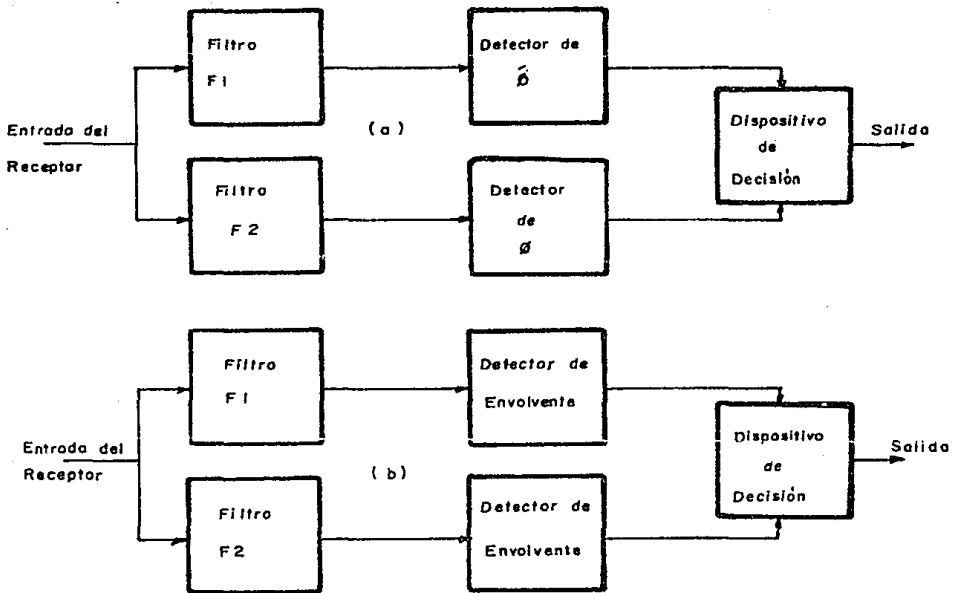


FIG. (2.34) METODO DE DETECCION EN SISTEMAS FSK, EN  
 a) DETECCION COHERENTE EN b) DETECCION  
 NO COHERENTE.

$$e_{\text{FSK}}(t) = \begin{matrix} A \cos \omega_M t \\ A \cos \omega_S t \end{matrix} \quad (2.62)$$

Donde A es el valor de la señal portadora.

$\omega_M$  es la frecuencia de la señal para una marca y  $\omega_S$  para un espacio ó 1 y 0 respectivamente.

Una representación alternativa de la onda de FSK consiste en hacer  $\omega_M = \omega_p - \Delta\omega$ ,  $\omega_S = \omega_p + \Delta\omega$  esto es la frecuencia de la señal portadora se verá disminuida su frecuencia  $\Delta\omega$  veces para una marca y aumentara  $\Delta\omega$  para un espacio (ver figura 2.35), entonces la ecuación 2.62 resulta

$$e_{\text{FSK}}(t) = A \cos(\omega_p \pm \Delta\omega)t \quad (2.63)$$

La frecuencia portadora  $f_p$  entonces se desvía  $\pm \Delta f$  alrededor de  $f_p$ . y  $\Delta f$  es la desviación de frecuencia antes mencionada.

En el caso de la detección no coherente de FSK usando el par de filtros pasa banda mencionados, un filtro es sintonizado a la marca ( $\omega_p - \Delta\omega$ ) y el otro al espacio ( $\omega_p + \Delta\omega$ ); la salida de los dos filtros son detectadas sus envolventes y muestreadas una vez por pulso de información, y la decisión de marca-espacio es hecha acorde a cualquiera de la salidas detectadas.

Ahora analizando los casos de ancho de banda; recordando que en F.M. el ancho de banda tiende a ser  $\beta=2\Delta f$ ,

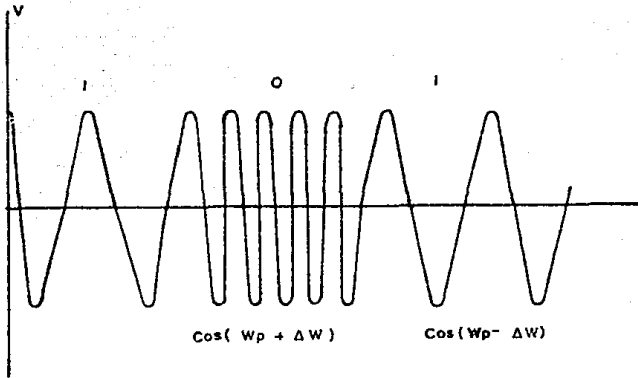


FIG. (2.35) FORMA DE ONDA DE UNA SEÑAL FSK.

en el caso FSK sucede lo mismo pues si se usa una gran separación entre los tonos el ancho de banda es esencialmente el mismo que esa separación, este caso es llamado comunmente FM de banda ancha, y el ancho de banda total es independiente del ancho de banda de la señal banda base binaria.

Ahora en el caso de F.M. de banda angosta el ancho de banda está determinado por la señal de banda base y este tiende a ser  $2B$ , y si la señal de banda base es una sucesión arbitraria de pulsos binarios, el ancho de banda aproximado de la señal FSK esta dado por

$$2\Delta f + 2B$$

$$(2.64)$$

Nótese que el ancho de banda de transmisión es generalmente mucho mayor que en A.M. y así como en A.M. se tiene un índice de modulación en F.M. también y este está dado por:

$$\beta = \frac{\Delta f}{B} \quad (2.65)$$

en donde:

$B$  : Es el ancho de banda de la banda base.

$\Delta f$  : Es la desviación en frecuencia.

Y teniendo en cuenta que en F.M. de banda ancha  $\beta \gg 1$  y F.M. de banda angosta  $\beta \ll 1$ .

#### 2.4.3. MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE (PSK).

En la manipulación por corrimiento de fase, esta fase de la onda portadora la que se conmuta en  $\pi$  radianes o se puede considerar que lo que varía en este caso es la polaridad de la portadora de acuerdo con la información binaria que se desee modular.

Cuando se conmuta la fase en la portadora entre 0 y  $\pi$  radianes en el sistema PSK, este es conocido como señales PSK M-arias; para el caso  $M = 2$  serían 2 fases, bifase ó binaria, entonces resulta el sistema binario PSK ó BPSK y la señal modulada tiene 2 estados  $m_1(t)$  y  $m_2(t)$  que estan dados por:

$$m_1(t) = + A \cos \omega_p t \quad (2.66)$$

$$m_2(t) = - A \cos \omega_p t$$

Estas señales pueden ser generadas por un sistema semejante al que se muestra en la figura 2.36.

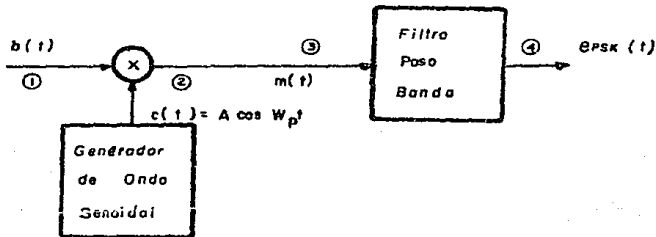


FIG. (2.36) MODULADOR DE SEÑALES BPSK.

la señal modulada es:

$$e_{\text{PSK}}(t) = b(t) c(t) = A b(t) \cos \omega_p t \quad (2.67)$$

$b(t)$  representa a la señal banda base con niveles  $-1$  y  $+1$  los representan los cambios de fase en la onda portadora, ver figura 2.37.

Así entonces la información es contenida en la fase de la señal modulada eso es:



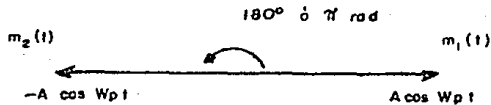


FIG. (2.37) DEFASAMIENTO DE LA ONDA PORTADORA.

$$m(t) = A \text{Cos}(\omega_p t + \psi(t)) \quad (2.68)$$

En donde  $\psi(t)$  es  $0^\circ$  ó  $180^\circ$  ó también  $0$  y  $\pi$  radianes; las formas de onda características aparecen en la figura 2.38 y los números encerrados en círculos corresponden también a la figura 2.38.

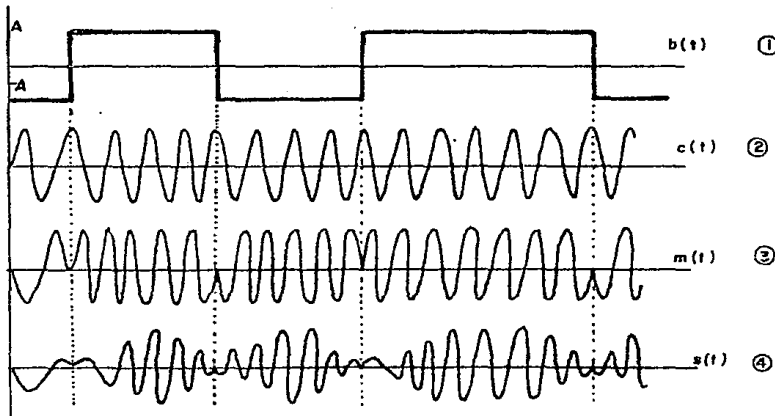


FIG. (2.38) FORMAS DE ONDA DEL MODULADOR BPSK.

Para señales iguales al de la figura 2.38 ① llamadas NRZ la multiplicación en el dominio del tiempo  $b(t)$  por  $c(t)$  es equivalente a la modulación en amplitud en doble banda lateral con portadora suprimida (DSB-SC-AM), este producto esta realizado en la ecuación 2.67 y el resultado es 2.68 que es la señal BPSK, esto implica que la multiplicación en el dominio del tiempo puede corresponder a la modulación digital en fase, en otras palabras existe una equivalencia entre la DSB-SC-AM. Y las señales PSK.

Note en la figura 2.38 en ③ y ④ el cambio abrupto de la fase de la frecuencia de la portadora  $f_p$ , esta frecuencia puede ser un múltiplo entero de el período de el bit de señal moduladora, esto puede ser ejecutado por la inserción de un multiplicador de frecuencia entre el período del bit ó frecuencia del bit  $f_b$  esto es:

$$f_p = n f_b \quad \text{donde } n \text{ es un entero.}$$

Esto se hace para hacer más facil la detección, y esta consideración en un sistema con recuperación de portadora (CR) proveerá el receptor una onda senoidal con exactamente la misma frecuencia y fase que la portadora transmitida, puesto que en PSK la detección se hace coherentemente ya que la amplitud de la portadora permanece constante, la frecuencia también y la información transmitida reside en los cambios de fase que sufre la portadora transmitida.

En la figura 2.39 se muestra un diagrama a bloques de un receptor de señales BPSK.

La señal limitada en banda recibida  $r(t)$  es multiplicada por la onda portadora recuperada  $K \cos \omega_p t$ , el

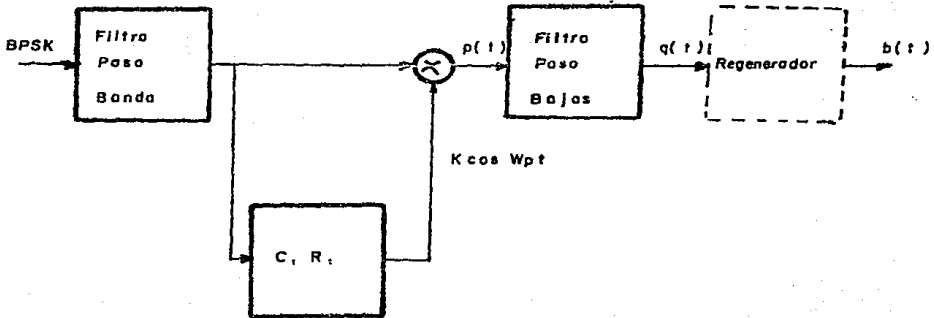


FIG. (2.39) RECEPTOR DE SEÑALES BPSK.

resultado de este producto es  $p(t)$  dado por:

$$p(t) = r(t) K \cos \omega_p t$$

Si

$$r(t) = A \cos(\omega_p t + \psi(t))$$

entonces

$$p(t) = A K \cos(\omega_p t + \psi(t)) \cos \omega_p t \quad (2.69)$$

Ahora basandose en identidades trigonometricas se obtiene

$$p(t) = \frac{1}{2} A K \cos(\psi(t)) + \frac{1}{2} \cos(2\omega_p t + \psi(t))$$

Y el filtro paso bajas remueve los componentes espectrales de doble frecuencia, entonces se obtiene la señal  $q(t)$  dada por:

$$q(t) = \frac{1}{2} A K \text{Cos} (\psi(t)) \quad (2.70)$$

En la ecuación 2.70  $AK/2$  representa una amplitud constante mientras  $\text{Cos} \psi(t)$  es la señal de banda base variable en el tiempo, para  $\psi(t) = 0^\circ$  o  $180^\circ$  esta señal es  $+1$  ó  $-1$  respectivamente, este voltaje de banda base es proporcional a la diferencia de el coseno de el ángulo de fase entre la portadora modulada recibida y la portadora recuperada; más, prácticamente los circuitos de recuperación de portadora introducen una ambigüedad ó duda de fase dentro de la portadora recibida, en los demoduladores PSK, el recobro de la portadora  $\text{Cos} \omega_p t$  no es necesaria.

En algunos casos se recobra la señal  $\text{Cos} \omega_p t$ , en otros existe un error en la fase de la portadora y se recobra  $\text{Cos}(\omega_p t + 180^\circ)$ , de esta forma existe un firme error de  $180^\circ$  en la fase de la portadora recuperada, este error invierte la corriente de datos demodulados y causa un 100% de error, afortunadamente, la inserción de un simple codificador diferencial dentro del receptor evita errores que pueden ser introducidos por esta ambigüedad de fase.

#### 2.4.3.1. PSK DIFERENCIAL.

PSK diferencial es una modificación de PSK la cual evita la necesidad de proveer la sincronía con la portadora en el receptor para demodular la señal PSK ó dicho de otra manera evitar los problemas de sincronización de la -

detección coherente. Este proceso se ilustra en la figura 2.40.

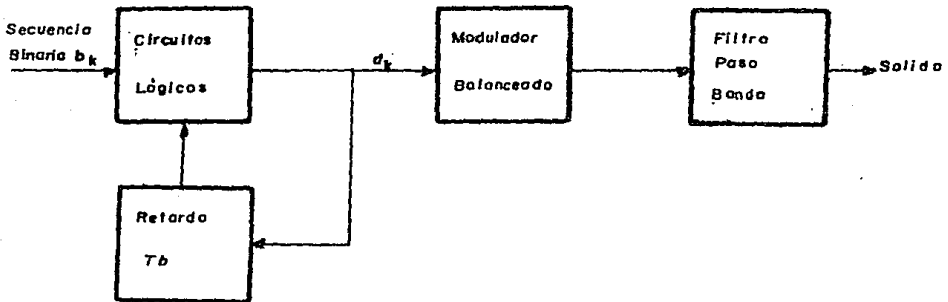


FIG. (2.40) CODIFICADOR DE SEÑALES PSK DIFERENCIAL.

El circuito lógico tiene 2 entradas para la generación de el mensaje en la codificación diferencial, una es la presencia de los bits  $b_k$  y la otra es la misma señal retardada en el tiempo, nótese que este retardo es de el valor del período del bit ( $T_b$ ).

En la generación de la secuencia  $d_k$  el bit presente  $b_k$  de la secuencia del mensaje y un bit previo  $d_{k-1}$  son comparados, este bit previo  $d_{k-1}$  es arbitrario, si existe diferencia entre  $b_k$  y  $d_{k-1}$  entonces  $d_k = 1$ , de otro modo  $d_k = 0$ , esto puede ser expresado en términos de:

$$d_k = b_k \oplus d_{k-1} = b_k d_{k-1} \oplus \bar{b}_k \bar{d}_{k-1} \quad (2.70)$$

donde  $\oplus$  indica la operación OR exclusiva.

Para la obtención del mensaje enviado se realiza la operación inversa que el codificador, el demodulador DBPSK se ilustra en la figura 2.41.

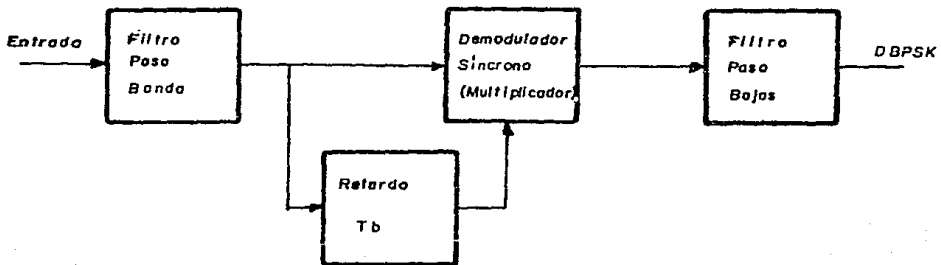


FIG. (2.41) DEMODULADOR DE SEÑALES DBPSK.

Observese que los diagramas a bloques tanto del modulador como demodulador son similares, pero no es el único empleado en este sistema, también se puede emplear el de recuperación de portadora (CR) el cual sería sustituido en el DBPSK por el de retardo de la señal  $T_b$ .

Para ejemplificar la codificación y decodificación diferencial el proceso se muestra a continuación.

En la figura 2.42 observese que primeramente se obtiene un bit de referencia entonces se hace una comparación entre dicho bit y el mensaje  $b_k$ , y de acuerdo con la -

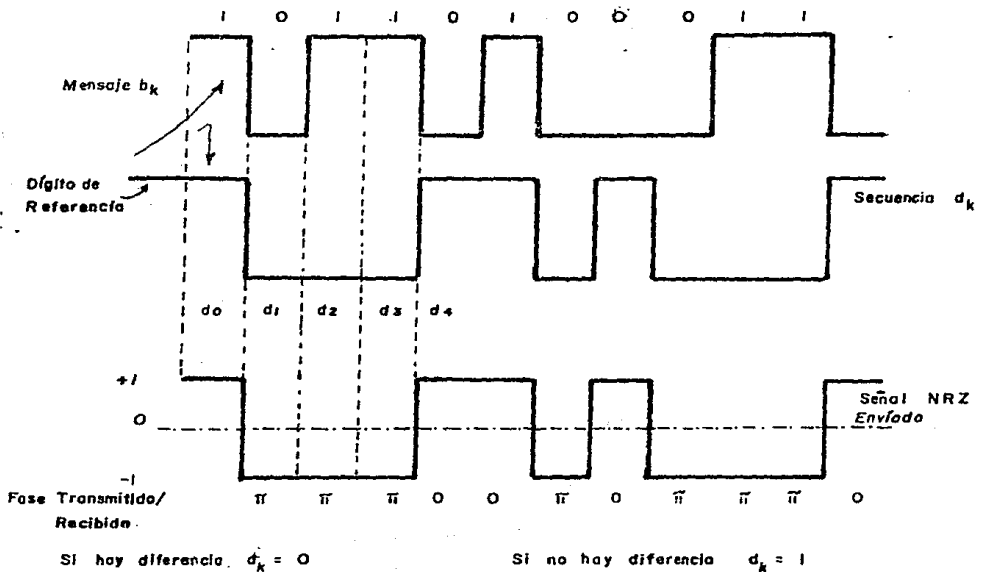


FIG. (2.42) EJEMPLO DE CODIFICACION DBPSK.

ecuación 2.71, entonces  $d_0 = \overline{1 \oplus 1} = \overline{0} = 1$ , después --  
 $d_1 = \overline{1 \oplus 0} = \overline{1} = 0$  y así sucesivamente hasta terminar el mensaje  $b_k$ .

Este tipo de codificación es más empleada en el sistema PSK pero no se le restringe a tales aplicaciones.

### 2.4.3.2. SISTEMAS QPSK.

Como antes se mencionó los sistemas BPSK son sistemas binarios, los cuales requieren un circuito recuperador de portadora en los cuales existía una ambigüedad de fase en la portadora, entonces se codificaba diferencialmente para evitar ese error de  $180^\circ$  en la fase de la portadora recuperada, así se introducían los sistemas DBPSK como un método para modular/demodular en el cual no se requeriría recuperar la portadora.

Ahora para reducir el ancho de banda ocupado por estas señales se ocupan señales multinivel (ver referencia<sup>5</sup>), que consiste en la combinación de pulsos binarios para formar un pulso de mayor amplitud lo que en consecuencia requeriría un menor ancho de banda de transmisión, específicamente con la conformación ideal de Nyquist pueden transmitirse 2 símbolos /S/Hz por el canal de ancho de banda de --- Nyquist de B Hertz, si se usa un conjunto de  $M = 2^n$  símbolos si n es el número de pulsos binarios que se han combinado para formar el símbolo adecuado que se va a transmitir, pueden transmitirse usando la banda de Nyquist  $2n$  bits/S/Hz.

Entonces los sistemas QPSK (quadriphase PSK; cuatro fases PSK) son usados en aplicaciones donde los sistemas BPSK son insuficientes para el ancho de banda disponible. Las varias técnicas de modulación/demodulación usadas en BPSK también se aplican a los sistemas de cuatro fases PSK. En adición a los extensiones directas de las técnicas binarias es la técnica conocida como OKQPSK (offset keyed QPSK; modulación compensada QPSK) la cual se describirá posteriormente.



En los sistemas QPSK la señal modulada tiene cuatro distintos estados de fases.

Esos estados son generados por un esquema de par de bits consecutivos (dibits) dentro de símbolos, los estados correspondientes de fase son mantenidos durante la señalización en el intervalo  $T_s$ . Este intervalo tiene 2 bits de duración ( $T_s = 2 T_b$ ), las cuatro posibles dibits son frecuentemente graficadas de acuerdo con el código Gray. La propiedad más importante en este código es que los símbolos adyacentes difieren por un solo bit. En los sistemas de transmisión el ruido y la interferencia se adhiere a la señal y esto introduce errores por los estados adyacentes.

El código Gray es ventajoso particularmente -- cuando los sistemas QPSK son seguidos por simples decodificadores correctores de error.

Las cuatro señalizaciones en código Gray se describen como:

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= A \cos (2\pi f_c t + 45^\circ) \\
 S_{01} &= A \cos (2\pi f_c t + 135^\circ) \\
 S_{00} &= A \cos (2\pi f_c t + 225^\circ) \\
 S_{10} &= A \cos (2\pi f_c t + 315^\circ)
 \end{aligned}
 \tag{2.72}$$

En estas ecuaciones los subíndices representan el estado correspondiente de la señal en código Gray y la fase de la portadora respectivamente. En la figura 2.43 se

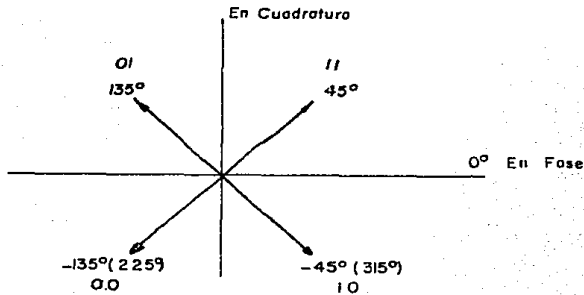


FIG. (2.43). REPRESENTACION GRAFICA DE LAS 4 FASES PSK.

representan las 4 fases de las ecuaciones 2.72.

En la figura 2.43 el eje horizontal se le llama eje en fase y al eje vertical se le denomina eje en cuadratura y al conjunto se le conoce como constelación de señales QPSK. Un diagrama a bloques de un modulador/demodulador convencional QPSK se muestra en la figura 2.44. La corriente de datos NRZ que entra al modulador es convertida en 2 corrientes NRZ a través de un convertidor serie/paralelo.

Una corriente está en fase,  $I(t)$ , y la otra está en cuadratura,  $Q(t)$ , con un período de bits igual a la mitad que el período de entrada al sistema. La relación entre la entrada de datos y las corrientes  $I$  y  $Q$  se muestran en la figura 2.45.

Ambas  $I$  y  $Q$  se aplican separadamente a los multiplicadores (mezcladores balanceados), la segunda entrada a

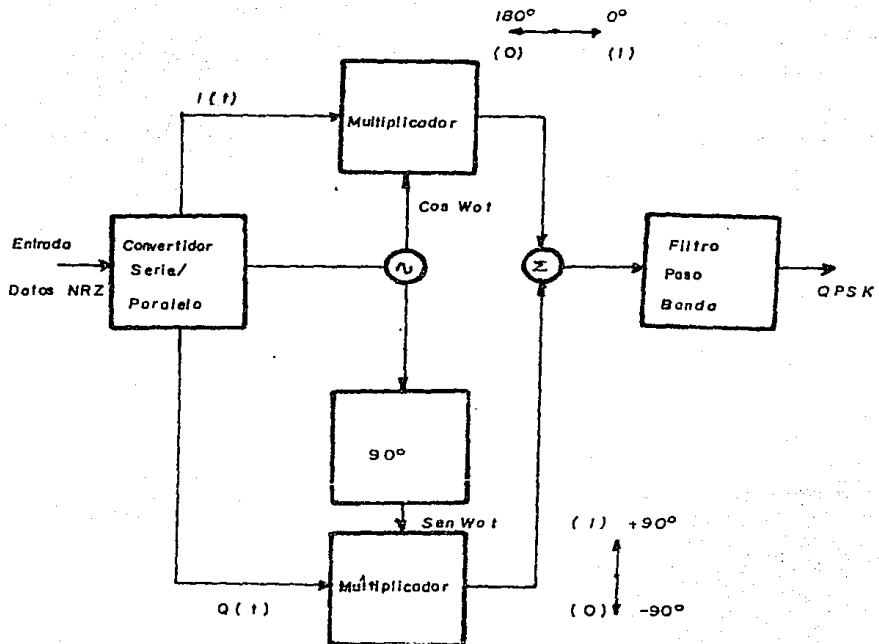


Fig. (2.44) MODULADOR DE SEÑALES QPSK, NOTESE QUE EN  $I(t)$  PARA UN 1 BINARIO NO EXISTIRA CAMBIO DE FASE EN  $\cos \omega_0 t$ , PERO SI PARA UN 0 ( $180^\circ$ ), ADEMAS PARA LA SEÑAL  $Q(t)$  CAMBIARA A  $+90^\circ$  PARA UN 1 Y  $-90^\circ$  PARA UN 0.

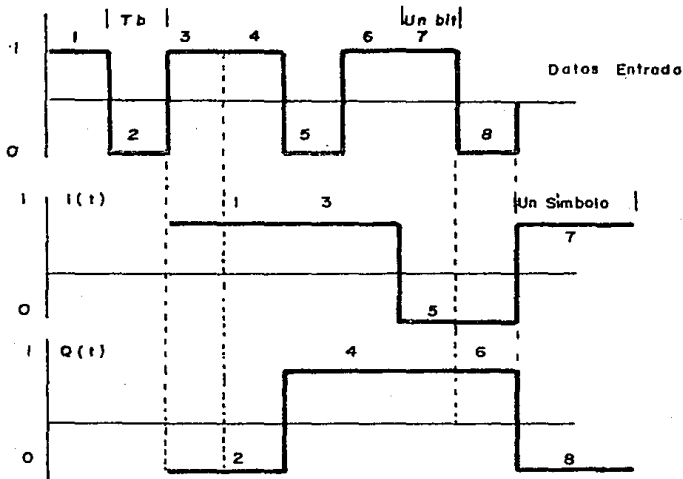


FIG. (2.45) PROCESO DE CONVERSION A SEÑALES  $I(t)$  y  $Q(t)$  NOTESE QUE  $T_b = T_s/2$ .

el multiplicador I es la señal portadora  $\cos \omega_0 t$  y la segunda entrada a el multiplicador Q es la señal portadora corrida exactamente  $90^\circ$  ( $\sin \omega_0 t$ ), a la salida de los multiplicadores se obtienen 2 señales BPSK, el multiplicador I a su salida tiene una fase de  $0^\circ$  ó  $180^\circ$  relativos a la portadora, y el Q tiene una fase de  $90^\circ$  ó  $270^\circ$ . La salida de ambos multiplicadores son entonces sumados para dar una sola señal de cuatro fases. De este modo la señal QPSK puede ser considerada como dos sistemas BPSK operando en cuadratura.

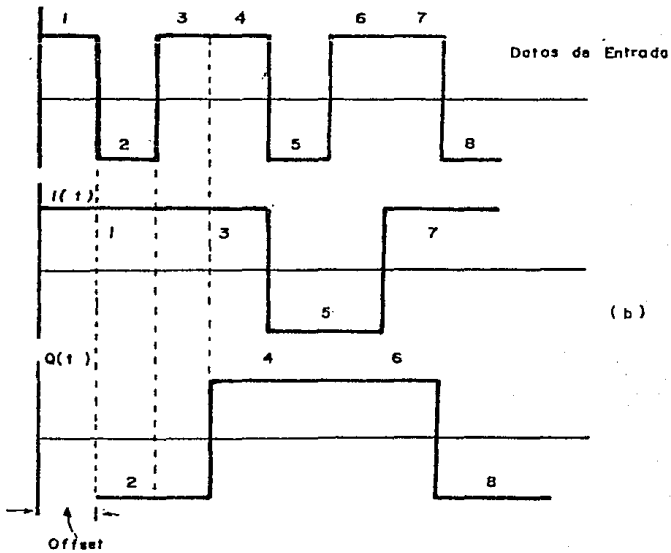
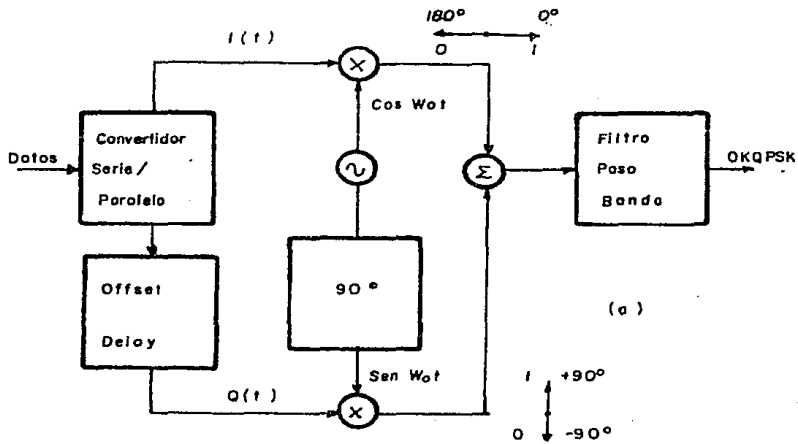


FIG. (2.46) UN SISTEMA OQPSK.

En el receptor se regenerarán las señales I y Q y se recombinarán en un convertidor paralelo/serie a la forma original de la corriente de datos de entrada, sin embargo esta corriente esta por supuesto sujeta a errores debidos a el ruido y filtrado.

El diagrama a bloques de un sistema OKQPSK (offset-keyed quaternary phase shift-keyed) se muestra en la figura 2.46, este diagrama es muy similar a el convencional. QPSK, la diferencia está en la transición de datos entre las corrientes I y Q, como ellos entran a la multiplicadores, la entrada de datos se aplica al convertidor serie/paralelo. Una de las corrientes de salida, en este caso la corriente Q es "compensada" con respecto a la otra por un retardo por una cantidad igual a la duración del bit esto es  $T_b = T_s/2$ , la relación entre las señales I y Q respecto a la entrada se muestra en la figura 2.46b.

Notese la similitud entre las figuras 2.44 y 2.45 con respecto a la 2.46 a y b y el funcionamiento es similar a la QPSK. Sin embargo ambas corrientes de datos aplicadas a los multiplicadores nunca podran estar en transmisión simultaneamente, únicamente uno de los vectores que comprende la señal de salida del modulador OKQPSK puede cambiar a cualquier tiempo. El resultado es que únicamente la transición de fase de  $90^\circ$  ocurre en la señal de salida del modulador. En el caso de la amplitud, la señal QPSK tiene una amplitud constante y comparada con la OKQPSK esta tiene una amplitud menor del 70% comparada con el 100% de la convencional QPSK.

## 2.4.3.3. SISTEMAS SINCRONICOS O DIFERENCIALES QPSK/OKQPSK.

En el diagrama a bloques de la figura 2.47 se

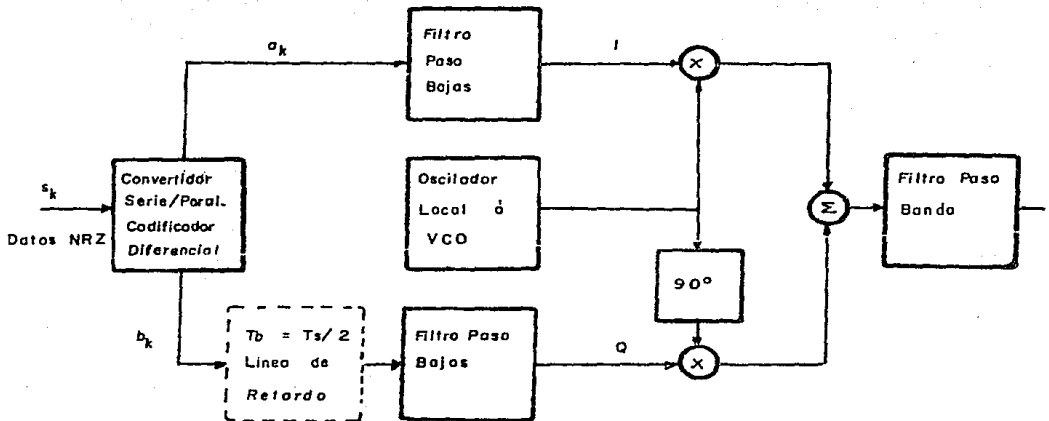


FIG. (2.47) CODIFICADOR DIFERENCIAL QPSK.

presenta un sistema síncrono QPSK/OKQPSK; la corriente de datos NRZ,  $s_k$  es pasado a través de un convertidor serie/paralelo y se transforma en dos series de datos  $a_k$  y  $b_k$ . Un codificador diferencial puede ser insertado dentro del modulador. Este codificador, con un complementario diferencial de codificador en el receptor es requerido si el circuito recuperador de portadora introduce una ambigüedad de fase, o si

un esquema de demodulación DQPSK sin recuperación de portadora es usado.

El convertidor serie/paralelo asegura que las corrientes de datos I y Q están en sincronía. El elemento de retardo ( $T_b = T_s/2$ ) es insertado si en la modulación -- OKQPSK es requerido. Esta línea de retardo no cambia la relación de sincronía necesaria entre los canales I y Q.

De manera similar en el caso binario PSK el oscilador local puede ser amarrado a un entero múltiplo de el período de los datos. Para ejecutar este amarre se requiere un oscilador de voltaje controlado (VCO), el VCO es normalmente parte de un circuito PLL. (Phase Locked Loop). No obstante si el oscilador local no es amarrado (sincronizado) a un entero múltiplo de el período de datos, el funcionamiento del sistema no es muy aplicable a sistemas de satélite.

Así como existen sistemas síncronos existen también sistemas asíncronos donde se modula directamente la corriente de datos  $I(t)$  y  $Q(t)$ .

#### 2.4.3.4. CODIFICACION/DECODIFICACION DIFERENCIAL QPSK/OKQPSK

El uso frecuente en los circuitos recuperadores de portadora es el "quadruplex", en este circuito de 4 fases resulta una ambigüedad de fase para cualquiera de las fases  $\cos(\omega t + n\pi/2)$  donde  $n = 0, 1, 3$ .

Dependiendo de la fase de la portadora recuperada, el par de datos (P,Q) que se introducirán a la entrada



del modulador, estos datos pueden ser  $(P, Q)$ ,  $(\bar{P}, \bar{Q})$ ,  $(Q, \bar{P})$ ,  $(\bar{Q}, P)$  a la salida del demodulador, como se observa la salida no es la misma que la entrada excepto el primer par de datos. Este dilema puede ser resuelto, utilizando un codificador en el modulador y decodificador diferencial en el demodulador, ver figura 2.48.

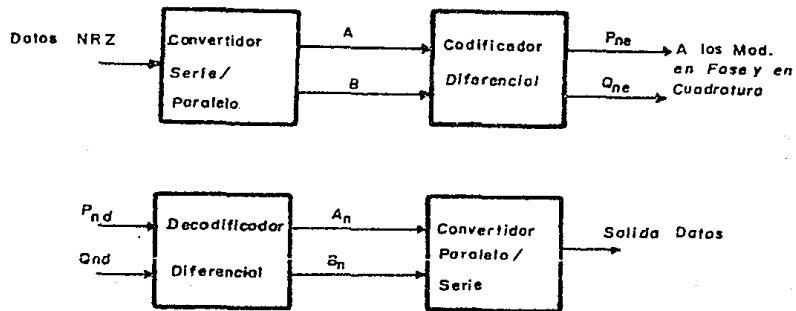


FIG. (2.48) CODIFICADOR/DECODIFICADOR DIFERENCIAL DE SEÑALES QPSK, PARA LAS SEÑALES OKQPSK LOS BLOQUES SON SIMILARES.

La codificación diferencial codifica los pares así que únicamente los cambios en la fase de la información transmitida de la representación OPSK, no la fase absoluta, así se elimina la necesidad de una referencia de fase. Así como existe una ecuación para la codificación diferencial de señales BPSK (ver ecuación 2.73) existen 2 ecuaciones para las señales QPSK las cuales son:

$$P_{nc} = \overline{(A_n \oplus B_n)} (A_n \oplus P_{(n-1)c}) + (A_n \oplus B_n) (B_n \oplus Q_{(n-1)c}) \quad (2.73)$$

$$Q_{nc} = \overline{(A_n \oplus B_n)} (B_n \oplus P_{(n-1)c}) + (A_n \oplus B_n) (A_n \oplus P_{(n-1)c})$$

Para el codificador QPSK y para el decodificador QPSK son:

$$A = \overline{(P_{nd} \oplus Q_{nd})} (P_{nd} \oplus B_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd}) (Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) \quad (2.74)$$

$$B = (P_{nd} \oplus Q_{nd}) (Q_{nd} \oplus Q_{(n-1)d}) + (P_{nd} \oplus Q_{nd}) (P_{nd} \oplus Q_{(n-1)d})$$

Donde para el codificador  $(P_{nc}, Q_{nc})$  y  $(P_{(n-1)c}, Q_{(n-1)c})$  representa el presente y salidas previas y  $(A_n, B_n)$  representa la entrada presente para el decodificador  $(A_n, B_n)$  representa la salida del decodificador y  $(P_{nd}, Q_{nd})$  y  $(P_{(n-1)d}, Q_{(n-1)d})$  representan las presentes y entradas previas para los regeneradores.

#### 2.4.3.5. SISTEMAS DE 8 FASES (8-PSK).

La técnica de 8-PSK se puede ver como una extensión de los sistemas QPSK, en la figura 2.49 se tiene el diagrama a bloques, de el modulador caracterfstico.

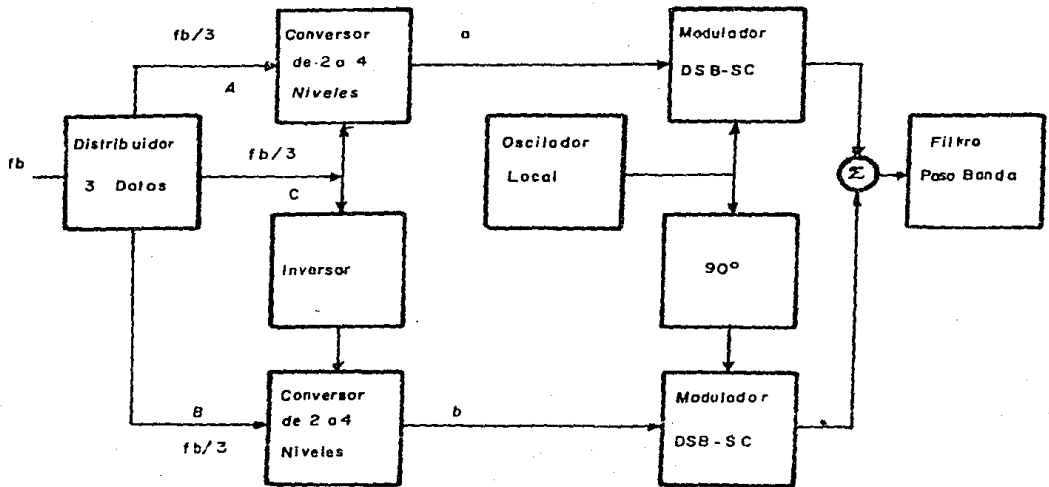


FIG. (2.49) MODULADOR DE SEÑALES DE 8 FASES.

