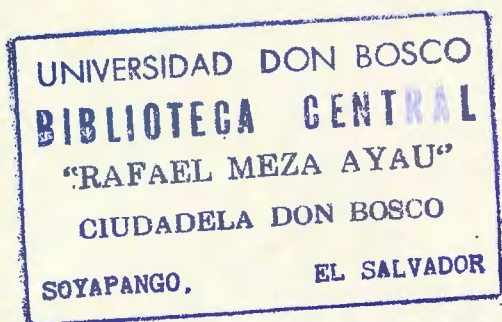


UNIVERSIDAD DON BOSCO
FACULTAD DE INGENIERIA



"SISTEMA DIDACTICO POR COMPUTADOR
PARA EL APRENDIZAJE DE LA
CODIFICACION USADA EN COMUNICACION DIGITAL"

TRABAJO PRESENTADO POR:

JUAN FRANCISCO GUARDADO ESCOBAR
JOSE REYNALDO HERNANDEZ CALDERON
JAIME EDUARDO MORALES LOPEZ

COMO REQUISITO PARA OPTAR AL TITULO DE:
INGENIERO EN ELECTRONICA

SOYAPANGO, NOVIEMBRE DE 1992.

UNIVERSIDAD DON BOSCO

PRESIDENTE DEL CONSEJO DIRECTIVO:
REVERENDO PADRE LUÍS RICARDO CHINCHILLA

RECTOR:
LICENCIADO GILBERTO AGUILAR AVILES

VICE-DECANO DE LA FACULTAD DE INGENIERIA:
INGENIERO JOSE ROBERTO GUZMAN

SECRETARIO DE LA UNIVERSIDAD DON BOSCO:
PRESBITERO Y LICENCIADO PIERRE MUYSHONDT

JURADO CALIFICADOR

PRESIDENTE : INGENIERO MARIO ANTONIO MARTINEZ ULLOA.

MIEMBRO : INGENIERO WILLIAM FLORES BLANDON.

MIEMBRO : INGENIERO JULIO CESAR HERNANDEZ.

INDICE.

CAPITULO 1: INTRODUCCION.....	1
1.1 BASES PEDAGOGICAS DEL CURSO.....	2
1.1.1 LOS HIPERCURSOS Y LOS PARADIGMAS COGNOSCITIVOS.....	2
1.2 COMPOSICION DEL DOCUMENTO.....	6
 CAPITULO 2: FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE VOZ....	9
2.1 SISTEMAS DE COMUNICACION.....	9
2.1.1 ASPECTOS GENERALES.....	9
2.1.1.1 ANTECEDENTES DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL..	10
2.1.2 CONFORMACION DE UN SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL.....	10
2.1.3 APLICACIONES DE LA CODIFICACION DIGITAL EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACION.....	12
2.1.3.1 MULTIPLEXACION DE DATOS.....	12
2.1.3.2 ALMACENAMIENTO DE DATOS.....	13
2.1.3.3 CONMUTACION DIGITAL.....	13
2.1.3.4 PROCESAMIENTO DE AUDIO, VOZ Y VIDEO.....	15
2.2 FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE LA VOZ.....	16
2.2.1 ANALISIS DE SEÑALES ANALOGICAS.....	16
2.2.2 PRINCIPIOS BASICOS SOBRE LA DIGITALIZACION DE LA VOZ....	17
2.2.3 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (MIC).....	18
2.2.3.1 MUESTREO.....	20
2.2.3.2 CUANTIFICACION.....	23
2.2.3.2.1 RUIDO DE CUANTIFICACION.....	24
2.2.3.3 CODIFICACION-DECODIFICACION.....	28
2.2.4 CUANTIFICACION NO UNIFORME (MIC LOG.).....	30

2.2.4.1 LEY μ	33
2.2.4.2 DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS MIC LEY μ	36
2.2.4.3 LEY A.....	37
2.2.4.4 DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS MIC LEY A.....	39
2.2.4.5 COMPANSION DIGITAL.....	40
2.2.5 CUANTIFICACION DIFERENCIAL O MODULACION POR PULSOS	
CODIFICADOS DIFERENCIAL.....	43
2.2.5.1 IMPLEMENTACIONES DE LOS SISTEMAS MICD.....	44
2.2.5.2 TIPOS DE IMPLEMENTACIONES MICD.....	45
2.2.5.2.1 INTEGRACION DIGITAL Y DIFERENCIACION ANALOGICA.....	46
2.2.5.2.2 DIFERENCIACION E INTEGRACION ANALOGICA.....	46
2.2.5.2.3 DIFERENCIACION E INTEGRACION DIGITAL.....	47
2.2.6 MODULACION DELTA.....	48
2.2.6.1 DESEMPEÑO DEL SISTEMA DELTA.....	51
2.2.7 CUANTIFICACION ADAPTATIVA.....	52
2.2.7.1 CUANTIFICADOR MIC ADAPTATIVO O MICA.....	53
2.2.8 CUANTIFICACION MICD ADAPTATIVA O MICDA.....	57
2.2.9 MODULACION DELTA ADAPTATIVA O ADM.....	60
2.2.10 COMPARACION ENTRE MODULADORES MIC Y DELTA EN FUNCION	
DE SUS VENTAJAS RELATIVAS.....	64
2.3 FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE IMAGENES Y	
VIDEO.....	66
2.3.1 MUESTREO Y CUANTIFICACION DE IMAGENES.....	66
2.3.1.1 MUESTREO DE IMAGENES.....	67
2.3.1.2 CUANTIFICACION DE IMAGENES.....	67
2.3.1.3 EFECTOS DEL MUESTREO Y LA CUANTIFICACION SOBRE LA	
CALIDAD DE LA IMAGEN.....	70

2.3.2 RELACIONES BASICAS ENTRE PÍXELES.....	73
2.3.2.1 VECINOS.....	73
2.3.2.2 CONECTIVIDAD ENTRE PÍXELES.....	74
2.3.2.3 ADYACENCIA ENTRE PÍXELES.....	75
2.3.2.4 DISTANCIA ENTRE PÍXELES.....	76
2.3.2.5 OPERACIONES ENTRE PÍXELES.....	78
2.3.3 CONCEPTOS BASICOS SOBRE TRANSFORMACION DE IMAGENES.....	79
2.3.3.1 LA TRANSFORMADA DE FOURIER.....	81
2.3.3.2 LA TRANSFORMADA DE WALSH.....	82
2.3.3.3 LA TRANSFORMADA DE HOTELLING.....	83
2.3.3.4 LA TRANSFORMADA DE HOUGH.....	84
2.3.4 METODOS DE CODIFICACION DE IMAGENES Y VIDEO.....	85
2.3.4.1 PROCESO DE CODIFICACION.....	85
2.3.4.2 TECNICAS DE CODIFICACION.....	87
2.3.4.2.1 CODIGO HUFFMAN.....	89
2.3.4.2.2 CODIGO B.....	91
2.3.4.2.3 CODIGO DESPLAZABLE O CODIGO S.....	92
2.3.4.3 CODIFICACION LIBRE DE ERRORES.....	93
2.3.5 APLICACION DEL PROCESAMIENTO DE IMAGENES.....	95
2.3.5.1 MEJORAMIENTO DE IMAGENES.....	95
2.3.5.2 MEJORAMIENTO DE IMAGENES POR MODIFICACION DEL HISTOGRAMA.....	97
2.3.5.3 ALISAMIENTO DE IMAGENES.....	98
2.3.5.4 PERFECCIONAMIENTO DE IMAGENES.....	100
2.3.5.5 MEJORAMIENTO BASADO EN UN MODELO DE IMAGEN.....	101
2.3.5.6 PROCESAMIENTO DE COLOR.....	102
2.3.5.6.1 TECNICA DE RECORTE POR INTENSIDAD.....	104

2.3.5.6.2 TRANSFORMACIONES DEL NIVEL DE GRIS A COLOR.....	104
2.3.5.6.3 TECNICA DE FILTRADO.....	105
2.4 FUNDAMENTOS SOBRE TRANSMISION DIGITAL.....	108
2.4.1 TIPOS DE SINCRONIZACION PARA LA TRANSMISION.....	108
2.4.2 TRANSMISION SINCRONA Y ASINCRONA.....	110
2.4.3 PROPOSITO DE LOS CODIGOS DE LINEA.....	111
2.4.4 CODIGOS DE LINEA MAS COMUNES.....	112
2.4.5 COMPARACION ENTRE LOS CODIGOS DE LINEA.....	116
2.4.6 TECNICAS DE MODULACION DIGITAL.....	117
2.4.6.1 MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD.....	118
2.4.6.2 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA.....	119
2.4.6.3 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE.....	121
2.4.6.4 MODULACION DE VARIOS NIVELES.....	122
2.4.6.4.1 MODULACION M-ARIA POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA.....	122
2.4.6.4.2 MODULACION M-ARIA POR CORRIMIENTO DE FASE.....	124
2.4.6.4.3 MODULACION EN CUADRATURA.....	126
2.4.6.5 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION.....	127
2.4.6.5.1 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION BINARIA.....	127
2.4.6.5.2 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION MULTINIVEL.....	129
CAPITULO 3: DESARROLLO DE LAS PRACTICAS DE LABORATORIO.....	132
3.1 JUSTIFICACION DE LA PARTE PRACTICA.....	132
3.2 REQUERIMIENTOS BASICOS PARA LA UTILIZACION DEL CURSO PRACTICO.....	134
3.2.1 REQUERIMIENTOS TECNICOS.....	134

3.2.2 REQUERIMIENTOS ACADEMICOS DE LOS USUARIOS.....	137
3.2.3 REQUERIMIENTOS DE RECURSOS HUMANOS.....	137
3.3 ESTRUCTURA GENERAL DE LAS GUIAS.....	139
3.3.1 PRACTICA UNO: MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS LINEAL (MIC LINEAL).....	140
3.3.2 PRACTICA DOS: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS NO LINEAL (MIC NO LINEAL).....	141
3.3.3 PRACTICA TRES: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL (MICD).....	142
3.3.4 PRACTICA CUATRO: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL ADAPTATIVA (MICDA).....	143
3.3.5 PRACTICA CINCO: ESTUDIO COMPARATIVO ENTRE LAS DIFERENTES TECNICAS DE CODIFICACION.....	144
3.4 HERRAMIENTAS NECESARIAS DEL CURSO PRACTICO.....	145
3.5 ESTRUCTURA GENERAL DEL CURSO PRACTICO.....	147
 CAPITULO 4: DISEÑO DE LOS PROGRAMAS.....	150
4.1 GENERALIDADES DEL DISEÑO.....	151
4.2 TECNICA DE PROGRAMACION, LENGUAJES Y PROGRAMAS UTILIZADOS.....	153
4.3 ESTRUCTURA GENERAL DEL SISTEMA DIDACTICO.....	155
4.4 FLUJOGRAMAS DEL SISTEMA DIDACTICO.....	162
 CONSIDERACIONES FINALES.....	187
 RECOMENDACIONES.....	192

APENDICES.....	195
APENDICE A: MANUAL DEL USUARIO.....	196
INTRODUCCION.....	196
UTILIZACION DEL CURSO.....	197
INSTALANDO EL SISTEMA.....	197
INICIANDO EL CURSO.....	201
MANEJANDO EL CURSO TEORICO.....	204
MANEJANDO EL CURSO PRACTICO.....	209
EVALUANDO CONOCIMIENTOS.....	211
APENDICE B: DISEÑO DEL CIRCUITO INTERFASE PARA LA	
DIGITALIZACION DE SEÑALES.....	215
INTRODUCCION.....	215
SECCION DE CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL Y DIGITAL-ANALOGICA...	216
CIRCUITO DEL FILTRO DE ENTRADA DEL CODIFICADOR.....	217
CIRCUITO DE MUESTREO Y RETENCION.....	219
CIRCUITO DE RELOJ.....	225
CIRCUITO DE PULSO DE ESCRITURA PARA EL CONVERTIDOR ANALOGICO-	
DIGITAL.....	228
CIRCUITO DE CONVERSION ANALOGA-DIGITAL.....	230
CIRCUITO DE CORRIMIENTO SERIE DE DATOS.....	236
SECCION DE RESOLUCION DE LA CONVERSION.....	237
CIRCUITO DE CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA.....	238
FILTRO DE SALIDA.....	241
SECCION DE COMUNICACION.....	244
INTERCONEXION DE LA INTERFASE CON LA COMPUTADORA.....	244

DESCRIPCION DE LOS CANALES I/O DE EXPANSION.....	244
DESCRIPCION DEL CIRCUITO DE INTERFASE.....	249
EL PPI 8255 (INTERFASE PROGRAMABLE DE PERIFERICOS).....	252
MODOS DE OPERACION DEL 8255.....	252
DESCRIPCION DE LOS PINES DEL 8255A.....	260
HOJAS DE REFERENCIA TECNICA DE LOS CIRCUITOS MAS IMPORTANTES DE LA INTERFASE.....	265
 APENDICE C: GLOSARIO DE TERMINOS.....	 283
 APENDICE D: MANUAL DE FIGURAS.....	 339
 BIBLIOGRAFIA.....	 408

CAPITULO 1

INTRODUCCION

Durante el desarrollo del presente trabajo de graduación se ha tenido en mente la elaboración de un herramienta que colabore de una manera efectiva y dinámica en la formación técnica en un campo específico de las telecomunicaciones.

En esta idea, han sido conjugados elementos tradicionales en el proceso de capacitación como al mismo tiempo se han introducido nuevos formatos y tecnologías pedagógicas que buscan lograr una estimulación más efectiva sobre el estudiante haciéndolo participar de una manera más directa en el mismo proceso de su formación.

La base principal de la metodología pedagógica utilizada se presenta a continuación:

1.1 BASES PEDAGOGICAS DEL CURSO.

Dentro de las actuales técnicas de aprendizaje por medio de computadora se encuentran los conocidos programas demostrativos (DEMO) y los también ya frecuentes Tutoriales, los cuales son mecanismos de capacitación que aunque muy en voga y extendidos ampliamente, tienden a ser limitados en el sentido de la poca interactividad entre el estudiante y la computadora.

Teorías didácticas mas modernas sugieren la posibilidad de crear sistemas que permitan al capacitando la posibilidad de elegir a su propio criterio el curso de su aprendizaje. Tal interacción entre el aprendiz y el contenido de conocimiento es proporcionado por los Hiper cursos.

La justificación tópica de los hiper cursos radica en el hecho de que es una herramienta para pensar y comunicarse, la cual, gracias a las capacidades de procesamiento de la computadora, soporta un modelo cognoscitivo para información "utilizable".

1.1.1 Los Hiper cursos y Los Paradigmas Cognoscitivos.

Hiper curso parece ser el término mas simple y corto para el aprovechamiento de la instrucción basada en computadora (derivada de una perspectiva cognoscitiva de aprendizaje centralizado del proceso de enseñanza/aprendizaje con hipertexto como tecnología de soporte) y la nueva generación de sistemas instruccionales,

cuyas funciones de ambientes de aprendizaje estan basados en hiper-conocimientos.

En un hipercurso, el dominio del conocimiento es estructurado como una red de nodos, cada uno de los cuales es visualizado en una ventana en la pantalla de la computadora. La cantidad de nodos de interconexión en la red son explícitamente enfatizados por medio de eslabones, los cuales aparecen como textos iluminados en campo inverso. La activación del eslabón da acceso a la inmediata visualización del nodo respectivo. Las más nuevas teorías cognoscitivas miran al aprendizaje como un proceso activo de reorganización de las estructuras de conocimientos del aprendiz. Las estructuras de conocimientos humanos son modeladas como redes semánticas en las cuales cada concepto/idea constituye un nodo, y es conectado a los otros conceptos/ideas por medio de relaciones de varias naturalezas. La estructura interna del hiper-conocimiento evoca la estructura del conocimiento humano, así que un hipercurso parece ser un prometedor aprovechamiento para realizar el propósito de función instruccional de proyectar un dominio del conocimiento sobre la estructura cognoscitiva de los estudiantes.

Las estrategias instruccionales directas no son impuestas en los hipercursos, así que los estudiantes no estan obligados a seguir ciclos o lazos predeterminados. A los usuarios les es dada la responsabilidad consciente de explorar el material instruccional, navegando a lo largo de lazos los cuales son dinámicamente

definidos de acuerdo a sus propios intereses y necesidades. En un ambiente "no directivo" como lo es un hipercurso, el grado de control (cuándo, dónde y cómo proceder) son ejercitados por los estudiantes en forma total, y así, sus activos y explícitos involucramientos en el proceso de aprendizaje deberán de promover la efectiva asimilación del conocimiento. Para aprender y recordar información, los estudiantes deben de proceder activamente, de tal manera que presumiblemente, todas las herramientas cognoscitivas mas complejas involucran activamente a los mismos en el proceso, tal y como debe ser. Los estudiantes a quienes se le ha dado la oportunidad de ser constructores y protagonistas de su propio aprendizaje, deben de estar más motivados y ser más independientes; y el control que ellos ejercitan sobre el desarrollo de su aprendizaje deberá ayudarlos a volverse más hábiles y efectivos.

Aún cuando estos actuales mecanismos no son todavía conocidos, el proceso cognoscitivo involucrado durante el aprendizaje, por la acción de los nodos y los eslabones, actualiza las estructuras de conocimientos de los estudiantes, expandiéndolas o modificándolas. Para crear sus propios lazos, los estudiantes deben de seleccionar deliberadamente los eslabones, y así seguir relaciones asimilando los hiperconocimientos. El itinerario sobre bases asociativas debe favorecer la integración del material accesado, ambos, nodos y eslabones en un conocimiento inevitable; así, los hipercursos deben de inducir a una interiorización de los conocimientos.

La representación del conocimiento y su procesamiento (inherentes en el aprovechamiento hipertextual de la instrucción) conforman los más nuevos modelos cognoscitivos del proceso de enseñanza/aprendizaje. Esas son las bases conceptuales con las cuales los hipercursos pueden promover estudiantes efectivos.

En todo ambiente técnico, la parte en la cual el estudiante se relaciona con el equipo que en el campo de trabajo irá a encontrar es de vital importancia. Es por esto que en el desarrollo del curso de capacitación se ha contemplado la interacción con un circuito que ha sido diseñado especialmente para tal fin. Esta herramienta suple la necesidad de todo el equipo que convencionalmente se requiere, precisando únicamente de la computadora la cual será la responsable de la mayoría de las acciones durante el desarrollo del curso.

A lo largo del presente documento se hace referencia a las distintas etapas del desarrollo del curso, comenzando por los fundamentos teóricos utilizados para la elaboración del material general del curso, pasando por las estructuras generales de los programas utilizados para la implementación por computadora del curso, sin entrar en mucho detalle con respecto a asuntos puramente concernientes a los lenguajes de programación que se han requerido, presentando también las etapas de implementación de la interfaz con su respectivo respaldo técnico.

1.2 COMPOSICION DEL DOCUMENTO.

La forma en la que está compuesto el presente documento tiene relación directa con el proceso de desarrollo del trabajo en sí mismo.

En la introducción que acaba de ser presentada se hace una referencia a la justificación de la forma del curso, esto es, porque ha sido ocupada esta técnica de capacitación y cuál es el objetivo perseguido por ella.

A continuación en los siguientes capítulos se presenta en primer lugar la base teórica utilizada para el desarrollo de los contenidos del curso tanto para su parte teórica como la práctica. Aquí solamente se presentan los fundamentos teóricos utilizados, no obstante que en el curso teórico propiamente dicho del sistema didáctico se tocan también contenidos de apoyo al tema principal de este trabajo, que ha tenido como objeto principal las técnicas de compresión de la voz y las de digitalización de las señales de video. El desarrollo de estos contenidos es sumamente escueto en comparación a aquellos que han sido presentados en los capítulos del curso teórico, sin embargo en los que aquí se muestran están contenidas las bases más importantes de todos los fundamentos sobre codificación de una manera más concentrada y profunda.

El siguiente paso en el recorrido por este documento lo constituye una explicación sobre la forma en la que ha sido preparada la parte práctica y cuáles son las limitaciones técnicas sobre las cuales éste ha sido desarrollado. También incluye una lista de los distintos requerimientos que han sido considerados para el óptimo desempeño del curso de la misma manera que una justificación sobre la inclusión de una parte puramente práctica dentro de todo el sistema didáctico.

En un capítulo también se presenta la forma en la que el sistema total ha sido desarrollado, explicando la filosofía general de los programas utilizados y también indicando la clase de programas y paquetes de software que se han empleado ya sea para la presentación de documentación textual, desarrollo de evaluaciones, manejo de gráficos y menús, y el programa que logra la comunicación con el circuito interfaz.

En la parte de los apéndices podrá encontrarse el manual del usuario que ha sido desarrollado como ayuda para los estudiantes del sistema didáctico, el cual contiene la forma en la cual los programas del curso pueden ser instalados en una computadora, la forma en la cual el estudiante puede interrelacionarse con el manejo de las distintas partes del curso.

En otro apéndice se incluye toda la información técnica correspondiente al desarrollo del circuito interfaz, describiendo los dispositivos utilizados así como el diagrama a bloques

general del funcionamiento. Este ha sido dividido en dos partes principales por razones pedagógicas, la primera parte corresponde a la parte encargada de la conversión analógica-digital y la digital-analógica, la segunda parte corresponde a la parte encargada de la comunicación entre la interfase y la computadora. Otro apéndice corresponde al manual de figuras, el cual contiene todo el apoyo visual y gráfico que es citado durante el desarrollo del curso teórico y que por razones técnicas no pudieron ser implementadas en la pantalla de la computadora. Dichos recursos visuales están divididos en capítulos y están distribuidos por orden correlativo de aparición de acuerdo a la cita que se hace de ellas en el transcurso de la parte teórica del sistema didáctico.

Un último apéndice esta totalmente dedicado al glosario de términos cuya comprensión no pueda ser inmediata para el lector del presente documento. Tales conceptos han sido distribuidos en orden alfabético.

CAPITULO 2

FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE VOZ E IMAGENES

2.1 SISTEMAS DE COMUNICACION.

2.1.1 ASPECTOS GENERALES.

Desde el principio de la humanidad han existido necesidades inherentes a la naturaleza del hombre. Una de ellas y que sin lugar a dudas ha sido de primordial importancia para el crecimiento de la cultura, integración y economía de la sociedad lo constituye ese proceso conocido como la COMUNICACION.

Los elementos principales en el proceso de comunicación se muestran en la figura 1.1 del apéndice D.

Este esquema ha evolucionado y los mayores cambios han ocurrido en el procesamiento de la información y la adaptación a los medios de transmisión. De esta manera, el modelo de comunicación se conforma como se ve en la figura 1.2 del apéndice D.

Durante el desarrollo del curso nos ocuparemos del TRANSMISOR, el MEDIO de transmisión y el RECEPTOR. Se presentan los distintos tipos y variantes en cada uno de los componentes del modelo de comunicación para conocer las diferentes técnicas de comunicación y su evolución en la búsqueda de una optimización de los tres componentes básicos del sistema de comunicación: emisor, medio y receptor.

2.1.1.1 ANTECEDENTES DE LOS SISTEMAS DE COMUNICACION DIGITAL.

Las computadoras han aportado el apoyo técnico para el desarrollo y experimentación de los sistemas de comunicación digital. El desarrollo de las técnicas de digitalización y compresión de la información ha sido posible debido a la facilidad de realización de pruebas y simulaciones por medio de las computadoras.

Las técnicas de codificación digital fueron desarrolladas de acuerdo al análisis del procesamiento digital de señales analógicas. La teoría del muestreo desarrollada por Nyquist permitió el desarrollo de un sistema de comunicación digital como el mostrado en la figura 1.3 del apéndice D, lo cual ha requerido de un amplio desarrollo de la optimización del codificador, en lo que respecta a la compresión de la información; del medio de transmisión, en lo que respecta a la búsqueda de un medio de transmisión que represente una ventaja técnica y económica sobre los medios de transmisión analógicos; y, que adapte una velocidad de transmisión óptima para una calidad de reproducción específica en el decodificador.

2.1.2 CONFORMACION DE UN SISTEMA DE COMUNICACION DIGITAL.

El sistema de comunicación analógico tal como se muestra en la figura 1.5 del apéndice D muestra un esquema de tres bloques fundamentales: el modulador, el medio de transmisión y el demodulador. Durante el proceso se muestra como la información es

procesada analógicamente desde que ingresa al sistema de comunicación hasta que sale como la suma de información, ruido, distorsión y retardo; además se observa la vulnerabilidad a esos factores y la dificultad de aislarlos, más aún si existen repetidores que amplifican dichos efectos, tal como se muestra en la figura 1.6 del apéndice D. En ella se muestra que la calidad de transmisión depende de entre varios factores, de la distancia entre los puntos en comunicación.

El sistema de comunicación digital está constituido por los siguientes 5 bloques, mostrados en la figura 1.7 del apéndice D.

- el codificador
- el modulador
- el medio de transmisión
- el demodulador
- el decodificador

Se observa que la diferencia fundamental a nivel operativo entre los sistemas analógicos y los digitales es la codificación en el emisor y la decodificación en el receptor.

Estos sistemas digitales tienen una inmunidad al ruido de transmisión, ya que como son transmitidas cadenas de bits, ceros o unos, sólo es necesario reconocer, ya sea por el repetidor o receptor si a él a llegado un impulso ("1") o no ("0"). Para observar este efecto compárense las figuras 1.6 y 1.8 del apéndice D.

2.1.3 APLICACIONES DE LA CODIFICACION DIGITAL EN LOS SISTEMAS DE COMUNICACION .

2.1.3.1 MULTIPLEXACION DE DATOS.

La multiplexación de datos es una aplicación sobre la transmisión digital en un formato digital.

La técnica empleada es la multiplexación por división en el tiempo TDM, mediante la cual se atiende a varios transmisores de datos denominados afluentes.

El objetivo de esta técnica es la optimización de el medio de transmisión. Esta optimización va de acuerdo a una reducción de los canales de transmisión.

Por ejemplo, se tienen dos afluentes que requieren comunicarse con dos receptores distintos R1 y R2 tal como se muestra en la figura 1.13 del apéndice D. Normalmente se pensaría que se necesitan dos canales de transmisión distintos, pero la multiplexación de datos dice que no. Esto es que puede usarse el mismo canal para transmitir la información de ambos sin que exista interferencia entre los mensajes, debido al uso de la técnica TDM.

La señal resultante es una señal a mayor velocidad ya que debe llevar la información tanto de un afluente como de otro en la

misma unidad de tiempo. La limitante con la que se encuentra es la del ancho de banda del canal ya que debe tener la capacidad de transmitir tal señal generada.

El concepto es extensivo si se aumenta el número de afluentes.

2.1.3.2 ALMACENAMIENTO DE DATOS.

La codificación digital tiene una aplicación importante en el almacenamiento de información en forma digital y las ventajas que se obtienen es la inalterabilidad de la calidad de la información y almacenamiento de grandes volúmenes de información en los nuevos medios de almacenamiento de datos en grandes cantidades como los discos compactos, elementos de memoria magnéticos como los discos de computadora, etc.

2.1.3.3 CONMUTACION DIGITAL.

La técnica digital no sólo resulta extraordinaria para la transmisión, sino que también ofrece grandes ventajas para la conmutación de señales. Tales ventajas pueden aprovecharse plenamente cuando los sistemas de transmisión y las unidades de procesamiento de conmutación (centrales) son digitales y funcionan mediante procedimientos TDM.

Estas unidades de procesamiento reordenan las señales digitales de acuerdo a los deseos de comunicación, esto es que reordenan la

comunicación entre dos puntos y sólo enlazan a ellos dentro de un gran número de puntos; a la vez enlazan otros pares de puntos simultáneamente.

La conmutación digital se puede basar en dos principios básicos:

1 - Conmutación temporal.

2 - Conmutación espacial.

1 - Conmutación temporal.

Esta conmutación se hace de acuerdo a una memoria de datos por canal o afluentes, esta memoria es actualizada cada ciclo de atención en TDM. Para lograr la comunicación entre dos puntos, estas memorias son programadas para conmutarse entre los puntos que han requerido comunicación, por lo tanto esta programación debe realizarse cada vez que un punto solicita comunicarse con otro conectado a la misma central de conmutación.

Un esquema de este proceso se muestra en la figura 1.16 del apéndice D.

Se denomina temporal porque los códigos provenientes de los afluentes son retardados al experimentar un cambio de tiempo al ser reordenados por el conmutador. Su orden correlativo de entrada al conmutador puede ser cambiado.

2- Conmutación espacial.

Este tipo de conmutación requiere de un procesador o central de varias entradas y salidas correlativas de manera que lo que entra por una de sus entradas puede ser cambiada a otra salida no correspondiente mediante el comando de una memoria programada para hacerlo. Las posiciones de entrada formadas en la multiplexación TDM no varían aunque se de el cambio espacial. La figura 1.17 del apéndice D muestra esta condición.

2.1.3.4 PROCESAMIENTO DE AUDIO, VOZ Y VIDEO.

Otra aplicación de la codificación digital de señales analógicas es el procesamiento computarizado de estas señales.

La técnica se basa en algoritmos complejos que reconocen la estructuración de la señal a ser procesada y mediante un proceso de simulación pueden ser modificadas las características naturales de la señal para convertirla en un nuevo producto con efectos diferentes.

Entre las aplicaciones más comunes están:

- 1 - La sintetización de audio.
- 2 - El mejoramiento de señales de video.
- 3 - La compresión de datos para comunicación.
- 4 - El reconocimiento del habla.

2.2 FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE VOZ.

2.2.1 ANALISIS DE SEÑALES ANALOGICAS.

La naturaleza de la forma de onda de la voz es continua y variable en el tiempo.

Tal tipo de señal no es inherentemente de banda limitada, sino que su espectro se extiende de forma amplia desde los 300 hz hasta aproximadamente los 20 khz sobre el dominio de la frecuencia.

Para comprenderse mejor ésto, obsérvese la figura 2.1 del apéndice D.

Se puede apreciar que las señales de voz tienden a caer rápidamente para las frecuencias altas. De la figura, las frecuencias más altas tienen alrededor de 40 dB menos que los picos de frecuencias abajo de los 4 Khz.

La mayor parte de las características importantes de las señales de voz tales como la inteligibilidad, el tono, el timbre, etc. se encuentran concentradas en las frecuencias por debajo de los 4 Khz.

Con lo que respecta a las señales de audio, su naturaleza es similar a la de la voz, su diferencia es que la potencia de la señal se vuelve insignificante sobre los 20 Khz.

Esto es debido a las características naturales del oído humano, el cual es capaz de percibir sonidos cuyas frecuencias van desde los 20 hz hasta los 20 Khz aproximadamente.

2.2.2 PRINCIPIOS BASICOS SOBRE DIGITALIZACION DE LA VOZ.

Tal procedimiento se conoce como CONVERSION ANALOGO- DIGITAL y hoy en día existen varias técnicas utilizadas para su realización. Este proceso no debe confundirse con la asignación de un código específico como el código gray, el código exceso 3, etc., aunque la conversión análoga- digital involucre de hecho la transformación de una señal analógica en formato de ceros y unos.

A continuación se describe paso a paso el proceso que sigue una señal analógica hasta su transformación en una señal digital, tanto para señales de voz, audio o video.

El objeto de la digitalización es el de transformar una señal de naturaleza analógica en códigos binarios de unos y ceros, por lo tanto, a todo el circuito electrónico encargado de esta labor se le conoce con el nombre de Convertidor Análogo-Digital.

2.2.3 MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (MIC).

La MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS (MIC) convierte una señal analógica en un formato digital por medio de tres procesos separados:

- * MUESTREO.
- * CUANTIFICACION.
- * CODIFICACION.

Cada uno se describirá en detalle a partir de la figura 2.4 del apéndice D.

En cada punto identificado mediante las letras a, b, c, d, e, de la figura 2.4 se puede identificar lo siguiente:

a) Como primer proceso, la señal analógica es limitada en banda por medio de un filtro pasa-bajos cuya frecuencia de corte es igual a la máxima frecuencia deseada en la señal de información.

Para el caso del canal telefónico es de 4 Khz.; y en general depende del tipo de información a transmitir.

b) La señal, ahora de banda limitada, entonces es muestreada; lo cual quiere decir que cada "T" segundos de tiempo el valor de amplitud de esa señal es tomada durante un intervalo de tiempo muy pequeño.

A ese valor de amplitud tomado se le llama MUESTRA, y obviamente cada muestra esta separada de la anterior y de la subsiguiente por un tiempo de "T" segundos. Sobre ese periodo "T" se hablará en detalle más adelante.

c) La señal muestreada es retenida en un circuito especial denominado circuito de retención, con el fin de mantener el valor de la muestra durante el tiempo suficiente para que pueda ser tomado y enviado hacia la siguiente etapa.

d) Mientras transcurre el periodo "T" entre una muestra y otra, la actual debe ser convertida a un valor discreto de amplitud, por el cuantificador.

e) El último paso es convertir ese valor discreto en un código de "n" bits determinado. El formato del código es seleccionado con el objeto de facilitar la transmisión sobre un canal de comunicación dado para obtener la mejor reproducción.

En el receptor el procedimiento que se lleva a cabo es el de decodificación, el cual debe reproducir la señal de banda limitada que ingresó al transmisor como información.

En el decodificador se refleja el efecto de la cuantificación, es decir, el efecto de obtener una señal discreta definida por los valores determinados por el sistema de digitalización.

2.2.3.1 MUESTREO.

Como se habló anteriormente, el muestreo consiste en el procedimiento de tomar el valor instantáneo de amplitud de la señal analógica cada cierto período de tiempo que hasta ahora hemos llamado "T". Puede entonces surgir la pregunta: Cuál debe ser ese tiempo que separa a una muestra de la siguiente?

En 1933 Nyquist realizó estudios e introdujo un teorema que respondía a esta pregunta. Tal teorema es aceptado universalmente hoy en día y es conocido como TEOREMA DE MUESTREO DE NYQUIST, el cual establece que la velocidad de muestreo mínima a la cual es posible recuperar toda la información en una señal de mensaje continua y variante en el tiempo es al menos el doble de la más alta frecuencia en dicha señal de información.

Así la frecuencia mínima de muestreo restringe el tiempo máximo "T" de separación entre muestras.

Véase ahora el efecto del muestreo en el dominio del tiempo en la figura 2.5 del apéndice D.

Como podrá recordarse de líneas anteriores, la velocidad de muestreo depende fundamentalmente de la máxima frecuencia de la señal de mensaje, por consiguiente pueden obtenerse dos conclusiones:

* El filtro pasa-bajos debe tener una frecuencia de corte igual a aquella máxima frecuencia en la señal de información.

* Tal frecuencia máxima de la señal de mensaje depende de la naturaleza de la misma.

Si la información es voz a través del canal telefónico la frecuencia de corte del filtro debe ser de 4 khz.; o, si es de audio tendrá 20 khz.

Comparemos ahora el efecto del muestreo en el dominio del tiempo con el del dominio de la frecuencia en la figura 2.6 del apéndice D.

La señal de banda limitada como puede verse en la figura 2.6, posee una frecuencia máxima más allá de la cual no existe ningún espectro significativo de frecuencia.

En nuestro caso, tal frecuencia máxima es "B" hacia las frecuencias positivas y "-B" hacia las frecuencias negativas. También, una señal de banda limitada de este tipo puede asegurarse a través de las características de un filtro pasa-bajos cuya frecuencia de corte sea precisamente aquella frecuencia "B" de la señal de mensaje.

Como puede notarse, el espectro de la señal muestreada es el mismo de la señal original repetido continuamente a lo largo de todo el espectro.

Cabe hacer énfasis ahora en que la frecuencia central de cada espectro se encuentra separado de los demás "fs" hz., la cual corresponde a la frecuencia o velocidad de muestreo.

Se intuye de esto que la forma del espectro de la señal muestreada depende de esa velocidad "fs" de muestreo.

Los tres casos posibles al variar la velocidad con la que la señal de información es muestreada son:

1) La frecuencia de muestreo "fs" es igual al doble de la máxima frecuencia "B".

$$(fs = 2B)$$

2) La frecuencia de muestreo "fs" es menor que el doble de la frecuencia máxima "B".

$$(fs < 2B)$$

Se produce distorsión.

3) La velocidad de muestreo es mayor que el doble de la máxima frecuencia "B".

$$(fs > 2B)$$

En este caso los espectros quedan bien separados entre si como lo ilustra la figura 2.7 del apéndice D.

2.2.3.2 CUANTIFICACION.

En contraste con el proceso de muestreo, el cual convierte una señal analógica continua en una señal discreta en el tiempo, la cuantificación es aquel proceso en el cual una señal analógica se convierte en una señal de amplitudes discretas.

Observe la figura 2.8 del apéndice D.

El cuantificador posee un rango dinámico de amplitudes que es dividido en pasos discretos. Si todos estos pasos son de igual tamaño, a este proceso se le conoce como CUANTIFICACION LINEAL.

El rango dinámico (RD) en dB define una relación entre el mayor valor de señal y el menor valor a ser cuantificado.

La ecuación 2.1 muestra la relación:

$$RD = 20 \log [V_{\text{máx}}/V_{\text{mín}}] \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.1}$$

donde: $V_{\text{máx}}$, es el valor máximo de señal; y,

$V_{\text{mín}}$, es el mínimo valor a ser cuantificado.

Las muestras entran al cuantificador y son discriminadas en un intervalo de cuantificación particular y son entonces reemplazadas por un valor individual que corresponde a ese rango en el cual se han ubicado.

Para definir un cuantificador de "N" pasos se deben especificar un conjunto de $N+1$ valores de decisión: $X_0, X_1, X_2, \dots, X_n$; y también un conjunto de valores de salida: $Y_1, Y_2, Y_3, \dots, Y_n$.

El intervalo de cuantificación está limitado por los valores de decisión de entrada X_0 y X_n , los cuales corresponden a los valores de amplitud de entrada mínimo y máximo respectivamente que pueden ser recibidos para su cuantificación.

2.2.3.2.1 RUIDO DE CUANTIFICACION.

Obsérvese la figura 2.9 del apéndice D.

Las primeras muestras, sus amplitudes alcanzan con exactitud la mitad del intervalo del nivel de cuantificación correspondiente y en consecuencia es asignado un determinado valor de acuerdo al intervalo de cuantificación en el que la amplitud de entrada esté ubicada.

Al observar la muestra 5 puede notarse que su valor de amplitud está un poco por encima de la mitad de su intervalo de cuantificación. Esta muestra es cuantificada al valor del nivel 3.

De lo anterior puede salir a cuenta un defecto o error en la cuantificación, aún cuando las muestras 4 y 5 no tienen

amplitudes similares, al caer en un mismo intervalo de cuantificación son cuantificadas con un mismo código.

En consecuencia al ser transmitidos y posteriormente recibidos, en el receptor no podrá distinguirse ninguna diferencia y serán reproducidos como si se tratara de señales con amplitudes iguales.

Tal error produce una degradación en la fidelidad de la señal reproducida. A tal degradación se le conoce como ruido de cuantificación. Observe la figura 2.10 del apéndice D.

Es importante mencionar que el error está limitado a " $q/2$ ", siendo " q " el valor del ancho de cada intervalo de cuantificación lineal.

El error de cuantificación antes descrito puede ser representado numéricamente mediante una relación conocida como Relación Señal-Ruido de Cuantificación (SQR), que no es una medición directa del ruido de cuantificación y para el caso general la ecuación 2.2 muestra la expresión de SQR:

$$\text{SQR} = 10.8 + 20 \log (v/q) \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.2}$$

donde: v , representa el valor rms de la amplitud de entrada; y,
 q , es la resolución de los niveles de cuantificación.

Una forma de reducir el efecto del ruido de cuantificación es el de crear subdivisiones dentro de cada uno de los intervalos de cuantificación con el fin de poder hacer más selectiva la cuantificación dentro de los mismos.

El procedimiento que se verifica se describe a continuación:

Cuando la muestra ha sido ubicada en un determinado intervalo de cuantificación, entonces otro proceso similar se lleva a cabo dentro del mismo para tratar de ubicar a la muestra en el subintervalo correspondiente de acuerdo al nivel de su magnitud. Una vez ha sido logrado esto, se le asigna el valor del subintervalo junto con el valor del intervalo respectivo para describir completamente la magnitud de la muestra.

Aunque si bien este proceso no elimina el ruido de cuantificación, logra disminuirlo considerablemente al reducir el valor de la resolución "q" y así la diferencia entre la amplitud real de la muestra y el nivel asignado por el cuantificador.

En el caso de las señales de voz, la mayoría de las muestras tienen valores de amplitud pequeños, siendo posible también la presencia de muestras con mucha mayor amplitud para la misma fuente de voz.

El resultado puede ser la obtención de una gran cantidad de códigos correspondientes a los primeros intervalos de

cuantificación, mientras que los intervalos de cuantificación superiores son poco utilizados. Tal situación produce en general un alto nivel de ruido de cuantificación.

Para solucionar tal problema se proponen dos posibilidades:

a) Aumentar considerablemente del número de intervalos de cuantificación de tal forma de hacer más selectiva la cuantificación.

b) Utilizar algún procedimiento que compense de alguna forma la diferencia de amplitudes entre los valores de mayor ocurrencia que son de pequeña amplitud y aquellos valores menos frecuentes con amplitudes grandes.

La primera alternativa implicaría costos electrónicos muy altos debido a que, como puede darse cuenta, a cada intervalo de cuantificación le es asignado un código binario que indica un valor de amplitud positiva o negativa.

Por consiguiente, al aumentar el número de intervalos de cuantificación aumenta también el número de bits que hay que procesar, lo cual aumenta la complejidad y el costo del sistema aparte de los requerimientos necesarios para la velocidad de transmisión.

La segunda alternativa es la que hoy es mayormente utilizada. Tal proceso recibe el nombre de Compresion y será discutido en detalle posteriormente.

2.2.3.3 CODIFICACION - DECODIFICACION.

La señal a transmitir se obtiene por la codificación de las muestras cuantificadas previamente.

El codificador electrónico asigna a cada muestra una señal de caracter o palabra de "n" bits en la cual se resume toda la información necesaria para su correcta reconstrucción.

Para el codificador el rango dinámico se define mediante la ecuación 2.3:

$$RD = 20 \log [B_{\text{máx}}/B_{\text{mín}}] \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.3}$$

donde $B_{\text{máx}}$ es el código más grande posible y

$B_{\text{mín}}$ es el valor del código de la resolución del codificador.

El formato mayormente utilizado es el de palabras código de 8 bits, del cual a continuación se presenta un ejemplo general:

	MSB							LSB	
POSICION DEL BIT:	7	6	5	4	3	2	1	0	
PALABRA PCM DE 8 BITS	:	1	0	1	0	0	0	1	1

El bit 7 MSB es el bit de signo e indica la polaridad de la muestra de entrada, los 7 bits restantes, desde el bit 6 al bit 0 son los bits que indican la magnitud de tal muestra. Mediante ellos se codifican los valores del nivel y subnivel de cuantificación.

Esta palabra se puede dividir aún en tres segmentos así:

BIT	SIGNIFICADO
7	SIGNO
6	
5	NIVEL DE
4	CUANTIFICACION
3	
2	
1	SUBNIVEL DE
0	CUANTIFICACION

En la decodificación se reconstruye la señal de mensaje, los códigos recibidos son transformados nuevamente en valores de muestras analógicas correspondientes a la señal de información mediante una conversión digital- analógica; y, éstas a su vez son filtradas mediante un filtro paso bajo que reproduce totalmente la señal de información por supuesto con el ruido de cuantificación añadido durante el proceso.

2.2.4 CUANTIFICACION NO UNIFORME (MIC LOG.).

Los cuantificadores MIC uniforme necesitan de varios niveles de cuantificación si se quiere obtener un nivel bajo de cuantificación. Eso acarrea además que el codificador necesita de un número mayor de códigos disponibles correspondientes a los distintos niveles de cuantificación, lo que aumenta el número de bits por palabra-código. Esta situación se convierte en una ventaja o desventaja de acuerdo a la aplicación que se le de al proceso de digitalización de la voz o señal de información. El SQR se determina por el número de niveles del cuantificador mediante el ancho del paso de cuantificación correspondiente a cada nivel, y el rango dinámico determina el rango de amplitudes de señal en que opera sin problemas de saturación el cuantificador.

En los cuantificadores uniformes la resolución es constante y con ella se cuantifica cualquier valor de amplitud de señal de información. Cuando la señal es pequeña, se generan niveles

pequeños de SQR, mientras que para los valores de amplitud de señal grande los niveles de SQR se tornan grandes.

Esto si es una desventaja ya que si la señal de voz que será cuantificada posee niveles que en general son pequeños, se tendrá siempre el problema de tener un nivel de SQR pequeño, y como se sabe, esta relación debe mantenerse lo más alta posible para que la misma señal de información elimine los efectos audibles del ruido de cuantificación.

Esto hace pensar en varios aspectos. Uno de ellos es crear un cuantificador cuyo objetivo sea aumentar el SQR para las señales pequeñas y mantener un adecuado rango dinámico para señales grande. Una manera de lograrlo sería aumentar el número de niveles de cuantificación, para aumentar el número de bits por palabra-código, pero mejoraría la resolución del cuantificador.

Si la aplicación fuese en transmisión esto resultaría un gran problema ya que se limitaría más el uso de un medio de transmisión específico que ya posee sus limitaciones en cuanto al número de bits que puede trasladar en el tiempo. Por otro lado, si la aplicación fuese en almacenamiento, el aumento del número de bits implicaría un notable incremento de los registros necesarios para el almacenamiento de la información.

Todas estas ideas deben tenerse en claro ya que son las consideraciones que se han tenido en el desarrollo de todas las técnicas de compresión de la información.

De esa manera, la técnica MIC no uniforme tiene por objeto mejorar el desempeño de los sistemas MIC uniformes para los valores de amplitud de señal pequeña de manera que no se produzca distorsión por ruido de cuantificación, manteniendo un adecuado rango dinámico.

En los sistemas MIC no uniforme se mantiene una relación no lineal entre las amplitudes de las muestras tomadas de la señal de mensaje y el código que la representa. A esta relación se le conoce como compresión y se da en el transmisor. En el receptor se da el proceso inverso de expansión, y al proceso completo se le conoce como compansión y es representado en la figura 4.1 del apéndice C. En el proceso de compresión se asignan nuevos valores de amplitud a la señal de información, de manera que para los valores de señal pequeña existan mucho más niveles de cuantificación que para los valores de señal grande, buscando mayor discriminación en el rango donde la señal de información posee niveles de amplitud pequeño.

Existen básicamente dos características de compresión- expansión que pueden ser utilizadas para la implementación de un compansor. Estas son las características ley μ y ley A que han sido normalizadas en los E.E.U.U. y Europa respectivamente.

2.2.4.1 LEY μ .

Esta ley es utilizada en norteamérica y Japón. Entre sus características están:

- 1- 8 bits por código MIC.
- 2- Incorporación de las funciones de compansión directamente en el codificador y decodificador.
- 3- El valor de μ es de 255.
- 4- Función logarítmica de representación.

La expresión de compresión se define mediante la ecuación 2.4:

$$V_{sal} = \operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] (V_{m\acute{a}x}) \left[\frac{\ln 1 + \mu \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right|}{\ln (1 + \mu)} \right] \quad \text{Ecuación 2.4}$$

donde: V_{sal} , es el valor de salida del compresor;

V_{ent} , es el valor de entrada de información; y,

$V_{m\acute{a}x}$, es el máximo valor del compresor.

y la relación de expansión se define mediante la ecuación 2.5:

$$V_{sal} = V_{m\acute{a}x} \left[\operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] \left[\frac{1}{\mu} \right] \left((1 + \mu)^{\left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right|} - 1 \right) \right] \quad \text{Ecuación 2.5}$$

donde: V_{sal} , es el valor de salida del expansor;

V_{ent} , es el valor de entrada al expansor proveniente del compresor.

En la práctica para simplificar el proceso de formación de la curva característica fue escogida la cantidad de compresión de $\mu=255$. Esta característica se representa mediante 8 segmentos de recta tal como se muestra en la figura 4.7 del apéndice D.

La pendiente de cada segmento es igual a la mitad de la del segmento anterior. La gráfica muestra la característica de compresión en donde para señales grandes, el intervalo de cuantificación abarca un intervalo de señales de entrada grande y para señales pequeñas los intervalos son pequeños. Con ello se busca un aumento del SQR para señales pequeñas y mantener un adecuado rango dinámico para las señales grandes.

Cada intervalo en el eje de las abcisas aumenta su rango disminuyendo así el nivel de discriminación de valores conforme estos aumentan. Esto se traduce en un aumento del error cometido en la cuantificación de valores grandes de señal en los intervalos superiores de cuantificación.

Los segmentos de esta gráfica corresponden a la parte positiva de la característica, para la cuantificación de valores de muestras positivas. De la misma forma, existe una parte negativa que hace el gráfico total simétrico con respecto al origen, y además se conforman 16 segmentos de intervalos que pueden ser simplificados a 15 ya que el primer segmento de la parte positiva y negativa son colineales.

En cada segmento lineal se hace una subdivisión de 16 subsegmentos de igual tamaño cuyo valor medio representa el grupo de valores de señal lineal incluida en el subsegmento.

Toda esa información del segmento, el subsegmento y el signo de la muestra puede ser introducida en un código binario de 8 bits representativo de dicha muestra, como lo muestra la tabla 2.1:

BIT	7	6	5	4	3	2	1	0
SIGNIFICADO	SIGNO	SEGMENTO			SUBSEGMENTO			

POSICION	ESTADO	SIGNIFICADO
7	0 1	MUESTRA NEGATIVA MUESTRA POSITIVA
6 5 4	$2^3 = 8$ ESTADOS	CADA UNO REPRESENTA A CADA INTERVALO DE CUANTIFICACION.
3 2 1 0	$2^4 = 16$ ESTADOS	CADA UNO REPRESENTA A CADA SUBSEGMENTO DE CUANTIFICACION.

Tabla 2.1 Regla de formación de los códigos MIC no uniforme.

Cada valor de amplitud de cada muestra es identificado dentro del intervalo correspondiente de acuerdo a la tabla de la figura 4.6 del apéndice D , que es una recomendación internacional.

Por ejemplo, el valor de 1953 se ubica dentro del segmento 6 donde los 16 subsegmentos agrupan 64 valores. El código para una muestra positiva correspondiente a este valor es 11011111.

2.2.4.2 DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS MIC LEY μ .

Puede demostrarse que para la señal senoidal el nivel de SQR para 31 valores correspondientes al primer intervalo de cuantificación se excede el mínimo admitido de 26 dB., ya que es de 31.6 dB.

Sin embargo, es difícil encontrar un nivel de SQR para señales grandes ya que el ruido de cuantificación es distinto y son de menor frecuencia de aparición, lo que hace pensar que el SQR depende de ese factor probabilístico. No obstante, considerando estos factores dentro de cada intervalo de cuantificación para el rango dinámico completo, el SQR es de 39.3 dB.

Por otro lado, el rango dinámico que posee también supera el mínimo establecido de 30 dB, de la ecuación 2.6 el RD es:

$$20 \left[\log \left(\frac{8159}{31} \right) \right] = 48.4 \text{ dB} \quad \text{Ecuación 2.6}$$

El desempeño de un sistema MIC no uniforme de este tipo tiene un equivalente con un sistema MIC uniforme de 13 bits tal como se aprecia en la figura 4.37 del apéndice D.

Un sistema MIC con un valor de μ de 100 es representado por 7 bits por palabra-código. Este posee un desempeño menor en 5 dB que un sistema MIC de 8 bits como se ve en la figura 4.13 del apéndice D. Sin embargo, puede perder calidad si se emplean algunos bits de señalización entre códigos.

2.2.4.3 LEY A.

Esta ley es recomendada por el CCITT y es usada en Europa. Tiene las mismas características y ventajas que la ley μ . También puede ser representada por 8 segmentos para la característica positiva y negativa correspondientes a 16 intervalos de cuantificación.

El valor de compresión a que se producen resultados equivalentes a la ley μ es de $A = 87.6$. La expresión matemática de la compresión se define mediante la ecuación 2.7:

$$V_{sal} = V_{m\acute{a}x} * \left\{ \begin{array}{ll} \operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] \left[\frac{A \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right|}{1 + \ln A} \right] & 0 \leq \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| \leq \frac{1}{A} \\ \operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] \left[\frac{1 + \ln A \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right|}{1 + \ln A} \right] & \frac{1}{A} \leq \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| \leq 1 \end{array} \right. \quad \text{Ecuación 2.7}$$

donde: V_{ent} , es el valor de entrada al compresor;

V_{sal} , es el valor de salida del compresor; y,

$V_{m\acute{a}x}$, es el valor máximo del cuantificador.

y la relación de expansión esta dada por la ecuación 2.8:

$$V_{sal} = V_{m\acute{a}x} * \begin{cases} \operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] \left[\frac{\left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| (1 + \ln A)}{A} \right] & 0 \leq \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| \leq \frac{1}{1 + \ln A} \\ \operatorname{sgn} \left[\frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right] \left[\frac{\left[\left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| (1 + \ln A) - 1 \right]}{e^{\frac{1}{1 + \ln A}} - 1} \right] & \frac{1}{1 + \ln A} \leq \left| \frac{V_{ent}}{V_{m\acute{a}x}} \right| \leq 1 \end{cases} \quad \text{Ecuación 2.8}$$

La curva característica se aprecia en la figura 4.9 del apéndice D. Esta curva debido a su composición, posee los dos primeros segmentos colineales, que a su vez son colineales con los correspondientes de la parte negativa, conformando asi un total de 13 segmentos en la característica ley A.

Al igual que el sistema de ley μ cada muestra es cuantificacada de acuerdo a una tabla de valores de entrada- salida y es asignada a un código de 8 bits de igual composición como se mostró para la ley μ . La tabla de la figura 4.10 del apéndice D muestra la relación de valores de entrada- salida para la cuantificación de las amplitudes de las muestras tomadas por el sistema.

Por ejemplo, el valor de 994 se ubica dentro del segmento número 6 donde los 16 subsegmentos agrupan 32 valores. El código para una muestra positiva correspondiente a este valor es de 11011111.

2.2.4.4 DESEMPEÑO DE LOS SISTEMAS MIC DE LEY A.

Aunque posee un rango de valores de señal menor, presenta un rango dinámico similar al de la ley μ , y es debido a que en ambos sistemas se generan códigos de 8 bits con igual resolución binaria de 1 e igual número de códigos posibles (256).

Por otra parte posee una limitante técnica que para el nivel de 0 volts. debido a que es implementada con cuantificadores de la forma mid-riser, mientras que los sistemas μ lo hacen con cuantificadores mid-tread como se ve en la figura 4.14 del apéndice D.

El cuantificador mid-riser para el intervalo central o los valores cercanos a cero, asigna un valor específico diferente de cero, a la derecha es positivo y a la izquierda es negativo; mientras que el cuantificador mid-tread asigna el valor de cero para los valores cercanos a cero en la señal de entrada.

Esto se traduce en un error técnico cuando ocurre el estado de canal desocupado donde ciertos niveles de amplitud aleatorios tienden a ocurrir generando algún problema de ruido.

Cuando la señal es pequeña, el nivel de SQR es pequeño. Además, cualquier ruido puede ser mayor que la señal y podría generar cierta forma de onda que sería codificada por el mismo cuantificador que la señal de información si este no define un valor de cero para niveles de amplitud de entrada cercanos a cero. El efecto se muestra en la figura 4.27 del apéndice D.

2.2.4.5 COMPANSION DIGITAL.

Las técnicas antes mencionadas se basan en la compresión y expansión de las muestras discretas de señal lineal. La compansión digital se logra mediante la compresión de un código MIC uniforme en transmisor y la expansión de este en el receptor. Esta técnica se basa en la transformación combinacional de un código de 12 bits a otro de 8 bits equivalente que asemeja la característica ley μ 255. El proceso se representa en la figura 4.38 del apéndice D.

El proceso consiste en convertir las muestras PAM en códigos binarios de 12 bits y éstos a su vez en códigos equivalentes de 8 bits de la forma que se observa en la tabla 2.2.

La composición de los códigos de 12 bits es sencilla, el bit de la izquierda representa al signo de la muestra, el cual no cambia en la transformación. Los restantes 11 bits son de información, algunos de los cuales se pierden en la recuperación de la señal; el proceso es irreversible. La razón es que con 12 bits se tienen

disponibles 4096 códigos posibles que deben ser comprimidos a 256. El esquema de compresión y expansión digital se muestra en la continuación.

El rango total de códigos de 12 bits a comprimir se ha convertido en 8 segmentos, no obstante, el número de códigos por segmento no es igual, sino que el de un segmento es el doble del anterior.

SEGMENTO	CODIGO GENERADO 12 BITS.	CODIGO COMPRIMI- MIDO 8 BITS.	CODIGO RECUPE- RADO 12 BITS.
0	S0000000ABCD	S000ABCD	S0000000ABCD
1	S0000001ABCD	S001ABCD	S0000001ABCD
2	S000001ABCDX	S010ABCD	S000001ABCD1
3	S00001ABCDXX	S011ABCD	S00001ABCD10
4	S0001ABCDXXX	S100ABCD	S0001ABCD100
5	S001ABCDXXXX	S101ABCD	S001ABCD1000
6	S01ABCDXXXXX	S110ABCD	S01ABCD10000
7	S1ABCDXXXXXX	S111ABCD	S1ABCD100000

Tabla 2.2 Relación de códigos en la compresión y expansión digital.

A diferencia de éstos, los códigos de 8 bits y de 12 recuperados tienen 16 códigos disponibles por segmento, reflejando así el proceso de cuantificación digital.

El código de 8 bits se obtiene mediante el siguiente proceso:

1- El bit de signo permanece invariable.

2- Los siguientes tres bits del código de 8 son el resultado binario de restar de 7 el "número de ceros" que existen a la izquierda de los códigos antes del primer "1" que indica el segmento en cuestión. Por ejemplo, el código 100001011001 es convertido a 10110110. Los siguientes 4 bits a la derecha del primer 1 representan invariablemente los últimos 4 bits del código equivalente de 8 bits.

El código de 12 bits recuperado se forma de una manera inversa al proceso descrito anteriormente, en el cual se pierden los bits menos significativos representados por una "X" en el código inicial. Esto es debido a que se reduce el número de códigos a 16 por segmento, de la siguiente forma: para el segmento 7 existirían 2 códigos posibles donde n es 6, proveniente de los últimos 6 bits menos significativos del código.

La cuantificación se da en el sentido de que el código de 12 bits recuperado se ubica en el centro del segmento correspondiente. Por ejemplo, para el segmento 7 que se va desde S1ABCD000000 hasta S1ABCD111111, el valor del código recuperado siempre será S1ABCD100000.

2.2.5 CUANTIFICACION DIFERENCIAL O MODULACION POR PULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL (MICD).

La codificación MIC ha sentado precedentes importantes en los sistemas de comunicación digital en lo que respecta a la conversión de información de carácter analógico o digital. Tal proceso se realiza mediante el muestreo de la señal a un índice mínimo determinado por el índice de Nyquist, y luego asignado un valor binario equivalente que debe ser uniforme en todo el sistema de codificación.

En la búsqueda de nuevas técnicas que optimicen las comunicaciones digitales es que surge la técnica MICD, que busca aumentar la capacidad de canalización del medio, reduciendo el número de bits por unidad de información, por canal, sin incurrir en defectos profundos de calidad e intelegibilidad de la información. Así, se mejora la banda disponible para poder aumentar el número de canales de señal independientes.

Esta técnica explota la redundancia de la voz conocida como correlación muestra a muestra en la que éstas poseen valores muy semejantes debido a los intervalos de muestreo tan cortos, de manera que no se deja mucho tiempo como para que la señal cambie a amplitudes diferentes a las anteriores.