La tasa de datos  $fb$  es dividida en 3 corrientes binarias paralelas teniendo cada una de ellas  $1/3$  de la tasa de entrada esto es  $fb/3$ . El convertor de nivel de 2 a 4 provee uno de las 4 niveles posibles de una señal de banda base polar en  $a$  y  $b$  si el símbolo binario  $A$  es uno lógico (cero) entonces el nivel de  $A$  tiene uno de los dos posibles estados (positivo, negativo). El estado lógico de el bit  $C$  determina que nivel alto o bajo estaría presente en  $A$  o en  $B$ . Cuando  $C = 1$ , la amplitud de  $A$  es más grande que en  $B$ . Si  $C = 0$

la conversión es verdadera. Las señales polares de banda base de 4 niveles  $a$  y  $b$  son usadas para modular en DSB-SC, las dos portadoras en cuadratura.

El diagrama de la señal modulada 8-PSK se muestra en la figura 2.50a notese que existe  $45^\circ$  de separación entre una fase y otra y también se muestra los estados de amplitud de los vectores  $a$  y  $b$  en la figura 2.50b.

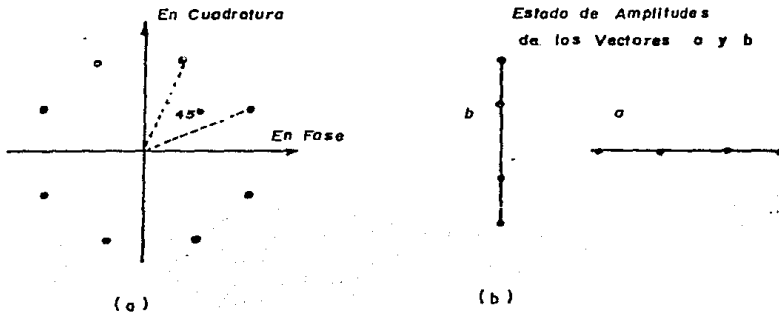


FIG. (2.50) CONSTELACION DE SEÑALES 8-PSK.

También existen moduladores de alta velocidad de transmisión usando únicamente dispositivos digitales como el mostrado en la figura 2.51 cuya velocidad de transmisión es 120 Mb/seg. en el cual la tasa de entrada  $f_b$  es convertida en 3 corrientes paralelas de  $f_b/3$  mediante el distribuidor.

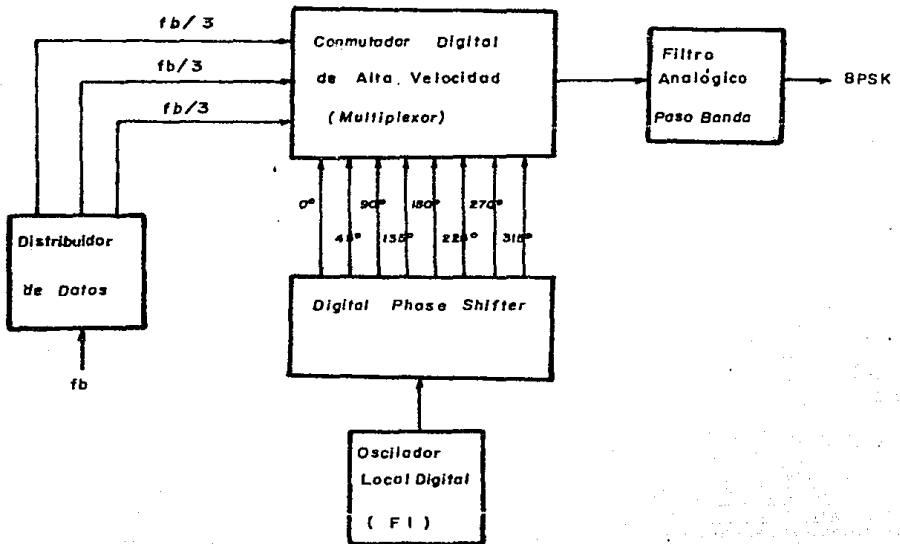


FIG. (2.51) MODULADOR DE ALTA VELOCIDAD (120 Mbits/seg.).

## 2.5. MODULACION EN AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM) O MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD Y FASE (APK).

En años recientes los esquemas híbridos (modulación por corrimiento de amplitud y fase) han incrementado su atención por su económico uso del ancho de banda. La modulación QAM es todavía otra alternativa de A.M. Esta técnica involucra 2 señales separadas  $90^\circ$  en fase y modulada en ---

DSBSC, una forma de escribir la ecuación de las señales QAM sería:

$$e_{QAM}(t) = A (m_I(t) \cos \omega_p t + m_Q(t) \sin \omega_p t). \quad (2.75)$$

Estas señales pueden interpretarse como de muchos niveles de modulación en amplitud aplicados independientemente a cada una de las dos portadoras que sería la de cuadratura  $Q$  y la de fase  $I$ , el diagrama a bloques de un modulador QAM con portadora suprimida se muestra en la figura - 2.52.

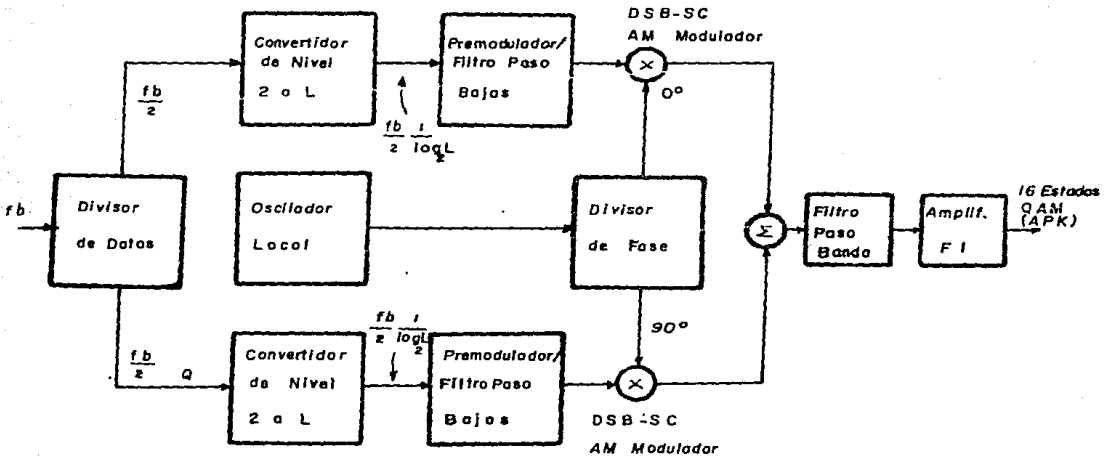


FIG. (2.52) MODULADOR DE SEÑALES M-arias QAM.

En este tipo de modulación, la información reside en la fase y amplitud de la portadora. La original tasa binaria es conmutada dentro de dos corrientes de símbolos binarios teniendo cada una una tasa binaria de  $f_b/2$ , los siguientes convertidores 2 a L convierten esa tasa de datos  $f_b/2$  a L - niveles de señales PAM teniendo una tasa de símbolos de

$$f_s = (f_b/2) (1/\log_2 L) \text{ símbolos/seg. (2.76)}$$

El diagrama de espacio (constelación) de los estados de la señal QAM de 16 estados (M = 16-aria QAM) se muestra en la figura 2.53, nótese que en algunos estados tienen el mismo ángulo pero con magnitud distinta.

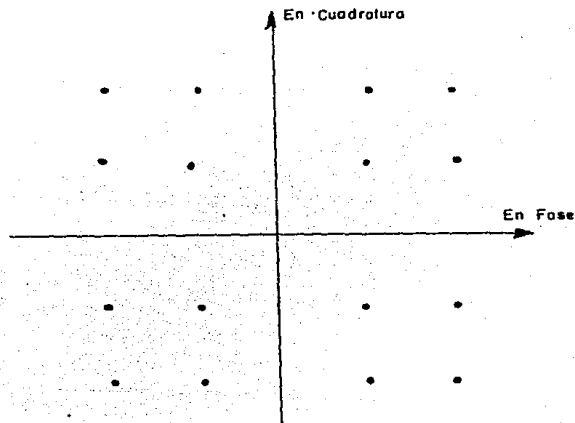


FIG. (2.53) CONSTELACION QAM DE 4 NIVELES (16 SIMBOLOS).





### CAPITULO III

#### TELEVISION DIGITAL

#### 3.1. INTRODUCCION.

El procesamiento digital de imagenes es relativamente reciente y abarca una gran cantidad de aspectos de óptica, electrónica, matemáticas, fotografía y técnicas de computación; estos aspectos combinados al mismo tiempo pueden definir una imagen digitalizada que se aplica en la transmisión de televisión.

##### 3.1.1. ELEMENTOS EN EL PROCESAMIENTO DIGITAL DE IMAGENES.

El proceso de digitalización de una imagen es la conversión de esta a una forma numérica para su transmisión, visto desde el punto de vista de televisión es muestrear la señal de video, cuantizarla y codificarla para su transmisión, ó también convertir una señal óptica en una señal electrónica.

La imagen es dividida dentro de pequeñas regiones llamadas "*elementos de imagen*" (picture elements), en este trabajo lo llamaremos pixels. (Algunos autores que se remiten en las referencias lo llaman pels).

La forma esquemática de una subdivisión es el muestreo rectangular en forma de una reja como se muestra en la figura 3.1.

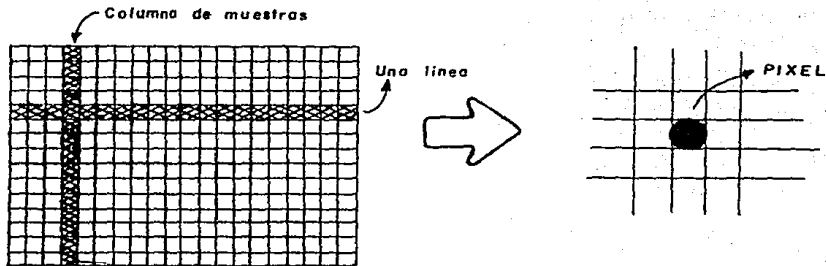


FIG. (3.1) DIGITALIZACION DE UNA IMAGEN.

Esta imagen es dividida dentro de líneas horizontales hechas de pixels adyacentes. A cada pixel, la brillantez de la imagen es muestreada, cuantizada y codificada.

Este paso da un entero de cada pixel y este representa la brillantez ó la oscuridad de la imagen en cada punto. Cuando se ha hecho este paso para todos los pixels, la imagen es representada por un arreglo rectangular de enteros. Cada pixel tiene una ubicación (línea o número de renglon y número de columna). Este valor entero es llamado nivel de gris.

Las imagenes digitalizadas tienen únicamente dos niveles de la escala de grises: gris y negro.

En la práctica se pueden tener 8 bits (256 niveles) con una alta resolución.

### 3.1.2. EL NIVEL DE GRIS.

La resolución de una imagen depende en gran medida a los niveles de la escala de grises.

El ojo humano puede distinguir aproximadamente 40 sombras de gris, pero el número empleado en la práctica rebasa a la capacidad del ojo humano. Ver figura 3.2.

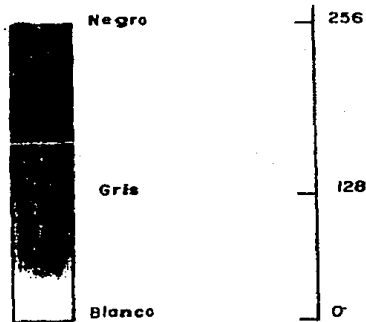


FIG. (3.2) NIVELES Y ESCALA DE GRISES.

El histograma del nivel de gris es una herramienta de gran uso en el procesamiento digital de imágenes. Esta función resume el nivel de gris contenido en una imagen; es una función que muestra, para cada nivel de gris, el número de píxeles en la imagen que le corresponde.

El histograma indica si o no una imagen es propiamente escalada dentro de un rango útil de los niveles de gris. Ordinariamente, una imagen digital haría uso de casi todos los niveles de grises útiles. El uso inadecuado de la escala de grises causaría que una imagen ocupase más espacio de almacenamiento de datos que su información requiera.

El contraste hace referencia a la amplitud de la variación de la escala de grises en una imagen. La figura 3.3 muestra el histograma de una imagen con bajo contraste, en ella el histograma es cero para niveles de grises de bajo de 16 y arriba de 200, los pixels no tienen esos valores.

El rango entre la obscuridad y la luminosidad en la imagen es dividido dentro de el valores menores que 256 pasos útiles con 8 bits, esta imagen es la típica producida a una baja sensibilidad de digitalización.

La situación opuesta es típica de histogramas producidos con una alta sensibilidad. En este caso se usa totalmente la escala de grises, pero hay picos en los niveles de gris de 0 a 255. Esto sugiere que los niveles de --gris en áreas luminosas y oscuras en la imagen han sido comprimidas para acomodarlas dentro de un rango util. En este histograma se extiende debajo de 0 y arriba de 255. Este proceso destruye las diferencias entre áreas extremadamente luminosas y extremadamente oscuras, esta a su vez causa bajos detalles en esas áreas. La figura 3.4 muestra un detalle óptimo de la escala de grises.

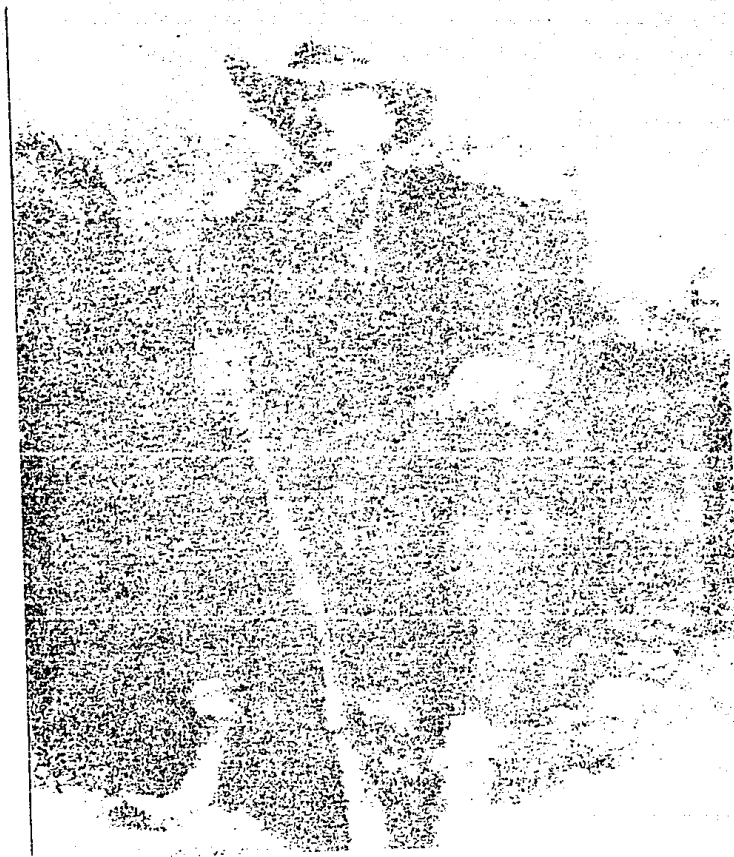


FIG. (3,31) HISTOGRAMA CON BAJO CONTRASTE < 200 NIVE-  
LES.



FIG. (3.41) HISTOGRAMA MOSTRANDO EL OPTIMO USO DE LA ESCALA DE GRISES;  $\leq$  256 NIVELES.

### 3.1.3. SISTEMAS DE MODULACION DE PULSO APLICABLES A T.V.

De los sistemas vistos anteriormente se utilizan 2 tipos para enlaces de comunicaciones de T.V. el sistema PAM y el sistema PDM, ambos muestrean la forma de onda de video con un tren de pulsos. Para el caso PAM, el resultado de el proceso de muestreo es un tren de pulsos con variación en amplitud en este tren PAM es usada una portadora para poder transmitirse usando la modulación en frecuencia, el resultado es un tipo de modulación denominada PAM/FM.

En PDM/FM la amplitud del pulso permanece constante pero el borde posterior varia de acuerdo con la forma de onda de video muestreada.

También se tiene el caso de sistemas PCM/FM en el cual las muestras tomadas son cuantizadas y la salida binaria representara varios niveles de señal de video.

Los sistemas de modulación de pulso son usualmente comparados en base al funcionamiento, su relación señal a ruido (SNR) que es medida o calculada contra algunos puntos de referencia común en todos los sistemas; el mejor punto de referencia usado es la probabilidad de error RMS, otra referencia es la relación señal a error RMS ( $S_n^2 / e_n^2$ ).

Esta última referencia para el sistema PAM/FM - tiene un valor de

$$\frac{S_n^2}{e_n^2} = \frac{2 S T}{3 N/B} \quad (3.1)$$

donde S es la potencia de la señal recibida, T es el período de la muestra de transmisión, N la potencia del ruido medida a la salida del filtro paso banda y B el ancho de banda del filtro.

En PDM un pulso es generado con un ancho proporcional a la amplitud de la muestra y la relación señal a error esta también dada por:

$$\frac{\overline{S_n^2}}{\overline{e_n^2}} = \frac{2 S T}{3 N/B} \quad (3.2)$$

que fué mencionada anteriormente, (ver referencia<sup>10</sup>).

### 3.2. CUANTIZACION DE IMAGENES.

Existen 3 parámetros relevantes para la representación de una imagen que son: *amplitud, espacio y resolución*. En el caso de una imagen monocromática predomina únicamente 2 niveles, blanco y negro pero una gran resolución.

En el sistema NTSC para muestrear una señal de televisión usa el barrido entrelazado, que es el que se utiliza en el sistema comercial de televisión analógica, este convierte la señal de televisión a una secuencia de muestras.

Esto está dado por el primer muestreo periódico para obtener una matriz de elementos de cuadro (pixels).



En el estandar NTSC hay 30 cuadros por segundo y en cada cuadro hay 525 líneas, son 2 campos consecutivos intercalados en espacios verticalmente. La tasa de muestreo a lo largo de la línea de barrido dependerá del ancho de banda de la señal.

El NTSC es elegido para ejercitar la compatibilidad con los receptores monocromáticos, esto se hace para transmitir la imagen monocromática o señal de luminancia (Y) y otra señal compuesta por dos componentes de crominancia (señales I y Q) la cual proveen una información adicional ne cesaria para representar el color de la escena original.

La técnica del multiplexaje de tiempo es usada para transmitir simultaneamente esas señales en el ancho de banda localizando para los respectores monocromáticos. En el muestreo de la señal de video es usada el estandar NTSC y las señales Y,I,Q pueden ser muestreadas según Nyquist a 8, 4,2 MHz. Esto da alrededor de 900-1000 muestras por línea de barrido ó de otra manera estas señales tienden a ser mues treadas con un múltiplo de la frecuencia de la subportadora de color ( $F_{sc} = 3.58$  MHz) para evitar cualquier "batido" visible debido al muestreo.

Las frecuencias de muestreo de 3 fsc (10.74 - MHz), y 4 fsc (14.32 MHz) son populares. Para componentes de muestreo de 8 bits o 256 niveles por muestra, manifiestan ser las frecuencias adecuadas para el muestreo de la señal.

En imagenes monocromáticas utilizando PCM, cada muestra de imagen es cuantizada usualmente sobre una escala final y le es asignado un código binario para su transmisión;

normalmente un código de uniforme longitud es usado para cada nivel de brillo y por lo tanto el número de niveles de brillo  $L$  es elegido para satisfacer la relación:

$$L = 2^b \quad (3.3)$$

En donde  $b$  es el número de bits permitido por muestra de imagen. Si la calidad de la imagen en el sistema de transmisión es juzgada por una medición analítica, entonces  $b$  es simplemente tomada como el más pequeño valor que satisface la calidad de imagen aceptable.

Sin embargo el ojo es el único capaz de juzgar la brillantez absoluta de alrededor de 10 a 15 sombras o desvanecimientos de gris, pero es mucho más sensitivo en el brillo de sombras adyacentes. Para un número reducido de niveles de cuantización; el primer efecto visible es que el contorno de las escalas de gris es causado por brincos en el brillo de la imagen reconstruida entre los niveles de cuantización en una región donde la imagen original tiene ligeros cambios de brillantez.

El número mínimo de bits de cuantización requerido para codificación básica en PCM para prevenir el contorno de la escala de grises, depende de una variedad de factores incluyendo la linealidad de la imagen y los efectos de ruido antes y después del sensor de imagen.

Han sido muchos los estudios experimentales para determinar el número de posición de los niveles de cuantización requeridos para minimizar el efecto del contorno de la escala de grises y la mayoría de los autores dicen que a

6 bits (entre 64 niveles) son requeridos para una buena calidad; sin embargo existen algunas preguntas de la linealidad, la calibración de los sistemas de imagen, algunas cámaras de T.V. y monitores exhiben una respuesta no lineal a la intensidad de la luz, también las películas fotográficas que son frecuentemente usadas para la grabación de resultados experimentales son altamente no lineales. Finalmente cualquier ruido en la cámara ó monitor tiende a disminuir los efectos de contorno.

Las figuras 3.5 y 3.6 son de la imagen de una persona, con un número variable de niveles de cuantización - en figura 3.5 la señal de luminancia (Y) de la imagen ha sido uniformemente cuantizada desde 2 a 64 niveles (1 bit y 6 bits). El contorno de la escala de grises en esas imagenes es aparentemente en regiones oscuras de la imagen para 5 ó menos bits. Estas figuras son resultados de una computación simulada de una cuantización uniforme de densidad de imagen. En las imagenes de color son representados por escenas de los tres colores primarios, rojo, verde, azul.

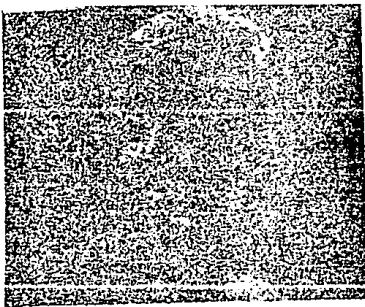
Los valores de estos tres colores son individualmente cuantizados, entonces la selección de los números y colocación de los niveles de cuantización sigue las mismas consideraciones generales que las de la imagen monocromática

El ojo humano posee una respuesta no lineal a un espectro de luz como lo es a la luz blanca y por lo tanto es conocido que el ojo es más sensitivo a los cambios de brillantez en la región azul del espectro.

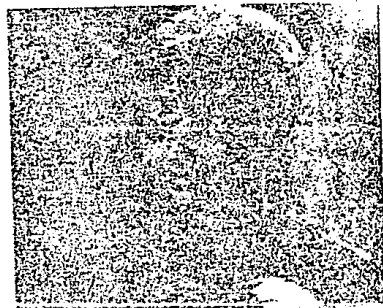
moderadamente sensitivo a los cambios de brillo en la



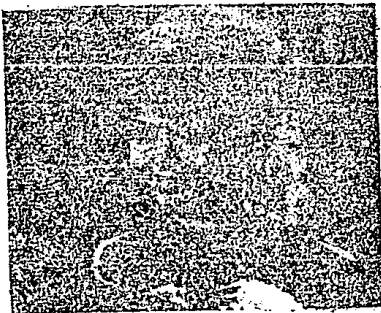
6 bit 64 niveles



4 bits 16 niveles



3 bits 8 niveles

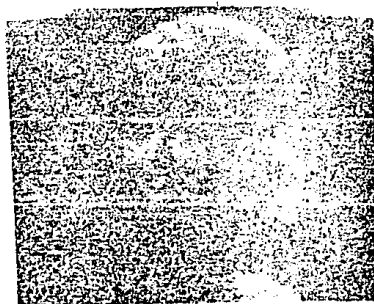


2 bits 4 niveles

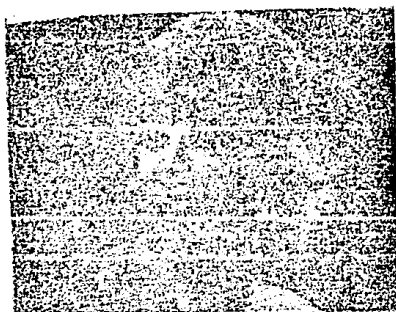


1 bit 2 niveles

FIG. (3,5) EJEMPLOS DE CUANTIZACION UNIFORME DE INTENSIDAD DE IMAGEN.



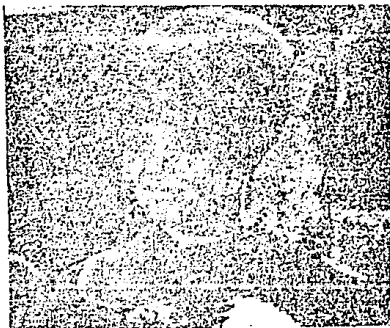
6 bits 64 niveles



4 bits 32 niveles



3 bits 8 niveles



2 bits 4 niveles



1 bit 2 niveles

FIG. (3.6) EJEMPLOS DE CUANTIZACION.

región espectral verde y una mínima sensibilidad a los cambios de rojo, de este modo es posible asignar niveles de cuantización basandose en la mayor eficiencia y usar un número adecuado para cada valor de los tres colores. La figura 3.7 contiene un diagrama a bloques generales para un sistema

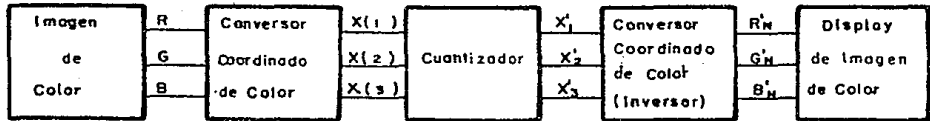


FIG. (3.7) MODELO DE UN CUANTIZADOR DE IMAGEN DE COLOR.

de cuantización de imagen de color. El origen de la imagen descrita por los valores de los tres colores  $R_N, G_N, B_N$ , es convertida en tres componentes  $X(1), X(2), X(3)$ , las cuales son cuantizadas; posteriormente los componentes cuantizados  $X'_1, X'_2, X'_3$  son reconvertidas al color original por el sistema de conversión inversa de color, produciendo las señales  $R'_N, G'_N, B'_N$ .

A los valores de  $X(1), X(2), X(3)$  dentro del cuantizador se le asigna un simple valor de color. Para hacerlo más eficiente los tres componentes de color  $X(1), X(2), X(3)$  son cuantizados conjuntamente. Sin embargo los problemas de implementación frecuentemente dicta una cuantización separada de los componentes de color, en tal sistema  $X(1), X(2), X(3)$ , son individualmente cuantizados sobre sus máximos rangos dentro de los  $2^{b(i)}$  niveles, donde  $b(i)$  represen

ta el número de bits asignando a los componentes  $X(i)$ .

Una de las aplicaciones antes mencionadas de PCM es para televisión en la cuál produce distorsión y esta distorsión depende del número de niveles de cuantización además de la relación señal a ruido (S/N) de la señal de entrada; existen varios métodos de cuantización, pero el mayor número de trabajos en procedimientos sistematicos para optimizar un cuantizador han sido para la codificación DPCM. Pero hay tres tipos de degradaciones que pueden ser vistas debido al diseño impropio del cuantizador de un codificador DPCM.

Esas son referidas a un ruido granular o conocido también como ruido de cuantización, ruido de sobrecarga y de borde entremetido, los cuales se muestran en la figura - 3.8. Si los niveles interiores del cuantizador (para pequeñas magnitudes de señal) son también bastos, entonces las áreas planas son ordinariamente cuantizadas y tienen la apariencia de ruido aleatorio sumado a la imagen. De otro modo, si el rango dinámico (el nivel representativo más grande) del cuantizador es pequeño (escalón) entonces para todos los bordes de alto contraste se toman varias muestras de las salida siguiendo a la entrada mostrando un ruido llamado de sobrecarga el cual aparece similar en la imagen como un filtrado paso bajo.

Para bordes en las cuales el contraste cambia un poco gradualmente la salida cuantizada oscila al rededor del valor de la señal y puede cambiar desde una línea a otra línea, o de cuadro a cuadro, dando la apariencia de un borde entremetido.

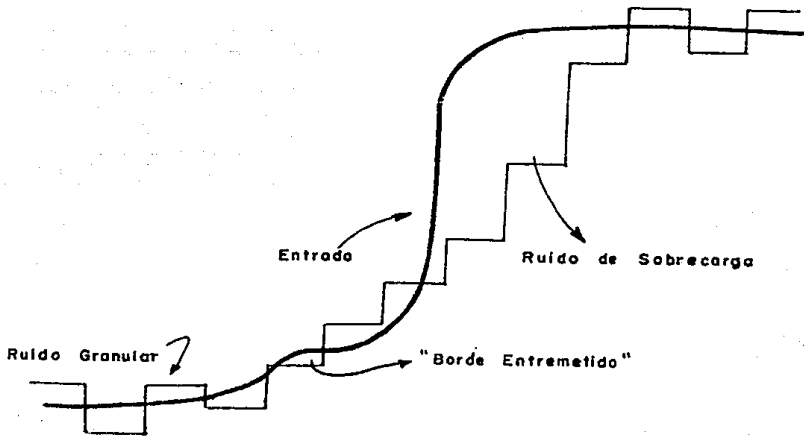


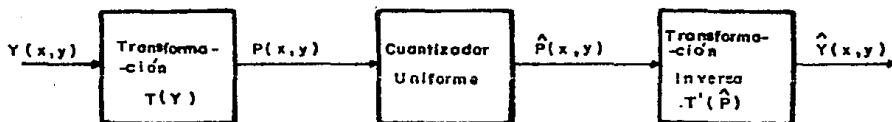
FIG. (3.8) LOS 3 TIPOS DE RUIDO EN EL CUANTIZADOR DPCM.

### 3.2.1. CUANTIZACION POR COMPANSION (COMPRESION EXPANSION).

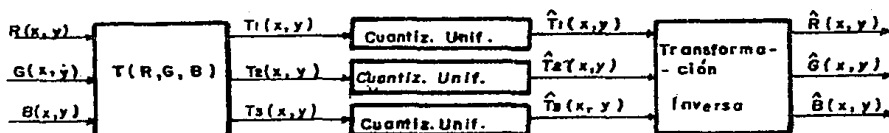
La cuantización por compansión es una alternativa equivalente a una cuantización no lineal. En un cuantizador por compansión, como se muestra en la figura 3.9 la variable de entrada sufre una transformación no lineal, seguida por una cuantización uniforme y seguida en torno a una transformación inversa no lineal.

Si el nivel de cuantización es cambiado para minimizar del efecto visual del contorno de la escala de grises en imagenes monocromáticas, entonces la colocación del nivel de decisión del cuantizador y el nivel de reconstruc-





a) Compansión de Imagen Monocromática



b) Compansión de Imagen de Color

FIG. (3.9) CUANTIZADORES POR COMPANSION.

ción serian puestos en cada paso representando un incremento de longitud igual de la brillantez métrica, recuerdese que la fidelidad de una imagen reside en la diferencia perceptual del brillo, tinte y saturación. La figura 3.10 muestra una gráfica de brillantez perceptual medida en términos de brillantez métrica  $\Lambda$  como una función de luminancia  $y$ .

La brillantez  $\Lambda$  propuesta por Priest, Gibson y Mac Nicholas que sigue una simple escala de raíz cuadrada es

$$\Lambda = (Y)^{1/2} \quad (3.4)$$

donde la luminancia es medida en la escala de porcentaje de  $0 \leq Y \leq 100$  y la brillantez  $\Lambda$  toma el rango de 0 a 10; Lad y Pinney han sugerido una escala cúbica que sigue la ecuación.

$$\Lambda = 2.468 (Y)^{1/3} - 1.636 \quad (3.5)$$

Para mediciones de  $Y$  en una escala porcentual.

Una escala logarítmica ha sido propuesta por

Foss.

$$\Lambda = 5 \log_{10} (Y) + 0.25 \quad (3.6)$$

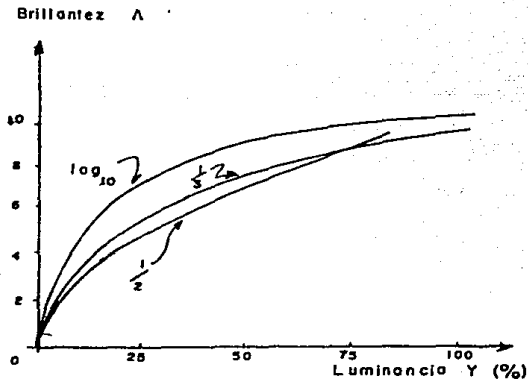


FIG. (3.10) ESCALAS DE BRILLANTEZ.

Equivalentemente, la escala de brillantez ( $A$ ) relaciona la imagen de luminancia ( $Y$ ) a la luminancia recibida, esta es linealmente cuantizada mejor que la luminancia misma. Este procedimiento puede también ser extendida a la cuantización de imagen de color, otra aproximación a la cuantización de imagen es convertir el valor de la imagen de luminancia ó los tres colores a la señal especial del sistema visual humano antes de la cuantización uniforme.

La simulación de computadora de cuantización de una imagen monocromática para una variedad de funciones de brillantez ( $A$ ) son presentados en la figura 3.11.

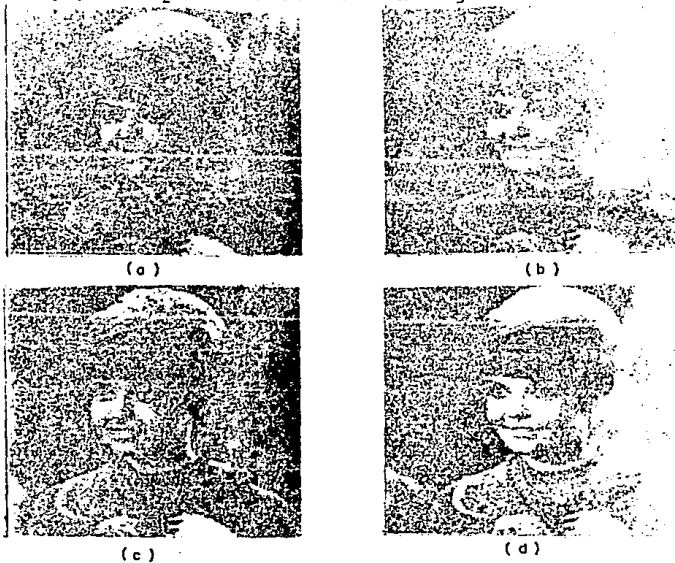


FIG. (3.11) EJEMPLOS DE CUANTIZACION POR COMPANSION CON VARIAS FUNCIONES DE BRILLANTEZ. (a) SIN COMPANSION (b) COMPANSION LOG. (c) COMPANSION DE RAIZ CUADRADA (d) COMPANSION DE RAIZ CUBICA.

### 3.2.2. CUANTIZACION POR ADICION DE RUIDO (PSEUDONOISE).

El efecto visual de el contorno en la escala de grises puede por minimizado considerablemente por adición con una amplitud pequeña de ruido (pseudonoise) a la amplitud de la señal de video antes de cuantizarlo y sincronicamente subtraerlo de la señal de video cuantizada después del cuantizador. Este proceso es llamado *Modulación Robert*, después de desarrollado, permite la cuantización con 3 bits por muestra sin hacer notable el contorno de la escala de grises, sin embargo hay un incremento en el error medio cuadrático en el proceso de cuantización y la introducción de el efecto visual de "nieve" en la degradación de la imagen.

La figura 3.12 muestra el diagrama a bloques de este proceso, una imagen de muestra  $X$ , representa la intensi

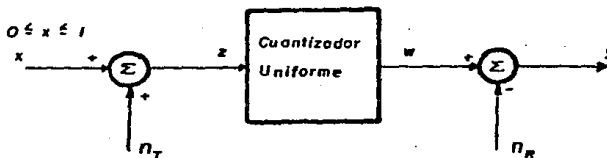


FIG. (3.12) SISTEMA DE CUANTIZACION POR ADICION DE RUIDO.

dad de la imagen o alguna función de la intensidad es combinada con el ruido o señal  $n_c$  y la suma  $Z$  es alimentada a el

cuantizador lineal. El ruido tiene una densidad de probabilidad de

$$P(n_T) = \frac{1}{\Delta} \quad (3.7)$$

para  $|n_T| \leq \frac{\Delta}{2}$ , donde  $\Delta$  es el espaciamiento entre los niveles de decisión.

Otra señal  $n_R$  es entonces sustraída de la salida  $w$  del cuantizador. En un sistema de cuantización por adición de ruido  $n_T$  y  $n_R$  son obtenidos de generadores que pueden ser sincronizados para dar idénticas salidas aleatorias, la figura 3.13 ilustra este proceso.

La imagen original es un segmento lineal de señal que incrementa su nivel; como la señal de imagen cruza el nivel decisión, la reconstrucción brinca de un nivel de reconstrucción a otro. Esos brincos son particularmente visibles al ojo y dan la apariencia del contorno de la escala de grises. Una señal uniformemente distribuida (ruido) se encuentra en (b), esta señal es sumada a la señal original de imagen y cuantizada como se ve en (d). El efecto de ruido aditivo es causa de una "agitación" en la señal de imagen reconstruida acerca del valor que asumirá si no hubo ruido sumado antes de la cuantización. En (e) la señal de ruido que fué originalmente sumada a la señal original de imagen antes de la cuantización es ahora substituida de la salida de el cuantizador. Esta operación tiende a restaurar la señal de la imagen reconstruida a el valor promedio que tiene si el ruido no ha sido presente en el sistema de cuantización. Como puede ser visto en el ejemplo, los brincos abruptos en el nivel de imagen ha sido reemplazado por pequeños

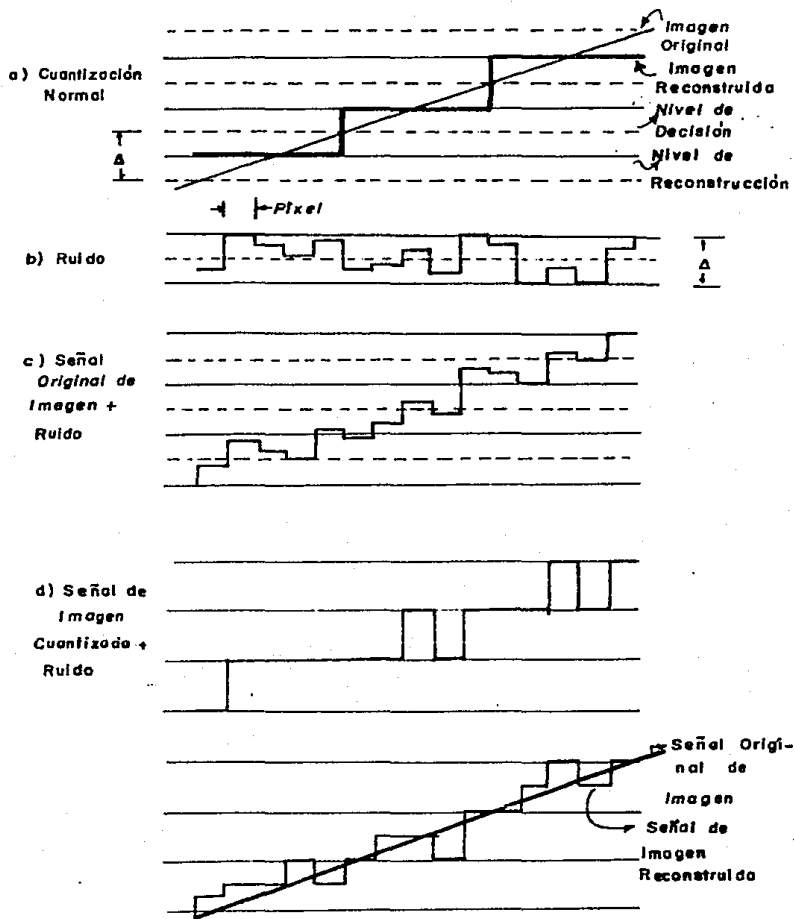


FIG. (3.13) EJEMPLO DE CUANTIZACION POR ADICION DE RUIDO.

brincos generalmente ocurriendo en cada pixel.