Por ejemplo, dos muestras de una señal de banda base con ancho de banda "B", tomadas a un intervalo igual al índice de Nyquist,

como se muestra en la figura 4.15 del apéndice D, tendrán un valor tan parecido que el índice de correlación entre ellas será alto, y la diferencia entre sus valores producirá otro valor mucho más pequeño que ellas. La razón es que esa velocidad de muestreo el nivel de la señal no varía notablemente.

Si consideramos todas las diferencias que se producen en las distintas muestras consecutivas, se puede observar que se genera un rango de amplitudes de señal que básicamente es menor que el rango dinámico de los valores absolutos de las muestras.

De esa manera al asignar códigos binarios a las diferencias se nota que son necesarios muchos menos bits que los requeridos en los sistemas MIC de alta calidad sin contradecir esta cualidad, es decir, logrando mantener una calidad aceptable.

2.2.5.1 IMPLEMENTACIONES DE LOS SISTEMAS MICD.

El proceso general de lograr obtener las diferencias entre muestras y cuantificarlas se representa en la figura 4.19 del apéndice D.

El filtro limita la banda de la señal a "B" para ser muestreada y cuantificada. El sentido del integrador es reconstruir el valor de las muestras para extraer la diferencia con la respectiva siguiente. Así, el sistema solo deberá tener la capacidad de manejar el rango dinámico de las diferencias.

El lazo de realimentación es conocido como predictor ya que su función de recuperar las muestras anteriores debe ser idéntica en el receptor como se puede apreciar en la figura 4.22 del apéndice D. El predictor puede ser de distintos órdenes, como primero, segundo, tercero, etc; dependiendo del índice de correlación que exista entre un grupo de muestras sucesivas, las cuales sirvan para la reconstrucción de la señal.

En los sistemas MICD, que operan la diferencia entre los códigos binarios generados, se comete el error de acumular el ruido cometido en la cuantificación de cada muestra reflejado en cada código generado.

El proceso que se verifica es que en el acumulador digital se almacena el código correspondiente a una muestra que ya ha sido cuantificada. Cuando otra muestra entre al sistema, será cuantificada de igual forma hasta obtener el código que será restado del que ya existía en el acumulador. Este ruido no se puede evitar y es irreversible.

2.2.5.2 TIPOS DE IMPLEMENTACIONES MICD.

Existen tres tipos básicos:

- 1- Integración digital y diferenciación analógica.
- 2- Diferenciación e integración analógica.
- 3- Diferenciación e integración digital.

2.2.5.2.1 INTEGRACION DIGITAL Y DIFERENCIACION ANALOGICA.

En la figura 4.21 del apéndice D se representa el proceso.

Las relaciones que rigen el proceso son :

$$D_i = X_i - X_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.9}$$

$$Y_{i-1} = B_i + B_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.10}$$

En la ecuación 2.9 se muestra la diferencia entre muestras sucesivas, mientras que la segunda muestra la reconstrucción digital de las muestras mediante la suma digital de la diferencia digitalizada "Bi" entre las muestras sucesivas "Xi" y "Xi-1" con el valor digital de la muestra anterior. La diferencia entre "Yi-1" y "Bi-1" es de temporización ya que "Bi-1" está primero para la formación de "Yi-1" y así sucesivamente.

2.2.5.2.2 DIFERENCIACION E INTEGRACION ANALOGICA.

El diagrama a bloques de la figura 4.20 del apéndice D muestra el proceso de codificación MICD mediante la diferencia e integración analógica.

La señal "Xi'" es filtrada limitándola a su banda fundamental de inteligencia a una señal "Xi" a la cual es restada el valor "Xi-1" de la señal integrada de la muestra anterior. La diferencia "Di" obtenida se codifica a dígitos binarios para su transmisión.

De estos bits se deriva la reconstrucción de la señal mediante la suma "Di" con el valor de la muestra anterior "Xi-1". El resultado es acumulado en el bloque de muestreo y retención.

La relación es:

$$D_i = X_i - X_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.11}$$

$$X_i = D_i + X_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.12}$$

El proceso de decodificación se realiza bajo las mismas condiciones y es en la conversión análogo- digital y digital-análogo donde la cuantificación genera el ruido de cuantificación.

2.2.5.2.3 DIFERENCIACION E INTEGRACION DIGITAL.

El esquema de la figura 4.21 del apéndice D muestra el tipo de procesamiento MICD puramente digital.

La lógica se rige mediante las siguientes expresiones:

$$D_i = X_i - X_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.13}$$

$$X_{i-1} = D_i + D_{i-1} \quad \text{Ecuación 2.14}$$

La ecuación 2.12 es una diferencia digital "Di" y entre "Di-1" y "Xi-1" existe una diferencia de temporización para la

reconstrucción digital de la señal. "Di-1" representa el valor digital de la muestra anterior.

2.2.8 MODULACION DELTA.

Los cuantificadores delta trabajan sobre el principio básico de los sistemas MICD: la cuantificación sobre las diferencias entre muestras. La variante ahora es que únicamente se emplea un bit para expresar información acerca de cualquier señal. Sea el caso de audio o voz. De esa manera, únicamente se transmite un cero o un uno por cada muestra tomada de información.

Un uno representa si la muestra es mayor que la anterior indicando que la señal es creciente; y un cero si se da el caso contrario. En síntesis se cuantifica de acuerdo al signo de la diferencia entre muestras consecutivas. El esquema del proceso de cuantificación delta se muestra en la figura 4.24 del apéndice D. Nótese que posee la peculiaridad de los sistemas moduladores diferenciales y es el tener el decodificador de igual composición que el lazo de realimentación del codificador.

El filtro limitador se emplea para eliminar aquellas componentes que estén más allá de la banda de la señal. En el sumador están concentrados el muestreador y la etapa de resta. El muestreo se lleva a cabo a razones mucho mayores que el índice de Nyquist ($f_m \gg 2B$, siendo "B" el ancho de banda de la señal). Esto es debido a que se busca con el lazo de realimentación crear una señal

formada por escalones que sea representativa de la señal de entrada, que a razones de muestreo menores no se lograría. Dependiendo del número de integradores usados para la reconstrucción de la señal, se especifica el orden de integración.

Esta señal escalonada se obtiene en la etapa integradora, la cual va acumulando los pulsos o escalones de altura fija que llegarán a conformar la señal. Un escalón se suma o resta del anterior dependiendo si el resultado de la diferencia entra la muestra de la señal y el valor acumulado en el integrador es positiva o negativa respectivamente, tal como se muestra en la figura 4.25 del apéndice D.

Los escalones son generados por el comparador y el generador de pulsos. El comparador produce el signo del resultado de la diferencia entre la señal lineal y la reconstruida en un instante específico; y el generador de pulso da la amplitud del escalón o resolución afectada por la salida del comparador. De igual manera trabaja el decodificador, únicamente que éste posee un filtro que suaviza la forma de onda escalonada.

Sin embargo, este sistema puede incurrir en dos problemas serios que quitan fidelidad al sistema; ellos se derivan del hecho de que se salen de los rangos máximos y mínimos del sistema específico. En estos rangos se establecen los parámetros como la frecuencia de muestreo mínima para la digitalización de la señal y el valor de la resolución máxima que el cuantificador puede

tener. De lo contrario se generarían los problemas de ruido granular de cuantificación y el retraso en la reconstrucción de la señal mostrados en la figura 4.25 del apéndice D.

El ruido granular se da si la señal de información cambia muy suavemente, de manera que al ser cuantificada en escalones muy altos se distorcionaría provocando que la señal que cambia poco en el tiempo, varíe muchas veces en ese intervalo. Es el equivalente al ruido de cuantificación para las amplitudes de señal pequeña en los sistemas MIC.

El retraso se da si la señal de información cambia muy rápido , de manera que el cuantificador no la puede seguir debido a que la velocidad de muestreo que emplea es muy baja.

De todo ello se puede concluir que en el diseño del sistema delta para un desempeño óptimo, se debe buscar un ancho de resolución apropiadamente pequeña como para minimizar los efectos del ruido de cuantificación y que a su vez no incremente la probabilidad de la distorsión por retraso, tomando en cuenta que ésta es menos notable en la recepción audible por las personas.

Entre las ventajas que presenta la cuantificación delta están:

- 1- La simplicidad de los filtros limitadores de banda en el codificador y el decodificador, lo que reduce sus costos.

2- La alta velocidad de muestreo evita el cruce de espectros centrados en los múltiplos de la frecuencia de muestreo como se en la figura 4.29 del apéndice D. Es decir, la interferencia por traslape de espectros.

2.2.6.1 DESEMPEÑO DEL SISTEMA DELTA.

Se puede definir el valor de SQR así:

La potencia del ruido de cuantificación es :

$$N_o = \frac{2 B q^2}{3f_o} \quad (\text{watts}). \quad \text{Ecuación 2.15}$$

donde: B , es la banda de la señal;
 q , es la resolución en voltios;
 f_o , es la frecuencia de muestreo.

Por otro lado la amplitud máxima que se puede tener antes de producir el problema de pendiente retrasada a una frecuencia f es:

$$A = \frac{f_o(q)}{2\pi f} \quad [\text{volts}] \quad \text{Ecuación 2.16}$$

Así, el valor de la potencia promedio S_o de la señal es:

$$S_o = \frac{f_o^2 q^2}{4\pi^2 f} \quad [\text{watts}] \quad \text{Ecuación 2.17}$$

Y el valor de SQR es:

$$SQR = 10 \log \left(f_o^3 / B f^2 \right) - 14 \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación 2.18}$$

2.2.7 CUANTIFICACION ADAPTATIVA.

Como se ha visto, el ruido de cuantificación depende de las características del cuantificador, específicamente de la resolución del mismo. De esa manera, este ruido podría incrementarse si se considera el caso de una cuantificación a códigos binarios de menos bits por palabra- código, por ejemplo, menores o iguales que 4 bits para sistemas MIC; o si se quisiera manejar cualquier tipo de señal en un mismo cuantificador delta para el cual está definido el intervalo de muestreo y la amplitud de la resolución que posee.

Este hecho de reducir el número de niveles de cuantificación provocará un aumento del ruido de cuantificación en el procesamiento de la señal de información, lo que pondrá en evidencia los efectos de degradación de la fidelidad y calidad de la señal de información.

La cuantificación adaptativa busca eliminar tales efectos haciendo la cuantificación a menos niveles más eficiente. Esta técnica se basa en adecuar las características de cuantificación de acuerdo al comportamiento de la señal de información en el tiempo.

Esa adecuación tiene que ver con los niveles de la señal en el tiempo, los cuales mediante una comparación sucesiva, derivan los niveles de adaptación que debe afectar el cuantificador.

2.2.7.1 CUANTIFICADOR MIC ADAPTATIVO O MICA.

Estos sistemas pueden ser considerados como sistemas MIC con resolución variable en el tiempo. Esto es, que la resolución es modificada para la cuantificación de cada nueva muestra de entrada, basado en el conocimiento de las características de la señal de información o de la señal ya cuantificada.

El método se basa en establecer una función de valores posicionados construida de tal manera que cada valor sucesivo dependa de la posición del valor anterior. La posición de los valores se puede derivar del valor de la muestra correspondiente. De esa manera, se puede lograr que los valores de la función, que al final corresponden a la cuantificación y codificación, estén más correlativos, dependan del nivel de la muestra anterior y queden dentro de un rango de valores menor que el que le correspondería a códigos directos MIC uniforme. Así, se puede lograr un aumento indirecto del rango dinámico de la señal de información.

Las relaciones que definen la función de la cuantificación son:

* para establecer el valor de cuantificación "Yr":

$$Y_r = H_r \times \Delta_r / 2 \quad \text{Ecuación 2.19}$$

donde: $\pm Hr = 1, 3, 5, 7, \dots, (2^B - 1)$, posicionador;

Δr , es la resolución. $B \geq 2$.

* para establecer el valor futuro de la resolución Δr , se define la siguiente relación.

$$\Delta r_{+1} = \Delta r \times M(Hr) \quad \text{Ecuación 2.20}$$

Esta expresión muestra la variabilidad de la resolución, la cual depende de la resolución anterior para la magnitud de "Hr" correspondiente. La función "M" es un multiplicador en función de la magnitud de "Hr", es decir, que depende del valor de la amplitud de las muestras tomadas.

El valor de "M" para distintos valores de B (número de bits) se muestra en la tabla 2.3:

No. de bits B		2	3	4
M U L T I P L I C A D O R E S	M1	0.60	0.85	0.80
	M2	2.20	1.00	0.80
	M3		1.00	0.85
	M4		1.50	0.90
	M5			1.20
	M6			1.60
	M7			2.00
	M8			2.40

Tabla 2.3 Multiplicadores para la determinación de la resolución en sistemas MICA.

Nótese que el valor de M depende del número de códigos disponibles, el cual depende el número de bits que definen "Hr". Además, dicho valor aumenta más rápido que como disminuye, debido a que si la señal aumentara muy rápido, el SQR no se vea afectado considerablemente.

El resultado de esta tabla puede ser ejecutado por diferentes implementaciones MIC Adaptativo. Un método alternativo es un cuantificador precedido por un control automático de ganancia variable en el tiempo que mantenga el nivel de la señal constante.

Las implementaciones MIC Adaptativo se realizan restringiendo el rango dinámico de entrada al codificador, el cual se realiza mediante un control automático de ganancia CAG de la señal de información para ajustarla a niveles más homogéneos. Este tipo de implementación es instantánea.

Al ser homogenizada así, se puede esperar que menos bits sean requeridos para la codificación de cada muestra sin incurrir en afectar el nivel de SQR.

El CAG es gobernado por una medición de la potencia de la señal de la cual se genera la porción en que la señal será afectada. Este valor debe ser codificado y transmitido al receptor para que en él se realice el proceso inverso para recuperar la señal original.

El proceso se visualiza en la figura 4.30 del apéndice D.

Nótese que la codificación de ganancia se incluye entre la secuencia de codificación de la señal.

Existen dos modos de operación de estos sistemas:

- 1- Estimación hacia adelante.
- 2- Estimación hacia atrás.

1- ESTIMACION HACIA ADELANTE.

Este modo de estimación, el cuantificador toma información de la señal de entrada tal como el nivel de potencia de un pequeño intervalo, para efectuar ajustes sobre la misma señal que cuantifica. Ello implica un retardo entre la cuantificación y el instante en que está lista la información de ajuste.

2- ESTIMACION HACIA ATRAS.

En este tipo de estimación la cuantificación se realiza tomando información de los códigos de salida del cuantificador para realizar ajustes sobre las siguientes muestras a ser tomadas. Este modo es sobre todo realizado de forma digital, observando los cambios de nivel para darle seguimiento al ajuste de la resolución.

Existen otros tipos de algoritmos mucho más complicados para alcanzar la técnica de cuantificación MIC Adaptativo. Por ejemplo, la adaptación puede llevarse a cabo no por medio de cada muestra de manera instantánea, sino por un intervalo silábico de duración de 5 - 10 ms en el cual se observa el nivel de la señal para realizar e ajuste.

2.2.8 CUANTIFICACION MICD ADAPTATIVA O MICDA.

Esta cuantificación puede ser alcanzada de igual manera que la cuantificación MIC Adaptativa pero con un ligero cambio en los valores de los multiplicadores, derivados de la condición que la correlación entre las diferencias sucesivas es pequeña.

Dichos valores se muestran en la tabla 2.4.

B	2	3	4
M1	0.80	0.90	0.90
M2	1.60	0.90	0.90
M3		1.25	0.90
M4		1.75	0.90
M5			1.20
M6			1.60
M7			2.00
M8			2.40

Tabla 2.4 Multiplicadores para la determinación de la resolución en sistemas MICDA.

Esta técnica al igual que otras busca la reducción del número de bits por muestra, empleando la técnica de adaptatividad para mantener una calidad comparable con sistemas MIC.

La técnica MICDA se basa en la transformación del rango dinámico de la señal de información analizando intervalos de la señal de información en un período de tiempo pequeñísimo. Esta característica hace la diferencia de la cuantificación instantánea ya que implica un retardo en la codificación debido al tiempo que se necesita para la determinación de los ajustes sobre la cuantificación.

Los sistemas MICDA se basan en predictores colocados en los lazos de realimentación que pretenden seguir la señal de información, es decir, integrarla. Pueden ser de varios órdenes dependiendo del grado de correlación que exista entre las distintas muestras sucesivas.

En el caso de existir una baja correlación, el orden de los cuantificadores predictivos debe aumentar para obtener una mayor correlación.

Los predictores son integradores de señal y el número de ellos define el orden de la predicción como se ve en la figura 4.32 del apéndice D.

El acumulador es actualizado dependiendo de la medición de la potencia de la señal durante un intervalo silábico pequeño. Esta medición puede ser tomada de la señal de información o de los códigos generados en el cuantificador.

El ajuste debe ser enviado al receptor para uniformizar el funcionamiento del par codificador- decodificador al mismo orden de predicción.

La tabla 2.5 muestra la comparación entre los sistemas MICD y MICDA, en la que se muestra una alta ganancia en SQR en los sistemas MICDA y MICD sobre los sistemas MIC.

ORDEN DEL PREDICTOR	1	3	5	10
MICD NO ADAPTATIVO	5.4	8.4	8.6	9.0
MICDA ACTUAL. 4ms.	5.6	10.0	11.5	13.0
MICDA ACTUAL.32ms.	5.6	9.8	11.1	12.6

Tabla 2.5 Representación comparativa de ganancia de SQR de los sistemas MICD Y MICDA sobre los sistemas MIC.

Nótese que a 4 ms de actualización de ajuste, la ganancia es mayor debido a la casi periodicidad de la señal de voz que tiende a variar suavemente, es decir, que permanece a bajas frecuencias; mientras que a 32 ms pueden darse modificaciones considerables.

2.2.9 MODULACION DELTA ADAPTATIVA O ADM.

En los sistemas de este tipo se modifica la resolución del cuantificador de acuerdo a las variaciones de la señal de información.

El hecho es que se aumenta la resolución en los intervalos donde la señal cambia abruptamente evitando que se retrase la señal cuantificada; y se disminuye cuando la señal varía suavemente o poco para disminuir la posibilidad del ruido granular de cuantificación, tal como se aprecia en la figura 4.33 del apéndice D.

La adaptación o ajuste es hecha basada en la señal de salida del cuantificador, lo que indica que existe una estimación hacia atrás como se vió anteriormente. De esta manera, y como el integrador del codificador y el decodificador trabajan bajo el mismo algoritmo, se dice que están acoplados a las mismas proporsiones. Excepto si en el medio de transmisión se han dado errores de cambios de bits.

El proceso de cuantificación se realiza de la siguiente manera:

1- Se verifica una secuencia de bits de la salida del cuantificador, el número de bits de la secuencia depende del cuantificador, sin embargo, debe ser mayor o igual a dos bits ya que sólo así se puede inferir acerca de los cambios de la señal.

2- Estos bits pasan a un lógica de adaptación para la determinación del ajuste de la resolución del cuantificador. Debido a ello la predictividad está en que el ajuste se aplica sobre las nuevas o últimas muestras tomadas.

El esquema de un modulador delta en las etapas de codificación y decodificación se muestra en la figura 4.34 del apéndice D.

Nótese que la misma secuencia de bits "br" es usada para establecer el ajuste de la resolución, por lo que no es necesario transmitir además el parámetro de proporcionalidad hacia el receptor para homogenizar su integración.

Además, nótese que la resolución " Δ_r " depende del valor de la resolución anterior " Δ_{r-1} ".

En el caso de que la observación se haga sobre dos bits sucesivos "br" y "br-1", el ajuste es determinado por la siguiente fórmula:

$$\Delta_r = \Delta_{r-1} \times p^{[br (br-1)]} \quad p \geq 1 \quad \text{Ecuación 2.21}$$

Donde "p" es el factor de incremento o decremento de la resolución. Para el sistema delta lineal $p = 1$; y el valor de p óptimo para minimizar la potencia del error de cuantificación es de 1.5.

Los sistemas ADM manejan rangos dinámicos entre 30 a 40 dB y para un ancho de banda de señal base de 3.3 khz, una frecuencia de muestreo de 60 khz y $p = 1.5$ se da una ganancia de 10 dB arriba de los moduladores delta lineales.

Existe otro tipo de técnica adaptativa que se ha vuelto más representativa de la modulación delta adaptativa. Esta técnica es denominada modulación por cambios continuos de pendiente (CVSD del inglés). Esta técnica codifica cambios en las pendientes y no en la amplitud de las muestras.

En ella existen valores predefinidos de pendientes, entre los cuales el cuantificador elige uno para establecer el seguimiento o integración de la señal. El cuantificador se basa en la secuencia de bits de salida para establecer el valor de la pendiente que cuantificará la muestra siguiente. Por ejemplo, pueden existir valores estándar de pendiente tales como 1,2,4,6,16, válidos para selección. La elección puede realizarse a través de la observación de los últimos tres bits transmitidos; y, la dirección del crecimiento o decrecimiento de la pendiente se puede establecer por medio del bit que está siendo transmitido. Así, se puede establecer una relación entre los códigos de tres bits formados y la elección de las pendientes, tal como se aprecia en la tabla 2.6.

BIT ACTUAL	BIT ANTERIOR	BIT ANT.AL ANT.	PENDIENTE A SER TOMADA
0	0	0	LA SIGUIENTE MAYOR
0	0	1	SE MANTIENE IGUAL
0	1	0	LA SIGUIENTE MENOR
0	1	1	LA SIGUIENTE MENOR
1	0	0	LA SIGUIENTE MENOR
1	0	1	LA SIGUIENTE MENOR
1	1	0	SE MANTIENE IGUAL
1	1	1	LA SIGUIENTE MAYOR

Tabla 2.6 Relación de adaptatividad de la pendiente en el sistema CVSD.

El proceso es continuo y no se espera a que hayan sido transmitidos tres bits para realizar el ajuste. Sin embargo, el proceso se lleva a cabo frecuentemente en intervalos silábicos observando o midiendo el nivel de la señal durante unos cuantos milisegundos (no más de 100ms). Los cambios en la pendiente que se refleja en el valor de la resolución del cuantificador es el resultado de observar cadenas de unos o ceros en la salida del codificador, hasta que estos patrones dejan de existir.

En la figura 4.35 del apéndice D se presenta un esquema de un proceso CVSD.

El sistema sensa los valores de dos o tres bits por vez. La función de control de pulso que modifica la resolución del cuantificador se basa en las siguientes reglas:

1- Si los tres bits sucesivos son del mismo signo, el ancho de la resolución es incrementado.

2- De otra manera es decrementada.

El desempeño de este cuantificador muestra un bajo nivel de ruido de cuantificación.

2.2.10 COMPARACION ENTRE MODULADORES MIC Y DELTA EN FUNCION DE SUS VENTAJAS RELATIVAS.

1- La filosofía de funcionamiento de ambos sistemas ha establecido que los moduladores MIC tienen mayor dificultad de implementación que los delta.

2- Los moduladores delta deben emplear velocidades de muestreo mucho mayores que las técnicas de digitalización MIC. Esto genera la dualidad de que si es necesaria la reducción de bits por unidad de información si se aumenta la velocidad de muestreo. Definitivamente, una justificación válida se encuentra dentro de la aplicación específica que se le da al cuantificador.

3- Lo anterior se refleja en el hecho de que se llega al uso extensivo de velocidades de transmisión elevadas, limitando el uso de los medios de transmisión y/o almacenamiento.

4- Los moduladores delta emplean un solo bit por palabra- código, mientras que los sistemas MIC tienen más de uno.

5- Los sistemas MIC son los de mejor desempeño en cuanto a la recuperación de la señal de información, aunque por el número de bits que emplea, pone en ventaja las aplicaciones tales como la transmisión y el almacenamiento de información, ya que se requiere una velocidad de transmisión mayor, o mayor número de registros para el almacenamiento.

6- En la transmisión de información, el desarrollo de las técnicas básicas en cada tipo de cuantificación ha reflejado que se obtienen diferentes calidades de reproducción a diferentes velocidades de transmisión como se muestra en el esquema de la figura 4.36 del apéndice D.

2.3 FUNDAMENTOS TEORICOS SOBRE CODIFICACION DE IMAGENES Y VIDEO.

2.3.1 MUESTREO Y CUANTIFICACION DE IMAGENES.

La señal de luminancia proveniente de una cámara, cuya naturaleza es continua, puede ser digitalizada de tal forma que una trama puede ser dividida en pequeños elementos tales como las casillas de un tablero de ajedrez. La imagen digitalizada de esta forma puede ser definida por una matriz cuyas dimensiones determinan la cantidad de elementos que la conforman, estos elementos reciben el nombre de píxeles.

Para fines de manipulación, a un pixel puede asignársele una variable como nombre. Cada pixel está definido para una posición específica (x,y) , y nos proporciona con su magnitud el nivel de gris existente en esa posición de la imagen. La notación $P(3,1) = 6$ nos indica que el pixel "P" cuyas coordenadas son $x = 3$, $y = 1$, posee un nivel de gris igual a 6.

Durante el proceso de digitalización de imágenes, cada pixel puede tomar un valor de intensidad de entre aquellos definidos por la escala de gris. Un ejemplo de ella se muestra en la figura 5.5 del apéndice D. Al trabajar con los píxeles como variables, dos parámetros son fundamentales para su definición: las coordenadas del pixel, y el grado de iluminación del pixel, que es mejor conocido como el nivel de gris del pixel. El nivel de gris suele representarse por la letra G, y debe cumplir que:

$$0 < G < L$$

donde "L" es el valor máximo de la escala de gris.

2.3.1.1 MUESTREO DE IMAGENES.

La posición de un pixel es definida por coordenadas rectangulares. Al proceso de digitalización de la ubicación espacial de un pixel se le denomina muestreo de la imagen. La imagen puede ser dividida en igual número de píxeles a lo ancho y a lo alto (arreglo cuadrado) o puede ser dividida para producir otras formas geométricas (arreglo rectangular, circular, etc.). Para facilitar el manejo de la señal y su procesamiento, el ancho y alto del arreglo se eligen de tal forma que la dimensión sea el resultado entero de una potencia de 2 (tamaño $N * N, N = 2^m$). Donde N es el tamaño de los lados y m es un valor entero positivo.

El significado físico del muestreo se aprecia en la figura 5.3 del apéndice D.

2.3.1.2 CUANTIFICACION DE IMAGENES.

La cuantificación de una imagen se representa en la figura 5.3 del apéndice D la cual muestra los distintos niveles de gris para distintos píxeles.

La intensidad de un pixel es definida por la brillantez de la imagen en esa posición particular. Al proceso de digitalización

de la intensidad lumínica de un pixel se denomina cuantificación del nivel de gris. La intensidad de un pixel puede variar desde un valor mínimo (nivel de negro) hasta un valor máximo (nivel de blanco). La cantidad de niveles de cuantización definen la escala de gris equitativamente dividida; la cantidad de niveles suelen elegirse de tal forma que sea el resultado de una potencia entera de 2 ($G = 2^n$), donde n es un valor entero positivo.

La cuantificación de una imagen consiste en dividir el rango de variación de la señal eléctrica en " L " intervalos discretos, de tal forma que a cada pixel se le adjudica uno de los valores de este rango, aproximándolo al valor discreto permitiendo que se encuentre más cercano al valor real. Dado que el nivel de la señal eléctrica es equivalente a la brillantez de la imagen, se establece una equivalencia respecto a este rango y la brillantez, esto se conoce como escala de gris de la imagen, si existen " L " intervalos, quiere decir que existen " L " posibles niveles de gris. El nivel de gris de un pixel es la información que primordialmente es codificada, por eso se selecciona la cantidad de bits de un imagen en base a la escala de gris.

A partir de la cantidad de pixeles que conforman una imagen, los niveles de gris que puede tomar cada pixel es posible calcular la cantidad de bits necesaria para digitalizar una imagen:

$$\text{BITS POR IMAGEN} = \# \text{ DE PÍXELES POR IMAGEN} \times \# \text{ BITS POR PÍXEL}$$

Si la imagen se conforma por la misma cantidad "N" de pixeles tanto a lo alto como a lo ancho, y si los niveles de gris "G" estan determinados 2^n , entonces la cantidad de bits requerida para digitalizar una imagen es:

$$b = N \times N \times n \quad \text{Ecuación 2.22}$$

donde $N = 2^m$.

Para fines de procesamiento, la información de cada pixel respecto a su nivel de gris puede ser almacenada en un byte, si sobrara espacio en un mismo byte, puede ser almacenado más de un pixel en él. No es recomendable que un mismo pixel quede almacenado en dos bytes diferentes.

La tabla de la figura 5.6 del apéndice D muestra la cantidad de bits requeridos para digitalizar una imagen, considerando distintos niveles de gris asi como cantidad de pixeles.

La tabla de la figura 5.7 del apéndice D muestra la cantidad de bytes que se requieren, bajo las condiciones antes descritas, para la digitalización de imágenes. Como base de comparación, el muestreo y la cuantificación de imágenes se ha normalizado de la siguiente forma:

* Para aplicaciones normales que requieren de procesamiento de imágenes se utilizan 256×256 pixeles y la escala de gris contiene 64 niveles distintos.

* Para señales de video monocromático (TV B/N) se utilizan 512 x 512 píxeles y la escala de gris contiene 128 niveles distintos.

2.3.1.3 EFECTOS DEL MUESTREO Y LA CUANTIFICACION SOBRE LA CALIDAD DE LA IMAGEN.

La resolución de las imágenes digitalizadas dependen tanto del muestreo como de la cuantificación. Se obtiene una mayor resolución a medida que se incrementa el muestreo y/o la cuantificación. Sin embargo, la resolución de una imagen no suele satisfacer el criterio de calidad impuesto por el usuario; esto se debe a la incongruencia que existe entre lo objetivo y lo subjetivo. A veces una imagen de media resolución es calificada de buena calidad por el usuario.

Experimentalmente se ha llegado a formular tres criterios en base a las consideraciones subjetivas del usuario, así tenemos:

* En general, la calidad de la imagen digitalizada es función directa de la cantidad de bits que se destinan para el muestreo y cuantificación de la misma.

* A medida que una imagen está compuesta por más detalles, se requieren , menos niveles de gris para su cuantificación, debido a que no es necesario resaltar totalmente el número de detalles distintos que la imagen contenga.

* La calidad alcanzada con un cierto valor de "b" (cantidad de bits para la digitalización de la imagen) no implica la intercambiabilidad entre "N" y "n" para lograr la misma calidad de imagen.

El muestreo y la cuantificación uniforme sólo es útil para el tipo particular de imágenes para el que ha sido diseñado, y no puede mantener la calidad de la imagen si los detalles son modificados en gran medida.

La solución para aquellas imágenes cuyos detalles pueden ser críticos en un momento, y en otro ser muy pobres, es el uso del muestreo y/o la cuantificación no uniforme.

El muestreo no uniforme pretende distribuir el número de píxeles acorde a las características de cada región de la imagen, manteniendo constante el total de píxeles utilizados aunque los detalles varíen. El muestreo adaptativo pretende mejorar la presentación de la imagen realizando un muestreo más fino donde la imagen posee más detalles, y un muestreo regular donde la imagen carezca de muchos detalles.

Con esta técnica se vuelve necesario el concentrar el muestreo alrededor de las transiciones frecuentes del nivel de gris entre un píxel y su vecino. Dado que para esta técnica se requiere la detección de contornos de las imágenes sólo se justifica su uso si la imagen esta constituida por regiones uniformes y regiones

con detalles (por ejemplo, el rostro de una persona con una pared de fondo).

También puede ser utilizada la cuantización no uniforme para aquellas imágenes que presentan variación de detalles en distintas regiones de la misma. La cuantificación que se adapta a las características de la imagen puede desarrollarse en dos formas distintas:

a) Dado que el ojo humano posee una respuesta muy pobre ante los cambios abruptos en la intensidad luminosa, pueden ser destinados pocos niveles de gris cerca de los contornos de las imágenes; mientras que se utilizan más niveles de gris en las regiones uniformes para evitar los falsos contornos. Debido a que los niveles de gris determinan la cantidad de bits para cuantificar cada pixel, si en general se han destinado 3 bits a cada pixel (8 niveles de gris) y se utilizan sólo dos bits para los pixeles cercanos a los contornos (4 niveles de gris), entonces pueden utilizarse 4 bits para los pixeles de las regiones uniformes (16 niveles de gris) y aún mantenerse constante la cantidad total de bits para toda la imagen.

b) Los niveles de gris pueden ser divididos en una escala no uniforme, o sea que para "G" niveles de gris, y una intensidad máxima "I", el tamaño de cada nivel no corresponde a I/G . La determinación del tamaño de cada nivel es definida por la detección de la frecuencia con la que ocurren todos los niveles

posibles; si cierto rango de niveles ocurre muy frecuentemente, entonces a estos niveles se les cuantifica finamente, mientras que los niveles que ocurren raramente se les cuantifica de una forma menos discriminante.

2.3.2 RELACIONES BASICAS ENTRE PÍXELES.

2.3.2.1 VECINOS.

Cada pixel posee ciertos vecinos con quienes pueden establecerse alguna relación; los tipos de vecinos de un pixel pueden ser:

- * vecinos horizontales y verticales.
- * vecinos diagonales.

A los cuatro vecinos horizontales y verticales de un pixel "p" se les puede agrupar como $N4(p)$.

A los cuatro vecinos diagonales de un pixel "p" se les puede agrupar como $ND(p)$.

Los ocho vecinos de un pixel "p", los horizontales, los verticales y los diagonales se les puede agrupar como $N8(p)$.

Si "p" se encuentra cerca de algún borde, entonces puede que no exista alguno de los pixeles antes agrupados por su vecindad.

2.3.2.2 CONECTIVIDAD ENTRE PÍXELES.

Para el procesamiento de imágenes es útil el observar dos guías: el nivel de gris y la conectividad entre un conjunto de píxeles.

Respecto al nivel de gris, el procesamiento puede establecer una condición a cumplirse respecto al nivel de gris de los píxeles, por ejemplo, puede establecerse la condición de que dos píxeles posean la misma intensidad o nivel de gris, o que el nivel de gris de cada píxel este comprendido entre un rango predefinido (7,8,9). A cualquiera de estos casos le llamaremos condición sobre el nivel de gris.

La conectividad entre dos píxeles combina los conceptos de vecindad y condición sobre el nivel de gris, de manera que se verifican tres tipos de conectividad:

a) Conectividad en 4. Se verifica entre dos píxeles "p" y "q" tales que "q" forme parte del conjunto de vecinos verticales u horizontales de "p" ($N_4(p)$) y que además ambos cumplan con la condición sobre el nivel de gris.

b) Conectividad en 8. Se verifica entre dos píxeles "p" y "q" tales que "q" forme parte del conjunto de vecinos de "p" ($N_8(p)$) y que además ambos cumplan con la condición sobre el nivel de gris de cada uno.

c) Conectividad Mixta. Se verifica entre dos pixeles "p" y "q" siempre que se cumpla la condición sobre el nivel de gris y que:

i) "q" forme parte de $N_4(p)$, o

ii) "q" forme parte de $ND(p)$ pero que ninguno de los pixeles vecinos horizontales y/o verticales de p pertenezcan a alguno de los pixeles vecinos horizontales y/o verticales de q.

Si entre dos pixeles "p" y "q" existe conectividad, entonces se dice que estos pixeles son adyacentes. Si el pixel "p" pertenece a una región de la imagen (S_1) y que pertenece a otra región de la misma imagen (S_2), entonces se dice que S_1 y S_2 son adyacentes.

2.3.2.3 ADYACENCIA ENTRE PÍXELES.

Para dos pixeles $p(x,y)$ y $q(s,t)$, se puede recorrer un camino para llegar de uno a otro mediante el paso por las siguientes coordenadas:

$$\{(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)\}$$

donde: $(x_0, y_0) = (x, y)$

$(x_n, y_n) = (s, t)$

el camino entre estos dos pixeles estará determinado por el tipo de adyacencia establecida, ya que (x_i, y_i) debe ser adyacente a

(x_{i-1}, y_{i-1}) para todo "i" tal que $1 \leq i \leq n$; donde "n" es la longitud del camino, bien sea este:

- paso en 4, si existe adyacencia en 4.
- paso en 8, si existe adyacencia en 8.
- paso mixto, si existe adyacencia mixta.

Se dice que un pixel "p" está conectado a un pixel "q" en la región "S" si existe un paso entre ellos con sólo pixeles que permanezcan en S.

Para un pixel "p" que pertenece a "S", los pixeles que pertenecen a "S" y además poseen conectividad con "p" son denominados componentes conectados de S.

2.3.2.4 DISTANCIA ENTRE PÍXELES.

Entre los pixeles puede definirse la función distancia (D) si:

a) $D(p, q) \geq 0$ la distancia de "p" a "q" es mayor o igual a cero; si la distancia de "p" a "q" es cero entonces $p = q$.

b) $D(p, q) = D(q, p)$

c) $D(p, z) \leq D(p, q) + D(q, z)$

Existen tres tipos de funciones distancia:

- * Distancia Euclidianana.
- * Distancia de Bloque Local.
- * Distancia de Tablero.

Considerando dos pixeles $p(x,y)$ y $q(s,t)$, tenemos:

1. La distancia Euclidianana se define por:

$$D_e(p,q) = [(x-s)^2 + (y-t)^2] \quad \text{Ecuación 2.23}$$

Aquellos pixeles cuya D_e desde el pixel $p(x,y)$ sea menor o igual a una constante K , conformarán un disco con centro en (x,y) y radio K .

2. La distancia de bloque local se define por:

$$D_4(p,q) = |x-s| + |y-t| \quad \text{Ecuación 2.24}$$

Aquellos pixeles cuya D_4 desde el pixel $p(x,y)$ sea menor o igual a una constante K , conformarán un diamante centrado en (x,y) de diagonal $2K+1$.

3. La distancia de tablero se define por:

$$D_8(p,q) = \max(|x-s|, |y-t|) \quad \text{Ecuación 2.25}$$

Aquellos pixeles cuya D8 desde el pixel $p(x,y)$ sea menor o igual a una constante K , conformarán un cuadrado centrado en (x,y) de lado $2K+1$.

2.3.2.5 OPERACIONES ENTRE PÍXELES.

Las operaciones aritméticas que pueden ser realizadas entre los pixeles son:

* Suma * Resta * Multiplicación * División

Estas operaciones aritméticas pueden ser realizadas entre dos pixeles cualesquiera o entre un pixel y una constante.

Las operaciones aritméticas entre un pixel y otro pueden ser utilizadas para crear efectos sobre las imágenes tales como adición de dos imágenes o algún otro efecto superpuesto.

Una de las principales aplicaciones de las operaciones aritméticas se verifican en el procesamiento de imágenes mediante máscaras.

También pueden ser realizadas operaciones lógicas entre pixeles, pero estas se restringen a imágenes cuya escala de gris es binaria (blanco o negro).

Las aplicaciones posibles son:

* And

* Or

* Not

o cualquiera de sus combinaciones.

2.3.3 CONCEPTOS BASICOS SOBRE TRANSFORMACION DE IMAGENES.

La teoría sobre transformación de imágenes es fundamental para el estudio del procesamiento de imágenes, así como para su digitalización. Básicamente, la transformada es una herramienta para facilitar la manipulación de imágenes digitalizadas, mediante el análisis matemático de las señales bidimensionales.

La transformación de imágenes es utilizada para la codificación, mejoramiento, reconstrucción y/o la descripción de imágenes; el uso de las transformadas permite operar fácilmente modificaciones sobre el contenido de la imagen.

Las distintas transformadas que estudiaremos pueden agruparse a partir de su utilidad, en la siguiente forma:

1. La Transformada de Fourier.
2. Las Transformadas de Walsh, Hadamard y del Coseno Discreta.
3. La Transformada de Hotelling.
4. La Transformada de Hough.

La transformada de Fourier es la mas utilizada en general para los distintos tipos de procesamiento de imagen ya descritos. Su utilidad se basa en la descripción del contenido espectral de frecuencias de la señal de imagen. A partir de su espectro de frecuencias, una imagen puede ser procesada fácilmente por operaciones aritméticas sencillas. Existe una forma de reducir la cantidad de operaciones que se requieren para obtener la transformada de Fourier en forma aproximada, esto se logra al trabajar con la transformada de Fourier rápida. La transformada de Fourier es la herramienta por excelencia para el procesamiento en el dominio de la frecuencia.

Las transformadas de Walsh, Hadamard y la del coseno discreta poseen una propiedad en común con la transformada de Fourier: la separabilidad; de esta forma, se obtienen procesamientos tan rápidos como los obtenidos con la transformada de Fourier rápida.

Estas transformadas son utilizadas principalmente en la codificación de imágenes.

La transformada de Hough es utilizada en las técnicas de segmentación de imágenes, que es muy utilizada para el procesamiento de imágenes en aplicaciones biomédicas, para la compresión de imágenes, inspección y localización de objetos, y hasta puede utilizarse para el reconocimiento de caracteres en la imagen.

La transformada de Hotelling es utilizada en la compresión de imágenes y principalmente para la rotación de imágenes con el fin de reorientar objetos o secciones extraídos de una imagen principal.

2.3.3.1 LA TRANSFORMADA DE FOURIER.

La definición matemática de la transformada de Fourier depende de ciertos parámetros de la función bajo estudio; estos parámetros son:

a) la cantidad de variables de la función.

- unidimensional (función de una variable)
- bidimensional (función de dos variables)
- tridimensional (función de tres variables)

b) la naturaleza de la función.

- función continua
- función discreta

Una de las utilidades de la transformada de Fourier de cierta función es que proporciona información sobre el contenido de frecuencias que esta posee. El espectro de frecuencias puede ser utilizado con dos propósitos distintos:

a) Detectar, mediante la falta o exceso de una banda de frecuencias en el espectro, si es necesario realizar algún procesamiento en la señal o activar alguna función especial en la visualización de las imágenes.

b) Mejorar la calidad de la imagen mediante la modificación directa del espectro de la señal. Esto se logra mediante el uso del teorema de la convolución para facilitar la operación de corrección.

Las operaciones requeridas para obtener el resultado exacto tal como lo expresa la definición matemática de la transformada de Fourier son muy extensas; existe necesidad de que estas operaciones sean realizadas por un computador o similar, y por lo tanto, demasiadas operaciones consumirán mucho tiempo. Se ha creado un procedimiento alternativo que es adecuado para implementarlo con un computador, este procedimiento es llamado la Transformada de Fourier Rápida. Prácticamente en todas las aplicaciones es utilizado este procedimiento por su simplicidad.

2.3.3.2 LA TRANSFORMADA DE WALSH.

La definición matemática de la transformada de Walsh muestra que la transformada inversa puede ser obtenida con el mismo procedimiento, sin ninguna diferencia en el cálculo.

Además, la transformada de Walsh posee la propiedad de separabilidad, lo cual permite que el procesamiento se simplifique aún más. Finalmente, el algoritmo utilizado para obtener la transformada de Fourier rápida puede ser modificado fácilmente para calcular la transformada de Walsh rápida, con la ventaja que requiere de menos espacio en memoria para almacenar el resultado.

2.3.3.3 LA TRANSFORMADA DE HOTELLING.

La transformada de Hotelling se desarrolla a partir de las propiedades estadísticas de una imagen, tal como la transmisión repetida de una imagen a través de un medio de transmisión ruidoso; el efecto del ruido sobre esta imagen se puede determinar mediante la probabilidad estadística del ruido en el medio.

Para el procesamiento con esta transformada, la imagen digitalizada se deja ordenada en una sola secuencia de pixeles; el resultado es un conjunto serial donde se han colocado primero todos los pixeles de la primera columna de la matriz, luego todos los pixeles de la 2 columna, y así sucesivamente.

$$f(x,y) = \begin{bmatrix} a(0,0) & a(0,1) & . & . & . & a(0,n) \\ a(1,0) & a(1,1) & . & . & . & a(1,n) \\ . & . & . & . & . & . \\ . & . & . & . & . & . \\ a(m,0) & a(m,1) & . & . & . & a(m,n) \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación 2.26}$$

$$S = a(0,0) \ a(1,0) \ \dots \ a(m,0) \ a(0,1) \ a(1,1) \ \dots \ a(m,1) \ \dots \ a(m,n)$$

A partir de este ordenamiento, la transformada de Hotelling da como resultado un arreglo matricial de vectores que apuntan en la dirección de la máxima variación de los píxeles. Esta propiedad puede ser utilizada para la rotación de objetos que han sido extraídos de las imágenes, con el fin de dejarlos alineados. Mediante operaciones basadas en el algoritmo de la transformada de Fourier rápida se puede ejecutar fácilmente la rotación tal como se muestra en la figura 5.12 del apéndice D.

La transformada de Hotelling es útil también para la codificación de imágenes, ya que la transformada provee información sobre cuales son los coeficientes que poseen mayor información sobre la imagen; seleccionando estos coeficientes en la transformada, el error introducido al codificar se espera que fuese influyente ya que se ha modificado la información (se han tomado menos coeficientes), pero el proceso de transformación y la selección adecuada de estos coeficientes han demostrado que el error cometido es mínimo; el resultado es un proceso de codificación más eficiente.

2.3.3.4 LA TRANSFORMADA DE HOUGH.

Esta transformada es utilizada para detectar relaciones estructurales entre los píxeles de una imagen, tal como la detección de bordes mediante la observación del cambio en la intensidad de un píxel.

La transformada de Hough puede detectar la colinealidad de varios puntos mediante la simple evaluación de un banco de celdas de acumulación donde se realizan operaciones matemáticas entre los distintos puntos del plano de la imagen y sus intensidades. El resultado es un algoritmo relativamente corto y de muy baja complejidad, que puede proveer información sobre contornos, o colinealidad de diversos píxeles.

2.3.4 METODOS DE CODIFICACION DE IMAGENES Y VIDEO.

2.3.4.1 PROCESO DE CODIFICACION.

El proceso de digitalización de imágenes determina por sí mismo la cantidad de bits para representar una imagen. En algunas aplicaciones, tal como la transmisión de información es necesario reducir esta cantidad de datos mediante la codificación de la información que está contenida en la imagen. El propósito de la codificación puede identificarse dentro de una de las siguientes características:

1. Necesidad de compresión de los datos de la imagen, para un mejor aprovechamiento del canal de comunicación.
2. Transmisión de imágenes.
3. Extracción de caracteres, en aplicaciones de procesamiento para tecnología médica, publicitaria, etc.

Un elemento fundamental en la codificación es la preservación de la fidelidad, debido a que la información de primer orden que produce el muestreo y cuantificación de la imagen será trasladado a otro patrón de información mediante el uso de los códigos.

El proceso de codificación de imágenes es el resultado de tres operaciones mostradas en la figura 5.14 del apéndice D.

La operación de mapeo esquematiza los datos de entrada para convertirlos del dominio de píxeles a otro dominio que el cuantificador y el codificador puedan utilizar eficientemente con el fin de que menos bits sean requeridos para codificar la información que aquellos requeridos para codificar la información original.

Los coeficientes resultantes en el mapeo son una relación entre todos los elementos de imagen. Esa relación es del tipo producto vectorial en la que cada elemento de imagen posee 2^m diferentes valores para ser representados. El nuevo dominio de valores, si existen N elementos de imagen, requerirá un número igual a $2^{m \cdot n}$ de valores para ser representados, lo que indica que se formarán palabras de código de longitud " mn " para cada nuevo elemento.

De esa forma se ha incrementado el número de bits por palabra, lo cual no es el objetivo de la codificación. Así, el cuantificador se encargará de redondear los valores de los coeficientes forzándolos a un número de bits limitado de salida.

El método utilizado para la cuantificación es la asignación de intervalos llamados bins. El proceso de cuantificación es irreversible ya que una vez asignado el bin, no se puede determinar qué valor de coeficiente "y" hubo a la entrada. Esto introduce un error de cuantificación igual a la diferencia entre el valor asignado por el cuantificador menos el valor del coeficiente "y" que ingresó a él.

La cuatificación redondea cada dato del mapeador a uno de entre varios valores posibles; se reduce el número de valores para utilizar menor número y tamaño de códigos.

Este proceso asigna al valor redondeado por el cuantificador un único código binario a partir del cual es posible conocer el valor de entrada correspondiente. Por esta razón, este proceso es reversible, y no introduce un error extra al de cuantificación. El objetivo del codificador es usar el menor número de bits posible para generar los códigos binarios representativos del proceso de Mapeo y Cuantificación.

2.3.4.2 TECNICAS DE CODIFICACION.

En base al objetivo del codificador en cuanto al tamaño de las palabras, se puede lograr una eficiencia alta si se emplean códigos de diferente longitud de acuerdo a la probabilidad de ocurrencia de los valores de entrada al codificador. De esa manera, se asignan códigos más cortos para los valores con

posibilidad grande de ocurrir, y códigos más largos para los menos posibles.

La entropía define el número de bits promedio mínimo por código para el proceso de codificación; ésta se calcula mediante la siguiente ecuación:

$$H = - \sum_{k=1}^m P_k \log_2 (P_k) \quad \text{Ecuación 2.27}$$

donde: P_k , es la probabilidad de ocurrencia del k-ésimo valor de entrada.

Por otro lado el número de bits promedio por código de un codificador es definido de acuerdo a la probabilidad de ocurrencia de los valores de entrada, mediante la fórmula:

$$R = \sum_{k=1}^m L_k P_k \quad [\text{bits}] \quad \text{Ecuación 2.28}$$

donde: L_k , es la longitud del código con probabilidad P_k de la ocurrencia de la k-ésima entrada.

A medida que el valor de R se aproxima al valor de H , se dice que el codificador se acerca a su nivel óptimo en el uso eficiente de la codificación.

Entre los códigos posibles para realizar la codificación de imágenes están:

- * Código Huffman.
- * Código B.
- * Código desplazable o código S.

2.3.4.2.1 CODIGO HUFFMAN.

Este es un ejemplo de los Códigos decodificables en un solo sentido, es decir que una secuencia de bits puede ser decodificada sin confusión. La formación del código Huffman es muy simple y requiere de un proceso de estimación secuencial mediante un árbol que discrimina los códigos de mayor probabilidad de aquellos con menor probabilidad de ocurrencia; la entropía de este código es de 2.14 bits, y el valor de R es de 2.20 bits, lo cual indica una buena condición de eficiencia en el codificador en cuanto al número de bits que utiliza para codificar.

El primer paso en la formación del código Huffman es el ordenamiento de los valores de entrada (las distintas intensidades de luz E1-E6) en base a su probabilidad de ocurrencia, colocandolos en orden descendente; la tabla 2.7 muestra un ejemplo:

VAL. ENT	PROBABIL.
E1	0.4
E4	0.3
E6	0.1
E2	0.1
E3	0.06
E5	0.04

Tabla 2.7 Probabilidad de ocurrencia de 6 valores de entrada E.

A continuación se agrupan en forma sucesiva aquellas entradas de menor probabilidad formando parejas, de tal forma que la probabilidad resultante se va sumando. Este proceso se repite hasta llegar a tener una sola pareja de probabilidades:

ENT	PROB	PASO 1	PASO 2	PASO 3	PASO 4
E1	0.4	0.4	0.4	0.4	0.6
E4	0.3	0.3	0.3	0.3	0.4
E6	0.1	0.1	0.2	0.3	
E2	0.1	0.1	0.1		
E3	0.06	0.1			
E5	0.04				

Tabla 2.8 Agrupación de entradas con menor probabilidad de ocurrencia.

La asignación del código se realiza partiendo del último paso hacia el primero; en la primera pareja se asigna un cero y uno a cada probabilidad de acuerdo al patrón que se desee como resultado. Luego, a cada grupo que ha sido resultado de una suma se le agrega un cero o uno al código de sus dos componentes. Así tenemos el siguiente árbol:

ENT	PROB	PASO 8	PASO 7	PASO 6	PASO 5
E1	0.4 1	0.4 1	0.4 1	0.4 1	0.6 0
E4	0.3 01	0.3 01	0.3 01	0.3 01	0.4 1
E6	0.1 000	0.1 000	0.2 001	0.3 00	
E2	0.1 0010	0.1 0010	0.1 000		
E3	0.06 00110	0.1 0011			
E5	0.04 00111				

Tabla 2.9 Asignación de código a cada pareja.

La tabla 2.10 muestra el resultado de la codificación junto con las probabilidades de ocurrencia de cada una de las entradas; obsérvese que los valores de entrada más probables poseen códigos mas cortos.

VAL. ENT	PROBABIL.	CODIGO
E1	0.4	1
E2	0.1	0010
E3	0.06	00110
E4	0.3	01
E5	0.04	00111
E6	0.1	000

Tabla 2.10 Códigos asignados a las entradas E de acuerdo a su probabilidad de ocurrencia.

2.3.4.2.2 CODIGO B.

Los códigos están formados por bits de continuación "C" y bits de información. Estos últimos están en una cantidad "n" por cada bit de continuación "C" que exista en una palabra.

Los bit C pueden ser 0 ó 1 de acuerdo a cualquiera de las dos siguientes reglas:

1-Puede ser 0 indicando que el pixel tiene un nivel de gris oscuro y 1 si tiende a ser claro.

2-Puede ser 0 ó 1 para indicar la longitud de la palabra código, con fines de identificación; ya que pueden ser de diferentes longitudes y así requerir más bits tipo C.

Por ello se dice que este código no es instantáneo, ya que en este caso necesita observar el valor del siguiente bit C para determinar la información que contiene. La tabla 2.11 presenta un ejemplo de códigos para 8 valores de entrada:

ENTRADA	B1	B2
E1	C0	C00
E2	C1	C01
E3	COC0	C10
E4	COC1	C11
E5	C1C0	C00C00
E6	C1C1	C00C01
E7	COCOC0	C00C10
E8	COCOC1	C00C11

Tabla 2.11 Formación de códigos B1 y B2.

2.3.4.2.3 CODIGO DESPLAZABLE O CODIGO S.

Este código utiliza únicamente como base cuatro códigos de 2 bits. La lógica de creación del código desplazable es que para las primeras 3 entradas se asignan los códigos 00, 01 y 10. El código 11 se utiliza para expresar que la entrada está en el

siguiente rango de tres valores de entrada, para los cuales se completa la palabra. Con los mismos tres pares de bits asignados a las primeras tres entradas en el mismo orden. Estos quedan como bits menos significativos siempre. Si aún así se cae fuera, se vuelve a indicar con otro par de bits, el código 11.

El siguiente código se ha formado de la manera descrita anteriormente; este es denominado código S2.

ENTRADA	CODIGO
E1	00
E2	01
E3	10
E4	1100
E5	1101
E6	1110
E7	111100
E8	111101

Tabla 2.12 Formación del código S2.

2.3.4.3 CODIFICACION LIBRE DE ERRORES.

La codificación tiene por objeto la digitalización binaria reversible, de manera que, pueda ser obtenida mediante la decodificación una señal de información que sea replica de aquella que fue ingresada al sistema. Con esta idea se trabaja el concepto de codificación libre de errores.

Para obtener una codificación libre de errores deben ser considerados los siguientes criterios:

1- Elección del código de mapeo.

Debe elegirse una técnica tal, que reduzca la aleatoriedad de los niveles de gris. Por ejemplo, en vez de codificar las intensidades absolutas se pueden codificar las diferencias entre píxeles adyacentes. Con ello, se puede lograr reducir o concentrar los niveles de gris en un rango más uniforme.

2- Elección del código ideal para el tipo de imagen.

La selección de un código es orientada de acuerdo a la aplicación específica del procesamiento de imágenes o digitalización. Los códigos de diferente longitud resultan eficaces cuando los distintos niveles o coeficientes que se están codificando, dentro de un rango dinámico específico aparecen con distinta frecuencia unos de otros. Los códigos de igual longitud tienen la ventaja de ser almacenados por bytes, de manera que tienen la ventaja de ser procesados por equipos informáticos comunes.

3- Elección de la técnica que reduzca el volumen de bits.

Por ejemplo, existe una técnica que muestra la secuencia de codificación de píxeles y además optimiza las características de la codificación binaria de una imagen dependiendo de su composición: la codificación de contornos.

Esta técnica tiene por objeto identificar la conformación de una imagen de acuerdo a los niveles de gris de píxeles o coeficientes

adyacentes. La idea es conformar el contorno de pixeles que poseen la misma intensidad y enviar información acerca de los pasos de formación del contorno. Existen otros tipos de técnicas para la codificación de contornos.

2.3.5 APLICACION DEL PROCESAMIENTO DE IMAGENES.

El procesamiento de imágenes es una facultad muy potente de los sistemas de comunicación digital. Básicamente, el procesamiento puede ser utilizado para el mejoramiento de imágenes, la reestauración de imágenes, o para producir efectos especiales. En esta sección trataremos los diversos campos de aplicación del procesamiento.

2.3.5.1 MEJORAMIENTO DE IMAGENES.

El mejoramiento de imágenes se basa en un criterio subjetivo de la fidelidad, y por lo tanto, su eficiencia depende del tipo de imágenes que se procesan; existen técnicas especiales para solucionar problemas específicos, pero no existe una técnica universal que mejore la apariencia de cualquier tipo de imagen.

Debido a que la digitalización de imágenes y su procesamiento forman un campo nuevo y en desarrollo, se pretende únicamente presentar las nociones fundamentales para comprender la mayoría de los métodos que existen o que puedan aparecer en el mercado. Estos métodos se basan en uno de dos posibles técnicas:

* Procesamiento en el Dominio Espacial.

* Procesamiento en el Dominio de la Frecuencia.

La forma mas sencilla de Procesamiento en el Dominio Espacial es la transformación del nivel de gris de una imagen; esta consiste en modificar el nivel de gris de cada pixel mediante la discriminación de su nivel original y acentuando o reduciendo el nivel de gris para añadir mayor contraste a la imagen. Otra técnica utilizada en el procesamiento en el dominio espacial es el uso de máscaras para definir el nivel de gris que le corresponderá a cada pixel; esta técnica es muy utilizada con el procesamiento para eliminar manchas en las imágenes, en la reconstrucción de imágenes, segmentación de imágenes o detección de la estructura principal de un cuerpo.

Por otra parte, un ejemplo del mejoramiento de la imagen por procesamiento en el dominio de la frecuencia es el acentuamiento de los contornos; mediante el uso de una función de transferencia que intensifique las componentes de alta frecuencia de $F(u,v)$ se obtendrá la corrección deseada con sólo efectuar el producto $H(u,v)$ por $F(u,v)$ y luego calcular la transformada inversa del resultado, esta será la imagen digitalizada con el mejoramiento de los contornos.

Existe una relación entre estas dos técnicas y su justificación matemática. La técnica de Procesamiento en el Dominio Espacial es

* Procesamiento en el Dominio Espacial.

* Procesamiento en el Dominio de la Frecuencia.

La forma mas sencilla de Procesamiento en el Dominio Espacial es la transformación del nivel de gris de una imagen; esta consiste en modificar el nivel de gris de cada pixel mediante la discriminación de su nivel original y acentuando o reduciendo el nivel de gris para añadir mayor contraste a la imagen. Otra técnica utilizada en el procesamiento en el dominio espacial es el uso de máscaras para definir el nivel de gris que le corresponderá a cada pixel; esta técnica es muy utilizada con el procesamiento para eliminar manchas en las imágenes, en la reconstrucción de imágenes, segmentación de imágenes o detección de la estructura principal de un cuerpo.

Por otra parte, un ejemplo del mejoramiento de la imagen por procesamiento en el dominio de la frecuencia es el acentuamiento de los contornos; mediante el uso de una función de transferencia que intensifique las componentes de alta frecuencia de $F(u,v)$ se obtendrá la corrección deseada con sólo efectuar el producto $H(u,v)$ por $F(u,v)$ y luego calcular la transformada inversa del resultado, esta será la imagen digitalizada con el mejoramiento de los contornos.

Existe una relación entre estas dos técnicas y su justificación matemática. La técnica de Procesamiento en el Dominio Espacial es

equivalente a la función de correlación. La técnica de Procesamiento en el Dominio de la Frecuencia es equivalente a la transformación por Fourier.

2.3.5.2 MEJORAMIENTO DE IMAGENES POR MODIFICACION DEL HISTOGRAMA.

Los pixeles pueden poseer un valor que oscile dentro de la escala de gris. Un histograma de una imagen como se ve en la figura 5.9 del apéndice D, nos puede mostrar cuantitativamente si existen tonos muy predominantes, dando como resultado una imagen oscura o una imagen demasiado brillante.

Puede establecerse cierta relación sobre las características de una imagen y su histograma. El método que se presenta produce un mejoramiento de la imagen modificando su histograma de una forma específica. El tipo o grado de mejoramiento obtenido depende de la naturaleza del histograma resultante.

Un histograma que presente mucha concentración de tonos en alguna sección de la escala de niveles de gris, dará como resultado una imagen deficiente y muy difícil de discernir. La ecualización del histograma es una forma de mejorar estas imágenes mediante el uso de una transformación que da como resultado un histograma más uniforme; esto incrementará de manera indirecta el rango dinámico de los pixeles, tal y como se muestra en la figura 5.11 del apéndice D.

2.3.5.3 ALISAMIENTO DE IMAGENES.

Algunas imágenes representan imperfecciones debido al muestreo deficiente o al medio de transmisión. Este efecto puede ser reconocido por la aparición de pequeñas manchas en la imagen o por planos de un mismo tono que aparecen manchados.

Una de las técnicas para eliminar estas imperfecciones en el dominio espacial consiste en la promediación de nivel de gris de cada pixel respecto a sus vecinos, el procedimiento consiste en evaluar una sección cuadrada de $n \times n$ pixeles alrededor del pixel bajo promediación; se obtiene la suma y el promedio de intensidades de los pixeles dentro del cuadrado, y el resultado es la intensidad del pixel central. La desventaja de este procedimiento es que cerca de los contornos se produce un efecto de mezcla atenuada entre las regiones de distinta intensidad, observándose una imagen borrosa en general.

Para evitar esto, en el procesamiento puede introducirse un criterio de umbral para sustituir el pixel respectivo por su valor promedio con los vecinos; así, si la diferencia entre la intensidad original del pixel y el valor promedio con los vecinos es menor al umbral, entonces se sustituye el valor promedio, pero si la diferencia sobrepasa el umbral, entonces el pixel queda inalterado y se conservan en gran manera los contornos de la imagen.

Otra forma utilizada consiste en evaluar el pixel en particular respecto a sus vecinos, pero no se toma el valor promedio del cuadro $n \times n$, sino su media. Este proceso es muy útil cuando la naturaleza del ruido consiste en componentes de transientes muy altos tal como la nieve en las imágenes de T.V. Este método mantiene en gran forma los bordes de las imágenes.

En el dominio de la frecuencia se utiliza un filtro pasa bajos, mediante procesamiento con la transformada de Fourier, para eliminar las componentes de alta frecuencia que caracterizan a las transiciones muy marcadas entre dos niveles de gris adyacentes. El criterio a considerar es la frecuencia de corte del filtro, ya que debe conservarse lo suficientemente alta para no eliminar mucho porcentaje de la potencia de las componentes de frecuencia de la imagen, ni recortar las componentes que permitan la clara definición de los contornos; pero la frecuencia de corte debe eliminar aquellas componentes que provoquen la distorsión en la imagen.

La última técnica consiste en tomar el promedio de múltiples imágenes. Para eliminar el ruido mediante este proceso, es necesario que respecto a las coordenadas de cada pixel, su valor promedio sea cero. Bajo estas condiciones, al promediar "K" imágenes se podrá eliminar el ruido, de tal forma que si incrementamos "K", la variabilidad de la imagen quedará reducida. La única dificultad de este método consiste en registrar y procesar las imágenes de tal forma que cada pixel se alinie con su correspondiente antecesor.

2.3.5.4 PERFECCIONAMIENTO DE IMAGENES.

Las imágenes pueden ser mejoradas en calidad si se sobresaltan los bordes de las imágenes; esto elimina la falta de definición en los contornos y produce en general una imagen más clara.

La técnica en el dominio espacial consiste en evaluar el gradiente de cada pixel en la imagen. Por simple asociación, cuando utilizábamos el proceso de promediación del nivel de gris en los pixeles se degeneraban los bordes de las imágenes; dado a que el proceso de promediación es análogo a la iteración, es de esperar que la diferenciación tendrá el efecto contrario permitiendo una mejoría en la definición de los bordes.

Al obtener el gradiente de cada pixel, puede procesarse de diversas formas según el fin que se pretenda. Si asignamos a cada pixel "p" de la imagen original el valor "q" del gradiente de dicho pixel, entonces tendremos una imagen que muestra solamente los contornos, mientras que los planos uniformes aparecen como zonas negras. Para enfatizar los bordes, puede utilizarse un criterio de umbral para decidir si el pixel "z" de la nueva imagen toma el valor del gradiente "q" si estamos por arriba del umbral, o el valor original "p" si el gradiente no es muy alto. Igualmente pueden seleccionarse funciones que muestren en vez del gradiente "q", un nivel de gris "Lg" si el gradiente es mayor al umbral, o el mismo pixel original "p" de lo contrario.

En el dominio de la frecuencia, por intuición podemos decir que el mejoramiento de los bordes de una imagen se puede lograr mediante un proceso de filtrado paso alto a través de la transformada de Fourier. Este proceso permitira que se mantengan las componentes de alta frecuencia, pero las componentes de baja frecuencia seran canceladas; este resultado dara un efecto de mejoría relativa en los contornos, pero hará que las regiones uniformes con distinto nivel de gris parezcan ser una sola. La corrección a este efecto consiste en la técnica de énfasis de las altas frecuencias, permitiendo una mejoría en las tonalidades que se presentan, ya que las componentes de baja frecuencia no son canceladas por completo. En el procesamiento de imágenes de rayos X por ejemplo, se obtienen resultados de muy buena calidad, si después del proceso de énfasis en las altas frecuencias se produce una equalización del histograma; el resultado será una imagen bien definida y con grandes contrastes.

2.3.5.5 MEJORAMIENTO BASADO EN UN MODELO DE IMAGEN.

El procesamiento en el dominio de la frecuencia para esta aplicación proporciona una mejoría en la apariencia de una imagen mediante la compresión del rango de brillantez y enfatizando el contraste a la vez. Este proceso se basa en el estudio de un caso especial de los sistemas homomórficos.

La componente de luminancia de una imagen es generalmente caracterizada por variaciones suaves de la intensidad. La

componente de reflectancia tiende a variar abruptamente, particularmente en las uniones de objetos muy distintos. Se requiere por lo tanto, una función de filtrado que afecte de distinta forma las componentes de alta frecuencia y las de baja frecuencia de una imagen. El filtro homomórfico afecta a cada una de estas componentes por separado, dando como resultado la compresión del rango dinámico y el mejoramiento del contraste simultáneamente al atenuar las bajas frecuencias y amplificar las altas frecuencias.

2.3.5.6 PROCESAMIENTO DE COLOR.

Ante la necesidad de extraer la mayor información posible de la imagen digitalizada, el procesamiento de color se ha introducido para facilitar la detección e interpretación de imágenes. Existen básicamente dos distintas técnicas para el procesamiento de imágenes por color:

- * Procesamiento por pseudo-color.
- * Procesamiento por color falso.

El espectro de colores visibles es nuestro marco de referencia, y la estructura del ojo humano nuestra restricción; el ojo puede reconocer los colores mediante la combinación de los tres colores primarios, pero de la teoría del color se deduce que todas las combinaciones posibles de los tres colores primarios no reproduce todo el espectro de colores visibles, pero sí satisface en buena medida este espectro.

A partir del modelo físico del ojo humano, se ha construido el televisor a color de tal forma que el revestimiento interno de la pantalla está conformado por una matriz de conjuntos de tres puntos de fósforo electro-sensible; cada punto emite uno de los tres colores primarios, de tal forma que se regula el color mediante la combinación adecuada de la emisión de cada punto.

Para distinguir los distintos colores, se requiere la evaluación de dos características:

- * Crominancia.

- * Brillantez.

Se ha definido a partir de un extenso trabajo experimental que la crominancia puede ser definida a través de los coeficientes tricromáticos, y basta con dos de estos coeficientes para definir la crominancia.

Dado que cada color es definido por los valores triestímulo, podemos establecer una primera relación respecto a los pixeles para el procesamiento de color:

$$P(x,y) = I_r(x,y) + I_g(x,y) + I_b(x,y) \quad \text{Ecuación 2.29}$$

donde: P, es el pixel;

I_r , es la intensidad de rojo;

I_g , es la intensidad de verde;

I_b , es la intensidad de azul.

2.3.5.6.1 TECNICA DE RECORTE POR INTENSIDAD.

Es el procesamiento de color más sencillo para el trabajo con pseudo- color.

Consiste en realizar un seccionamiento de la escala de gris, seleccionando "M" niveles de gris que funcionen como frontera para "M+1" regiones dentro de toda la escala. Luego, se asigna a cada región una tonalidad de color, manteniendo la correspondencia entre la dirección de la variación del nivel de gris y la dirección de la variación del espectro de colores.

Entre mayor cantidad de regiones se definan, mayor será la calidad de la imagen a color. Esta técnica es muy utilizada en procesadores de color de bajo costo y muy sencillos. Su aplicación va desde estudios de suelos hasta aplicaciones médicas.

2.3.5.6.2 TRANSFORMACIONES DEL NIVEL DE GRIS A COLOR.

Esta técnica también utiliza el procesamiento en el dominio espacial, pero produce resultados más amplios respecto a la anterior.

Consiste en la obtención de tres transformadas independientes, a partir del nivel de gris de cada pixel. Cada uno de los resultados de cada transformada será alimentado como una de las

señales de los colores primarios, produciéndose una imagen compuesta cuyo contenido de color es determinado por la naturaleza de las funciones de transformación tal como se muestra en la figura 5.15 del apéndice D.

2.3.5.6.3 TECNICA DE FILTRADO.

Esta técnica se basa en el procesamiento en el dominio de la frecuencia. Su análisis se realiza mediante la observación y separación del contenido espectral de frecuencias de la imagen.

Para trabajar con esta técnica es necesario utilizar la transformada de Fourier para poder filtrar las frecuencias correspondientes a cada color primario; así tendremos:

- Las altas frecuencias corresponden al color rojo.
- Las bajas frecuencias corresponden al color azul.
- Las frecuencias medias corresponden al verde.

Un modelo de procesamiento del color en el dominio de la frecuencia se muestra en la figura 5.16 del apéndice D. Esta técnica permite un mejor procesamiento y produce una muy buena calidad de imagen a color, debido a los múltiples factores que se toman en cuenta para la obtención del color.

Las técnicas de procesamiento estudiadas en este capítulo muestran la capacidad que poseen los sistemas de comunicación

digital para video, y las técnicas de digitalización de imágenes para introducir una sustancial mejora en la calidad de la imagen. Además del procesamiento instantáneo para eliminación de ruido o distorsiones, así como la enfatización en los contrastes y la optimización del rango dinámico de los píxeles, funciones que también son reducibles en sistemas analógicos; los sistemas digitales introducen:

* Almacenamiento de imágenes: mediante un dimensionamiento adecuado de acuerdo a las tablas de las figuras 5.6 y 5.7 del apéndice D puede ser almacenada una imagen o un conjunto de ellas sin introducir daños a largo plazo por almacenamiento, ya que se utiliza una codificación binaria para aprovechar los recursos digitales ya disponibles (memorias RAM, ROM, disco laser, etc.).

* Ampliación de imágenes: mediante la interpolación del nivel de gris en coordenadas fraccionales, puede ser ampliada una imagen agregando un procesamiento basado en gradientes y el uso de transformación espacial.

* Discriminación y/o separación de imágenes: mediante la determinación de los contornos de los detalles, y utilizando las relaciones entre píxeles vecinos (conectividad, pasos, distancias, etc.) puede extraerse de la imagen una región, o puede detectarse la presencia de un objeto en particular.

* Reconstrucción de imágenes: conociendo la fuente de degradación, puede ser corregida y reconstruida una imagen mediante procesamiento en el dominio de la frecuencia: un ejemplo es la remoción de manchas causadas por el movimiento lineal uniforme de la imagen.

2.4 FUNDAMENTOS SOBRE TRANSMISION DIGITAL.

Durante la transmisión de señal en forma digital en los sistemas de comunicación digital, la sincronización juega un papel fundamental. Ya sea en la Transmisión Paralela como en la Transmisión Serie de datos es necesario identificar que bits corresponden a que caracter, o sea que debe existir cierta concordancia entre los datos y el instante en que se transmiten; esto es la sincronización en la transmisión.

2.4.1 TIPOS DE SINCRONIZACION PARA LA TRANSMISION.

Existen cuatro formas diferentes para establecer el inicio y el final de la transmisión de datos:

- 1-Sincronización por bit o por reloj.
- 2-Sincronización coherente o por portadora.
- 3-Sincronización por caracter.
- 4-Sincronización por mensaje.

1- Sincronización por Bit o po Reloj.

La sincronización por bit o por reloj es aquella que extrae el reloj de temporización de la señal recibida. Esta técnica es utilizada cuando se realiza la transmisión mediante códigos de linea adecuados, de tal forma que la terminal receptora posea además del decodificador de información un circuito para obtener la señal de reloj. Esta sincronización es orientada a los equipos

de comunicación que manejarán directamente una línea de transmisión.

2- Sincronización Coherente o por Portadora.

La sincronización coherente o por portadora se refiere a aquellos sistemas de comunicación digital que utilizan la modulación digital para la transmisión. Durante el proceso de demodulación se realizan operaciones sobre la señal recibida para obtener la señal portadora original y así extraer la información que se transmitió mediante la mezcla de la señal recibida y la portadora extraída de ella. Esta sincronización es utilizada para los equipos de comunicación que manejan un sistema de radiotransmisión o una línea de transmisión analógica.

3- Sincronización por Mensaje.

La sincronización por mensaje es utilizada en redes donde el contenido de la información es identificado a partir del protocolo de comunicación; este establece el inicio y final de la transmisión mediante mensajes de reconocimiento, de tal forma que el equipo receptor identifica en que momento se está llevando a cabo una comunicación. Este tipo de sincronización está orientada a operaciones entre equipos de comunicación de datos que operan en redes locales o regionales.

4- Sincronización por Caracter.

En esta sección se estudiará la sincronización por caracter de la cual existen dos formatos para llevar a cabo la comunicación: formato Sincrono y formato Asíncrono.

2.4.2 TRANSMISION SINCRONA Y ASINCRONA.

En la transmisión Asíncrona, cada caracter o dato posee su propia información de sincronización para avisar al receptor sobre la ubicación del primero y último bit del dato; debido a esto, la transmisión asíncrona puede enviar un dato y luego dejar el canal desocupado, transcurrido un cierto tiempo enviará el siguiente dato. El formato asíncrono facilita de gran forma la determinación de los instantes de muestreo en el receptor.

En la transmisión síncrona, un único caracter de sincronismo es transmitido al inicio del mensaje; con esta técnica, el reloj del transmisor y el receptor deben poseer exactamente la misma frecuencia debido a que la única sincronización se verifica al inicio del mensaje. El formato síncrono permite una mayor velocidad en la transmisión de grandes volúmenes de datos en forma más eficiente. La transmisión síncrona permite bajo ciertas condiciones la recuperación de la señal de reloj con sólo recibir la señal de datos.

La sincronización por caracter es muy frecuente en los sistemas de transmisión de datos; el uso de la sincronización por bit y por portadora es más común en los sistemas de transmisión de voz.

2.4.3 PROPOSITO DE LOS CODIGOS DE LINEA.

A pesar de lo sencillo que parece la transmisión por banda base, se ha comprobado que no es posible realizar la transmisión de señales binarias sin ningún acondicionamiento previo para el medio de transmisión. Los códigos de línea son los encargados de llevar a cabo este acondicionamiento, y sus propósitos principales son:

1-Eliminar largas sucesiones de un mismo bit, ya que esto provocaría una acumulación de señal DC en la línea, y algunos medios están restringidos por el uso de transformadores para acoplamiento, o se realiza un filtrado de las bajas frecuencias.

2-Incrementar la eficiencia en la transmisión, mejorando la inmunidad al ruido con el uso de la mínima potencia de transmisión al utilizar formas de onda menos sensibles al ruido del canal.

3-Posibilitar la extracción de sincronización, que sólo puede lograrse si se garantizan las suficientes transiciones o cruces por cero en la señal transmitida. Esto permitirá al receptor realizar fácilmente la sincronización por bit.

4-Se minimiza la interferencia entre canales adyacentes, limitando la densidad espectral de potencia del código en sus componentes de baja frecuencia.

5-Se reduce el ancho de banda que requerirá la transmisión para asegurar que la señal digital sea recibida sin distorsión y a la vez se permite el uso mas eficiente del ancho de banda del medio de transmisión.

2.4.4 CODIGOS DE LINEA MAS COMUNES.

Una primera característica que diferencia a los códigos de línea es el tipo de voltajes que generan en la transmisión, así pueden diferenciarse los códigos de línea monopolares y los códigos de línea bipolares; los códigos de línea monopolares sólo utilizan un nivel de voltaje para la transmisión, haciendo que la señal varíe entre un nivel de voltaje V (+2 voltios por ejemplo) y cero voltios. Los códigos de línea bipolares utilizan dos niveles de voltaje para la transmisión, usualmente se usa el mismo nivel de voltaje pero con polaridades distintas (+2 y -2 voltios por ejemplo). Obsérvense los tipos de codificación en la figura 3.14 del apéndice D.

Existen dos códigos en particular que salen de esta regla, los código ternarios y los códigos correlativos. Los códigos ternarios utilizan una forma similar al código bipolar, excepto por el hecho de que el código bipolar hace uso solamente de dos

niveles de voltaje, mientras que el código ternario utiliza los tres niveles de voltaje (+2, -2 y 0 voltios por ejemplo). Los códigos correlativos utilizan mas de dos niveles para la transmisión, y el nivel de voltaje de salida es definido por la historia previa de la secuencia de bits; esto permite una mayor velocidad sin sacrificar la confiabilidad.

Otro factor que diferencia a los códigos de línea es la forma como se comporta el nivel de la señal dentro del intervalo de tiempo asignado a la transmisión de un solo bit; de esta forma se clasifican los códigos de línea así:

- código NRZ.
- código RZ.

La figura 3.15 del apéndice D muestra como se comportan los códigos durante la duración del tiempo de un bit. En la figura se ha utilizado por simplicidad un código monopolar, pero la definición se extiende para los códigos bipolares también.

El código NRZ no es apropiado para la transmisión por línea por las razones siguientes:

- a) La componente de c.c. en el código NRZ no puede ser procesada por los transformadores de línea. Además dicha componente dificultaría la corrección en los repetidores regenerativos del trayecto de transmisión.

b) Los repetidores regenerativos tienen que generar de la señal entrante la temporización para su propia sincronización. En el código NRZ no es suficiente la información para dicha temporización debido a las posibles largas secuencias de "0" o de "1".

Esto hace que un código sea mejor que otro para responder a las limitantes del medio, proporcionando las suficientes transiciones para la recuperación de reloj, reduciendo el ancho de banda o introduciendo la capacidad de corrección de errores.

Los principales códigos de línea que se utilizan para la transmisión en sistemas digitales son:

- 1-código AMI
- 2-código Manchester
- 3-código BNZS
- 4-código HDBN
- 5-código PST

1- CODIGO AMI.

La información es codificada con tres niveles de voltaje distintos, cero, +V y -V. El espacio es codificado siempre como cero; la marca es codificada como +V o -V, de tal manera que la polaridad sea alternada con la ocurrencia de cada marca. En la figura 3.17 del apéndice D se muestra la formación de un código AMI.

2- CODIGO MANCHESTER.

Utiliza un ciclo de onda cuadrada con cierta fase para codificar la marca, y un ciclo con fase totalmente opuesta para codificar un espacio; tal como se aprecia en la figura 3.20 del apéndice D.

Con este tipo de código se obtienen fuertes componentes de temporización y se evita la existencia de señal DC al sucederse una secuencia larga del mismo bit.

3- CODIGO BNZS.

Sustituye todas las cadenas de N ceros consecutivos por una secuencia especial de N bits conteniendo violaciones bipolares. Por ejemplo, el código B6ZS reemplaza la aparición de 6 ceros consecutivos por la secuencia OVBOVB. En la figura 3.18 del apéndice D se presenta un ejemplo que puede tener dos posibles soluciones dependiendo de cual fue la polaridad del último pulso de marca.

4- CODIGO HDBN.

Limita el número de ceros consecutivos permitidos hasta N reemplazando el cero siguiente con una violación bipolar V. Además, para eliminar la acumulación de un voltaje DC en la línea debido al exceso de violaciones, este código fuerza el número de

pulsos bipolares B entre dos violaciones V consecutivas a ser impar. En la figura 3.19 del apéndice D se presenta un ejemplo para el código HDB3 (último pulso fue -V).

5- CODIGO PST.

Separa la cadena de bits a transmitir por parejas. A cada combinación de pareja (00, 01, 10, 11) se le asigna un par de dígitos ternarios. El código de salida es bipolar, y la asignación a cada combinación de pareja binaria es muy flexible. La figura 3.23 del apéndice D muestra un ejemplo del código PST.

entrada binaria	salida ternaria
0 0	- +
0 1	0 +
1 0	+ 0
1 1	+ -

Tabla 2.13 Tabla de asignación de dígitos ternarios.

2.4.5 COMPARACION ENTRE LOS CODIGOS DE LINEA.

En la figura 3.16 del apéndice D se presenta un gráfico en el cual se realiza un ploteo de el espectro en frecuencia generado por cada código de línea con su correspondiente densidad espectral de potencia, para que se puedan realizar las comparaciones en cuanto al ancho de banda que cada código requiere para ser utilizado sin distorsión.

2.4.6 TECNICAS DE MODULACION DIGITAL.

Los sistemas de radio digital deben de tener un ancho de banda que debe ser controlado en forma más crítica debido a la posibilidad de causar interferencia en canales adyacentes, mientras que los sistemas que utilizan códigos de línea ya tienen implícitamente una restricción en el ancho de banda debido a la característica de la línea de transmisión.

El teorema de Shannon indica que el límite ideal de la capacidad que posee un canal para transmisión libre de errores; depende de una relación entre:

$$C = BW [\text{Log}_2 [1 + \text{SNR}]] \quad [\text{bits por segundo}] \text{ Ecuación 2.30}$$

donde: C , es la capacidad del canal;

BW , es el ancho de banda; y,

SNR , es la relación señal a ruido.

Podemos observar que existe una relación directa entre la velocidad de transmisión, el ancho de banda del canal y la relación de señal a ruido. Puede definirse esta relación como una limitante del medio, de tal forma que el ancho de banda disponible y el ruido del canal determinan la velocidad de transmisión en ese medio; o en otro sentido, para una velocidad de transmisión específica con cierto nivel de señal particular se requerirá de un medio de transmisión con ancho de banda determinado por la ecuación 2.30.

De cualquier forma, la selección de una técnica de modulación está limitada por el límite ideal del teorema de Shannon, y a medida que la velocidad de transmisión se aproxime a la capacidad del canal, de igual forma se incrementará la complejidad del equipo. Una forma de medir esta proximidad al límite ideal se deriva del mismo teorema, al despejar la Ec. 2.30 obtenemos:

$$\frac{\text{CAPACIDAD}}{\text{ANCHO DE BANDA}} = \log_2 [1 + \text{SNR}] \quad [\text{bps/Hz}] \quad \text{Ecuación 2.31}$$

Este parámetro nos servirá para comparar cada una de las técnicas de modulación que serán estudiadas.

2.4.6.1 MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD.

La modulación por corrimiento de amplitud se basa en la variación de la amplitud de una portadora, modificando su envolvente de acuerdo a la señal binaria de información (señal de banda base). Existen básicamente dos formas de implementar esta técnica: la modulación de encendido-apagado (on-off keying ó OOK) y la modulación por corrimiento de amplitud (ASK) tal como se conoce en general. La figura 3.1 del apéndice D muestra las diferencias entre ambas técnicas.

La modulación OOK es muy sencilla de implementar, pero cuando la velocidad de los datos es muy elevada y no se controla el instante en que se enciende la portadora, entonces puede crearse

un efecto de dispersión que engrandece mas el ancho de banda de la transmisión. Por otra parte, la modulación ASK reduce este efecto pero se sacrifica la potencia de transmisión, ya que siempre se estará generando una señal portadora sin importar si el dato transmitido es uno, cero o no existe.

La modulación OOK o ASK puede ser implementada por cualquiera de los métodos utilizados para la modulación lineal (DSB, DSB-SC, SSB, VSB, etc.), tomando en cuenta que el ancho de banda requerido para la transmisión es igual al ancho de banda de la señal de banda base o al doble de esta, dependiendo del método utilizado.

2.4.6.2 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA.

Esta técnica se basa en la modificación de la frecuencia de la señal portadora a partir de la señal de banda base; al igual que la modulación de amplitud, el receptor sólo tiene que realizar una discriminación sobre la portadora recibida, detectando si la frecuencia de esta es mayor o menor a la frecuencia central. La figura 3.2 del apéndice D muestra la forma de onda de una señal modulada por corrimiento de frecuencia, también conocida como FSK. Puede observarse que la frecuencia transmitida es el resultado del corrimiento en frecuencia de la portadora por un valor f por arriba y por debajo de la frecuencia F_c . La figura 3.2 del apéndice D muestra el efecto de la modulación por corrimiento de frecuencia.

Al tratar con la modulación de frecuencia es muy difícil definir el espectro FSK que se genera, el ancho de banda BW es proporcionado por la regla de Carson:

$$BW = 2 B (1 + m) \quad [\text{Hertz}] \quad \text{Ecuación 2.32}$$

donde: B, es el ancho de banda de la señal de banda base; y,

m, es el índice de modulación, que se calcula a partir de la razón entre la desviación de frecuencia y el ancho de banda de la señal de banda base:

$$m = \Delta f / B \quad \text{Ecuación 2.33}$$

A partir del índice de modulación "m" podemos definir dos casos especiales de la modulación de frecuencia:

-cuando "m" $\ll 1$ se refiere como modulación en frecuencia de banda angosta (el ancho de banda de transmisión puede ser calculado como $BW = 2 B$).

-cuando "m" $\gg 1$ se refiere como modulación en frecuencia de banda ancha (el ancho de banda de transmisión puede ser calculado como $BW = \Delta f$).

Debe advertirse el efecto que posee el utilizar un índice de modulación muy bajo, ya que esto sólo puede lograrse haciendo la desviación en frecuencia lo mas pequeño posible, lo cual hace más crítica la detección en el receptor. También se aclara que cuando $m > 1$, se requiere de mayor ancho de banda en la transmisión que cuando se utiliza la modulación ASK.

2.4.6.3 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE.

Básicamente existen dos formas de modificar y detectar las señales moduladas por corrimiento de fase (PSK), estas son la coherente y la diferencial. En la figura 3.3 del apéndice D se muestran las dos formas de onda para cada tipo de modulación.

En el caso de la modulación PSK coherente (BPSK), la transmisión de un cero lógico se realiza dejando pasar la portadora sin ninguna modificación; la transmisión de un uno lógico se realiza haciendo un desfase de 180° a la portadora; esto implica que el receptor debe contar con una señal igual a la portadora para poder comparar si existe o no desfase en la transmisión, y así decidirá si se ha recibido un cero o uno lógico.

La modulación PSK diferencial (DPSK) realiza la misma operación que la BPSK, excepto que esta no utiliza a la señal portadora como referencia, sino que realiza un cambio de fase sobre la señal transmitida inmediatamente antes, o la deja pasar sin ninguna modificación; de esta forma el receptor sólo debe observar si ha existido cambio de fase respecto a la transmisión inmediata anterior para saber si se ha enviado un cero o uno lógico.

El ancho de banda estimado para ambas DPSK y BPSK es igual al que requerirá ASK para transmitir a la misma velocidad.

La figura 3.4 del apéndice D muestra el diagrama fasorial de la modulación BPSK.

Debe aclararse que la portadora se toma como referencia en el punto en que se muestra en cada diagrama. Cuando se utiliza este diagrama con representación de puntos en lugar de fasores, recibe el nombre de constelación. En la figura 3.5 del apéndice D se muestra la constelación para la transmisión binaria por corrimiento de fase.

2.4.6.4 MODULACION DE VARIOS NIVELES.

En la modulación de varios niveles se utiliza un concepto de asignación de M distintos símbolos a M estados distintos de la portadora. Al igual que cuando se propone agregar mas niveles a los códigos de línea se advierte que la transmisión será mas sensible al ruido y el detector tendrá que ser más complejo, igualmente se presentarán las mismas problemáticas para los sistemas de modulación; de aquí que la función de las técnicas de modulación de varios niveles deben permitir una implementación sencilla, así como un proceso de detección práctico y la suficiente inmunidad al ruido del canal.

2.4.6.4.1 MODULACION M-ARIA POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA.

La modulación FSK M-aria consiste en representar M simbolos por M frecuencias espaciadas de la forma:

$$S_n(t) = A \cos (W_n t) \quad 0 < t < T \quad \text{Ecuación 2.34}$$

donde: $n = 1, 2, \dots, M$; y,

T , es el período del símbolo.

La mínima separación de frecuencias viene determinada por:

$$f = 1/2T \quad [\text{Hertz}] \quad \text{Ecuación 2.35}$$

Luego, el ancho de banda para la señal de banda base esta definido por:

$$B = f \times M \quad [\text{Hertz}] \quad \text{Ecuación 2.36}$$

De aquí podemos observar la relación entre B y f , de tal forma que podemos decir que $f/B \ll 1$, y de acuerdo a la Ec. 2.36 nos encontramos en el caso de modulación en frecuencia de banda angosta; el ancho de banda para la transmisión es:

$$BW = M/T \quad [\text{Hertz}] \quad \text{Ecuación 2.37}$$

Obsérvese que el ancho de banda de transmisión crece linealmente con el número de símbolos que se utilicen. Aunque hasta ahora parezca que esta técnica no soluciona nuestros problemas, tendremos que esperar a observar su desempeño ante la probabilidad de presentarse un error.

Debe tomarse en cuenta que el número de bits que son transmitidos en el tiempo T se relaciona con el número de símbolos por la ecuación:

$$N = \log_2 M \quad [\text{bits}] \quad \text{Ecuación 2.38}$$

En la figura 3.6 del apéndice D se muestra un ejemplo para $M = 4$. En esta figura puede verse la amplitud constante y la desviación de frecuencia para cada período de símbolo.

2.4.6.4.2 MODULACION M-ARIA POR CORRIMIENTO DE FASE.

Al igual que en el caso anterior, el objeto es la representación de M símbolos por un número igual de variaciones en la portadora, pero ahora se modificará la fase de la señal; para comprender este efecto haremos uso de las constelaciones.

La modulación PSK de varios niveles es muy frecuentemente usada en los modems o transmisiones por líneas físicas. Los niveles más utilizados son 4, 8, y 16; existen constelaciones hasta de 64 y 128 niveles, pero su complejidad las hace de uso muy exclusivo y poco conocido.

El ancho de banda que utiliza la modulación PSK M-aria es igual al que requiera PSK binaria o ASK.

La cantidad de niveles determina la forma como se dividirán los 360° posibles de defase en la portadora; la distancia angular que existirá entre dos símbolos contiguos es determinada por la división de 360° entre el número de niveles, y los puntos de decisión se toman en el punto medio de la distancia angular entre dos símbolos contiguos.

Siempre la cantidad de bits que pueden ser transmitidos en el periodo T (o tiempo del símbolo) es definida por la Ec. 2.39:

$$N = \log_2 M \text{ [bits]} \quad \text{Ecuación 2.39}$$

donde: N , número de bits; y,

M , número de símbolos.

En la figura 3.7 del apéndice se muestran las constelaciones para la modulación PSK de 4, 8, y 16 niveles. A la modulación PSK M -aria se le conoce de mejor forma al anteponer el número de niveles a la técnica de modulación.

Cada punto de la constelación representa un símbolo que bien puede ser la combinación de varios bits; por ejemplo, para 4 niveles el número de bits por cada símbolo es de 2, y para 8 niveles es de 3 bits por cada símbolo. En la figura 3.8 del apéndice D se muestra un ejemplo de la modulación 4PSK. Para cada combinación de dos bits se genera un símbolo representado por un defase en la señal portadora. La detección de esta señal puede realizarse tomando en cuenta cualquiera de la dos formas posibles de generar las señales PSK (coherente o diferencial); para este caso se ha utilizado la generación de PSK coherente.

2.4.6.4.3 MODULACION EN CUADRATURA.

La modulación PSK puede ser estudiada a partir de su representación por señales en cuadratura; esto sugirió una nueva forma de modulación que utiliza el mismo principio pero de una forma más sencilla, a esta técnica se le conoce como modulación de amplitud en cuadratura (QAM).

La modulación de amplitud en cuadratura no es mas que el resultado de la suma de dos señales ASK en cuadratura, cada una independiente de la otra. Al utilizar esta técnica se obtiene una generación de más de dos niveles, siendo los más comunes 4, 16, y 64 niveles.

El ancho de banda que utiliza QAM es el mismo que utiliza la modulación PSK y ASK, y este únicamente depende del ancho de banda de la señal de banda base.

La figura 3.9 del apéndice D nos muestra una comparación entre las constelaciones de la modulación PSK M-aria y la QAM; debe advertirse que la modulación 4PSK y QAM de 4 niveles poseen la misma constelación.

Obsérvese que para ambos casos se tiene la misma cantidad de símbolos, pero en QAM la amplitud de la portadora no es constante; la técnica QAM pertenece a una categoría general denominada modulación por corrimiento de amplitud y fase (APK).

Otro factor que diferencia a estas dos técnicas es la distancia Euclídea, que en el caso de QAM le permite trabajar con un menor SNR en el canal o tolerar variaciones en la generación de la portadora.

2.4.6.5 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION.

Los parámetros de selección y comparación para las distintas técnicas de modulación digital son la eficiencia en el uso del ancho de banda para la transmisión, el desempeño ante el ruido en el canal de transmisión y la probabilidad resultante de que exista un error, la potencia necesaria para la transmisión, y la complejidad en la implementación de dicha técnica.

2.4.6.5.1 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION BINARIA.

El ancho de banda que requiere para la transmisión la modulación ASK y PSK es el mismo, y está determinado por el ancho de banda de la señal de información; el ancho de banda que requerirá FSK depende de la selección de la desviación de frecuencia, pero por lo general es mayor al que requerirá cualquiera de las anteriores.

La modulación PSK mejora a las modulaciones FSK y ASK en 3 dB en cuanto a la potencia promedio que requieren para un desempeño equivalente, y aventaja en 6 dB a ASK y 3 dB a FSK respecto a la potencia pico requerida; en cuanto a la potencia promedio

requerida, ASK y FSK poseen los mismos requerimientos, pero en cuanto a potencia pico FSK aventaja a ASK en 3 dB aproximadamente.

En la figura 3.10 del apéndice D se puede comparar la inmunidad ante la existencia de un error en la transmisión y la relación entre la potencia de transmisión y el ruido del canal (SNR); se muestran tanto para la detección coherente como para la detección no coherente.

Para altos valores de SNR el detector no coherente para ASK, FSK y PSK requiere de un incremento menor a 1 dB para obtener el mismo desempeño de error que el detector coherente.

En los medios de transmisión que presentan respuestas no lineales, la modulación FSK aventaja a la modulación ASK debido a que la transmisión en la primera se realiza con portadora a amplitud constante, o sea que la información no está contenida en la amplitud de la portadora.

Las técnicas de modulación binaria usan símbolos de dos niveles y son por lo tanto muy simples de implementar, proveen buena inmunidad a los errores pero son ineficientes en en uso del ancho de banda para la transmisión.

A pesar de que la implementación de la modulación ASK es muy sencilla, no es tan popular debido a su alta probabilidad de

errores y la susceptibilidad a interferencias y distorsiones en el medio de transmisión. La modulación FSK no coherente es usada ampliamente para sistemas de transmisión de baja velocidad, mientras que la modulación PSK es destinada a los sistemas de transmisión que requieren de muy altas velocidades.

2.4.6.5.2 COMPARACION ENTRE LAS TECNICAS DE MODULACION MULTINIVEL.

Para la modulación FSK multinivel, asumiendo como parámetro de referencia un mismo valor de BER, al incrementar el número de niveles M se obtiene una reducción en el SNR requerido, pero el ancho de banda de la transmisión se incrementa conforme M lo hace; debe tomarse en cuenta que la complejidad del equipo también se incrementa conforme el número de niveles se eleva.

En la figura 3.11 del apéndice D se muestra el comportamiento de la modulación FSK respecto a la cantidad de niveles, la probabilidad de errores y la SNR. En la misma figura se muestra la comparación entre la detección coherente y la no coherente. Sin importar el valor de M , se puede observar que al utilizar la detección coherente sólo se obtiene una mejoría menor a 1 dB respecto a la detección no coherente, y por tanto sigue siendo mas práctico el uso de la detección no coherente.

En el caso de la modulación PSK multinivel, el gráfico correspondiente se muestra en la figura 3.12 del apéndice D.

Para la modulación PSK multinivel se observa una diferencia muy significativa respecto a la elección entre detección coherente o no coherente; para valores de M más pequeños se observa una ventaja de tan solo 1 dB o menos, mientras que para valores de M mayores a 8 se observa una ventaja significativa de hasta 3 dB de la detección coherente sobre la detección no coherente.

En el caso de la modulación QAM se muestra su desempeño contra errores en el gráfico de la figura 3.13 del apéndice D.

La modulación QAM requiere de menor SNR que el requerido por la modulación PSK multinivel para un mismo valor de BER. Además, a medida que el número de niveles es incrementado, QAM supera en forma más marcada a PSK en cuanto a los requerimientos de potencia, siendo para el caso de 16-QAM una reducción de 4 dB respecto al nivel de potencia que requerirá 16-PSK, y manteniendo el mismo BER.

Las técnicas de modulación multinivel transmiten mensajes de longitud $m = \log M$ bits con cada símbolo, y son por lo tanto apropiadas para mayores velocidades de transmisión, con una utilización más eficiente del ancho de banda de transmisión.

La detección coherente siempre poseerá un mejor desempeño ante errores que la detección no coherente, pero esta ventaja sólo es teórica ya que permanece muy pequeña, particularmente cuando se

trabaja con valores muy elevados de SNR. Luego, la simplicidad de los equipos no coherentes los hace más populares que las alternativas coherentes, excepto en aplicaciones como transmisión por satélite, donde los grandes valores de SNR requeridos para la detección no coherente puede ser muy costosa económicamente, por lo que se prefiere implementar circuitos de alta tecnología para utilizar la detección coherente.

Para obtener una mayor eficiencia en el uso del ancho de banda las técnicas de modulación multinivel son propias, pero las técnicas de modulación binaria siempre las aventajarán respecto a la SNR requerida.

CAPITULO 3

DESARROLLO DE LAS PRACTICAS DE LABORATORIO

3.1 JUSTIFICACION DE LA PARTE PRACTICA.

En el proceso de enseñanza-aprendizaje durante la capacitación técnica, la herramienta principal la constituye toda la experiencia práctica que el alumno sea capaz de asimilar, esto lleva dos fines específicos: por un lado, consolidar los conocimientos teóricos que previamente debieron ser recibidos; y por el otro, acercar al estudiante hacia las tecnologías utilizadas convencionalmente en el campo específico de aplicación..

En el medio de las telecomunicaciones esto es todavía más crítico, pues con el advenimiento de nuevas tecnologías, y cada vez mas nuevas y eficientes formas de procesar la información, existe un requerimiento consecuente de actualización de conocimientos.

Con base en estos planteamientos nace la necesidad de incrementar la utilidad del curso proporcionando al estudiante un medio que le permita una aproximación a aquellos sistemas que se encuentran funcionando en la mayoría de los equipos de telecomunicaciones en nuestro medio, pudiendo entender mejor cómo trabajan además de apreciar algunas ventajas relativas de cada una.

Tradicionalmente el equipo de apoyo que el estudiante tiene que utilizar es aparatoso y en algunas ocasiones tan complicado que requiere de la permanente asistencia de un instructor que lo oriente en la operación del mismo. Para cambiar un poco esta tónica se ha buscado que el estudiante no necesite de mayores recursos extras, aparte de aquellos que ha utilizado en la parte teórica (a saber, su computadora) y de algún equipo para mediones de parámetros, además de innovar una herramienta nueva compatible con la computadora y gracias a la cual puede experimentarse con información real y no solamente con simulaciones logradas con programas.

Esta es ya una ganancia debido a que no se requiere el espacio que usualmente utilizaría todo un equipo didáctico convencional.

Finalmente, las aplicaciones posibles por el uso de la computadora en un curso de esta naturaleza son incontables, pudiendo ir desde la generación de formas de señal cuyos parámetros pueden ser especificados, hasta el almacenamiento en unidades de memoria magnética de la información con la que se está trabajando, pasando por la capacidad de evaluación que el curso posee para medir el nivel de aprendizaje del estudiante. Todas estas potencialidades permiten la presentación de la instrucción práctica de un manera mas dinámica y eficaz.

3.2 REQUERIMIENTOS BASICOS PARA LA UTILIZACION DEL CURSO PRACTICO.

3.2.1 REQUERIMIENTOS TECNICOS.

El presente curso ha sido diseñado de tal manera que pueda funcionar en las condiciones mas diversas posibles; sin embargo, limitaciones técnicas específicas hacen que para poder apreciar por completo la potencialidad del mismo, se vuelva necesaria la conclusión de una serie de condiciones particulares. No obstante, tales condiciones no estan fuera del alcance normal para el usuario estandar, y aunque asi fuera, cabría la posibilidad de utilizar el curso y sacar provecho de el en equipo de poca sofisticación y que es muy común en nuestro medio.

A continuación se detallan las características técnicas óptimas que se recomiendan para cuando se desee hacer uso del curso. Cualquier otra condición que se encuentre fuera de lo que será descrito queda sujeto a verificación por parte del usuario, sin que esto implique algun riesgo de daño al curso.

Con respecto a la computadora a ser utilizada:

a) El tipo de computadora que puede ser utilizada para correr el curso puede ser una IBM PC, XT, AT, PS 1, PS 2 o cualquier compatible con estas.

- b) Sistema operativo MS DOS 3.3 o una versión posterior cargado en la computadora a ser utilizada.
- c) Diskettera de 3.5 pulgadas de doble densidad. Aún con esta condición, requerida por el tipo de unidades de discos en que es proporcionado el curso, también pueden ser cargados en una diskettera de 3.5 pulgadas de alta densidad; o en su defecto, puede intentar un cambio de versión de los discos que continen el curso a la versión a la cual Usted tenga acceso, observando siempre el orden en el copiado.
- d) La unidad de disco duro que posea la computadora que ha de utilizar debe de tener al menos 1.5 MB de espacio vacío disponible para el cargado del curso completo.
- e) La capacidad en memoria RAM de la computadora debe de ser de al menos 640 KB, y debe de evitarse la coexistencia del curso (al momento de estar operando) con cualquier otro programa residente en memoria. Si no sabe si existe alguno o no, lo recomendable es apagar la computadora y arrancarla de nuevo, una vez en el sistema operativo la primera acción debiera de ser la de correr el programa del curso.
- f) No existe alguna limitante en la tarjeta de video que posea la máquina, sin embargo, los mejores resultados han sido diseñados para una tarjeta VGA con su respectivo monitor VGA. Buenos resultados podrán observarse, aunque no con la misma calidad, en tarjetas monocromáticas, hércules, MCGA, CGA o EGA.

g) Una codición indispensable es que la computadora que ha de ser utilizada tenga un slot (puerto de entrada-salida en la tarjeta principal de la computadora) que no este ocupado, para que pueda ser puesta ahí la conexión de la interfaz para la parte práctica del curso. Tal slot puede ser independientemente de 8 o de 16 bits.

Con respecto al equipo de apoyo:

Indispensable:

a) Será necesaria la utilización de un generador de voltaje variable DC, que pueda generar hasta un máximo de 2.5 voltios.

b) Es imprescindible la disponibilidad de un generador de funciones capaz de generar señales senoidales, cuadradas y triangulares con frecuencias desde los 10 hasta los 3000 Hertz.

Recomendado:

c) Para poder corroborar con algunas mediciones puede hacerse uso de un voltímetro digital (DVM).

d) Cuando se quiera comprobar físicamente la existencia de señales de distinta naturaleza puede utilizarse un osciloscopio con capacidad de medición de señales de hasta 40 MHertz con doble trazo (dos canales).

3.2.2 REQUERIMIENTOS ACADEMICOS DE LOS USUARIOS.

Aún cuando la forma en la que ha sido diseñado el curso es lo suficientemente sencilla como para poder ser comprendida incluso por personas que se adentran por primera vez en el campo de las comunicaciones digitales, existe la limitante de un nivel académico mínimo que asegure la interpretación y asimilación de todo el material. Esto es debido principalmente al hecho de que no se podría cubrir, por razones prácticas y pedagógicas, todos los conocimientos periféricos necesarios.

De este modo, para asegurar que los conocimientos que el curso podra proporcionar puedan ser bien comprendidos, este ha sido dirigido únicamente a técnicos en sistemas de comunicación analógica, estudiantes universitarios del cuarto año de ingeniería eléctrica o electrónica, ingenieros en electricidad o electrónica, profesionales dedicados al trabajo con sistemas de comunicación digital o personas afines con sólidos conocimientos en comunicaciones analógicas, sin olvidar la necesidad de conocimientos básicos de electrónica digital.

3.2.3 REQUERIMIENTOS DE RECURSOS HUMANOS.

El curso en sí mismo es lo suficientemente capaz de manejar el proceso de enseñanza-aprendizaje, de tal forma que para cumplir con su objetivo no requeriría más que el usuario. Sin embargo, para tener las potencialidades completas que permitan la garantía

de asimilación de conocimientos, o la consulta en caso de cualquier duda o problema imprevisto, se requiere que el usuario cuente con el auxilio de un instructor que cumpla con las siguientes características:

- a) Contar con conocimientos sólidos en el hardware específico del interfaz y manejo del sistema operativo MS DOS 3.3 o versiones posteriores.
- b) Contar con conocimientos sólidos de comunicación digital.

En el caso último de no contar con un instructor que llene todas las características, puede contarse con dos de ellos que entre ambos llenen los requisitos solicitados.

3.3 ESTRUCTURA GENERAL DE LAS GUIAS.

El contenido de las guías del curso práctico han sido centralizadas en las técnicas de codificación de la voz, debido a la gran utilización y demanda en nuestro medio.

Cada una de las primeras cuatro prácticas describe el funcionamiento y las características de una técnica de codificación determinada, y la quinta y última hace una exploración comparativa entre ellas.

Tal y como fue dicho en la parte correspondiente al contenido teórico, en esta parte Usted podrá decidir la ruta de su aprendizaje; esto quiere decir que puede escoger a su criterio el número de la práctica con la cual quiere comenzar o por la cual quiere seguir. No obstante esta facilidad, si esta es la primera vez que Usted se adentra en este campo, se le sugiere seguir el orden recomendado en el cual han sido puestas las prácticas para su mas fácil asimilación.

Las guías han sido dispuestas de la siguiente manera:

Número de la Práctica	Tema
Uno	MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS LINEAL (MIC LINEAL).
Dos	TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS NO LINEAL (MIC NO LINEAL).

Tres	TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL (MICD).
Cuatro	TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL ADAPTATIVA (MICDA).
Cinco	ESTUDIO COMPARATIVO ENTRE LAS DIFERENTES TECNICAS DE CODIFICACION.

A continuación se presentan unas líneas conteniendo el resumen de cada una de las prácticas:

3.3.1 Práctica Uno: MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS LINEAL (MIC LINEAL).

En esta práctica se estudian los fundamentos de las técnicas de codificación que se utilizan para el manejo de señales de información analógica en sistemas de comunicación que utilizan la tecnología digital para la transmisión, multiplexación y/o conmutación de la información.

Se inicia revisando las características de las señales moduladas por amplitud de pulsos (PAM), lo cual es un paso que convierte a una señal analógica de carácter continua en el tiempo en una señal de carácter discontinua en el tiempo. Este estudio nos evidenciará que una señal muestreada a una frecuencia conveniente conserva todo su contenido de información.

Luego se analizará el efecto que tiene la frecuencia de muestreo en la señal codificada y posteriormente decodificada; para llegar finalmente a demostrar por métodos prácticos el teorema de muestreo.

Seguidamente se evaluará uno de los efectos negativos de la conversión analógica-digital; para ello se estudiará el proceso de cuantificación en el codificador para luego observar en forma equivalente como se obtiene un voltaje ficticio en la decodificación.

Para concluir serán analizadas las distorsiones que provocan las señales con ancho de banda ilimitado, estudiando la necesidad de limitar su ancho de banda en la codificación. Al mismo tiempo se analizará en detalle el filtro utilizado en la decodificación para determinar su influencia en la calidad del sistema de comunicación.

3.3.2 Práctica Dos: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS NO LINEAL (MIC NO LINEAL).

Uno de los principales problemas de la codificación de señales por el sistema MIC lineal lo ofrece una de las particularidades (redundancias) de las señales de voz por la cual la mayoría de las muestras PAM recogidas se mantienen en valores de amplitud baja.

Si esto ocurre, la mayor parte de muestras PAM entonces caerán únicamente en los primeros segmentos del cuantizador; y como todos los segmentos están divididos equitativamente, en definitiva, las muestra PAM con valores de amplitud mas pequeña (y que son la mayoría) tendrían menor probabilidad de diferenciarse unas de otras al existir menos códigos disponibles para ellas; en cambio, las muestras de amplitud alta por ser menos frecuentes poseen suficientes pasos de cuantización como para dejar a cada una bien definida y diferenciada.

El proceso de compansión busca disminuir este efecto, y en esta práctica será evidenciado como se incrementa el número de pasos de cuantificación en aquellos segmentos mas próximos al origen y como son disminuidos en los intervalos mas lejanos. Se verá que esto se hace con la finalidad de producir una mayor selectividad en los segmentos para amplitudes pequeñas y con ello es reducido el alto ruido de cuantización que se pueda originar normalmente en esta zona.

3.3.3 Práctica Tres: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL (MICD).

El mejoramiento proporcionado por el sistema MIC no lineal sobre el MIC lineal consiste en aumentar la fidelidad de la codificación aprovechando una de las redundancias de la voz. El centro de esta práctica lo constituye la utilización de otra de las redundancias de la voz que pone en evidencia la poca

variación en amplitud mostrada entre dos muestras sucesivas. Habrá de comprobarse que si en lugar de codificar las muestras de amplitud originales, son codificadas tales diferencias puede aprovecharse el ahorro en bits que representan las palabras código que al ser de menor amplitud pueden poseer bits irrelevantes que son eliminados de las nuevas palabras código.

3.3.4 Práctica Cuatro: TECNICA DE MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS DIFERENCIAL ADAPTATIVA (MICDA).

En esta práctica se mostrarán los principios fundamentales que utilizan los equipos con técnicas de codificación adaptativa; en particular se estudiará la filosofía de la adaptabilidad aplicada a la técnica MIC.

En la primera parte se observará el algoritmo utilizado para la cuantificación adaptativa, analizando un esquema sencillo de MICA para asimilar los principios generales de la adaptación; en particular se estudiará la adaptación por retroalimentación.

Posteriormente se conjugarán las ventajas de la técnica adaptativa con la eliminación de redundancias através de la diferenciación. De esta forma se verificará la reducción sustancial en la velocidad de transmisión de datos con una calidad equivalente.

Finalmente se analizará através de un diagrama de bloques simplificado, la codificación y la decodificación de la técnica MICDA.

3.3.5 Práctica Cinco: ESTUDIO COMPARATIVO ENTRE LAS DIFERENTES TECNICAS DE CODIFICACION.

El desarrollo de las diferentes técnicas de codificación ha tenido como motivación principal la búsqueda de sistemas que sean cada vez mas eficientes tanto en velocidad de transmisión de información como en utilización del medio de transmisión, y al mismo tiempo, que sean lo suficientemente resistentes al ruido de diversas naturalezas como para proporcionar una fidelidad y una calidad de reproducción cada vez mayor.

En esta práctica se hace un estudio comparativo entre las diferentes técnicas vistas en las prácticas anteriores, basándose principalmente en tres parámetros que en la actualidad son considerados como críticos para el desempeño de cada sistema:

- a) el nivel de SQR.
- b) la Velocidad de transmisión.
- c) la Fidelidad.

Usted podra tener una idea del desempeño de cada una de las técnicas en los tres campos descritos y realizar las comparaciones respectivas.

3.4 HERRAMIENTAS NECESARIAS DEL CURSO PRACTICO.

El curso en total esta compuesto por tres partes fácilmente identificables, sin alguna de las cuales el curso se torna incompleto. Tales partes son:

a) DISPOSITIVO INTERFAZ.

Esta parte consta de un módulo externo a la computadora con un cable y una terminación del mismo aptas para su conexión en el slot de una computadora. Dentro de este módulo se encuentran todos los circuitos que permiten realizar tanto la conversión a formato digital de alguna señal exterior que haya sido introducida por la entrada para micrófono o por la entrada especial para generador de forma de onda, como la comunicación entre estos datos y las secciones de memoria y procesamiento de la computadora.

Este módulo posee un panel frontal donde se encuentran indicados diferentes puntos de prueba en los cuales podrán hacerse mediciones que son indicadas en algunas partes de las guías del curso práctico. Además se encuentran las entradas para los diferentes tipos de señales que habrán de ser ingresados para su estudio.

b) DISCOS MAGNETICOS QUE CONTIENEN EL CURSO.

El curso completo consta de 2 discos los cuales son entregados en presentación de 3.5 pulgadas y doble densidad. Están numerados correlativamente y en el momento de la instalación de los mismos en la computadora se le irá indicando cuál disco y cuándo introducirlo hasta que el proceso sea completado.

c) MANUAL DEL USUARIO.

Es el que servirá como un auxiliar durante todo el curso. En algunas partes del curso teórico se hace referencia a este mismo manual como manual de ayuda. Se le recomienda no dejar de consultarlo o tenerlo a mano siempre que Usted vaya a realizar cualquier operación con el curso. Su contenido contempla tres partes principales: la primera se refiere al proceso de instalación de los programas del curso en la computadora, especificando los pasos a seguir para dicho fin; la segunda parte incluye una explicación de la forma de interactuar con el curso mismo en su desarrollo, mencionando la manera de trabajar con los menús, la forma de moverse dentro del curso teórico, y el formato general de las evaluaciones, con las opciones disponibles en cada caso; una última parte es incluida en este manual con todo el apoyo ilustrativo y gráfico que es referido en el desarrollo de la parte teórica, separado convenientemente en capítulos, y numerados correlativamente en orden secuencial de requerimiento.

3.5 ESTRUCTURA GENERAL DEL CURSO PRACTICO.

La presentación del curso práctico ha sido elaborado con el mismo formato de aquel que presenta el curso teórico. Al inicio se cuenta con un menú por medio del cual con la simple selección del número correspondiente puede escogerse entre las opciones siguientes:

- a. Desarrollo de la práctica número Uno.
- b. Desarrollo de la práctica número Dos.
- c. Desarrollo de la práctica número Tres.
- d. Desarrollo de la práctica número Cuatro.
- e. Desarrollo de la práctica número Cinco.
- f. Retorno al menú principal.

En cada una de las prácticas se sigue fundamentalmente el mismo esquema, iniciando con la presentación de una introducción que engloba el contenido del procedimiento que se ha de desarrollar. A continuación se presenta un nuevo menú que ofrece las opciones para la generación de una señal simulada por medio de la computadora, de la cual se pueden seleccionar parámetros tales como:

- a. La amplitud máxima de la misma.
- b. La frecuencia de la señal de trabajo.

Un detalle importante en esta parte lo constituye la forma en la que la señal simulada es transformada a una señal digital. El

costo de la implementación de un sistema práctico real para cada una de las técnicas a ser analizada, aunado a la complicación operativa que esto implica, hizo pensar en la implementación de procesamientos por medio de la computadora que permitieran emular la acción de estas técnicas a partir de valores obtenidos de un generador de señales también implementado por medio de un programa que permitiera el cambio de los parámetros de la señal según el gusto del usuario. Esto proporcionaba también la facilidad de sustituir los valores provenientes de este generador por valores que fueran capturados por medio de la interfaz ya diseñada, cuya salida es la equivalente a la de un sistema MIC lineal de 8 bits, y que luego de un procesamiento no muy complicado podría adquirir el formato de alguna de las otras técnicas de compresión de señales; con esto se abre también la posibilidad de que para fines prácticos pueda procesarse no solamente los tres tipos de señales antes mencionadas, sino también señales tan diversas por medio del micrófono de la interfaz que pueden llegar hasta señales de voz o de audio inclusive.

En el curso práctico, una de las potencialidades mas grandes didácticamente hablando los constituye la formación de gráficos representativos de la información que ha sido procesada. Tal herramienta ha sido aprovechada en las partes correspondientes a las comparaciones que son hechas entre las señales reconstruidas de la técnica estándar MIC lineal con las demás técnicas de compresión. Este mismo ambiente gráfico también permite la

comparación entre los niveles de SQR de las diferentes señales decodificadas con el objeto de tener una comparación cuantitativa entre ellas.

El programa de manejo de la interfaz es proporcionada en otra parte separada de los cursos teórico y práctico por razones puramente técnicas. Su funcionamiento es sencillo e incluye un menú por medio del cual se puede seleccionar el momento a partir de el cual cualquier señal que sea capturada por el micrófono será almacenada en la memoria de la computadora, automáticamente a continuación del mensaje de finalización de la captura se presentará un gráfico con una representación de la señal que acaba de ser recibida y el usuario podrá desplazarse a lo largo de ella por medio de las teclas de función que para el caso han sido habilitadas, teniendo la posibilidad también de cambiar la forma de presentación visual de la misma.

CAPITULO 4

DISEÑO DE LOS PROGRAMAS

El sistema didáctico utiliza al computador como medio para transmitir los conocimientos al usuario. Básicamente, el sistema esta constituido por los programas y sus archivos, el circuito interfaz y los equipos de medición-generación auxiliares, y las ayudas en textos escritos. Sin embargo, la parte medular del sistema son sus programas, tomando en cuenta que la efectividad requiere de todos los elementos en conjunto.

El marco que delimita el diseño de los programas está conformado por las características del computador que se utilizará, la universalidad en el uso del programa y el aprovechamiento al máximo de las herramientas disponibles.

Las principales características del computador corresponden a una máquina AT con microprocesador 80286 a una velocidad de 20 MHz, memoria de 1 Mbyte por lo menos, y monitor a color con tarjeta para gráficos VGA. Además se requiere de la mínima compatibilidad para hacer uso del hardware y del sistema operativo MS-DOS.

El carácter público de este trabajo y su orientación didáctica, exigen la fácil reproductividad para popularizar su uso; esto determina la forma universal para la elaboración del programa, de tal forma que pueda ser usado en cualquier computador con las características anteriores.

Los lenguajes de programación y los programas especializados disponibles en nuestro campo ofrecen un amplio escenario para la elaboración del programa. Algunos lenguajes ofrecen facilidad en el manejo de hardware, otros facilitan el diseño de programas, y otros permiten alta velocidad de operación; todas son características deseables para este sistema didáctico, por lo que se ha hecho uso de los lenguajes de programación mas adecuados para cada operación en lo posible. El mismo uso eficiente se ha aplicado a aquellos programas especializados, ya sea para la preparación de los programas del sistema didáctico, para los archivos utilizados o para funcionar como parte misma de los programas del sistema.