### 3.2.3. CUANTIZACION POR ESCALA DE GRIS MEJORADA (IGS).

En este sistema IGS, las perturbaciones de luminancia de bajo nivel generadas por el previo pixel (picture elements) barridos a lo largo de una línea son sumados a los pixeles a ser cuantizados en orden para disminuir el efecto de el contorno de la escala de gris. Para 6 bits de cuantización un código de construcción es formado como sumas módulo 8 de el código de pixel y los 3 mínimos bits significativos de el previo código de construcción. La adición es inhibida si los 3 más significativos bits de pixel son todos --unos.

Los 3 más significativos bits de el código de construcción son entonces transmitidas resultando una tasa de reducción de 2 a 1. Las imagenes procesadas por el sistema IGS tienen disminuido el efecto del contorno pero muestran una pequeña muestra de granulación.

### 3.2.4. CUANTIZACION POR EL SISTEMA RUSTICO FINO.

La imagen es linealmente cuantizada con 64 niveles y codificada con 6 bits por pixel. Los tres bits más significativos forman la información rustica, y los 3 menos significativos es la fina información, si la imagen esta cambiando en luminancia tal que hay un cambio en los bits rusticos, son transmitidos directamente como niveles absolutos.

De otro modo, si los bits rústicos no están cambiando, los bits finos son transmitidos como niveles relativos a ser combinados con los previos bits rústicos para reconstruir 6 bits por pixel para desplegarlos. Se nota que únicamente 3 bits son transmitidos por cada pixel.

La decisión actual como para que un pixel sería rústicamente o finalmente representado es un poco más complicado que lo descrito arriba.

Pruebas subjetivas muestran que las imágenes cuantizadas son equivalentes en calidad a un sistema PCM de 6 bits excepto las regiones de los bordes donde algunos contornos de las escalas de grises es notable.

Las figuras 3.14 contiene ejemplos de 3 bits PCM, cuantización por adición de ruido, IGS, y cuantización rústica-fina. El contorno en la escala de grises es de efecto notable en codificación PCM; sin embargo los tres sistemas tienen o introducen una degradación especial. Por ejemplo en cuantización por adición de ruido, la degradación aparecen como ruido aditivo y mientras con el IGS y rústico fino la degradación localizada es más notable.

### 3.2.5. CUANTIZACION POR DIVISION DE BANDA.

En este sistema las líneas barridas de señal de T.V. son divididas en bajas y altas frecuencias (sus componentes) por filtros eléctricos.

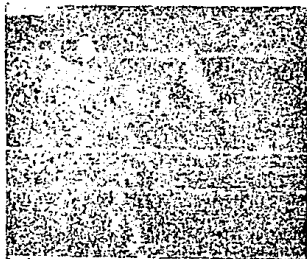




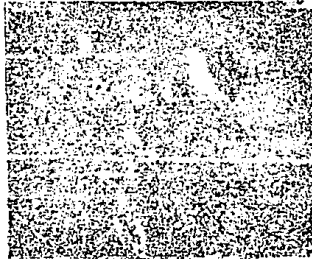
(a)



(b)



(c)



(d)

FIG. (3.14) TECNICAS DE REDUCCION POR CUANTIZACION A 3 BITS/PIXEL a) PCM; b) ADICION DE RUIDO; c) IGS, d) COARSE-FINE.

Las señales de bajas frecuencias son cuantizadas con 5 a 6 bits mientras los componentes de alta frecuencia son codificadas con únicamente 3 bits bajo la suposición que el ojo tolera grandes errores de brillantez en escenas variantes.

Este sistema es facilmente implementado, sin embargo, la relación de compresión es pequeña y hay alguna

degradación visible.

### 3.3. CODIFICACION DE IMAGENES.

Existen varios métodos de clasificación de codificación. En general la codificación puede, clasificarse dentro de 4 categorías: *modulación por codificación de pulso, codificación predictiva, codificación por transformada, codificación interpolativa y extrapolativa*, existen además una quinta clase la cual consiste en esquemas miscelaneos - que no caen dentro de esas 4 clases. Cada una de ellas pueden ser divididas en base a que parámetros son fijados ó cuales de ellos cambian en función de el tipo de datos que comienzan a codificar, ver tabla (3.1).

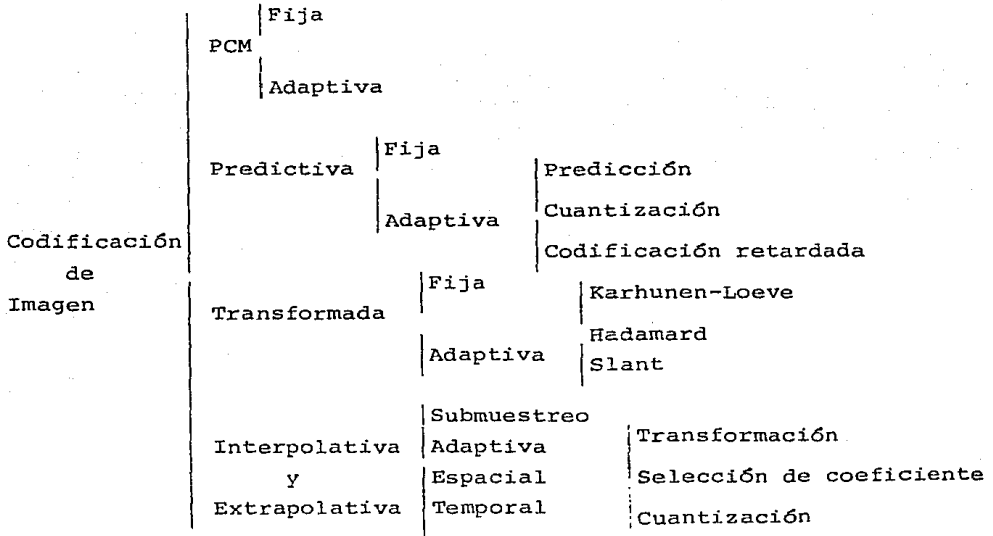


TABLA (3.1) UNA CLASIFICACION DE TIPOS DE CODIFICACION.

En PCM, la representación discreta de amplitud de la muestra es provista para usar un suficiente número de niveles de cuantización así que la degradación debida a la cuantización no es fácilmente visible.

La codificación predictiva, también conocida como DPCM, la muestra a ser codificada es predictada desde los valores de el codificador de las muestras previamente transmitidas y únicamente el error de predicción es codificado para transmisión; tal aproximación puede ser hecha adaptiva, una por el cambio de predicción ó cuantización ó por la no transmisión de el error de predicción siempre que este debajo de cierto umbral.

En la codificación por transformación, una representación alternativa de la señal es hecha primero para tomar combinaciones lineales de muestras en un block de datos (llamados los coeficientes) y entonces se cuantizan los coeficientes seleccionados para la transmisión. Varias -- transformaciones (tal como la simple Hadamard a la mediana compleja, dependiente de datos Karhunen-Loeve) han sido usadas. Los códigos de transformación pueden ser hechas adaptivas por el cambio de el tipo de transformación y el criterio para selección y cuantización de los coeficientes. La codificación interpolativa y extrapolativa es la restante. Nuevamente la adaptación puede ser construida dentro por la variación de el criterio para la selección de las muestras a ser enviadas y la estrategia para interpolar y extrapolar las muestras restantes. Al lado de esaa 4 hay muchos otros esquemas que no caen precisamente dentro de esas 4 clases, ó son el resultado de combinaciones únicas de esas 4 clases, algunos de ellos son aplicables aún tipo especial de image-

nes por ejemplo la codificación por longitud rápida (Run length coding), algunos otros hacen referencia a mediciones estadísticas de brillantez en la imagen y son por lo tanto codificaciones por técnicas estadísticas.

Existe otros tipos de clasificación que es por el tipo de imagen a ser codificada: *pictorial y no pictorial*.

Las imágenes pictoriales son escenas naturales de objetos ó displays de 2 dimensiones que son normalmente vistas por un observador humano, mientras las no-pictoriales son arreglos de datos de 2 dimensiones, tales como el rango de un radar contra la velocidad de datos que no son normalmente vistos por un observador. Otra clasificación es por el tipo fotométrico: monocromático, color, ó imágenes multi-espectrales.

En esta sección se analizará algunos tipos de codificación empleados en imágenes y algunos otros se remiten a las referencias.

### 3.3.1. TECNICAS DE CODIFICACION ESTADISTICA.

En este tipo de codificación; las mediciones estadísticas de la distribución de brillantez indican que imágenes naturales contienen un gran monto de el número total de bits que son requeridos para codificación directa PCM.

Por ejemplo en imágenes monocromáticas conte-

niendo  $N \times N$  pixels. Si en cada nivel de brillantez del pixel es cuantizado a  $B$  niveles entonces un total de.

$$T = B^{N^2}$$

diferentes imagenes podrian ser representadas.

No todas esas imagenes ( $T$  imagenes) normalmente ocurren con igual probabilidad.

En un codificador PCM el número de niveles de cuantización por pixel es usualmente cambiado a ser

$$B = 2^b \quad (3.8)$$

donde  $b$  es un entero (de 6 a 8, y en algunos casos hasta 10) Entonces la codificación PCM requiere un total de:

$$N_B = b N^2 \quad (3.9)$$

bits para cada código de los  $N^2$  pixels con una longitud constante de código de  $b$  bits, pero en este tipo de codificación debe tomarse en cuenta la entropía de la señal ( $H$ ) y siendo  $P_i$  la probabilidad de ocurrencia de la  $i$ -ésima posible imagen. Entonces la entropía:

$$H = - \sum_{i=1}^T P_i \log_2 P_i \quad (3.10)$$

que es la medición de el número mínimo de bits requeridos para codificar la imagen.

Para imágenes naturales la entropía  $H$  es de una magnitud mucho menor que el número de bits de código PCM ( $NB$ ), e indica la gruesa ineficiencia de codificación de imagen PCM.

Por lo tanto existe una discordancia entre el número de Bits empleado, uno para la codificación PCM y el otro limitado por la entropía  $H$ , en la cual la entropía lo limita a pocos bits, pero esto es en sentido teórico, más prácticamente no es factible de presentarse este caso y la estrategia a seguir es asignar códigos de una relativa longitud corta para imágenes con alta probabilidad de ocurrencia y asignar códigos de una longitud larga para esas imágenes con poca probabilidad.

Los siguientes subtemas corresponden a codificación estadística, algunos de ellos no introducen ninguna degradación de imagen, otros de ellos tienen degradación controlada.

### 3.3.1.1. CODIFICACION SIMPLE POR PIXEL.

Es el más simple de los códigos estadísticos y es uno de los cuales cada pixel, en efecto, es individualmente asignado un grupo de código basado en la amplitud cuantizada.

Para codificación eficiente el código asignado sería tal que el valor del pixel con alta probabilidad de ocurrencia sería asignado grupos de códigos con un pequeño número de bits. Recíprocamente, el pixel de rara ocurrencia

le sería asignado un código largo; si este proceso es efectuado eficientemente, la longitud promedio de el código sería igual a la simple entropía del píxel de la imagen.

Hay códigos con alta eficiencia que pueden ser empleados para codificar imágenes por píxel, por mencionar algunos: el *Shannon-Fano* y el *código Huffman*, el último es el más eficiente de los códigos posibles.

En general, esos códigos son de longitud variable y para imágenes naturales monocromáticas cuantizadas a 64 niveles el rango de entropía de el píxel es de 4 a 6 bits por píxel, este relativo pequeño monto de redundancia es comparado a 6 bits por píxel de longitud constante de un código PCM.

Una variante es la codificación previa del píxel y es para codificar las diferencias en el valor del píxel después de codificar el primer píxel a lo largo de la línea. Si cada píxel tiene  $L$  niveles de cuantización, entonces el píxel diferencia puede asumir  $2L - 1$  valores. -- Desde entonces la probabilidad de ocurrencia de diferencias grandes es relativamente corta, esto es posible para simplificar la codificación considerablemente sin un gran daño en funcionamiento. La estrategia de codificación es como sigue: pequeñas diferencias reciben códigos individuales; si la diferencia excede algún nivel específico, el efectivo valor del píxel es codificado y anexado a un código prefijo que -- distingue el código total de la diferencia codificada. La tabla (3.2) ilustra un código Shannon-Fano para codificar diferencias de píxeles. Este tipo de códigos pueden tener eficiencias tan altas como del 90%, y todavía son factibles de

implementar.

Pixel diferencia D	Código
0	1
+ 1	0 100
- 1	0 101
+ 2	0 110
- 2	0 111
+ 3	00 100
- 3	00 101
+ 4	00 110
- 4	00 111
$ D  \geq 5$	000 + 6 bits/pixel

TABLA (3.2) EJEMPLO DE CODIFICACION POR DIFERENCIA DE PIXEL SIN ERROR.

### 3.3.2. CODIFICACION CORRIDA (RUN CODING).

Este tipo de codificación es relativamente simple en lo cual la amplitud de pixels adyacentes a lo largo de una línea son comparados. Si un cambio significativo en detalle ocurre, una corrida es dicha a existir. Cualquier función de la amplitud de el brillo de la señal diferencia, es transmitida a lo largo con una indicación de la ubicación de el fin de la corrida.



Si la ubicación de el fin de la corrida es determinada por el conteo de el número de elementos de el comienzo de la línea a la ocurrencia de el fin de la corrida, el sistema es llamado *codificación corrida-fin* (run-end), la localización de el fin de una corrida también puede ser especificada en términos de la relativa distancia desde el fin previo. Este sistema es conocido como *codificación de corrida-longitud* (run-length).

Para sistemas de transmisión digital la amplitud y posición de una carrera es transmitida como un grupo de código de bits.

Este sistema de codificación tiene la desventaja de requerir un gran número fijo de bits para describir cada posición de la corrida como un punto a lo largo de una línea compuesta de varios cientos de pixels. El sistema *corrida-longitud* requiere grupos cortos de bits para especificar la posición de una corrida en promedio. Sin embargo, la longitud variable de la posición codificada presenta algunos problemas en la codificación. Una variación es la longitud de la posición codificada describe la longitud corrida a - una longitud uniforme fija.

La codificación *corrida-longitud* es mas práctica para imagenes que requieren pocas escalas de gris.

Existen modelos probabilísticos que analizan la codificación *run-length* y designan a la letra *Z* representando el número de pixeles en una corrida y en base a esto se analiza mediante distribuciones de probabilidad la corrida entre los pixels.

### 3.3.2.a. CODIFICACION BIT-PLANE.

Una codificación PCM de una imagen, el código puede ser organizado conceptualmente dentro de planos correspondientes a su posición del pixel. Con los bits más significativos ocupando el plano inferior. Se ha encontrado que en imágenes naturales los bits del plano inferior rara vez cambian, mientras los bits del plano superior fluctúan casi arbitrariamente.

Una reducción del ancho de banda es posible, en principio por este tipo de codificación, pero esta reducción es mucho menor que 2 a 1.

### 3.3.3. CODIFICACION POR REPLEGAMIENTO DE CUADRO (FRAME-REPLENISHMENT).

Existe un gran potencial de reducción de ancho de banda en televisión, esto es en la eliminación de redundancia entre cuadros adyacentes de imágenes de televisión. En muchas escenas hay un pequeño cambio relativo en el detalle de cuadros adyacentes. Por medio de eso únicamente se transmite el cambio en detalle haciendo referencia a un cuadro inicialmente transmitido. Una significativa compresión de ancho de banda puede ser realizado. El problema básico con este concepto es el desarrollo de un método de obtención del detalle de la señal diferencia del cuadro con la imagen barrida y el proceso de transmisión.

Si el pixel diferencia es formado entre cuadros adyacentes; se encontró que una mayoría de elementos se mantienen sin cambio. Esta observación ha llevado a el desarrollo de la codificación cuadro a cuadro. Llamado codificación por replegamiento de cuadro.

En la figura 3.15 se encuentra el diagrama a

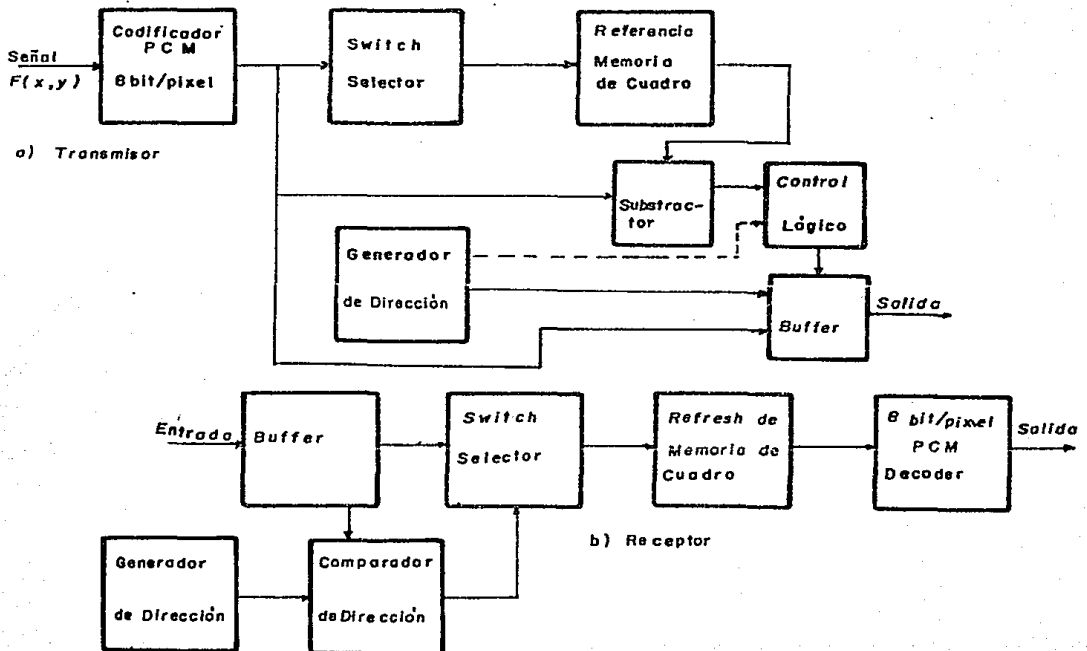


FIG. (3.15) SISTEMA CODIFICADOR POR REPLEGAMIENTO DE CUADRO.

bloques de este sistema. En operación cada cuadro de cámara es digitalizado con 8 bits y el primer cuadro de la secuencia es grabado en una memoria de referencia de cuadro.

En cuadro subsecuentes cada pixel digitalizado es comparado a su correspondiente en la memoria de cuadro. Si existe una diferencia significativa, el nuevo valor del pixel reemplaza el valor grabado en la memoria de cuadro, y es también colocado en el buffer para su transmisión; es necesario identificar la posición de el cambio significativo. El primer pixel a lo largo de cada línea es también codificado para proporcionar un conteo de línea.

#### 3.3.4. CODIFICACION PREDICTIVA.

Un sistema de codificación predictiva se muestra en la figura 3.16, en este sistema el valor de cada pixel es predicho, basado en alguna historia previa.

Entonces la predicción estimada es restada de el valor actual del pixel, y la señal diferencia es entonces cuantizada codificada y transmitida.

En el receptor la señal diferencia cuantizada es usada para formar una reconstrucción de la señal de imagen. Una reducción de ancho de banda es posible por cuantización rústica. Básicamente en codificación predictiva son varios los sistemas que conforman este tipo de codificación y se analizan al menos los más importantes.

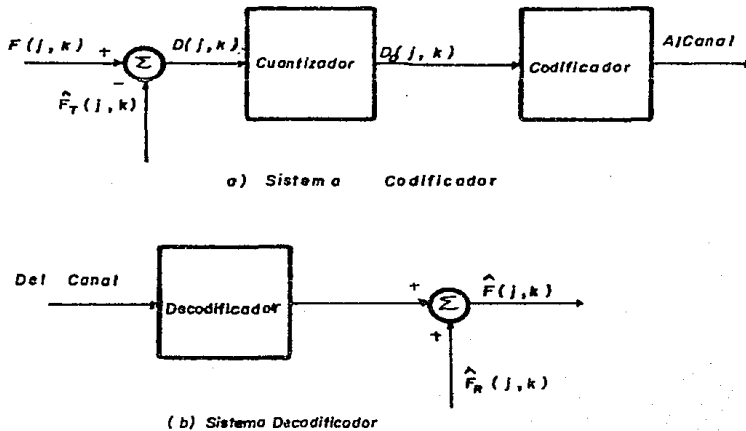


FIG. (3.16) SISTEMA CODIFICADOR PREDICTOR.

## 3.3.4.1. MODULACION DELTA (D.M).

Aunque este sistema ya se analizó en el capítulo II, ahora es aplicado únicamente a señales analógicas de video.

Es una forma simple de un codificador predictivo. En este sistema una señal analógica limitada en banda de video es alimentada a un dispositivo diferenciador. Si la señal diferencia es positiva, un generador de pulso produce un pulso positivo de otro modo un pulso negativo es producido. Estos pulsos son representaciones binarias que son transmitidas, en el receptor estos pulsos son reconstruidos

(integrados) para formar la señal de video. En esta versión de codificación D.M. la predicción se basa únicamente en el pixel previo a lo largo de una línea, y la señal pixel diferencia es cuantizado a únicamente 2 niveles.

Existen inconvenientes de uso en este sistema ya mencionados anteriormente, uno de ellos es el ruido de sobrecarga, uno de los medios de reducirlo es asumir más de 2 niveles, con esto aumentaría la complejidad del sistema.

La figura 3.17 contienen fotografías de una si-

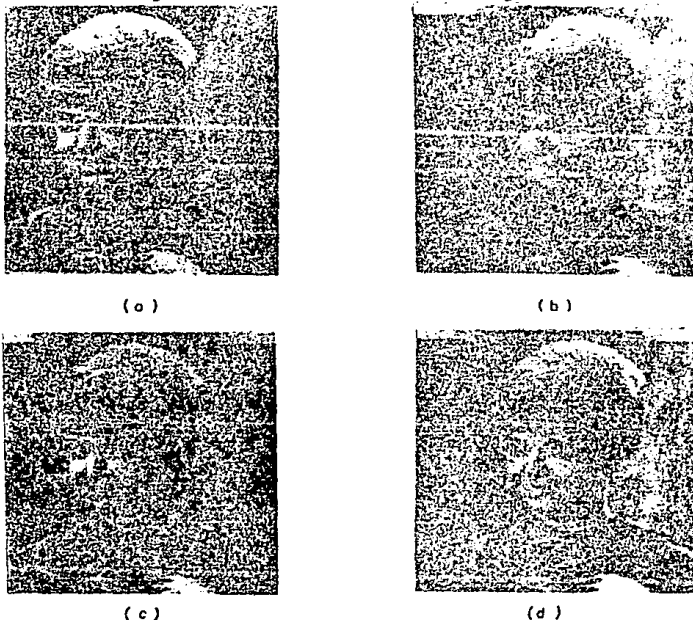


FIG. (3.17) EJEMPLO DE D.M. A 1 BIT/PIXEL  $q$  NIVEL DE RECONSTRUCCION a) ORIGINAL b)  $q=2.5\%$  c)  $5.0\%$  d)  $10\%$ .

mulación de computadora utilizando codificación delta. Cuando el nivel de reconstrucción es puesto al 2.5% de el pico de la amplitud de la imagen, la codificación exhibe considerable ruido de sobrecarga, en el otro extremo un nivel de reconstrucción de el 10% resulta un alto grado de ruido de cuantización (error granular) un nivel del 5% exhibe un razonable compromiso entre ruido de sobrecarga y ruido de cuantización.

#### 3.3.4.1. D.P.C.M.

Dependiendo de el número de niveles del cuantizador, una distinción es hecha a menudo entre modulación delta y modulación por código de pulso diferencial., en la cual el número de niveles es mayor que 2. Este sistema se basa en el valor de la muestra previa a lo largo de la línea, y que la diferencia entre la presente muestra y su estimada sería cuantificada y codificada para su transmisión.

La figura 3.18 contiene un diagrama a bloques de el sistema codificador de imagen DPCM. En tal sistema la imagen continua es muestreada y la diferencia entre un actual pixel y su estimado es cuantizado y codificado. Usualmente la señal diferencia es cuantizada a 8 niveles y codificada con 3 ó 4 bits. De este modo la reducción de ancho de banda es de 6 - 8 bits por pixel de el convencional PCM a 3 bits por pixel para DPCM.

En un básico codificador DPCM la predicción es basada en la señal diferencia cuantizada de el pixel previo barrido. En el receptor la señal diferencia decodificada es reconstruida y combinada con una estimación de un predictor

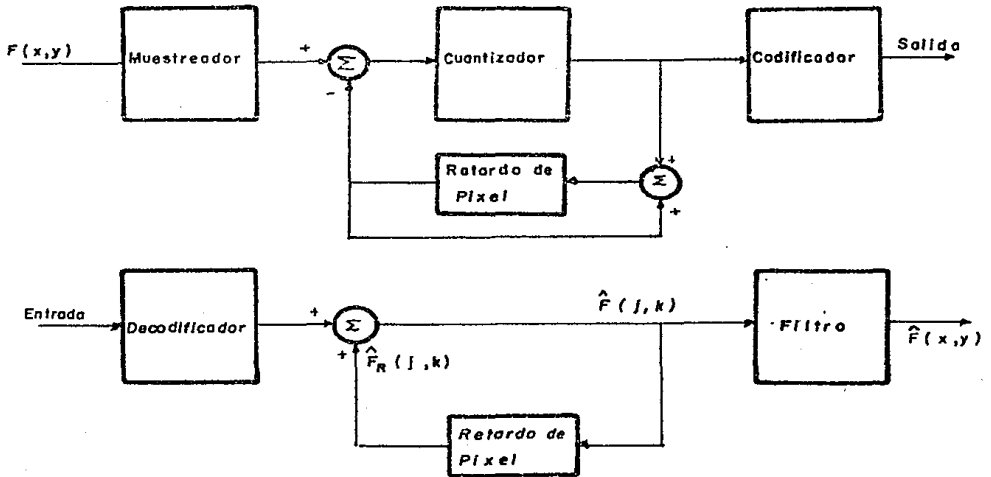


FIG. (3.18) SISTEMA CODIFICADOR DE IMAGEN DPCM.

idéntico al del transmisor para proveer una reconstrucción de la imagen original. Se ha propuesto usar la escala no lineal en el cuantizador para DPCM. Con un cuantizador no lineal la calidad de la imagen reconstruida es mejorada substancialmente sin embargo en más aplicaciones se ha encontrado que de menos 8 niveles de cuantización son siempre requeridos.

Subjetivamente las imagenes codificadas con 3 bits, 8 niveles en el sistema DPCM, se manifiesta en tener la misma calidad que con imagenes codificadas con 5 ó 6 bits en el sistema PCM, excepto por algunos errores en la proximidad



dad de los bordes de la imagen.

En un sistema PCM de 8 niveles es posible -- emplear un código estadístico de longitud variable como el código Huffman mejor que un código de longitud constante de 3 bits y así ejecutar una compresión en la codificación. Estudios de simulación en imágenes indican que un promedio en la tasa de codificación es de acerca 2.5 bits por pixel puede ser llevado a cabo con el código Huffman de longitud variable. Un código típico de longitud variable se muestra en la figura 3.18a.

### 3.3.4.3. CODIGOS PREDICTIVOS ESPACIALES.

Estos códigos son en base al concepto de formar una señal de predicción por la combinación lineal de varios pixeles barridos a lo largo de la línea. Los estudios teóricos y prácticos han encontrado que el error medio cuadrático medido y la calidad subjetiva puede ser mejorada por la utilización de más información en la predicción. La figura 3.19 muestra un diagrama abloques de un sistema de codificación espacial predictiva y la convención numérica de pixels utilizada en la predicción.

Un codificador estandar DPCM, el cual utiliza el pixel previo barrido ( $S_1$ ) en una línea de imagen como la base de su predicción de  $S_0$ , es a menudo referido como un predictor de primer orden. Y siguiendo esta nomenclatura un predictor de segunda orden utiliza los dos pixels previos - barridos ( $S_1$  y  $S_0$ ), o quizá el pixel previos  $S_1$  y el pixel más cerca de la línea previa ( $S_2$ ). Un predictor de tercer

Nivel No.	Código Palabra Longitud	Código
1	12	100101010101
2	10	1001010100
3	8	10010100
4	6	100100
5	4	1000
6	4	1111
7	3	110
8	2	01
9	2	00
10	3	101
11	4	1110
12	5	10011
13	7	1001011
14	9	100101011
15	11	10010101011
16	12	100101010100

FIG. (3.18a) CODIGO TIPICO DE LONGITUD VARIABLE PARA  
 CODIFICACION DPCM CON 16 NIVELES DE  
 CUANTIZACION.

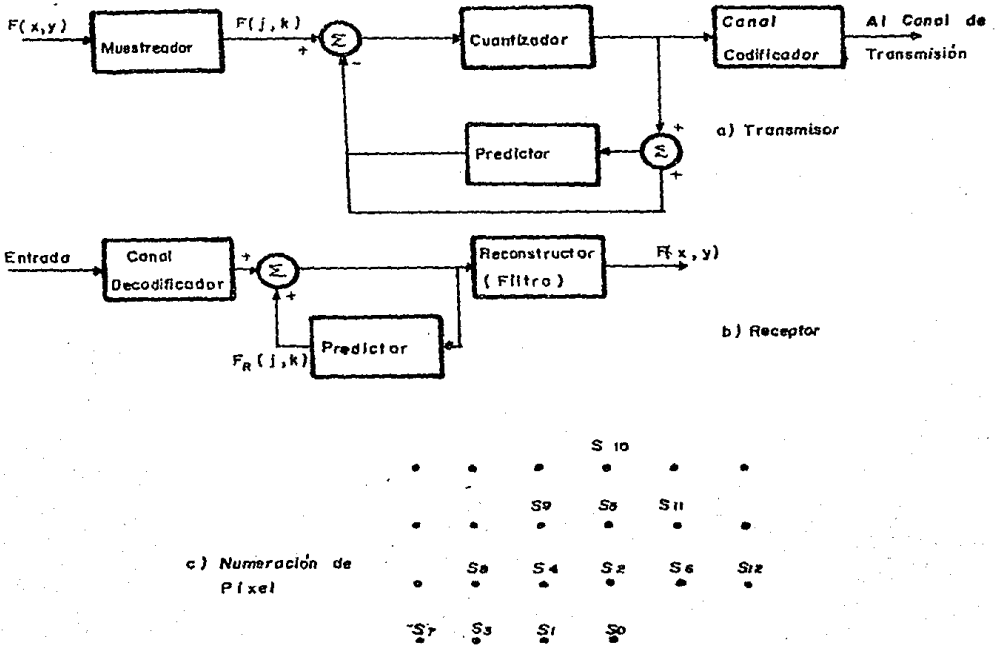


FIG. (3.19) SISTEMA CODIFICADOR DE IMAGEN ESPACIAL PREDICTIVO.

orden puede emplear ( $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_4$ ) como base de su predicción. El pixel  $S_6$  es a menudo usado predicción en sistemas estandares de rastreo-barrido de imagen porque  $S_6$  provee una buena indicación de la estructura vertical del borde.

#### 3.3.4.4. CODIGOS PREDICTIVOS ADAPTIVOS.

En la modulación delta se mencionó que existía un compromiso entre el ruido de cuantización ó ruido granular y el ruido de sobrecarga. Ambos errores pueden ser reducidos por la adaptación de los niveles de cuantización o el contenido de la imagen. Si la brillantez de la imagen cambia rápidamente, los niveles de reconstrucción serían incrementados para reducir el ruido de sobrecarga, y si, el brillo es relativamente constante, los niveles de reconstrucción serían disminuidos para reducir el ruido granular. Esta técnica es la base de varios sistemas adaptativos de modulación delta (DM) y DPCM.

Se ha propuesto un algoritmo de cuantización en DM en la cual el tamaño de escalón de el cuantizador es doblado si 3 bits secuenciales de DM son encontrados con la misma polaridad y el tamaño del escalón de el cuantizador es reducido a la mitad si el código DM regresa a su estado. En base a estudios teóricos. Se ha concluido que el tamaño de escalón debe ser incrementado por un factor de  $3/2: 1$  y decrementado por un factor de  $2/3: 1$ .

Otra aproximación a la codificación adaptiva predictiva es el modo dual DPCM/DM en el cual el codificador opera en cualquiera de las dos sistemas. Si el brillo de la imagen es relativamente ligero sobre varias muestras., entonces esta es codificada en el sistema DM, y si este cambia abruptamente el codificador switchea a el sistema DPCM con 3 bits hasta que la actividad de la imagen una vez se reduzca a un nivel ligero. Un simple modo de switcheo es el que cam

bia de DM a DPCM después de 3 secuencias idénticas de DM. A la inversa de DPCM a DM ocurre cuando el codificador DPCM se encuentra en modo inútil entre los primeros niveles del cuantizador ( $+Q_1$  y  $-Q_1$ ). Pero existen 3 pixels de retardo en el switcheo de DM a DPCM el cual resulta con un considerable error de sobrecarga en el borde, y a esta inconveniencia se ha propuesto un sistema en el cual se muestra a 3 tiempos de el muestreo normal en orden para detectar la más acertada transición de DM a DPCM.

Este modo de operación de DM a DPCM se describe en la tabla (3.3). Si 3 estados similares DM son encontra-

+ q + q + q	1 1 1 1 0	bits de marca
+ q + q - q	1	
+ q - q - q	1	
- q + q + q	1	
- q + q + q	0	
- q + q - q	0	
+ q - q - q	0	
- q - q - q	0 0 0 0 1	bits de marca

después de 3 "1" subsecuentes de DM inserte un "0" de bit de marca..... 1 1 1 0.....

después de 3 "0" subsecuentes inserta un "1" de bit de marca..... 0 0 0 1 .....

TABLA (3.3) TRANSMISION LOGICA DE MODO DUAL SOBRE-MUESTREADO.

dos en el modo sobremuestreado, 5 bits de código de grupo, como se indican en la tabla, son transmitidos. Por otra parte una mejoría decisión lógica es hecha en los estados DM para transmitir un bit "1" si 2 de 3 de los estados DM son positivos; un bit "0" es transmitido en el caso opuesto. Este modo dual es equivalente en calidad a 3 bits en DPCM y únicamente puede ser codificado con un promedio de 2 bits por pixel. Una desventaja de este sistema es la complejidad al codificar/decodificar. La figura 3.20 contiene fotografías de simulaciones de computadora de el simple modo dual y



(a)



(b)

FIG. (3.20) EJEMPLOS DE CODIFICACION PREDICTIVA ADAPTIVA a) MODO DUAL 2 bit/pixel; b) SOBREMUESTREADO 2 bit/pixel.

el modo dual sobremuestreado subjetivamente, los modos duales funcionan mejor que los códigos adaptivos DM pero requieren el doble de la tasa de bits. El modo dual simple exhibe errores de sobrecarga en la cercanía de los bordes. Tales errores son mucho menos aparentes en el modo dual sobremuestreado.

### 3.3.4.5. CODIFICACION PREDICTIVA EN IMAGENES DE COLOR.

Hay 2 aproximaciones básicas a la aplicación de codificación predictiva de T.V. color. La codificación directa de la señal compuesta de color y la codificación de los 3 valores de los colores primarios (R, G, B). Se ha investigado que la codificación en el sistema DM de la señal compuesta NTSC da una mala respuesta en frecuencia y lleva una amplitud inaceptable y unos errores de distorsión de fase en la subportadora de crominancia a razonables tasas de muestreo.

Otros autores han investigado la codificación en DPCM de 3 señales  $y$ ,  $C_1$  y  $C_2$ , las cuales dan una calidad de imagen aceptable.

$$y = 0.299R + 0.587G + 0.114B \quad (3.11)$$

$$C_1 = (R - y) \frac{\cos \theta}{1.14} - (B - y) \frac{\sin \theta}{2.03} \quad (3.12)$$

$$C_2 = (R - y) \frac{\sin \theta}{1.14} + (B - y) \frac{\cos \theta}{2.03} \quad (3.13)$$

Donde R, G, B son los valores de los 3 colores en el sistema NTSC y  $\theta$  es un parámetro de conversión coordinada y para una calidad aceptable se a puesto a  $\theta = 22^\circ$  y se ha colocado 12, 6 y 4 niveles de cuantización a estas señales en el sistema DPCM ( $y$ ,  $C_1$  y  $C_2$  respectivamente).

Otros han propuesto un esquema de codificación en el cual la señal de luminancia es codificada en DPCM y

las señales de crominancia I y Q de el sistema NTSC son codificadas separadamente en DM.

### 3.3.5. TECNICAS DE CODIFICACION INTERPOLATIVA.

Los sistemas de codificación interpolativa son basados en representaciones númericas ó técnicas de aproximación por medio de una secuencia o valores de pixel que son acomodados por funciones continuas. Hay 2 procesos de interpolación básica que se aplica a codificación de imagen. Interpolación de origen y interpolación de destino.

#### 3.3.5.1. INTERPOLACION DE ORIGEN.

En este sistema los valores de luminancia de una imagen son aproximados por funciones continuas dentro de alguna banda de errores permisibles. La figura 3.21 ilustra un interpolador de orden cero. En el ejemplo una banda de error de tolerancia es establecido cerca de cada valor de pixel y una línea de segmentos es acomodado dentro de la banda de error. Cada pixel es espaciado por un segmento de línea horizontal. La coordenada vertical y la muestra de cada línea horizontal es entonces transmitida. En el receptor los valores de pixel son reconstruidos para la amplitud del segmento de línea horizontal. Este tipo de interpolación permite el gran cantidad de libertad posible en el acomodamiento de los segmentos de línea para los datos de imagen y así proveer la representación más eficiente en términos de minimizar las longitudes de línea horizontal la figura 3.21b describe un interpolador simplificado de orden cero en la



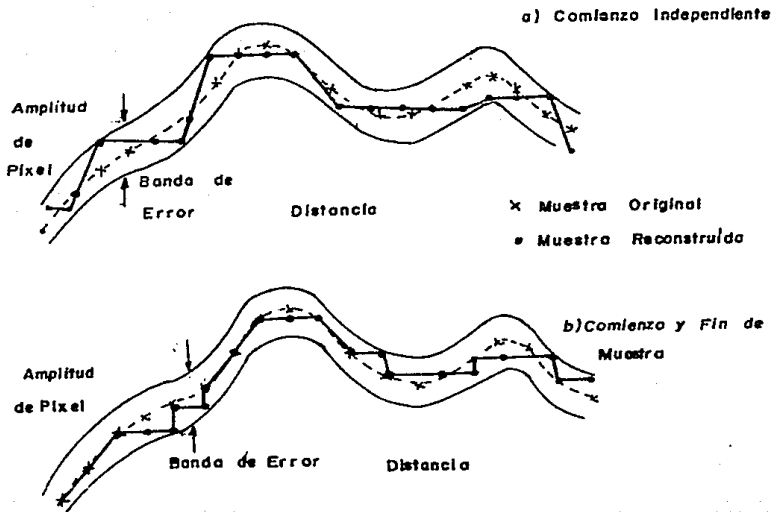


FIG. (3.21) INTERPOLADOR DE ORDEN CERO.

cual el segmento de línea horizontal es restringido al comienzo de la muestra del valor del pixel y al fin de el tiempo de la muestra.