4.1 GENERALIDADES DEL DISEÑO.

Los programas del sistema didáctico se dividen en tres categorías: los de uso para el curso teórico, los de uso para el curso práctico, y los de uso común; además se incluyen archivos, en su mayoría de textos, para la ejecución de los programas en el sistema.

Las características de los programas y archivos de uso común son las siguientes:

- Archivo virtualmente ilimitado para control de usuarios.
- Archivo de control de usuario accesado mediante clave personificada.

- Actualización del archivo de control de usuarios para retomar la última sesión realizada.
- Evaluaciones para cada unidad, de tal forma que se controle el nivel de aprendizaje del usuario.

Las características del programa para el curso teórico incluye las siguientes:

- Presentación de índice, objetivos e introducción para cada capítulo.
- Opción de ayuda para la operación del programa.
- Manejo de profundización de conceptos mediante acceso opcional a definiciones y temas afines.

Las características del programa para el curso práctico incluye las siguientes:

- Presentación de objetivos, introducción y procedimientos.
- Manejo de circuito interfaz y presentación en gráficos a color de la información capturada o generada internamente.
- Técnicas de simulación para generación y procesamiento de señales.
- Operaciones por menú para determinar acciones inmediato-futuras en el desarrollo de las prácticas.

4.2 TECNICA DE PROGRAMACION, LENGUAJES Y PROGRAMAS UTILIZADOS.

La técnica de programación estructurada se ha seleccionado para el diseño de los programas del sistema didáctico. Esta técnica consiste en seleccionar toda la operación del programa general en pequeños programas modulares, los cuales a su vez serán divididos en tareas mas concretas y especializadas; mediante esta técnica se logra hacer un diseño mas fiable gracias a la verificación aislada de cada tarea, y por la reducción del monto total del diseño en pequeños pasos. El lenguaje de programación utilizado para las operaciones comunes, asi como para la mayoría de las operaciones del curso práctico es Turbo Pascal versión 5.5 (de Borland Inc.). Para el manejo de algunas operaciones comunes se utilizó un programa para el tratamiento por lotes (Batch) escrito usando comandos del sistema operativo DOS versión 3.3 (de Microsoft). Para el manejo del circuito interfaz se utilizó lenguaje ensamblador, auxiliándose del programa especializado MacroAssembler (de Microsoft).

El uso de Turbo Pascal involucra la técnica de programación estructurada, y la enriquece con el uso de una extensa librería de programas y funciones para manejo de la pantalla, los gráficos y operaciones de variables; además permite que los programas creados por el programador puedan ser incluidos en una librería mas, para la reducción del tamaño del programa principal. Turbo Pascal facilita la operación con archivos de acceso aleatorio para lectura y/o escritura, pueden ejecutarse operaciones de DMA

y permite la ejecución de otros programas externos mediante directrices de compilación o el uso de comandos. El manejo de gráficos soporta la tarjeta VGA con matriz de 640 x 480 pixeles, y cada pixel puede ser controlado a voluntad junto con un rango de 16 colores y la opción de utilizar figuras y curvas mediante comandos específicos, incluyendo la salida de textos. La principal ventaja de Turbo Pascal es que el programa final queda en forma ejecutable, lo cual significa que no requiere de ningún intérprete o programa de soporte para su ejecución; únicamente es necesario un archivo para el manejo de la tarjeta VGA.

El programa utilizado para el curso teórico (Knowledge Pro) es básicamente un presentador de texto con manejo de conceptos de profundización (Hipertexto); potencialmente este programa puede llegar a realizar procesamiento con la información disponible, dando al usuario una herramienta muy potente para construir su propio conocimiento. La versión que se utiliza en este sistema didáctico solamente permite el uso de la función de profundización mediante ventanas en la pantalla principal. Aún con las limitantes que presenta, este programa fue seleccionado para permitir la reutilización del sistema didáctico en un proyecto futuro del Departamento de Capacitación de Antel.

Para algunas operaciones comunes como el copiado de archivos, la ejecución de varios programas en forma secuencial, y otros, se han utilizado los comandos del sistema operativo MS-DOS, y a pesar que en el diseño se utilizó la versión 5.0 por sus ventajas

y actualidad, se ha demostrado que es factible utilizar aún la versión 3.0 para la ejecución de estos programas.

El manejo del circuito interfaz requiere de operaciones de muy bajo nivel para controlar la transferencia de datos desde el puerto hasta la memoria, y para la activación y/o detección de otros terminales; además existen requerimientos de velocidad en las operaciones (limitada por la velocidad del muestreo) y en el tamaño del dato leído (entrada paralelo a 8 bits).

Para este propósito se seleccionó la programación en lenguaje ensamblador, el cual permite un manejo directo sobre las operaciones del microprocesador en el circuito interfaz.

4.3 ESTRUCTURA GENERAL DEL SISTEMA DIDACTICO.

En la figura 4.A se muestra la estructura de los programas incluidos en el sistema didáctico. En ella se puede describir la función particular de cada programa y la interrelación con el sistema.

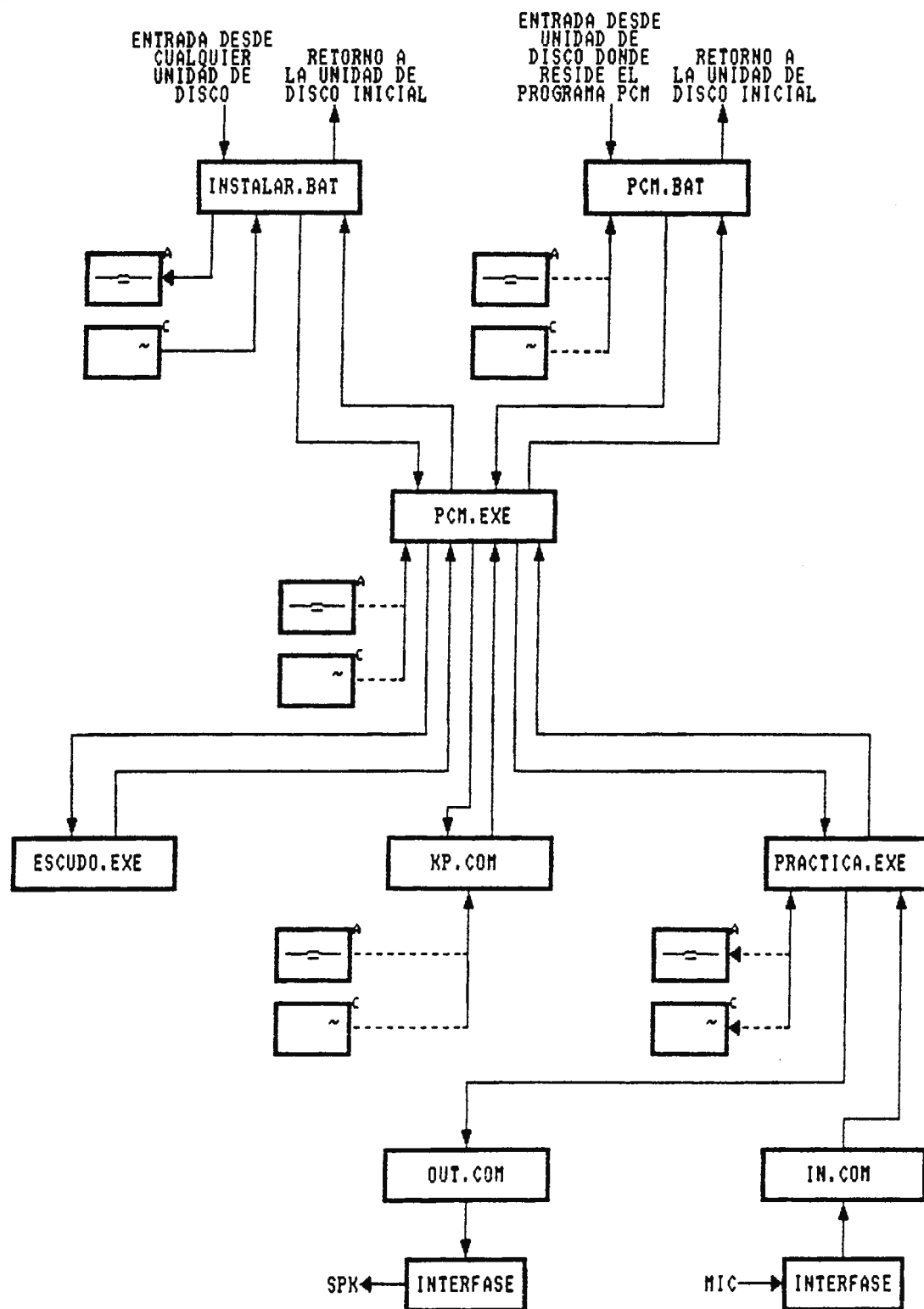


FIGURA 4.A ESTRUCTURA GENERAL DEL PROGRAMA

El programa de captura In.com es utilizado para leer los datos producidos por una captura de aproximadamente 8 segundos en el circuito interfaz. Este programa esta hecho en lenguaje ensamblador, y es utilizado sólo durante la ejecución de las guías prácticas No. 1 y No. 5. Este programa controla directamente al circuito interfaz, y en caso de no estar presente se producirá un error en la operación.

El programa Out.com es utilizado para dar salida a los datos producidos internamente en la ejecución de las prácticas. Al igual que el programa anterior se encuentra escrito en lenguaje ensamblador, y es utilizado en las mismas guías prácticas No. 1 y No. 5. El programa efectúa operaciones directas sobre el circuito interfaz y la memoria del computador.

El programa Práctica.exe es de uso exclusivo en el desarrollo del curso práctico, y se utiliza para la presentación de la teoría básica de cada guía (objetivos, introducción, conceptos básicos), el desarrollo de los procedimientos de cada guía, el manejo del generador de señales simulado y de los gráficos, así como el control de lectura/escritura de los datos producidos/enviados a la interfaz a través de los programas In.com/Out.com. Este programa lee y actualiza algunos de los archivos del usuario, accesándolos desde la unidad de disco activa (disco duro o disco flexible). El programa está hecho con el lenguaje de programación Turbo Pascal, y en particular hace uso del DMA y de la ejecución secuencial de programas externos desde dentro de él mismo.

El programa KP.com es utilizado exclusivamente en la presentación del curso teórico. Se auxilia de otros archivos para su ejecución, los cuales accesa desde la unidad de disco activa (disco duro o disco flexible). Este es el programa especial llamado Knowledge Pro, y presenta aquel capítulo del curso teórico que fue seleccionado desde el menú principal del curso.

El programa Escudo.exe es utilizado únicamente para fines de presentación del sistema didáctico. Este programa contiene la figura alegórica al escudo de la Universidad Don Bosco, centro de estudios donde se originó este trabajo; se encuentra escrito en lenguaje de programación Turbo Pascal.

El programa PCM.exe es el manejador central para el curso teórico y práctico. Desarrolla funciones comunes como el manejo del ingreso de un usuario, las evaluaciones de cada unidad y el manejo del menú principal que incluye una introducción general al sistema didáctico y la opción de retomar la última sesión realizada por el usuario mediante el acceso a la unidad de disco activa (disco duro o disco flexible); se encuentra escrito en lenguaje de programación Turbo Pascal, y hace uso en particular de la ejecución de programas externos desde dentro de él mismo.

El programa PCM.bat es utilizado para iniciar la ejecución de todos los programas en el sistema didáctico. Este programa hace uso de los programas del sistema mediante el acceso a la unidad de disco activa (disco duro o disco flexible), y debe de

ejecutarse desde el directorio raíz de esta misma unidad. Este es un programa para el tratamiento por lotes (Batch) y esta escrito con comandos del sistema operativo.

El programa Instalar.bat es utilizado para hacer una copia residente de todos los programas y archivos del sistema didáctico en la unidad de disco especificada en el comando (p.e.: instalar C, para hacer una copia en la unidad de disco C).

Normalmente se utiliza para hacer una copia desde la unidad de disco flexible hacia la unidad de disco duro, pero puede usarse también para hacer una copia de disco flexible a disco flexible; una vez instalado, el sistema comienza a ser ejecutado automáticamente.

Este es un programa para el tratamiento por lotes (Batch) y esta escrito con comandos del sistema operativo.

En la figura 4.B se muestra el diagrama de árbol de todos los archivos que se incluyen en el disco flexible del sistema didáctico.

En ella puede observarse la agrupación en directorios de los programas y archivos, estos últimos descritos a continuación:

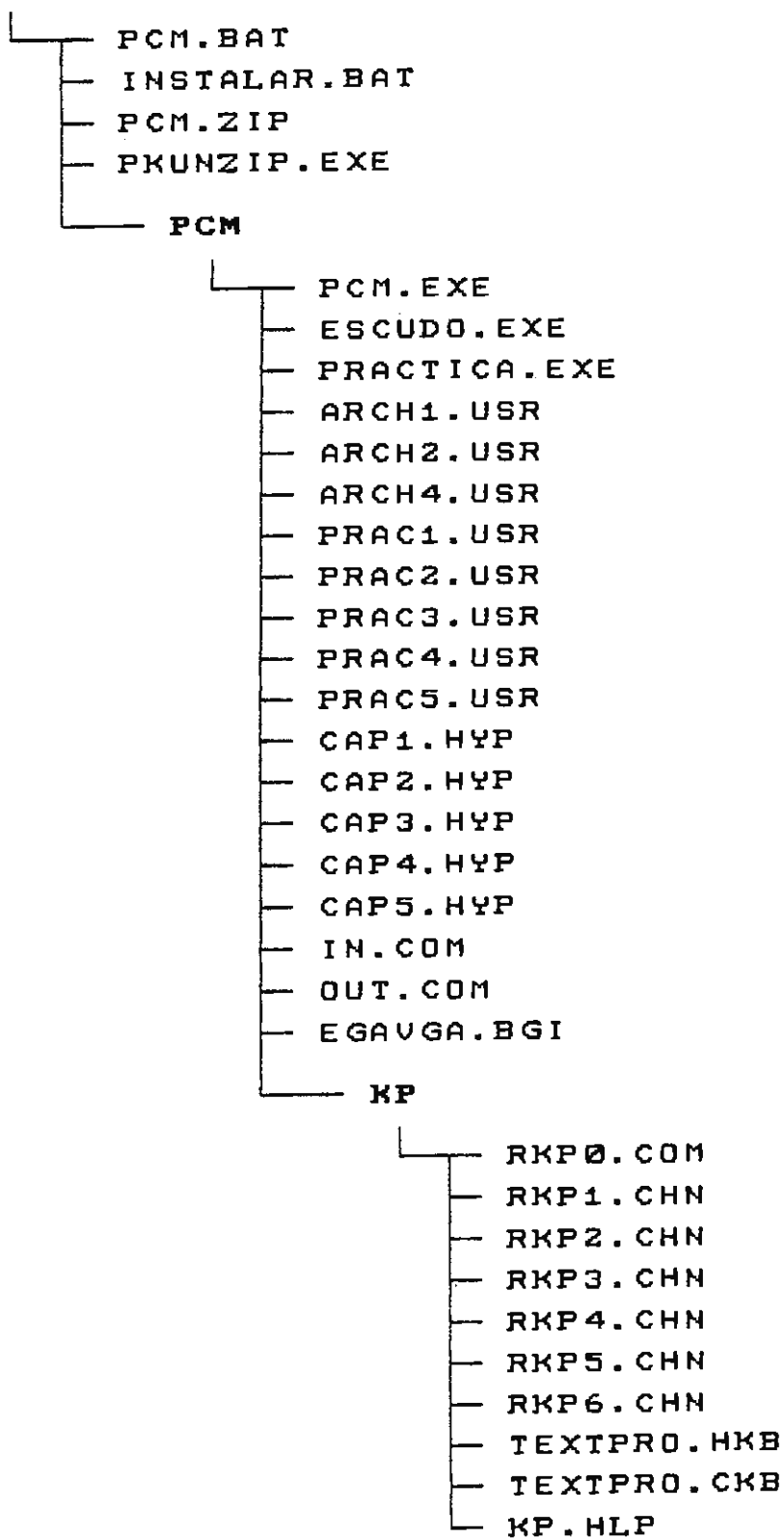


FIGURA 4.B ARCHIVOS Y PROGRAMAS DEL SISTEMA DIDACTICO

Los archivos PCM.zip y PKUNZIP.EXE son una copia comprimida de todo el sistema y el programa para descomprimir la copia, respectivamente. Esto facilita la labor equivalente de utilizar mas tiempo y espacio de memoria para hacer la copia. Para obtener una copia del sistema basta con copiar estos dos archivos en el directorio raíz de la unidad de disco donde desea almacenarse todo el sistema y luego digitar PKUNZIP PCM (retorno). Una vez descomprimido, pueden ser borrados estos dos archivos.

Todos los archivos con extensión USR son utilizados por el sistema para leer de ellos todos los textos de las guías prácticas, las evaluaciones y el registro de los usuarios.

El archivo EGAVGA.BGI es utilizado por los programas escritos en lenguaje Turbo Pascal, y que requieren del manejo de gráficos con la tarjeta VGA.

Todos los archivos con extensión HYP son utilizados por el curso práctico para leer de ellos los textos de cada capítulo.

En el directorio KP, todos los archivos son necesarios para la operación del programa presentador de textos para el curso teórico únicamente.

4.4 FLUJOGRAMAS DEL SISTEMA DIDACTICO.

En esta sección se muestran los flujogramas de todos los programas que conforman al Sistema Didáctico. Debe tomarse en cuenta que la técnica de programación estructurada permite analizar cualquier programa, por complejo que éste sea, desde una perspectiva general con operaciones muy amplias; conforme el diseño profundiza se podrán apreciar operaciones más específicas y mejor detalladas. No es la intención de este trabajo el discutir o evaluar la implementación exacta de cada operación, por lo cual se limitará a mostrar la programación hasta el nivel de los flujogramas, sin mostrar el programa fuente y sus comentarios, ya que su discusión detallada requiere de mayor ambiente teórico fuera de los alcances fijados. Como una opción, se han incluido algunas operaciones matemáticas en los bloques que poseen gran relevancia, siempre que no sea distraída la atención de la función implementada.

La estructura de los programas se muestra desde el enfoque general, hacia el enfoque específico, esto es, cada programa está conformado por lo que en lenguaje de programación Pascal se conoce como procedimientos o funciones; en cuanto a la simbología equivalente, estos se presentan como operaciones predefinidas (rectángulos con doble barra lateral).

Aquellos flujogramas que representan la estructura general de alguno de los programas del Sistema Didáctico se han resaltado al

agregar el nombre del programa en el título de la figura correspondiente.

Los procedimientos más importantes poseen una nota en la esquina superior derecha, en la que se indica una de las siguientes condiciones:

- PAS : estos procedimientos son parte de la librería particular del lenguaje de programación Turbo Pascal 5.5, por tanto no existen flujogramas que describan a estos procedimientos.
- DOS : estos procedimientos se han implementado mediante comandos del sistema operativo MS-DOS 5.0, y en algunos casos corresponden a un programa de tratamiento por lotes.
- KPRO : este procedimiento corresponde a la ejecución del programa especializado Knowledge Pro, del cual tampoco se muestran algoritmos más específicos.
- ASS : estos procedimientos son implementados por un conjunto de instrucciones en lenguaje de programación Ensamblador, lo cual implica que su descripción requeriría de mayor dominio en la circuitería del computador, motivo por el cual no se detalla el conjunto de estas instrucciones.

Por otra parte, los procedimientos que poseen un numeral alfanumérico (por ejemplo 4.C) son los únicos que poseen mayor

especificación sobre su implementación; el numeral es una referencia a la figura donde se encuentra el flujograma que corresponde a dicho procedimiento. Esta cadena de referencias es la mejor forma de mostrar la programación estructurada.

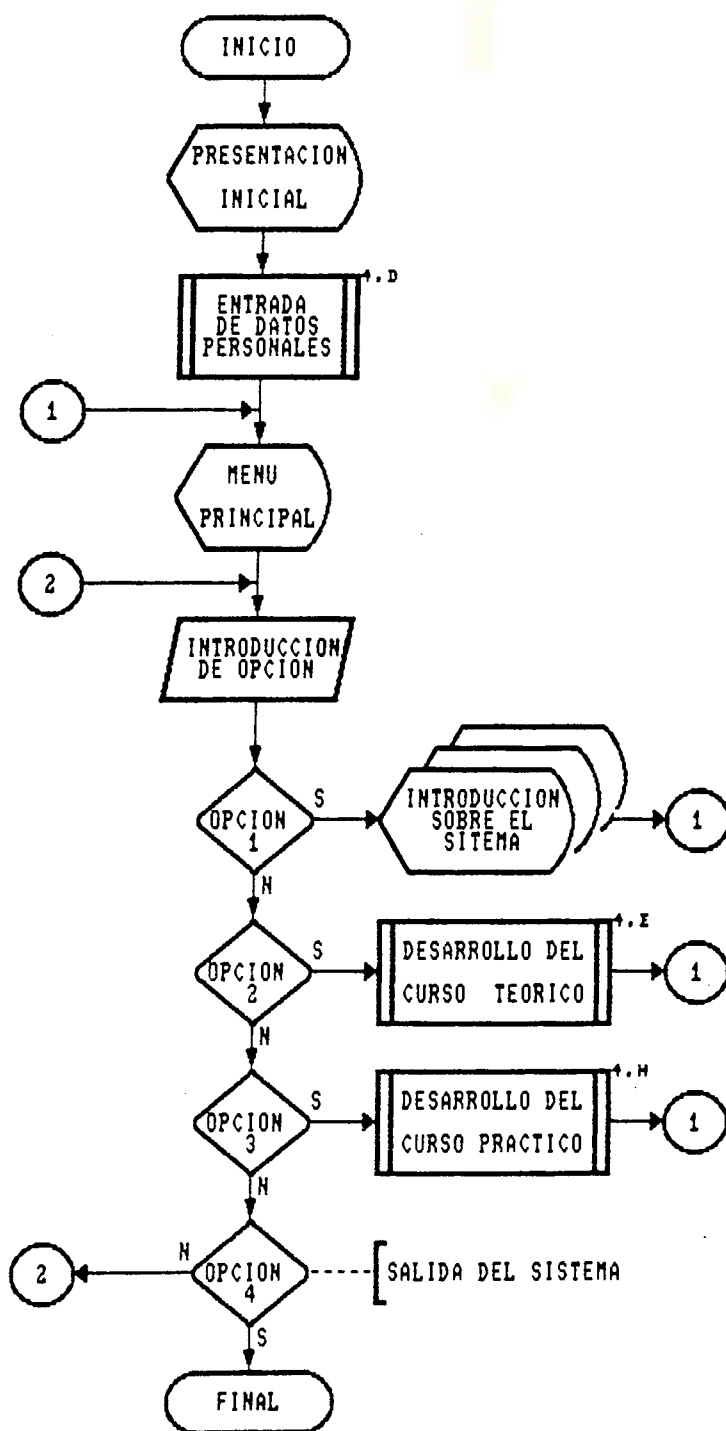


FIGURA 4.C FLUJOGRAMA DEL PROGRAMA GENERAL DEL SISTEMA DIDACTICO
(PCM.EXE)

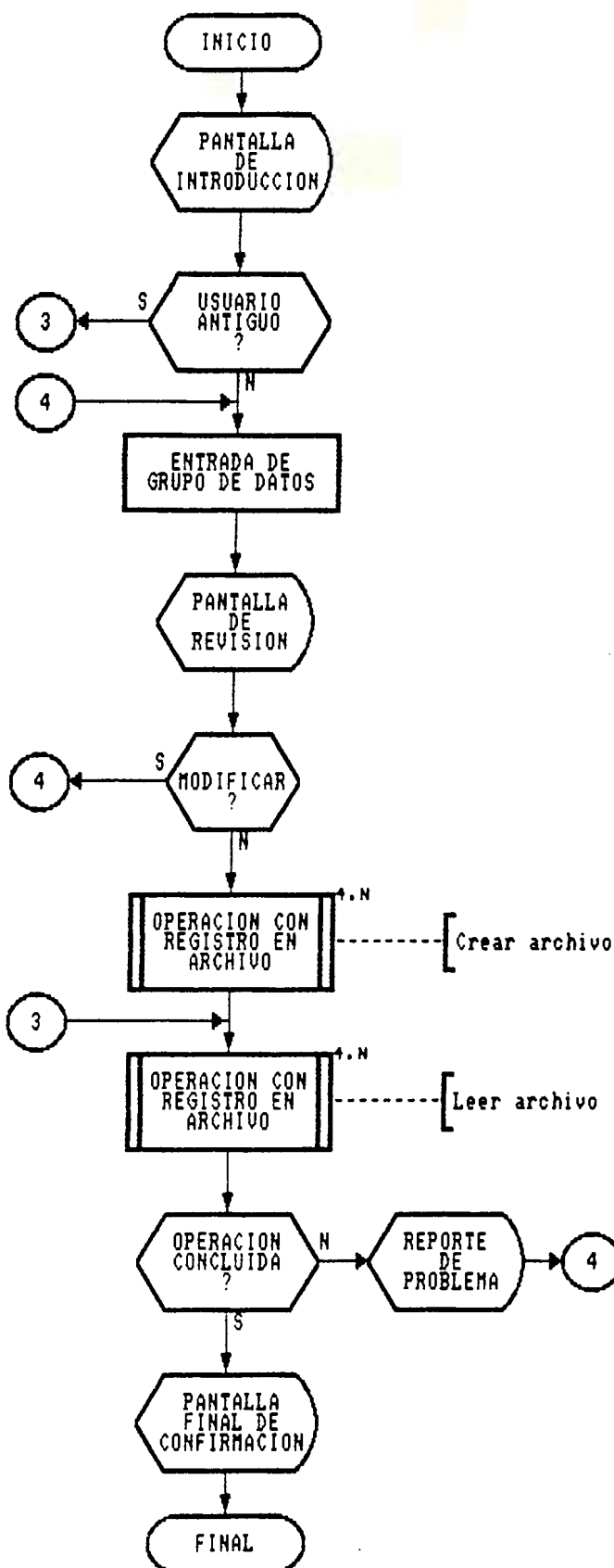


FIGURA 4.D FLUJOGRAMA PARA ENTRADA DE DATOS PERSONALES

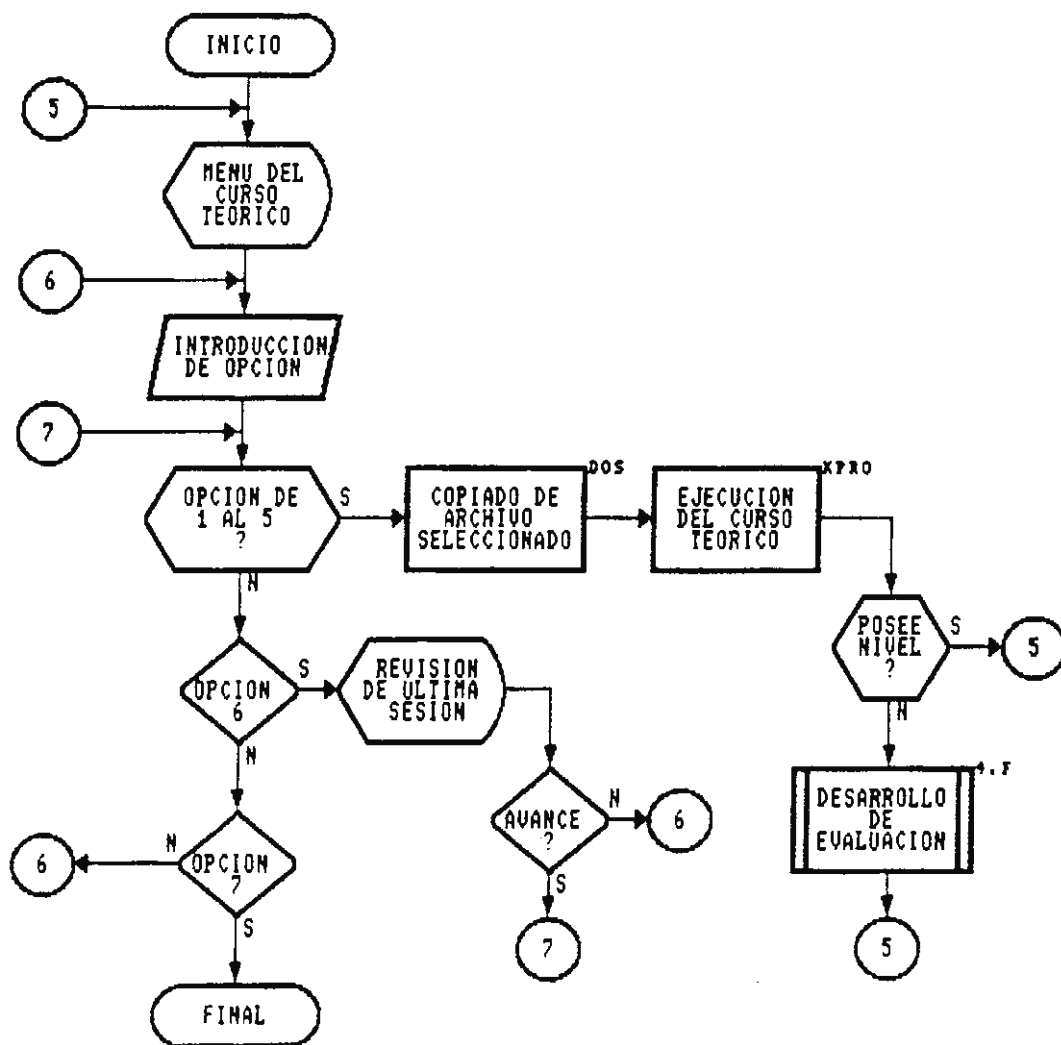


FIGURA 4.E FLUJOGRAMA DE DESARROLLO DEL CURSO TEORICO

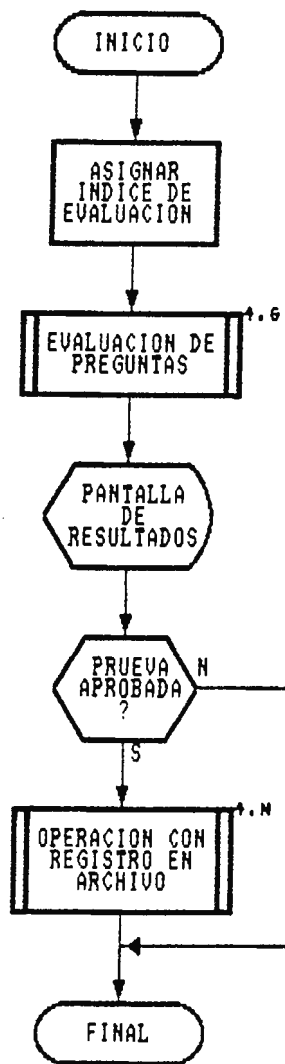


FIGURA 4.F FLUJOGRAMA PARA EL DESARROLLO DE LAS EVALUACIONES

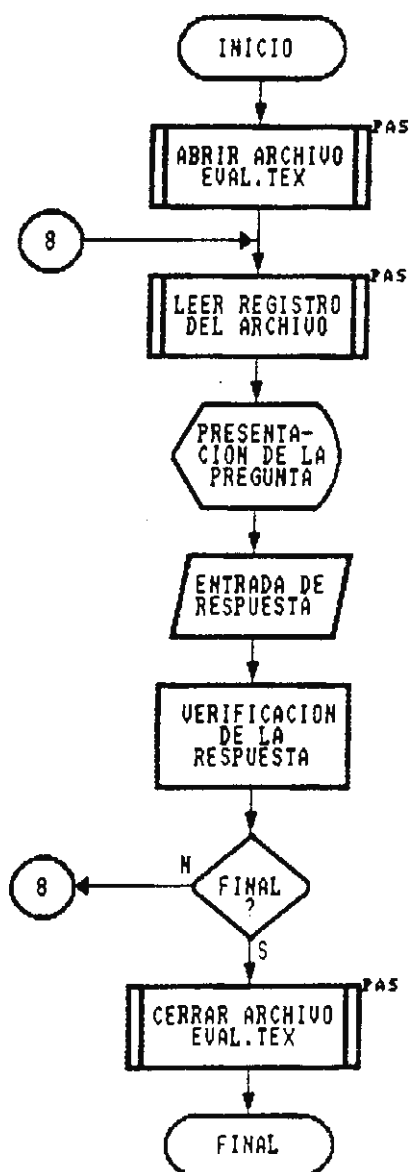


FIGURA 4.6 FLUJOGRAMA PARA LA EVALUACION DE LAS PREGUNTAS

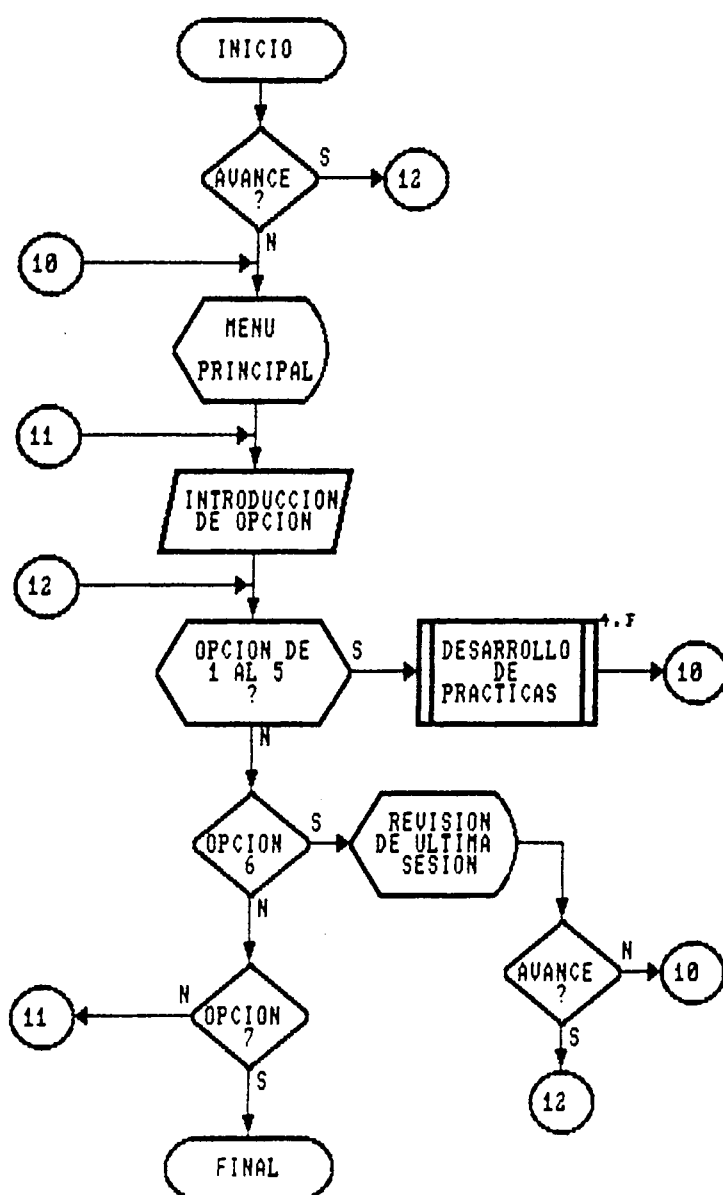


FIGURA 4.H FLUJOGRAMA PRINCIPAL DEL CURSO PRACTICO
(PRACTICA.EXE)

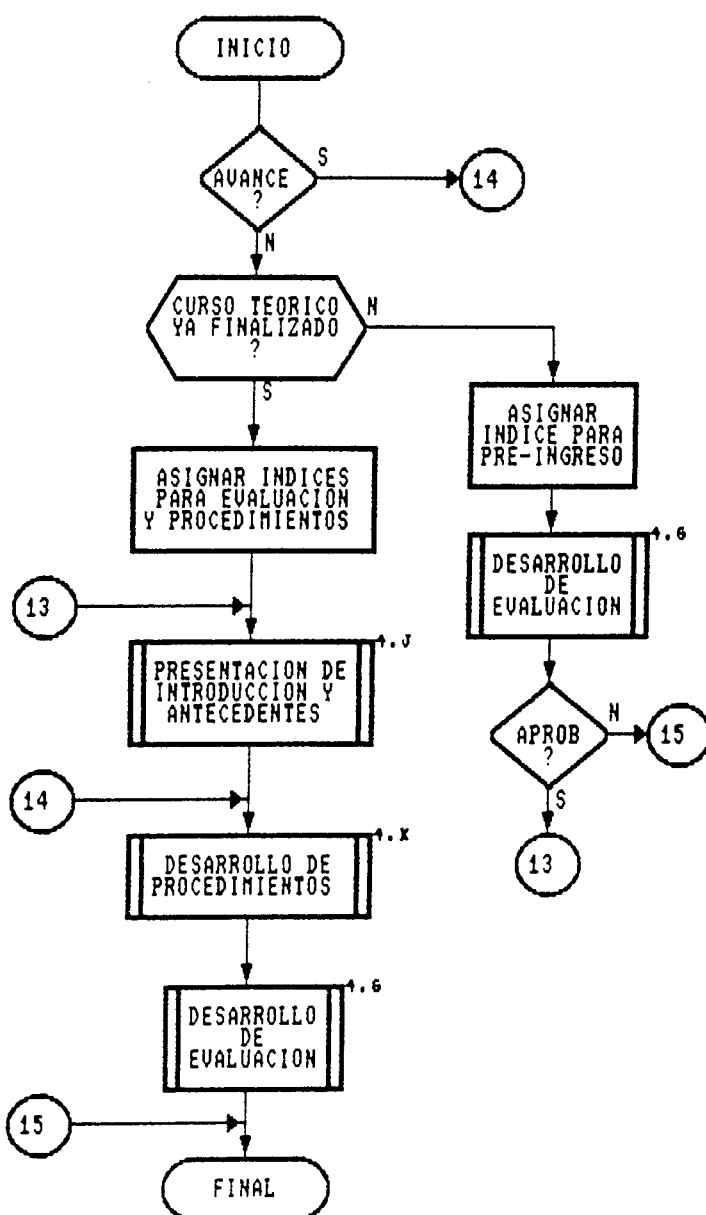


FIGURA 4.1 FLUJOGRAMA PARA EL DESARROLLO DE PRACTICAS

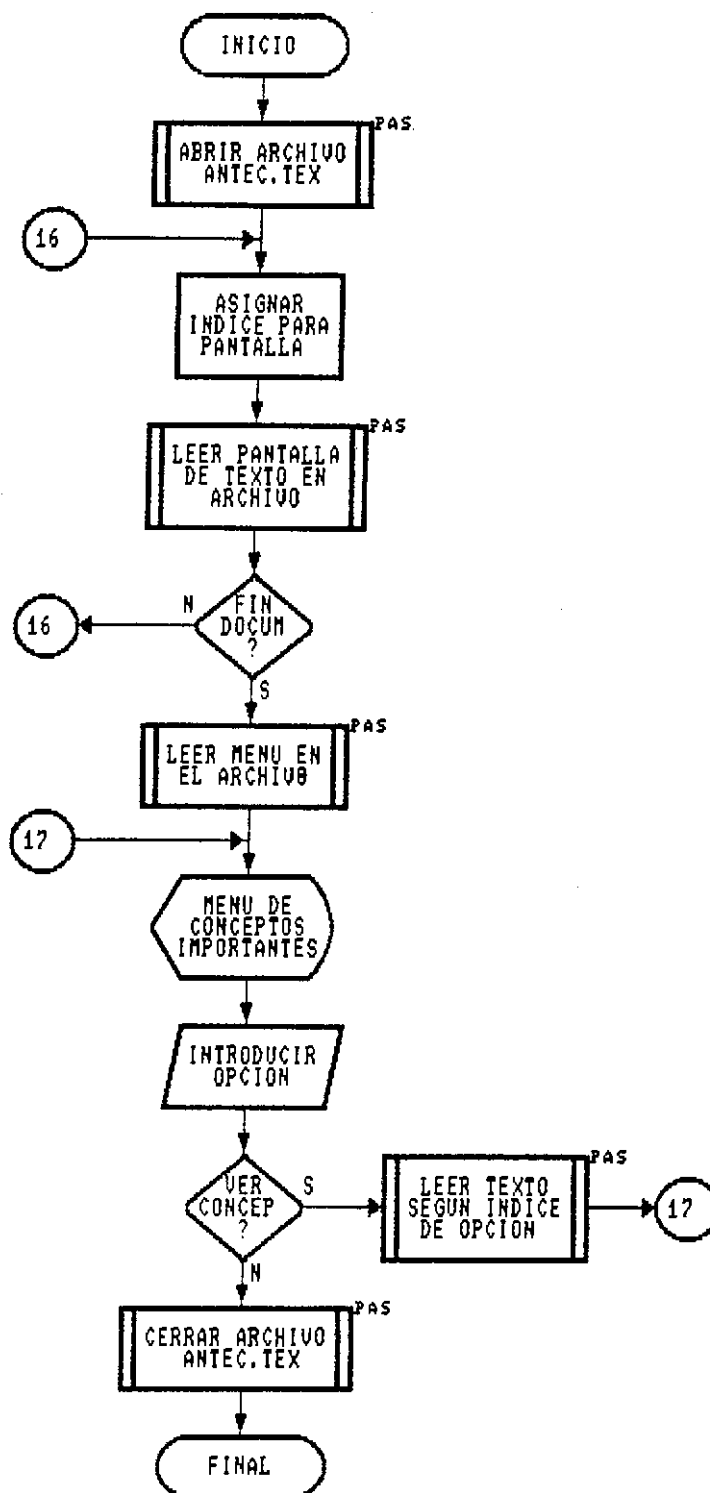


FIGURA 4.J FLUJOGRAMA PARA PRESENTACION DE INTRODUCCION Y ANTECEDENTES

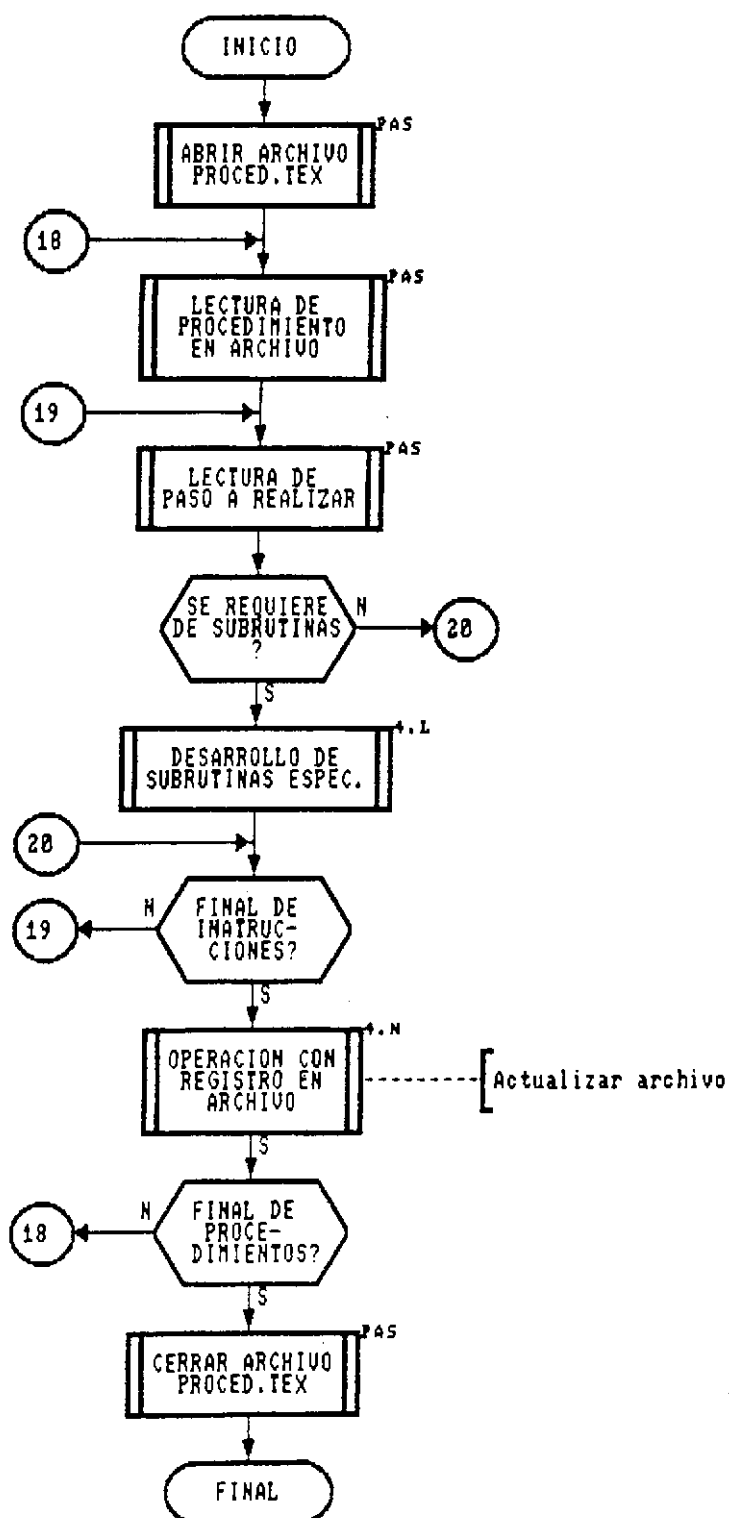


FIGURA 4.X FLUJOGRAMA PARA DESARROLLO DE PROCEDIMIENTOS

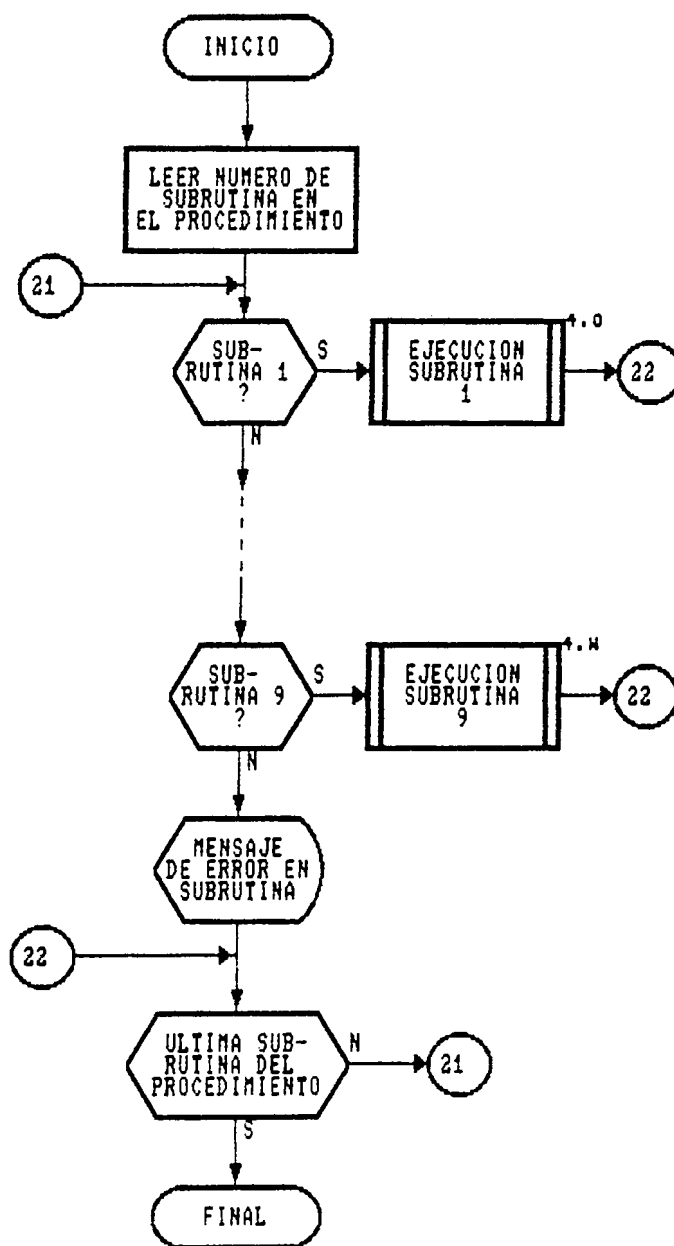


FIGURA 4.1 FLUJOGRAMA PARA DESARROLLO DE SUBROUTINAS ESPECIALES

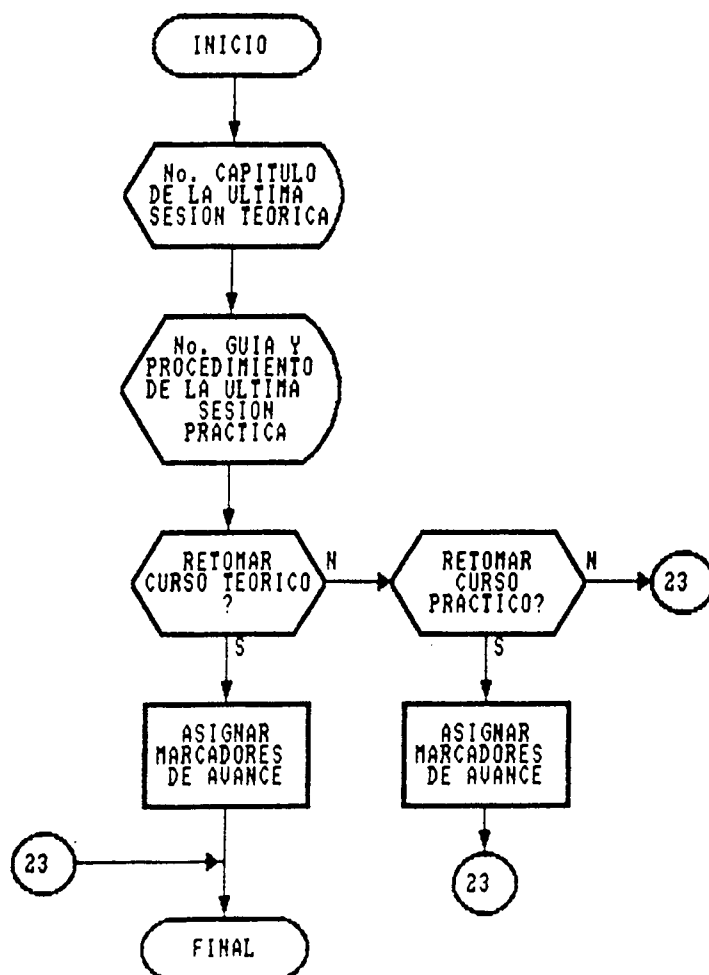


FIGURA 4.M FLUJOGRAMA PARA RETOMAR UNA SESION YA INICIADA

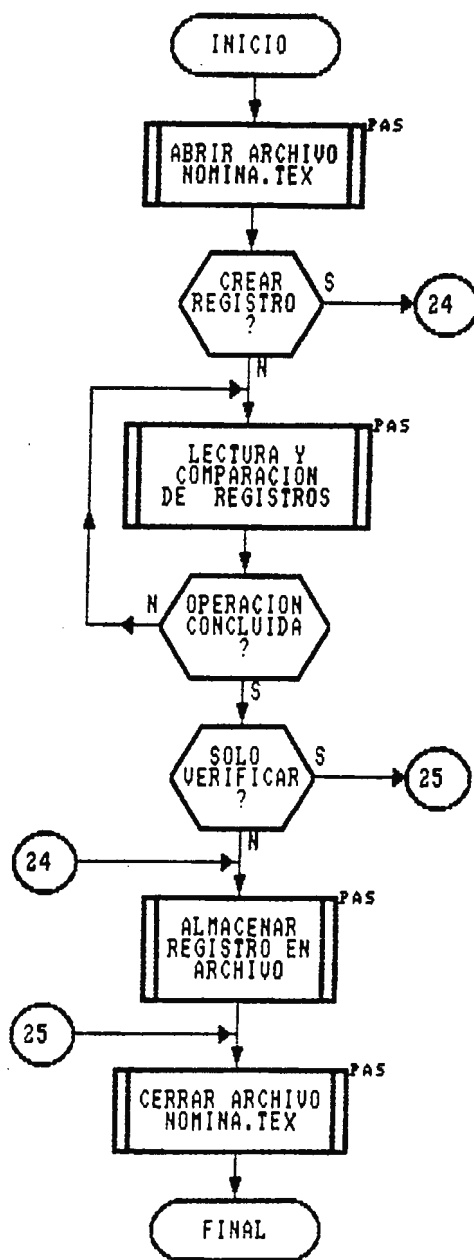


FIGURA 4.N FLUJOGRAMA PARA OPERACIONES CON REGISTROS

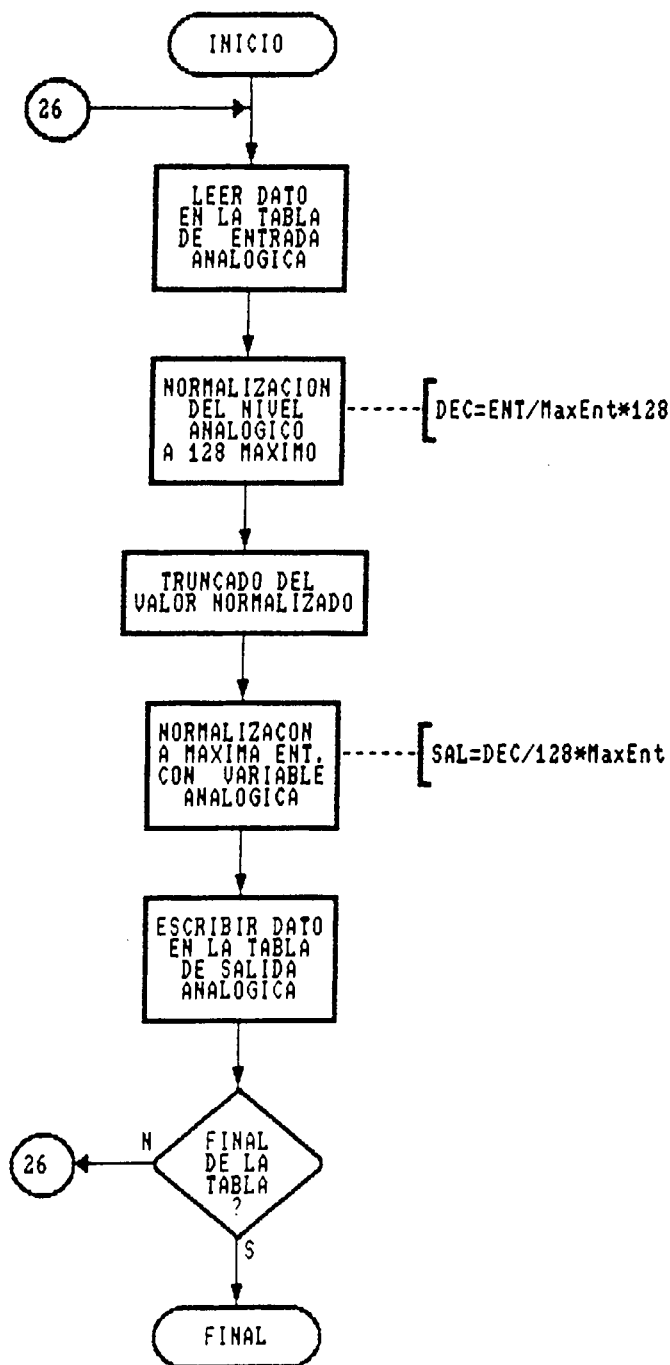


FIGURA 4.0 FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 1: CUANTIZACION LINEAL

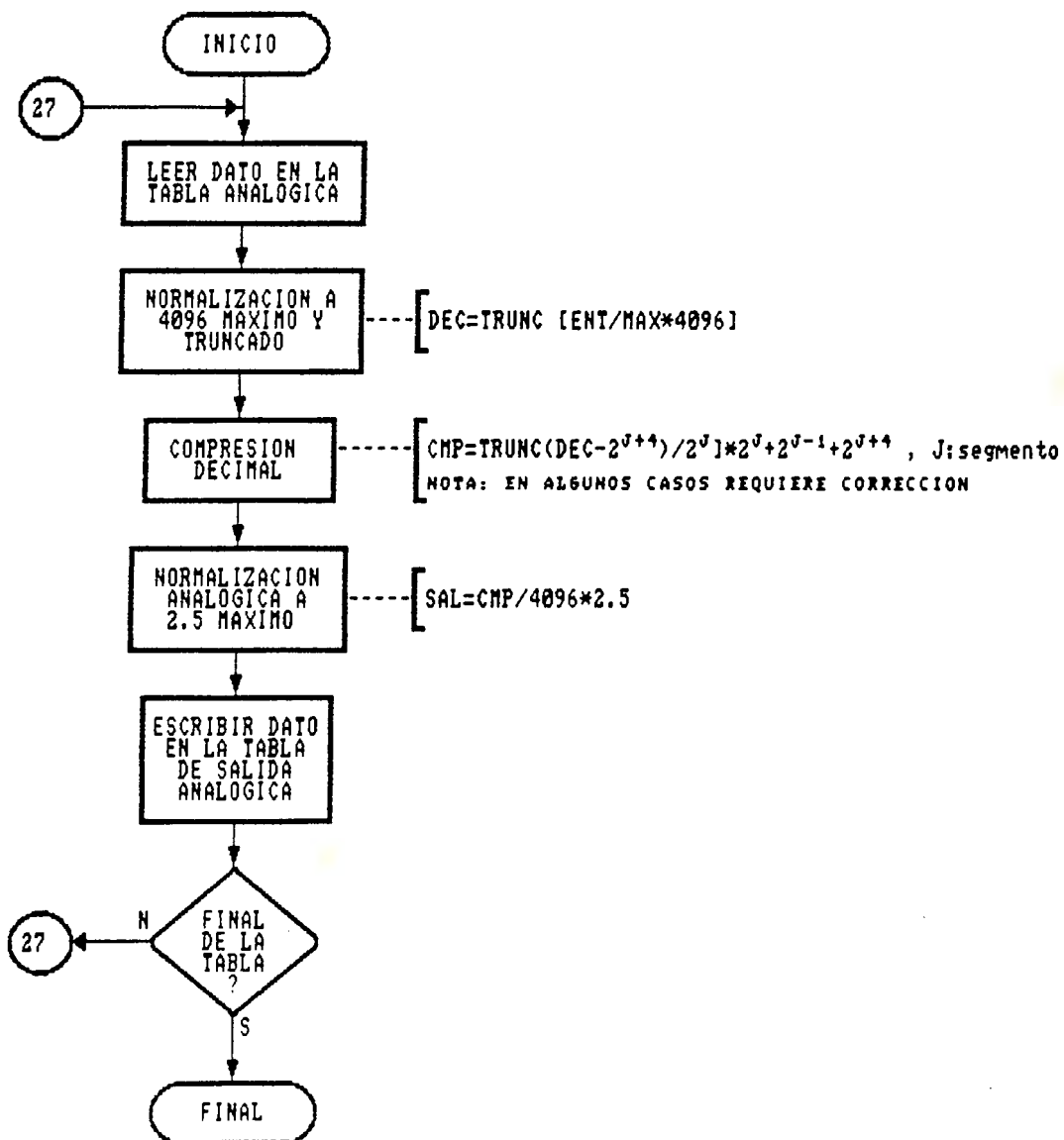


FIGURA 4.P FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 2: CUANTIZACION LOGARITMICA

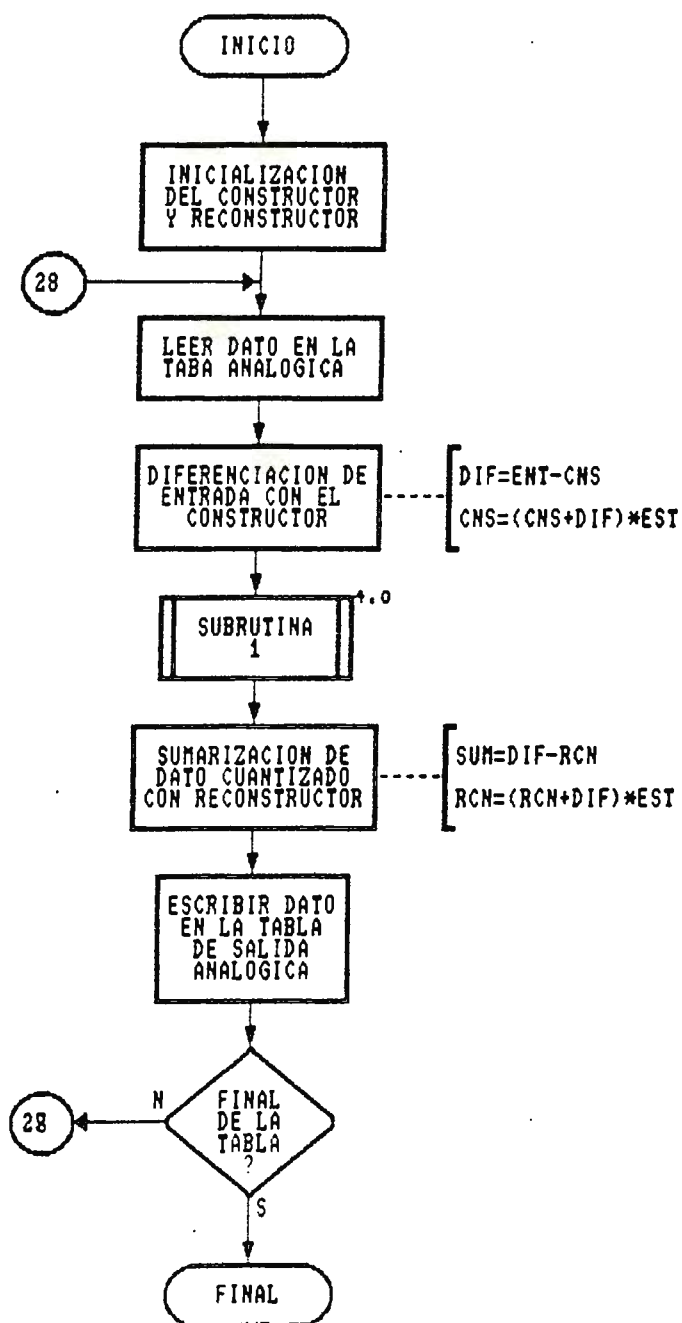


FIGURA 4.Q FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 3: CUANTIFICACION DIFERENCIAL

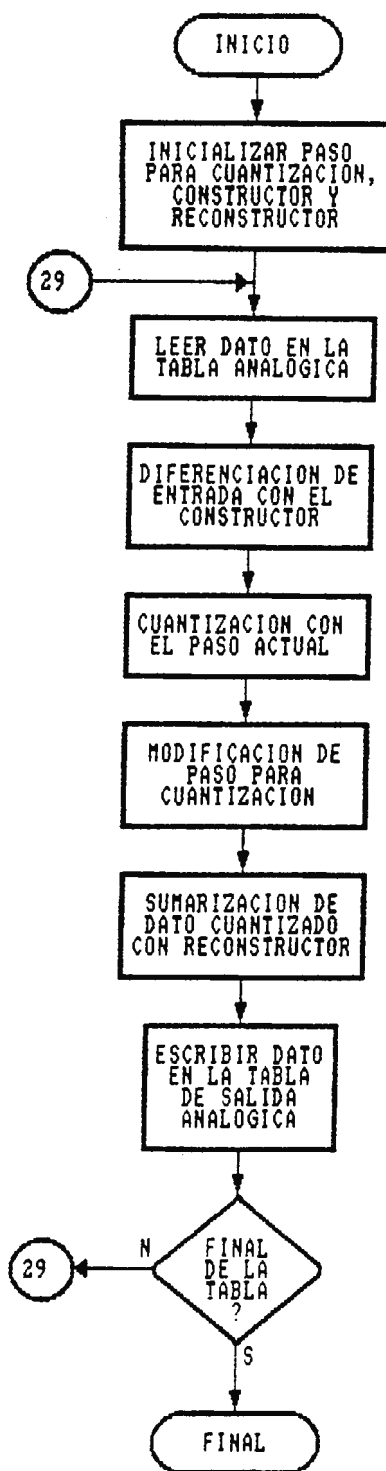


FIGURA 4.R FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 3: CUANTIZACION ADAPTATIVA

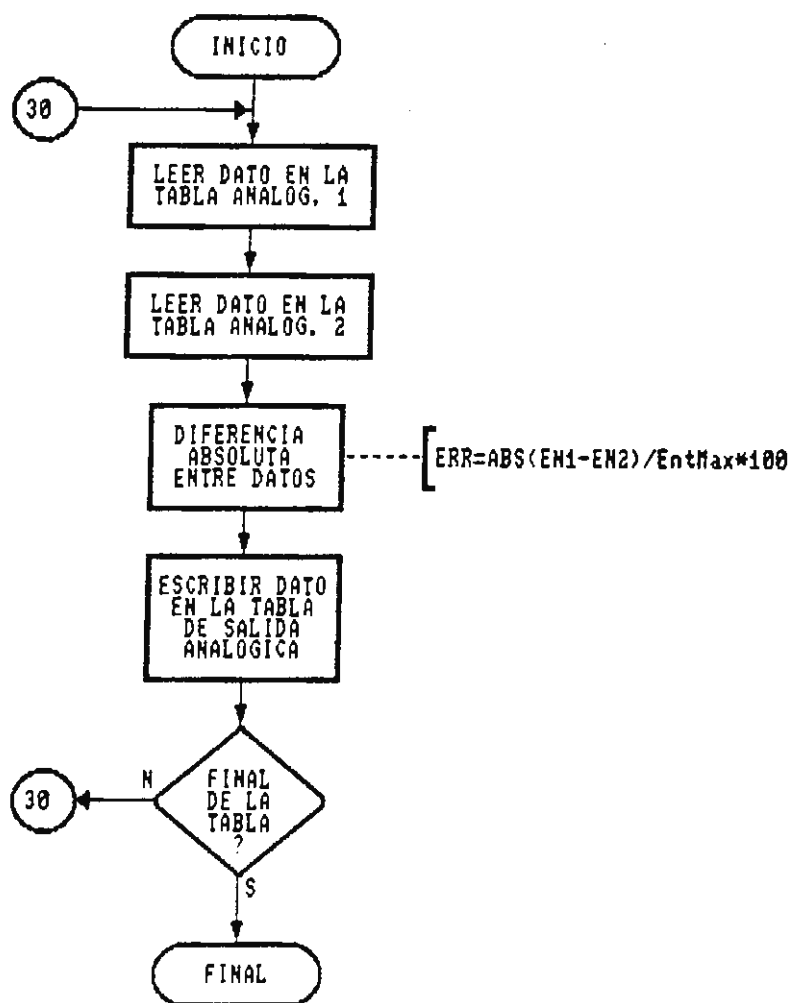


FIGURA 4.5 FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 5: DETERMINACION DE ERROR DIFERENCIAL

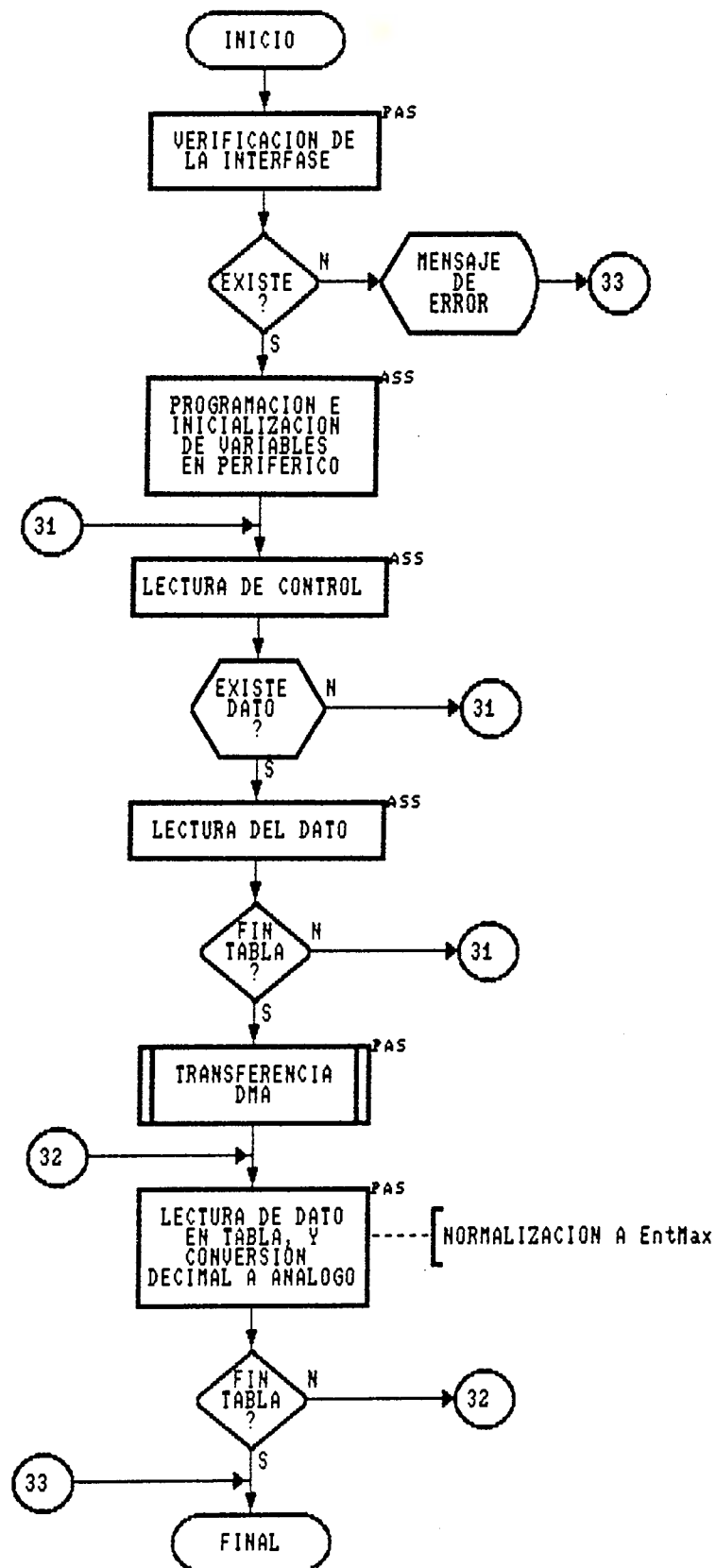


FIGURA 4.1 FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 6: ENTRADA DESDE INTERFASE
(IN.COM)

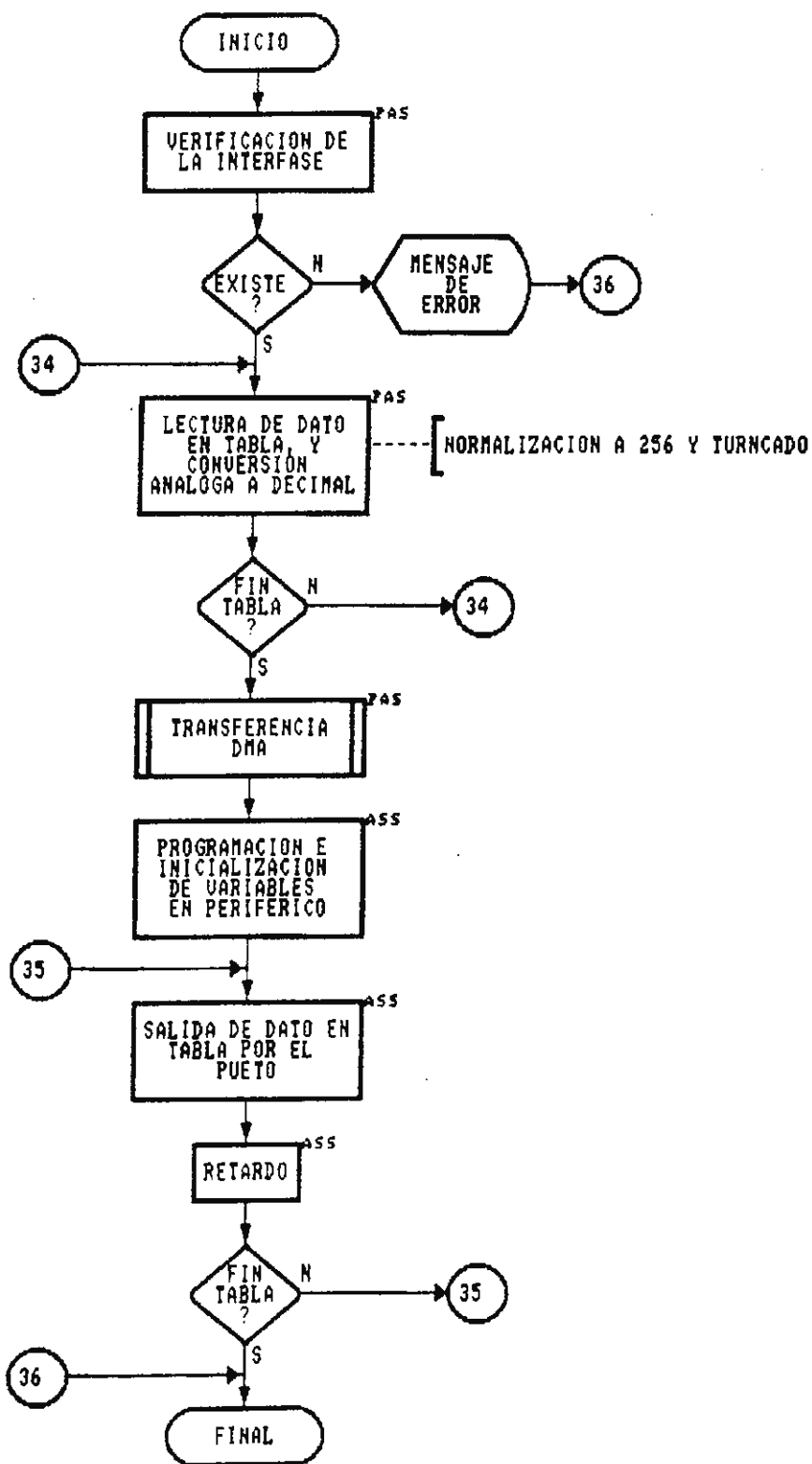


FIGURA 4.U FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 7: SALIDA HACIA INTERFASE
(OUT.COM)

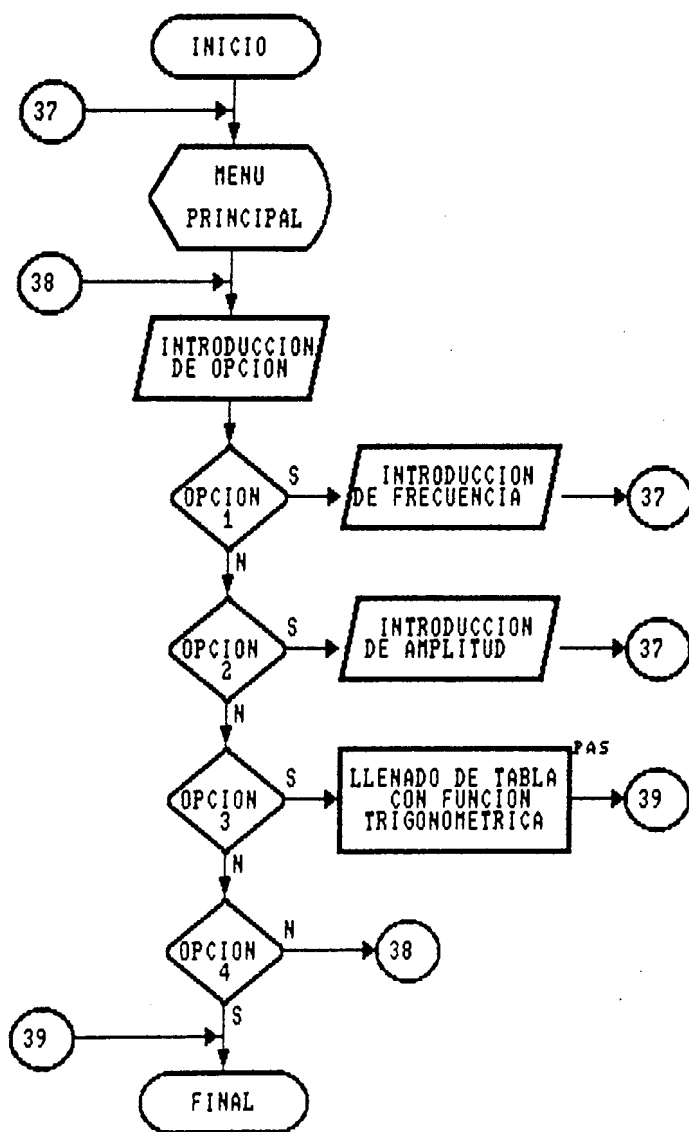


FIGURA 4.V FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 8: SIMULADOR DE GENERACION SENOIDAL

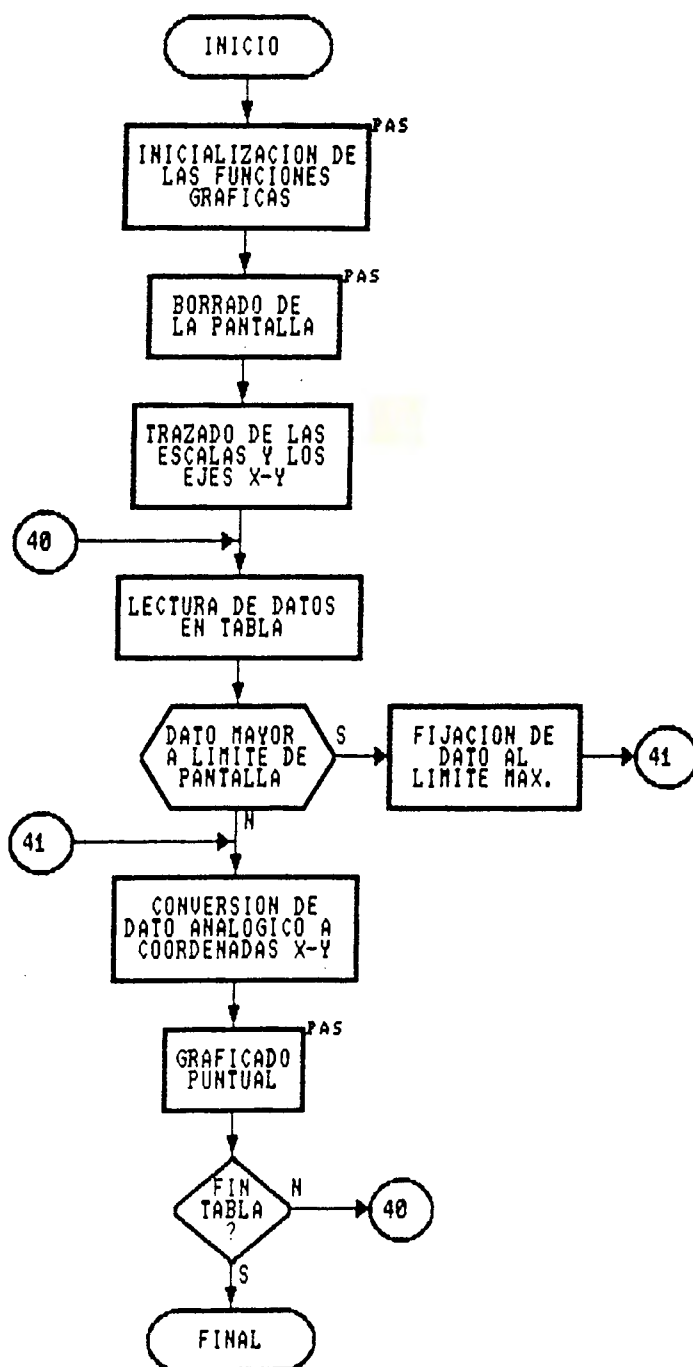


FIGURA 4.W FLUJOGRAMA PARA SUBROUTINA 9: GRAFICADOR DE FORMAS DE ONDA ANALOGICAS

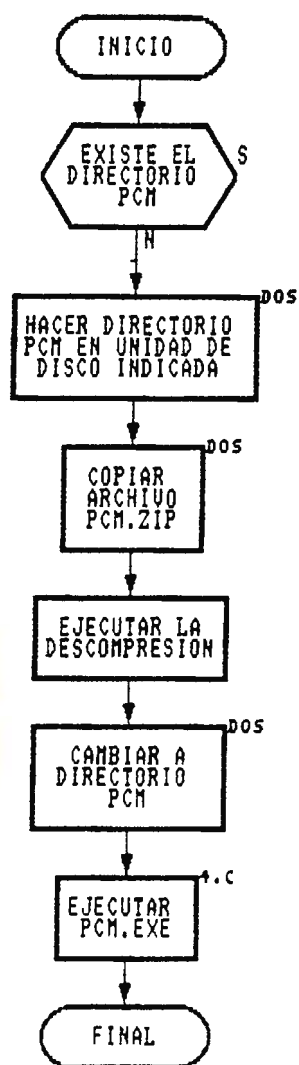


FIGURA 4.X FLUJOGRAMA PARA LA INSTALACION DEL SISTEMA DIDACTICO
(INSTALAR.BAT)

CONSIDERACIONES FINALES.

A manera de visión global se presentan los siguientes párrafos como una síntesis del trabajo realizado:

1. La técnica de aprendizaje haciendo uso de la computadora se esta extendiendo ampliamente, esto es debido principalmente a la gran potencialidad que como herramienta de trabajo puede representar en manos que sepan aprovecharla. No está por demás el decir que los grandes recursos de versatilidad de los cuales dispone la hace idónea para la formación técnica debido a la capacidad de procesamiento y simulación bajo el mando de programas especialmente dirigidos para tal fin.
2. Un punto negativo en medios como el de nuestro país lo constituye la poca disponibilidad o subutilización que recursos como las computadoras o el equipo de prácticas para telecomunicaciones sufren. Como una respuesta original surge la idea del sistema didáctico que no sólo posibilita la adquisición de conocimientos teóricos de una forma mas dinámica, sino que abre la capacidad de una incursión por el campo de la experimentación de los conocimientos adquiridos con un equipo de poco tamaño y fácil manipulación.
3. Una limitante que obstaculiza la adquisición de mayores conocimientos en áreas técnicas especializadas lo constituye la escasa o nula existencia de documentación bibliográfica

disponible en el idioma nacional. Tal es el caso actual del campo de las telecomunicaciones en nuestro país, y más concretamente en el área de las técnicas de codificación y compresión de la voz y el video con todas sus áreas auxiliares aquí presentadas. El presente trabajo ha sido un esfuerzo por poner a disposición tales conocimientos a aquellos interesados en estas aplicaciones específicas y que por falta de recursos bibliográficos o por no conocer el idioma en el cual tal documentación estaba escrita no habían podido aumentar su nivel de especialización técnica.

4. Una de las experiencias más fructíferas lo ha constituido la implementación de nuevas metodologías pedagógicas que intentan despertar mayor interés de parte del estudiante por su propio desarrollo académico, en un ambiente que le permita moverse libremente por las áreas de conocimiento que prefiera y de este modo haciéndose protagonista y no solamente partícipe de su propia formación cultural. Tal ha sido el caso de la técnica pedagógica de Hipermedia, que está comenzando a ser desarrollada en muchas partes del mundo con muy buenos resultados no sólo en el campo de la capacitación técnica, sino en todas las áreas del conocimiento humano. Orgullosamente, el curso que ha resultado como fruto de el presente trabajo es uno de los primeros desarrollos para el área de latinoamérica en el campo de la capacitación en telecomunicaciones.

5. Debido a la falta de recursos, muchos interesados en el campo de las telecomunicaciones se ven en la necesidad de limitarse a

la adquisición de conocimientos únicamente teóricos. Uno de los mayores logros alcanzados por este sistema didáctico lo constituye la construcción de equipo para prácticas con recursos nacionales, para dar una respuesta al actual déficit de equipo acondicionado para el entrenamiento en el área técnica.

6. De acuerdo al estudio realizado sobre las técnicas de compresión de la voz y las imágenes, puede concluirse lo siguiente: Las técnicas de digitalización de la voz y el audio buscan ser un método que encuentre sus ventajas sobre los sistemas analógicos de acuerdo a la aplicación en que se desarrollen. Esto es debido a que en muchas ocasiones el formato digital puede resultar una verdadera desventaja como un formato para información.

En transmisión es necesario tener la capacidad de transmitir mucha información por unidad de tiempo. Debido a ello se deben buscar aquellas técnicas que respondan tanto en la fidelidad de las señales como en un uso eficiente de los medios de transmisión, de manera que éstos no requieran tener un ancho de banda extremadamente amplio para la propagación de las señales eléctricas o radio-eléctricas. Para ello se deben elegir aquellas técnicas de compresión de la información tales como las técnicas diferenciales adaptativas que limitan al mínimo el uso de los niveles de digitalización de los sistemas y además reducen el ruido de cuantificación que las técnicas básicas de digitalización pueden generar de acuerdo a sus cuantificadores.

De manera opuesta, en una aplicación tal como el procesamiento de información se requiere de una mayor resolución de los digitalizadores para evitar generar un alto nivel de degradación de la información.

7. Las técnicas de procesamiento de imágenes estudiadas muestran la capacidad que poseen los sistemas de comunicación digital para video, y las técnicas de digitalización de imágenes para introducir una sustancial mejoría en la calidad de la imagen. Además del procesamiento instantáneo para la eliminación de ruido o distorsiones así como la enfatización en los contrastes y la optimización del rango dinámico para los niveles de pixel, funciones que también son reducibles en sistemas analógicos; los sistemas digitales introducen:

-Almacenamiento de imágenes: mediante un dimensionamiento adecuado puede ser almacenada una imagen o un conjunto de ellas sin introducir daños a largo plazo por almacenamiento, ya que se utiliza una codificación binaria para aprovechar los recursos digitales ya disponibles (memorias RAM, ROM, Disco Láser, etc.).

-Ampliación de imágenes: mediante la interpolación del nivel de gris en coordenadas fraccionales, puede ser ampliada una imagen agregando un procesamiento basado en gradientes y el uso de la transformación espacial.

-Discriminación y/o separación de imágenes: mediante la determinación de los contornos de los detalles y utilizando las relaciones entre píxeles vecinos (conectividad, pasos, distancias, etc.) puede extraerse de la imagen una región, o puede detectarse la presencia de un objeto en particular.

-Reconstrucción de imágenes: conociendo la fuente de degradación puede ser corregida y reconstruida una imagen mediante procesamiento en el dominio de la frecuencia. Un ejemplo es la remoción de manchas causadas por el movimiento lineal uniforme de la imagen.

RECOMENDACIONES.

De manera general, para la utilización del sistema didáctico se le sugiere atender a las siguientes recomendaciones:

1. Sobre los usuarios:

a) Para la completa asimilación del material tanto a nivel teórico como práctico, el estudiante deberá de cumplir con un mínimo de conocimientos que le permitan comprender con mayor profundidad todos los tópicos tratados. Se sugieren sólidas bases en las siguientes áreas:

- Sistemas de Comunicación Analógicos.
- Electrónica Digital.

b) El sistema didáctico está dirigido directamente a técnicos en sistemas de comunicación analógica, estudiantes universitarios con nivel de cuarto año de ingeniería eléctrica o electrónica o superior, ingenieros en electricidad o electrónica o profesionales dedicados al trabajo con sistemas de comunicación digital.

c) Aunque el sistema está orientado a ser una herramienta autosuficiente, en cualquier caso será preferible la asistencia de un instructor que pueda orientar alguna inquietud por parte del usuario. Tal instructor deberá de cumplir con el requisito de unas bases de conocimientos muy sólidas en sistemas de

comunicación digital y sistema operativo DOS. Para el instructor se recomienda asimilar el contenido completo del presente documento para tener un conocimiento a fondo del sistema en su globalidad y su particularidad.

d) Como una parte complementaria y enriquecedora, se sugiere que el usuario tenga la capacidad de manejo de equipo de medición de señales, para que cuando se encuentre en la parte del curso práctica, pueda corroborar todos los datos con su propio equipo de pruebas.

2. Sobre los recursos técnicos:

a) A continuación se listarán las características deseables en la computadora con la cual se habrá de desarrollar la capacitación:

- Motherboard XT o AT a 20 MHz.
- Monitor CGA o VGA.
- Disco Duro con espacio libre de al menos 1.5 Mb.
- 1 Mb en memoria RAM.
- Unidad de disco flexible de 3.5 pulgadas y alta densidad.
- Sistema operativo MS-DOS versiones 3.0 y subsiguientes.
- La computadora que ha de utilizarse debe de tener disponible un slot (puerto de entrada-salida en la tarjeta principal de la computadora). Este puede ser independientemente de 8 ó de 16 bits.

Tales características son las preferibles aunque no son determinantes totalmente para la utilización o no del sistema.

b) En lo que consierne al equipo de apoyo necesario para la realización de la parte práctica, se recomienda tener a la mano el siguiente equipo de medición:

- Osciloscopio de doble traza (dos canales) y con capacidad de medición de señales de hasta 40 MHz.

- Un voltímetro digital (DVM).

Es imprescindible contar también con el siguiente equipo de generación:

- Generador de voltaje variable DC, con capacidad de generación de hasta un máximo de 2.5 voltios.

- Generador de funciones senoidales con manejo de frecuencias desde los 10 hasta los 3000 Hertz.

APENDICE A.
MANUAL DEL USUARIO
INTRODUCCION

Este documento presenta la información específica correspondiente al manual del usuario del sistema didáctico por computador para el aprendizaje de las técnicas de digitalización y compresión de información. En el se encuentran formuladas las especificaciones y requerimientos del sistema, tanto del usuario, el software y el hardware.

Las especificaciones incluyen todos los detalles de funcionamiento como una guía para la persona que lo ejecute o aquella que en un preciso momento necesite hacer uso rápido de él. Se incluyen aspectos como: la palabra de arranque; el uso de las teclas de función para el desarrollo del curso elegidas del teclado por los fabricantes; y, la explicación de las pantallas fundamentales para el avance fructuoso del mismo.

Entre los requerimientos se incluyen todos los aspectos que necesita tanto la persona que ejecute el curso así como las limitantes necesarias del sistema computador en el cual el curso sea ejecutado, debido al desempeño mismo que posee. Entre esos requerimientos se exigen aspectos como nivel de conocimientos en comunicaciones y computación; capacidad del disco flexible y duro en el que debe ser almacenado el curso, compatibilidad con distintos sistemas de video, etc.

UTILIZACION DEL CURSO.

INSTALANDO EL SISTEMA.

Entre las partes que incluye el Sistema Didáctico se han mencionado el Circuito Interfaz y los dos discos con el Programa para la ejecución del curso. Por lo tanto, el proceso de instalación del Sistema Didáctico comprenderá dos fases : la instalación física de la interfáz, y la instalación del programa para ejecutar cualquiera de los cursos; a continuación se describe cada uno de estos procesos.

Instalación física del Circuito Interfaz.

Para revisar el curso teórico no es indispensable el uso del Circuito Interfaz, por lo que este procedimiento de instalación puede ser implementado hasta que se desee realizar el curso práctico.

La instalación del Circuito Interfaz requiere de conocimientos generales sobre la circuitería interna de su computador; el manejo inadecuado del Circuito Interfaz y/o del computador pueden provocar severos daños a cualquiera de las partes. Si usted no esta capacitado para esta función consulte con su instructor o en su defecto con personal relacionado con este campo.

Antes de instalar el Circuito Interfaz verifique la existencia de un toma de energía a 110 VAC para la alimentación de este

circuito; así mismo, considere los tomas necesarios para el equipo de generadores y/o medidores que requerirá. Para proceder con la instalación siga cada uno de los pasos que se detallan:

- a. Ubique el Circuito Interfaz a un costado de su máquina de tal forma que el panel frontal quede a su alcance, considere además el espacio que requerirá el resto del equipo de apoyo para sus prácticas (generadores y medidores).
- b. Apague y desconecte su computador.
- c. Retire la cubierta de su computador, y localice la sección de las ranuras para la instalación de tarjetas externas. Retire una de las cubiertas libres para permitir el acceso del cable de la interfáz.
- d. Introduzca el cable del Circuito Interfaz a través de la ranura libre, e inserte la terminación del cable en el conector de la tarjeta del computador.
- e. Inspeccione la instalación del cable y verifique la funcionalidad de las partes internas del computador.
- f. Reponga la cubierta del computador y conecte la alimentación a todo el equipo (el Circuito Interfaz encenderá instantáneamente).
- g. Proceda a encender el computador, y ejecute el programa del Sistema Didáctico.

Si se presentara algún problema en la instalación, consulte con su instructor o en su defecto con personal calificado.

Instalación del programa.

El programa para la ejecución del curso se encuentra en los dos discos flexibles incluidos en el Sistema Didáctico. La instalación del programa consiste en habilitar los archivos que requiere el sistema para permitirle ejecutar el programa y trasladarlos al disco duro de su computador. En esta instalación se creará un directorio con el nombre PCM, donde quedará almacenado todo el conjunto de archivos.

Para instalar este programa no se requiere de operaciones complejas en el computador, basta con conocer el uso básico de una instrucción del sistema operativo de la máquina, la instrucción para cambiar de unidad de disco por defecto. Para proceder con la instalación siga cada uno de los pasos que se detallan:

- a. Encienda el computador, y espere hasta obtener la petición de orden del sistema operativo (prompt).
- b. Inserte el disco número 1 del Sistema Didáctico en la unidad de disco del computador.
- c. Ejecute el comando para cambiar de unidad de disco por defecto hacia aquella que utiliza el disco del Sistema Didáctico.

d. Digite la orden PCM y presione la tecla de Entrada, esto iniciará la instalación del sistema, y cuando sea necesario usted recibirá un mensaje en la pantalla para que introduzca el disco número 2.

La instrucción de instalación le permite ciertas opciones:

- PCM/E le permite ejecutar el programa del curso inmediatamente después de haber sido instalado.
- PCM/E/B le permite ejecutar el programa del curso inmediatamente después de haber sido instalado y al finalizar la ejecución del programa los archivos y directorios que se crearon en el disco duro serán borrados (no así el contenido del disco flexible).

Una vez que el programa ha sido instalado usted ya no requerirá de los discos flexibles, por lo que estos podrán ser almacenados como copias de respaldo o podrán ser redistribuidos (ninguno de los discos posee protección contra copias).

Cada vez que usted desee ejecutar nuevamente el programa bastará con digitar bien desde el directorio raíz del disco duro o desde el directorio \PCM la misma instrucción PCM, aunque ahora no tendrá efecto alguno las opciones /B y /E.

INICIANDO EL CURSO.

Una vez que se ha instalado el programa para ejecutar el curso usted observará una pantalla de presentación que permanecerá allí hasta que sea presionada cualquier tecla de la consola del computador.

A partir de este momento, todas las operaciones se manejan mediante pantallas que ofrecen dos o más opciones para ejecutar el siguiente paso, estas pantallas de opción son denominadas Menús y todos presentan el mismo formato básico : poseen un título genérico que hace referencia a la selección que se realizará, incluyen una corta descripción sobre la forma para hacer la selección, se presenta un listado de las opciones disponibles y al costado izquierdo se enumeran alfabeticamente las opciones disponibles; para seleccionar alguna de las opciones basta con presionar la letra correspondiente en el teclado, ninguna otra tecla tendrá efecto alguno.

Al iniciar el curso se accesa el Menú Principal, el cual contiene las opciones más gruesas dentro del Sistema Didáctico; las opciones disponibles son :

-CURSO TEORICO, la cual le permite revisar los contenidos de cualquiera de los cinco capítulos que comprenden dicho curso.

-CURSO PRACTICO, la cual le permite realizar cualquiera de las cinco guías prácticas que comprenden dicho curso.

-RETOMAR SESION, la cual le permite revisar cuál fué la unidad en que usted suspendió la última sesión tanto en el curso teórico como en el práctico.

-SALIR AL SISTEMA OPERATIVO, la cual le indica al programa la terminación de la sesión actual.

En el caso de seleccionar el curso teórico, algunas instrucciones extra son necesarias, debido a que la presentación cambia de formato. Después de seleccionar CURSO TEORICO en el Menú Principal, usted tendrá que digitar tres ordenes; a continuación se presentan los pasos a seguir :

a. Primero seleccione en la segunda pantalla de Menú el número del capítulo que desea revisar.

b. Aparecerán ante usted una serie de pantallas que se desvanecerán automáticamente, hasta llegar a una pantalla que permanece estática.

c. En esta pantalla se presenta la opción única de TEXTPRO, así que bastará con presionar la tecla de Retorno (Return ó Enter).

d. La pantalla presenta ahora algunos conceptos descriptivos sobre el fabricante del programa en uso; nuevamente bastará con presionar la tecla de Entrada o con presionar la barra espaciadora.

e. Finalmente, se le solicitará el nombre del archivo que desea revisar; presione la letra i para Iniciar la revisión del capítulo ya seleccionado, y presione la tecla de Retorno.

A partir de este momento, usted ya ha iniciado la revisión del capítulo particular del curso teórico.

En resumen, sin necesidad de leer el contenido de las pantallas, usted solo deberá esperar a que cada conjunto de pantallas llegue a un estado estable, y el orden en que deberá producir las entradas desde el teclado son :

- Retorno (Enter ó Return).
- Retorno (Enter ó Return).
- Letra i + Retorno (Enter ó Return).

MANEJANDO EL CURSO TEORICO.

Esta parte del curso ha sido elaborada con la ayuda de un paquete manejador de bases de conocimientos llamado Knowledge Pro.

Tal paquete le permitirá seleccionar el capítulo de su preferencia, de tal manera que Usted podrá obtener los conocimientos que desee, en el orden que desee.

Cada uno de los capítulos esta estructurado en dos unidades funcionales principales:

- a) Pantallas Principales.
- b) Ventanas.

El contenido completo del curso le irá siendo presentado secuencialmente por medio de las pantallas principales, donde se encuentra la información mínima necesaria para la comprensión del material. Dentro del contenido interno de cada pantalla principal se encuentran ciertos conceptos que se muestran en campo inverso. En cada uno de estos conceptos existe material extra de información que Usted puede acceder para profundizar más en ese contenido específico.

Cuando en una misma pantalla principal existen varios conceptos en campo inverso, habra uno que es llamado concepto actual (si su monitor es a color, el concepto actual estara en un color específico, los otros conceptos aparecerán siempre en campo inverso pero en color diferente; en el caso de monitores monocromáticos, el campo inverso estará sobre el concepto actual, los demás conceptos aparecerán subrayados).

Este concepto actual recibe su nombre del hecho de que puede acceder la o las pantallas de información adicionales correspondientes a tal concepto inmediatamente con la ayuda de la tecla de función "F4". Al presionar esta tecla, sobre la pantalla principal se presentará la primera ventana de información; en el caso de que exista más de una de tales ventanas, Usted podrá seguir adentrándose en las ventanas subsiguientes por la presión de la tecla de avance de página ("Av Pag" o "Page Up"). En el caso de que quiera observar una ventana que pertenece al mismo concepto actual pero que ya vio con anterioridad, puede regresar a la ventana que desea por medio de la tecla de retroceso de página ("Re Pag" o "Page Dn"). Cada vez que sea presionada cualquiera de estas dos teclas se avanzará o retrocederá una pantalla de página por vez.

Una vez que Usted haya terminado completamente de observar las ventanas de ayuda o ya no desee seguir con la secuencia de ventanas de el concepto actual, puede retornar al estado anterior a la llamada de estas ventanas al presionar la barra espaciadora

del teclado. Esto es así porque dentro de las ventanas de ayuda puede pueden existir más conceptos en campo inverso (que de ahora en adelante llamaremos Hipertexto) los cuales pueden ser accedados con las mismas secuencias que las presentes en las pantallas principales.

Si en una pantalla principal o una ventana de ayuda se presenta mas de un concepto en hipertexto, Usted puede moverse a travez de ellos por medio de la tecla de función "F3". Cada vez que la presione, cambiará de concepto actual, pudiendo observar esto por el cambio de color del campo inverso, que como ya se dijo, es diferente para el concepto actual y para los demas conceptos en hipertexto. Cuando Usted se desplace a travez de todos los conceptos y llegue al que desea accesar, entonces puede presionar "F4" para observar la información adicional. Tal proceso es el mismo para los conceptos en las pantallas principales como aquellos en las ventanas de ayuda.

Si Usted accesa algun concepto en hipertexto que se encuentra en una ventana, sobre esta misma se presentará la siguiente ventana (o ventanas), pudiendo observar en los marcos superiores el orden de los conceptos justamente en la secuencia en la que han sido llamados. Si desea salirse de un conjunto de ventanas que ha accedido, podra hacerlo presionando la tecla espaciadora tantas veces como ventanas que haya abierto. Por cada presión de la barra, llegará a la ventana precedente, hasta que se encuentre en

la pantalla principal desde la cual fueron invocadas todas las ventanas.

Usted puede accesar las ventanas que desee, o no accesar ninguna dependiendo si necesita o no mayor información respecto a algún tema específico.

Cuando haya terminado de asimilar la información en cada pantalla principal, puede cambiar a la siguiente pantalla con la presión de las teclas de avance o retroceso de página para desplazarse por todo el contenido de ese capítulo. Al llegar al final de la información presione la barra espaciadora para continuar con el desarrollo del programa.

Si en algún momento Usted desea interrumpir la secuencia de algún capítulo y salirse del programa, puede hacerlo con la ayuda de la tecla de función "F10".

A continuación se presenta un cuadro resumen de las teclas de función anteriormente descritas:

TECLAFUNCION

Barra
Espaciadora

- Si Usted se encuentra en una pantalla principal, con esta barra podra cambiar a la siguiente pantalla principal.
- Si se encuentra en una ventana de ayuda, con esta barra podra cerrar la ventana actual, retornando a la página o ventana inmediata anterior.

F3

Cuando en una pantalla principal o ventana de ayuda existan varios conceptos en hipertexto, con esta tecla podra moverse a travez de ellas para seleccionar el concepto que desee accesar. Por cada presión de la tecla, el cursor del concepto actual se moverá secuencialmente una vez.

F4

Una vez que Usted haya colocado el cursor sobre el concepto que desea accesar, al presionar esta tecla podrá observar las ventanas de ayuda correspondientes a dicho tópico.

F10

Cuando desee interrumpir la secuencia de un capítulo o este haya llegado a su fin, al presionar esta tecla podrá terminar con el programa manejador del presente capítulo y volver al programa principal.

MANEJANDO EL CURSO PRACTICO.

El contenido del curso práctico ha sido dividido en cinco guías para realizar las prácticas correspondientes a las técnicas de comprensión en la codificación de la voz (ver descripción del Contenido Práctico). La estructura general de cada una de estas guías se detalla a continuación.

Presentación inicial.

En esta pantalla se encuentra el número correlativo de la guía y el objetivo general que se persigue con dicha práctica.

Objetivos específicos.

Se detallan los objetivos a alcanzar con cada uno de los procedimientos de la guía, enfocando un objetivo por cada procedimiento en la mayoría de los casos.

Introducción.

Se presenta una descripción general del contenido en dicha práctica, comentando principalmente los procedimientos, conceptos a comprobar y/o conceptos teóricos acerca del tema.

Conceptos importantes.

En forma opcional, el usuario puede seleccionar alguno o todos los conceptos clave para la realización de la guía; estos conceptos se presentan como una breve reseña sobre el tema, concentrado en una sola pantalla de texto.

Procedimientos.

Cada procedimiento comprende una breve aclaración de ideas previas al desarrollo de una serie de pasos que le guiarán en la operación del equipo externo, la entrada de datos desde el teclado, operaciones de salida en la pantalla o la generación de señales en el Circuito Interfaz.

Conclusiones.

Al finalizar la práctica, usted podrá redactar un pequeño texto donde dejará constancia de sus conclusiones paraticulares respecto al desarrollo de la guía.

Para concluir la sesión del curso práctico, usted puede hacerlo de dos formas distintas: al concluir una práctica retornará al Menú de Prácticas, donde podrá seleccionar el retorno al Menú Principal; o puede suspender la sesión al finalizar cualquiera de los pasos de un procedimiento cualquiera, la única observación reside en la forma de memorizar esta sesión como la última, ya que si usted no ha finalizado por completo el procedimiento (si no desarrollo todos los pasos correspondientes), no se considerará este procedimiento como terminado y por tanto al retomar el curso se hará desde el principio del procedimiento.

EVALUANDO CONOCIMIENTOS.

La evaluación de conocimientos se realiza cada vez que usted finaliza cualquiera de las unidades didácticas del curso, esto es, al finalizar la reavisión de algún capítulo del curso teórico, o a finalizar la realización de alguna de las guías prácticas.

Esta evaluación es necesaria para asignarle a usted un nivel de conocimientos particular que le permitirá reconocer los objetivos logrados hasta ese momento.

El nivel teórico se evalúa así :

Nivel 0	Usuario que aún no ha revisado el curso.
Nivel 1	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el capítulo 1.
Nivel 2	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el capítulo 2.
Nivel 3	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el capítulo 3.
Nivel 4	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el capítulo 4.
Nivel 5	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el capítulo 5.

El nivel práctico se evalúa así :

Nivel 0	Usuario que aún no ha revisado el curso.
Nivel 1	Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en la práctica 1.

- Nivel 2 Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en la práctica 2.
- Nivel 3 Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el la práctica 3.
- Nivel 4 Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el la práctica 4.
- Nivel 5 Usuario que ha cumplido con los objetivos previstos en el la práctica 5.

Se realizan de 3 a 5 preguntas por cada unidad didáctica. La forma en que se realiza cada evaluación sigue el mismo formato del siguiente ejemplo :

La unidad de medida para el voltaje es :

- a. El Amperio.
- b. El Ohm.
- c. El Voltio.
- d. El Vatio.

C

En este formato se inicia con la formulación de la pregunta, y luego se acompaña de 2 a 5 opciones como respuestas posibles; en

la parte mas baja de la pantalla se ubica el espacio donde será tecleada únicamente la letra que identifica a su respuesta, en este caso la letra C.

La calificación para las preguntas, así como para las evaluaciones completas posee únicamente dos categorías: **aprobado** o **reprobado**, no existen notas de calificación, y para aprobar una evaluación completa es necesario aprobar TODAS las preguntas presentadas.

APENDICE B.

DISEÑO DEL CIRCUITO INTERFASE PARA LA DIGITALIZACIÓN DE SEÑALES

INTRODUCCION.

El sistema se divide en dos bloques fundamentales:

- 1) Sección de conversión A/D y D/A o adquisición de datos.
- 2) Sección de comunicación para lectura y escritura de datos.

Estas dos secciones estan relacionadas de acuerdo al siguiente esquema:

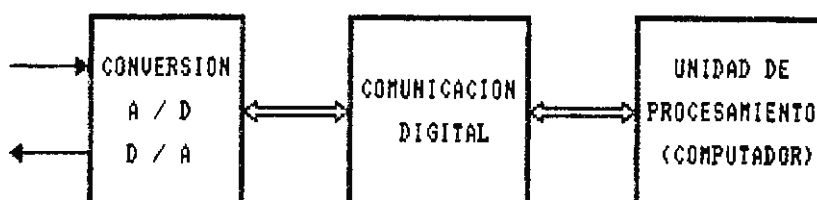


Figura B.1 Diagrama a bloques del sistema digitalizador de señales.

SECCION DE CONVERSION ANALOGICA-DIGITAL Y DIGITAL-ANALOGICA.

La sección de conversión tiene como finalidad manejar la transformación analógica-digital a la entrada y la transformación digital-analógica para la salida. Además de eso tiene una salida de datos en serie con la finalidad didáctica de verificación de la conversión A/D.

Esta sección está conformada de acuerdo a los siguientes bloques:

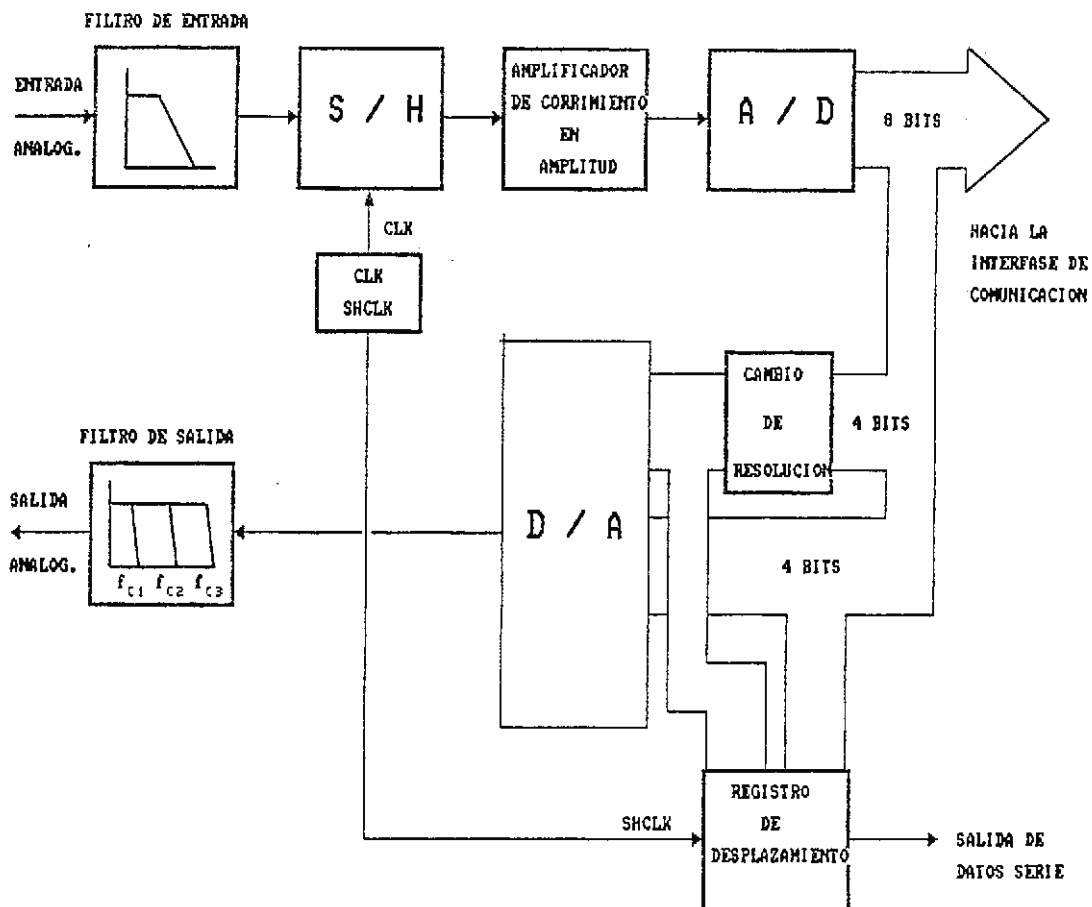


Figura B.2 Diagrama a bloques de la sección de conversión de la interfaz.

En las siguientes páginas se detalla la construcción de cada uno de tales bloques explicando su finalidad y operación específica. Por otro lado, la interfase de comunicación es la que provee del medio para la transferencia de datos entre la sección de conversión y la memoria de una computadora PC IBM compatible. Los datos de diseño y funcionamiento se amplían detalladamente a continuación de la información de diseño de la sección de conversión.

CIRCUITO DEL FILTRO DE ENTRADA DEL CODIFICADOR.

El filtro base utilizado es un filtro de Butterworth de segundo orden y que fue seleccionado por la sencillez de su implementación, además de proporcionar una función de transferencia que desempeña una atenuación de -40 dB por década. De esa manera se obtiene una aproximación al filtro ideal de función de transferencia de pulso rectangular.

Estos filtros pueden ser mejorados mediante el aumento del orden de su función de transferencia.

El límite de uso es para canales de voz de 4 KHz. La justificación está en la finalidad demostrativa del circuito interfase; esto quiere decir que el sistema es flexible y que puede ser ampliado hasta canales de audio de 20 KHz.

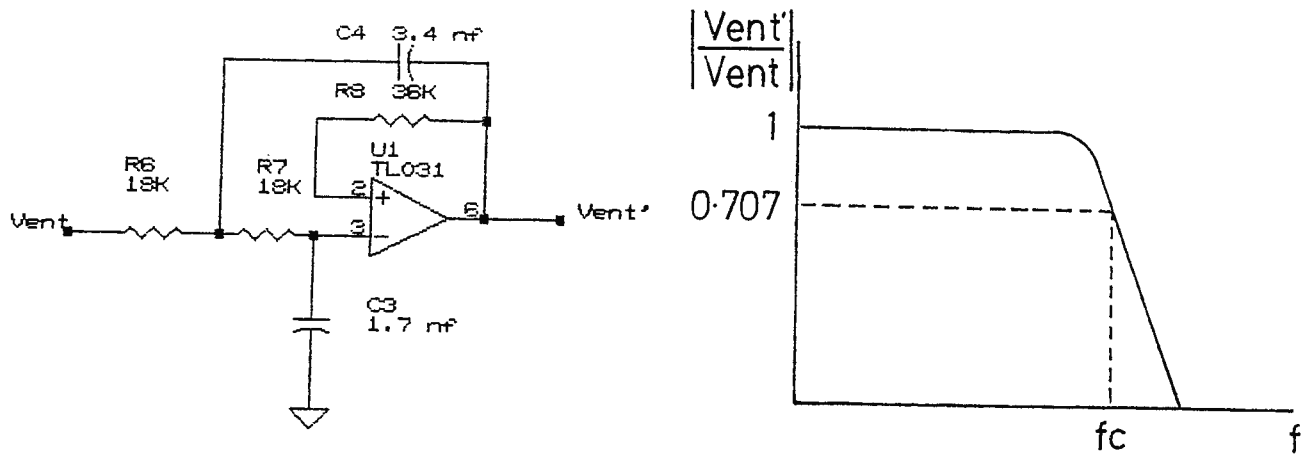


Figura B.3 Esquema del filtro del codificador y decodificador y su función de transferencia.

El valor de la frecuencia de corte f_c queda determinada por la relación:

$$f_c = \frac{0.707}{2\pi(C1 \times R1)} \quad \text{Ecuación B.1}$$

De acuerdo a ella, el valor de f_c para el filtro es de 3677 Hz. Sin embargo, por imprecisiones de los dispositivos esta frecuencia prácticamente es de 3,500 Hz. La frecuencia máxima para la cual la ganancia de voltaje permanece unitaria es de 2,400 Hz. Lo anterior se cumple si: $R1 = R2 = 1/2 R3$ y $C1 = 1/2 C2$.

CIRCUITO DE MUESTREO Y RETENCION.

Este circuito tiene la finalidad de generar las muestras PAM de techo plano provenientes de la conmutación de la señal de entrada de información.

De esa manera, el circuito está diseñado para operar de acuerdo al circuito de reloj que se encarga de encender o apagar un JFET 2N5485 mediante el cual se obtienen las muestras a la frecuencia de la señal de reloj.

El ancho del pulso de muestreo debe ser tal que la convolución de la señal de reloj y la señal de mensaje de entrada no quede limitada debido al efecto de filtraje que se da cuando el ancho del pulso de muestreo es muy grande, y la señal resultante se ve atenuada en las frecuencias mayores. Esto depende mucho también del espectro de la señal mensaje, ya que si por ejemplo es muy angosto, tal vez no se vea afectado por tal efecto debido al muestreo.

Esto se muestra en el siguiente esquema:

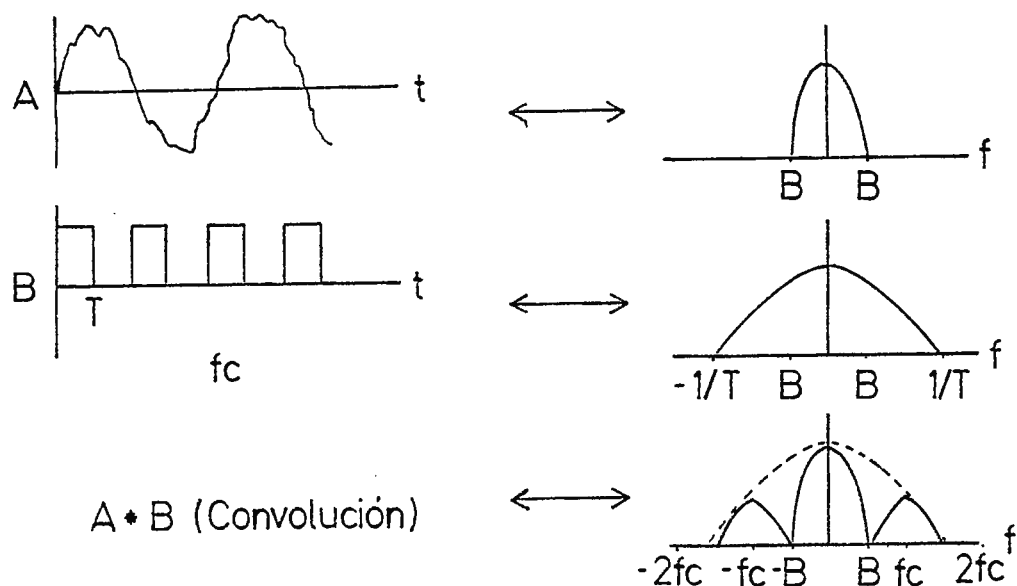


Figura B.4 Efecto del filtrado en el muestreo de señales.

Esto es importante en el momento de la decodificación ya que la conversión D/A se dará a la frecuencia de reloj y no de acuerdo al ancho del pulso de muestreo. Por esta razón es necesario que el filtro de salida corte exactamente para que sea recuperado totalmente el espectro correspondiente a la señal de mensaje, la cual es representada por un ancho de banda "B". Por ejemplo, si se tiene una frecuencia de muestreo de 8KHz al 50% de ciclo de trabajo, se obtiene una atenuación completa debida al muestreo a los 16 KHz, lo cual refleja que se tiene por lo menos dos espectros de señal de mensaje a los 0 y 8 KHz.

En el decodificador estos parámetros cambian ya que todo se duplica.

DATOS DE DISEÑO.

El circuito básicamente se divide en 3 etapas importantes:

- * sección 1 : ETAPA DE MUESTREO Y RETENCION.
- * sección 2 : ETAPA DE GENERACION DE PAM DE TECHO PLANO.
- * sección 3 : ETAPA DE CORRIMIENTO DE SEÑAL EN AMPLITUD

Cada una de estas etapas se discutirá a continuación.

Sección 1: ETAPA DE MUESTREO Y RETENCION.