La forma simplificada de un interpolador de primer orden es equivalente a un codificador de corrida-longitud que codifica los valores de luminancia entre bordes.

La operación de varios interpoladores de primer orden se presentan en la figura 3.22. En el interpolador de la figura 3.22a. Los segmentos de línea recta de los valo-

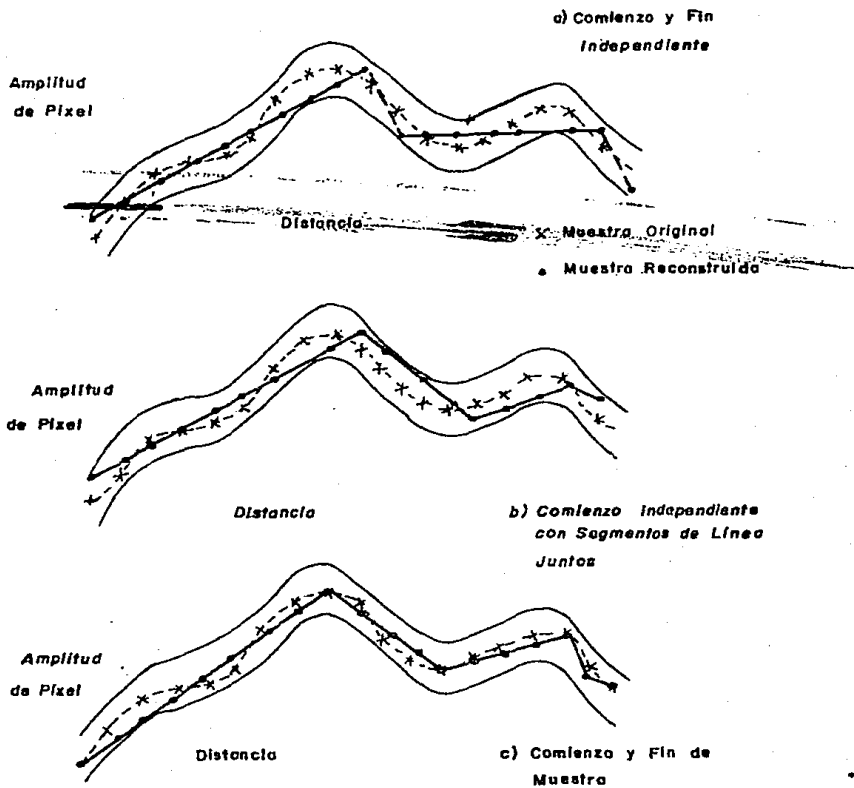


FIG. (3.22) INTERPOLADORES DE PRIMER ORDEN.

res de pixel son acomodados dentro del error tolerado sin restricciones como al inicio y terminación de coordenadas de los segmentos de línea.

El acomodamiento de los segmentos de línea puede ser fijado por el punto de inicio del segmento de línea así como la terminación como se muestra en la figura 3.22b. Otra versión descrita en la figura 3.22c restringe el comienzo y fin de la coordenada del segmento de línea del valor del pixel. Este tipo de interpolador es a menudo llamado interpolador de abanico (fan interpolator).

Funciones polinomiales de más alto orden, pueden ser usadas para codificación interpolativa, con el inconveniente de un alto grado de complejidad.

### 3.3.5.2. INTERPOLACION DE DESTINACION.

Una reducción del ancho de banda de 2 a 1 puede ser obtenida por la transmisión única de las líneas numeradas singulares de un cuadro de imagen y entonces generar las demás líneas artificialmente por funciones de interpolación en el receptor. Alternativamente la imagen original puede ser muestreada en un tablero patrón y los pixels faltantes pueden ser interpolados en el receptor por funciones de interpolación de 2 dimensiones; reducciones de ancho de banda de alto orden puede ser llevada a cabo por submuestreo espacial o interpolación de estas submuestras en el receptor.

El submuestreo puede ser ejecutado simplemente por descartación de muestras de imagen, acorde con algun pa-

trón específico, esto es transmitir únicamente el pixel de la esquina superior izquierda de cada grupo de  $4 \times 4$ .

Sin embargo esta estrategia lleva un error de aliasing si la imagen original es muestreada a la frecuencia de muestreo de Nyquist o una menor. Una mejor aproximación es la limitación en banda de la imagen original por un procesamiento análogo ó discreto.

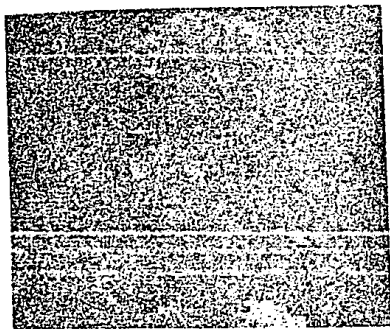
Y entonces remuestrear a la tasa baja de muestreo. La figura 3.23 contiene varias fotografías de codificación interpolativa de destinción en (b) y (c) la imagen original de  $256 \times 256$  pixel ha sido submuestreada por supresión de muestra para producir un arreglo de  $64 \times 64$  de ellas que han sido interpoladas por interpolación de orden cero y bilinear. En (d) y (e) son las mismas excepto que el arreglo de pixels de  $64 \times 64$  submuestras ha sido obtenido por promedio de los pixels de la imagen original en bloques de  $4 \times 4$ .

### 3.3.6. CODIFICACION DE IMAGEN POR TRANSFORMADA.

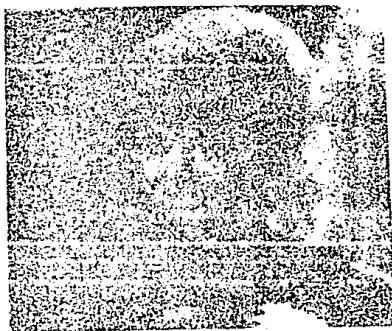
Esta codificación representa una desviación de las formas clásicas de codificación de imagen tales como PCM, predictiva y interpolativa en la cual la señal de imagen es directamente codificada. La codificación de imagen por transformada es un proceso indirecto. Una unitaria -- transformada matemática es ejecutada en los datos de imagen para producir un número de coeficientes transformados, los cuales son cuantizados y codificados para su transmisión. Este sistema ha demostrado ser efectivo y práctico para medios



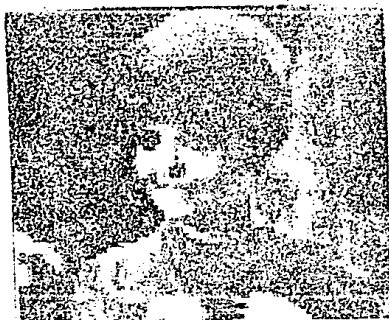
(a)



(b)



(c)



(d)



(e)

FIG. (3.23) TECNICAS DE CODIFICACION INTERPOLATIVA DE DESTINACION.

de codificación de imágenes monocromáticas, color y multiespectrales.

### 3.3.6.1. CODIFICACION DE IMAGEN MONOCROMATICA POR TRANSFORMADA.

El concepto básico de el proceso de codificación por transformada de Fourier es que para imágenes naturales los coeficientes transformados son de una magnitud relativamente baja. Esos coeficientes a menudo pueden ser descartados enteramente, o codificados con pequeños números de código con únicamente una ligera distorsión en la imagen. Investigaciones posteriores encontraron que la transformada Hadamard pudo ser utilizada en lugar de la transformada de Fourier con un considerable decremento en los requerimientos computacionales para muchas aplicaciones. Las investigaciones entonces comenzaron dentro de la aplicación de transformadas Karhunen-Loeve y Haar para codificación de imagen.

La transformada Karhunen-Loeve, también conocida como transformada Hoetelling, provee un mínimo error medio cuadrático pero infortunadamente requiere conocimientos estadísticos de la imagen original y no posee un rápido algoritmo computacional, en el otro modo la transformada Haar tiene el atributo de una extremada eficiencia, pero usualmente resulta con un relativamente largo error de codificación.

Existe además transformadas ortogonales conteniendo bases vectoriales para datos y estudios subsecuentes para arreglos de vectores. Se propuso también la transformada coseno la cual posee un rápido algoritmo que aproxima en

eficiencia a la transformada Karhunen-Loeve, así también la transformada seno con propiedades similares.

La figura 3.24 contiene un diagrama a bloques

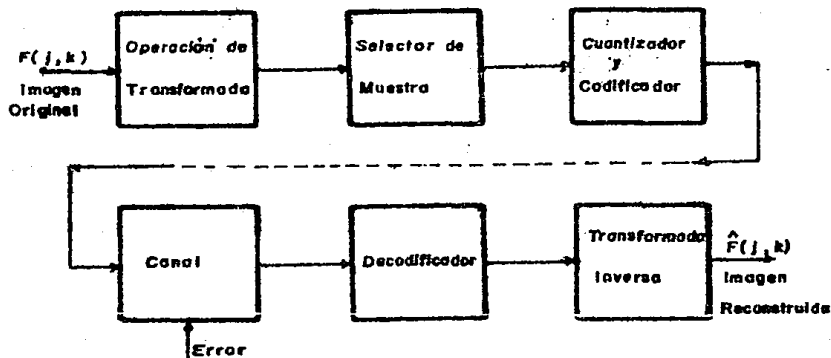


FIG. (3.24) SISTEMA CODIFICADOR DE IMAGEN MONOCROMÁTICA POR TRANSFORMADA.

de un sistema codificador por transformada para imágenes monocromáticas. En operación, una transformada de 2 dimensiones es tomada de los pixels de imagen sobre la imagen entera o repetidamente sobre subsecciones de imagen llamados bloques. Se denotara  $F(j,k)$  un bloque de pixels. Para la transformada unitaria de 2 dimensiones que es ortogonalmente separable, los coeficientes transformados son dados por:

$$F(u,v) = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N F(j,k) A_C(j,u) A_F(k,v) \quad (3.14)$$

donde  $A_F(K, \nu)$  y  $A_C(j, u)$  representan la fila y la columna. Alternativamente, el bloque de pixels puede ser descrito por la matriz  $F$ . Entonces en forma del vector espacio la matriz de coeficientes transformados esta dado por:

$$F = A_C^{-1} F A_F \quad (3.15)$$

Después el dominio de muestras transformadas es operado por un simple selector que decide cuales muestras son transmitidas. Para sistemas de comunicación analógica las muestras selectas son redistribuidas uniformemente en tiempo y transmitidas por modulación analógica; mientras para un enlace de comunicación digital, las muestras son cuantizadas, codificadas, y transmitidas en forma binaria. En el receptor los datos de entrada son decodificados, y es ejecutada una transformada inversa. Para reconstruir la imagen original.

Hay 2 estrategias básicas de selección de muestreo: *muestreo por zonas* y *muestreo de umbral*. En el muestreo por zonas la reconstrucción es hecha con una subpuesta de muestras transformadas en ciertas zonas geométricas preespecificadas, usualmente son los coeficientes de baja frecuencia. Para transmisión analógica la amplitud de cada componente en la zona es transmitida, mientras para transmisión digital cada componente en una zona es cuantizada se le asigna un código binario. El número de niveles de cuantización es usualmente hecho proporcional a la variancia estimada de el componente y el número de bits de código es hecho proporcional a su probabilidad esperada de ocurrencia.



Con muestreo de umbral la reconstrucción de imagen es hecha con una subpuesta de las muestras que son tan grandes como su umbral especificado, este es usualmente empleado en enlaces digitales.

#### MUESTREO POR ZONA.

Hay varios tipos de zonas que pudieron ser empleados para muestreo por zonas por ejemplo, una rectangular elíptica, o triangular.

El proceso de selección para 2 zonas pueden ser analizadas convenientemente por definición de una función  $S(u,v)$  la cual toma el valor de la unidad para muestras a ser transmitidas y cero para muestras a ser descartadas. Entonces la imagen reconstruida toma la forma de:

$$\hat{F}(j,k) = \sum_u \sum_v F(u,v) S(u,v) A_c(u,j) A_p(k,v) \quad (3.16)$$

Estudios analógicos y experimentales han indicado que la zona óptima para un criterio de error mínimo cuadrático, es el llamado máxima varianza de zona en la cual  $S(u,v)$  es cambiado a ser la unidad para esas muestras transformadas.

Para propósitos de análisis de codificación por transformada zonal, en el caso general de zonas múltiples, es conveniente considerar los pixels de una imagen ó bloques de imagen como un vector  $\xi$  de  $N$ -elementos el cual es una muestra de un proceso aleatorio.

Este vector sufre una transformación lineal defi

nida por el  $N \times N$  elemento operador de la matriz  $A$ . Existe un desarrollo matemático para la obtención del error mínimo cuadrático mediante matrices, así como las operaciones de codificación por transformada zonal, los cuales indican que la transformada Karhunen-Loeve proveen el más bajo error mínimo cuadrático y converge junto a ella la transformada de --- Fourier para un tamaño grande de bloques.

### 3.3.6.1.b. CODIFICACION ZONAL.

En el sistema de codificación zonal por transformada la determinación de zonas es establecido en cada bloque de transformada. Las muestras transformadas en cada zona es entonces cuantizada con el mismo número de niveles de cuantización proporcionales a la varianza esperada de los coeficientes transformados.

Para un código de longitud constante  $N(u, v)$  - bits son asignados a cada coeficiente resultando:

$$L(u, v) = 2^{N_B(u, v)} \quad (3.17)$$

Niveles de cuantización; un total de

$$N_B = \sum_u \sum_v N_B(u, v) \quad \text{bits} \quad (3.18)$$

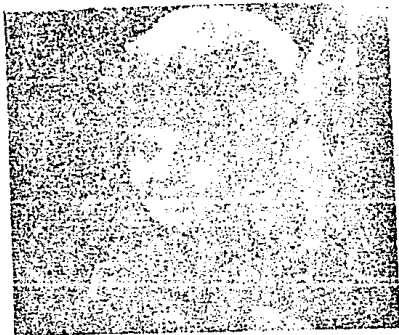
son requeridos para codificar la imagen.

La figura 3.25 ilustra una asignación típica de bits para la codificación en bloque de  $16 \times 16$  pixels.

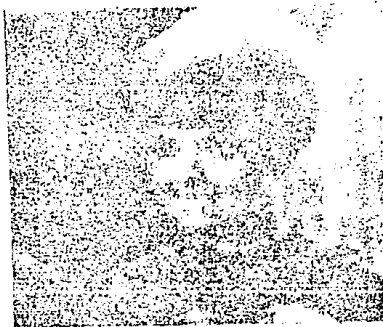
8	8	8	7	7	7	5	5	4	4	4	4	4	4	4	4
8	8	7	6	5	5	3	3	3	3	3	2	2	2	2	2
8	7	6	4	4	4	3	3	2	2	2	2	2	2	2	2
7	6	4	3	2	2	2	2	1	1	1	1	0	0	0	0
7	5	4	2	2	2	2	1	1	1	0	0	0	0	0	0
7	5	4	2	2	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
5	3	3	2	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	3	3	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	3	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	3	2	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	3	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	3	2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

FIG. (3.25) ASIGNACION TIPICA DE BITS PARA CODIFICACION ZONAL EN BLOQUES DE 16 X 16 PIXEL A LA TASA DE 1.5 bits POR PIXEL.

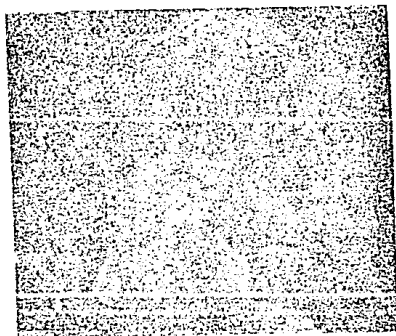
Las figuras 3.26 y 3.27 muestran reconstrucciones de imagenes en bloques de 16 X 16 para varias transformadas, en 3.26 es para muestreo zonal y 3.27 para codificación zonal.



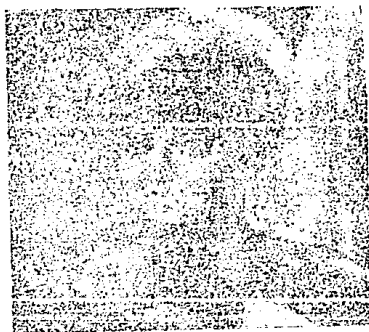
(a)



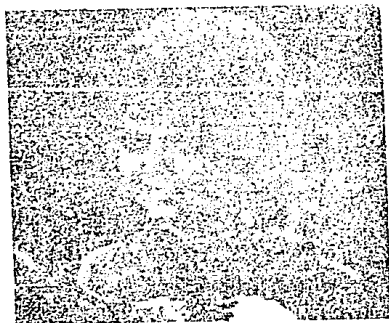
(b)



(c)



(d)

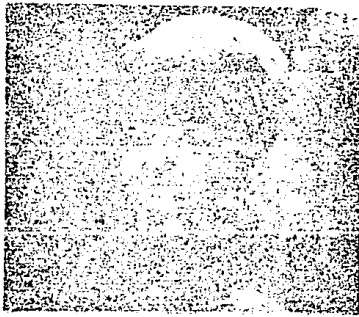


(e)



(f)

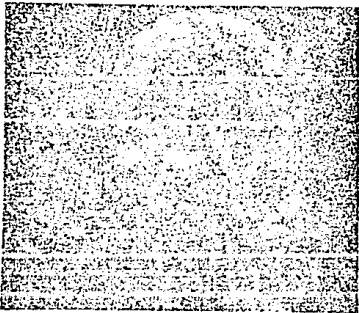
FIG. (3.26) EJEMPLOS DE CODIFICACION POR TRANSFORMADA MUESTREO ZONAL EN BLOQUES DE 16 X 16 PIXEL; REDUCCION DE 4 A 1 (a) FOURIER; (b) HADAMARD; (c) HAAR; (d) SLANT; (e) COSENO (f) KARHUNEN-LOEVE.



(a)



(b)



(c)



(d)



(e)



(f)

FIG. (3.27) EJEMPLOS DE CODIFICACION POR TRANSFORMADA CO-  
 DIFICACION ZONAL EN BLOQUES DE 16 X 16 PIXEL;  
 1.5 BITS/PIXEL (a) ORIGINAL; (b) HADAMARD;  
 (c) HAAR; (d) SLANT; (e) COSENO; (f) KARHUNEN  
 LOEVE.

### 3.3.6.2. CODIFICACION ADAPTIVA POR TRANSFORMADA.

Los codificadores de tipo adaptivo son en general bastante complejos de implementar. El funcionamiento de los codificadores en general pueden ser mejorados substancialmente por el monitoreo de la actividad de la escala de grises ó los cambios estadísticos dentro de la imagen.

Una de las propiedades deseables de un transformador de imagen para los propósitos de codificación es la habilidad de producir una secuencia de coeficientes cercanos no correlacionados para un campo de imagen altamente correlacionada.

Una técnica de cuantización adaptiva es la -- transformada de Fourier, en ella la magnitud y fase, de cada coeficiente es codificada; la densidad de probabilidad de la fase  $\phi(u, v)$  es modelada como una densidad uniforme, y la densidad de la magnitud  $\mu(u, v)$  es modelada como una densidad de Rayleigh. El número de niveles de cuantización para los componentes de magnitud y fase son proporcionales a un factor de varianza con la restricción que el número de niveles de fase es el doble como grande es el número de niveles de cuantización.

Esta técnica también se extiende a la codificación de coeficientes por la transformada Hadamard; algunos autores han clasificado esta técnica en la cual los bloques de imagen se clasifican en tres categorías de acuerdo a la actividad de luminancia, estas son:

1. Bloques con significativo monto de detalles.
2. Bloques luminosos en promedio con pequeños detalles.
3. Bloques oscuros en promedio con pequeños detalles.

Estos métodos adaptivos muestran un factor de compresión de 2:1 con un buen diseño de un codificador no adaptivo.

### 3.3.6.3. CODIFICACION DE IMAGEN DE COLOR POR TRANSFORMADA.

Para el sistema NTSC los tres colores primarios  $R(j,k)$ ,  $B(j,k)$ ,  $G(j,k)$ , rojo, azul, verde respectivamente son convertidos a tres señales  $Y(j,k)$ ,  $I(j,k)$ ,  $Q(j,k)$  que especifican la información de luminancia y la de crominancia respectivamente. La conversión esta definida por:

$$\begin{vmatrix} Y(j,k) \\ I(j,k) \\ Q(j,k) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0.299 & 0.587 & 0.114 \\ 0.596 & -0.274 & -0.322 \\ 0.211 & -0.523 & -0.312 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R(j,k) \\ G(j,k) \\ B(j,k) \end{vmatrix} \quad (3.19)$$

Esta conversión se realiza para el correcto diseño de los cuantizadores. Estas señales sufren una transformación de 2 dimensiones, resultando 3 transformadas, las cuales son:

$$\begin{aligned} Y &= A Y A^T \\ I &= A I A^T \\ Q &= A Q A^T \end{aligned} \quad (3.20)$$

donde A es la matriz transformada.

La figura 3.28 muestra el proceso de transformación de una imagen de color; después de la transformación de

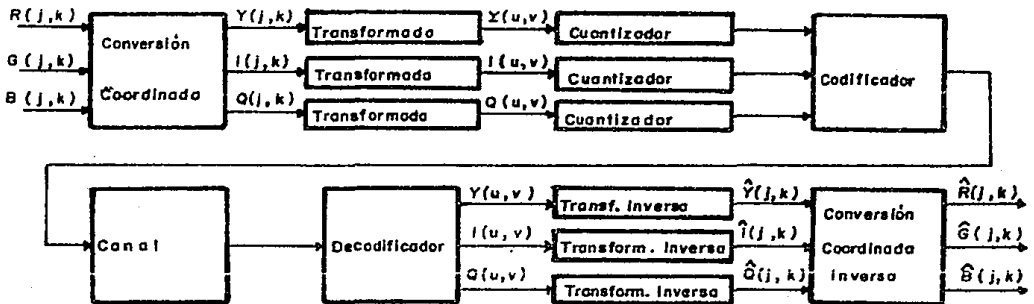


FIG. (3.28) SISTEMA CODIFICADOR DE IMAGEN POR TRANSFORMADA.

las muestras estas son cuantizadas con el número apropiado de niveles proporcionales a la varianza esperada de cada pixel. Y con el espaciado nivel de cuantización permitido para minimizar el error mínimo cuadrático.

Las muestras cuantizadas  $\hat{Y}(u,v)$ ,  $\hat{I}(u,v)$ ,  $\hat{Q}(u,v)$  son entonces codificadas y transmitidas.

En el receptor son decodificadas y se aplica la transformada inversa para obtener las señales:



$$\begin{aligned}
 \hat{Y} &= A^T \hat{\Psi} A \\
 \hat{I} &= A^T \hat{\Phi} A \\
 \hat{Q} &= A^T \hat{Q} A
 \end{aligned}
 \tag{3.21}$$

Finalmente se reconstruyen las señales originales.

$$\begin{bmatrix} \hat{R}(j,k) \\ \hat{G}(j,k) \\ \hat{B}(j,k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.00 & 0.956 & 0.621 \\ 1.00 & -0.272 & -0.647 \\ 1.00 & -1.106 & 1.703 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{Y}(j,k) \\ \hat{I}(j,k) \\ \hat{Q}(j,k) \end{bmatrix}
 \tag{3.22}$$

Para la optimización de el diseño de un codificador de imagen de color es necesario especificar algunas mediciones analíticas de la fidelidad de la imagen de color, infortunadamente no existen mediciones de este tipo, una alternativa es utilizar un procedimiento de cuantización para minimizar el error medio cuadrático entre las señales  $Y, I, Q$  y  $\hat{Y}, \hat{I}, \hat{Q}$  en los planos de color y este está definido como:

$$\begin{aligned}
 \xi = \frac{1}{3N^2} \sum_j \sum_k & \left( Y(j,k) - \hat{Y}(j,k) \right)^2 + \left( I(j,k) - \hat{I}(j,k) \right)^2 \\
 & + \left( Q(j,k) - \hat{Q}(j,k) \right)^2
 \end{aligned}
 \tag{3.23}$$

La figura 3.29 muestran el resultado de una simulación utilizando transformada Slant utilizando una tasa promedio de 2.0 bits/pixel, las muestras monocromáticas  $R, G, B$ , y  $Y, I, Q$ , en (a) y (b) las reproducciones en (c), (d) muestran degradaciones debidas al proceso de codificación, pero el efecto visual en la reconstrucción es mucho menos -



R



Q



G



I



B



Y

FIG. (3.29) MUESTRAS MONOCROMATICAS R, G, B, Y, I, Q.

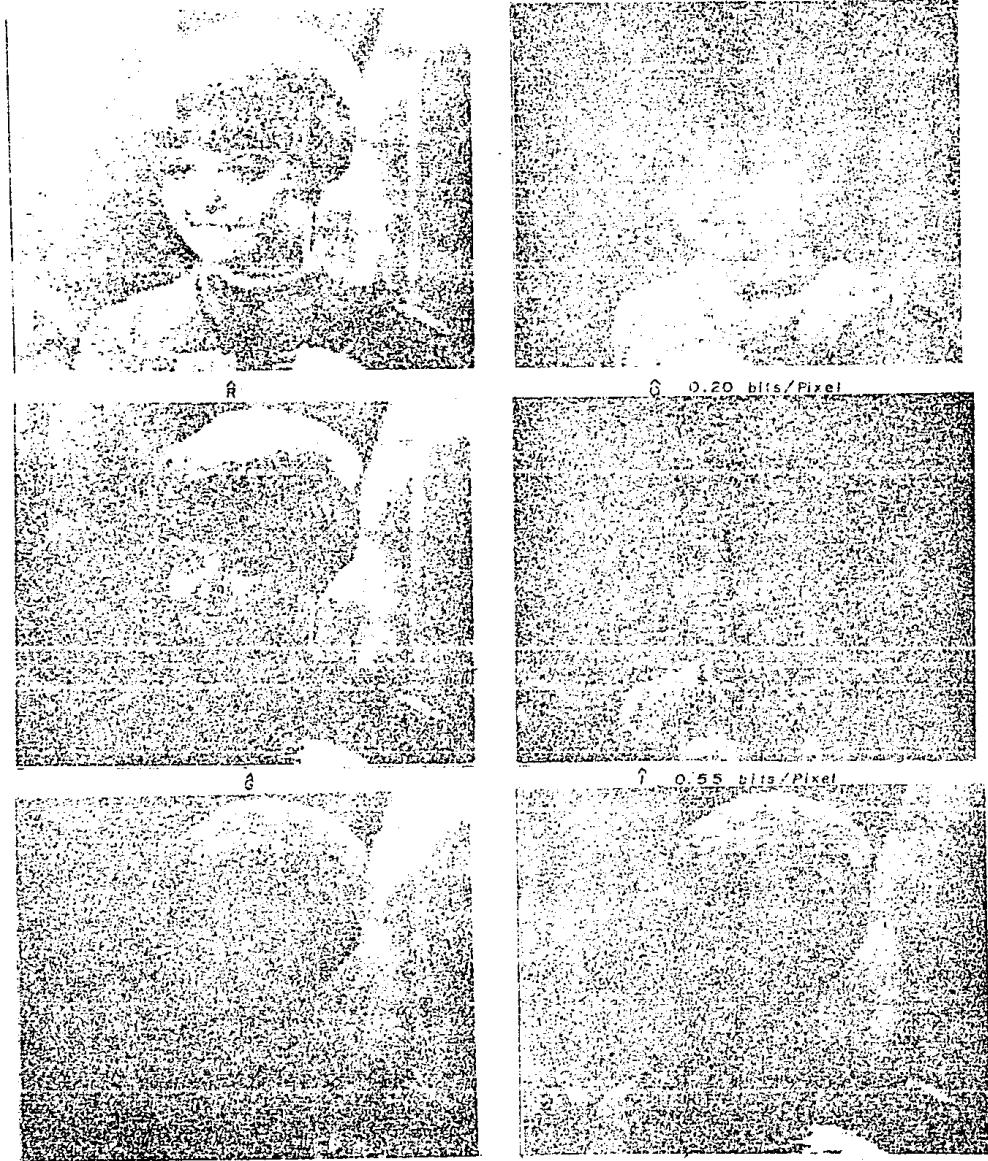


FIG. (3.29) MUESTRAS RECONSTRUIDAS POSTERIORES A SU TRANSMISION.

visible en la imagen de color por las limitaciones del ojo humano.

### 3.3.7. CODIFICACION POR TRANSFORMADA PARA REDUCCION DEL ERROR DE CUANTIZACION.

En el receptor es muy común insertar ceros para los componentes faltantes antes de la operación inversa de transformación, es posible sin embargo, utilizar el conocimiento de la correlación de los coeficientes transformados recibidos para estimar los coeficientes faltantes mejor que la puesta en cero arbitraria de ellos.

Este proceso de restauración de coeficientes es llamado *extrapolación espectral*, otro algoritmo empleado para la codificación por transformada es colocar un número de niveles de cuantización para los coeficientes basandose en su varianza esperada.

### 3.3.8. CODIFICACION HIBRIDA, TRANSFORMADA/DPCM.

Este sistema opera con dos sistemas: *la codificación predictiva y la transformada*.

Este sistema hibrido tiene ventajas y desventajas; la transformada provee bajo error medio cuadratico en la reconstrucción mientras que la codificación predictiva bajas tasas de codificación, sin embargo un codificador de transformada usualmente es mucho más complejo de implementar que el DPCM. En este sistema primero se obtiene la transfor

mada de los coeficientes, estos entran a un banco de codificadores DPCM que efectúan la codificación predictiva. La señal diferencia del proceso predictivo del codificador DPCM es entonces codificada y multiplexada en tiempo para su transmisión.

### 3.3.9. CODIFICACION DE FACCIÓN (FORMA).

En la percepción de una escena el observador humano no lleva a cabo un análisis cuantitativo de la luminancia o los valores de los 3 colores primarios a cada punto de pixel. Se ha visto que un observador examina para distinguir facciones de imagen tales como bordes ó texturas, y de algún modo formas de esas facciones dentro de grupos reconocibles. Esos grupos simbólicos son entonces comparados a algún nivel de un enorme banco de memoria de representaciones de imágenes almacenadas para interpretar una escena.

Las técnicas basadas en la codificación de el contorno de luminancia, de borde y textura se han propuesto y se analizan a continuación.

#### 3.3.9.1. CODIFICACION POR CONTORNO DE LUMINANCIA.

Una señal cuantizada puede ser considerada como una composición de estratos ó capas de planos de un nivel de gris constante. La imagen puede ser entonces considerada por los límites o contornos de los niveles de gris en cada plano.

La figura 3.30 ilustra el contorno de una región típica en una imagen, basándose en lo anterior se ha encontrado que codificando los contornos de la imagen es una forma de comprimir el ancho de banda, comparando que existen un menor número de contornos que de pixels. Además se espera que sería más eficiente codificar los perímetros de las áreas de pixel de constante nivel de gris que el valor del pixel mismo.



FIG. (3.30) EJEMPLO DE UN CONTORNO DE NIVEL DE GRIS.

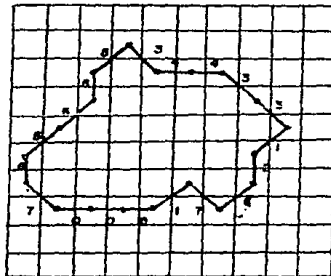
Simulaciones han indicado que por codificación estadística de los contornos es posible llevar a cabo una compresión de 7 a 1 para imágenes de blanco y negro y una de 1.5 a 1 compresión de imágenes con niveles de gris de 16 a 32.

La codificación por contorno es un proceso complejo sin embargo conviene únicamente para bajas tasas de transmisión de imágenes.

En el método de codificación de límites de imágenes no es necesario buscar un código eficiente en el senti

do de minimizar el número de bits requerido para describir el límite, mejor provee un código que posee algunas propiedades.

Un código de sucesión o serie se ilustra en la figura 3.31. Cada sucesión es compuesta de un segmento de línea conectando pixels adyacentes en una dirección diagonal vertical o horizontal, en la figura 3.31 la serie de inicio es un punto arbitrario.



Código Serie 00017 12133 44356 5567

FIG. (3.31) EJEMPLO BASICO DE CODIFICACION SUCESIVA.

Regiones de límites completamente cerradas pueden ser codificadas con una simple modificación a el procedimiento básico de sucesión; cuando el límite exterior ha sido cerrado un grupo de código 0401 es insertado en el código serie y una "línea invisible" conecta los 2 límites y es co-

dificado. Cuando el segundo límite es alcanzado, el grupo de código 0402 es insertado en el código serie para indicar el fin de la línea invisible. El límite interior es entonces codificado en serie en una manera normal. El prefijo 04 de el código de grupo "*siguiente serie invisible*" 0401 y el "*siguiente serie visible*" código de grupo 0402 normalmente designan la rara ocurrencia de el evento de un corrimiento a la derecha seguido por un corrimiento a la izquierda. Este, evento es entonces codificado con 0404. El prefijo 04 es también usado con otro sufijo para indicar una variedad de casos especiales tales como escalas de gris y codificación de color.

### 3.3.9.2. CODIFICACION POR BORDE.

En 1958 se introduce una técnica de codificación por borde llamada alta sintética en la cual una señal de video barrida es dividida dentro de sus altas y bajas componentes de frecuencia por filtros eléctricos. En el sistema codificador los componentes de bajas frecuencias son muestreados a su frecuencia de Nyquist, la cual es mucho menor que la frecuencia de Nyquist original de la señal de video. La señal de alta frecuencia no es directamente muestreada, el valor de la amplitud del borde de la señal de imagen es detectada y transmitida por algun método conveniente de codificación. En el receptor los componentes de alta frecuencia de la señal de video original es sintetizada y sumada al componente decodificado de baja frecuencia. En la transmisión digital una reducción de ancho de banda es posible porque las componentes de baja frecuencia pueden ser muestreadas y se reduce la frecuencia de muestreo. En la práctica



este sistema es limitado por las dificultades presentadas en la detección por el ruido en la señal de video.

### 3.3.9.3. CODIFICACION POR TEXTURA.

Muchas imagenes pueden ser segmentadas dentro de regiones dislocadas de textura constante. Es también posible sintetizar regiones texturalmente, de aquí para aplicaciones en codificación de imagenes este es codificando las mediciones de textura de una imagen y entonces sintetizar la textura en cada región de el decodificador.

### 3.3.10. CODIFICACION SIMBOLICA.

Este concepto proviene de la técnica de codificación por transformada que generalizado incluye representaciones de imagen de 2 dimensiones que son patrones ó símbolos.

#### 3.3.10.1. CODIFICACION POR CARACTER DE AREA.

Se ha investigado una forma de codificación de símbolos patrones para imagenes binarias. En este sistema una imagen es dividida en bloques de 5 X 5, y los patrones blanco ó negro son comparados en un vocabulario de 31 patrones mostrado en la figura 3.32.

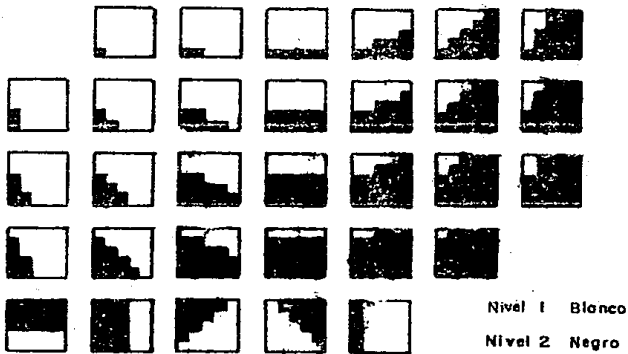


FIG. (3.32) VOCABULARIO DE CARACTERES.

Si un patrón iguala una entrada, un código de 5 bits es transmitido, si no se encuentra un patrón que iguala la entrada, los 25 valores del bloque de pixel es transmitido con un prefijo código de 5 bits para distinguir el evento relaciones de compresión de 10 a 1 han sido reportados, pero este sistema no es favorable porque no existe un gran número de patrones.

### 3.3.11. ANALISIS DE FUNCIONAMIENTO EN CODIFICACION DE IMAGENES.

Lo anterior descrito fue para el mejor funcionamiento de los mejores métodos de codificación de imágenes. Los efectos de los errores de canal son determinados teórico

y prácticamente. La tasa teórica de distorsión original es establecida para variar técnicas de codificación de imágenes

### 3.3.11.1. MODELOS EN ERRORES DE CANAL.

Las imágenes digitales a ser transmitida sobre un canal de comunicación está sujeta a errores de transmisión, varios modelos estadísticos han sido utilizados para predecir el funcionamiento de canales de comunicación digital.

El más simple y más ampliamente empleado es el canal simétrico binario (BSC) modelo en el cual el estado del bit transmitido es asignado con una probabilidad  $P$  y al de la izquierda con  $1-p$ . En un BSC los errores de bit se asumen independientemente de uno y otro.

Considerando un  $N \times 1$  número binario  $K$  que representa un simple componente de amplitud de imagen cuantizado linealmente. Esta entrada a el BSC es definida como:

$$K = \sum_{i=0}^{N-1} K_i 2^i \quad (3.24)$$

donde  $K_i \in \{0,1\}$

Y la salida del BSC está dada por:

$$h = \sum_{i=0}^{N-1} h_i 2^i \quad (3.25)$$

donde  $h \in \{0,1\}$

Y el error del canal es definido como:

$$E = h - k$$

En el análisis de los efectos de los errores de canal en transmisión de imágenes, el interés primordial es la luminancia esperada o el corrimiento de color y la varianza mejor que el promedio de luminancia o color de un punto de imagen.

La distribución de probabilidad de un número de salida  $h$  condicionado a la entrada del número  $K$  esta dada por la distribución geométrica.

$$P(h/k) = p^{(N-M)} \{h,k\} (1-p)^{M\{h,k\}} \quad (3.26)$$

donde  $M\{h,k\}$  es el número de bits igualados entre  $h$  y  $k$  obtenida de:

$$M\{h,k\} = \sum_{i=0}^{N-1} (h_i k_i + (1-h_i)(1-k_i)) \quad (3.27)$$

La media condicional de el número de salida puede ser expresado en términos de la media condicional de cada bit de el número de salida como:

$$E\{h|k\} = \sum_{i=0}^{N-1} 2^i E\{h_i|k_i\} \quad (3.28)$$

Durante la transmisión el bit en el canal de entrada es regresado a el estado  $1-k_i$  con probabilidad  $p$  y re-

tenido en el mismo estado  $K_i$  con probabilidad  $1-p$ . Además la media condicional de la salida del canal es:

$$E\{h_i|K_i\} = p(1-K_i) + (1-p)k_i \quad (3.29)$$

en series

$$E\{h|K\} = (1-2p)K + p(2^N - 1) \quad (3.30)$$

y la varianza es:

$$\sigma^2\{h|K\} = \left(\frac{4^N - 1}{3}\right)p(1-p)$$

### 3.3.11.2. EFECTOS DE ERROR DE CANAL EN CODIFICACION DE IMAGEN MONOCROMATICA EN PCM.

En el análisis de el error de canal para transmisión de luminancia en imagen monocromática, la señal de luminancia  $Y$ , es linealmente cuantizada entre 0 y  $2^N - 1$  corde con la relación

$$y_T = y(2^N - 1) \quad (3.31)$$

y entonces redondeada a su más cercano valor entero. Después de pasar a través del BSC el valor codificado de luminancia  $y_t$  es reescalado para producir:

$$y' = \frac{y'_T}{2^N - 1} \quad (3.32)$$

Y el corrimiento de luminancia media condicional es:

$$E\{y'_T | y_T\} = \frac{E\{y'_T | y_T\}}{2^N - 1} \quad (3.33)$$

donde:

$$E\{y'_T | y_T\} = \frac{(1 - 2p)y_T}{2^N - 1} + p \quad (3.34)$$

y la varianza es:

$$\begin{aligned} \sigma^2\{y'_T | y_T\} &= \frac{(4N-1)}{3} \frac{p(1-p)}{(2^N - 1)^2} \quad (3.35) \\ &= \left(\frac{2N+1}{3}\right) p(1-p) \end{aligned}$$

### 5.3.11.3. EFECTOS DE ERROR DE CANAL EN CODIFICACION DE IMAGEN DE COLOR EN PCM.

Para este sistema se consideran 2 casos: *transmisión de los valores R,G,B* y *transmisión de los valores de luminancia* y los 2 valores de crominancia para ambos casos el error de canal es referenciado a la imagen de luminancia *y* y a la UCS (uniform chromaticity scale).

En ambos casos se hace el procedimiento similar para la obtención de las ecuaciones de corrimiento de color en BSC (para detalles vease la referencia <sup>11</sup>).

#### 3.3.11.4. EFECTOS DE ERROR EN DPCM.

En un sistema predictivo de imagen cada pixel reconstruido es formado por la suma de la predicción estimada recibida y la diferencia de la predicción cuantizada recibida en el codificador. La predicción estimada recibida es también formada de la predicción diferencia recibida. Si un error de canal ocurre, el próximo pixel reconstruido sería un error. Y este error causaría subsecuentes errores de predicción recibidos para diferir de la correspondiente predicción estimada transmitida. Como una consecuencia, los efectos de error de canal persistiría a lo largo de las líneas de imagen hasta que sea corregido o quizá compensado por errores de canal subsecuentes. Para minimizar los efectos de propagación de error de canal, los sistemas predictivos son usualmente regresados al comienzo de cada línea de barrido para transmitir el código PCM de el primer pixel a lo largo de la línea barrida.

Este valor de pixel es entonces empleado como el primer pixel estimado para transmisión y recepción.

Un medio común de corrección de error en DPCM es transmitir periódicamente la predicción estimada a lo largo de una línea de barrido como un código de 8 bits PCM, y utilizar esta estimación en lugar de la predicción interna estimada y generada en el receptor. El error de propagación es entonces limitada a el período entre los datos superiores de predicción. Otra aproximación a la corrección de error en DPCM es examinar secuencialmente cada diferencia de predicción recibida. Si la señal diferencia difiere substancialmente de su previo pixel cercano; entonces es asumido

que la señal está en un error y la señal diferencia previa es substituida por la señal recibida. Aunque este procedimiento evita una larga magnitud de efecto de error, existen diferencias pérdidas en los bordes de la imagen reconstruida

#### 3.4. TECNICAS DE REDUCCION DE ANCHO DE BANDA.

En la transmisión de señales digitales de T.V., existen señales que al ser muestreadas ocupan un amplio rango de ancho de banda y por lo tanto se le asignará un mayor número de bits de código para cualquiera de las técnicas de codificación antes descritas. Existen también escenas en las cuales la imagen no deberá ser reproducida detalladamente y que la imagen redundante es aproximadamente el 80%, estas resultan ser partes de caras, escenas en acción y en los bordes de las imagenes.

En todo esta clase de señales puede reducirse el ancho de banda empleado y existen técnicas para reducir este ancho de banda, algunas ya fueron mencionadas en la sección anterior y únicamente se mencionaran otras técnicas que son en algunos casos más eficientes.

##### 3.4.1. REDUCCION POR DEGRADACION DE IMAGEN.

Este tipo de reducción puede ser obtenido mediante la reducción de la resolución de la escala de grises, de las imagenes. No puede existir este tipo de degradación cuando el objeto de la transmisión es información de recono-



cimiento ó vigilancia, de este modo tal degradación no puede ser tolerada, en este sistema se puede incluir la reducción del número de líneas y cuadros.

#### 3.4.2. REDUCCION ESTADISTICA.

Esta reducción puede ser implementada por el uso de códigos PCM, esto es usar códigos cortos para eventos comunes (la brillantez de la imagen no cambia) y códigos largos para eventos no comunes tales como la diferencia en los pixels.

Otro camino es hacer el barrido lentamente en áreas con una baja inclinación y barrer velozmente en áreas con una alta inclinación. En este camino la reducción del ancho de banda puede estar de acuerdo con el promedio de la información contenida en la imagen.

#### 3.4.3. REDUCCION POR PROCESAMIENTO DIGITAL DIRECTO.

El número de bits por muestra es necesario adecuarlo para que los problemas de falso contorno sean mínimos en este caso se pueden asignar un número corto de bits; un ejemplo de este tipo de reducción es utilizar la cuantización coarse-fine en la cual se envían 3 bits y otra de ellas es usar modulación delta pues en ella se transmiten únicamente cambios en el nivel de brillo de elemento a elemento.

#### 3.4.4. REDUCCION MEDIANTE DPCM.

Una de las formas de codificación predictiva es la DPCM que es de particular aplicación en señales de televisión, en DPCM la diferencia entre la señal actual y una estimada (basada en su pasado) es transmitida. El transmisor y receptor hacen la estimación ó predicción de el valor de la señal basada en una señal previamente transmitida, posteriormente el transmisor subtrae esta predicción de el valor verdadero de la señal y transmite su diferencia.

El receptor suma la predicción y la señal diferencia recibida, produciendo la señal verdadera.

Cuando la señal es muestreada y si la señal diferencia es cuantizada y codificada en PCM se obtiene DPCM.

##### 3.4.4.1. SISTEMAS DE T.V. COLOR USANDO DPCM.

En la mayoría de los trabajos realizados para sistemas DPCM monocromáticos son extendidos para T.V. color. Hay 3 sistemas para transmisión de T.V. color, los cuales son NTSC, PAL y SECAM, en los cuales se asocia a la señal de luminancia las señales de color (nombradas para el sistema NTSC como señales Y para luminancia e I y Q como señales de color; para el PAL como *y* para luminancia y *u, v* para color).

De las 3 normas de radiodifusión de T.V. en color las más usuales son la NTSC y PAL, aunque existen ventajas de un sistema respecto a otro.

Se ha encontrado que la codificación por multiplexaje por división de tiempo en el sistema PAL es más eficiente codificar las señales de banda base de color que la señal compuesta.

Ahora para la compresión de datos de señales de color usando DPCM, una alternativa es utilizar la codificación por transformada como la Walsh-Hadamard para el sistema NTSC basados en la transformación de un arreglo lineal de muestras de 8 elementos.

En la transmisión de T.V. color mediante codificación DPCM es implementado por el muestreo de las señales exactamente a  $n/m$  veces de la frecuencia de la subportadora de color (siempre  $n$  y  $m$  enteros), aunque este sistema es poco eficiente en predecir cambios en el bajo ancho de banda de la señal de crominancia, esto es por ejemplo cuando existe una transición de señales de bajo a alto contraste, también existiera transición en el ancho de banda ocupado, en consecuencia se tendrán un excesivo ruido de sobrecarga y de borde entremetido con una implementación de 3 bits por pixel.

Una predicción puede ser llevada a cabo por una técnica llamada "corrección de crominancia" que consiste esencialmente de la neutralización de las componentes de crominancia de una predicción tal como la muestra previa. Y reinsertar la información de crominancia derivada por un filtrado paso banda de muestras cercanas de conforme a la fase de la subportadora.

Las figuras 3.33 y 3.34 muestran que mientras

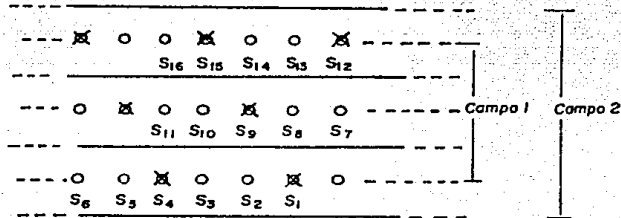


FIG. (3.33) DIAGRAMA DE PUNTOS CERCANOS DE LA PRESENTE MUESTRA ( $S_1$ ) QUE PUEDEN SER USADOS PARA PREDICCIÓN, EN PAL 625 LINEAS MUESTREADAS 13.3 MHz  $S_{1C}, S_{4C}, S_{9C}^*$  (EN NTSC SE MUESTREA A 10.7 MHz Y LOS PUNTOS SE ENCUESTRAN MAS SEPARADOS).

$S_2$  puede ser el más cercano y la mejor muestra para una predicción de  $S_1$ , su predicción de crominancia esta  $2\pi/3$  radianes fuera de fase. Sin embargo esta puede ser corregida por la substracción de la crominancia de  $S_{10}$  esta es  $S_{10C}^*$ , y reemplazada por la crominancia de  $S_9, S_{9C}^*$ .

La predicción  $S_1 = S_2 - S_{10C}^* + S_{9C}^*$  donde el su fijo c denota la operación de la separación de la señal de crominancia mediante el filtrado paso banda.

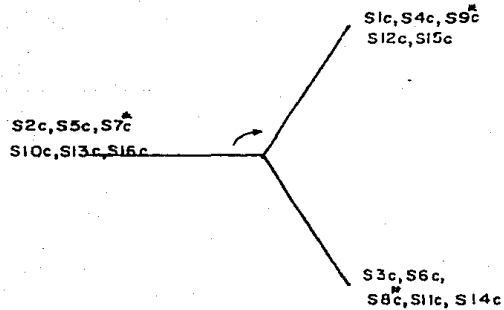


FIG. (3.34) DIAGRAMA VECTORIAL MOSTRANDO LA FASE DE LA SUBPORTADORA DE MUESTRAS DE FIGURA (3.33). EL ASTERISCO REPRESENTA EL CONJUGADO DE LA SEÑAL DE COLOR EN EL SISTEMA PAL.

La señal conjugada de crominancia es derivada de una técnica de modulación conocida como PAL modificada. Usando este sistema se obtiene una buena calidad de difusión de T.V. color usando 5 bits por pixel.

#### 3.4.5. REDUCCION MEDIANTE TRANSFORMADAS.

En general la transformación lineal separable en una matriz de imagen  $G$  puede escribirse de la forma:

$$\left| \alpha \right| = \left| U \right|^t \left| G \right| \left| V \right| \quad (3.36)$$

donde  $\alpha$  es nombrado la "Transformada Unitaria" de la imagen, U y V son operadores unitarios y  $t$  denota la matriz transpuesta entonces:

$$|G| = |U| |\alpha| |V|^t \quad (3.37)$$

es la transformada inversa de (3.36); si las cantidades vectores  $|U|$  y  $|V|$  se escriben de la siguiente forma

$$|U| = \begin{vmatrix} u_1 & u_2 & u_3 & \dots & u_n \end{vmatrix} \quad (3.38)$$

$$|V| = \begin{vmatrix} v_1 & v_2 & v_3 & \dots & v_n \end{vmatrix} \quad (3.39)$$

entonces (3.37) es:

$$|G| = \begin{vmatrix} u_1 & u_2 & u_3 & \dots & u_n \end{vmatrix} |\alpha| \begin{vmatrix} v_1^t \\ v_2^t \\ v_3^t \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ v_n^t \end{vmatrix} \quad (3.40)$$

si la matriz  $|\alpha|$  se escribe como una suma de los siguientes términos:

$$\left| \alpha \right| = \begin{vmatrix} \alpha_{11} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \vdots \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} 0 & \alpha_{12} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & & & \vdots \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ \cdot & & & & \cdot \\ 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{vmatrix} + \dots$$

esta puede ser representado por la siguiente ecuación:

$$\left| G \right| = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \alpha_{ij} u_i v_j^t \quad (3.41)$$

El producto  $u_i v_j^t$  puede ser interpretado como una "imagen" así que la suma de todas las combinaciones de este producto multiplicado por  $\alpha_{ij}$  regenerará la imagen original G.

De la misma forma se define la matriz de covarianza de imagen como:

$$\left| R_g \right| = E \left( \left| g - E(g) \right| \left| g - E(g) \right|^t \right) \quad (3.42)$$

La cual describe la gran cantidad de predecibilidad estadística entre pixels adyacentes; en (3.42) g es una  $N^2$  (es decir  $g(i,t)$  y E es un operador.

Esta matriz describe el grado de dependencia estadística entre pixels en la imagen digital.

Otra forma de escribir 3.42 es:

$$R_g = \sum_{i=1}^N \lambda_i \phi_i \phi_i^t \quad (3.43)$$

El descubrimiento de técnicas de transformación rápidas ha llevado a aproximar la codificación a la complicada Karhunen-Loeve que han sido de gran importancia para el procesamiento digital de señales.

La transformación Karhunen-Loeve requiere de el orden de  $N^2$  computaciones. Para un número típico  $N = 500$  (pixels en una línea).

Esto es un número excesivo de computaciones, sin embargo estudios experimentales han mostrado que la covarianza entre pixels se aproxima a cero como la distancia entre ellos se incrementa. En consecuencia, es posible codificar una imagen dividiendo esta en sub-bloques de tamaño  $P$  por  $P$ ; la covarianza y los requerimientos de computación son realizados a un nivel de sub-bloques donde el tiempo de computación es proporcional a  $Q^2 P^4$ , donde  $Q = N/P$ .

La ganancia en el proceso de computación para el uso de transformadas rápidas es grande. El tamaño de una imagen de  $N \times N$  puede ser transformado en operaciones de  $N^2 \log_2 N^2$ , y codificando en sub-bloques de  $P \times P$  resulta todavía más esta reducción.

La codificación PCM requiere como mínimo 6 bits por pixel. Este monto lleva a una reducción de 6 a 1 en el ancho de banda. La calidad resultante de la imagen es muy buena.



La fase es también de muchísima importancia en la codificación de imagen. Se ha demostrado que el uso de la transformada rápida y el uso de los requerimientos de sin cronización de fase en la codificación reduce todavía aun más el ancho de banda de 16 a 1 y 24 a 1 en algunos casos.

### 3.4.5.1. LA TRANSFORMADA RAPIDA DE FOURIER FFT.

En la FFT se expande en subsecciones la imagen en series de Fourier y se descartan los coeficientes de poca energía y se consideran los que únicamente son pequeños en tamaño para una buena calidad en la reconstrucción de la ima gen.

Considerese un arreglo de 2 dimensiones de valores imagen  $\beta_{m,n}$  obtenidas por muestreo, donde  $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$  y  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1$ . Cada  $\beta_{m,n}$  es proporcional al brillo de la imagen muestreada.

La discreta transformada de Fourier de la discreta función  $\beta_{m,n}$  esta dada por:

$$F_{k,i} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_{m,n} \exp \left( -j2\pi \left( \frac{Km}{M} + \frac{in}{N} \right) \right) \quad (3.44)$$

donde  $K = 0, 1, 2, \dots, M - 1$  y  $i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$

La inversa es:

$$\beta_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{MN}} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_{m,n} \exp \left( j2\pi \left( \frac{Km}{M} + \frac{in}{N} \right) \right) \quad (3.45)$$

Para representar una matriz de pixels, con una posición de tamaño  $L \leq MN$ , de los exponenciales complejos de la transformada discreta de Fourier, se cambian los exponenciales con los coeficientes de mayor magnitud para minimizar el mínimo error cuadrático. Otro método usado es dividir la imagen dentro de sub-bloques rectangulares. Cada sub-bloque se expande en una transformada de Fourier.

La cantidad  $L$  fue determinada para que cada sub-bloque fuese proporcional a la parte entera de la desviación estandar  $\sigma$  de los sub-bloques de pixels.

$$\sigma = \left( \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\beta_{m,n} - \alpha)^2 \right)^{1/2} \quad (3.46)$$

$\alpha$  es el valor promedio de los puntos de imagen en cada sub-bloque.

$$\alpha = \frac{1}{MN} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \beta_{m,n} \quad (3.47)$$

Las frecuencias y amplitudes complejas de los  $L$  coeficientes de Fourier de mayor valor son transmitidos; la cuantización lineal adaptiva de los coeficientes de Fourier es usada antes de su transmisión. El máximo coeficiente de Fourier al lado de  $F_{0,0}$  determina el valor de el nivel de cuantización más grande dentro de cada sub-bloque. Las fases de los coeficientes complejos de Fourier son cuantizados en una escala de 0 a  $2\pi$ ; el número de bits usados para cuan-

tizar los coeficientes de Fourier son determinados por  $\sigma$ . Se pueden usar 2, 3, 4 ó 5 bits para cuantizar todas las fases y amplitud muestreadas dentro de cada sub-bloque.

Los coeficientes no transmitidos son puestos cero en el decodificador del receptor.

Son varias las cosas para considerar el tamaño del sub-bloque, entre ellas el valor de  $\sigma$  que se incrementa con el área del sub-bloque, porque la correlación entre los puntos de imagen usualmente se decrementa como la distancia entre pixels sea mayor, en un sub-bloque de mayor tamaño es más probable que las áreas de pequeña variación en el brillo sean incluidas con áreas de gran variación. Las áreas que varían poco es probable que sean pérdidas, a causa de la presencia de ellos en el mismo sub-bloque de las áreas con gran variación.

El tamaño ideal es de 16 X 16 sub-bloques con el tipo de codificación corrida - longitud (run-length), aunque también es usada la codificación Huffman, la primera es usada para transmitir la intensidad de los pixels en las -- líneas barridas horizontales.

### 3.4.5.2. LA TRANSFORMADA HAAR.

Haar propuso una transformada de unos, menos unos y ceros; esta ha sido empleada en el proceso de muestreo en el cual los renglones de la matriz transformada, la entrada de la secuencia de datos, se incrementa en potencia de 2; sin embargo no es muy usada porque la calidad de la

imagen resultante es mala respecto a otras transformadas.

La matriz Haar de 4 X 4 es:

$$H_4 = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (3.48)$$

La de 8 X 8 es:

$$H_8 = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 \end{pmatrix} \quad (3.49)$$

## 3.4.5.3. TRANSFORMADA HADAMARD.

La transformada Hadamard se basa en la matriz Hadamard la cual es un arreglo de mas unos y menos unos, en ellos los renglones y columnas son ortogonales; la matriz de  $2 \times 2$  Hadamard está dada por:

$$H_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix} \quad (3.50)$$

Esta matriz no se restringe a 2 y es extendible a cualquier valor  $N = 2^n$  donde  $n$  es un entero, en este caso si  $H_n$  es una matriz de tamaño  $N$  la matriz es:

$$H_{2N} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{vmatrix} \quad (3.51)$$

Esta es una matriz de orden  $2N$ ; H.F. Harmuth en su artículo "*transmission of information by orthogonal functions*" sugirió que es posible construir una matriz Hadamard de orden  $N = 2^n$  en la cual el número de signos por renglon se incrementará de 0 hasta  $N - 1$ ; los renglones pueden ser considerados a ser muestras de ondas rectangulares con un subperíodo de  $1/N$  unidades; estas son llamadas funciones Walsh.

Para matrices simétricas de orden  $N = 2^n$  una transformada Hadamard de 2 dimensiones se pueden escribir en

series de la siguiente forma:

$$F(u, v) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) (-1)^k P(x, y, u, v) \quad (3.52)$$

donde:

$$p(x, y, u, v) = \sum_{j=0}^{N-1} (u_j x_j + v_j y_j) \quad (3.53)$$

Los terminos  $u_j, x_j, v_j, y_j$  son representaciones binarias de  $u, x, v$  y  $y$  respectivamente.

En la implementación de la transformada Hadamard en el procesamiento de imagenes, la división por sub-bloques es usada. Esta división se aplica a cada sub-bloque mejor que a la imagen total. La reducción en Hardwarees del orden de  $\log_2 N/N_s$  para  $N_s/N_s$  sub-bloques, esta transformada es también llamada Walsh ó Walsh-Hadamard.

#### 3.4.5.4. TRANSFORMADA SLANT.

La transformada Slant fue específicamente diseñada para codificación de imagen; su funcionamiento es un poco menos óptimo que la transformada Karhunen-Loeve, es menos compleja su implementación que la Karhunen-Loeve, pero más compleja que la transformada rapida de Fourier. Para  $N = 2$  la transformada Slant es idéntica a la Hadamard de orden 2 esto es:

$$S_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{vmatrix} \quad (3.54)$$

La transformada Slant de orden 4 es obtenida por la operación.

$$S_4 = \frac{1}{2^{1/2}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ a_4 & b_4 & -a_4 & b_4 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ -b_4 & a_4 & b_4 & -a_4 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} S_2 & 0 \\ 0 & S_2 \end{vmatrix} \quad (3.55)$$

6

$$S_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ a_4 + b_4 & a_4 - b_4 & -a_4 + b_4 & -a_4 - b_4 \\ 1 & -1 & -1 & +1 \\ a_4 - b_4 & -a_4 - b_4 & a_4 + b_4 & -a_4 + b_4 \end{vmatrix} \quad (3.55a)$$

donde  $a_4$  y  $b_4$  son constantes reales de escala y su valor está determinando a las condiciones que hacen a  $S_4$  ortogonal, se ha encontrado que este valor es  $a_4 = 2b_4$  y la condición de ortogonalidad dice que  $S_4 S_4^t = I$  lleva a encontrar

$b_4 = \frac{1}{\sqrt{5}}$ . Una matriz general se ha encontrado para  $N$  términos está es:

$$S_N = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 & 0 & \dots \\ a_N & b_N & & & -a_N & b_N & & \dots \\ & 0 & I_{(N/2)-2} & & 0 & & I_{(N/2)-2} & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & -1 & 0 & \dots \\ -b_N & a_N & & & b_N & a_N & & \dots \\ & 0 & I_{(N/2)-2} & & 0 & & -I_{(N/2)-2} & \dots \end{vmatrix} \begin{vmatrix} S_{N/2} & 0 \\ & S_{N/2} \\ & & S_{N/2} \\ & & & S_{N/2} \\ & & & & S_{N/2} \\ & & & & & S_{N/2} \\ & & & & & & S_{N/2} \\ & & & & & & & S_{N/2} \end{vmatrix}$$

(3.56)

donde  $I_{(N/2)-2}$  es la matriz identidad de dimensión  $(N/2)-2$ .

Las constantes  $a_N$  y  $b_N$  pueden ser encodntradas de:

$$a_2 = 1 \quad (3.57)$$

$$b_N = (1 + 4 (a_{N/2})^2)^{-1/2} \quad (3.58)$$

$$a_N = 2b_N a_{N/2} \quad (3.59)$$

$$a_{2N} = ((3N^2) / (4N^2 - 1))^{1/2} \quad (3.60)$$

$$b_{2N} = ((N^2 - 1) / (4N^2 - 1))^{1/2} \quad (3.61)$$

La transformada Slant requiere un total de  $N \log_2 N + (N/2)-2$  adiciones y substracciones más  $2N - 4$  multiplicaciones para una dimensión de datos de  $N$ .



Cuando se usa muestreo zonal (codificación zonal) y transformada Slant se obtiene una compresión de 1.5 bits por pixel con una muy buena calidad en imágenes.

### 3.4.5.5. TRANSFORMADA KARHUNEN-LOEVE.

Fue originalmente desarrollada por H. Karhunen y M. Loeve. La transformada Karhunen-Loeve es de forma general:

$$F(u, v) = \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) A(x, y; u, v) \quad (3.62)$$

en la cual  $A(x, y; u, v)$  satisface la ecuación:

$$\lambda(u, v) A(x, y; u, v) = \sum_{x'=0}^{N-1} \sum_{y'=0}^{N-1} K_f(x, y; x', y') A(x', y'; u, v) \quad (3.63)$$

donde  $K_f(x, y; x', y')$  puede separarse en renglones y columnas resultando:

$$K_f(x, y; x', y') = K_c(x, x') K_R(y, y') \quad (3.64)$$

de (3.63) resulta:

$$A(x, y; u, v) = A_c(x, u) A_R(y, v) \quad (3.65)$$

$$F(u, v) = \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) A_c(x, u) A_R(y, v) \quad (3.66)$$

que es la transformada Karhunen-Loeve en forma de serie.

## 3.4.5.6. TRANSFORMADA COSENO.

Es conocida que en las series de Fourier para cualquier función real continua y simétrica contiene únicamente coeficientes reales que corresponden a los términos coseno de las series.

Esto puede extenderse a la transformada de Fourier bajo su propia interpretación. Hay 2 caminos en los cuales una imagen puede hacerse simétrica, como se muestra en la figura 3.35. Por la primer técnica la imagen es doblada y sobrepuesta por un pixel.

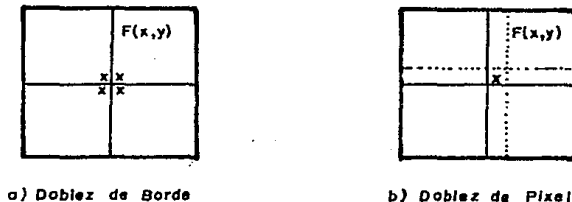


Fig. (3.35) SIMETRIA PARA TRANSFORMADA COSENO.

De este modo se tiene una imagen de  $N \times N$  --- pixels de imagen para el primer método llamado. Transformada Coseno de simetría semejante, resultando un arreglo de  $2N \times 2N$  pixels; el segundo método llamado de simetría impar produce un arreglo de  $2N - 1 \times 2N - 1$  pixels.

## 3.4.5.6.1. TRANSFORMADA COSENO DE SIMETRÍA SEMEJANTE.

Considerando un arreglo de imagen cercano a los bordes acorde a la relación:

$$F_s(x, y) = \begin{cases} F(x, y) & x \geq 0, y \geq 0 \\ F(-1-x, y) & x \leq 0, y \geq 0 \\ F(x, -1-y) & x \geq 0, y \leq 0 \\ F(-1-j, -1-k) & x \leq 0, y \leq 0 \end{cases} \quad (3.67)$$

Para esta construcción  $F_s(x, y)$  es simétrica cerca de el punto  $x = -1/2$ ,  $y = -1/2$  y tomando la transformada cerca del punto de simetría resulta:

$$F_s(u, v) = \frac{1}{2N} \sum_{x=-N}^{N-1} \sum_{y=-N}^{N-1} F_s(x, y) \exp\left(\frac{2\pi i}{2N} (u(x+1/2) + v(y+1/2))\right) \quad (3.68)$$

para  $u, v = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N-1$ ; como  $F_s(x, y)$  es real y simétrica, la ecuación 3.68 se reduce a

$$F_s(u, v) = \frac{1}{2N} \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} F(x, y) \cos\left(\frac{\pi}{N} u(j+1/2)\right) \cos\left(\frac{\pi}{N} v(k+1/2)\right) \quad (3.68)$$

Alternativamente las ecuaciones (3.68) y (3.69) pueden ser obtenidas por una transformada de Fourier de --

$F(x, y)$  sobre  $2N$  puntos obtenidos:

$$F_S(u, v) = \frac{2}{N} \operatorname{Re} \left\{ \exp \left( \frac{j\pi u}{2N} \right) \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} F(x, y) \exp \left( \frac{-2\pi j}{2N} (ux + vy) \right) \right\} \quad (3.70)$$

### 3.4.5.6.2. TRANSFORMADA COSENO DE SIMETRIA IMPAR.

La simetría de una imagen puede ser definida como:

$$F_S(x, y) = \begin{cases} F(x, y) & x, y \geq 0 \\ F(-x, y) & x < 0, y \geq 0 \\ F(x, -y) & x \geq 0, y < 0 \\ F(-x, -y) & x, y < 0 \end{cases} \quad (3.71)$$

Cuando se toma la transformada de Fourier en este arreglo produce

$$F_S(u, v) = \frac{1}{2N-1} \sum_{x=-N+1}^{N-1} \sum_{y=-N+1}^{N-1} F_S(x, y) \exp \left( \frac{-2\pi j}{2N-1} (xu + yv) \right) \quad (3.72)$$

para  $u, v = N + 1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N - 1$ .

En la aplicación de reducción de ancho de banda se pueden obtener reducciones hasta de 4 a 1.

### 3.4.5.7. TRANSFORMADA SENO.

La transformada seno se introdujo como un rápido algoritmo sustituto de la transformada Karhunen-Loeve.

Esta transformada es definida como:

$$F(u, v) = \frac{2}{N+1} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} F(x, y) \text{Sen} \left( \frac{(x+1)(u+1)}{N+1} \pi \right) \text{Sen} \left( \frac{(k+1)(v+1)}{N+1} \pi \right) \quad (3.73)$$

su inverso es de forma similar.

### 3.4.5.8. TRANSFORMADA SVD (SINGULAR VALUE DECOMPOSITION).

Esta técnica se basa en la descomposición de valores simples ó singulares. La siguiente transformada esta definida por:

$$F = A_C F A_R^t \quad (3.74)$$

$$\text{y la inversa es } F = A_C^t F A_R \quad (3.75)$$

El renglón de transformación ejecuta la operación de diagonalización y esto resulta.

$$A_R | F^t F | A_R^t = \Delta \quad (3.76)$$

donde  $\Delta$  es una matriz diagonal donde los términos  $\lambda(\mu)$  son los valores de  $F^t F$ .

Este proceso se hace similar para las columnas y resulta:

$$A_C | F F^t | A_C^t = \Delta \quad (3.77)$$

Substituyendo 3.77 en 3.74 y 3.76 indican que:

$$F = \Delta^{1/2}$$

Donde  $\Delta^{1/2}$  es una matriz diagonal consistente en términos  $\lambda^{1/2}(\mu)$  llamados valores singulares de  $F$ .

La matriz imagen  $F$  puede ser expresada en términos compactos de una serie como:

$$F = \sum_{\mu=1}^N F(\mu, \mu) b_C(\mu) b_R^t(\mu) \quad (3.78)$$

Donde  $b_C(\mu)$  y  $b_R(\mu)$  representan las  $\mu$ -ésimas columnas y renglones de las matrices  $B_C^t$  y  $B_R^t$ .

Con la transformada SVD, la imagen  $F$  de  $N \times N$  pixels es representada por únicamente  $N$  componentes.

A continuación en la tabla (3.4) se da la representación de las transformadas utilizadas en codificación de imagen con el respectivo algoritmo de implementación.

Nombre de la transformada	Representación	Parámetros a computarse	Orden del Algoritmos de implementación
SVD	$ \alpha  =  \Delta ^{1/2} =  U ^t  G   V $	Valores singulares	$N^3$ Computado para cada imagen
Karhunen-Loeve	$ \alpha  =  E_x ^t  G   E_y $	Transformación de coeficientes	$N^3$ Computado únicamente una vez
Coseno	$ \alpha  =  F   G   \text{Cos} $	Transformación de coeficientes	$4N^2 \log_2 2N$
Fourier	$ \alpha  =  F   G   F $	Transformación de coeficientes	$2N^2 \log_2 N$ (compleja)
Slant	$ \alpha  =  \text{Slant} ^t  G   \text{Slant} $	Transformación de coeficientes	$2N^2 \log_2 N$
Hadamard (también llamada Walsh)	$ \alpha  =  w   G   w $	Transformación de coeficientes	$2N^2 \log_2 N$
Haar	$ \alpha  =  \text{HAAR} ^t  G   \text{HAAR} $	Transformación de coeficientes	$2(N - 1)$

TABLA (3.4) TRANSFORMADAS PARA REPRESENTACIONES DE IMAGENES EN ESTA TABLA APARECEN EN ORDEN DECRECIENTE DE COMPLEJIDAD ASI COMO EL ORDEN EN LA MEJOR RESOLUCION DE IMAGEN.

### 3.4.6. RESUMEN.

Se han discutido, anteriormente muchos aspectos referentes a las técnicas de reducción de ancho de banda.

Como se habrá observado el uso de DPCM representa una gran aproximación a la reducción del ancho de banda. Más sin embargo se tienen algunos problemas en la cuantización de la señal y además esta señal es fácilmente degradada por ruido en el canal de transmisión y es necesario usar algunos códigos para detección y corrección de errores. El uso de sistemas híbridos en DPCM se han incrementado su uso, y una combinación es con el método de codificación por transformada.

Otro sistema muy usado es la modulación delta, la cual es muy similar a DPCM y algunos autores la han llamado sistema de 1 bit-DPCM, se han mencionado unos sistemas de codificación que resultan excelentes, uno de ellos es la codificación bit-plane, pero este tiene un altísimo grado de complejidad en el Hardware. Se han mencionado casi todas las formas de codificación por transformada los cuales ofrecen un gran potencial en la reducción del ancho de banda con el inconveniente del alto grado de complejidad en la mayoría de ellas.

En la tabla 3.5 se mencionan algunos de los métodos de reducción en el ancho de banda así con la razón de reducción para imágenes en movimiento en T.V, algunos de ellos pueden reducir esta razón mediante el conveniente uso de algunas técnicas de codificación antes mencionadas.



	Razón de Reduc ción	Resolución
DPCM	3:1	Excelente
DM	2:1	Excelente
Codificación bit plane	6:1	Excelente
Interpolación de contorno	4:1	Claro
Correlación cuadro a cuadro	6:1	Pobre
Correlación cuadro a cuadro usando interlace de puntos	6:1	Pobre
Codificación diferencial cuadro a cuadro	3:1	Claro
Codificación diferencial cuadro a cuadro con interlace de puntos	3:1	Claro
Combinación de codificación intercuadro y transformada de Fourier	6:1	Claro
Selección significativa de bit	2:1	Buena
FFT con codificación run-length	4:1	Buena
Transformada Haar	4:1	Buena
Transformada Walsh-Hadamard	6:1	Buena
Transformada Slant	4:1	Excelente
Transformada Coseno	4:1	Excelente
Transformada Seno	4:1	Excelente
SVD	3:1	Excelente
Codificación híbrida FFT/DPCM	4:1	Excelente

TABLA (3.5) ALGUNOS METODOS USADOS EN LA REDUCCION DEL ANCHO DE BANDA EN EL PROCESAMIENTO DE IMAGENES.

### 3.5. ESTANDARES DE CODIFICACION EN TELEVISION DIGITAL.

Un progreso significativo en estandares internacionales de televisión digital ha sido hecho por el congreso en el CCIR en muchos parámetros fundamentales de codificación digital.

#### 3.5.1. HISTORIA.

La historia de la tecnología en la radiodifusión de televisión puede decirse que ha sido efectiva desde el comienzo de los trabajos de la BBC (British Broadcasting Corporation) en un convertidor analógico digital, prosperamente completado en 1965. Estudios por parte de la BBC y el IBA (Independent Broadcasting Authority) resultaron durante los 70's en el diseño práctico y aplicación de los convertidores digitales estándares.

El IBA en 1972 mostró un estandar en el campo de almacenamiento digital un conversor de programas de 525 líneas/30 cuadros a 625 líneas/25 cuadros (estandares NTSC a PAL).

Muchas aplicaciones de señales digitales de video requieren almacenamiento para los pixels de la señal además de la necesidad de dispositivos que sincronicen las señales de la estación radiodifusora y la receptora.

### 3.5.2. TIPOS DE CODIFICACION.

El primer paso en formación de estándares de codificación fue hecha al comienzo de 1972 con la formación de los 2 tipos de codificación en televisión digital: la codificación por la señal compuesta de video y la codificación por componente de la misma señal.

Los países Europeos prefererian la codificación por la señal compuesta (los que adoptan la norma PAL) otros de ellos preferian la codificación por componentes (los de la norma SECAM). Los de la norma NTSC se inclinaron por la codificación por componentes (ver figura 3.36).

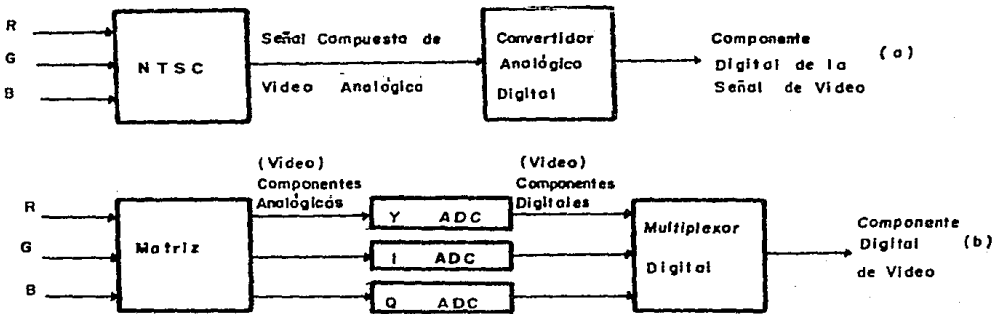


FIG. (3.36) CODIFICACION POR SEÑAL COMPUESTA (a)  
Y POR COMPONENTES (b).

Los estudios continúan acerca de las ventajas y desventajas de la codificación compuesta y de componentes en Europa y Norteamérica, la mayoría indica que la codificación por señal compuesta tiene la ventaja de una baja tasa de datos que la codificación por componente, sin embargo por esta significativa desventaja no es fácilmente usada para procesamiento de señal digital, además de tener efectos en la imagen como problemas en la fase de la subportadora de color y una restricción en el ancho de banda de crominancia.

La codificación por componente es considerada a ser el sistema que sería usado en los estudios y producción de programas así como provee una gran libertad en el procesamiento de señal y su grabado; al mismo tiempo provee gran ancho de banda en la señal de luminancia y crominancia, esto significa en buen manipuleo de color.

Esta codificación tiene la ventaja de la eliminación de la subportadora y al mismo tiempo sus complicaciones.

La figura 3.37 compara los sistemas analógicos y digitales. En el sistema analógico, el codificador está a la salida de la cámara, la calidad baja causada por el codificado de la señal ocurre al principio del sistema. En el sistema digital toda la calidad es mantenida a través de todo el procesamiento hasta que la señal es aplicada a cualquiera de los codificadores PAL, SECAM ó NTSC hasta llegar al transmisor modulador. Puede argumentarse que la alta calidad de la imagen puede ser reducida a las limitaciones del sistema codificador. Sin embargo la calidad resultante sería superior en el sistema digital.

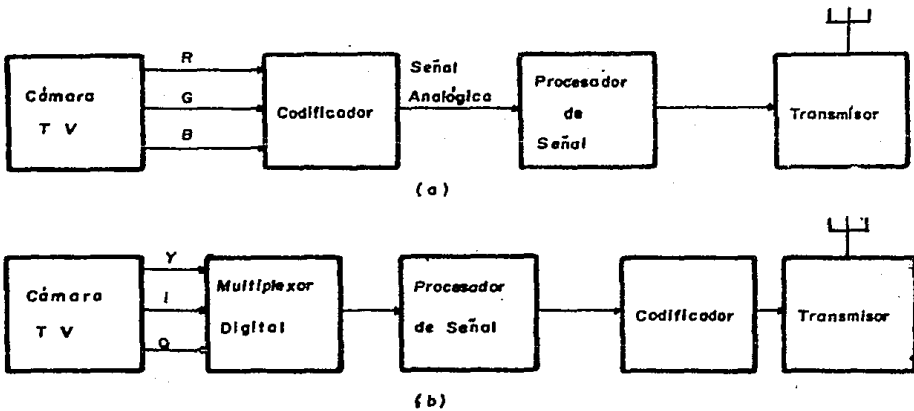


FIG. (3.37) SISTEMAS ANALOGICOS (a) Y DIGITALES DE PROCESAMIENTO DE IMAGEN (b).