Esta etapa de muestra a continuación:

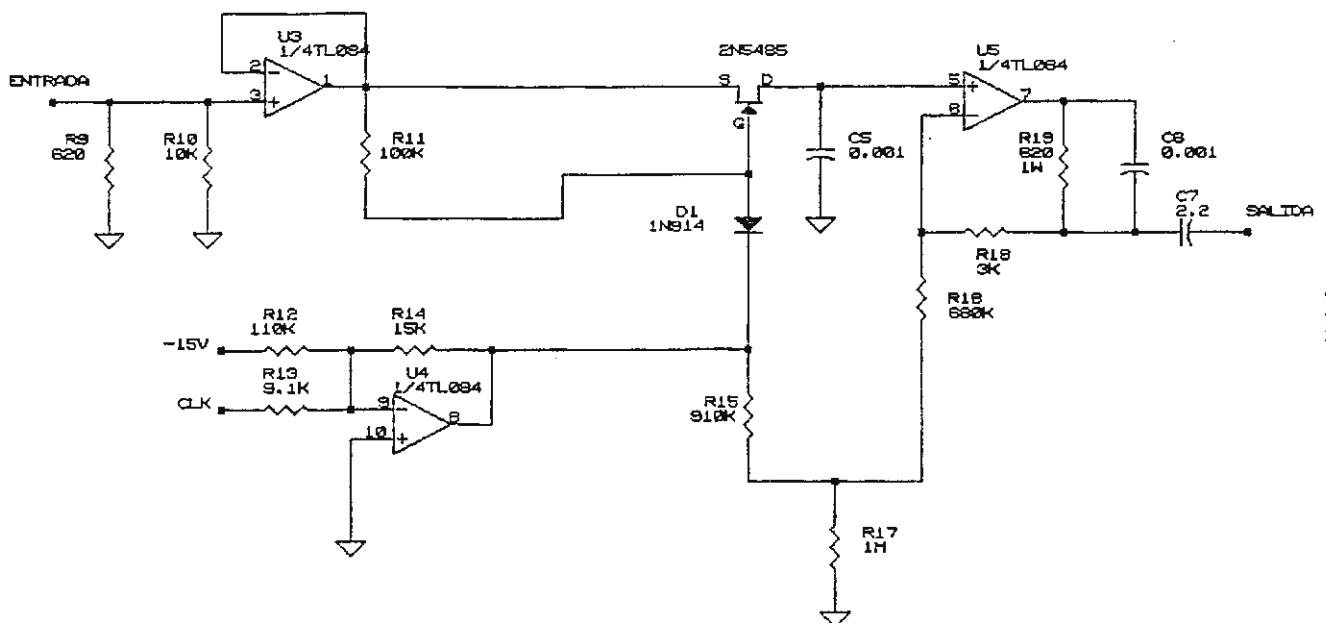


Figura B.5 Diagrama circuital de la etapa de muestreo y retención.

Esta etapa se encarga de generar muestras naturales de la señal y retener el valor máximo de ellas durante todo el intervalo de muestreo. El U3 se encarga de seguir la señal de entrada como un buffer. El U4 procesa la señal de reloj de 0 a 5 V a los niveles adecuados para encender y apagar el JFET 2N5485. Finalmente, es en el U5 donde se lleva a cabo la retención del valor próximo de cada muestra proveniente del JFET. A la salida se tiene dicha señal, por ejemplo:

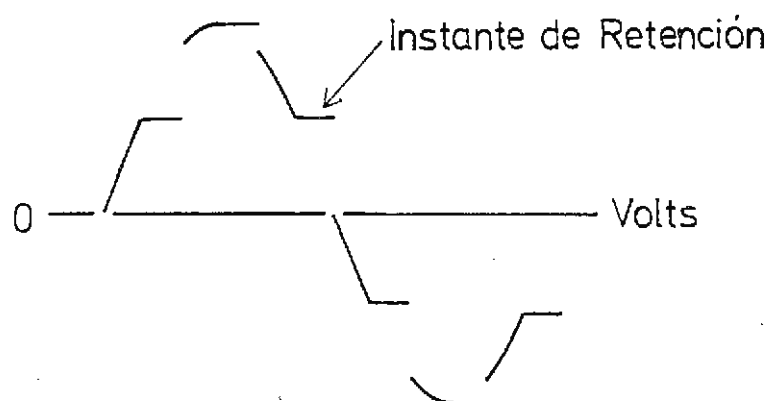


Figura B.6 Representación de la señal muestreada en el tiempo.

Sección 2: ETAPA DE GENERACION DE PAM DE TECHO PLANO.

La implementación de esta etapa se muestra a continuación:

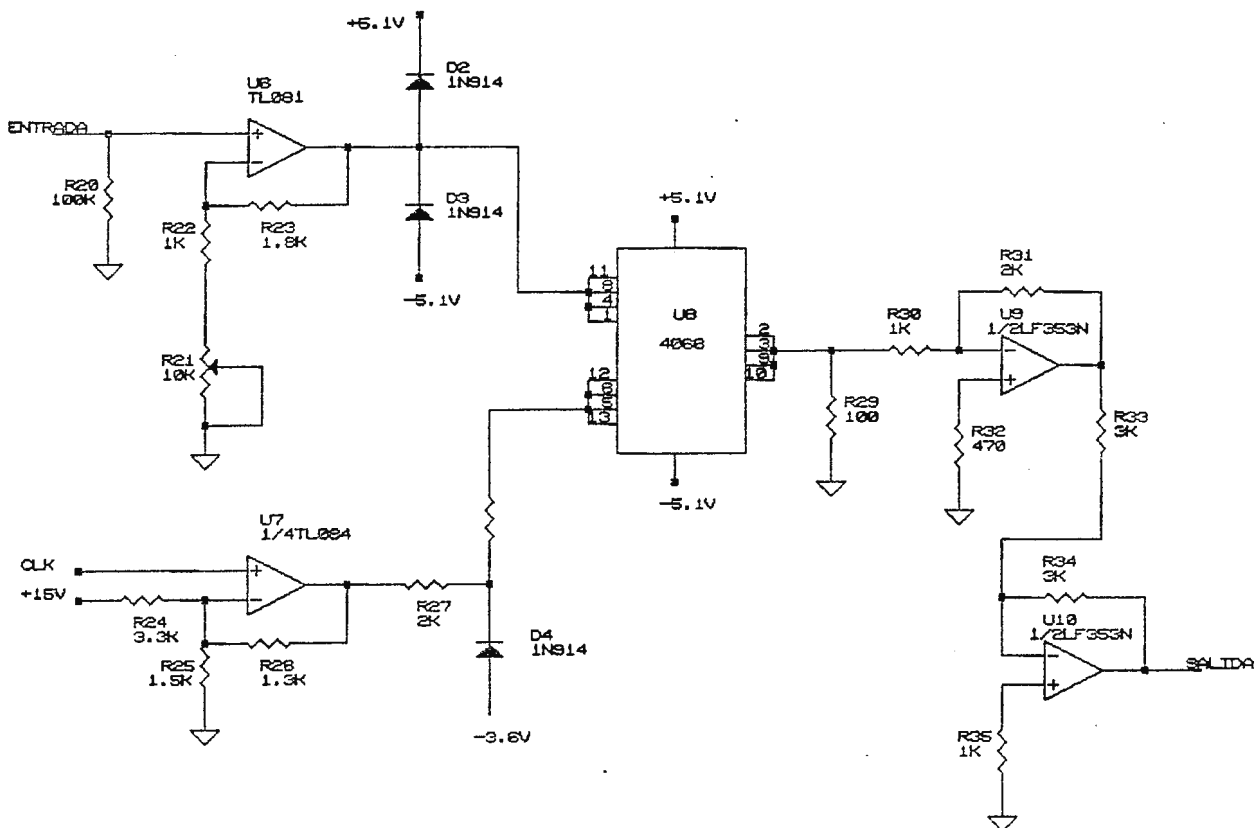


Figura B.7 Diagrama circuital de la etapa de generación de PAM de techo plano.

La finalidad de este circuito es obtener de la sección 1 el nivel retenido de cada muestra ya que será este el que ingrese a la fase de conversión analógica-digital, por supuesto pasada por la sección 3.

En la entrada está conectada la salida de la sección 1; mediante U6 se limita y además se corrigen atenuaciones sobre la señal

real debidas al procesamiento. Esta calibración, en caso de ser necesaria, se realiza entre la entrada de señal real y la salida o TP5. La salida de U6 es conmutada por medio de U8 (conmutadores bidireccionales) que se encargan de extraer la parte plana de cada muestra. Esto se realiza mediante una señal de reloj adecuada por medio de U7, la cual provee los niveles para el encendido y apagado de los conmutadores (2V: ON ; -5V: OFF). Además, está sincronizada con la señal de reloj del sistema para poder activar las compuertas justo en el momento en que la señal retenida entra por el pin 11 del U8.

Finalmente, es amplificada por el U9, el cual compensa pérdidas aditivas durante todo el proceso.

Sección 3: ETAPA DE CORRIMIENTO DE SENAL EN AMPLITUD.

El circuito implementado para esta etapa se muestra a continuación:

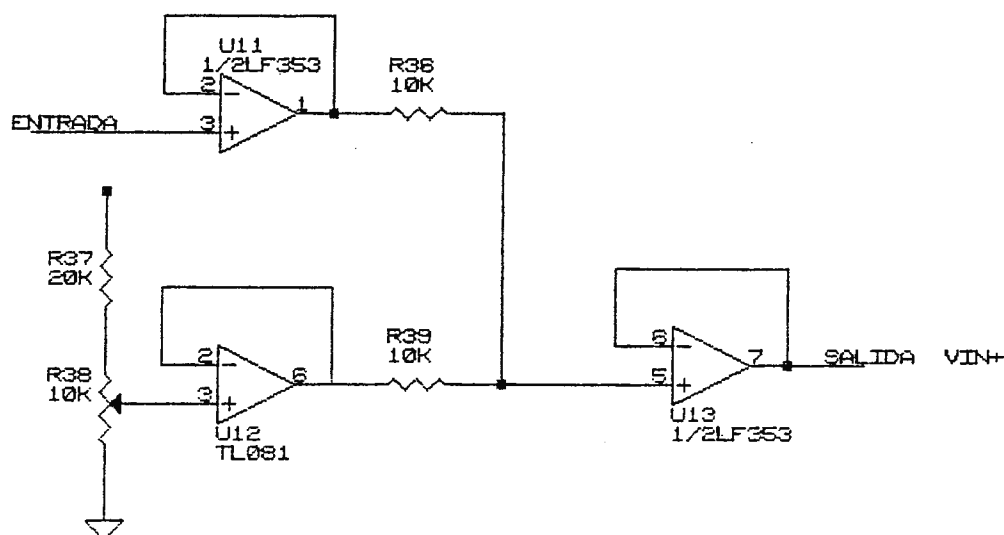


Figura B.8 Diagrama circuitual de la etapa de corrimiento de señal en amplitud.

La finalidad de esta etapa es simple: eleva la señal PAM de techo plano en un nivel de dc de 2.5 V. La razón es que la señal PAM es bipolar y el convertidor A/D utilizado es unipolar.

La operación es básica, U11 y U12 son buffer de los dos voltajes a ser sumados y U13 es el que realiza la suma de ellas.

La entrada de U11 está conectada a la salida de la sección anterior, y la salida de U13 se encuentra conectada a la entrada V_{in+} del convertidor análogo-digital.

CIRCUITO DE RELOJ.

El diagrama implementado se presenta a continuación:

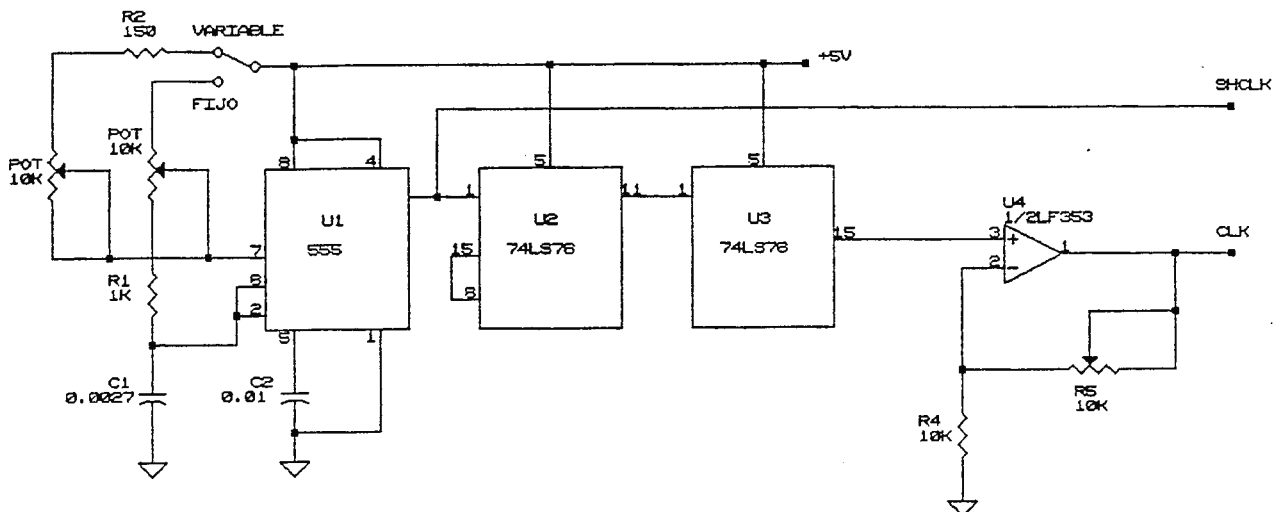


Figura B.9 Diagrama circuital del reloj de control del muestreador.

Este circuito obedece a la necesidad de poder observar una salida serie de los datos obtenidos de acuerdo a la conversión.

El oscilador contruido mediante U1 tiene dos modos de operación: modo fijo y modo variable.

El modo fijo permite una señal de 64 KHz por la salida de U1; el modo variable provee de un rango desde 35 KHz hasta 167 KHz.

La señal del oscilador denominada reloj de corrimiento SH CLK es dividida entre 8 para obtener CLK que comanda la sincronización de toda la etapa de conversión análogo-digital del equipo.

La señal de reloj de corrimiento permite la salida serie de los datos de la etapa de pseudo-transmisión.

El amplificador de la señal de reloj CLK da el nivel adecuado para el manejo de la etapa de muestreo.

El osciloscopio responde de acuerdo a la siguiente relación:

$$t_a = \text{tiempo en alto} = 0.695 (R_1 + R_2 + POT1) C_1 \quad \text{Ecuación B.2}$$

$$t_b = \text{tiempo en bajo} = 0.695 R_1 C_1 \quad \text{Ecuación B.3}$$

$$T = t_a + t_b \quad \text{Ecuación B.4}$$

$$f = \frac{1.44}{(2R_1 + R_2 + POT1) C_1} \quad \text{Ecuación B.5}$$

El siguiente esquema resume la operación del circuito de reloj:

MODO		SH CLK	CLK	UNIDAD
FIJO	FREC.	64	8	KHz
	NIVEL	0-4	0-5	V
	W	20	50	%
VARIABLE	FREC.	167 35	20.9 44	KHz KHz
	NIVEL	0-4	0-5	V
	W	VAR	50	%

Tabla B.1 Modos de operación del circuito de reloj.

Un ejemplo de la relación entre CLK y el muestreo se presenta en la siguiente figura:

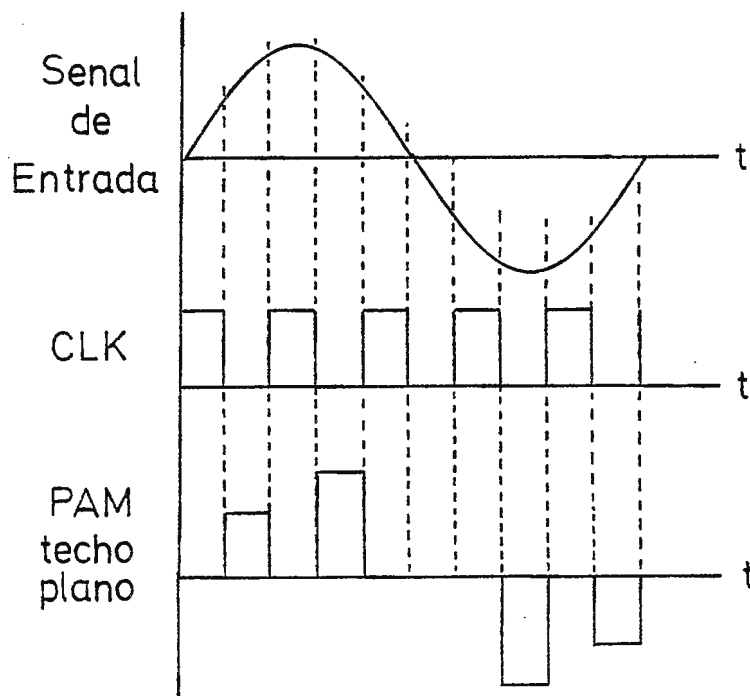


Figura B.10 Diagrama de la relación entre el muestreo y la señal CLK. El ciclo de trabajo es del 50%.

CIRCUITO DE PULSO DE ESCRITURA PARA EL CONVERTIDOR ANALOGICO-DIGITAL.

Este circuito provee de la señal necesaria que indica al ACD0804 el momento en el que debe realizar una conversión. Se usa un vibrador monoestable integrado TTL tal como el 74121 que da un pulso de duración $t = 0.7 R_{ext} C_{ext}$ en su salida Q por el pin 1.

DATOS DE DISEÑO.

La configuración del circuito y su tabla de funcionamiento se presenta en la siguiente figura:

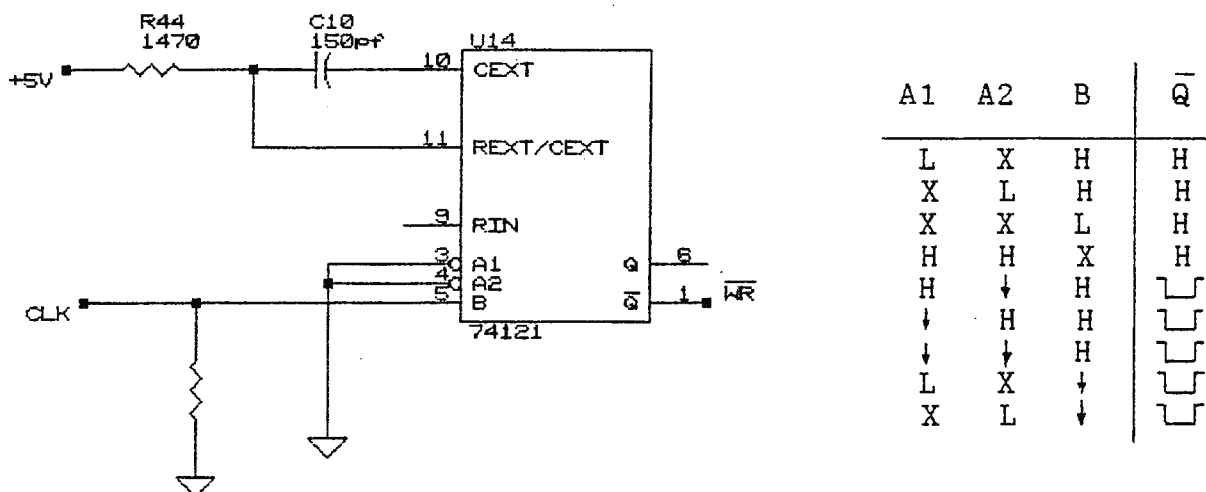


Figura B.11 Montaje del circuito de pulso $\overline{WR}$ para el ADC0804 y su tabla de funcionamiento.

Este circuito esta sincronizado con el flanco positivo de la señal de reloj de manera que después de él es producido un pulso

de duración 150 ns necesario para iniciar el proceso de conversión de la entrada analógica-digital.

Es necesario así porque es en el tiempo en alto del CLK en que la muestra analógica permanece estable en la entrada del ADC.

El esquema de tiempo es como sigue:

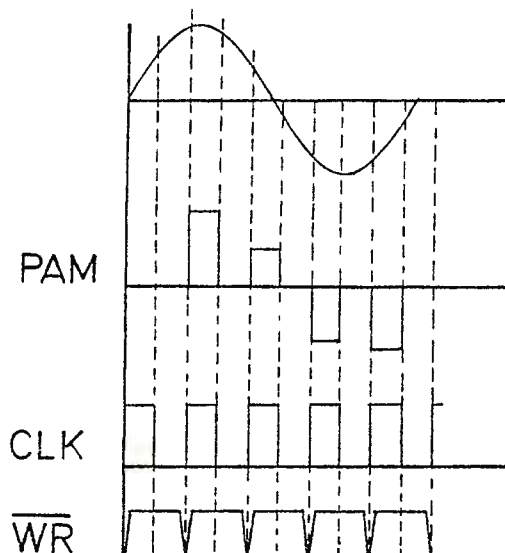


Figura B.12 Diagrama de temporización de la señal CLK y $\overline{WR}$.

Las entradas A1, A2, B definen el funcionamiento del circuito el cual posee como salidas digitales Q y $\overline{Q}$. De acuerdo al montaje y a la tabla de funcionamiento, el circuito obedece a que emitirá un pulso bajo cuando por la entrada B ingresen los flancos positivos del CLK.

CIRCUITO DE CONVERSION ANALOGA-DIGITAL.

Este circuito se encarga de la conversión de las muestras PAM de techo plano en un código digital específico. El circuito es simple y se basa en la conversión lineal de un convertidor análogo-digital de 8 bits de resolución. Tal circuito integrado es el ADC0804C.

Entre las características más importantes de este integrado están:

Voltaje de alimentación	5 v
Voltaje de referencia $\frac{REF}{2}$	2.5 v
Voltaje analógico de entrada	-0.05 Vcc +0.05 Vcc
Máxima frecuencia de reloj interno	1460 KHz
Mínima duración del pulso $\overline{WR}$	100 ns
Resolución Digital	8 bits
Resolución analógica q	19.53 mV
Código de salida para $V \leq 0v$	0000 0000 ₂
Tiempo máximo de conversión tconv	721/2 ciclos de reloj interno
Error máximo de cuantificación q/2	9.765 mV

Tabla B.2 Características del dispositivo de conversión analógico-digital.

PIN OUT DEL ADC0804.

PIN1 $\overline{\text{CS}}$ Chip Select: Activa el IC para realizar una conversión o una lectura.

PIN2 $\overline{\text{RD}}$ Read: Pin de entrada que habilita los latches de salida para poder leer en los pines DB7-DB0. Es activa con bajo; en alto, el bus DB permanece en alta impedancia.

PIN3 $\overline{\text{WR}}$ Write: Pin de entrada. Es activo con un pulso negativo. El flanco positivo activa la conversión.

PIN4, PIN 19 CLK IN, CLK OUT: CLOCK IN y CLOCK OUT. Estos dos pines realizan la función de entrada y salida de reloj externo; o en otro caso funcionan como parte del generador de reloj debido a un inversor de smith-trigger que esta entre ellos. Para esto sólo es necesaria la colocación de una resistencia y capacitor externos.

PIN5 $\overline{\text{INTR}}$: INTERRUPCION. Pin de salida que indica el final de la conversión.

PIN 6,7 IN+, IN- : Entrada positiva y negativa. Estos pines funcionan como entrada analógica.

PIN 8 ANALG GND: Analog Ground. Pin de tierra analógica para separar el circuito digital del analógico.

PIN 9 REF/2 : Voltaje de referencia entre 2. Pin de entrada de referencia para la conversión. Su valor es $(V_{in+} - V_{in-}) \div 2$.

PIN 10 DGTL GND : Digital Ground. Pin de tierra digital para referencia del circuito digital del convertidor. Además es la referencia de todos los pines restantes.

PIN 11 , PIN 18 DB0-DB7 : Data Bus (0-7). 8 pines de salida. Por ellos sale el código binario de cualquier entrada analógica en V_{in+} y V_{in-} .

PIN 20 Vcc : Alimentación del dispositivo de 5 V.

DATOS DE DISEÑO.

La conversión del circuito se basa en dos parámetros fundamentales:

- a) La frecuencia de reloj interno.
- b) El voltaje de referencia (REF/2).

- a) La frecuencia de reloj interno.

Esta frecuencia puede provenir de un generador de reloj externo que ingrese por el pin 4 CLK IN. De otra manera, también puede obtenerse mediante la adición de un condensador y una

resistencia externos al circuito. La oscilación se obtiene por la característica de histéresis que existe entre los pines 4 y 19 (CLK IN, CLK OUT respectivamente), que produce una inestabilidad ante el comportamiento de carga y descarga del condensador.

El valor de la frecuencia del reloj define el tiempo de conversión t_{conv} , que en ciclos de reloj puede tener un máximo de $72\frac{1}{2}$ ciclos de reloj. El rango en que el valor de la frecuencia puede estar es de los 100 KHz a los 1460 KHz, y es garantizada una conversión correcta para los ciclos de trabajo entre los 40% y 60%.

El montaje se muestra en el siguiente esquema:

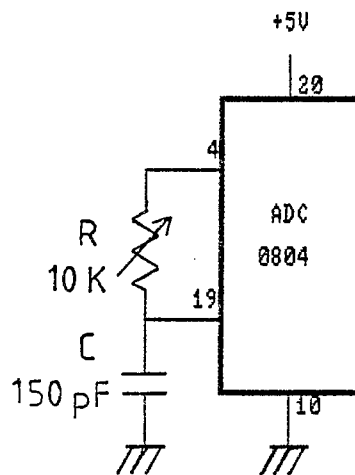


Figura B.13 Montaje del generador RC de reloj. La resistencia variable sirve para ajustar el valor de la frecuencia de oscilación de reloj.

b) El voltaje de referencia (REF/2).

Este voltaje permite al convertidor trabajar en diferentes gamas de rangos de voltaje de entrada entre V_{in+} y V_{in-} . Esto es que pueden operar en rangos muy pequeños de voltaje si el voltaje REF/2 es pequeño.

El valor de $V_{REF/2}$ es igual a $\frac{(V_{in+})-(V_{in-})}{2}$.

Por ejemplo, si el $V_{REF/2}$ fuese 1 voltio, se podría trabajar niveles de voltaje de entrada cuya diferencia $(V_{in+})-(V_{in-})$ sea de 2 voltios.

El montaje del IC ADC0804 se muestra a continuación:

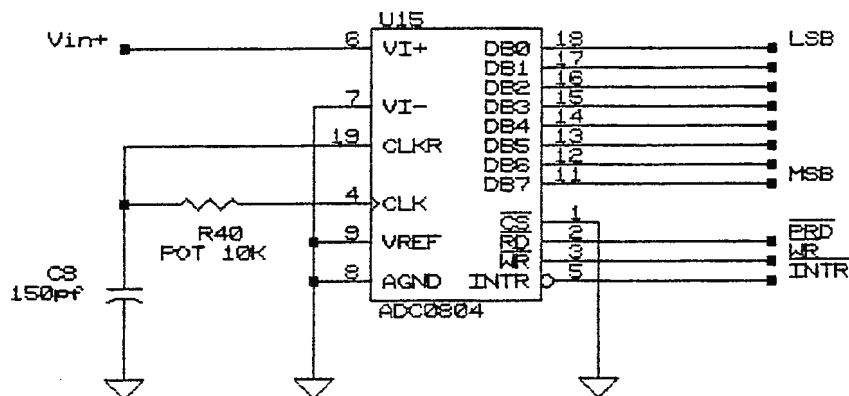


Figura B.14 Circuito de conversión lineal analógica-digital.

El bus de datos está conectado con el PA del IC 8255 en la sección de captura de datos. Además, los datos D0-D3 son manejados en la sección de resolución de conversión.

Por el pin 5 de $\overline{\text{INTR}}$ se obtiene un pulso negativo cada vez que se ha finalizado una conversión. Posee una frecuencia igual a la frecuencia del circuito de reloj.

Sin embargo, este pulso es muy angosto, específicamente es de 4 μs . De esa manera no puede ser utilizado para reconocer en la sección de captura que un dato debe de ser leído en el puerto, debido a que la rutina de programa que comanda la captura de datos dura más de este tiempo.

Para corregir este problema se emplea un vibrador monoestable que sustituye a la señal de interrupción INTR del ADC.

Este vibrador es disparado como se muestra en el siguiente esquema para no modificar la característica de interrupción.

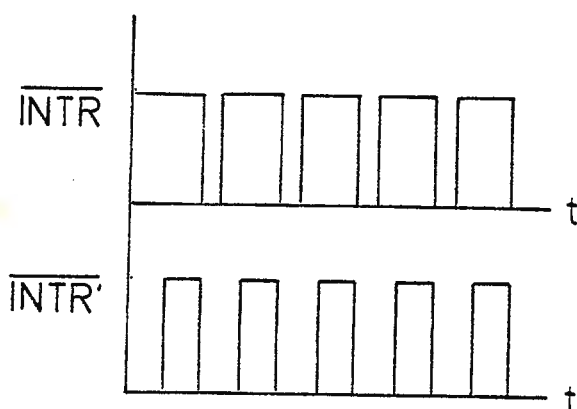


Figura B.15 Sincronización entre la señal de INTR y el nuevo pulso de interrupción $\overline{\text{INTR}}'$.

Se emplea un IC TTL 74121 para este fin, así:

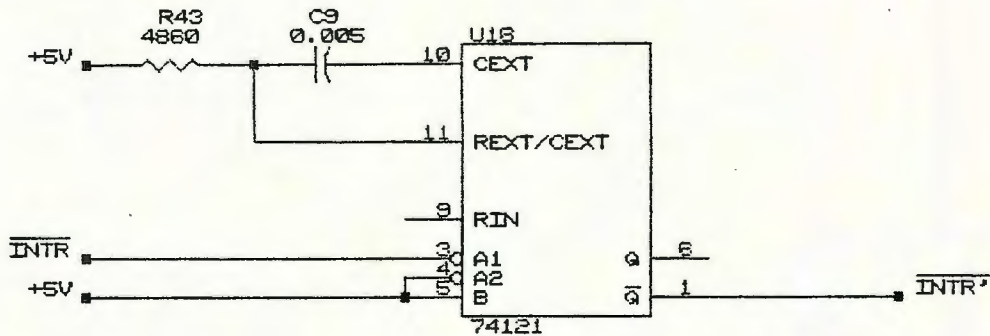


Figura B.16 Montaje del circuito de la señal $\overline{\text{INTR}}'$.

Este circuito produce un pulso negativo a cada transición negativa de INTR de aproximadamente 17 μs , el cual es un tiempo suficiente para que el programa logre monitorear que una conversión ha sido finalizada y así lea el dato de información.

CIRCUITO DE CORRIMIENTO SERIE DE DATOS.

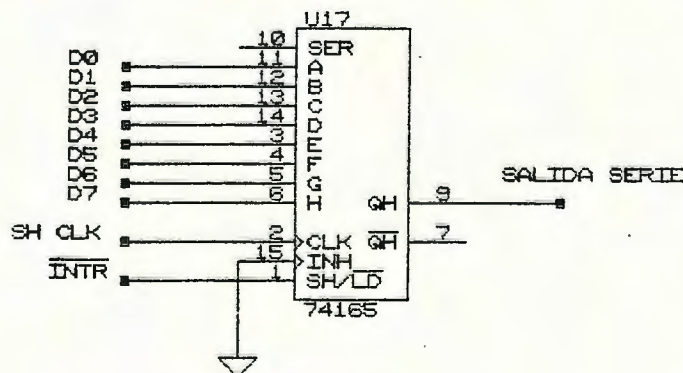


Figura B.17 Pin Out del registro de desplazamiento 74165.

El circuito de corrimiento de datos se basa en un registro de desplazamiento, el 74165. Cuando se ha finalizado una conversión, la señal de interrupción del ADC0804 permite la carga de los datos en paralelo dentro del circuito de corrimiento. Inmediatamente los datos serán transmitidos en serie por el pin 9 debido a las transiciones positivas de la señal SH CLK que puede ser de 64 KHz para un desplazamiento de 8 bits o de 32 KHz para un desplazamiento de 4 bits.

La selección del reloj de corrimiento SH CLK es dependiente del número de bits de resolución, esto quiere decir que el cambio es automático una vez que la resolución es establecida.

Su finalidad es observar que las muestras de valores analógicos son convertidas a un formato digital o en otras palabras es una verificación de la conversión análoga-digital.

SECCION DE RESOLUCION DE LA CONVERSION.

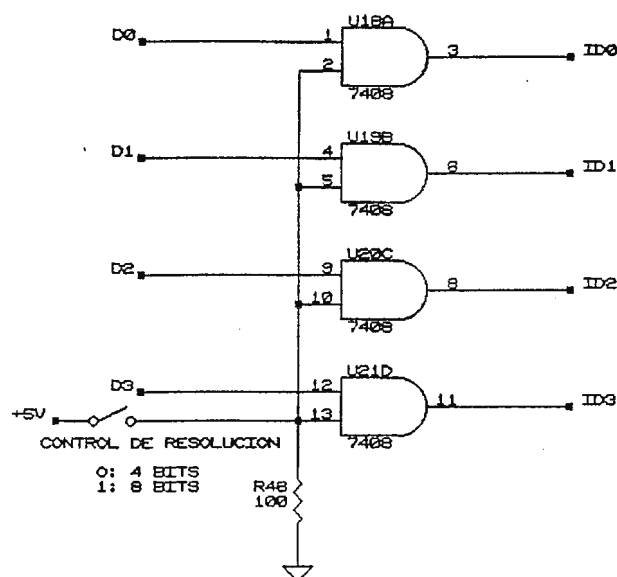


Figura B.18 Diagrama interno del control de resolución.

Este circuito tiene la finalidad de modificar la cantidad de bits de resolución de la conversión digital-análoga, dejando a esta operar únicamente con los 4 bits más significativos de la conversión análoga-digital.

Cuando la resolución es de 4 bits, ID0, ID1, ID2 e ID3 son "0". ID0-ID3 están conectados a los 4 bits menos significativos del DAC0806 que con D4-D7 forman el byte de comunicación o bus de datos. La relación entre los dispositivos que comparten el bus de datos del sistema interfase es:

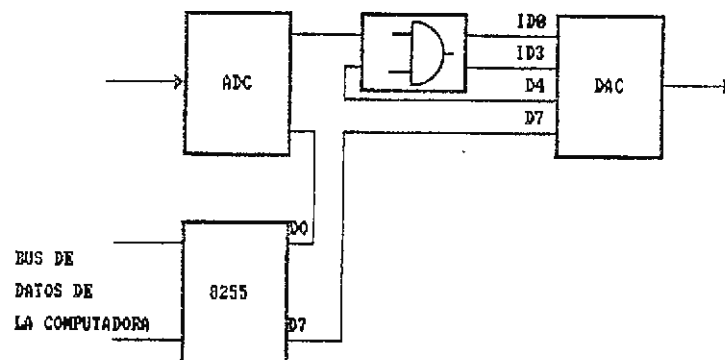


Figura B.19 Distribución del bus de datos del sistema interfase de conversión.

CIRCUITO DE CONVERSION DIGITAL-ANALOGICA.

Este circuito tiene la finalidad de reconstruir la señal digitalizada que se encuentra en los bancos internos de memoria RAM de la computadora.

El circuito se basa en la operación libre del convertidor DAC0806 o su equivalente NTE2057. Esto es, que este circuito genera un valor analógico de corriente de acuerdo al código digital en sus entradas binarias. Esta corriente es traducida a voltaje mediante un amplificador operacional.

Además, el convertidor necesita de una corriente de referencia de 2 mA.

El montaje del circuito se muestra a continuación:

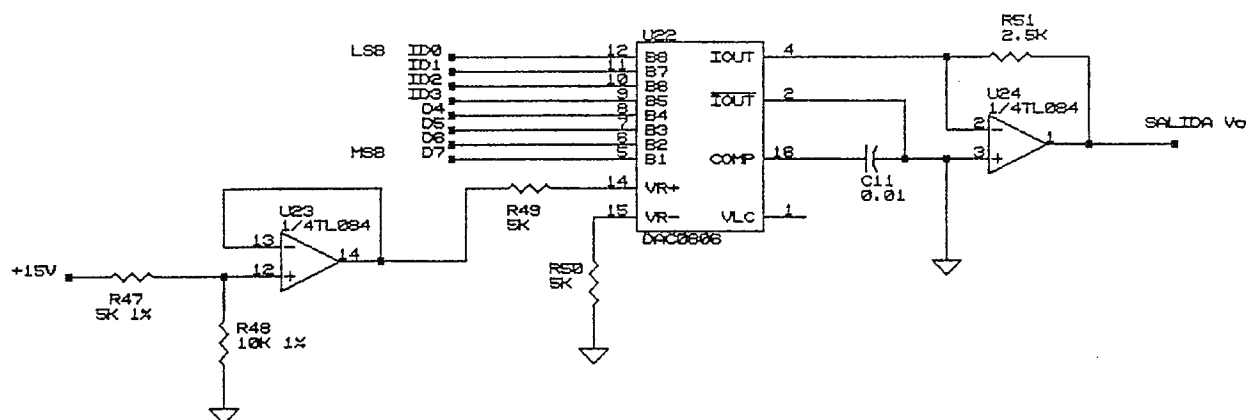


Figura B.20 Montaje del circuito de conversión digital-analógico.

El voltaje de referencia se consigue mediante el seguidor de voltaje de 10 v. La corriente de 2 mA de referencia se establece mediante el resistor R de 5 K Ω de 1%.

La corriente de salida por el pin 4 se convierte a voltaje V_o por medio del amplificador colocado en esa salida. El valor de V_o se

establece de acuerdo a la siguiente relación entre entradas y salidas:

$$V_o = 5 \text{ V } \left[\frac{D_7}{2} + \frac{D_6}{4} + \dots + \frac{D_0}{256} \right] \quad \text{Ecuación B.6}$$

Si se modifica el resistor de realimentación del amplificador, duplicándose o dividiéndose entre 2, así se afecta el rango de voltajes de salida.

El convertidor se basa en un arreglo R-2R de corriente para la conversión.

Este circuito, a diferencia del ADC no tiene señales de control para la conversión.

El bus de datos ID4-ID7 está conectado con el PA del IC 8255 que se encarga de intercomunicar la computadora con la sección de conversión. El resto del bus ID0-ID3 proviene de la sección de resolución de conversión. La frecuencia de operación es igual a la frecuencia del reloj de muestreo pero operando durante todo el ciclo de esta. Esto es, que el dato permanece estable todo el tiempo hasta que otro dato aparezca.

FILTRO DE SALIDA.

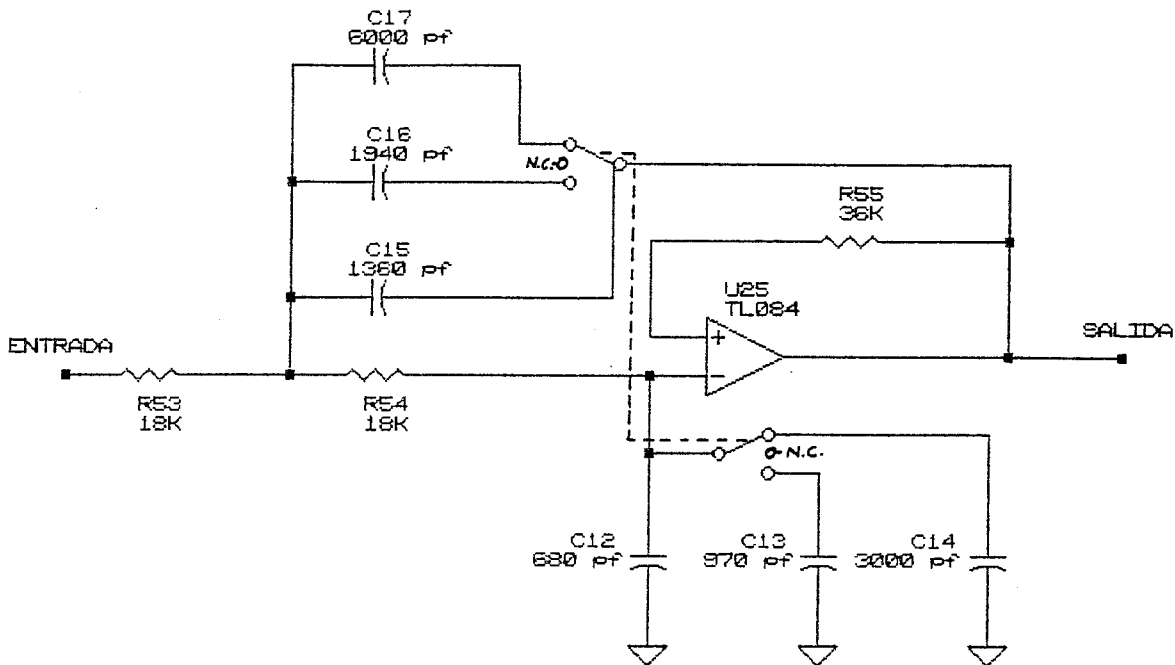


Figura B.21 Implementación del filtro de salida.

El filtro de salida esta diseñado para operar en 3 frecuencias de corte distintas:

$$f_{c1} = 1700 \text{ Hz}$$

$$f_{c2} = 3780 \text{ Hz}$$

$$f_{c3} = 9193 \text{ Hz}$$

Este circuito, que es la base del filtro, es un filtro Butterworth paso bajo de segundo orden que tiene una atenuación de -40 dB/decada después de la frecuencia de corte.

El interruptor de 3 posiciones activa el banco de capacitores respectivos a cada frecuencia de corte. Este filtro siempre está puesto a una frecuencia de corte específica.

La entrada de señal es proveída por la salida del convertidor digital-análogo DAC0806.

En la próxima figura se muestran los tres diagramas de las tres frecuencias de corte:

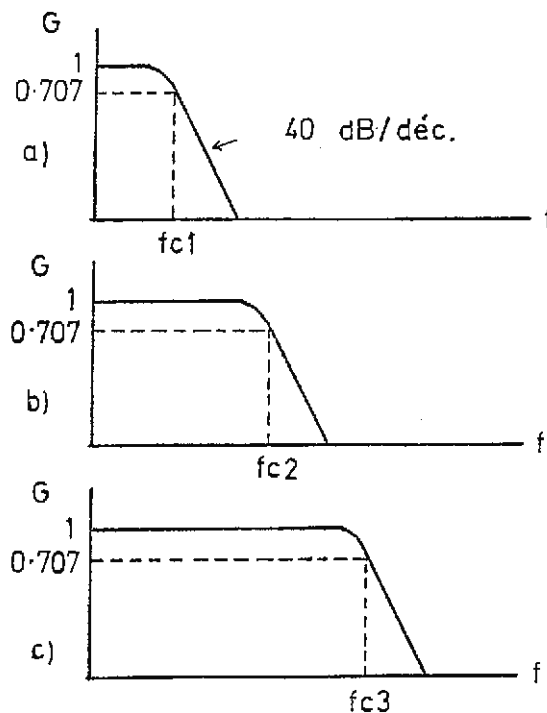


Figura B.22 a) Función de transferencia para filtro de $fc1$;
b) para filtro de $fc2$; c) para filtro de $fc3$.

La finalidad didáctica de este circuito es observar el efecto que existe en la limitación del ancho de banda de una señal

muestreada en el tiempo en diferentes puntos críticos de frecuencia.

DATOS DE DISEÑO.

El filtro obedece a la siguiente relación:

$$f_c = \frac{0.707}{2\pi CR} \quad \text{Ecuación B.7}$$

Así, para las tres frecuencias de corte establecidas se determinan los siguientes valores:

Para $R = 18000 \, \Omega$

f, Hz	C, pf
1700	3680
3780	1650
9193	680

Tabla B.3 Valores de frecuencia de corte para distintos valores de capacitancia del filtro de salida.

SECCION DE COMUNICACION.

INTERCONEXION DE LA INTERFASE CON LA COMPUTADORA.

La conexión de la interfase con la computadora se hace por medio de los canales I/O de expansión (slot), que poseen las computadoras PC o compatibles. En la figura se muestra las partes más importantes que conforman el circuito interfase de comunicación y la relación que tiene con los conectores de la computadora.

DESCRIPCION DE LOS CANALES I/O DE EXPANSION.

SA0-SA19 (E/S)

Representa el bus de direcciones del computador y son usadas para direccionar memoria y dispositivos de entrada/salida dentro del sistema. Son 20 líneas de direccionamiento que permiten acceder hasta 1 Megabyte de memoria. Están separadas del bus de datos.

CLK (S)

Es la señal de reloj que depende del sistema con que se trabaje, éste puede ser de 4, 8, 10, Mhz., etc.; sólo para efectos de sincronización.

RESET DRV (S)

Inicializa la lógica del sistema al encender la máquina o durante un bajo voltaje.

SDO-SD7 (E/S)

Son los 8 bits del bus de datos del sistema.

ALE (S)

Abreviatura de address latch enable. Esta señal proviene del controlador del bus de la computadora y es utilizado para enclavar direcciones válidas del microprocesador. Se utiliza para indicar direcciones válidas del DMA o el CPU.

-I/O CH CK (E)

Esta señal proporciona al sistema información de error de paridad en memoria o dispositivos en el canal de entrada/salida. Es activa en bajo.

-I/O CH RDY (E)

Cuando está en bajo esta señal, indica que el dispositivo periférico no está listo, permitiendo prolongar los ciclos de entrada/salida. Es utilizado por dispositivos lentos.

IRQ3-IRQ7 (E)

Son señales de solicitud de interrupción, IRQ7 es la de mayor prioridad y IRQ3 la de menor.

-IOR (S)

Esta señal le indica a un periférico que maneje sus datos a través del bus de datos. La señal es controlada por el microprocesador o el controlador del DMA o similares, presentes en el canal entrada/salida. Es activa en bajo.

-IOW (S)

Esta señal le indica a un periférico que lea los datos presentes en el bus de datos. Es controlada en igual forma que -IOR. Es activa en bajo.

-SMEMR (S)

Esta señal indica a dispositivos de memoria a manejar datos a través del bus de datos. Es controlada por el CPU o el controlador del DMA. ES activa sólo para rangos menores de 1 Mbyte de memoria.

-SMEMW (S)

Esta señal indica a los dispositivos de memoria a almacenar los datos presentes en el bus de datos. Controlada por el CPU o por el controlador del DMA. Es activa solo para rangos menores de 1 Mbyte.

DRQ1, DRQ2, DRQ3 (E)

Son señales de solicitud de transferencia por canales DMA. DRQ1

es la de mayor prioridad y DRQ3 la de menor prioridad. Se mantienen en alto hasta que el correspondiente DACK se activa.

-DACK1, -DACK2, -DACK3 (S)

Se utilizan para accesar solicitudes de DMA. Son activas en bajo.

AEN (S)

Cuando esta señal se activa (alto), el CPU cede el control sobre el bus de direcciones y el bus de datos al controlador del DMA, permitiendo transferencia DMA.

-REFRESH (E/S)

Esta señal indica un ciclo de refrescamiento. Es activa en bajo y puede controlarla un microprocesador en el canal de entrada/salida.

T/C (S)

Proporciona un pulso alto cuando es alcanzada la cuenta final por cualquier canal DMA.

OSC (S)

Señal de reloj de 14.31818 Mhz, no sincronizada.

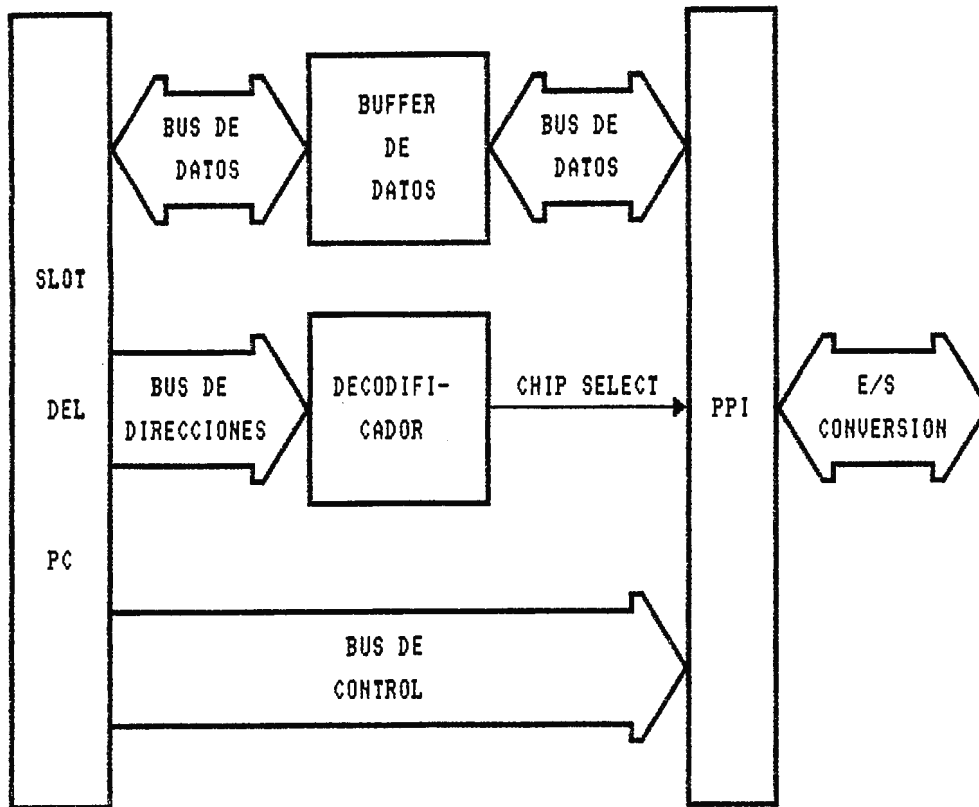


Figura B.23 Diagrama de bloques de las partes más importantes del circuito interfase.

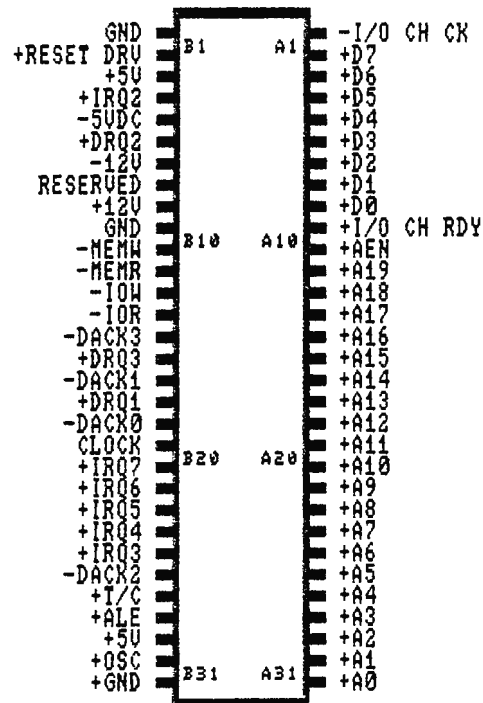


Figura B.24 Pin out de las ranuras de expansión.

DESCRIPCION DEL CIRCUITO DE INTERFASE.

Los canales que se utilizan en el presente diseño son: de la A2-A9, las cuales conforman el bus de datos entrada/salida de 8 bits, con el bit más significativo en el A2, y el menos siggnificativo en el A9, estas líneas serán manejadas por el 74LS245, un transmisor-receptor de datos.

La dirección del flujo de datos , será conectada por la línea de IOR (B14), la cual se conectará al pin 1 del 74LS245. Este es necesario cuando ya existen más de 10 cargas en el bus de datos del microprocesador.

La habilitación del 74LS245 (pin 19) será manejada por la salida del decodificador de direcciones; ésta deberá ser baja para que el 74LS245 permita el paso de datos.

El decodificador de direcciones no es más que una compuerta NAND de ocho entradas (7430), cuyas entradas se conectan a los canales A22-A29 que correspnden a las líneas de direcciones SA9-SA2, además se conecta la línea de AEN (A11) a la entrada del 7430 para evitar que la interfase sea habilitada accidentalmente durante la transferencia del DMA.

La salida del 7430 controla la habilitación del 74LS245 y además, junto con la línea SA4 (A27) controlan a través de una OR el -CS del 8255.

Las líneas de dirección SA1 y SA0, direccionan los puertos del 8255. SA1 SA0 = 00, es el puerto A; SA1 SA0 = 01, es el puerto B; SA1 SA0 = 10, es el puerto C y SA1 SA0 = 11, es la dirección del byte de control.

Así la interfase responderá a 4 direcciones:

-3ECH : PUERTO A.

-3EDH : PUERTO B.

-3EEH : PUERTO C.

-3EFH : DIRECCION DEL BYTE DE CONTROL.

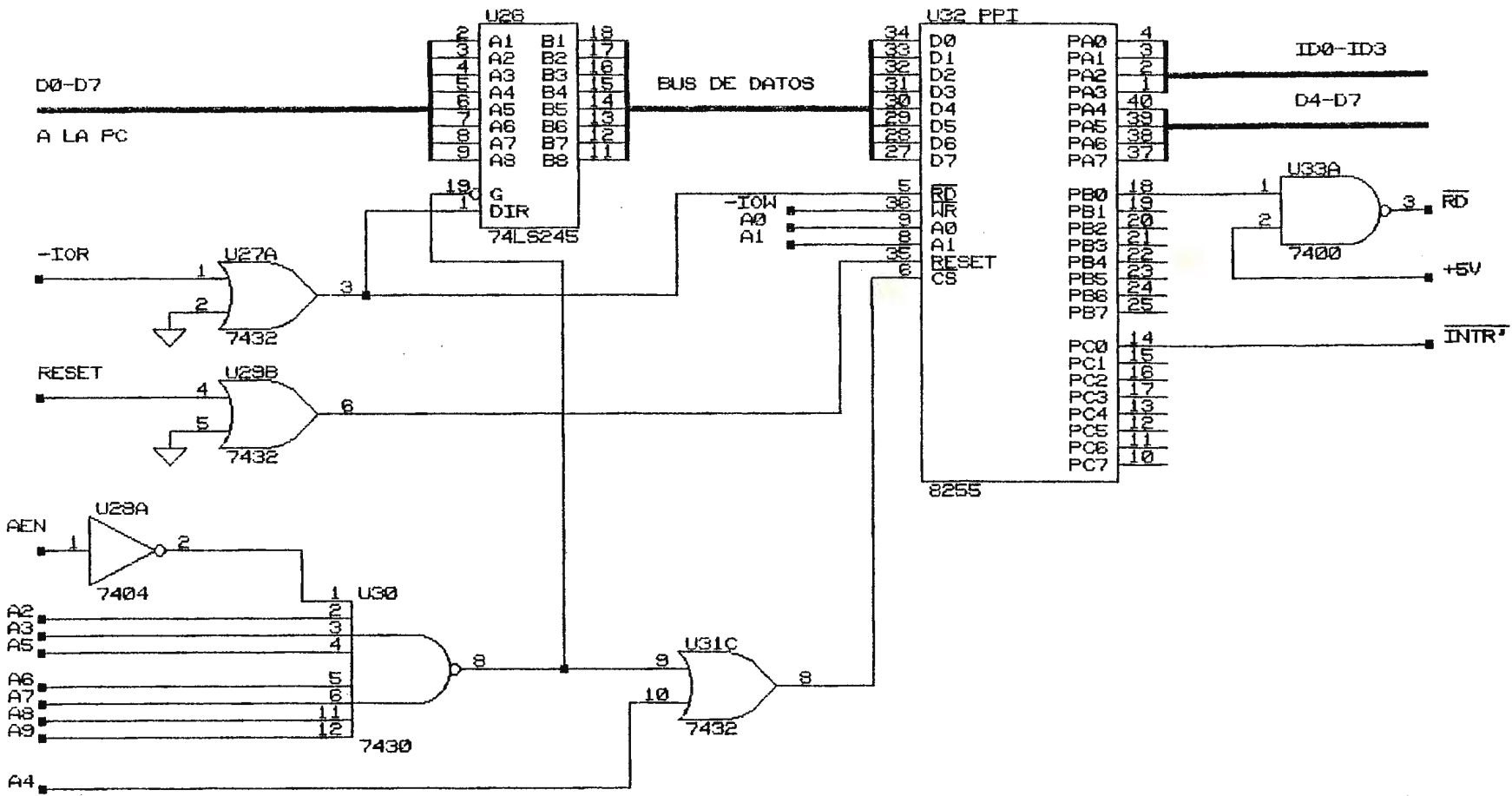


Figura B.25 Diagrama esquemático de la interfase de comunicación.

EL PPI 8255 (INTERFASE PROGRAMABLE DE PERIFERICOS).

El 8255 es un periférico programable de entrada/salida paralelo para propósitos generales y es la parte central del circuito interfase de comunicación. Es de la familia INTEL de circuitos de soporte para microprocesadores, capaz de proporcionar 24 pines programables de entrada/salida, divididos en tres puertos paralelos: puerto A, puerto B y puerto C; los cuales pueden ser configurados de manera especial como se describirá más adelante. La configuración se hace mediante software y no requiere circuitos lógicos externos para ello.

MODOS DE OPERACION DEL 8255.

El 8255 posee tres modos de operación conocidos como modo 0, modo 1 y modo 2. EN el modo 0 los 8 pines de los tres puertos son utilizados como entrada-salida. Los modos 1 y 2 utilizan las señales del puerto C como entradas de solocitud de interrupción al CPU, estas interrupciones pueden ser "enmascaradas" o no mediante el formato bit set/reset.

El 8255 presenta 3 modos básicos de operación:

MOD0 0: entrada-salida elemental.

MOD0 1: entrada- salida con protocolo.

MOD0 2: bus bidireccional con protocolo.

Además el 8255 está conformado por dos grupos de buses. El grupo A que el puerto A más los 4 bits más significativos del puerto C y el grupo B formado por el puerto B más los 4 bits menos significativos del puerto C.

Cuando se inicializa el 8255 (al encender la computadora), sus tres puertos quedan configurados como puertos de entrada. Los puertos A,B y C pueden ser configurados en modos de operación diferentes según sea necesario, escribiendo la palabra de control en el registro de control.

La palabra de control consta de ocho bits y es la que determina en que modos pueden trabajar los tres puertos: el registro de control es la dirección a la que responderá la palabra de control.

Las direcciones a que responde la interfase son las siguientes: tres de estas direcciones corresponden a los puertos A,B, y C y el cuarto es un registro de control de "sólo escritura". Estas direcciones han sido tomadas de la sección de la memoria para las interrupciones disponibles para el uso del programador, de acuerdo al mapa de memoria para el microprocesador INTEL 8088.

SA9 SA8 SA7 SA6 SA5 SA4 SA3 SA2 SA1 SA0

1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	=	3ECH	puerto A.
1	1	1	1	1	0	1	1	0	1	=	3EDH	puerto B.
1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	=	3EEH	puerto C.
1	1	1	1	1	0	1	1	1	1	=	3EFH	pal. de C.

MODO 0: Entrada- salida elemental.

Este modo configura a los 3 puertos sólomente como entrada o salida. Este modo de operación presenta las siguientes características:

- Los puertos A y B de 8 bits y el C dividido en 2 grupos independientes de 4 bits.
- Cualquier puerto puede ser entrada o salida.

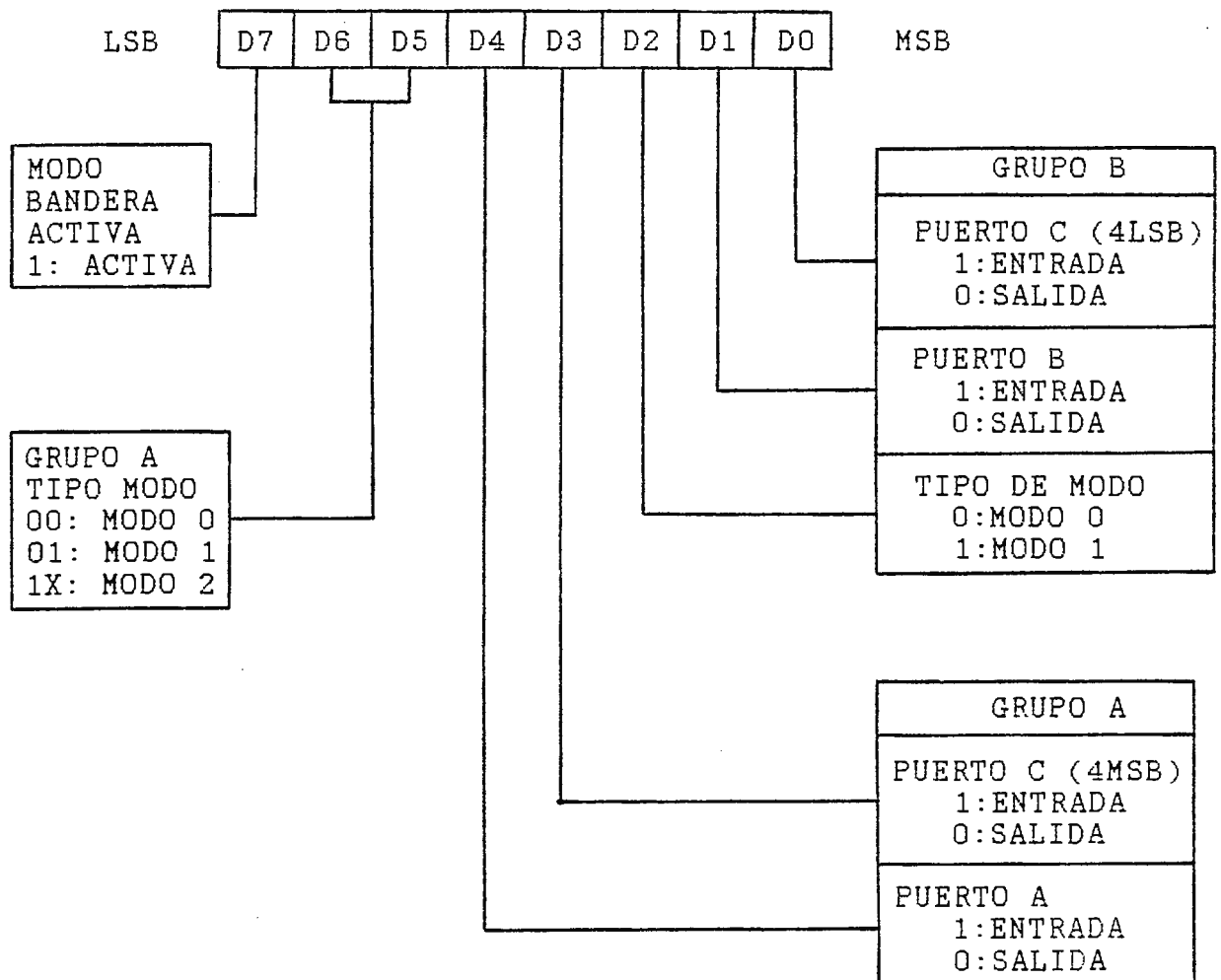


Figura B.26 Byte de control.

- Las salidas son enclavadas.
- Las entradas no son enclavadas.
- 16 formas diferentes de configurar en este modo.

Para los propósitos de control de comunicación entre la memoria de la computadora y la interfase de conversión, la elección del modo 0 es el más idóneo y por esta razón se ha desarrollado con mayor profundidad, dejando los otros modos como información general.

MODO 1: Entrada- salida con protocolo.

Este modo permite comunicarse con el computador con el bus de señales de protocolo. Las características principales de este modo son:

- Presenta dos grupos (A y B) de líneas de comunicación.
- Cada grupo está formado por un puerto de 8 bits para datos y un puerto de 4 bits para control.
- El puerto de 8 bits puede ser de entrada o de salida. Las entradas y salidas son enclavadas.
- El puerto de 4 bits es usado para controlar el estado del puerto de 8 bits.

En este modo de operación hay dos posibilidades para cada bloque, entrada con protocolo o salida con protocolo.

En la configuración como puerto de entrada con protocolo, las señales de handshaking son las siguientes:

1. -STB: Un cero en esta señal de entrada carga el dato en el latch de entrada.
2. IBF: Un uno en esta señal de salida, indica que el dato ha sido cargado en el latch de entrada.
3. INTR: Un uno en esta señal de salida puede ser utilizada para interrumpir el CPU cuando un dispositivo de entrada solicita servicio. Se activa cuando -STB e IBF son unos y hay habilitación de interrupciones. Se desactiva cuando ocurre una operación de lectura.

La interrupción puede ser "enmascarada" o no mediante el bit set/reset del PC4 para el grupo A y el set/reset del PC2 para el grupo B.

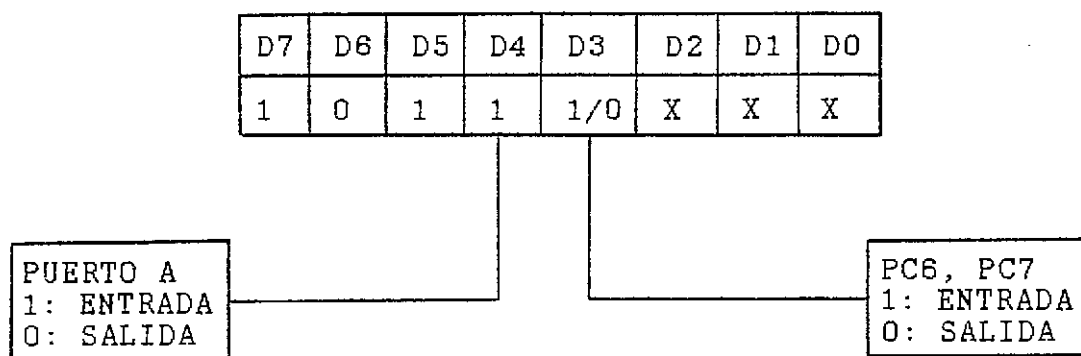


Figura B.27 Modo 1. Entrada con protocolo para el grupo A.
Programación del byte de control.

En la configuración de puerto de salida con protocolo, las señales de handshaking son la siguientes:

1. -OBF: Un cero en esta señal de salida, indica que el CPU ha escrito un dato al puerto de salida.
2. -ACK: Un cero en esta señal de entrada, le indica al 8255 que el dato que se envió ha sido aceptado.
3. INTR: Un uno en esta señal de salida, puede utilizarse par interrumpir el CPU cuando un dispositivo de salida ha aceptado datos enviados por el CPU. Se activa cuando -OBF y -ACK son unos y hay habilitación de interrupción. Se desactiva cuando se hace una operación de escritura.

La interrupción puede "enmascarse" o no mediante el bit set/reset del PC6 para el grupo A o el bit set/reset del PC2 para el grupo B.

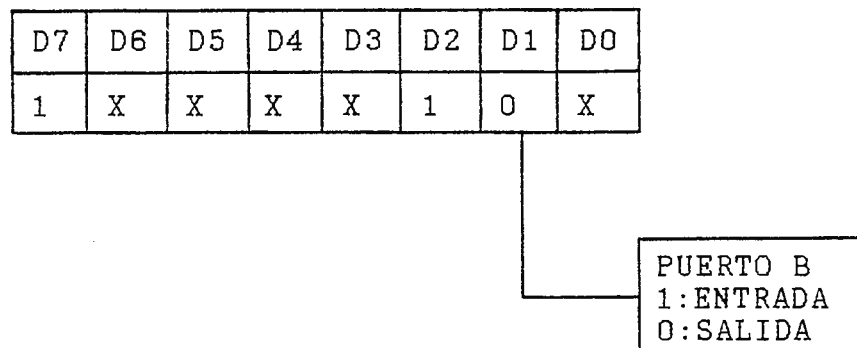


Figura B.28 Modo 1: Salida con protocolo para el grupo B.
Programación del byte de control.

MOD0 2: Puerto bidireccional con protocolo.

Este modo opera con un solo puerto que sirve para enviar y recibir datos utilizando señales de protocolo. Sus características principales son:

- Usado en el grupo A únicamente.
- Un puerto de 8 bits bidireccional y un puerto de control de 5 bits.
- Entradas y salidas enclavadas.

Las señales INTR, -OBF, IBF, -ACK y STB tienen el mismo significado en este modo de operación que el modo 1. El modo 2 es exclusivo del puerto A y lo convierte en un puerto bidireccional con señales de protocolo. El puerto B no puede operar en esta configuración.

Existen muchas maneras de combinar los modos de operación den el 8255. El puerto A puede operar de 3 modos diferentes, el puerto b de 2 modos diferentes. La forma de configurar los puertos dependerá del tipo de aplicación que se desee.

E- Cuadro resumen de los Modos de Operación.

Los modos de operación del 8255 se resumen de la siguiente manera:

MODO 0			MODO 1		MODO 2
ENT	SAL		ENT	SAL	SOLO GRUPO A
PA0	E	S	E	S	<----->
PA1	E	S	E	S	<----->
PA2	E	S	E	S	<----->
PA3	E	S	E	S	<----->
PA4	E	S	E	S	<----->
PA5	E	S	E	S	<----->
PA6	E	S	E	S	<----->
PA7	E	S	E	S	<----->
PB0	E	S	E	S	-----
PB1	E	S	E	S	-----
PB2	E	S	E	S	-----
PB3	E	S	E	S	-----
PB4	E	S	E	S	-----
PB5	E	S	E	S	-----
PB6	E	S	E	S	-----
PB7	E	S	E	S	-----
PC0	E	S	INTRB	INTRB	E-S
PC1	E	S	IBFB	-OBFB	E-S
PC2	E	S	-STBB	-ACKB	E-S
PC3	E	S	INTRA	INTRA	INTRA
PC4	E	S	-STBA	E-S	-STBA
PC5	E	S	IBFA	E-S	IBFA
PC6	E	S	E-S	-ACKA	-ACKA
PC7	E	S	E-S	-OBFA	-OBFA

Tabla B.4 Resumen de los modos de operación del 8255A.

DESCRIPCION DE LOS PINES DEL 8255A.

Los pines del 1-4 representan a PA3, PA2, PA1, PA0 respectivamente, es decir, los 4 bits menos significativos del puerto A.

El pin 5 es el -RD, señal que es bajo cuando se realiza una operación de lectura en algún puerto.

El pin 6 es el -CS, señal que habilita el funcionamiento del 8255A cuando está en bajo.

El pin 7 es GND, la tierra del sistema acoplada con la de la computadora.

Los pines 8 y 9 son A1 y A0 respectivamente. Estas líneas de direccionamiento accesan los puertos de la siguiente manera: A1 A0 = 00 accesa el puerto A; A1 A0 = 01 accesa el puerto B; A1 A0 = 10 accesa el puerto C y A1 A0 = 11 accesa el byte de control.

Los pines 10- 13 son PC7, PC6, PC5 y PC4 respectivamente, es decir, los 4 bits más significativos del puerto C.

Los pines 14- 17 son PC3, PC2, PC1 y PC0 respectivamente, es decir, los 4 bits menos significativos del puerto C.

Los pines 18- 25 son PB0- PB7 respectivamente, el puerto B.

El pin 26 es Vcc, +5 voltios para el 8255A.

Los pines 27- 34 son D0 a D7, el bus de datos que se conecta al computador mediante el 74LS245.

El pin 35 es el RESET, un alto en esta señal inicializa al 8255A colocando todos sus puertos como puertos de entrada. Esta condición puede ser cambiada por software.

El pin 36 es -WR, señal que es baja cuando se realiza una operación de escritura en algún puerto.

Los pines 37- 40 son PA7, PA6, PA5, PA4, respectivamente, es decir, los 4 bits más significativos del puerto A.

En la siguiente figura se muestra el pin out del PPI.

PA3	1	8255A PPI	40	PA4
PA2	2		39	PA5
PA1	3		38	PA6
PA0	4		37	PA7
-RD	5		36	-WR
-CS	6		35	RESET
GND	7		34	D0
A1	8		33	D1
A0	9		32	D2
PC7	10		31	D3
PC6	11		30	D4
PC5	12		29	D5
PC4	13		28	D6
PC0	14		27	D7
PC1	15		26	VCC
PC2	16		25	PB7
PC3	17		24	PB6
PB0	18		23	PB5
PB1	19		22	PB4
PB2	20		21	PB3

Figura B.29 Pin Out del 8255A.

A continuación se le presentan los diagramas correspondientes al impreso sobre el cual puede ser alambrada la interfaz. Se le presentan en distintas secciones separadas que pueden ser implementadas sobre la misma tarjeta impresa.

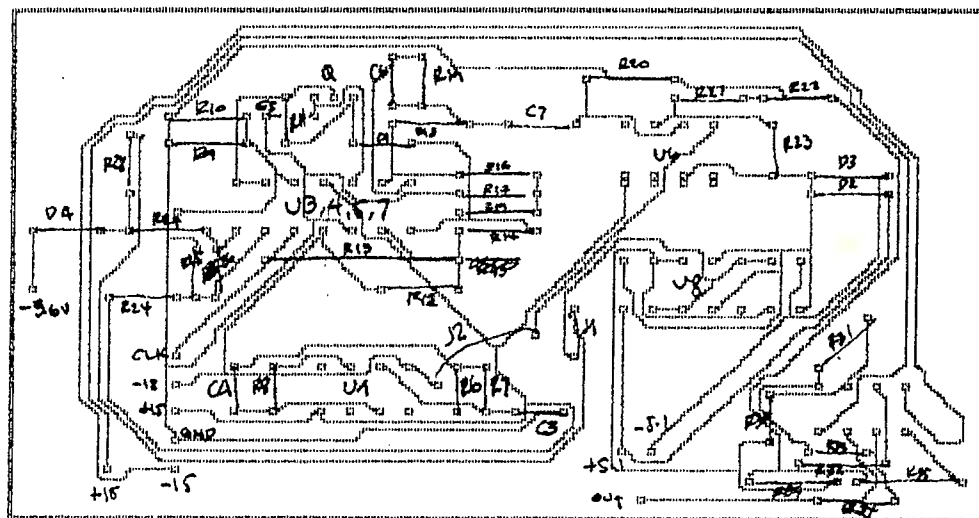


Figura B.30 Circuito de generación de muestras PAM, para tarjeta impresa de una sola pista.

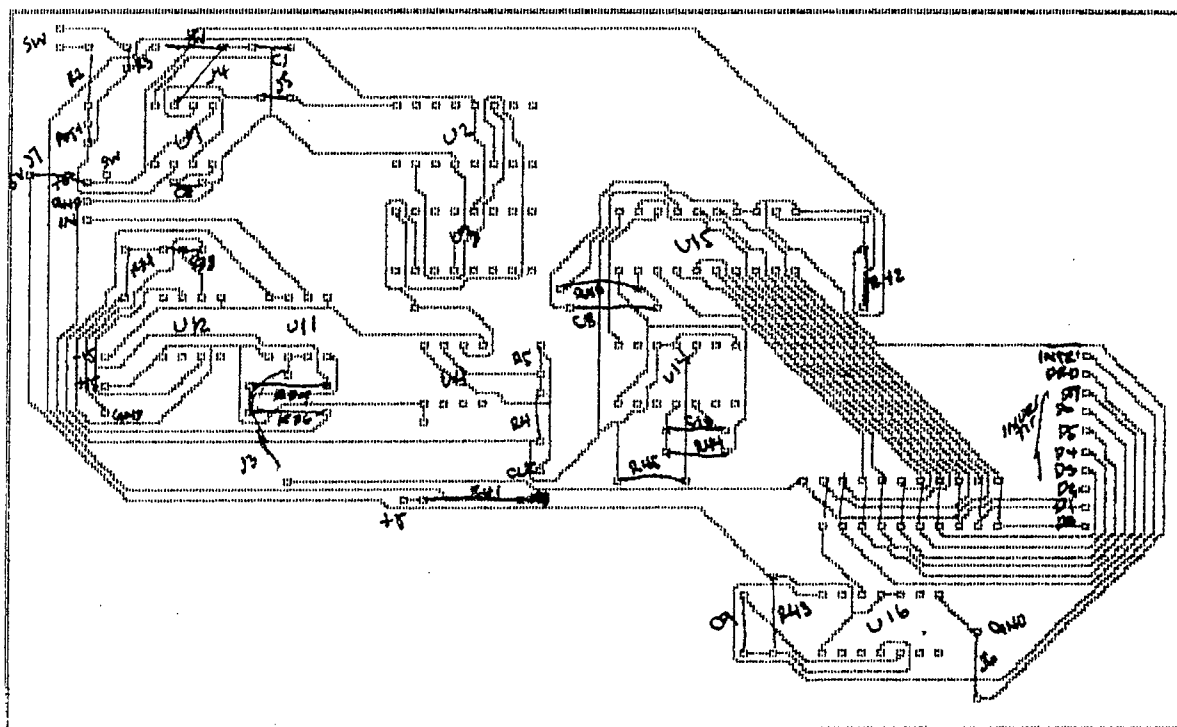


Figura B.31 Circuito de conversión análogo-digital para tarjeta impresa de una sola pista.

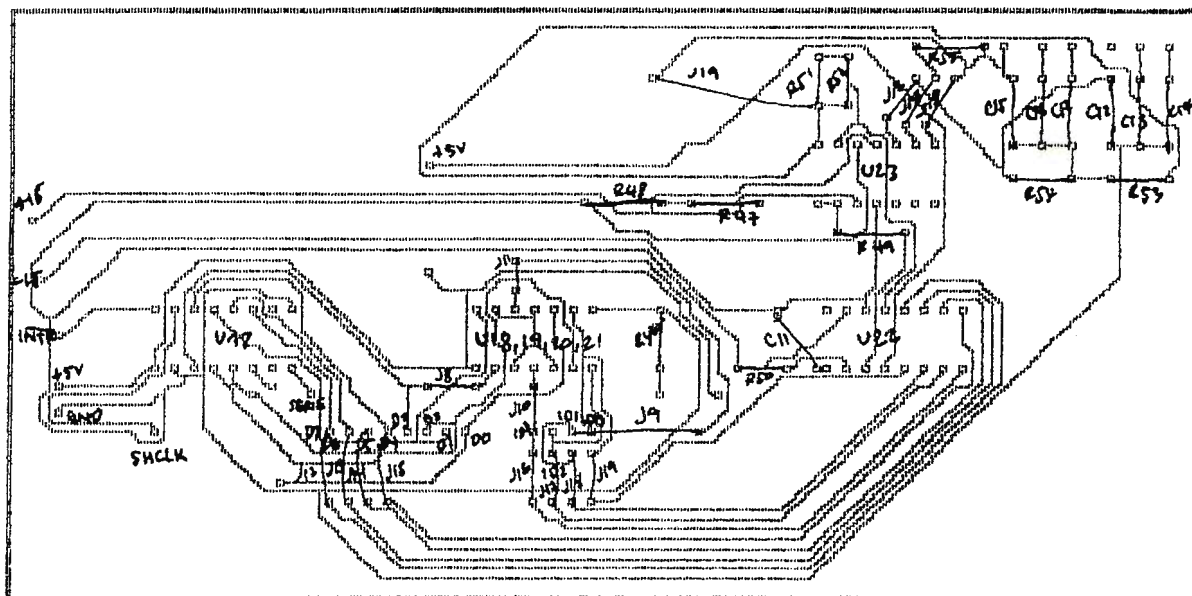


Figura B.32 Circuito de conversión digital-análogo para tarjeta impresa de una sola pista.

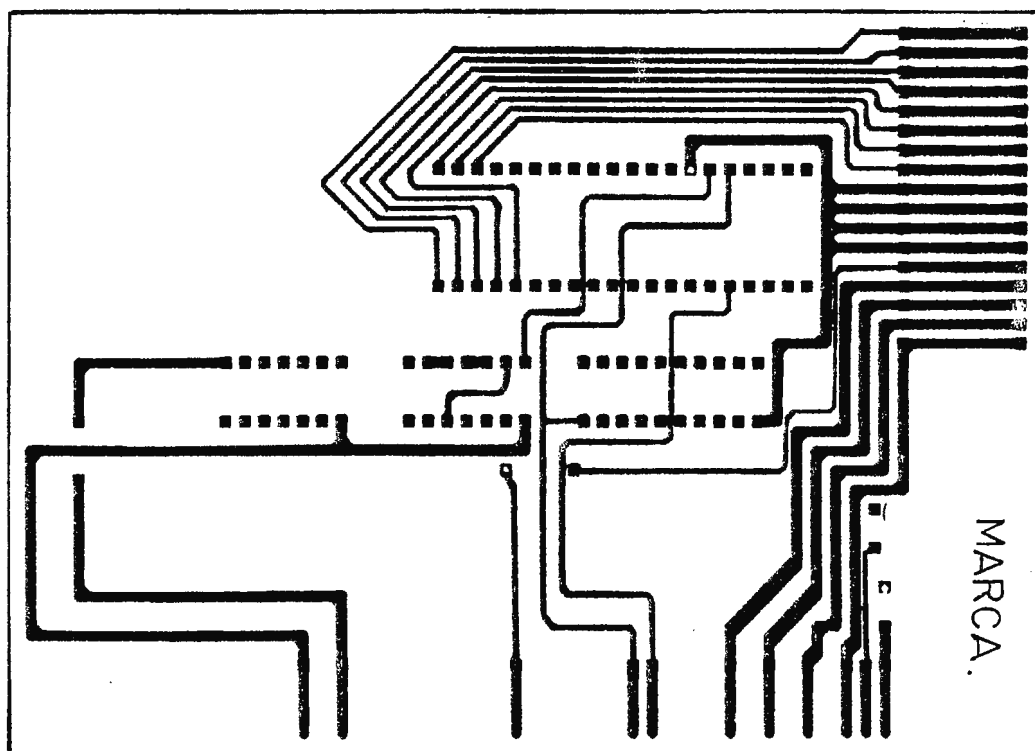


Figura B.33 Circuito de comunicación con la computadora para tarjeta impresa de doble pista. (Parte 1)

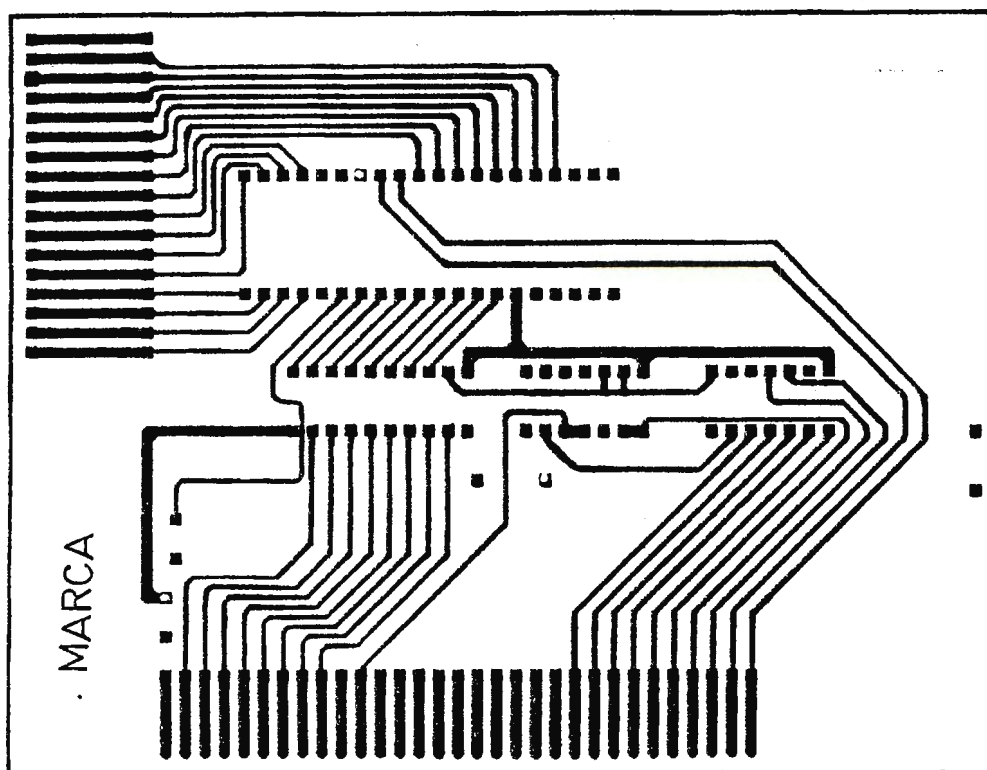


Figura B.34 Circuito de comunicación con la computadora para tarjeta impresa de doble pista. (Parte 2)

Como podrá darse cuenta, el diseño de los impresos está realizado de manera que puedan ser montados los primeros tres de ellos en una misma tarjeta impresa convencional de una sola pista. En cambio, el circuito de comunicación con la computadora debido a la complejidad de alambrado ha requerido de un diseño especial que ha sido realizado para una tarjeta impresa de doble pista; en este último caso, las marcas que se encuentran en las esquinas de cada figura (figuras B.33 y B.34) deben de coincidir una sobre la otra para que las dos caras del impreso sean congruentes.

HOJAS DE REFERENCIA TECNICA DE LOS CIRCUITOS MAS IMPORTANTES DE LA INTERFASE.



A to D, D to A

ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804, ADC0805 8-Bit μ P Compatible A/D Converters

General Description

The ADC0801, ADC0802, ADC0803, ADC0804 and ADC0805 are CMOS 8-bit successive approximation A/D converters which use a differential potentiometric ladder—similar to the 256R products. These converters are designed to allow operation with the NSC800 and INS8080A derivative control bus, and TRI-STATE[®] output latches directly drive the data bus. These A/Ds appear like memory locations or I/O ports to the microprocessor and no interfacing logic is needed.

A new differential analog voltage input allows increasing the common-mode rejection and offsetting the analog zero input voltage value. In addition, the voltage reference input can be adjusted to allow encoding any smaller analog voltage span to the full 8 bits of resolution.

- Differential analog voltage inputs
- Logic inputs and outputs meet both MOS and T²L voltage level specifications
- Works with 2.5V (LM336) voltage reference
- On-chip clock generator
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero adjust required
- 0.3" standard width 20-pin DIP package
- Operates ratiometrically or with 5 VDC, 2.5 VDC, or analog span adjusted voltage reference

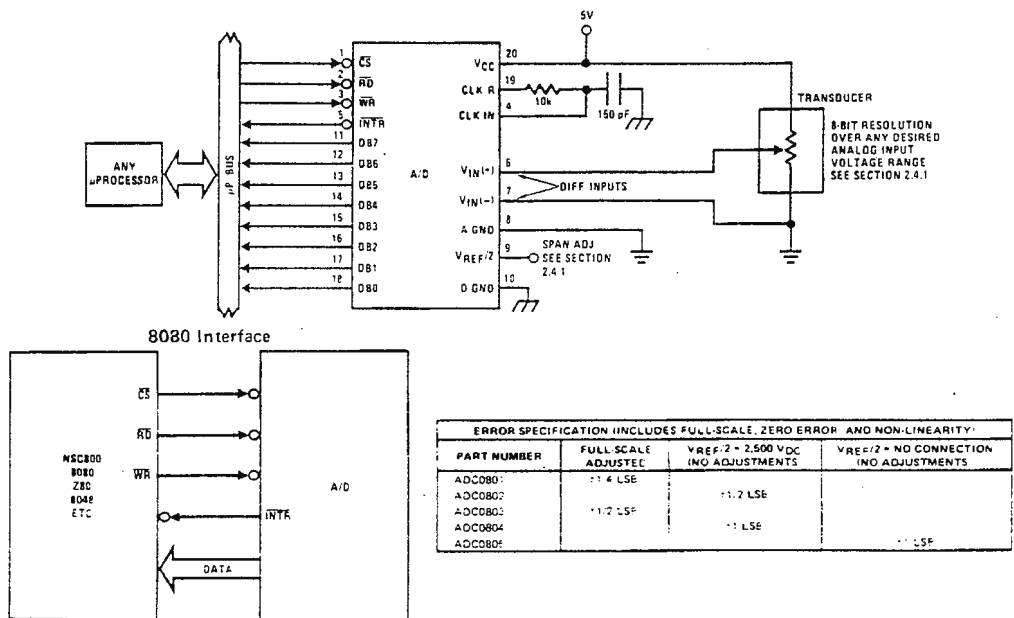
Key Specifications

Features

- Compatible with 8080 μ P derivatives—no interfacing logic needed — access time — 135 ns
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"

- Resolution 8 bits
- Total error $\pm 1/4$ LSB, $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- Conversion time 100 μ s

Typical Applications



TRI-STATE[®] is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	5.5V
Voltage	
Logic Control Inputs	-0.3V to +1.8V
At Other Input and Outputs	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
ADC0801/02LQ	$-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$
ADC0801/02/03/04LQD	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0801/02/03/05LCN	$-40^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$
ADC0804LCN	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$
Range of V_{CC}	4.5 VDC to 6.3 VDC

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5\text{ VDC}$, $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ and $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$ unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
ADC0801:					
Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/4$	LSB
ADC0802:					
Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500\text{ VDC}$			$\pm 1/2$	LSB
ADC0803:					
Total Adjusted Error (Note 8)	With Full-Scale Adj. (See Section 2.5.2)			$\pm 1/2$	LSB
ADC0804:					
Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = 2.500\text{ VDC}$			± 1	LSB
ADC0805:					
Total Unadjusted Error (Note 8)	$V_{REF}/2 = \text{No Connection}$			± 1	LSB
$V_{REF}/2$ Input Resistance (Pin 9)	ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)	2.5 1.0	8.0 1.3		k Ω k Ω
Analog Input Voltage Range	(Note 4) V_{I+} or V_{I-}	$GND - 0.05$		$V_{CC} + 0.05$	VDC
DC Common-Mode Error	Over Analog Input Voltage Range		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB
Power Supply Sensitivity	$V_{CC} = 5\text{ VDC} \pm 10\%$ Over Allowed $V_{I+}(-)$ and $V_{I-}(-)$ Voltage Range (Note 4)		$\pm 1/16$	$\pm 1/8$	LSB

AC Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5\text{ VDC}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
T_C	Conversion Time $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$ (Note 6)	103		114	μs
T_{C2}	Conversion Time (Note 5, 6)	86		73	$1/f_{CLK}$
f_{CLK}	Clock Frequency $V_{CC} = 5V$, (Note 5)	100	640	1450	kHz
	Clock Duty Cycle (Note 5)	40		60	%
CR	Conversion Rate In Free-Running Mode $\overline{INTR}$ tied to $\overline{WR}$ with $\overline{CS} = 0\text{ VDC}$, $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$			8770	conv./s
$t_{W(\overline{WR})L}$	Width of $\overline{WR}$ Input (Start Pulse Width) $\overline{CS} = 0\text{ VDC}$ (Note 7)	100			ns
t_{ACC}	Access Time (Delay from Falling Edge of $\overline{RD}$ to Output Data Valid) $C_L = 100\text{ pF}$		135	200	ns
$t_{H, HIGH}$	TRI-STATE Control (Delay from Rising Edge of $\overline{RD}$ to Hi-Z State) $C_L = 10\text{ pF}$, $R_L = 10k$ (See TRI-STATE Test Circuits)		125	200	ns
$t_{D, TRI}$	Delay from Falling Edge of $\overline{WR}$ or $\overline{RD}$ to Reset of $\overline{INTR}$		300	450	ns
C_{in}	Input Capacitance of Logic Control Inputs		5	7.5	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance (Data Buffers)		5	7.5	pF

Electrical Characteristics

The following specifications apply for $V_{CC} = 5\text{ VDC}$ and $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$, unless otherwise specified.

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CONTROL INPUTS (Note 1: CLK IN (Pin 4) is the input of a Schmitt trigger circuit and is therefore specified separately)					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 5.25\text{ VDC}$	2.0		15	VDC
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage (Except Pin 4 CLK IN)	$V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$			0.8	VDC
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 5\text{ VDC}$		0.005	1	μADC
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (All Inputs)	$V_{IN} = 0\text{ VDC}$	-1	-0.005		μADC
CLOCK IN AND CLOCK R					
V_{T+} CLK IN (Pin 4) Positive Going Threshold Voltage		2.7	3.1	3.5	VDC
V_{T-} CLK IN (Pin 4) Negative Going Threshold Voltage		1.5	1.8	2.1	VDC
V_H CLK IN (Pin 4) Hysteresis ($V_{T+} - V_{T-}$)		0.6	1.3	2.0	VDC
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" CLK R Output Voltage	$I_O = 360\text{ }\mu\text{A}$ $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$			0.4	VDC
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" CLK R Output Voltage	$I_O = -360\text{ }\mu\text{A}$ $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$	2.4			VDC
DATA OUTPUTS AND INTR					
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage Data Outputs	$I_{OUT} = 1.6\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$			0.4	VDC
$V_{OUT(0)}$ Logical "0" Output Voltage INTR Output	$I_{OUT} = 1.0\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$			0.4	VDC
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$	2.4			VDC
$V_{OUT(1)}$ Logical "1" Output Voltage	$I_O = -10\text{ }\mu\text{A}$, $V_{CC} = 4.75\text{ VDC}$	4.5			VDC
I_{OUT} TRI-STATE Disabled Output Leakage (All Data Buffers)	$V_{OUT} = 0\text{ VDC}$ $V_{OUT} = 5\text{ VDC}$	-3		3	μADC μADC
I_{SOURCE}	V_{OUT} Short to Gnd, $T_A = 25^\circ\text{C}$	4.5	6		mA_{DC}
I_{SINK}	V_{OUT} Short to V_{CC} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	9.0	16		mA_{DC}
POWER SUPPLY					
I_{CC} Supply Current (Includes Ladder Current)	$f_{CLK} = 640\text{ kHz}$, $V_{REF/2} = NC$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ and $\overline{CS} = "1"$ ADC0801/02/03/05 ADC0804 (Note 9)		1.1 1.9	1.8 2.5	mA mA

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

Note 2: All voltages are measured with respect to Gnd, unless otherwise specified. The separate A Gnd point should always be wired to the D Gnd.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to Gnd and has a typical breakdown voltage of 7 VDC.

Note 4: For $V_{IN(-)} \geq V_{IN(+)}$ the digital output code will be 0000 0000. Two on-chip diodes are tied to each analog input (see block diagram) which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. Be careful, during testing at low V_{CC} levels (4.5V), as high level analog inputs (5V) can cause this input diode to conduct—especially at elevated temperatures, and cause errors for analog inputs near full-scale. The spec allows 50 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 50 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0 VDC to 5 VDC input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.950 VDC over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Accuracy is guaranteed at $f_{CLK} = 640\text{ kHz}$. At higher clock frequencies accuracy can degrade. For lower clock frequencies, the duty cycle limits can be extended so long as the minimum clock high time interval or minimum clock low time interval is no less than 275 ns.

Note 6: With an asynchronous start pulse, up to 6 clock periods may be required before the internal clock phases are proper to start the conversion process. The start request is internally latched, see Figure 2 and section 2.0.

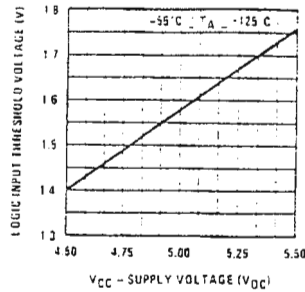
Note 7: The $\overline{CS}$ input is assumed to bracket the $\overline{WR}$ strobe input and therefore timing is dependent on the $\overline{WR}$ pulse width. An arbitrarily wide pulse width will hold the converter in a reset mode and the start of conversion is initiated by the low to high transition of the $\overline{WR}$ pulse (see timing diagrams).

Note 8: None of these A/Ds requires a zero adjust (see section 2.5.1). To obtain zero code at other analog input voltages see section 2.5 and Figure 5.

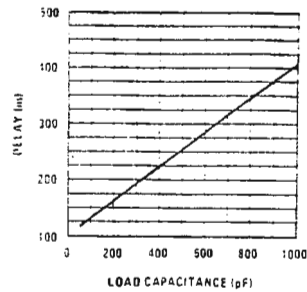
Note 9: For ADC0804LCD typical value of $V_{REF/2}$ input resistance is 8 k Ω and of I_{CC} is 1.1 mA.

Typical Performance Characteristics

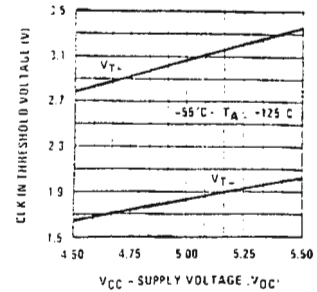
Logic Input Threshold Voltage
vs. Supply Voltage



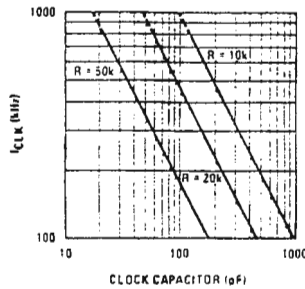
Delay From Falling Edge of
RD to Output Data Valid
vs. Load Capacitance



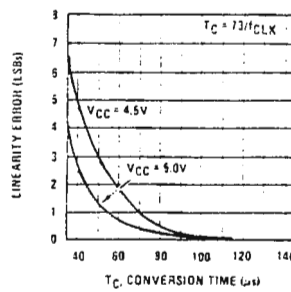
CLK IN Schmitt Trig Levels
vs. Supply Voltage



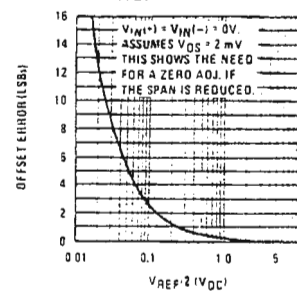
fCLK vs. Clock Capacitor



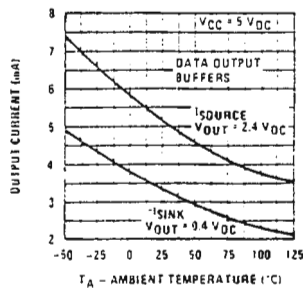
Full-Scale Error vs
Conversion Time



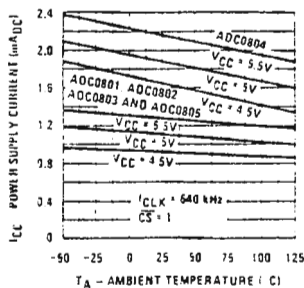
Effect of Unadjusted Offset Error
vs. VREF/2 Voltage



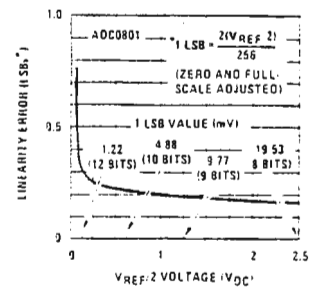
Output Current vs Temperature



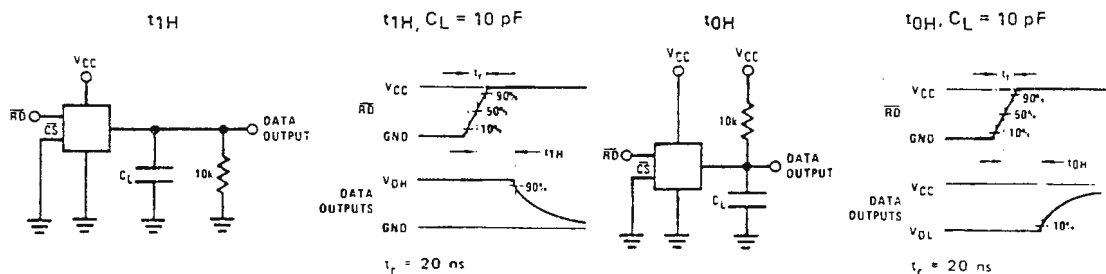
Power Supply Current
vs Temperature (Note 9)



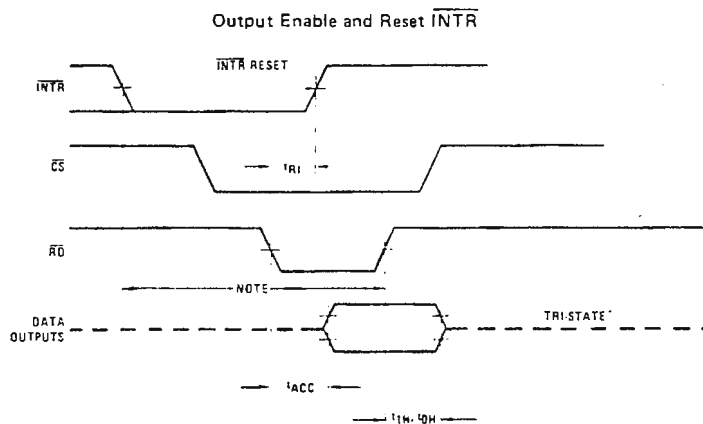
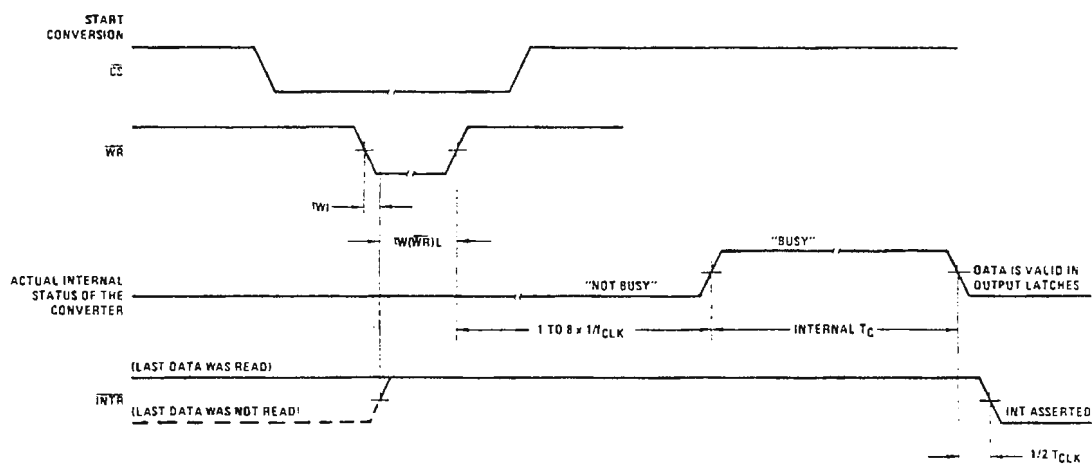
Linearity Error at Low
VREF/2 Voltages



TRI-STATE® Test Circuits and Waveforms



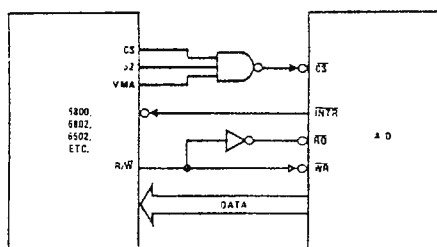
Timing Diagrams (All timing is measured from the 50% voltage points)



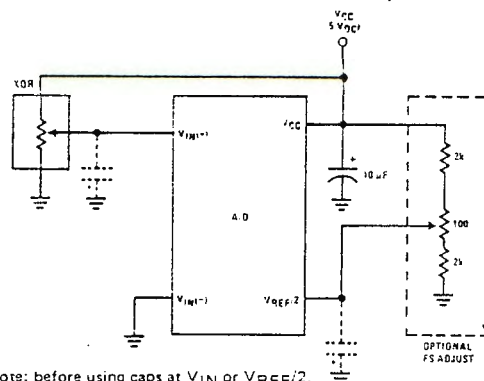
Note: Read strobe must occur 8 clock periods ($8/\overline{f}_{CLK}$) after assertion of interrupt to guarantee reset of $\overline{INTR}$.

Typical Applications (Continued)

6800 Interface

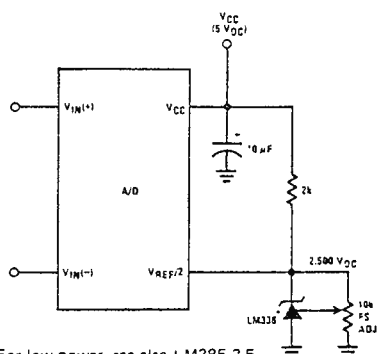


Ratiometric with Full-Scale Adjust



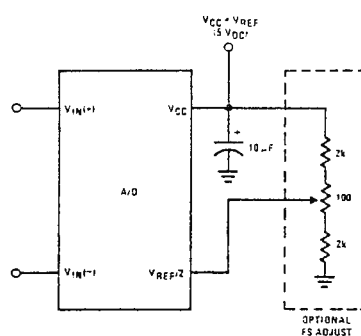
*Note: before using caps at V_{IN} or $V_{REF}/2$, see section 2.3.2 Input Bypass Capacitors.

Absolute with a 2.500V Reference

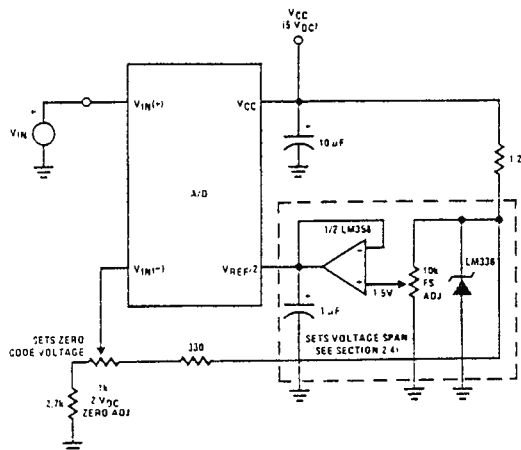


* For low power, see also LM385-2.5.

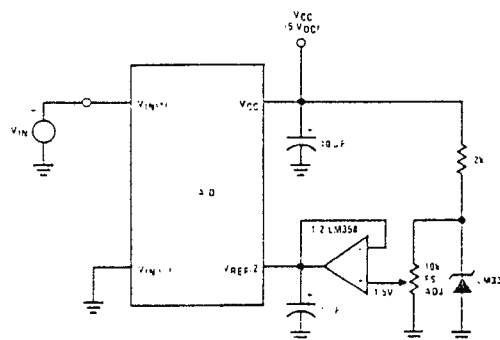
Absolute with a 5V Reference

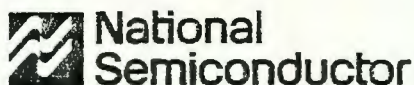


Zero-Shift and Span Adjust: $2V \leq V_{IN} \leq 5V$



Span Adjust: $0V \leq V_{IN} \leq 3V$





A to D, D to A

DAC0808, DAC0807, DAC0806 8-Bit D/A Converters

General Description

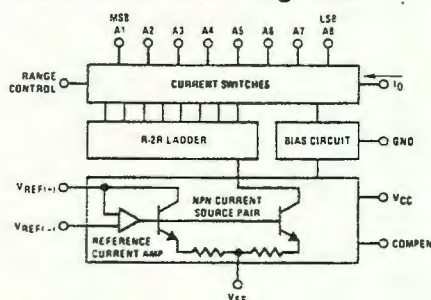
The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with $\pm 5V$ supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF}$. 256. Relative accuracies of better than $\pm 0.19\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2$ mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

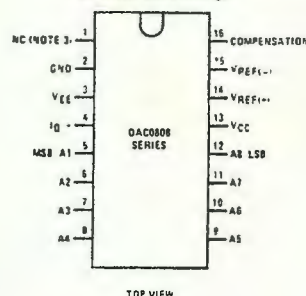
Features

- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/ μs
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

Block and Connection Diagrams



Dual-In-Line Package



Typical Application

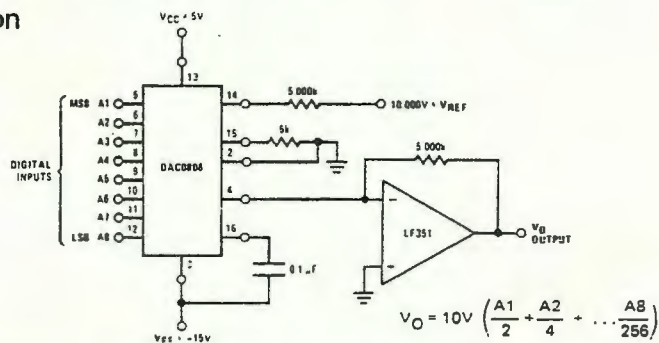


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter

Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS*					
		D PACKAGE (D16C)		J PACKAGE (J16A)		N PACKAGE (N16A)	
8-b ¹	$-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$	DAC0808LD	MC1508LE	DAC0808LCJ	MC1408LE	DAC0808LCN	MC1408PE
8-b ¹	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$			DAC0807LCJ	MC1408L7	DAC0807LCN	MC1408P7
7-b ¹	$0^{\circ}C \leq T_A \leq +75^{\circ}C$			DAC0806LCJ	MC1408LE	DAC0806LCN	MC1408P6

* Note. Devices may be ordered by using either order number.

Absolute Maximum Ratings

Power Supply Voltage	+18 V _{DC}
V _{CC}	+18 V _{DC}
V _{EE}	-18 V _{DC}
Digital Input Voltage, V ₅ -V ₁₂	-10 V _{DC} to +18 V _{DC}
Applied Output Voltage, V _O	-11 V _{DC} to +18 V _{DC}
Reference Current, I ₁₄	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V ₁₄ , V ₁₅	V _{CC} , V _{EE}

Power Dissipation (Package Limitation)	1000 mW
Derate above T _A = 25°C	8.7 mW/°C
Operating Temperature Range	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
DAC0808L	0 ≤ T _A ≤ +75°C
DAC0808LC Series	-65°C to +150°C
Storage Temperature Range	

Electrical Characteristics

(V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15 V_{DC}, V_{REF}/R₁₄ = 2 mA, DAC0808: T_A = -55°C to +125°C, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, T_A = 0°C to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
E _r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I _O) (Figure 4)				%
	DAC0808L (LM1508-8), DAC0808LC (LM1408-8)			±0.19	%
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 1) DAC0806LC (LM1408-6), (Note 1)			±0.39	%
	Settling Time to Within 1/2 LSB (Includes t _{PLH})	T _A = 25°C (Note 2), (Figure 5)	150		ns
t _{PLH}	Propagation Delay Time	T _A = 25°C, (Figure 5)	30	100	ns
t _{PHL}					
TC _{IO}	Output Full Scale Current Drift		±20		perm/°C
MSB	Digital Input Logic Levels				
V _{IH}	High Level, Logic "1"	2		0.8	V _{DC}
V _{IL}	Low Level, Logic "0"				V _{DC}
MSB	Digital Input Current				
	High Level		0	0.040	mA
	Low Level		-0.003	-0.8	mA
I ₁₅	Reference Input Bias Current		-1	-3	μA
	Output Current Range				
	V _{EE} = -5V	0	2.0	2.1	mA
	V _{EE} = -15V, T _A = 25°C	0	2.0	4.2	mA
I _O	Output Current				
	V _{REF} = 2.000V, R ₁₄ = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low		0	4	μA
	Output Voltage Compliance Pin 1 Grounded, V _{EE} Below -10V			-0.55, +0.4 -5.0, +0.4	V _{DC} V _{DC}
SRI _{REF}	Reference Current Slew Rate	4	9		mA/μs
	Output Current Power Supply Sensitivity	-5V ≤ V _{EE} ≤ -10.5V	0.05	2.7	μA/V
	Power Supply Current (All Bits Low)				
I _{CC}			2.3	22	mA
I _{EE}			-4.3	-1.1	mA
	Power Supply Voltage Range	T _A = 25°C, (Figure 3)			
V _{CC}		4.5	5.0	5.5	V _{DC}
V _{EE}		-4.5	-15	-16.5	V _{DC}
	Power Dissipation				
	All Bits Low	V _{CC} = 5V, V _{EE} = -5V	33	170	mW
		V _{CC} = 5V, V _{EE} = -15V	106	305	mW
		V _{CC} = 15V, V _{EE} = -5V	90		mW
	All Bits High	V _{CC} = 15V, V _{EE} = -15V	160		mW

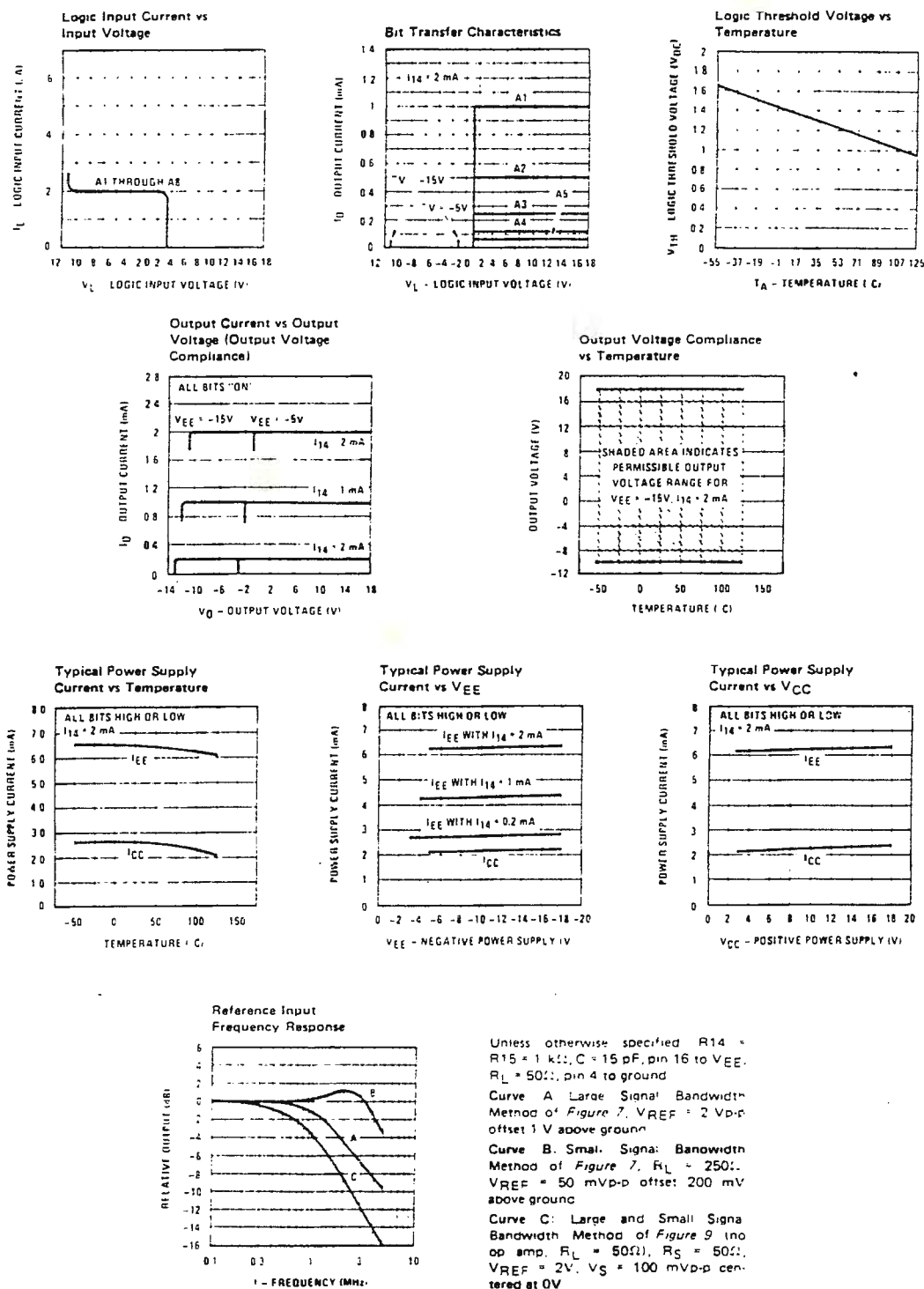
Note 1: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 2: All bits switched.

Note 3: Range control is not required.

Typical Performance Characteristics

$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted



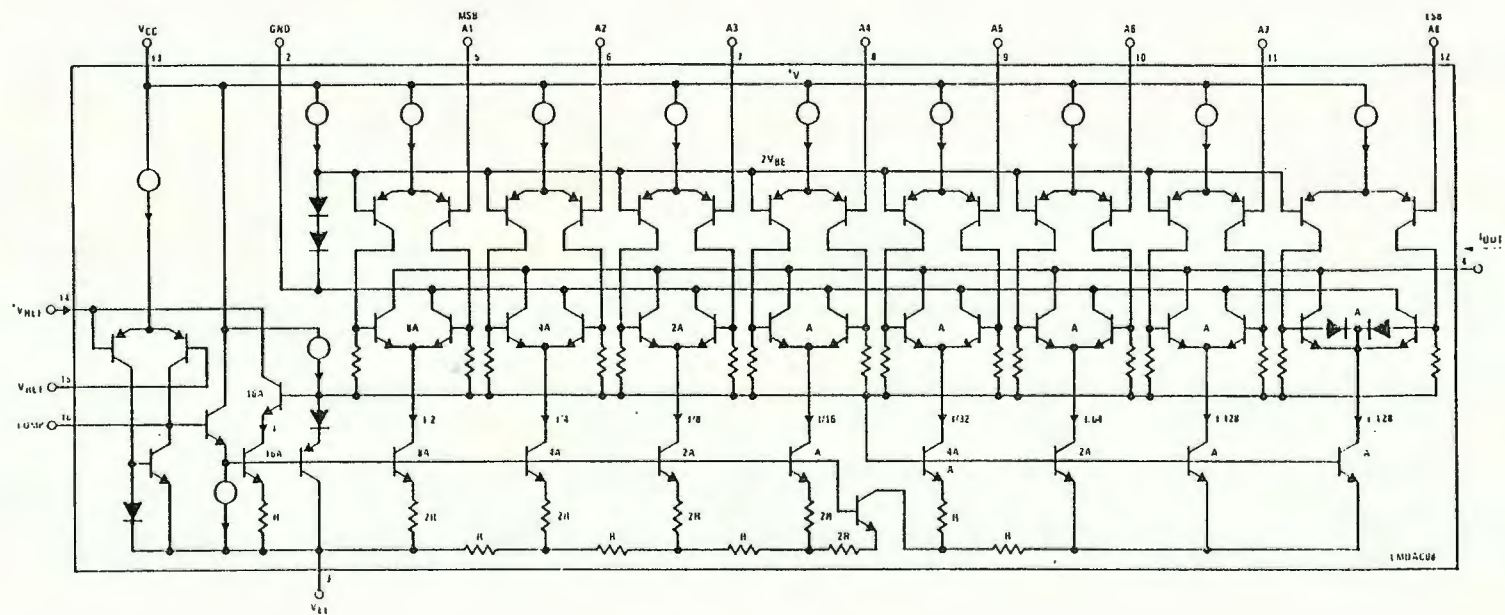


FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series



8255A/8255A-5 PROGRAMMABLE PERIPHERAL INTERFACE

- MCS-85™ Compatible 8255A-5
- 24 Programmable I/O Pins
- Completely TTL Compatible
- Fully Compatible with Intel® Microprocessor Families
- Improved Timing Characteristics
- Direct Bit Set/Reset Capability Easing Control Application Interface
- Reduces System Package Count
- Improved DC Driving Capability
- Available in EXPRESS
 - Standard Temperature Range
 - Extended Temperature Range

The Intel® 8255A is a general purpose programmable I/O device designed for use with Intel® microprocessors. It has 24 I/O pins which may be individually programmed in 2 groups of 12 and used in 3 major modes of operation. In the first mode (MODE 0), each group of 12 I/O pins may be programmed in sets of 4 to be input or output. In MODE 1, the second mode, each group may be programmed to have 8 lines of input or output. Of the remaining 4 pins, 3 are used for handshaking and interrupt control signals. The third mode of operation (MODE 2) is a bidirectional bus mode which uses 8 lines for a bidirectional bus, and 5 lines, borrowing one from the other group, for handshaking.