Mas de las mejores ventajas de televisión digital son asociados con la programación en los estudios como son:

1. Regeneración de la señal, eliminación de el ruido causado en el proceso de producción así como la distorsión.
2. La flexibilidad, calidad y rapidez de efectos especiales que son añadidos.
3. Gráficas producidas por computadora son fácilmente introducidas dentro de el material programado.
4. Pruebas automáticas de parámetros de imagen pueden ser simples de implementar.

Algunas otras ventajas de T.V. digital son asociados con el concepto de los estándares digitales de alta calidad libres de inherentes limitaciones de los estándares analógicos (PAL, SECAM y NTSC) junto con sus variantes. Esto puede reducir el costo e incrementar la calidad.

Otro aspecto significativo de los estándares digitales es que ofrece la posibilidad de estándares mundiales para las normas analógicas (525 y 625 líneas).

### 3.5.3. FRECUENCIAS DE MUESTREO EN T.V. DIGITAL.

El valor de las frecuencias de muestreo es uno de los parámetros más fundamentales en señales digitales de video, como es usada para convertir la señal analógica a una digital; el criterio de Nyquist dice que cuando se muestra un espectro continuo, la frecuencia de muestreo sería el doble de el ancho de banda de la señal banda base.

La figura 3.38 ilustra este criterio gráficamente. Es necesario prevenir que las bandas laterales inferiores de la señal digital se traslapen con las porciones superiores de la señal banda base y causen la distorsión llamada "aliasing".

Para la banda base de 5 MHz, la mínima frecuencia de muestreo sería 10 MHz, sin embargo esta requiere filtros con una caída de atenuación infinita (figura 3.38a) y esta no es práctica. Algunos autores indican que la frecuencia de muestreo sería mayor un 20% más que el límite de Nyquist para permitir diseñar filtros prácticos.

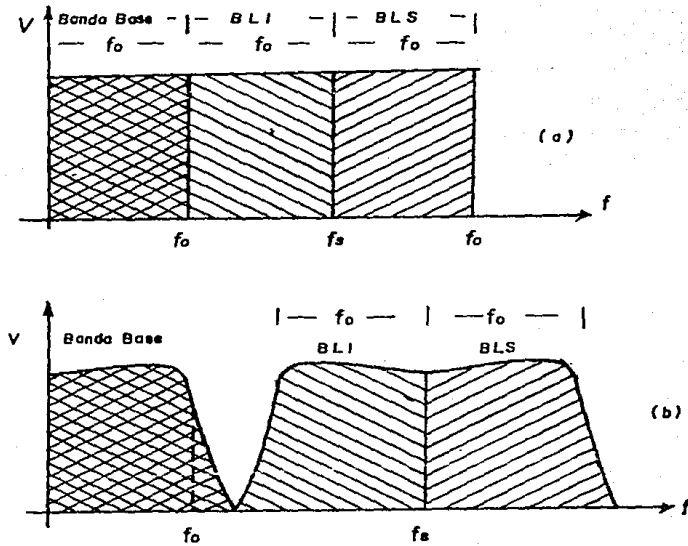


FIG. (3.38) CRITERIO DE NYQUIST ILUSTRADO POR BANDAS LATERALES (a) ESPECTRO IDEAL (b) ESPECTRO PRACTICO.

Para un sistema codificador por componentes es necesario tener 2 frecuencias de muestreo, tal como se ha dicho, una para la señal de luminancia y otra para las señales de color, en la EBU (European Broadcasting Union) han adoptado la convención de la relación de 12:4: 4, que indica que la luminancia es muestreada a 12 MHz y cada uno de los 2 componentes de diferencia de color son muestreados a 4 MHz, una alta frecuencia de muestreo para las señales dife-

rencia de color es importante para la alta calidad en la imagen reproducida, también las altas frecuencias reducen el costo de el equipo empleado (filtros digitales). Esta norma fue aprobada en 1980 por el CCIR.

En 1981 la EBU junto con la SMPTE (Society of Motion Picture and Television Engineers) surgieron el concepto de extender los estándares digitales en sus propios submúltiplos, esto es asignar el valor de 4 a la frecuencia de muestreo de luminancia y un número entero más pequeño a la frecuencia de muestreo de las señales diferencia de color.

La EBU había previamente sugerido que las 2 frecuencias sostengan una simple relación de números enteros. Los submúltiplos entonces podrían tener una relación binaria y estas podrían ser 4:4:4, 4:2:2, 4:1:1 y 2:1:1. La ventaja primaria de esta relación sería que su razón de diferencias podrían ser usadas para diferentes niveles de calidad en la difusión de T.V.

Por ejemplo el nivel 4:4:4 podría ser usado para la más alta calidad en producción de programas.

El nivel 4:2:2 podría ser usado para el nivel de calidad dentro de el estudio y distribución de programas.

Una baja calidad se obtendría con 4:1:1 o 2:1:1 nótese que estas relaciones no especifican la frecuencia de muestreo, únicamente su relación entre ellas.

Hay una cuestión respecto a los estándares, esta es la compatibilidad en ellas (sistemas de 625 y 525 ---



líneas). En contribuciones con la SMPTE fue propuesta la frecuencia de 13.5 MHz como única frecuencia de muestreo en ambos sistemas.

Además si los valores nominales de blanqueo en una línea horizontal de 12.00 y 11.56  $\mu$ seg. son substraídos de la duración total de una línea de 64.00 y 63.56  $\mu$ seg. el resultado es una línea activa nominal de 52.00  $\mu$ seg. en ambos sistemas, produciendo un número idéntico de muestras digitales para una frecuencia de muestreo común, lo anterior se puede resumir en lo siguiente:

#### LINEA TOTAL.

625 líneas:  $64.00 \times 13.5 = 864$  muestras.

525 líneas:  $63.56 \times 13.5 = 858$  muestras.

#### LINEA ACTIVA NOMINAL.

625 líneas:  $52.00 \times 13.5 = 702$  muestras.

525 líneas:  $52.00 \times 13.5 = 702$  muestras.

#### BLANQUEO.

625 líneas:  $12 \times 13.5 = 162$  muestras.

525 líneas:  $11.56 \times 13.5 = 156$  muestras.

El cambio a 13.5 MHz como frecuencia de muestreo en ambos sistemas tiene las siguientes ventajas.

1. Frecuencia de muestreo idéntica.
2. El número idéntico de muestras por línea activa.
3. Existen valores corrientes de períodos de blanqueo en una línea.

Esto ha sido adoptado como un estándar y para hacer compatible los sistemas existentes en el mundo (PAL, SECAM, NTSC).

#### 3.5.4. JERARQUIAS DE TRANSMISION.

Otro factor en el cambio de estándares digitales es la jerarquía de transmisión, esta tiene distintos valores en todo el mundo en Europa por ejemplo, la tasa útil de transmisión incluye de 34 y 140 Mbits/seg; más no es esta la adoptada por todos los países.

Los estándares de televisión digital serían capaces de comenzar a convertir dentro de todo el mundo, jerarquías de transmisión si esta fuese un servicio universal.

En 1981 la EBU demostró en un programa algunas de las más importantes cuestiones y variables en los parámetros de codificación digital estos fueron.

1. Consideraciones de calidad básicas.
2. Conversiones analógicas digitales de PAL - YUV.
3. Interpolación en el procesamiento de señal.
4. Procesamiento de señal de color.

5. VTR digital (video tape recorder).
6. Transmisión de 140 Mbits/s.

Varias frecuencias de muestreo fueron usadas en luminancia y crominancia (se emplearón relaciones) desde -- 12: 4:4 a 14: 14: 14 aunque no todas las variaciones fueron usadas. Los resultados fuerón:

1. La calidad de la imagen tiende a mejorarse en el rango de 12 a 14 MHz, con más cambio de 12 a 13 y menos de 13 a 14.
2. El manipuleo de color mejora con altas frecuencias de muestreo.
3. La razón 14:7:7 (igual a la tasa de bits de 228 Mbits/s) que fué reducida al nivel de 140 Mbits/s. de la jerarquía de transmisión Europea, mostró esencialmente no deterioro de la reducción de tasa de bits. En las demostraciones usarón frecuencias de muestreo de 12.08, 13,59 y 14.35 MHz a las cuales le corresponden el valor de - 768, 864 y 912 muestras por línea total.

En conclusión, hubo una ligera diferencia en la calidad de la imagen de las frecuencias de 12.08 a 14.35 MHz aparecierón las frecuencias de 13.5 y 14.3 que cumplian los requerimientos de calidad y la relación 4:2:2. Se eligió la frecuencia de 13.5 MHz. debido a que la de 14:3 apreciaba - mayor costo en la decodificación.

Los sistemas de transmisión digital han sido incluidos en los planes de aumento de redes para varios años

los diferentes sistemas, capacidades de circuitos y la introducción de servicios de datos se muestran en tabla 3.6. Los sistemas digitales iniciales operan en cable coaxial de --- 1.2/4.4 mm. a la tasa de 120 Mbits/seg. cada sistema tiene una capacidad de 1680 circuitos telefónicos ensamblados por equipos multiplex de 2 a 8 Mbits/seg y de 8 a 120 Mbits/seg. Esos sistemas fueron adoptados por el congreso del CCITT en jerarquías de multiplexaje.

BT ha consecuentemente estandarizado en recomendaciones del CCITT formatos de 30 canales y jerarquías multiplex arriba de 140 Mbits/seg., también se han desarrollado sistemas para operación en esta tasa en cable coaxial y en la banda de 11 GHz.

Las señales analógicas muestreadas al doble del ancho de banda son representadas con 8 bits PCM por cada muestra. Para el sistema PAL (625 líneas) con 5.5 MHz de ancho de banda se muestrea a 11 MHz con una mínima de 88 -- Mbits/seg.

Los componentes YUV (PAL) son muestreados en la relación 4:2:2 a las frecuencias 13.5 MHz, 6.75 MHz y 6.76 MHz respectivamente, son codificados linealmente con 8 bits PCM, dando una tasa total de 216 Mbits/seg. Para enlaces de transmisión sería necesario sumar y codificar asociadamente el sonido y señales de datos junto con señales para monitorear el funcionamiento de enlaces; ver figura 3.39.

Equipo 6 Sistema (Circuitos Telefónicos) Fecha de Servicios

---

Sistema digital de 2Mbits/seg.	30	Marzo 1979
Sistema digital de 120 Mbits/seg.	1680	Mayo 1979
EQUIPOS DE MULTIPLEX		
(2 a 8 Mbits/s y 8 a 120 Mbits/s)		Mayo 1979
(8 a 34 Mbits/s y 34 a 140 Mbits/s)		Julio 1982
Sistema digital de 140 Mbits/s.	1920	Sép. 1982
Sistema digital de radio-relay de 11GHz		
(canales de 5 + 1 de 2 vías de 140 Mbits/s.	9600	Junio 1982
Equipos de codificación	Supergrupo 60	Enero 1984
	Hipergrupo 900	Nov. 1983
Digital de radio-relay de 4 y 16 GHz.	Arriba de 13400	
(8 X 140 Mbits/seg.	Por banda	
Sistemas iniciales de fibra óptica de 140 Mbits/s.	1920	Julio 1982
Sistemas estándares de fibra óptica de 140 Mbits/s.	1920	Julio 1982

TABLA (3.6) SISTEMAS DE TRANSMISION DIGITALES EN BT  
(BRITISH TELECOM, CAPACIDAD DE CIRCUITOS)

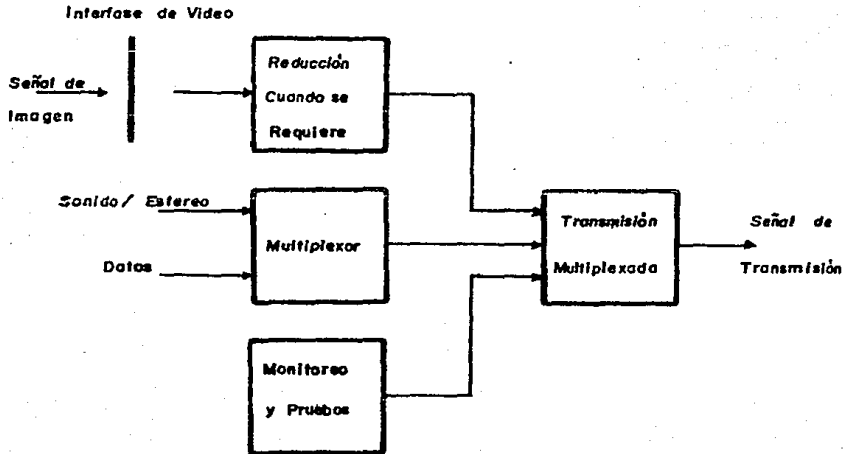


FIG. (3.39) MULTIPLEXAJE DE T.V. DIGITAL.

### 3.5.5. ESTANDARES DE CODIFICACION DE TELEVISION DIGITAL.

El CCIR en la asamblea plenaria de febrero de 1982 recomienda de acuerdo a las siguientes consideraciones:

1. Que hay claras ventajas para radiodifusión de T.V. y producción de programas en los sistemas digitales.
2. Que una compatibilidad digital mundial permitiría el desarrollo de equipo con muchas formas comunes y el intercambio de programas.

3. Que es deseable una familia de estándares de codificación digital.
4. Que las muestras representativas: luminancia y señales diferencia de color (o si se usan las señales rojo, verde y azul) facilitarfa el procesamiento de señales digitales por componente, requerido para las técnicas de producción.

En la tabla (3.7) se muestra la codificación para la relación 4:2:2.

En ella las muestras representan la señal de luminancia y las 2 señales diferencia de color, no se restringe a estas únicamente, es decir pueden usarse las señales rojo, verde y azul, vease tabla 3.8.

En ambas tablas se resumen algunos de los parámetros de codificación de T.V. digital para las relaciones 4:2:2 (3.7) y 4:4:4 (3.8).

Parámetros	NTSC	PAL/SECAM
	(525 líneas, 30 cuadros)	(625 líneas, 25 cuadros)
1. Señales codificadas	Y, R-Y, B-Y	
2. Número de muestra totales por línea.		
- Señal de luminancia (Y).	858	864
- Cada color		
Señales diferencia (R-Y, B-Y).	429	432
3. Estructura de muestreo	Ortogonal, lineal campo imagen repetitiva.	
4. Frecuencia de muestreo:		
Luminancia	13.5 MHz	
Cada señal diferencia de color	6.75 MHz	
5. Forma de codificación	Cuantización uniforme PCM, 8 bits por muestra, para la señal de luminancia y c/u de las señales diferencia de color.	
6. Número de muestras por línea activa digital:		
- Señal de luminancia	720	
- Cada señal diferencia de color	360	
7. Correspondencia entre los niveles de la señal de video y los niveles de cuantización.		
- Señal de luminancia	220 niveles de cuantización, con el nivel negro correspondiente al nivel 16.	



## Parámetros

## NTSC

## PAL/SECAM

(525 líneas, 30 cuadros)

(625 líneas, 25 cuadros)

---

- Cada señal diferencia de color	224 niveles de cuantización en la parte central de la escala de cuantización con señal 0 correspondiente al nivel 128.
----------------------------------	--

TABLA (3.7) PARAMETROS DE CODIFICACION PARA LA RAZON 4:2:2.

Parámetro	NTSC	PAL/SECAM
1. Señales codificadas	R,G,B ó Y,R-Y,B-Y	
2. Número de muestras totales por línea para cada señal.	858	864
3. Estructura de muestreo	Ortogonal, línea, campo e imagen repetitiva.	
4. Frecuencia de muestreo para cada señal	13.5 MHz	
5. Forma de codificación	Uniforme cuantización PCM, con 8 bits por muestra como mínimo	
6. Duración de la línea activa digital expresada en número de muestras	720 como mínimo	
7. Correspondencia entre los niveles de la señal de video y los 8 bits más significativos (BMS) de los niveles de cuantización de cada muestra:		
- R,V,A o señal de luminancia	220 niveles de cuantización, con el nivel negro correspondiente al nivel 16 y el pico de nivel blanco correspondiente al nivel 235.	
- Cada señal diferencia de color	224 niveles de cuantización en la parte central de la escala de cuantización con señal o correspondiente al nivel 128.	

TABLA (3.8) PARAMETROS DE CODIFICACION PARA LA RAZON 4:4:4.

## CAPITULO IV

### SISTEMAS DE SATELITES

#### 4.1. LOS SATELITES DE COMUNICACIONES.

El uso de los satélites se ha extendido en los últimos años, son usados para las comunicaciones telefónicas la transmisión de datos, televisión, etc. pasan a reemplazar en las comunicaciones transcontinentales a los cables submarinos que fueron tendidos en los océanos del mundo.

Las telecomunicaciones por satélite constan de 2 segmentos

El espacial, que es el conjunto de estaciones ubicadas en el espacio, dicho de otra manera, los satélites de comunicaciones.

El segundo lo constituyen el conjunto de estaciones de comunicaciones que se enlazan entre si por medio del segmento espacial y que se encuentran en la superficie terrestre.

#### 4.2. VENTAJAS DE LA TRANSMISION DIGITAL.

Existe un gran número de ventajas de la transmisión digital sobre la analógica. Las más importantes son:

1. Incremento en la capacidad en el modo de múltiple acceso  
Esto es en el aumento de la eficiencia debido a que los

amplificadores de los transponders pueden operarse en la región de saturación. Este método es empleado en TDMA en el satélite; los productos de intermodulación no son tan críticos como en el sistema análogo.

2. Ventajas económicas inmediatas y a largo plazo. Esto en el aumento en la capacidad, operación y costos reducidos en la producción, esto lleva a ventajas económicas en el sistema digital.
3. Las ventajas de rapidez de los circuitos lógicos utilizados en los sistemas digitales.
4. Compatibilidad de mensajes analógicos/digitales y computadoras. Cuando se convierte de una señal analógica a una digital (voz, T.V.) esta resulta una corriente de bits de datos, que es compatible con los datos de una computadora.  
El multiplexaje y procesamiento de datos digitales es menos costoso que los sistemas análogos.
5. Nuevas facilidades, nuevos servicios. Las técnicas digitales introducen nuevos servicios que no pueden ser prácticos con los análogos.
6. Bajo costo de interconexión con sistemas terrestres de microondas, cable y fibras ópticas.
7. Los sistemas digitales proveen excelente funcionamiento en la relación portadora a interferencia, esto es en el rango de 20 a 30 dB, los sistemas analógicos frecuentemente requieren razones más altas.

### 4.3. ENLACES TIERRA/SATELITE.

#### 4.3.1. ORBITAS.

El período de un satélite es el tiempo en que este tarda en efectuar una revolución completa alrededor de la tierra, existen formas de medir este, respecto a una referencia fija en la superficie de la tierra; el primer caso es un sistema fijo, y el segundo un sistema móvil ya que en el tiempo que dura una vuelta del satélite, la tierra también ha sido movida y consecuentemente el punto de referencia.

La órbita de un satélite puede ser circular ó elíptica; si es elíptica tiene como cualquier astro una distancia relativa mayor que la otra respecto a un punto y es llamada apogeo, la distancia mas corta es llamada perigeo.

El período de un satélite en una órbita circular o elíptica alrededor de la tierra es:

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\mu}} a^{3/2} \text{ Segundos de tiempo solar (4.1)} \\ \text{medio.}$$

en donde:

$a$  : Es el eje mayor; en una órbita circular este radio.

$\mu$  : Es el parámetro gravitacional de la tierra  
 =  $(1.407654 \times 10^{16} \text{ ft}^3/\text{seg.}^2)$ .

La velocidad del satélite para una órbita circular es  $\sqrt{\mu/r}$  donde  $r$  es el radio de la órbita; el período de un satélite síncrono es un día sideral consistente en 24 siderales.

El día sideral es definido como el tiempo requerido para que la tierra de la vuelta una vez en su propio eje respecto a las estrellas.

El día sideral es menor que el día solar de 24 horas y consiste en 23 horas 56 minutos 4.009054 seg. de tiempo solar medio.

Para que un satélite se mantenga en órbita, debe viajar a tal velocidad, que la fuerza centrífuga así generada compense a la atracción gravitacional de la tierra.

Entre más cercano este un satélite a la tierra, mayor será la atracción que se ejerza sobre el y deberá viajar a mayor velocidad para evitar caerse; las órbitas de los satélites se pueden clasificar en:

1. Satélites de Órbita Baja.- Estos giran alrededor de la tierra a una altura que oscila entre los 160 Kms. y 500 Kms., su período orbital es aproximadamente 1-1/2 hora., el tiempo de línea de vista es de menos de 1/4 de hora.
2. Satélites de Altitud Media.- Se encuentra a una altura entre los 10,000 y los 20,000 kms, su período orbital es mayor y se encuentra en el rango de 5 a 12 horas. su tiempo de línea de vista es aproximadamente de 2 a 4 horas de acuerdo a la altura.
3. Satélites Fijos o Geoestacionarios.- Se dice que si la órbita de un satélite se encuentra sobre el ecuador y

lleva la misma dirección que la superficie de la tierra, entonces se puede ver como un punto fijo en el espacio (estacionario).

Los satélites de comunicación comercial se ubican en la órbita geoestacionaria, la altura de los satélites geoestacionarios (la distancia de un punto particular a la superficie de la tierra) es de aproximadamente 40000 km; permiten una zona de cobertura muy extensa, ya que su área de vista es aproximadamente de un tercio del globo, esto implica que con 3 satélites en órbita y espaciados  $120^\circ$  entre sí pueden asegurar una cobertura completa y continua en toda la tierra.

Las ventajas de la órbita geoestacionaria son las siguientes:

1. La cobertura es amplia ( $17.34^\circ$ ) que corresponde aproximadamente un tercio de la tierra (se encuentra en línea de vista en el 42.4% de la superficie de la tierra).
2. Las estaciones terrenas (estacionarias o móviles) pueden ser fácilmente interconectadas dentro de esta gran área.
3. El período orbital es de 24 horas además la área geográfica cubierta por los satélites no varía.
4. Casi no existe el efecto doppler.
5. No hay interrupciones en su transmisión.

#### DESVENTAJAS.

1. No se cubren latitudes mayores de  $81.24^\circ$  norte y sur (no hay cobertura en los polos terrestres).
2. Existe una gran atenuación; el tiempo de retraso de la señal es de aproximadamente 270 mili segundos en la trayectoria de ascenso y 270 mili seg. en el descenso.
3. Existen grandes pérdidas de propagación. Aunque 3 satélites en órbita geostacionaria proveen una cobertura global ( $300^\circ$  en el ecuador), la demanda de sistemas de comunicaciones y proveer una cobertura en altas latitudes, hace llenar el espaciamento entre los mencionados para un sistema global, pequeños números de satélites se requieren para sistemas domésticos los cuales pueden proveer una cobertura regional de una nación o de un grupo de naciones.

#### 4.3.2. FRECUENCIAS.

La gama de frecuencias asignada originalmente para la comunicación por satélite fue de 1 a 10 GHz, ya que se considera que en frecuencias menores de 1 GHz las ondas son absorbidas por el oxígeno o el vapor existente en el aire cuando pasan a través de la zona atmosférica. La propagación es afectada por la lluvia la cual produce una atenuación suficientemente grande para afectar el sistema.



Sin embargo esta gama de frecuencias ya habían sido asignadas en muchos países para comunicaciones terrestres y por lo tanto era imposible asignar frecuencias en esta banda solo para comunicaciones vía satélite.

Las frecuencias usadas actualmente son las que estan por debajo de los 14.5 GHz, los sistemas existentes han operado principalmente en las bandas de 4 y 6 GHz para satélites civiles y en las bandas de 7-8 GHz para sistemas militares.

El gran uso de la banda de 4/6 GHz ha forzado a que los nuevos sistemas consideren mayores frecuencias. La distribución de banda así como sus frecuencias respectivas se muestran en la tabla 4.1.

BANDA	FRECUENCIAS (MHz)		
P 6 UHF	200	a	400
L	1530	a	2700
S	2500	a	4200
C	3400	a	4200
	4400	a	4700
	5725	a	6425
X	7250	a	7750
	7900	a	8400
Ku	1095	a	1450
Kc	1770	a	2120
K	2750	a	3100

TABLA (4.1) BANDAS Y FRECUENCIAS USADAS EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACIONES.

El ancho de banda disponible para un satélite esta limitado a 500 MHz en la banda C (5.925 a 6.425 de enlace de subida y 3.7 a 4.2 GHz de enlace de bajada) y 500 MHz para la banda X militar (7.9 a 8.4 GHz de enlace de subida y 7.250 a 7.750 GHz de enlace de bajada). Un gran ancho de banda disponible se encuentra en la banda K; la tabla 4.2 muestra las frecuencias principales de uso en satélites.

BANDA	ANCHO DE BANDA	TRANSMISION	RECEPCION
6 y 4 GHz	500 MHz	3.7 a 4.2 GHz	5.925 a 6.425 MHz
14 y 12 GHz	250 MHz a 500 MHz	DOMESTICA 11.7 a 12.2 GHz	14 a 14.5 GHz
		INTERNACIONAL 10.95 a 11.2 GHz y 11.45 a 11.7 GHz	
29 y 19 GHz	2.5 a 3.5 GHz	17.7 a 21.2 GHz	27.5 a 31.0GHz
2.5 GHz	35 MHz	2500 a 2535 MHz	2655 a 2690MHz
1.5 GHz	15 MHz	1543.5 a 1558.5MHz	1645 a 1660MHz
AERONAUTICA			
7 y 8 GHz	500 MHz		
MILITAR	(50 MHz exclusi vo)	7.25 a 7.75 GHz	7.9 a 8.4GHz
1.5 GHz	7.5 MHz	1535 a 1542.5MHz	1635 a 1644MHz
MARITIMA			

TABLA (4.2) FRECUENCIAS USADAS EN SATELITES.

### 4.3.3. PARAMETROS DE ENLACE ASCENDENTE/DESCENDENTE.

Un sistema de comunicaciones vía satélite se ilustra en la figura 4.1, un enlace utilizado un canal de el transponder, es limitado en la capacidad de transmisión por la potencia del enlace de bajada, la potencia del enlace de subida, los niveles de ruido de la estación terrena y el ancho de banda del canal.

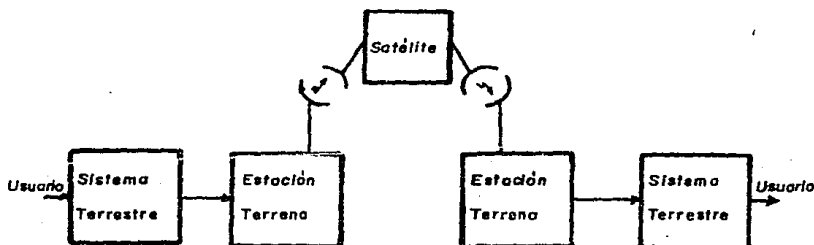


FIG. (4.1) SISTEMA DE COMUNICACION POR SATELITE.

Los modelos de enlace de subida y bajada se -- muestran en la figura 4.2. En la sección de transmisión de una estación terrestre, la potencia de salida es  $P_t$ , es expresada en watts o en dBW. La ganancia de la antena de las estaciones terrenas es  $G_t$ .

El transponder de satélite. La señal recibida en el satélite es amplificada por el receptor, filtrado y además amplificada por un diodo tunel de bajo ruido (TDA).

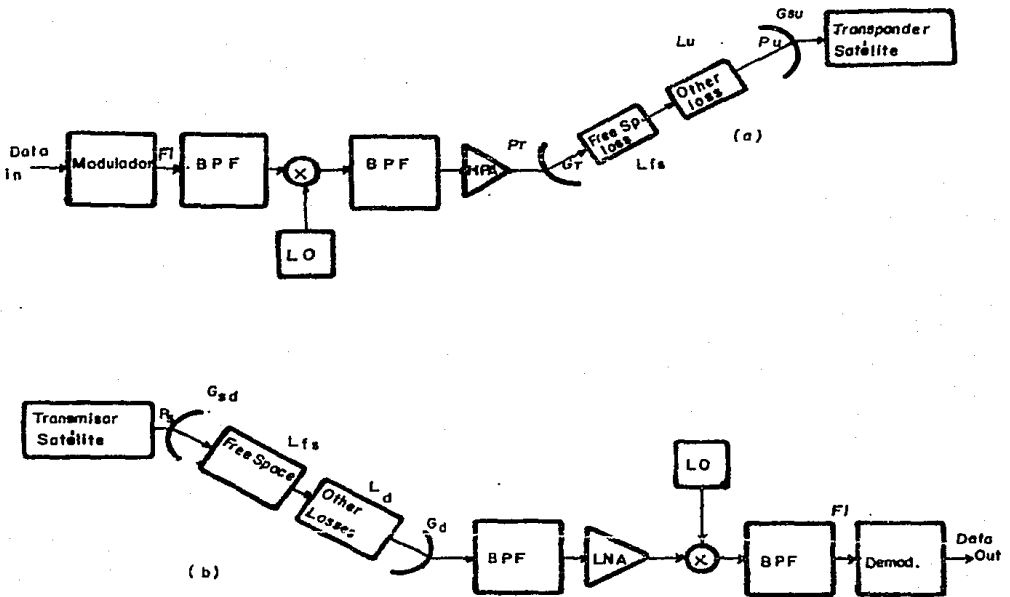


FIG. (4.2) MODELOS DE ENLACE DE SUBIDA (a) Y DE BAJADA (b)

Un convertor de frecuencia es requerida para - prevenir una interferencia de la salida a la entrada del satélite.

Potencia efectiva radiada isotrópica (EIRP). La EIRP de una estación terrena o de un transponder puede expresarse como:

$$\text{EIRP} = \text{PG} \quad (4.2)$$

6

$$\text{EIRP (dB)} = P \text{ (en dB)} + G \text{ (en dB)}. \quad (4.3)$$

en donde

P = Potencia transmitida de la estación  
terrena ó de el transponder.

G = Ganancia de la antena.

#### 4.3.3.1. ANTENA ISOTROPICA.

Una antena isotrópica es una antena ideal sin pérdidas la cual radía potencias en igual magnitud en todas direcciones. Una antena isotrópica puede aproximarse en la práctica . Sin embargo, para sistemas de satélite es conveniente su uso como una referencia para la comparación con antenas actuales.

Una antena que radía potencia en todas direcciones tiene de ganancia = 1. Para esta antena, la radiación en cualquier dirección es constante y está dada por:

$$\text{Intensidad de radiación} = \frac{P}{4\pi} \quad (4.4)$$

de una antena isotrópica

donde:

$P$  = Potencia de entrada.

Potencia transmitida y energía de bit ( $P_t$  y  $E_b$ ),-  
Los amplificadores típicos de alta potencia de una estación  
terrena (HPA) y los amplificadores del satélite TWT son dis-  
positivos no lineales.

Para obtener una operación eficiente se debe  
diseñar los amplificadores de potencia (del satélite y la es-  
tación terrena) muy próximos al punto de saturación. Infor-  
tunadamente las características de ganancia no lineal y de  
fase de estos dispositivos degradan la calidad de los siste-  
mas modulados; entonces se le denomina  $P_{0\text{sat}}$  a la potencia  
de salida saturada y la energía promedio del bit es:

$$E_b = P_{0\text{sat}} T_b \quad (4.5)$$

en donde:

$T_b$  = Es la duración del bit.

#### 4.3.3.2. GANANCIA DE UNA ANTENA.

La relativa potencia incrementada por el enfo-  
que de la antena es definida como ganancia de una antena,  $G$   
la ganancia puede definirse como:

$$G = \frac{\text{Máxima intensidad de radiación.}}{\text{Intensidad de radiación de una antena isotrópica}}$$

Asumiendo que es la misma potencia de entrada, la ganancia de una antena parabólica es:

$$G = \eta \left( \frac{\pi d}{\lambda} \right)^2 = \eta \frac{4\pi f^2 At}{c^2} \quad (4.6)$$

donde:

$\eta$  = Eficiencia de la antena (típicamente 0.55).

$d$  = Diámetro de la antena.

$\lambda$  = Longitud de onda.

$f$  = Frecuencia.

$At = d^2\pi/4$  Area de apertura de la antena de transmisión.

#### 4.3.3.3. PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE.

Las pérdidas de potencia de una onda en el espacio es:

$$Lfs = \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right)^2 = \left( \frac{4\pi fR}{c} \right)^2$$

donde:

$f$  = Frecuencia.

$\lambda$  = Longitud de onda.

$R$  = Distancia de viaje en el espacio.

#### 4.3.4. ATENUACION Y EFECTOS DE RUIDO.

Para bajas frecuencias (100 MHz-4 GHz), la cintilación ionosférica es un verdadero problema. El fenómeno troposférico, tal como absorción molecular, atenuación por lluvia y dispersión debe también considerarse para frecuencias arriba de 4 GHz. El efecto dominante arriba de los -- 4 GHz es la atenuación debida a lluvia. También existen otras degradaciones causadas por lluvia, tal como la depolarización, interferencia entre sistemas debido a dispersión y aumento en el ruido de las estaciones terrenas.

Cintilación Ionosferica.- (variaciones de amplitud, fase y angulo de arribo). Estas fluctuaciones han sido observadas a frecuencias entre 10 MHz y 6 GHz, este tipo de fluctuaciones son causadas por irregularidades ionosféricas que provienen de fuentes estelares.

La cintilación depende de varios factores tales como localización geográfica, frecuencias, trayectoria de propagación, condiciones geofísicas y la medida para describirlas.



Estas fluctuaciones son producidas realmente por pequeñas irregularidades en la densidad de electrones en la capa F de la ionósfera.

Existen regiones irregulares en la tierra en latitudes altas cuya frontera baja alcanza  $57^\circ$  cerca de la media noche. Durante tormentas magnéticas la frontera desciende a latitudes más bajas y el desvanecimiento es mayor.

#### ABSORCION ATMOSFERICA.

En la atmósfera el oxígeno molecular y el vapor de agua son relativamente constantes, en los enlaces por satélite la absorción es mayor para grandes ángulos de elevación, esto es debido a que el haz recorre trayectorias más grandes a través de la atmósfera.

La absorción es causada por la onda de radio que cambia los niveles de energía rotacional de las moléculas, y los efectos de resonancia ocurren a las frecuencias de 21 y 60 GHz. Cuando hay electrones libres en la atmósfera de la tierra las ondas de radio chocan con ellos. Esto causa absorción debido a que la energía de radio se transfiere a los electrones. La densidad de los electrones de la ionosfera se reduce grandemente durante las horas de la noche. A las frecuencias debajo de los 100 MHz se encuentran los principales efectos de absorción.

#### LLUVIA.

Un gran obstáculo en las comunicaciones por satélite es la atenuación por lluvia esto sucede a frecuencias

mayores de 10 GHz, aunque también se tiene que considerar: la nieve, la niebla.

Cuando el agua se congela, como en el caso de las partículas en muchas nubes, la resonancia ocurre a longitudes de onda mayores. El resultado es que el hielo y nieve presenta bajas pérdidas en la banda de microondas.

#### 4.3.4.1. RUIDO.

Las señales no deseadas que se introducen en un sistema de comunicaciones se consideran como ruido. El ruido proviene de fuentes diversas como lo son: el sol, las estrellas, la atmósfera y el hombre.

El uso de frecuencias debajo de 1 GHz causa una temperatura de antena de acuerdo con el ruido cósmico.

La importancia de estos efectos de ruido cósmico dependen de el nivel recibido en la terminal terrestre y de los niveles recibidos de el satélite.

El ruido atmosférico se origina por las moléculas de oxígeno y vapor de agua, las cuales absorben radiación.

## RUIDO TERMICO.

El ruido térmico surge del movimiento aleatorio de los electrones en cualquier conductor a una temperatura arriba de cero absoluto.

Con el aumento de la temperatura el movimiento de los electrones también aumenta y con este la potencia del ruido térmico; este afecta una gama de frecuencias, es proporcional a la temperatura absoluta y el ancho de banda de las frecuencias en cuestión.

$$N = KTB \quad (4.8)$$

donde

N = Potencia del ruido en watts.

K = Constante de Boltzman,  $1.38 \cdot 10^{-23}$   
joul/°K.

T = Temperatura en °K.

B = Ancho de banda, en Hz.

## TEMPERATURA DE RUIDO.

La temperatura de ruido de una fuente de ruido es la temperatura que produce la misma potencia de ruido sobre el mismo rango de frecuencias.

Así, si una fuente de ruido crece ruido de potencia  $N$ , su temperatura de ruido, es algunas veces llamado temperatura de ruido equivalente:

$$T_e = \frac{N}{KB} \quad (4.9)$$

#### DENSIDAD DE RUIDO

El término densidad de ruido se refiere a la potencia del ruido que es presentado en 1 Hz de ancho de banda (normalizado).

$$N_o = \frac{N_{total}}{B} = KTe \quad (4.10)$$

en donde:

$N_{total}$  = Potencia total del ruido medida en un sistema teniendo un ancho de banda de ruido de  $B$ .

$K$  = Constante de Boltzman (-198.6 dB m/°K).

$T_e$  = Temperatura de ruido equivalente.

#### RELACION SENAL A RUIDO.

Es la razón de la intensidad de la señal a la intensidad de ruido (S/N). Esta relación comunmente se expresa en dB como:

$$\left(\frac{S}{N}\right) 10 \log S/N \quad (\text{dB}) \quad (4.11)$$

### FIGURA DE RUIDO.

Una bien conocida definición de figura de ruido es:

$$NF = \frac{N \text{ práctico}}{N \text{ ideal}} = \frac{N \text{ práctico}}{K T_o B A} \quad (4.12)$$

en donde :

B = Ancho de banda del sistema a ser evaluado.

A = Ganancia de el sistema a ser evaluado.

K = Constante de Boltzman = - 198.6 dB  
m/°K Hz =  $1.38 \times 10^{-23}$  Joul/°K.

T<sub>o</sub> = Temperatura del medio ambiente  
(T<sub>o</sub> = 293°K).

La potencia del ruido a la salida de un receptor teniendo un ancho de banda de ruido B, ganancia A, y un ruido de temperatura Te puede escribirse como:

$$N \text{ práctico} = AKT_o B + AKT_e B = AK (T_o + T_e) B \quad (4.13)$$

De estas ecuaciones (4.12) y (4.13) se obtiene.

$$NF = 1 + \frac{T_e}{T_o} \quad (4.14)$$

## 4.3.4.2. PARAMETROS USADOS FRECUENTEMENTE

Razón de la potencia de la portadora a la densidad de potencia de ruido (C/No).

Esta relación puede escribirse en terminos de la temperatura de ruido como:

$$\frac{C}{N_0} = \frac{C}{kT_e} = \frac{C}{N} + 10/\log B_0 \quad (4.15)$$

donde:

N = Potencia del ruido.

B<sub>0</sub> = Ancho de banda de la portadora ocupada.

Razón de la potencia de la portadora a la potencia de ruido (C/N).

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{kTB_0} \quad (4.16)$$

Razón de la potencia de la portadora a la temperatura de ruido (C/T).

$$\frac{C}{T} = \frac{C}{N_0} + 10 \log K \quad (4.17)$$

Razón de figura de mérito a temperatura de ruido equivalente (G/Te).

Es la eficiencia de un satélite y de una estación terrena y se define como:

$$\text{Figura de merito} = \frac{G}{T_e} \quad (\text{dB/K}) \quad (4.18)$$

Razón de energía de bit a densidad de ruido.

Es uno de los parámetros mas frecuentemente usados en sistemas de comunicación digital.

La energía del bit es obtenida por la multiplicación de la potencia de la portadora, C por la duración del bit.

$$E_b = C T_b \quad (4.19)$$

#### 4.3.5. ECUACIONES DE ENLACE ASCENDENTE/DESCENDENTE.

De la figura (4.2) se derivan las ecuaciones de enlace por transponder con una portadora, inmediatamente después siguen las ecuaciones para varias portadoras por transponder.

La densidad de flujo a la entrada de la antena receptora de el satélite es:

$$\Omega_u = \frac{P}{4\pi} \frac{G}{R_u^2} L_u \quad \omega/\text{m}^2 \quad (4.20)$$

La potencia recibida de la portadora modulada es:

$$P_u = \Omega u A_{su} = \Omega u \frac{G_{su} \lambda^2 u}{4\pi} \quad \text{watts} \quad (4.21)$$

en donde:

$P_T$  = Potencia transmitida.

$G_T$  = Ganancia de la antena de la estación terrena.

$R_u$  = Distancia del enlace en metros ( $\approx 35.930$  km).

$L_u$  = Pérdidas del enlace ascendente.

$A_{su}$  = Area efectiva de la antena del satélite.

$G_{su}$  = Ganancia de la antena del satélite.

$\lambda_u$  = Longitud de onda del enlace.

En la ecuación de enlace ascendente (up link) se consideran las pérdidas causadas por atenuación, haciendo referencia en la razón de la potencia de la portadora a la potencia de ruido, esto es:

$$\frac{C_u}{N_{ou}} = \frac{P_u}{N_{ou}} = \frac{P_u}{K T_e} \quad (4.22)$$

donde

$$\begin{aligned} K &= 1.38 \times 10^{-23} \text{ Joul/}^\circ\text{K} \quad (10 \log K = -198.6 \text{ dBm/}^\circ\text{K} - \text{Hz}) \\ &= -228.6 \text{ dBm/}^\circ\text{K} - \text{Hz}) \end{aligned}$$

La  $C/N_o|_u$  es para una sola portadora y esta da



da por:

$$\begin{aligned} C/No \Big|_{u} = 10 \log P_T G_T - 20 \log \frac{4\pi Ru}{\lambda u} + 10 \log \frac{Gsu}{Ts} + 10 \log \\ Lu - 10 \log K \end{aligned} \quad (4.23)$$

en donde:

10 log PTGT : Es la EIRP de la estación terrena.

20 log  $\frac{4\pi Ru}{\lambda u}$  : Es la atenuación en el espacio libre.

10 log  $\frac{Gsu}{Ts}$  : La figura de mérito del satélite.

10 log Lu : Las pérdidas atmosféricas.

Cuando se considera la amplificación simultanea de portadoras múltiples, es necesario obtener una C/No compuesta empleando la siguiente ecuación:

$$\frac{C}{No} \Big|_{uA} = Ws - 10 \log \frac{4\pi}{\lambda^2} - Bo_i + \frac{G}{T} - 10 \log K \quad (4.24)$$

en donde:

Ws : Densidad del flujo de potencia de entrada requerida para saturar un transponder del satélite (dBw/m<sup>2</sup>).

10 log  $\frac{4}{\lambda^2}$  : Ganancia de una antena hipotética con un área efectiva de 1 m<sup>2</sup> para una  $\lambda$ .

Bo<sub>i</sub> : Punto de operación (back-off) de entrada de un transponder del satélite.

$\frac{G}{T}$  : Figura de mérito del satélite.

Para el enlace descendente (down link) de la figura 4.2 para una portadora es:

$$\left. \frac{C}{NO} \right|_d = 10 \log (P_s G_{sd}) - 20 \log \frac{4\pi R_d}{\lambda} + 10 \log \frac{G_d}{T_d} + 10 \log L_d - 10 \log K \quad (4.25)$$

en donde:

$10 \log P_s G_{sd}$  : Es la EIRP del satélite.

$20 \log \frac{4\pi R_d}{\lambda}$  : Es la atenuación en el espacio libre

$10 \log \frac{G_d}{T_d}$  : La figura de mérito de la estación terrena.

$10 \log L_d$  : Las pérdidas atmosféricas.

PARA VARIAS PORTADORAS.

$$\left. \frac{C}{NO} \right|_{dA} = P_{SM} - BO_0 - L_d + \frac{G}{T} - 10 \log K \quad (4.26)$$

en donde:

$P_{SM}$  : La EIRP de saturación del satélite para una sola portadora.

- BO<sub>0</sub> : Punto de operación (back-off) de salida de un transponder del satélite.
- Ld : Pérdidas de transmisión del enlace descendente.
- $\frac{G}{F}$  : Figura de mérito de la estación terrena.

#### RUIDO DE INTERMODULACION EN EL SATELITE.

Cuando se utilizan varias portadoras en un transponder, un conjunto de producto de intermodulación se forman por combinaciones de estas portadoras, estas se llevan a cabo debido a la no linealidad de amplitud y fase del amplificador (generalmente se usa un TWT).

La cantidad de ruido de intermodulación sería dependiendo de la combinación de las portadoras, las cuales son amplificadas simultáneamente y de la posición relativa de la portadora de interés sobre una escala de frecuencias; si la razón de la salida de saturación de un transponder a la potencia de ruido de intermodulación cae dentro de las bandas de frecuencias de transmisión es obtenida experimentalmente; la C/No que relaciona la portadora se puede expresar así:

$$\left. \frac{C}{NO} \right|_{IM} = \left. \left( \frac{Cs}{NO} \right) \right|_{IM} + P_s - P_{SM} \quad (4.27)$$

en donde:

$\frac{C_s}{N_0} \Big|_{IM}$  = Razón de la EIRP de saturación de un transponder a al ruido de intermodulación por Hz aún punto de operación de una portadora de interés.

$P_s$  = EIRP del satélite para una portadora de interés.

$PSM$  = EIRP desaturación de un transponder.

#### 4.4 TRANSPONDERS DE SATELITES.

##### 4.4.1. EL TRANSPONDER DEL SATELITE Y LAS ANTENAS ASOCIADAS.

Son las que forman la porción primaria de el su sistema de comunicaciones en una comunicación por satélite.

Las comunicaciones por satélite varios transponders a menudo con varias antenas de haz angosto. Un canal simple de un transponder típico se muestra en la figura 4.3, se muestran únicamente los elementos básicos, el canal de separación, filtro paso bandas, el conversor de frecuencia., varios amplificadores y un posible amplificador limitador.

Entran varias señales al transponder en frecuencia  $f_u$  y salen en banda  $f_d$ .

Estas 2 bandas tienen una separación adecuada para evitar interferencia o traslape entre ellas, en esta figura se tiene una etapa de traslación de frecuencia en donde

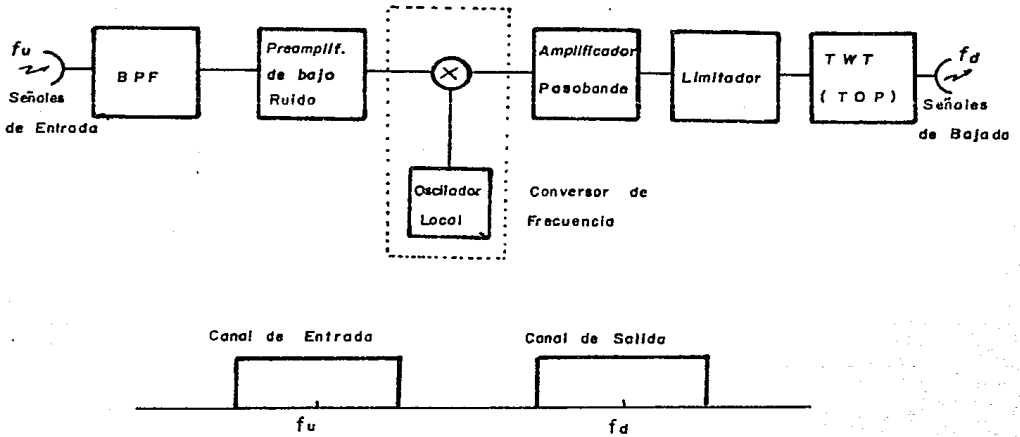


FIG. (4.3) DIAGRAMA A BLOQUES SIMPLIFICADO DE UN CANAL DE UN TRANSPONDER.

Las señales de RF recibidas se convierten y amplifican directamente a la frecuencia RF de transmisión. Existen configuraciones en donde las señales se bajan primero a una frecuencia intermedia conveniente y después de amplificarlas se suben a la frecuencia de transmisión estas son llamadas de doble conversión.

Los transponders de una sola conversión generalmente emplean dos amplificadores TWT en cascada.

Los TWT tienen una curva característica no lineal mostrada en la figura 4.4 y para evitar la introducción

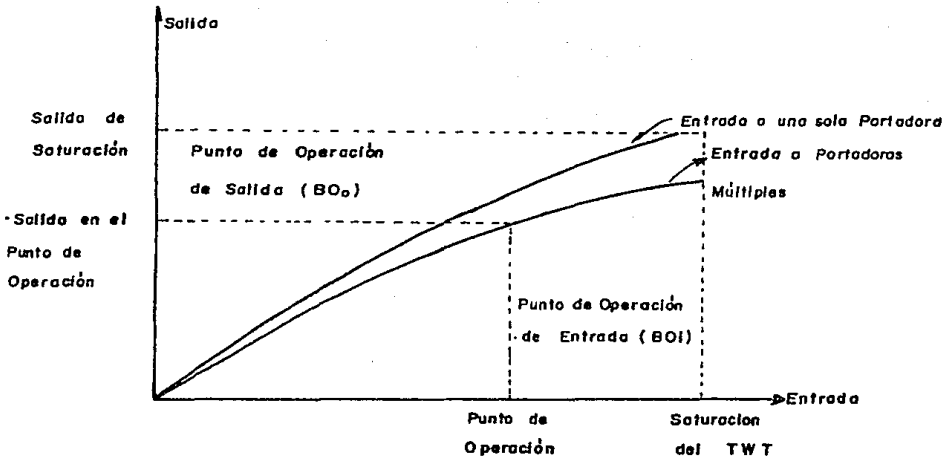


FIG. (4.4) CARACTERISTICAS ENTRADA/SALIDA DE UN AMPLIFICADOR TWT.

de altos productos de intermodulación, se requiere operar el amplificador con varios dBs de back - off de salida lo cual reduce las eficiencias del mismo.

#### 4.4.2. PROCESAMIENTO EN TRANSPONDERS.

Un procesamiento en satélite puede tomar varias formas, entre esas funciones de procesamiento están: el switch activo para distribuir varias señales ascendentes a el amplificador apropiado de descenso y antena y la detección de señales digitales en el ascenso y sus regeneración para el descenso.

El transponder del satélite usado para multiple acceso en a menudo multicanalizado en configuración. Esto en el transponder es canalizado por varios filtros selectivos de frecuencia para permitir diferentes bandas de frecuencia a ser manejadas por amplificadores separados y antenas.

La canalización tiene varias aplicaciones como son:

1. La potencia total de descenso puede ser incrementados por el uso de amplificadores de potencia paralelados en un satélite.
2. La selección de la frecuencia de ascenso en la terminal de tierra puede controlarse con la polarización o las antenas del satélite de descenso. Esta aproximación puede usar un cambio en la frecuencia de ascenso para switchear la señal a diferentes áreas geográficas y de aquí para poder recibirse en diferentes estaciones de tierra.
3. El número de señales manejadas por un TWT puede ser decrementada y de aquí los productos de intermodulación pueden ser reducidos.
4. Diferentes clases de estaciones terrenas puede ser irradiadas de una a otra por canales separados del satélite.

Es conveniente poner en todos los transponders anchos de banda iguales. Esto permite completa flexibilidad en el cambio de un canal del transponder. Una red de terminales de tierra ocuparfan un transponder.

#### 4.5. ESTACIONES TERRENAS.

##### 4.5.1. ANTENAS.

Uno de los elementos básicos de las comunicaciones son las antenas. Una antena es un dispositivo cuyas funciones es radiar energía e interceptarla.

Una antena transmisora puede ser empleada para recepción y viceversa, una aplicación de esto es en las comunicaciones bilaterales.

##### 4.5.1.1. ANTENAS PARABOLICAS.

Llevar ese nombre debido a las formas de su reflector cuya función es cambiar las ondas esféricas que provienen del foco de la antena a ondas planas con el objeto de lograr máxima directividad en la comunicación así como una máxima ganancia.

DESCRIPCION.- En la figura 4.5 se muestran las relaciones específicas de una parábola, la directriz es un plano imaginario desde el cual se originan las haces de la señal de salida.

El plano AA' es la abertura real de la parábola se le llama plano de apertura. El plano BB' es un plano imaginario en donde todos los haces de salida se encuentran en fase.



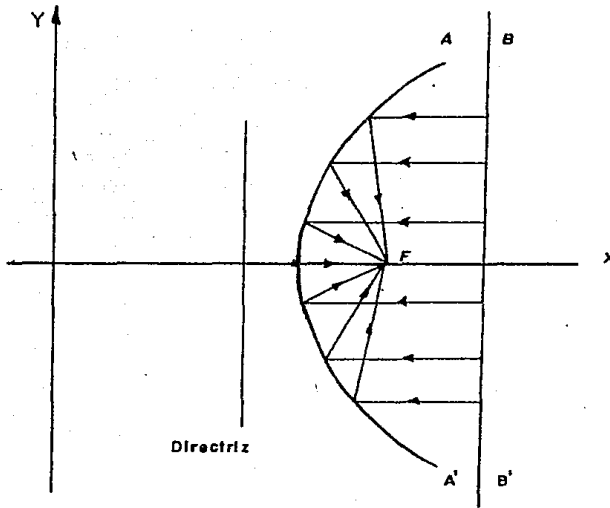


FIG. (4.5) CARACTERISTICAS DE UNA PARABOLA.

Cuando se utiliza como antena receptora las se<sup>ñ</sup>ales que llegan desde una fuente distante alcanzan la antena parabólica en un plano perpendicular al eje de la antena, la se<sup>ñ</sup>al entonces se refleja desde la superficie parabólica al foco. El foco es la entrada física y eléctrica al receptor. Prácticamente la guía de onda se termina (circular o rectangular) en el casco de la parábola, cuando esta funciona como transmisor la se<sup>ñ</sup>al que desea transmitirse se alimenta en el foco y la antena parabólica envía la onda fuera mediante un haz agudo de rayos paralelos.

PATRON DE RADIACION.- Este es la cantidad de energía radiada en determinada dirección alrededor de una antena, generalmente, el diagrama polar indica como transmite ó recibe una antena en diferentes direcciones ver figura 4.6

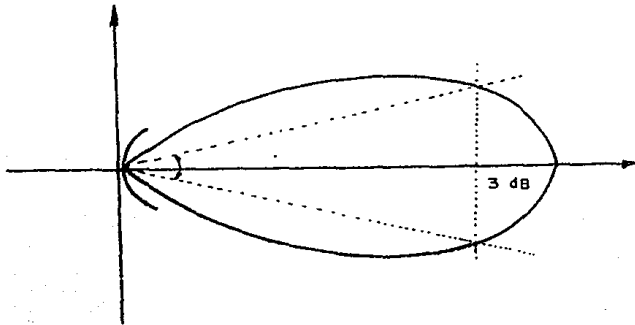


FIG. (4.6) PATRON DE RADIACION EN COORDENADAS POLARES.

El ancho del haz de una antena es el ángulo en el cual se concentra la mayor cantidad de potencia y se encuentra formado a  $-3$  dB de la amplitud máxima.

Los lóbulos laterales que aparecen en el patrón de radiación son disipaciones de energía en direcciones no deseadas.

## 4.5.2. CONFIGURACION DE ESTACIONES TERRENAS.

Las estaciones terrenas para sistemas de comunicación digitales, en particular de canal sencillo por portadora (SCPC) y multiple acceso por división de tiempo (TDMA) se muestran en diagramas a bloques en la figura 4.7.

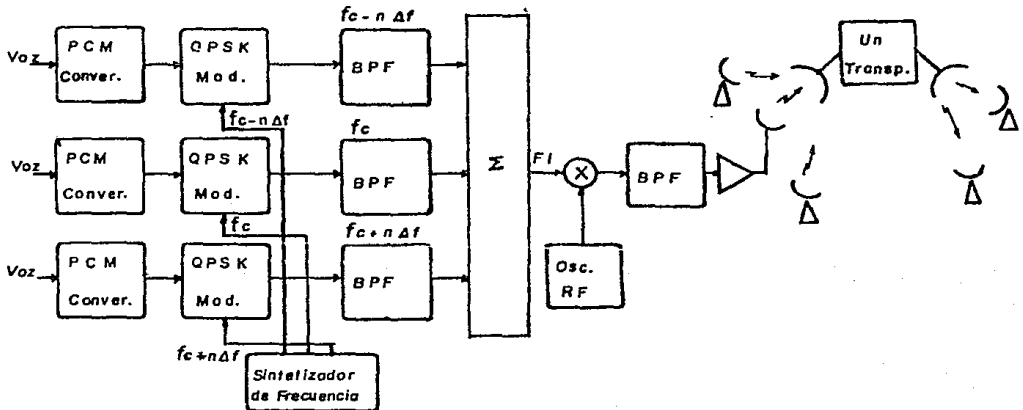


FIG. (4.7) DIAGRAMA A BLOQUE SIMPLIFICADO DE UNA ESTACION TERRENA TRANSMISORA.

En el estandar INTELSAT sistema SCPC, cada portadora es modulada en cuatro fases: PSK (QPSK) por un modulador de 64 Kb/seg. (para canales de voz). En el proceso de conversión de analógico/digital se usa PCM. Cada estación terrena recibe el mensaje completo multiplexado por división de frecuencia (FDM), esto es los mensajes transmitidos de to



## CAPITULO V

### COMUNICACIONES POR SATELITES

#### 5.1. CODIFICACION PARA TRANSMISION BINARIA.

La señal binaria detectada en muchas ocasiones se contamina de ruido lo cual hace que existan incertidumbres en la recuperación, por esta razón en un sistema de transmisión de datos es deseable incorporar técnicas de codificación y descodificación dentro de los elementos de recuperación de las señales (modems).

En esta sección se analizan los procedimientos empleados en la codificación y de codificación; las variantes de codificación para control de errores son: la codificación que detecta los errores producidos en todo el trayecto de la transmisión y la codificación que además corrige dichos errores producidos.

En el primer caso el receptor envía un mensaje o señal al transmisor para que este a su vez retransmita los paquetes o bloques detectados con error, esta técnica es llamada "automatic repeat request" (ARQ), como se observa la técnica no es muy eficiente debido al considerable tiempo de retraso en las señales que son retransmitidas debido al error detectado, además de requerirse un sistema de memoria para el almacenamiento de datos temporales.

En el segundo caso, el receptor utiliza los bits de redundancia para corregir los errores de la transmi-

sión y así poder reconstruir el mensaje originalmente enviado, esta técnica es conocida como "Forward error correction" (FEC), es más utilizado en sistemas de satélite debido a que elimina retrasos en la transmisión.

Los tipos de códigos para detección y corrección de errores son: *los códigos de bloques y los códigos convolucionales.*

#### 5.1.1. CODIGOS DE BLOQUES.

Este tipo de códigos son también de comprobación de paridad, en ellos se agrega a cada bloque de  $k$  bits,  $r$  bits adicionales de comprobación de paridad que se determinan mediante operaciones lineales de las  $k$  bits de datos; en esta sección se analizan algunas de ellas como son:

1. Código de repetición.
2. Códigos de Hamming.
3. Códigos ciclicos.
4. Códigos BCH.
5. Código Golay.

##### 5.1.1.1. CODIGO DE REPETICION.

En este tipo de códigos se agrega  $r = n - k$  bits de comprobación a cada  $k$  bits de entrada, por ello se habla de códigos  $(n, k)$  donde  $n$  representa el número total de bits de una palabra del código, en tanto que  $k$  es el tamaño ori-

ginal del bloque. El codificador generará únicamente una palabra de  $n$  bits para cada una de las  $2^k$  posibles entradas de bloques de  $k$  bits. Como ejemplo un código (7,4) sería uno que generara  $r = 3$  bits de comprobación de paridad por cada cuatro bits de datos,  $n = 7$  representa la longitud total de bits empleados; aumentando  $r$  (la paridad) será posible corregir mas errores con la inconveniencia del aumento del ancho de banda requerido para la transmisión.

De los anteriores la tasa de información de la salida del codificador es  $k/n$  bits por símbolo, de este modo  $k/n$  es referido como tasa de código; considerese la secuencia siguiente de  $k$  bits de datos  $d_1, d_2, \dots, d_k$  mediante el vector.

$$d = (d_1, d_2, \dots, d_k) \quad (5.1)$$

La palabra codificada en  $n$  bits es:

$$C = (C_1, C_2, \dots, C_k, \dots, C_{k+1}, \dots, C_n) \quad (5.2)$$

En la salida del codificador se obtendra la secuencia.

$$Z = (Z_1, Z_2, \dots, Z_n) \quad (5.3)$$

La diferencia entre la secuencia  $C$  y  $Z$  se denomina distancia de Hamming y esta se puede definir como la diferencia entre el número de posiciones entre dos palabras cuales quiera.

En un código sistemático  $C_1 = d_1, C_2 = d_2, \dots$ .  
 $C_k = d_k$  los  $r$  bits de comprobación de paridad  $C_{k+1}, C_{k+2}, \dots$   
 $C_n$  están dados por la suma ponderada módulo 2 (or exclusiva)  
 de los bits de datos.

$$C_{k+1} = h_{11}d_1 + h_{12}d_2 + \dots + h_{1k}d_k$$

$$C_{k+2} = h_{21}d_1 + h_{22}d_2 + \dots + h_{2k}d_k \quad (5.4)$$

$$C_n = h_{r1}d_1 + h_{r2}d_2 + \dots + h_{rk}d_k$$

De esta ecuación 5.4 el vector  $C$  puede escribirse como un arreglo de matriz sobre la palabra de datos  $d$  como:

$$C = dG \quad (5.5)$$

Donde  $G$  es la matriz de  $k \times n$  con las primeras  $k$  columnas formando la matriz identidad  $I_k$  que son los primeros  $k$  bits de  $C$ , las restantes  $r$  columnas de  $G$  representan el arreglo transpuesto de los codificadores  $h_{ij}$  de ecuación 5.4 entonces:

$$G = \left[ I_k \ P \right]$$

en donde:

$$P = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & \dots & h_{r1} \\ h_{12} & h_{22} & \dots & h_{r2} \\ h_{1k} & h_{2k} & \dots & h_{rk} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$



G es llamada matriz generadora de código; de ecuaciones 5.5 y 5.6 se tiene:

$$C = d \left| I_k^P \right| \quad (5.8)$$

o también

$$C = d \left| dP \right| = \left| d CP \right| \quad (5.9)$$

Donde CP es la secuencia de comprobación de paridad y esta dada por:

$$CP = dP \quad (5.10)$$

Cuando C representa una secuencia de n dígitos los primeros k dígitos representan un vector d. Para cuando la secuencia completa C de n bits representa una palabra de un código, el decodificador puede realizar la operación dP y comparar la secuencia CP de comprobación de paridad recibida, entonces:

$$dP \oplus CP = 0 \quad (5.11)$$

Donde dP es el cálculo hecho en el codificador y CP es la secuencia de comprobación de paridad recibida. Esta ecuación 5.11 puede escribirse en forma de matriz la cual resulta:

$$dP \oplus CP = \left| d CP \right| \left| \begin{array}{c} P \\ I_{n-k} \end{array} \right| = 0 \quad (5.12)$$

Donde  $I_{n+k}$  es la matriz identidad de orden n-k.

Generalmente para cualquier palabra codificada  $C$ , se tiene:

$$CH^t = 0 \quad (5.13)$$

donde:

$$H^t = \begin{vmatrix} P. \\ I_{n-k} \end{vmatrix} \quad (5.14)$$

La transpuesta es  $H = \begin{vmatrix} P & I_{n-k} \end{vmatrix}$  que se llama matriz de comprobación de paridad, entonces de ecuaciones anteriores la matriz  $H$  general esta dada por:

$$H = \begin{vmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1k} & 1 & 0 & \dots & 0 \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2k} & 0 & 1 & \dots & 0 \\ h_{r1} & h_{r2} & \dots & h_{rk} & 0 & 0 & \dots & 1 \end{vmatrix} \quad (5.15)$$

Ahora si se recibió algún error en uno o más de los dígitos  $C$ , el vector  $r$  recibido puede escribirse de la forma:

$$r = c \oplus e \quad (5.16)$$

Donde  $e$  es un vector de  $n$  bits que se representa el patrón de error y operando este con la matriz  $H$  se obtiene:

$$rH^t = (C \oplus e)H^t = eH^t = s \quad (5.17)$$

El vector  $S$  es llamado síndrome y el elemento  $r$  de este vector no será cero si se presenta algún error.

Este tipo de códigos son empleados en donde la potencia del transmisor es limitada. Si se transmite una potencia de  $S$  watts referidos al receptor y asumiendo que salen del receptor  $k$  símbolos en  $T_w$  segundos. De este modo la energía disponible para cada palabra es  $ST_w$  joules.

La energía recibida por símbolo es  $ST_w/k$  sin codificación, con codificación la energía se dispersa sobre los  $n$  símbolos de las  $P$  palabras, entonces la energía por símbolo es  $ST_w/n$ .

Existe además la probabilidad de error de símbolo con codificación y sin codificación denotados por  $q_c$  y  $q_u$  que respectivamente .

$$q_u = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{ST_w}{KN_0} \right) \quad (5.18)$$

$$q_c = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \frac{ST_w}{nN_0} \right) \quad (5.19)$$

Donde  $\operatorname{erfc} X$  es la función complementaria de error y esta dada por:

$$\operatorname{erfc} X = \frac{e^{-x^2}}{X \gg 1 \sqrt{\pi}} \quad (5.20)$$

Una medición de la codificación efectiva es obtenida por la comparación de la probabilidad de error en la palabra con codificación ( $P_{wec}$ ) a la probabilidad de error en la palabra sin codificación ( $P_{wew}$ ).

Estos están dados por:

$$P_{wec} = 1 - (1 - q_u)^k \quad (5.21)$$

$$P_{wec} = \sum_{i=e+1}^n \binom{n}{i} q_c^i (1 - q_c)^{n-i} \quad (5.22)$$

donde:

$$e = \frac{1}{2} (d_{min} - 1)$$

$d_{min}$  = la distancia mínima del código.

En ecuación 5.25  $\binom{n}{i}$  representa el número total de patrones posibles en  $n$  símbolos de una palabra y esta es igual a  $n!/i!(n-i)!$ .

El código de repetición es  $(n,1)$  bloques, en este código cada  $n-1$  símbolos de paridad son iguales a la información del símbolo.

La tasa del código es  $1/n$  la cual es muy baja para una  $n$  grande, la mínima distancia es  $n$ .

#### 5.1.1.2. CODIGOS DE HAMMING.

Los códigos de Hamming funcionan para detectar y corregir errores, así como el chequeo de paridad, en ellos la longitud del bloque  $n$  es  $2^m - 1$ , el número de bits de paridad es  $K = m$ , la distancia mínima es 3.

Para ilustrar el código de corrección de error, considerar el chequeo de paridad de la matriz en la siguiente forma:

$$H = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_j \\ \vdots \\ h_n \end{pmatrix} \quad (5.23)$$

Donde  $h_j$  es un  $(n - k)$  símbolo de vector.

de la ecuación (5.17)

$$S = eH^t \quad (5.17)$$

se tiene:

$$S = \left| \begin{array}{cccc} e_1 & e_2 & \dots & e_j & \dots & e_n \end{array} \right| \begin{array}{c} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_j \\ \vdots \\ h_n \end{array} \quad (5.24)$$

Si la secuencia de error es cero excepto para un 1 en la  $j$ -ésima posición, entonces se denotará un error único en el  $j$ -ésimo símbolo de los  $n$  símbolos de la palabra entonces:

$$S = h_j \quad (5.25)$$

Además, un error único en la  $j$ -ésima posición de la palabra recibida produce el  $j$ -ésimo vector fila de la matriz de chequeo de paridad para un síndrome. Desde entonces hay  $2^{(n-k)}$  secuencias binarias diferentes de longitud  $n-k$ , siguiendo que la matriz de chequeo de paridad tiene  $2^{(n-k)} - 1$  filas, de este modo  $n$  y  $k$  satisface la relación.

$$n = 2^{(n-k)} - 1 \quad (5.26)$$

Donde por supuesto  $n-k$  es el número de símbolos chequeadores de paridad.

## 5.1.1.3. CODIGOS CICLICOS.

En estos códigos los vectores de estos son simples desplazamientos entre si por ejemplo; si  $C = (C_1, C_2, \dots, C_{n-1}, C_n)$  es un posible vector de código, entonces también lo son  $(C_n, C_1, C_2, \dots, C_{n-1})$ ,  $(C_3, C_4, \dots, C_n, C_1, C_2)$ .

La principal razón de estos códigos es que la codificación y decodificación puede ser implementada usando un simple registro de corrimiento y una pequeña cantidad de compuertas adicionales, tales códigos se utilizan no solo para la corrección de errores, sino también para la detección de estos, una característica de la matriz generadora es que su último elemento es siempre 1. Para un código ciclico, una matriz generadora tiene la forma:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \dots 0 & \dots \\ 0 & 1 & 0 \dots 0 & \dots \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ \cdot & & & \\ 0 & 0 & 0 \dots 1 & \dots 1 \end{pmatrix} \quad (5.27)$$

Otra característica es que la última fila de la matriz generadora es la que determina las propiedades del

código.

Los códigos cíclicos pueden escribirse en forma polinomial. Esto es

La palabra codificada  $C = (C_1, C_2, \dots, C_n)$  puede expresarse como el siguiente polinomio de grado  $(n - 1)$ :

$$C(X) = C_1 X^{n-1} + C_2 X^{n-2} + \dots + C_{n-1} X + C_n \quad (5.28)$$

Cada potencia de  $X$  representa el desplazamiento de un bit en el tiempo. El coeficiente de mayor orden  $C_1$  en el polinomio representa el primer bit de la palabra codificada, el último coeficiente  $C_n$  representa el último bit de la palabra; utilizando la representación polinomial, la matriz  $G$  puede representarse también con polinomios de  $X$ .

Específicamente, se inserta la potencia adecuada de  $X$  en cualquier elemento con un 1 y se deja en blanco el elemento que contiene un cero. Por ejemplo un código  $--(7,3)$  se tiene la matriz.

$$G = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad (5.29)$$

Su representación polinomial es:



$$G = \begin{vmatrix} X^6 & - & - & X^3 & X^2 & X & - \\ - & X^5 & - & - & X^2 & X & - \\ - & - & X^4 & X^3 & X^2 & - & 1 \end{vmatrix} \quad (5.30)$$

De modo general, para un código cíclico  $(n,k)$

se tiene:

$$G = \begin{vmatrix} X^{n-1} & - & - & - & \cdot & \cdot & \cdot \\ - & X^{n-2} & - & - & \cdot & \cdot & \cdot \\ - & - & \cdot & - & \cdot & \cdot & \cdot \\ - & - & - & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ - & - & - & \cdot & X^{n-k} & \cdot & \cdot & 1 \end{vmatrix} \quad (5.31)$$

Nótese que la última fila siempre representarse por medio de un polinomio de la siguiente forma:

$$G(X) = X^{n-k} + \dots + 1 \quad (5.32)$$

Este polinomio es llamado polinomio generador del código, y este determina las características del código.

Para más detalles de este código vease la referencia <sup>12</sup>.

## 5.1.1.4. CODIGO BCH.

Los códigos BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenghem) son un tipo de códigos cíclicos cuyos parámetros son los siguientes:

Longitud del bloque  $n = 2^{m-1}$   $m = 3, 4, 5, \dots$

Número de bits de información  $K > n - m_e$

Distancia mínima  $d > 2_e + 1$

Donde  $e$  es el número de errores corregibles por palabra.

## 5.1.1.5. CODIGO GOLAY.

Este es un código cíclico que corrige todos los patrones de 3 ó menos errores; el código Golay, (23,12) tiene una mínima distancia de 7, el código (24, 12) tiene una mínima distancia de 8, este tiene un bit de paridad extra.

## 5.1.2. CODIGOS CONVOLUCIONALES.

En los códigos convolucionales los bits de paridad son continuamente intercalados dentro de la palabra codificada, no como ocurre en la codificación por bloques en la

cual los bits de paridad son agrupados y colocados en una sección definida de la palabra codificada.

A los códigos convolucionales también se les conoce como secuenciales ó recurrentes, en ellos el proceso de codificación y decodificación es continuo y no requieren elementos de almacenamiento ó memoria. Los ejemplos más comunes de decodificación convolucional son: la decodificación por umbral, el método secuencial y el viterbi, este último es llamado también decodificación por máxima similitud, se emplea comunmente en modems de comunicaciones vía satélite.

Un codificador convolucional se muestra en la figura 5.1, consiste de un corrimiento de  $K$  estados,  $V$  sumas módulo 2, un conmutador y las conexiones entre los  $K$  estados de el registro de corrimiento y las  $V$  sumas módulos 2. Su operación es muy simple. Los símbolos de información entran al registro de corrimiento un símbolo en ese instante. Las salidas de las sumas módulo 2, determinadas por las conexiones al registro de corrimiento, son entonces muestreadas en turno por el conmutador para producir  $V$  símbolos de salida. Desde entonces  $V$  símbolos de salida son producidas por símbolo de entrada, la tasa del código es  $1/V$ .

Tasas de código más grandes que  $1/2$  pueden ser completas por el corrimiento de  $K$  símbolos dentro de  $K$  estados del registro de corrimiento entre las operaciones de conmutación.

Esto produce una tasa de código de  $K/V$ . Si la

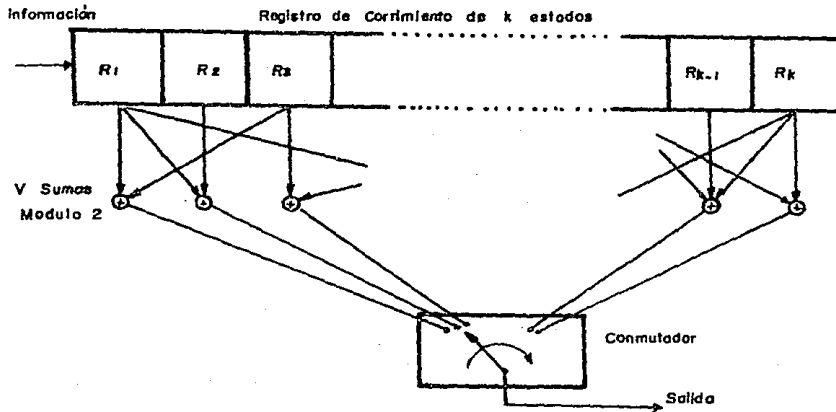


FIG. (5.1) CODIFICADOR GENERAL CONVOLUCIONAL.

información entra al registro de corrimiento de  $K$  estados en  $k$  grupos de símbolos, el registrador podrá sostener  $K/k$  grupos.

Un parámetro importante es el restringimiento de espacio el cual es definido como el número de símbolo de salida que son afectados por un símbolo de entrada dado, -- puesto que cada grupo produce  $V$  símbolos de salida, el restringimiento de espacio es  $(K/k) V$ . Este es el tiempo de memoria del codificador.

Hay códigos que, por la forma especial de su chequeo de paridad de las ecuaciones son mejores en su lógi-

ca decodificable.

Los códigos convolucionales usando decodificación secuencial, ó la de Viterbi tiene la habilidad de poder utilizar cualquier cosa de la posición de la información -- útil para el decodificador, estos han sido usados ampliamente a pesar de que su teoría no es matemáticamente muy profunda comparandolo con los códigos de bloques, entre los beneficios que proporciona estan:

- Reduce la relación  $E_b/N_0$  con respecto a la requerida para modulación BPSK ó QPSK sin codificación.
- Puede operar con tasas de información hasta de 100 Mb/seg.
- Puede satisfacer los requerimientos de coherencia de fase de portadora.

El algoritmo de Viterbi es de una función exponencial, consiste en un registro de corrimiento de  $k$  estados y  $N$  generadores de funciones lineales algebraicas.

La entrada de datos, es corrida a lo largo del registrador  $b$  bits en el tiempo. Un ejemplo con  $K = 3$   $N = 2$   $b + 1$  se muestra en la figura 5.2. Las primeras 3 entradas 0, 1, 1 generan los códigos de salida 0 0, 1 1 y 0 1 respectivamente, es también muy ilustrativo mostrar un código convolucional como un diagrama de árbol como se muestra en la figura 5.3.

Si el primer bit de entrada es un cero, los símbolos del código son los que se muestran en la primera rama

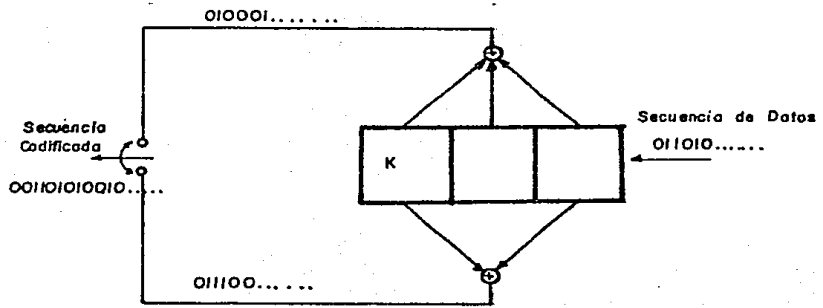


FIG. (5.2) CODIFICADOR CONVOLUCIONAL DE  $n=2$ ,  $K=3$   $b=1$ .

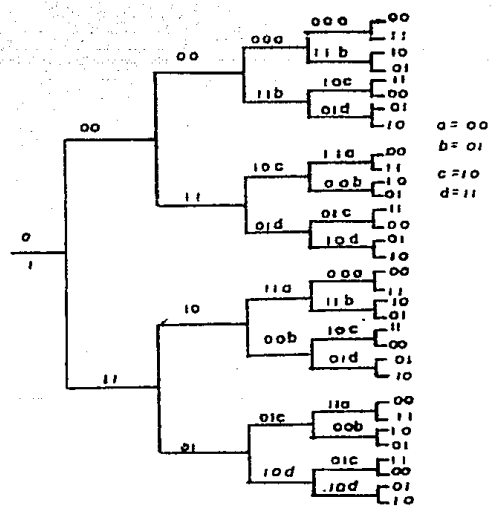


FIG. (5.3) CODIGO DE ARBOL PARA EL CODIFICADOR DE LA FIGURA (5.2).

superior, mientras si es un uno, los símbolos de código son los que se muestran en la rama inferior, similarmente si el segundo bit es un cero, se traza en el diagrama de árbol hacia la parte superior de la rama, mientras si es un 1, se trazará en la parte inferior. De esta manera las 32 posibles salidas para los primeros 5 entradas se han trazado.

De la figura 5.3 es notable que después de las primeras 3 ramas, la demás estructura es repetitiva, de aquí la notación por etiquetas a, b, etc. (Si se desean más detalles sobre el código Viterbi vease las referencias <sup>13</sup>y<sup>14</sup> ).

Existen dispositivos en el mercado las cuales efectúan el proceso de codificación y decodificación, estos son denominados CODECS cuyos parámetros más importantes son la tasa del código y la ganancia de el mismo, esta tasa del código es una forma de medir la expansión en el ancho de banda.

no todos los esquemas de modulación vistos antes son adecuados para la transmisión de datos vía satélite, los modems adecuados son los de modulación PSK con sus variantes BPSK, QPSK, conforme aumenta el número de fases de la modulación, también aumenta la eficiencia en bit/seg/Herz y por consiguiente se reduce el ancho de banda requerido.

También existen limitaciones de potencia disponible, por lo tanto se debe elegir algún esquema de codificación, preferentemente en codecs con tasa de código de 7/8, 4/5, 3/4, 2/3 ó 1/2.

Se ha demostrado en sistemas donde existen problemas con la potencia disponible que las mejores combinaciones de modulación/codificación son BPSK ó QPSK con tasa de código de  $3/4$ ,  $2/3$  ó  $1/2$  y en donde existan limitaciones de ancho de banda y no de potencia, es preferible utilizar 8 - PSK, 16 PSK con tasa de código de  $7/8$  ó  $4/5$ .

## 5.2. TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE POR SATELITE.

Varias son las formas en que las estaciones terrenas se comuniquen entre sí mediante un satélite, dado que son una gran cantidad de ellas que lo comparten, las técnicas más empleadas son TDMA y FDMA (time division multiple access and frequency division multiple access), estas son analogías de los esquemas de multiplexaje que se utilizan en sistemas terrestres multicanal, analógicos y digitales, vease figura 5.4.

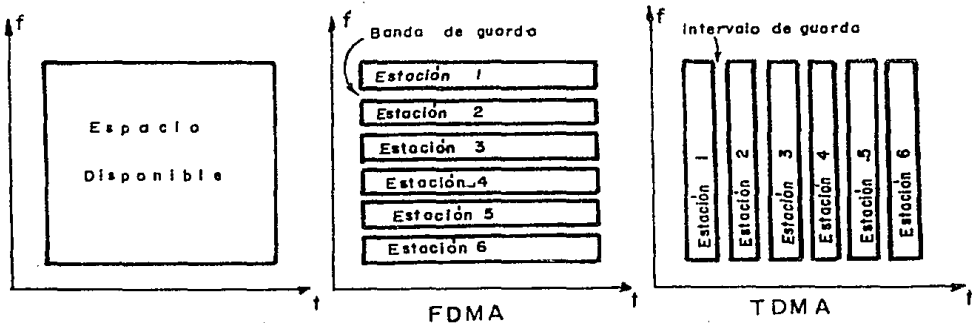


FIG. (5.4) FORMAS DE ACCESO EN COMUNICACIONES POR SATELITE.



### 5.2.1. TDMA (ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO).

Antes se mencionó que la característica de amplificación del TWT es no lineal y tenía que operarse unos dB's debajo del nivel de saturación debido a que se producían niveles elevados de ruido de intermodulación.

El concepto básico del TDMA consiste en usar una sola portadora de banda que ocupe todo el transponder. Esto permite operar el satélite a máxima potencia, es decir en saturación, aún cuando opere en su región no lineal. Se tiene la ventaja de que también en tierra, las estaciones pueden operar en saturación al transmitir.

TDMA es método de multiplexaje por división de tiempo para transmisión de portadoras con modulación digital

En un sistema TDMA cada estación transmisora participante envía unos ó más burst de tráfico sincronizados de tal manera que ocupan todo el transponder en un instante de tiempo.

En la figura 5.5 se muestra el sistema TDMA. Cada burst de las estaciones están sincronizados así que el tiempo de arribo al satélite es únicamente la señal presente y no ocurre colisión con el tráfico de burst de cualquier estación.

El tráfico de burst son amplificados por el transponder del satélite; retransmitidos hacia la tierra y recibidos por todas las estaciones participantes, ellas po-

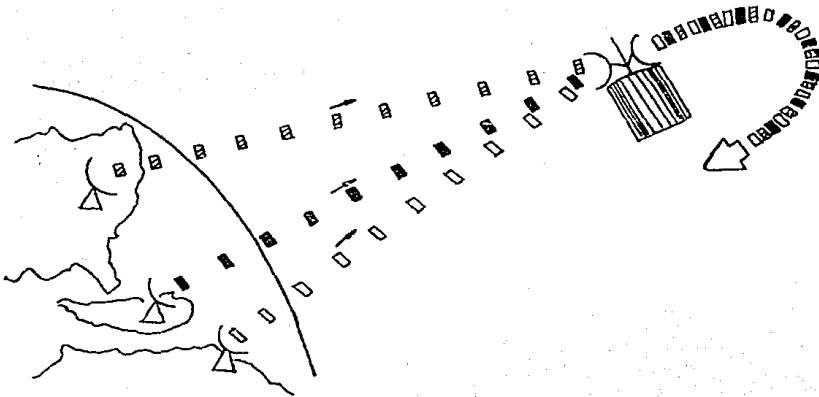


FIG. (5.5) EL SISTEMA TDMA.

drán recibir el tráfico de burst y seleccionar de ellos el de interes propio.

TDMA ofrece un número de ventajas sobre FDMA, la más importante es que no existen productos de intermodulación y el transponder es utilizado a más del 90% de su eficiencia.

Sin embargo la característica no lineal del TWT reaparece en forma de interferencia intersimbólica no lineal la cual podra ser reducida mediante una transmisión cuidadosa.

Otra ventaja importante es el uso de el dominio del tiempo más que el de la frecuencia, para llevar a cabo selectividad, es decir la necesaria selectividad es completada en el tiempo más que en la frecuencia y esto es más simple y menos costosas de implementar; el sistema TDMA es el más conveniente para sistemas digitales.

TDMA opera a tasas de 48 Mb/s con portadoras digitales en la banda de 14/11 GHz, esta ha sido adoptada por satellite business systems (SBS) en los EUA, Canadá y Europa.

El sistema INTELSAT esta a punto de introducir TDMA operado en 120 Mb/s con portadora digital y usando interpolación digital espectral (DSI) en la banda de 6/4 GHz.

#### 5.2.1.1. ARQUITECTURA BASICA DEL TDMA.

El tráfico de burst del sistema TDMA es organizado en un cuadro como se muestra en la figura 5.6. El cuadro comienza en este caso con un burst de referencia RB1, puede ser seguida por un segundo burst de referencia para razones de mayor confiabilidad.

La posición y duración de cada burst es asignado acorde al protocolo establecido para la red de operación. La duración de el cuadro TDMA es tan corto como 125  $\mu$ seg y extenderse a más de 25 mseg. para sistemas que usan protocolos de asignación de demanda.

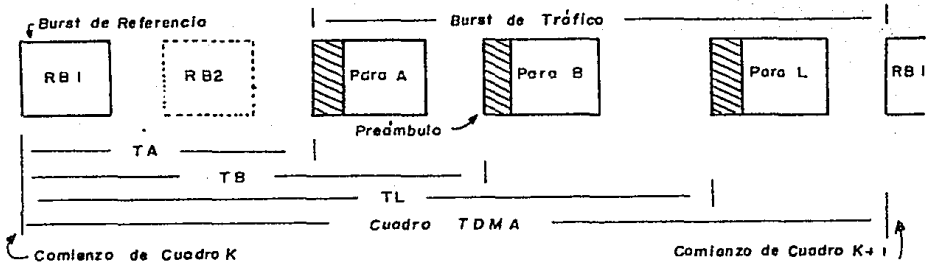


FIG. (5.6) ORGANIZACION DE UN CUADRO TDMA.

Las tasas de transmisión pueden ser tan bajas ó tan altas como se desee. Por ejemplo para la distribución de señalización en el INTELSAT SPADE opera con una tasa de 128 Kb/s. El sistema que comienza a adoptarse en INTELSAT para alto volumen internacional de tráfico opera a la tasa de 120.832 Mb/s.

En general la tasa de bits es determinada por el ancho de banda y potencia disponible en el transponder del satélite y la relación ganancia/temperatura de ruido en la antena receptora de tierra.

Cada burst de tráfico se subdivide como se muestra en la figura 5.7

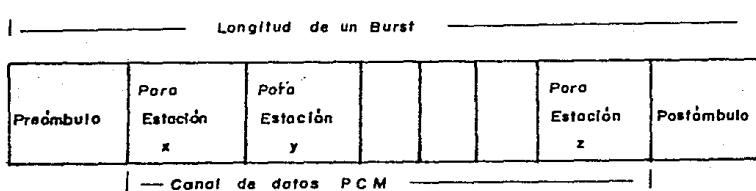


FIG. (5.7) FORMATO DE UN BURST.

Cada burst TDMA es subdividido en un preámbulo para sincronización del receptor, seguido por bits de datos para varias estaciones terrenas, el burst TDMA concluye con un postámbulo que identifica el fin del burst, este puede ser usado para resolver las ambigüedades de fase y frecuencia de la portadora.

La figura 5.8 muestra la subdivisión de el preámbulo del burst, en ella el tiempo de guarda previene el

Tiempo de Guarda	Patrón recuperador de Portadora y Clock	Comienzo del Burst e Identificación del Código de Palabra	Order Wire
---------------------	---	---	---------------

FIG. (5.8) FORMATO DE EL PREAMBULO.

el traslape de burst adyacentes, para diferentes terminales. (Este tiempo esta entre el rango de 30 n seg. a 300 n seg. para sistemas con alta tasa de bit).

El recuperador de portadora provee una secuencia de unos consecutivos ó un patrón alternado para permitir la recuperación coherente de la portadora para un demodulador síncrono, despues el bit de sincronización puede completarse con una ó más transiciones en la corriente de bits del preámbulo.

El símbolo del comienzo del burst identifica el último bit en el preámbulo ó el primer bit de datos. La identificación del símbolo identifica la dirección de los datos y la terminal transmisora, el último cuadro es para comunicaciones de terminal a terminal.

#### 5.2.1.1.1. BURST DE REFERENCIA.

Los burst de referencia son emitidos por una estación de referencia y, como indicación previa, constituye la base de sincronización de todas las otras estaciones en la red. La estructura de un burst de referencia típica se muestra en la figura 5.9a . Este burst contiene información necesaria para las otras estaciones para derivar la localización precisa de sus burst en el cuadro.

Los burst de referencia consisten basicamente en 3 partes, primeramente, hay un CBR, la cual tiene el proposito de cerrar (amarrar) una estación receptora a la fre-

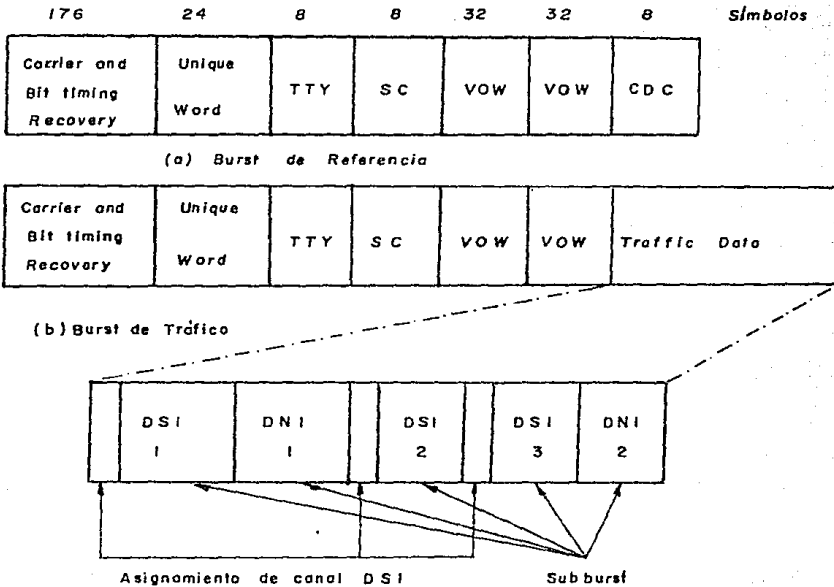


FIG. (5.9) FORMATO DE BURSTS.

cuencia portadora y el bit de sincronía (bit timing) a el burst. La secuencia CBR usualmente consiste de un segmento inicial de portadora no modulada seguida por alternaciones de fase de la frecuencia portadora entre 0 y  $\pi$  radianes a la tasa de símbolos del clock. Las consideraciones de dise-

ño del sistema determina la longitud de secuencia de CBR. Si se espera que la relación recibida de portadora a ruido es relativamente alta y el rango de la frecuencia portadora obtenida es pequeña, entonces el segmento de longitud de CBR puede ser corto. Típicamente se usan 30 símbolos para una portadora modulada en QPSK.

Sin embargo si la relación portadora a ruido para esa frecuencia obtenida es baja, puede darse el caso de desvanecimiento de la señal de RF, entonces el CBR puede ser grande por ejemplo 300 símbolos. A la secuencia CBR es seguida por el de única palabra (UW), esta es una secuencia de unos y ceros en las P y Q fases de la portadora seleccionada para exhibir buenas propiedades de correlación.

La longitud de UW varia y puede ser corta como 10 símbolos QPSK o grande como de 24. En el receptor, la UW es alimentada a un correlador UW. La salida de este correlador es siempre usada de referencia de el tiempo de ocurrencia de un burst, también constituye el tiempo de referencia para el demultiplexaje de los canales de la portadora en la porción de tráfico de datos de el burst, este correlador UW puede tolerar 2 tipos de errores: omisión ó pérdida y falsa alarma.

Diferntes UW's pueden ser usados para distinguir entre los 2 bursts de tráfico. Otro uso importante de los UW es la resolución en las ambigüedades de fase de la portadora recuperada cuando se usa modulación coherente QPSK

El CDC (control and delay channel) de el burt



de referencia sirve para comunicar información para controlar las posiciones del burst de estaciones en la red.

#### 5.2.1.1.2. BURST DE TRAFICO (ESTRUCTURA).

Los bursts de tráfico son emitidos por las estaciones de tráfico y estan relativamente sincronizadas a el burst de referencia para ocupar posiciones asignadas en el cuadro TDMA. La estructura de este burst se muestra en la figura 5.9b. Las primeras 2 partes de el burst de tráfico consisten en la secuencia CBR y UW y son las mismas que el burst de referencia.

Siguiendo el UW el burst de tráfico contine un canal de servicio (SC) el cual es usado para soporte del sistema operando protocolos y para la utilidad del teletipo (TTY) y voz (VOW) entre las estaciones.

#### 5.2.1.1.5. EFICIENCIA DEL CUADRO TDMA.

La eficiencia de un sistema TDMA se define como la relación de el número de símbolos útiles para tráfico de portadora a el número total de símbolos útiles en el cuadro TDMA.

El número total de símbolos QPSK en un cuadro TDMA es  $R_c T_f / 2$ . El número total de símbolos útiles para tráfico de portadora es este valor menos los mas altos debido a los burst de referencia, los preámbulos de la expresión es:

$$n = \frac{R_f T_f / 2 - NS_p - KS_{RB} - (n + K) L^{Sg} \times 100}{R_f T_f / 2} \quad (5.33)$$

donde:

- n = Es el número de burst de tráfico en el cuadro.
- K = Es el número de burst de referencia.
- Sp = El número de símbolos en el preámbulo de el burst de tráfico.
- S<sub>RB</sub> = El número de símbolos en cada burst de referencia.
- Sg = Es el tiempo de guarda entre burst expresado en número de símbolos.

#### 5.2.1.2. ARQUITECTURA DE CONTROL DEL SISTEMA TDMA.

El TDMA requiere un método para precisar el -- tiempo de transmisión del burst para prevenir traslapes de este en el satélite; este sistema fue originalmente concebido para el uso en redes para radiaciones global ó regional, para estos sistemas los métodos de adquisición y sincronización fueron relativamente simples.

Con la evolución del sistema TDMA se llegó a la radiación multiple con los satélites esto es cubrir 2 zonas distintas en uno y otro continente, después la introducción de "Satellite switched TDMA" (SS-TDMA), en la generación siguiente de INTELSAT V. El cual requiere que los -- burst TDMA sean sincronizados con etapas de swicheo en el

satélite, así que los burst de tráfico sean rotados de el enlace ascendente hacia el enlace descendente. Sin colisión tal operación impone todavía más contratiempos de sincronización en las estaciones terrenas debido a sincronizar a la switch del satélite.

La adquisición se refiere al proceso de entrada de burst TDMA dentro de la ubicación asignada en el cuadro TDMA.

Los métodos para completar la sincronización y adquisición de una red TDMA pueden estar en las categorías como "satellite lopp-back" "open loop" y "cooperative - feed back".

El primero se introdujo en el sistema TDMA para el uso en radiación regional y global, este método de control consiste en la capacidad de habilitar de cualquier estación de ver, la relación y su propio burst retransmitido de el satélite, y de esta forma corregir su propio burst en el tiempo asignado del cuadro TDMA.

El control open loop (lazo abierto) se refiere al control de la posición del burst de tráfico basado en el conocimiento de el tiempo de propagación, el cual puede ser visto como la distancia entre el satélite y la estación terrena. Se usa este método en sistemas de radiación múltiple porque no requiere visibilidad de los bursts propios de las estaciones.

El último sistema se utiliza en coberturas múltiples (de este a oeste ó viceversa). Estos sistemas son de

sarrollados con detalles en referencia <sup>15</sup>.

#### 5.2.1.3. IMPLEMENTACION DE TERMINALES TDMA.

Una terminal TDMA debe ser capaz de procesar una amplia variedad de formatos de señal terrestre, ya sean estas analógicas ó digitales en este caso el TDMA es usado para transmisiones digitales ó señales de banda base analógicas que son convertidas en formatos digitales, estas terminales deberán de proveer interfaces de procesamientos para que sean compatibles con los formatos terrestres.

Una terminal TDMA cuenta con los siguientes elementos primarios: equipo común de terminal TDMA (CTTE), equipo de interface terrestre (TIE), modem de burst (BM) y equipo terminal de RF (RFT).

El CTTE es responsable de todo el control de tiempo real y procesamiento de datos necesarios para adquirir y mantener acceso a la red TDMA, este equipo mantiene el control de todos los puertos de interface terrestre de multiplexado, sincronía con la red TDMA; similarmente, la porción de detección de el CTTE es responsable de la recepción de datos, de multiplexado y enviarlos a su respectivo destino.

Para simplicidad de Hardware un modem de burst TDMA opera a nivel de FI (70 MHz), es usado para convertir la señal digital de una forma satisfactoria para su transmisión.

La señal digital es convertida a una señal de F.I. usando una forma de modulación digital, típicamente -- QPSK, después la señal de F.I. es convertida para el RFT a la frecuencia apropiada para su transmisión a través del -- transponder.

#### 5.2.1.3.1. CTTE.

El CTTE controla las siguientes funciones: --- transmisión de el tiempo de inicio, generación del preámbulo Codificación FEC (generalmente); mezcla de datos y una frecuencia terminal "Hopping" si se usa.

Genera abertura para detección de palabras únicas (UW), detecta recepción de burst, ordena datos recibidos y procesa señalización común de los canales usados para la red de control.

El CTTE es de este modo un sistema central de control para la terminal TDMA, su ubicación es entre la terminal y los modems de burst en el equipo terrestre.

#### 5.2.1.3.2. TIE.

El TIE establece el enlace entre el equipo terminal TDMA y los puertos de interface terrestre. Una amplia variedad de interface terrestre pueden requerirse por el equipo TDMA dependiendo de el tipo de servicio: voz, video, datos, etc. La figura 5.10 muestra la arquitectura básica de un TIE/CTTE el cual consiste en buffers de comprensión y

expansión, un bus de interface CTTE, un condicionador de interface terrestre y un procesador controlador de interfaces.

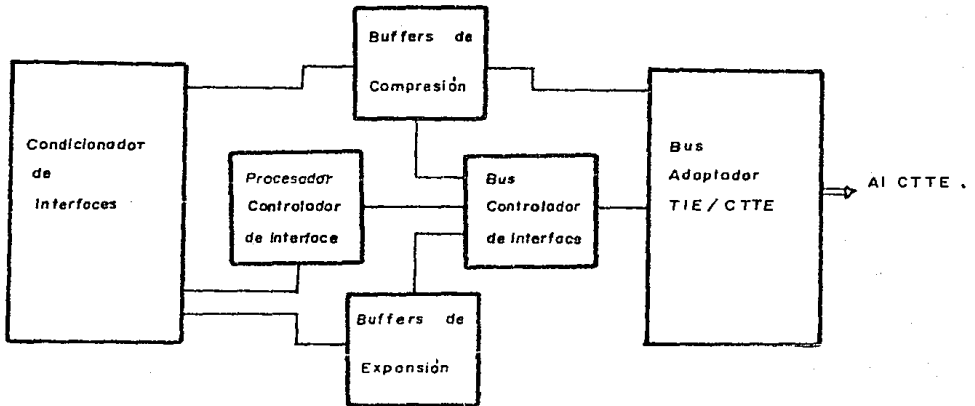


FIG. (5.10) DIAGRAMA A BLOQUES DE UN MÓDULO GENERALIZADO TIE.

El condicionador de interface es responsable del funcionamiento de cualquier estándar de conversión necesario para adaptar el Hardware del módulo TIE a las líneas de interface terrestre.

El bus de controlador de interface CTTE y el bus adaptador provee un medio de acceso al bus CTTE/TIE, el controlador es responsable del control local y el diagnóstico del módulo de interface. Adapta específicamente el bus

direccionador CTTE/TIE dentro de comandos de control local específico.

#### 5.2.1.3.3. MODEM DE BURST.

Este convierte todos los datos digitales y señales de control a una portadora modulada a nivel de F.I. conveniente para la conversión a nivel de RF y de este modo transmitirse mediante el satélite.

Se emplea muy comunmente QPSK en aplicaciones de TDMA, la transmisión simultanea codifica 2 fases de datos es decir portadoras en fase y en cuadratura (P y Q).

El modem de entrada y salida consiste de canales de datos P y Q acompañados de una señal de reloj (clock)

Estas señales se muestran en la figura 5.11. El lado de transmisión consiste de un interface, un modulador y filtros de salida, el modem de interface al CTTE típicamente consiste de una posición de líneas digitales para los canales de datos P, Q, clock y control de encendido y apagado de la portadora.

La interface ejecuta las funciones de recepción de líneas e incluye unidades de retardo para cualquier retardo de propagación el cual puede ocurrir en el cableado del modem al CTTE. El control de portadora habilita a esta cuando se debe de encender y cuando apagarse.

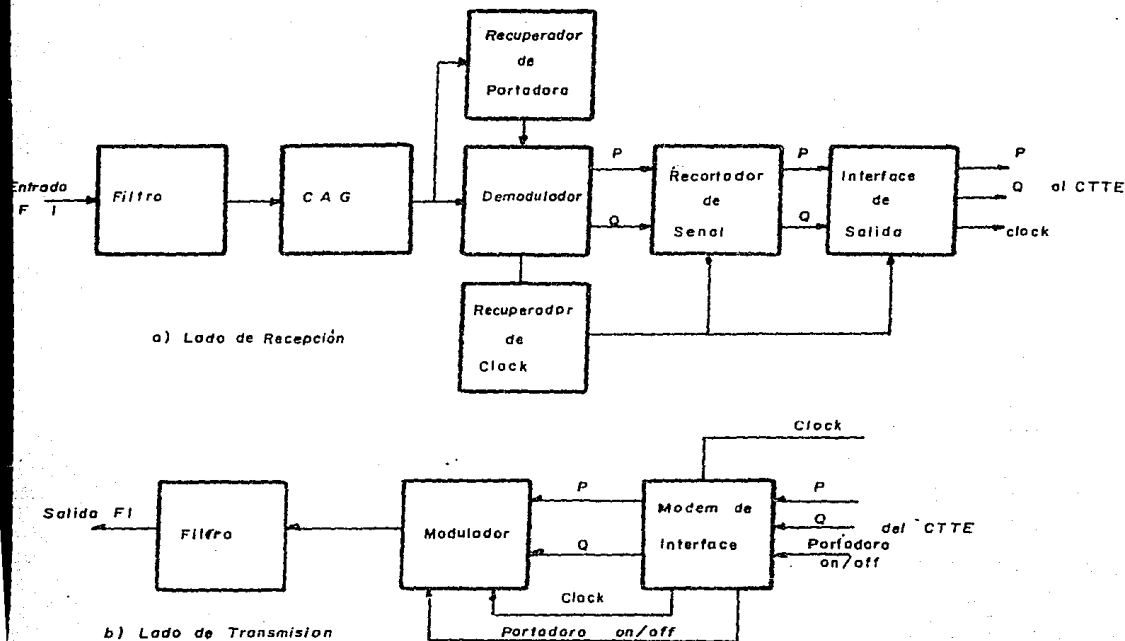


FIG. (5.11) DIAGRAMA DE BLOQUES DE UN MODEM.

El lado de recepción convierte la señal FI-QPSK a una información digital conveniente para su uso en el CTTE se puede incluir un filtro a la entrada para limitar el ancho de banda y el ruido. El CAG se incluye para mantener



un nivel constante de señal a la entrada del demodulador. Los modems de burst TDMA también pueden incluir una variedad de funcionamiento.

### 5.2.2. FDMA.

El sistema más usado actualmente en la mayoría de los países, en el FDMA las clases de señales pueden ser muchas. (*Voz, video, datos etc.*) ocupando el ancho de banda de un transponder, es decir, la capacidad de ancho de banda de un transponder se puede dividir en un número variable de bandas:

1. Se pueden tener pocas bandas de gran capacidad.
2. Se pueden tener muchas bandas de poca capacidad. O se puede tener una mezcla de las 2 anteriores.

#### 5.2.2.1. PRINCIPIOS DE FDMA.

En FDMA cada señal es asignada una separación de frecuencia para evitar el traslape entre las señales. En esta técnica existen varias portadoras presentes como se muestra en la figura 5.12. En ella el espectro entrada al satélite muestra varias. En el espectro de salida se observan los productos de intermodulación debido a las características no lineal del TWT. Si este se operase en una región altamente no lineal se producirían niveles muy elevados de productos de intermodulación que afectarían significativamente la calidad S/N de las señales amplificadas.

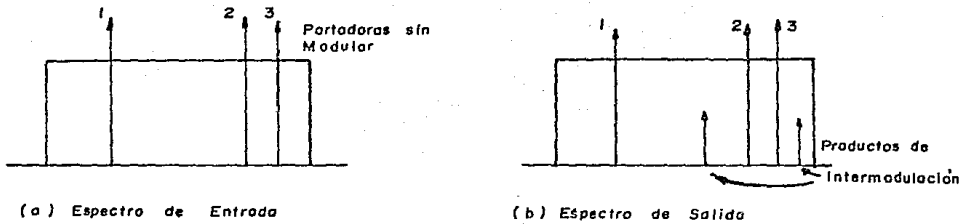


FIG. (5.12) ESPECTROS DE ENTRADA Y SALIDA MOSTRANDO LOS PRODUCTOS DE INTERMODULACION EN FDMA.

El formato en el canal FDMA dependerá entonces de la interferencia del canal adyacente, y los efectos de intermodulación, por lo tanto esta técnica es muy ineficiente en el aprovechamiento del espectro. Esto conduce a considerar otras técnicas de acceso al satélite en FDMA como son SCPC (single channel per carrier) de asignación fija y por demanda (DAMA y SPADE).

#### 5.2.2.2. SCPC (CANAL UNICO POR PORTADORA).

La técnica SCPC se aplica grandemente en intercomunicaciones de estaciones terrenas de baja capacidad ó demanda de tráfico, en esta técnica se le asigna a cada canal una frecuencia portadora de RF misma que es modulada por cualquier señal (voz, datos, etc.) en F.M. ó PSK.

El espectro de el transponder se puede aprovechar eficientemente si las portadoras de RF se asignan temporalmente a estaciones terrenas, esto es debido a que las llamadas son aleatorias y estan transmitiendo continuamente.

Cuando una estación deja de transmitir su información, la frecuencia antes asignada pasa a un banco de asignación de frecuencia controlada por una computadora central. Este sistema opera en base de este banco de frecuencia y -- asignación temporal recibe el nombre de DAMA (demand assignment multiple access ó acceso multiple de asignación por demanda). Cuando los canales estan codificados en PCM la técnica es llamada SPADE (SCPC-PCM-access demand assignment equipment ó equipo de asignación por demanda en acceso múltiple para canal PCM único por portadora).

El SPADE utiliza portadora única de RF para cada canal de voz digitalizado teniendo una tasa de 64 Kb/seg. El SPADE incrementa la capacidad del manejo de tráfico de los satélites INTELSAT y ha establecido enlaces más económicos.

En la figura 5.13 se muestra un diagrama a bloques de una terminal estandar SPADE.

En el sistema SCPC el procesamiento de señal es QPSK/FDMA con modulación PCM, las tres configuraciones de INTELSAT de las estaciones terminales son:

1. Digitalización de voz usando el convencional SPADE (PCM, 64 Kb/s).

2. Datos digitales a 48 Kb/seg. ó 50 Kb/seg. usando tasa de codificación convencional 3/4.
3. Datos digitales a 56 Kb/seg. usando codificación convolucional de 7/8.

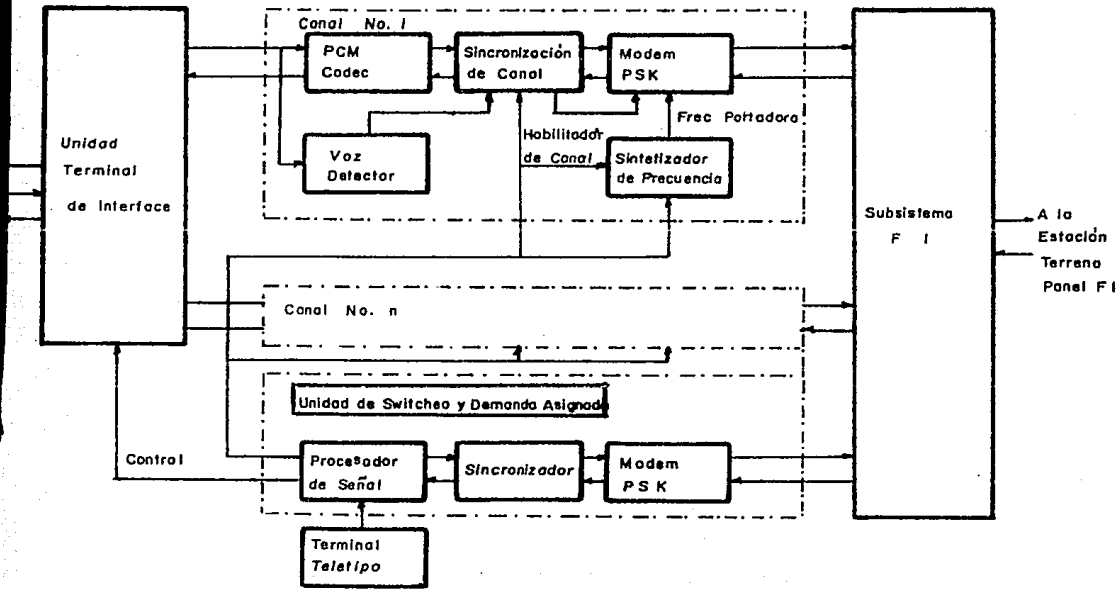


FIG. (5.13) TERMINAL INTELSAT-SPADE.

## CONCLUSIONES

La televisión digital es más compleja de implementar que la televisión analógica debido a todas las causas enumeradas en este trabajo, al emplear mayor número de niveles de cuantización el resultado es una mayor definición conservando esta en todo el trayecto pero al aumentar el número de niveles aumenta proporcionalmente el ancho de banda empleado en la transmisión haciendo este sistema impráctico y para la transmisión por satélite puede resultar muy costosa.

Para la compresión del ancho de banda las técnicas más empleadas son la codificación DPCM y la codificación por transformada ya vistos en su totalidad, la primera es la más empleada debido a la complejidad de la segunda.

Estos dos métodos fueron desarrollados originalmente para la T.V. monocromática, también se emplean en la codificación por componente y codificación compuesta para una imagen de color, con respecto a la transmisión, se obtiene una excelente calidad a velocidades entre 30 y 60 Mbits/seg, las velocidades menores de 30 Mbits/seg. se utilizan para T.V. de propositos especiales tales como videoconferencias, videotelé fono en donde la imagen no cambia repentinamente como en donde las escenas tienen alto grado de movi-miento.

Estas velocidades no se emplean en la radiodifusión comercial debido a la degradación en los bordes de la imagen en escenas rapidas.

Además de la reducción ya mencionada, también se puede reducir la velocidad de transmisión suprimiendo el período de borrado y transmitir el tiempo activo de línea, el tiempo de sincronía puede indicarse mediante un corto código de sincronía de 10 a 20 bits.

Para transmisión por satélite es necesario -- emplear códigos para evitar y corregir errores, en este tipo de transmisión se emplean codecs de 30 Mbits/seg. que han sido diseñados para la radiodifusión de programas de T.V. sobre un solo transponder de el satélite INTELSAT IV (36 MHz).

Este tipo de codecs emplea codificación compuesta, utilizando una frecuencia de muestreo de 3 fsc, cuantización lineal de 9 bits/pixel (512 niveles).

En México este tipo de tecnología todavía no se desarrolla debido al mal momento que atravieza, pero aún con esto ha estado evolucionando el sistema de televisión para llevar a todas partes educación y entretenimiento mediante el Sistema Morelos, sistema que en su mayoría es analógico.

## REFERENCIAS

1. B. Grob. basic television  
Mc. Graw Hill 1982.
2. A history of digital image processing at JPL appendix  
1, page 383-400 of K.R. Castleman, digital image proce  
ssing, Prentice Hall 1975.
3. "Algunas propiedades de la transformada de Fourier"  
B.P. Lathy, page 87-90.
4. Chapter 16, pulse amplitude modulation, p.p. 251-263  
Black Harold, modulation theory.
5. Chapter 17 pulse duration modulation, p.p. 263-281  
Black Harold, modulation theory.
6. Chapter 18, pulse position modulation, p.p. 282-297  
Black Harold, modulation theory.
7. The spectrum of modulated pulses, journal institution  
of electrical engineers, vol. 94, parte 3A, p.p. 556  
1947.
8. Chapter 22, delta modulation, panter Philip F; modula-  
tion, noise, and spectral analysis, p.p. 679-699.
9. Tecnicas de modulación para comunicaciones digitales:  
señalización multisimbólica; transmisión de información  
modulación y ruido, Mischa Schwartz, p.p 239-250  
Mc. Graw-Hill.

10. Chapter 2, "Pulse modulation systems applicable to" T.V. transmission p.p 4-12, T.V. digital.
11. PCM color image coding channel error effects, p.p 715-726 digital image processing, W.K. Pratt.
12. Lin S. An introduction to error-correcting codes Prentice Hall 1970.
13. Chapter 15 p.p 455-472 J.J. Spilker, digital communications by satellite.
14. Convolutional codes and their performance in communications systems; Andrew J. Viterbi, IEEE trans on com. tech. vol. 19 No. 5 october 1971, p.p 751-772.
15. Time division multiple access systems (TDMA) chapter 8, Feher K., digital communications; pag. 336-403.



## BIBLIOGRAFIA

- . INTRODUCCION A LA TEORIA Y SISTEMAS DE COMUNICACION  
B.P. Lathi  
Ed. Limusa México 1980.
- . SISTEMAS DE COMUNICACION  
A. Bruce Carlson  
Mc. Graw Hill  
México 1980.
- . TRANSMISION DE INFORMACION, MODULACION Y RUIDO  
Mischa Schwartz  
Mc. Graw Hill  
México 1983.
- . PRINCIP-LES OF COMMUNICATION SYSTEMS  
Taub H. and D.L. Schilling  
Mc. Graw Hill  
New York 1980.
- . MODULATION THEORY  
Black Harold S  
D. Van Nostrand  
Co. Inc. New York 1953.
- . THE ESPECTRUM OF MODULATED PULSES; JOURNAL INSTITUTION OF  
ELECTRICAL ENGINEERS, Vol. 94, PARTE 3A, PAGE 556-1947.

- . MODULATION, NOISE AND ESPECTRAL ANALYSIS  
Panter Philip F.  
Mc. Graw Hill 1965.
  
- . COMMUNICATION SYSTEMS AND TECHNIQUES  
Schwartz Mischa  
William R.  
Bennett and Seymour Stein  
Mc. Graw Hill 1966.
  
- . PULSE CODE AND DIGITAL TRANSMISSION  
Bennet G.  
Hertz England Marconi 1976.
  
- . PRINCIP-LES OF DATA COMMUNICATION  
Lucky R.W.  
J. Salz and E.J. Weldon Jr.  
Mc. Graw Hill 1968.
  
- . DIGITAL COMMUNICATIONS WITH SPACE APLICATIONS  
Golomb Solomon  
Prentice Hall 1964.
  
- . DIGITAL CODING OF SPEECH WAVERFORMS: PCM, DPCM AND D.M.  
Quantizers  
Proc IEEE, Vol. 62, No. 5  
Page 611-632 May. 1974.
  
- . DIGITAL COMMUNICATIONS BY SATELLITE  
Spilker J.J.  
Prentice Hall  
Englewood Cliffs, New Jersey 1977.

- . COMMUNICATION THEORY  
Sakrison D.  
Jhon Wiley and Sons  
Inc. New York 1968.
  
- . PRINCIPLES OF DIGITAL COMMUNICATION AND CODING  
Viterbi Andrew  
Mc. Graw-Hill  
Book Co. New York 1979.
  
- . DATA TRANSMISSION  
W.R. Bennett and J.R. Davey  
Mc. Graw-Hill 1965.
  
- . BASIC TELEVISION  
Bernard Grob  
Mc. Graw-Hill 1982.
  
- . DIGITAL IMAGE PROCESSING  
W.K. Pratt  
John Wiley and Sons  
New York 1978.
  
- . DIGITAL IMAGE RESTORATION  
H.C. Andrews and B.R. Hunt  
Englewood Cliffs N.J.  
Prentice Hall 1977.

. ADAPTIVE QUANTIZATION OF PICTURE SIGNALS USING SPATIAL MASKING

A.N. Netravali

B. Prasada

Proceeding of the IEEE, Vol. 65 No. 4

April 1977 p.p 536-548.

. DIGITAL PROCESSING OF SPEECH SIGNALS

L.R. Rabiner and R.W. Schafer

Englewood Cliffs N.J.

Prentice Hall 1978.

. DIGITAL SIGNAL PROCESSING

A.V. Oppenheim and R.W. Schafer

Englewood Cliffs N.J.

Prentice Hall 1975.

. DIGITAL IMAGE PROCESSING

K.R. Castleman

Englewood Cliffs N.J.

Prentice Hall 1979.

. APPLICATIONS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Alan V. Oppenheim

Englewood Cliffs, N.J.

Prentice Hall 1978.

. THEORY AND APPLICATIONS OF DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Rabiner and Gold

Englewood Cliffs N.J.

Prentice Hall.

. DIGITAL COMMUNICATIONS BY SATELLITE

V.K. Bhargava

D. Haccoun

R. Matyas and P. Nuspl

Jhon Wiley and Sons

New York 1981.

. CONVOLUTIONAL CODES AND THEIR PERFORMANCE IN COMMUNICATION SYSTEMS

Viterbi A.J.

IEEE Trans on Communications Technology

COM-19, p.p 751-772 october 1971.

. DIGITAL COMMUNICATIONS

K. Feher

Englewood Cliffs N.J.

Prentice Hall 1981.

. ADVANCES IN MATHEMATICAL MODELS FOR IMAGE PROCESSING

Anil K. Jain

Proceedings of the IEEE, Vol. 69 No. 5

May 1981, p.p 502-528.

. IMAGE PROCESSING FOR COMMUNICATION, INNOVATIONS IN TELECOMMUNICATIONS

A. N. Netravali

Bell Laboratories, Part A 1982, Page 97-134.

. NONADAPTATIVE DPCM TRANSMISSION OF MONOCHROME PICTURES  
OVE NOISY COMMUNICATION CHANNELS

Ke-yen Chong and Robert W. Donaldson  
IEEE Trans. on comm. Vol. COM-24 No. 2  
February 1976, Page 173-183.

. COMMUNICATIONS SATELLITE SYSTEMS

Martin James  
Englewood Cliffs N.J.  
Prentice Hall 1978.