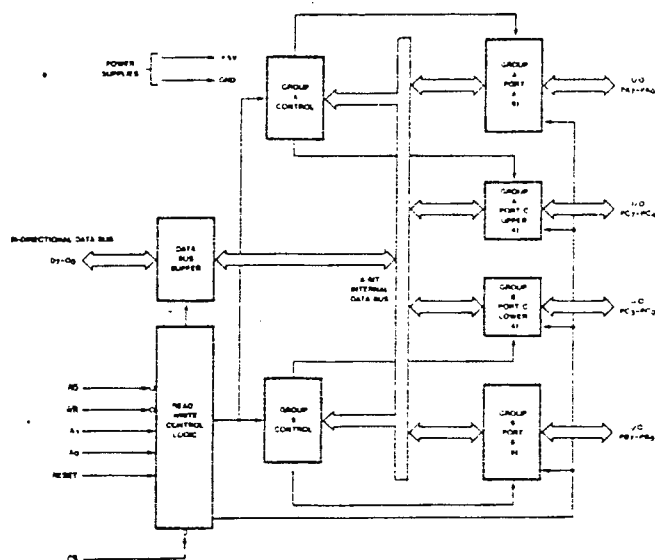


Figure 1. 8255A Block Diagram

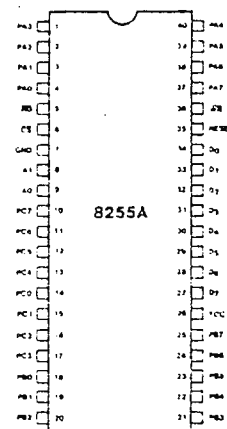


Figure 2. Pin Configuration



8255A/8255A-5

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias. 0°C to 70°C
 Storage Temperature -65°C to +150°C
 Voltage on Any Pin
 With Respect to Ground. -0.5V to +7V
 Power Dissipation 1 Watt

**NOTICE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.*

D.C. CHARACTERISTICS ($T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V} \pm 10\%$, $\text{GND} = 0\text{V}$) *

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit	Test Conditions
V_{IL}	Input Low Voltage	-0.5	0.8	V	
V_{IH}	Input High Voltage	2.0	V_{CC}	V	
$V_{OL}(\text{DB})$	Output Low Voltage (Data Bus)		0.45*	V	$I_{OL} = 2.5\text{mA}$
$V_{OL}(\text{PER})$	Output Low Voltage (Peripheral Port)		0.45*	V	$I_{OL} = 1.7\text{mA}$
$V_{OH}(\text{DB})$	Output High Voltage (Data Bus)	2.4		V	$I_{OH} = -400\mu\text{A}$
$V_{OH}(\text{PER})$	Output High Voltage (Peripheral Port)	2.4		V	$I_{OH} = -200\mu\text{A}$
I_{DAR}^{11}	Darlington Drive Current	-1.0	-4.0	mA	$R_{\text{EXT}} = 750\Omega$; $V_{\text{EXT}} = 1.5\text{V}$
I_{CC}	Power Supply Current		120	mA	
I_{IL}	Input Load Current		± 10	μA	$V_{IN} = V_{CC} \text{ to } 0\text{V}$
I_{OFL}	Output Float Leakage		± 10	μA	$V_{OUT} = V_{CC} \text{ to } .45\text{V}$

NOTE:

1. Available on any 8 pins from Port B and C.

CAPACITANCE ($T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC} = \text{GND} = 0\text{V}$)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
C_{IN}	Input Capacitance			10	pF	$f_c = 1\text{MHz}$
$C_{I/O}$	I/O Capacitance			20	pF	Unmeasured pins returned to GND

A.C. CHARACTERISTICS ($T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$, $V_{CC} = +5\text{V} \pm 10\%$, $\text{GND} = 0\text{V}$) ***Bus Parameters****READ**

Symbol	Parameter	8255A		8255A-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{AR}	Address Stable Before READ	0		0		ns
t_{RA}	Address Stable After READ	0		0		ns
t_{RR}	READ Pulse Width	300		300		ns
t_{RD}	Data Valid From READ ¹¹		250		200	ns
t_{DF}	Data Float After READ	10	150	10	100	ns
t_{RV}	Time Between READs and/or WRITEs	850		850		ns

intel

8255A/8255A-5

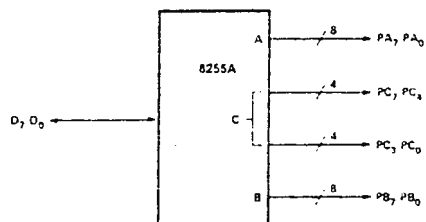
MODE 0 Port Definition

A		B		GROUP A			GROUP B		
D ₄	D ₃	D ₁	D ₀	PORT A	PORT C (UPPER)	#	PORT B	PORT C (LOWER)	
0	0	0	0	OUTPUT	OUTPUT	0	OUTPUT	OUTPUT	
0	0	0	1	OUTPUT	OUTPUT	1	OUTPUT	INPUT	
0	0	1	0	OUTPUT	OUTPUT	2	INPUT	OUTPUT	
0	0	1	1	OUTPUT	OUTPUT	3	INPUT	INPUT	
0	1	0	0	OUTPUT	INPUT	4	OUTPUT	OUTPUT	
0	1	0	1	OUTPUT	INPUT	5	OUTPUT	INPUT	
0	1	1	0	OUTPUT	INPUT	6	INPUT	OUTPUT	
0	1	1	1	OUTPUT	INPUT	7	INPUT	INPUT	
1	0	0	0	INPUT	OUTPUT	8	OUTPUT	OUTPUT	
1	0	0	1	INPUT	OUTPUT	9	OUTPUT	INPUT	
1	0	1	0	INPUT	OUTPUT	10	INPUT	OUTPUT	
1	0	1	1	INPUT	OUTPUT	11	INPUT	INPUT	
1	1	0	0	INPUT	INPUT	12	OUTPUT	OUTPUT	
1	1	0	1	INPUT	INPUT	13	OUTPUT	INPUT	
1	1	1	0	INPUT	INPUT	14	INPUT	OUTPUT	
1	1	1	1	INPUT	INPUT	15	INPUT	INPUT	

MODE 0 Configurations

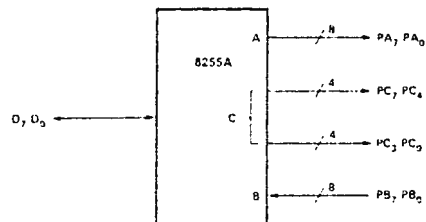
CONTROL WORD #0

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



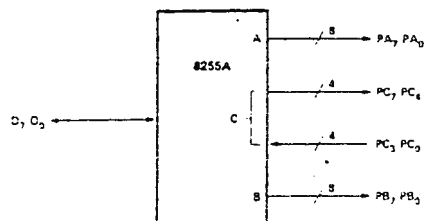
CONTROL WORD #2

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



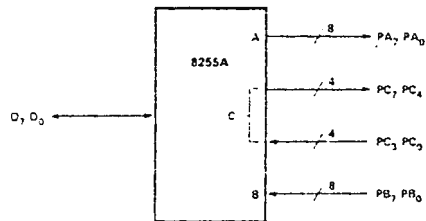
CONTROL WORD #1

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



CONTROL WORD #3

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



intel

8255A/8255A-5

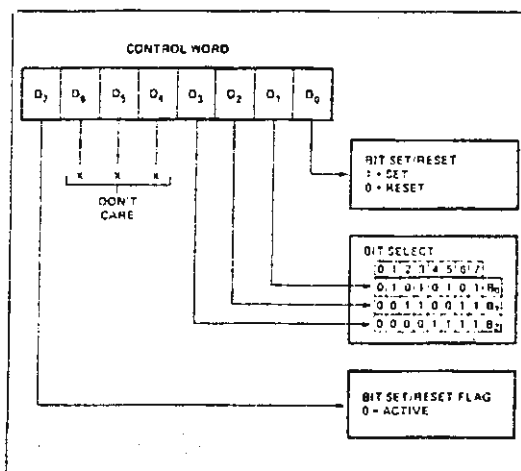


Figure 7. Bit Set/Reset Format

When Port C is being used as status/control for Port A or B, these bits can be set or reset by using the Bit Set/Reset operation just as if they were data output ports.

Interrupt Control Functions

When the 8255A is programmed to operate in mode 1 or mode 2, control signals are provided that can be used as interrupt request inputs to the CPU. The interrupt request signals, generated from port C, can be inhibited or enabled by setting or resetting the associated INTE flip-flop, using the bit set/reset function of port C.

This function allows the Programmer to disallow or allow a specific I/O device to interrupt the CPU without affecting any other device in the interrupt structure.

INTE flip-flop definition:

(BIT-SET) – INTE is SET – Interrupt enable

(BIT-RESET) – INTE is RESET – Interrupt disable

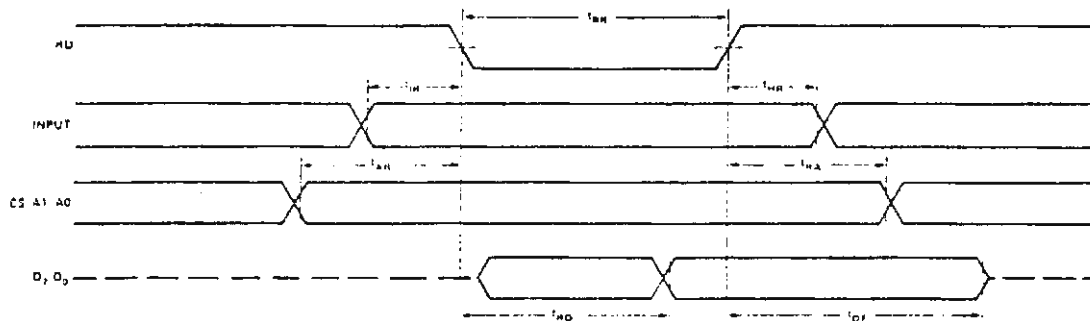
Note: All Mask flip-flops are automatically reset during mode selection and device Reset.

Operating Modes

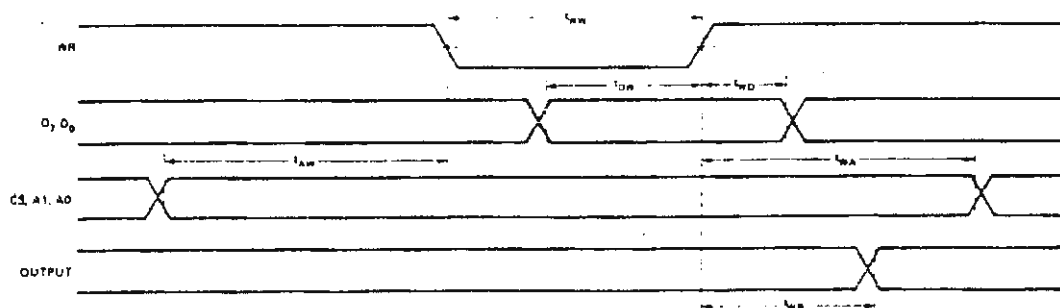
MODE 0 (Basic Input/Output). This functional configuration provides simple Input and output operations for each of the three ports. No "handshaking" is required, data is simply written to or read from a specified port.

Mode 0 Basic Functional Definitions:

- Two 8-bit ports and two 4-bit ports.
- Any port can be input or output.
- Outputs are latched.
- Inputs are not latched.
- 16 different Input/Output configurations are possible in this Mode.



MODE 0 (Basic Input)



MODE 0 (Basic Output)



8255A/8255A-5

8255A OPERATIONAL DESCRIPTION

Mode Selection

There are three basic modes of operation that can be selected by the system software:

- Mode 0 — Basic Input/Output
- Mode 1 — Strobed Input/Output
- Mode 2 — Bi-Directional Bus

When the reset input goes "high" all ports will be set to the input mode (i.e., all 24 lines will be in the high impedance state). After the reset is removed the 8255A can remain in the input mode with no additional initialization required. During the execution of the system program any of the other modes may be selected using a single output instruction. This allows a single 8255A to service a variety of peripheral devices with a simple software maintenance routine.

The modes for Port A and Port B can be separately defined, while Port C is divided into two portions as required by the Port A and Port B definitions. All of the output registers, including the status flip-flops, will be reset whenever the mode is changed. Modes may be combined so that their functional definition can be "tailored" to almost any I/O structure. For instance; Group B can be programmed in Mode 0 to monitor simple switch closings or display computational results, Group A could be programmed in Mode 1 to monitor a keyboard or tape reader on an interrupt-driven basis.

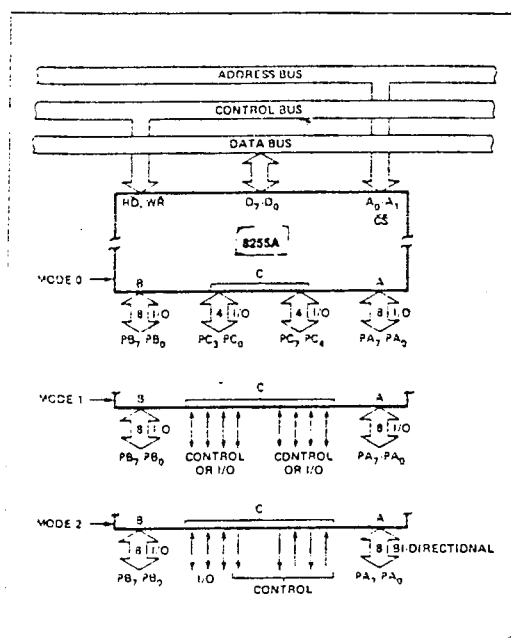


Figure 5. Basic Mode Definitions and Bus Interface

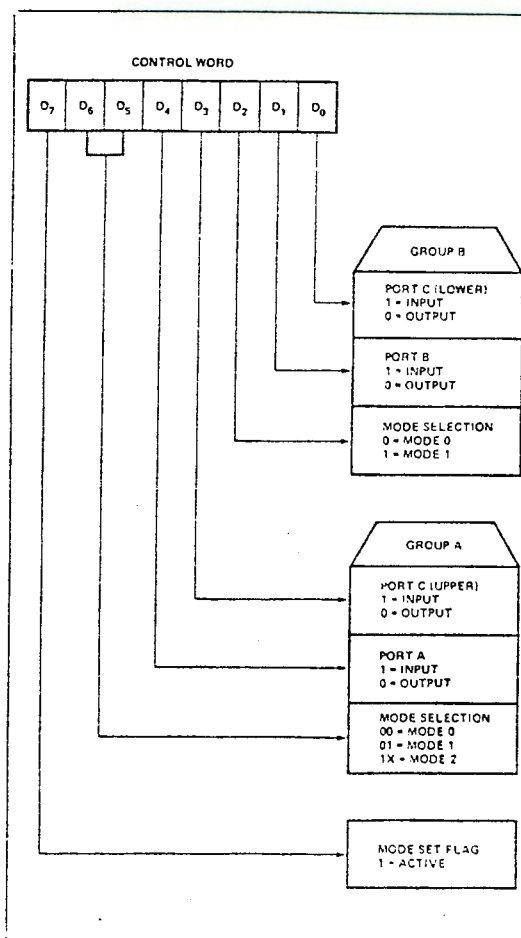


Figure 6. Mode Definition Format

The mode definitions and possible mode combinations may seem confusing at first but after a cursory review of the complete device operation a simple, logical I/O approach will surface. The design of the 8255A has taken into account things such as efficient PC board layout, control signal definition vs PC layout and complete functional flexibility to support almost any peripheral device with no external logic. Such design represents the maximum use of the available pins.

Single Bit Set/Reset Feature

Any of the eight bits of Port C can be Set or Reset using a single OUTput instruction. This feature reduces software requirements in Control-based applications.



8255A/8255A-5

(RESET)

Reset. A "high" on this input clears the control register and all ports (A, B, C) are set to the input mode.

Group A and Group B Controls

The functional configuration of each port is programmed by the systems software. In essence, the CPU "outputs" a control word to the 8255A. The control word contains information such as "mode", "bit set", "bit reset", etc., that initializes the functional configuration of the 8255A.

Each of the Control blocks (Group A and Group B) accepts "commands" from the Read/Write Control Logic, receives "control words" from the internal data bus and issues the proper commands to its associated ports.

Control Group A -- Port A and Port C upper (C7-C4)

Control Group B -- Port B and Port C lower (C3-C0)

The Control Word Register can **Only** be written into. No Read operation of the Control Word Register is allowed.

Ports A, B, and C

The 8255A contains three 8-bit ports (A, B, and C). All can be configured in a wide variety of functional characteristics by the system software but each has its own special features or "personality" to further enhance the power and flexibility of the 8255A.

Port A. One 8-bit data output latch/buffer and one 8-bit data input latch.

Port B. One 8-bit data input/output latch/buffer and one 8-bit data input buffer.

Port C. One 8-bit data output latch/buffer and one 8-bit data input buffer (no latch for input). This port can be divided into two 4-bit ports under the mode control. Each 4-bit port contains a 4-bit latch and it can be used for the control signal outputs and status signal inputs in conjunction with ports A and B.

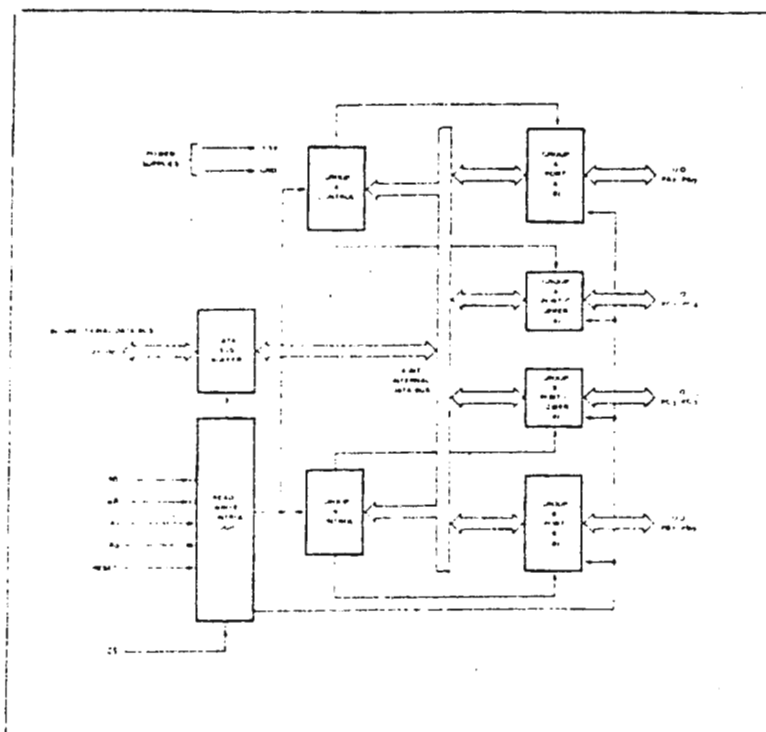
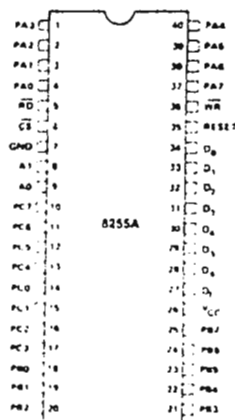


Figure 4. 8255A Block Diagram Showing Group A and Group B Control Functions

PIN CONFIGURATION**PIN NAMES**

D0, D1	DATA BUS BIDIRECTIONAL
RESET	RESET INPUT
CS	CHIP SELECT
RD	READ INPUT
WR	WRITE INPUT
A0-A1	PORT ADDRESS
PA7-PA0	PORT A (BIT)
PB7-PB0	PORT B (BIT)
PC7-PC0	PORT C (BIT)
VCC	+5 VOLTS
GND	0 VOLTS



8255A/8255A-5

8255A FUNCTIONAL DESCRIPTION

General

The 8255A is a programmable peripheral Interface (PPI) device designed for use in Intel® microcomputer systems. Its function is that of a general purpose I/O component to interface peripheral equipment to the microcomputer system bus. The functional configuration of the 8255A is programmed by the system software so that normally no external logic is necessary to interface peripheral devices or structures.

Data Bus Buffer

This 3-state bidirectional 8-bit buffer is used to interface the 8255A to the system data bus. Data is transmitted or received by the buffer upon execution of input or output instructions by the CPU. Control words and status information are also transferred through the data bus buffer.

Read/Write and Control Logic

The function of this block is to manage all of the internal and external transfers of both Data and Control or Status words. It accepts inputs from the CPU Address and Control busses and in turn, issues commands to both of the Control Groups.

(CS)

Chip Select. A "low" on this input pin enables the communication between the 8255A and the CPU.

(RD)

Read. A "low" on this input pin enables the 8255A to send the data or status information to the CPU on the data bus. In essence, it allows the CPU to "read from" the 8255A.

(WR)

Write. A "low" on this input pin enables the CPU to write data or control words into the 8255A.

(A₀ and A₁)

Port Select 0 and Port Select 1. These input signals, in conjunction with the RD and WR inputs, control the selection of one of the three ports or the control word registers. They are normally connected to the least significant bits of the address bus (A₀ and A₁).

8255A BASIC OPERATION

A ₁	A ₀	RD	WR	CS	INPUT OPERATION (READ)
0	0	0	1	0	PORT A → DATA BUS
0	1	0	1	0	PORT B → DATA BUS
1	0	0	1	0	PORT C → DATA BUS
					OUTPUT OPERATION (WRITE)
0	0	1	0	0	DATA BUS → PORT A
0	1	1	0	0	DATA BUS → PORT B
1	0	1	0	0	DATA BUS → PORT C
1	1	1	0	0	DATA BUS → CONTROL
					DISABLE FUNCTION
X	X	X	X	1	DATA BUS → 3-STATE
1	1	0	1	0	ILLEGAL CONDITION
X	X	1	1	0	DATA BUS → 3-STATE

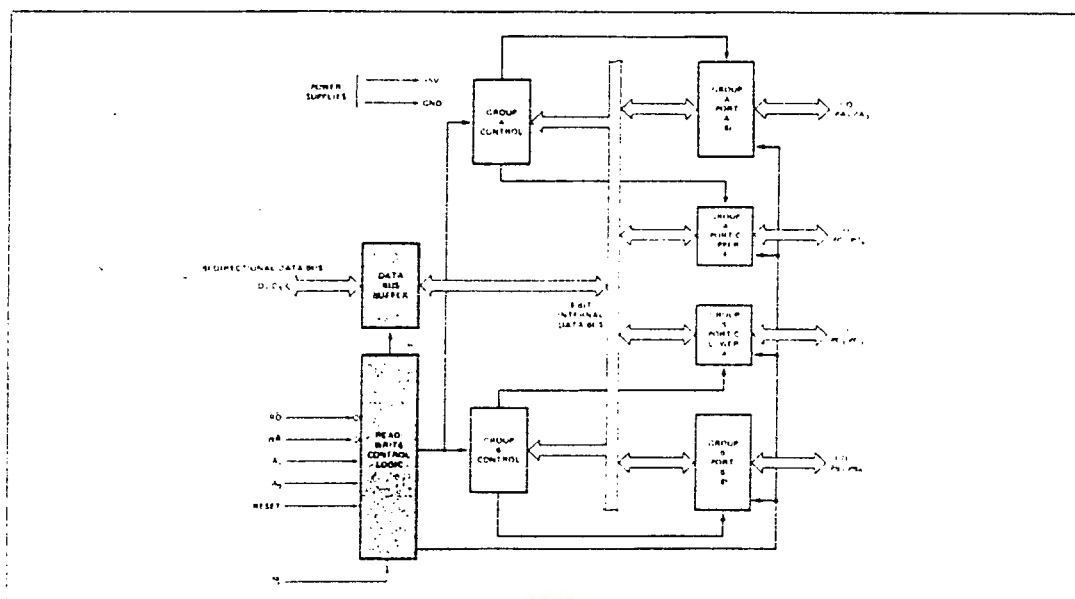


Figure 3. 8255A Block Diagram Showing Data Bus Buffer and Read/Write Control Logic Functions

8255A/8255A-5

A.C. CHARACTERISTICS (Continued)

WRITE

Symbol	Parameter	8255A		8255A-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{AW}	Address Stable Before WRITE	0		0		ns
t_{WA}	Address Stable After WRITE	20		20		ns
t_{WW}	WRITE Pulse Width	400		300		ns
t_{DW}	Data Valid to WRITE (T.E.)	100		100		ns
t_{WD}	Data Valid After WRITE	30		30		ns

OTHER TIMINGS

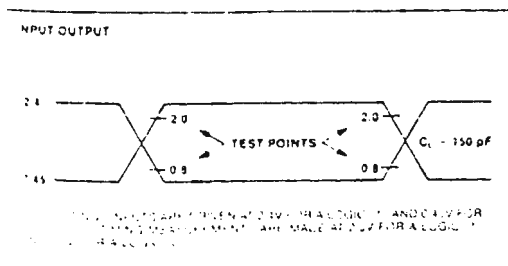
Symbol	Parameter	8255A		8255A-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{WB}	WR = 1 to Output ^[1]		350		350	ns
t_{BR}	Peripheral Data Before RD	0		0		ns
t_{BR}	Peripheral Data After RD	0		0		ns
t_{AK}	ACK Pulse Width	300		300		ns
t_{ST}	STB Pulse Width	500		500		ns
t_{PS}	Per. Data Before T.E. of STB	0		0		ns
t_{PH}	Per. Data After T.E. of STB	180		180		ns
t_{AO}	ACK = 0 to Output ^[1]		300		300	ns
t_{KO}	ACK = 1 to Output Float	20	250	20	250	ns
t_{WOB}	WR = 1 to OBF = 0 ^[1]		650		650	ns
t_{AOB}	ACK = 0 to OBF = 1 ^[1]		350		350	ns
t_{SIB}	STB = 0 to IBF = 1 ^[1]		300		300	ns
t_{RIB}	RD = 1 to IBF = 0 ^[1]		300		300	ns
t_{RIT}	RD = 0 to INTR = 0 ^[1]		400		400	ns
t_{SIT}	STB = 1 to INTR = 1 ^[1]		300		300	ns
t_{AIT}	ACK = 1 to INTR = 1 ^[1]		350		350	ns
t_{VIT}	WR = 0 to INTR = 0 ^[1,3]		450		450	ns

NOTES:

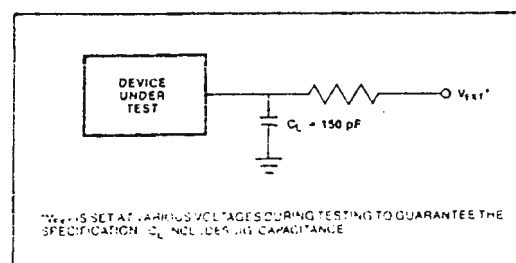
- Test Conditions: $C_L = 150$ pF
- Period of Reset pulse must be at least 50 μ s during or after power on. Subsequent Reset pulse can be 500 ns min.
- INTR may occur as early as WR¹.

¹ For Extended Temperature EXPRESS, use M8255A electrical parameters.

A.C. TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORM



A.C. TESTING LOAD CIRCUIT



APENDICE C.

GLOSARIO DE TERMINOS

A

AFLUENTE: Son todos los abonados individuales instalados en un servicio de canalización para la transmisión.

ALGORITMO DE TRANSFORMACION LINEAL: Este algoritmo tiene por objeto hacer que los elementos de imagen muy correlativos sean más independientes y así mejor codificados. Esto se logra mediante la relación de un pixel con los demás de su columna, a través de una relación matricial en la que los elementos de imagen son multiplicados por una matriz de coeficientes, cuyo resultado son nuevos valores que requieren menos cantidad de bits para ser codificados.

El valor de esa matriz de coeficientes puede hacer el proceso reversible o no.

Por ejemplo, para una columna de 4 puntos se tiene que:

$$\begin{bmatrix} Y1 \\ Y2 \\ Y3 \\ Y4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X1 \\ X2 \\ X3 \\ X4 \end{bmatrix} \quad \text{Ecuación C.1}$$

El vector Y representa los nuevos coeficientes Y provenientes de los elementos de imagen X. Cada valor Yi es igual a Xi-1 - Xi, lo cual reduce el dominio de valores de la señal.

ALTA CALIDAD: Esta es la que se logra a una razón alta de velocidad de transmisión y es aceptada comúnmente. En la reproducción se logra entender e identificar al que habla.

AMI (NRZ): En este formato se ven mezcladas las características de los códigos AMI (alternancia de niveles de votaje) con las de los códigos NRZ (la duración del pulso de señal es todo el período completo asignado al bit).

AMI (RZ): Este código presenta la alternancia de niveles (característica de los códigos AMI) fusionada con la duración de pulso del bit de señal de la mitad del período (característica del código RZ).

ANCHO DE BANDA: El ancho de banda es el espectro que maneja o constituye una señal. Por ejemplo una señal senoidal pura de frecuencia $2\pi W$ Hertz tiene su ancho de banda unitario y su valor es $2\pi W$ Hertz.

Las señales de audio ocupan un ancho de banda de 20 KHz. y la señal de voz comprendida dentro de las señales de audio ocupan desde 300 Hz hasta 3400 Hz.

B

BINS: En el proceso de cuantificación se realiza una partición de los rangos de valores que puede tomar el coeficiente "y", de manera que se asigna al grupo de valores del bin un único valor que lo representa. Así si un valor cae dentro de un bin, el cuantificador le asigna el valor redondeado que le corresponde. Si los bins tienen igual ancho la cuantificación es uniforme, si no es así se llama cuantificación no uniforme.

BIT DE ERROR FORZADO: Este método consiste en tener una fuente terminal de transmisión que ocasionalmente force un bit de error para interrumpir un largo patrón de datos libre de transiciones. Si las secuencias libres de transiciones son demasiado largas o demasiado poco comunes, el bit de error intencional podría ser menos frecuente que los errores aleatorios del canal en la línea de transmisión digital. De esta forma, los errores intencionales pueden no representar una degradación mayor que la ya existente.

BITS DE TEMPORIZACION DEDICADOS: Esta técnica consiste en insertar periódicamente un bit orientado que elimine largos periodos sin transiciones en el flujo de datos.

Esos bits son insertados a intervalos regulares, independientemente de la fuente de datos, para asegurar que existe un número mínimo de señales de transición. De esta forma,

C

CALIDAD DE LA SENAL: La calidad de la señal se define en función de un sistema PCM; considerando como la mejor calidad el sistema PCM de 8 bits. Estos sistemas se refieren a codificación de la voz.

CALIDAD MEDIA: Esta es la que es aceptada en aplicaciones en condiciones de comunicaciones móviles, tales como la banda ciudadana, bases móviles, etc.

CALIDAD SINTETICA: En ésta se logra entender pero no identificar al que habla, tiene muy pocas aplicaciones en general por la gran necesidad actual de inteligibilidad. En este nivel de calidad se pierde naturalidad, como ejemplo se tiene la voz generada por medio de computadoras.

CANAL DE COMUNICACION: El canal de comunicación posee limitantes de acuerdo a sus propias características. El canal puede responder a un determinado ancho de banda de manera que si exigimos a una señal digital transmitirse a alta velocidad, no podra propagarse por dicho medio debido a que su espectro es muy ancho y no es comprendido completamente dentro del canal.

Por otro lado, la capacidad de canalización, es decir, un número de transmisores y receptores, no es flexible y depende del número de bits empleados por cada afluente para la conformación de la

trama o trenes de bits que quedan determinados por la limitante del ancho de banda.

CANAL DESOCUPADO: Cuando la señal es pequeña, el nivel de SQR es pequeño. Otro problema que se aprecia cuando no existe movimiento de información es que cualquier ruido puede ser mayor que la señal y podría generar cierta forma de onda que ha sido codificada por el mismo cuantificador que la señal si éste no define un nivel de cero para cualquier señal pequeña.

Por otro lado, si es definido un decodificador que asigna ese nivel de cero para señales pequeñas, el problema de la introducción de ruido es eliminado.

CODIFICACION DE LA FORMA DE ONDA: Estas técnicas son las llamadas instantáneas que codifican directamente la señal como las técnicas PCM y Delta lineales.

CODIFICACION MEDIANTE PARAMETROS: Estas técnicas no son instantáneas ya que esperan haber afectado la señal en el sentido de reducir el número de bits por código, para realizar cualquier cuantificación. Estas técnicas pueden ser las adaptativas.

CODIFICADOR: Este proceso asigna al valor redondeado por el Cuantificador un único código binario a partir del cual es posible conocer el valor de entrada correspondiente. Por esta razón, este proceso es reversible, y no introduce un error extra

al de cuantificación. El objetivo del codificador es usar el menor número de bits posible para generar los códigos binarios representativos del proceso de Mapeo y cuantificación.

Existen varios tipos de códigos posibles para realizar un proceso de codificación, entre los cuales pueden estar:

- 1- CODIGOS DE IGUAL LONGITUD.
- 2- CODIGOS DECODIFICABLES UNICAMENTE EN UN SENTIDO.
- 3- CODIGOS INSTANTANEOS.

CODIGO AMI: La información es codificada con tres niveles de voltaje distintos, cero, $+V$ y $-V$. El espacio es codificado siempre como cero; la marca es codificada como $+V$ o $-V$, de tal manera que la polaridad sea alternada con la ocurrencia de cada marca. En la figura 3.17 del apéndice D se muestra la formación de un código AMI.

CODIGO B: Estos códigos pueden ser útiles para valores de entrada con probabilidades exponenciales del número del valor que se está tratando.

Los códigos están formados por bits de continuación C y bits de información. Estos últimos están en una cantidad n por cada bit de continuación C que exista en una palabra.

Los bits C pueden ser 1 ó 0 de acuerdo a cualquiera de los dos siguientes reglas:

1- Puede ser 0 indicando que el pixel tiene un nivel de gris oscuro y 1 si tiende a ser claro.

2- Puede ser 0 ó 1 para indicar la longitud de la palabra código, con fines de identificación; ya que pueden ser de diferentes longitudes y así requerir más bits tipo C.

Por ello se dice que este código no es instantáneo, ya que en este caso necesita observar el valor del siguiente bit C.

CODIGO BNZS: Sustituye todas las cadenas de N ceros consecutivos por una secuencia especial de N bits conteniendo violaciones bipolares. Por ejemplo, el código B6ZS reemplaza la aparición de 6 ceros consecutivos por la secuencia OVBOVB.

CODIGO HDBN: Limita el número de ceros consecutivos permitidos hasta N reemplazando el cero siguiente con una violación bipolar V. Además, para eliminar la acumulación de un voltaje DC en la línea debido al exceso de violaciones, este código fuerza el número de pulsos bipolares B entre dos violaciones V consecutivas a ser impar.

CODIGO HUFFMAN: Este es un ejemplo de los Códigos decodificables en un solo sentido, es decir que una secuencia de bits puede ser

decodificada sin confusión. La formación del código Huffman es muy simple y requiere de un proceso de estimación secuencial mediante un árbol que discrimina los códigos de mayor probabilidad de aquellos con menor probabilidad de ocurrencia; la entropía de este código es de 2.14 bits, y el valor de R es de 2.20 bits, lo cual indica una buena condición de eficiencia en el codificador en cuanto al número de bits que utiliza para codificar.

CODIGO MANCHESTER: Este código utiliza un ciclo de onda cuadrada con cierta fase para codificar la marca, y un ciclo con fase totalmente opuesta para codificar un espacio.

Con este tipo de código se obtienen fuertes componentes de temporización y se evita la existencia de señal DC al sucederse una secuencia larga del mismo bit.

CODIGO NRZ: El nivel de la señal es mantenido constante entre uno de dos distintos voltajes mientras dura el intervalo de un bit. Si los dos voltajes permitidos son 0v y +V, el código es llamado Unipolar; el código Polar utiliza +V y -V como voltajes permitidos.

Los códigos unipolares poseen una componente de DC que se produce a partir del voltaje promedio de la señal que fluctúa entre cero y +V. Si la ocurrencia de ceros y unos es igual, el voltaje promedio será de $+ \frac{1}{2} V$ para los códigos unipolares,

mientras que para los códigos bipolares la componente de DC será de cero.

CODIGO RZ: El nivel de la señal que representa una marca permanece la primera mitad del intervalo de un bit en +V, después la señal retorna a cero el restante medio intervalo. El espacio es indicado manteniendo la señal en cero todo el intervalo.

CODIGO PST: Separa la cadena de bits a transmitir por parejas. A cada combinación de pareja (00, 01, 10, 11) se le asigna un par de dígitos ternarios. El código de salida es bipolar, y la asignación a cada combinación de pareja binaria es muy flexible.

entrada binaria	salida ternaria
0 0	- +
0 1	0 +
1 0	+ 0
1 1	+ -

Tabla C.2 Salidas ternarias para formación de códigos PST.

CODIGOS DE IGUAL LONGITUD: Estos códigos se refieren a dos aspectos: el primero es que para un número determinado de entradas se asignan códigos de igual tamaño en bits y además son representadas de acuerdo al valor binario asignado. Por ejemplo, el código binario natural de 0 a 7 puede ordenar 8 valores de entrada asignando de acuerdo a la siguiente tabla:

VALOR DE ENTRADA	CODIGO EQUIVALENTE
E1	0 0 0
E2	0 0 1
E3	0 1 0
E4	0 1 1
E5	1 0 0
E6	1 0 1
E7	1 1 0
E8	1 1 1

Tabla C.3 Asignación de códigos de igual tamaño.

El código Gray puede ser otro ejemplo.

CODIGOS DECODIFICABLES EN UN SOLO SENTIDO: Su propiedad es que para una secuencia de códigos sólo puede decodificarse la información en un solo sentido. Tenemos por ejemplo la siguiente tabla de codificación:

entrada	código de salida
X1	0
X2	1
X3	0 1
X4	1 0

Tabla C.4 Valores de entrada y su correspondiente valor de código de salida.

Entonces para una secuencia de códigos transmitida pueden existir distintas interpretaciones:

secuencia transmitida

0 0 1 1 0

decodificación

X1, X1, X2, X2, X1
X1, X3, X2, X1
X1, X3, X4

Este no es un código decodificable en un solo sentido.

Un código que si puede decodificarse solo en un sentido puede ser cualquiera de los de la tabla siguiente:

	natural	Gray	S2
X1	0 0 0	1 1 1	0 0
X2	0 0 1	1 1 0	0 1
X3	0 1 0	1 0 0	1 0
X4	0 1 1	1 0 1	1 1 0 0
X5	1 0 0	0 0 1	1 1 0 1
X6	1 0 1	0 0 0	1 1 1 0
X7	1 1 0	0 1 0	1 1 1 1 0 0
X8	1 1 1	0 1 1	1 1 1 1 0 1

Tabla C.5 Códigos decodificables en un solo sentido.

CODIGOS DESPLAZABLES: Este código utiliza únicamente como base cuatro códigos de 2 bits. La lógica de creación del código desplazable es que para las primeras 3 entradas se asignan los códigos 00,01 y10. El código 11 se utiliza para expresar que la entrada está en el siguiente rango de tres valores de entrada, para los cuales se completa la palabra. Con los mismos tres pares de bits asignados a las primeras tres entradas en el mismo orden. Estos quedan como bits menos significativos siempre. Si aún así se cae fuera, se vuelve a indicar con otro par de bits, el código 11.

CODIGOS INSTANTANEOS: Estos códigos pueden ser decodificados instantáneamente con tan sólo observar el código total. De acuerdo a ello, se puede conocer el valor de entrada que lo generó con una mayor rapidez. No es necesario observar los

siguientes códigos para determinar la decodificación de una palabra. Por ejemplo, el código binario natural y el código Gray.

COMPANSION: El sistema de comunicación que contempla en su transmisor el compresor y en su receptor el expansor, se define que trabaja con el método de compansión. Esta palabra proviene de la unión de los vocablos compresión y expansión.

COMPRESION: La compresión es el proceso de cuantificación de una señal analógica basado en la transformación de la señal de un rango de valores a otro en el cual para los valores pequeños se asigna una mayor cantidad de valores de transformación y a medida que los valores de señal aumentan, dichos valores de transformación tienden a disminuir en cantidad.

Por ejemplo, al analizar la curva de compresión se puede ver que para los valores menores, la curva hace que se aumenten sus equivalentes comprimidos; mientras que ocurre lo contrario para los valores mayores.

COMPRESION DE LOS DATOS DE UNA IMAGEN: El propósito de la compresión de la cantidad de bits de una imagen digitalizada es motivado por la necesidad de reducir los requerimientos de almacenaje. Es usualmente importante el utilizar técnicas de codificación que permitan la reconstrucción perfecta de la información desde su estado codificado; cuando el proceso de

codificación-decodificación garantiza cero errores se le denomina preservación de la información.

CONEXION PARA LA TRANSMISION PARALELO: En la transmisión de datos paralelo, cada elemento del código es transmitido simultáneamente. Por ejemplo, para un código de 5 bits deben existir 5 pares de líneas de interconexión entre el transmisor y el receptor.

CONEXION PARA LA TRANSMISION SERIE: En la transmisión de datos serie, cada elemento del código es enviado secuencialmente en orden correlativo de aparición.

Para este tipo de transmisión únicamente se necesita un par de alambres conductores para conectar el transmisor con el receptor. Para transmisión de larga distancia, se prefiere el método serie porque los costos de la línea son mas razonables. Sin embargo, la transmisión serie es más lenta que la paralela debido a que cada elemento debe ser transmitido secuencialmente en lugar de hacerlo simultáneamente. La transmisión paralela es usualmente empleada cuando el equipo a intercomunicar está localizado a muy corta distancia.

CORRELACION CICLO A CICLO: La idea es explotar la alta correlación que exista entre ciclos sucesivos de la señal de voz. Esta correlación es alta cuando la señal esta compuesta por un

número pequeño de frecuencias similares; por ejemplo la conformación de una vocal; de manera que las muestras entre ciclos son muy parecidas.

CORRELACION INTERVALO PITCH - INTERVALO PITCH: Este intervalo es el tiempo en que un pequeño flujo de aire excita a las cuerdas vocales para generar el habla. Por otro lado, el habla puede generarse en dos formas, una de ellas es la voz cíclica como la vista en la CORRELACION CICLO A CICLO , y la otra forma es aquel tipo de voz no cíclica que parece mas bien ruido aleatorio que se genera en la pronunciación de letras friccionantes como la f,j,s,x.

Así, si se reconoce la uniformidad de intervalos pitch sucesivos debido a la reproductibilidad de ciclos, se puede codificar un patrón tomado de la señal y usarlo para codificar intervalos sucesivos. La proposición es de difícil implementación ya que la identificación de un patrón es difícil y una equivocación produciría una reproducción de voz extraña.

CORRELACION MUESTRA A MUESTRA: La correlación muestra a muestra se deriva del hecho de que muestras sucesivas tienden a poseer valores semejantes, ésto es debido a que los intervalos de muestreo son muy grandes y los cambios de señal son muy pequeños de manera que se obtienen muestras muy cercanas en valores de amplitud. Midiendo la correlación entre dichos valores se puede

llegar a obtener relaciones hasta del 85% de correlación entre muestras.

Una manera simple de explotar esta correlación en el sentido de la reducción de bits por código es codificar una señal mediante una cuantificación basada en la diferencia entre muestras sucesivas y restaurarla mediante una integración que vaya incluyendo los valores de la diferencia.

CRITERIO OBJETIVO DE LA FIDELIDAD: Algunos errores en la reconstrucción de imágenes pueden ser tolerados. Este criterio puede ser una medida de la calidad del sistema. Se representa formalmente por el valor rms de la diferencia que existe entre la función de entrada y la función de salida; esto es denominado el valor rms del error. La principal fuente de error se introduce en el procesamiento utilizado. Este criterio no guarda ninguna relación con el criterio subjetivo de la fidelidad.

CRITERIO SUBJETIVO DE LA FIDELIDAD: Se refiere al nivel de aceptación que la imagen pueda tener ante los ojos de los observadores humanos; este criterio es muy importante en la transmisión de video comercial (televisión, video conferencia, etc.).

Un sistema de codificación puede producir un criterio objetivo de fidelidad muy bueno, pero ante los observadores presenta mala calidad. Por otra parte, dos técnicas de codificación pueden

crear el mismo valor rms de error, pero una de ellas posee mejor calidad para el observador. El motivo de esta diferencia es que la sensibilidad a la intensidad de la luz en el ser humano sólo puede ser medida por la promediación de pruebas estadísticas realizadas sobre varias imágenes de diferente contenido.

CUANTIFICACION DE MUESTRAS: La señal natural no puede ser codificada directamente sino que sus valores son limitados dentro de los rangos reales de una relación que puede llegar a ser implementada. Por ejemplo, si un ADC tiene una resolución de 0.078 V por cada código binario lineal, la cuantificación de un valor de 2.5 V indica que se limita el valor de 2.5 V ya sea a 2.496 V o 2.574 V dependiendo de las características del cuantificador.

CUANTIFICADOR DE IMAGENES: Los coeficientes resultantes en el mapeo son una relación entre todos los elementos de imagen. Esa relación es del tipo producto vectorial en la que cada elemento de imagen posee 2^m diferentes valores para ser representados. El nuevo dominio de valores, si existen N elementos de imagen requerirá un número igual a 2^{mn} de valores para ser representados, lo que indica que se formarán palabras de código de longitud "mn" para cada nuevo elemento.

De esa forma se ha incrementado el número de bits por palabra, lo cual no es el objetivo de la codificación. Así, el cuantificador

se encargará de redondear los valores de los coeficientes forzándolos a un número de bits limitado de salida.

Un método utilizado para la cuantificación es la asignación de intervalos llamados bins. El proceso de cuantificación es irreversible ya que una vez asignado el bin, no se puede determinar qué valor de coeficiente "y" hubo a la entrada. Esto introduce un error de cuantificación igual a la diferencia entre el valor asignado por el cuantificador menos el valor del coeficiente "y" que ingresó a él.

D

DATA SCRAMBLING: Para esta técnica, el propósito principal del scrambler es el de prevenir la transmisión de patrones de datos repetitivos y no el de encriptar la información. Aún cuando no sea requerido, data scrambler son útiles para transformar secuencias de datos con bajas densidades de transiciones en secuencias con fuertes componentes de temporización.

El scrambler realiza una mezcla aleatoria para cada dato, tal dato es entonces transmitido bajo otra forma. Por su carácter aleatorio, existe una cierta probabilidad estadística de que ocurra una larga secuencia de ceros, sin embargo, esta probabilidad es aceptable comparada con algunas secuencias de pausas de la voz o de canal desocupado.

DESEMPENO: El desempeño de un sistema es analizar entre sus parámetros los niveles de SQR y rango dinámico que presenta para las condiciones de trabajo. De ello dependerá la calidad de la reproducción de la señal de información.

DESEMPENO DEL SISTEMA DELTA: Se puede definir el valor de SQR así; la potencia del ruido de cuantificación es :

$$N_o = \frac{2 B q^2}{3 f_o} \quad [\text{watts}] \quad \text{Ecuación C.2}$$

donde: B , es la banda de la señal;
 q , es la resolución en voltios;
 f_0 , es la frecuencia de muestreo.

Por otro lado la amplitud máxima que se puede tener antes de producir el problema de pendiente retrasada a una frecuencia f es:

$$A = \frac{f_0 q}{2 \pi f} \quad [\text{volts}] \quad \text{Ecuación C.3}$$

Así, el valor de la potencia promedio S_0 de la señal es:

$$S_0 = \frac{f_0^2 q^2}{4 \pi^2 f} \quad [\text{watts}] \quad \text{Ecuación C.4}$$

Y el valor de SQR es:

$$SQR = 10 \log \left(\frac{f_0^3}{B f^2} \right) - 14 \quad [\text{dB}] \quad \text{Ecuación C.5}$$

DENSIDAD ESPECTRAL DE TERMINOS CORTOS: Esta se refiere a cómo se compone la potencia de las componentes frecuenciales de la señal en el tiempo, es decir, observar en cada instante de la señal de mensaje cómo se constituye e espectro que la representa.

Así, se pueden identificar las componentes más importantes de los sonidos y codificarlos como mejor representación de la señal.

El término corto se refiere a intervalos pequeños durante el habla mientras que el término largo se refiere a la distribución total de la energía durante un período de tiempo indefinido donde la señal es más aleatoria.

DENSIDAD ESPECTRAL DE TERMINOS LARGOS NO UNIFORMES: En la voz humana la mayor parte de la energía se concentra en las componentes menores y no en las mayores.

La redundancia está en que si bien la energía se concentra en las componentes de menor frecuencia, la inteligibilidad esta en las componentes mayores, en el rango de 20-3400 Hz.

Sin saber eso, cualquiera podría pensar en acortar el ancho de banda de la voz hacia la parte de mayor energía intentando obtener ventajas en el proceso de cuantificación, mientras que no se estaría obteniendo así la inteligibilidad de los mensajes.

La explotación de esta redundancia puede estar en ecualizar el espectro en el transmisor y el receptor. Esto es, aumentando la potencia de las frecuencias altas mediante filtros pasa altos en el transmisor aparte de filtros limitadores de banda; y realizando el proceso inverso en el receptor.

DISTORCION POR TRASLAPPE DE ESPECTROS: En el proceso de muestreo de una señal, en base al teorema de Nyquist se determina la velocidad a la que debe ser muestreada dicha señal; cuando la señal de banda base posee componentes de frecuencia por arriba del límite definido para una frecuencia de muestreo fija, se produce una distorsión: la banda lateral más baja de la señal muestreada a una frecuencia " f_s " queda solapada con la señal de banda base.

Esta distorsión puede ser reducida introduciendo un filtro que limite el ancho de banda de la señal de banda base, o mejorando las características del declive del filtro si éste ya existiera, para proporcionar mayor atenuación en las frecuencias superiores a la de corte o incrementando la frecuencia para separar más los espectros de las señales.

DISTRIBUCIONES DE AMPLITUD NO UNIFORMES: La distribución hace referencia a la frecuencia con que ocurren los valores altos y bajos de una señal. Notablemente los valores altos ocurren con menor frecuencia que los bajos.

Así, los cuantificadores PCM podrán emplearse en lo que es la porción más baja de su rango de codificación, ubicando códigos en los segmentos primarios de ese rango. Por ello se hace necesario tener muchas subdivisiones en esos segmentos que en los mayores; o de otra manera pensar en un tipo de adaptabilidad que uniformice el rango dinámico de la señal de voz o audio antes de ser codificada.

Por otro lado, en intervalos de señal pequeños la potencia varía muy poco, de manera que al ser codificada no requerirá de amplios anchos de banda para su transmisión, debido a que los códigos generados tenderán a permanecer parecidos.

E

EBCDIC: Código desarrollado por la IBM como su lenguaje de máquina normalizado. Es una extensión del código binario BCD de 8 bits. El código EBCDIC puede manejar gráficos y controlar caracteres, además, puede ser usado en aplicaciones de procesamiento de datos. Es de 9 bits, el último de los cuales es para corrección de errores.

ECUALIZACION DE UN HISTOGRAMA: Supongamos una imagen cualquiera de 64 x 64 pixeles, con 8 niveles de gris.

Si utilizamos una función de transformación que modifique el histograma mediante la variación en la intensidad de cada pixel, podemos obtener una mejoría en la imagen. Una curva de transferencia puede ser como la siguiente:

$$S_g = \sum_{j=0}^G D_j \quad L \text{ (función de transformación)} \quad \text{Ecuación C.6}$$

$G = 0, 1, 2, \dots, 6, 7.$

La función da como resultado valores nuevos para la escala de gris que no se encuentran entre los valores digitales ya preestablecidos (p.e. para $G=5$, $S_g = (0.19 + 0.25 + 0.21 + 0.16 + 0.08 + 0.06) \times 7 = 6.65$) por lo tanto, se aproxima el valor de S_g al valor digital más próximo ($6.65 \approx 7$,

ésto implica que aquellos pixeles cuya amplitud sea $G=5$ tendrán ahora amplitud $S=7$).

ENTROPIA: La entropía es una medida de la aleatoriedad de un conjunto de valores de entrada variantes.

Supongamos que se definen 4 valores de entrada posibles: X_1, X_2, X_3, X_4 ($M = 4$); P_k es la probabilidad de que la K ésima entrada se presente. Si suponemos que sólo un valor se presentará y el resto nunca aparecen, entonces el valor presente posee probabilidad igual a 1 y el resto poseen probabilidad igual a cero. La entropía puede variar desde 0 hasta $\log_2 M$.

En el caso de que todos los valores poseen la misma probabilidad, $P_1 = P_2 = P_3 = \dots = P_M = 1/M$, la entropía será máxima. Los bits que se necesitan para presentar estos valores son:

$$H = - \sum_{k=1}^M P_k \log_2 P_k \quad (\text{bits}) \quad \text{Ecuación C.7}$$

ESTIMACION HACIA ADELANTE: En este modo de estimación, el cuantificador toma información de los segmentos de la señal de entrada, tal como el nivel de potencia de ella, para efectuar ajustes sobre los mismos segmentos que cuantifica. Ello implica un retardo entre la cuantificación y el instante en que está lista la información de ajuste.

ESTIMACION HACIA ATRAS: En este tipo de estimación la cuantificación se realiza tomando información de los códigos de salida del cuantificador para realizar ajustes sobre las siguientes muestras a ser tomadas. Este modo es sobre todo realizado de forma digital, observando los cambios de nivel para darle seguimiento al ajuste de la resolución.

EXPANSION: La expansión es el proceso inverso de la compresión, cuyo objetivo es restaurar a su estado natural a la señal comprimida. La curva que retransforma tal señal debe ser la inversa que la de compresión.

EXTRACCION DE CARACTERES: Es utilizada para el reconocimiento de patrones mediante procesamientos lógicos. Es primordial el producir una codificación que preserve y resalte la diferencia entre los objetos de la imagen.

F

FACTORES DE INACTIVIDAD: Estos factores representan a las pausas existentes en el habla o mas bien aquellos intervalos de tiempo donde el sistema codificador esta actuando como receptor.

El análisis de ello lleva a una explotación del medio de transmisión subutilizado durante tales pausas. Sin embargo, este análisis queda fuera de nuestro objetivo.

FIDELIDAD: A partir del concepto general, la fidelidad es la medición de la exactitud con que ha sido reproducido un fenómeno. Para el video e imágenes el criterio de fidelidad posee dos categorías:

- criterio objetivo de fidelidad.
- criterio subjetivo de fidelidad.

FORMATO ASINCRONO: Con datos asincronos, cada caracter es ordenado entre un bit de inicio y un bit de parada.

El primer bit transmitido es el bit de inicio y siempre es un 0 lógico. El caracter de código es transmitido a continuación comenzando por el bit menos significativo (LSB) hasta el bit más significativo (MSB). El bit de paridad (si se utiliza) es transmitido directamente después del bit MSB. El último bit transmitido es el bit de parada, el cual siempre es un 1 lógico.

La duración en tiempo de bit de parada puede ser de 1, 1.5 o 2 bits.

FORMATO PARA TRANSMISION SINCRONA: Un protocolo binario síncrono es el de caracter orientado de la IBM: Transmisión de Datos Síncrono o BISYNC.

El caracter PAD, que es una alternancia de 1's y 0's permite al reloj obtener el sincronismo necesario. Los caracteres SYN proporcionan al receptor un patrón de bits especializado para censar cuando un caracter ha sido capturado. El dispositivo receptor puede entonces comenzar a decodificar los caracteres especiales y el mensaje. La operación síncrona puede caracterizarse por lo siguiente:

- a) No hay bits de inicio y parada para sincronizar cada caracter.
- b) La información es enviada en un bloque entero, el cual puede consistir en muchos elementos de señal sin separaciones.
- c) El bloque entero es arreglado por un único código el cual indica al receptor el inicio, el final y toda la información contenida en el bloque.
- d) El receptor debe de conocer el tamaño del código y estar habilitado para reconocer el código único, el cual es utilizado para controlar al receptor.

c) Cada uno de los bits en el transmisor y el receptor deben de estar sincronizados por un reloj común.

FORMATO SINCRONO: En este formato, los bits de información son transmitidos en masa, y es mediante bits de sincronización entre el transmisor y el receptor, que se logra encender la comunicación y extraer la información correcta de la cadena de bits de información.

Los problemas fundamentales que se deben solventar, es que tanto el transmisor y el receptor deben trabajar bajo el mismo reloj de manera que se entiendan mutuamente, y además, deben estar sincronizados a la misma velocidad de transmisión y recepción.

El transmisor debe enviar los bits de sincronía antes de enviar la información digital; esos bits son palabras de inicialización en el receptor del reloj y los circuitos de recepción.

Entre otras características de este formato están: que no existen bits de inicio y parada para sincronizar cada caracter; y, la información es enviada por bloques el cual está contenido entre los bits de sincronía.

FUERZA CONTRA ERROR: Se refiere a la robustez de la señal contra errores, considerando al sistema PCM de 8 bits como el de mayor fuerza.

H

HDB3: Esta versión de HDB reemplaza palabras de 4 ceros consecutivos contenidos en una secuencia con una violación bipolar en la última posición de bit. Se denomina código HDB3 porque excluye todas las palabras de ceros mayores de 3 bits.

HIPERTEXTO: Una de las más modernas metodologías pedagógicas que permite al estudiante la propia decisión del curso que ha de tomar su instrucción, teniendo a su alcance una gran cantidad de conocimientos que pueden ser accedidos a voluntad en un momento específico.

HISTOGRAMA: Es un gráfico que representa mediante barras, la frecuencia con que ocurre determinados eventos.

I

IMAGEN: Las imágenes están compuestas por un número determinado de puntos, los cuales se relacionan para la formación de los detalles de las mismas. Estos puntos o pixeles se pueden colocar dentro de una matriz $N \times N$ que representa la imagen total.

IMPLEMENTACIONES ADPCM: Las implementaciones ADPCM se realizan restringiendo el rango dinámico de entrada al codificador, el cual se realiza mediante un control automático de ganancia (CAG) de la señal de información para ajustarla a niveles mas homogéneos. Este tipo de implementación es instantánea.

Al ser homogenizada así, se puede esperar que menos bits sean requeridos para la codificación de cada muestra sin incurrir en afectar el nivel de SQR por debajo del nivel mínimo de 26 dB.

El CAG es gobernado por una medición de la potencia de la señal de la cual se genera la porción en que la señal sera afectada. Este valor debe ser codificado y transmitido al receptor para que en el se realice el proceso inverso para recuperar la señal original.

Existen dos modos de operación de estos sistemas:

- 1- Estimación hacia adelante.
- 2- Estimación hacia atrás.

Existe otro tipo de implementación ADPCM llamada expansión casi instantánea (NIC del inglés), la cual observa la amplitud de un pequeño bloque de muestras N para determinar cual de ellas tiene la mayor amplitud. La cuantificación es puramente digital.

INSERCIÓN DE BITS: En esta técnica se utiliza la inserción de bits solamente cuando sea necesario, a diferencia del bit de temporización. Como ejemplo, la fuente de datos es monitoreada en búsqueda del código cuyos primeros 7 bits sean ceros; cuando ocurre un 1 podría ser insertado en el flujo de datos como el octavo bit.

En el receptor, el uno siguiendo a 7 ceros es removido automáticamente. Cada inserción retrasa la fuente de datos en un tiempo de un bit, pero de esta forma la capacidad completa del canal está disponible.

INSTANTES DE MUESTREO: Una forma conveniente de seguir el funcionamiento de un sistema de señalización de banda base es por medio de los patrones de ojo. Estos se obtienen introduciendo la señal recibida al canal "X" de un osciloscopio cuya base de tiempo o entrada de canal "Y" se ha fijado a una frecuencia igual a la del reloj de transmisión. El nombre de patrón de ojo proviene de la similitud de la señal desplegada en la pantalla con el ojo humano, para datos binarios.

La apertura del ojo puede ser usado como una indicación del estado del sistema. Si existieran interferencias o saltos de amplitud o fase en el canal, estos repercutirían en la imagen y la apertura del ojo puede reducirse.

La cantidad de esta apertura indica que margen existe sobre el ruido existente.

INTEGRADOR: La integración es un proceso complejo que tiene por finalidad última el recuperar la señal cuantificada. En ese sentido puede trabajar como parte receptora. En el se acumulan los valores y las diferencias de las muestras de manera que una lógica de suma o resta hace que la señal sea recobrada para ser operada con las siguientes muestras que ocurran.

La lógica del integrador puede ser de tres tipos:

- 1) Diferenciación e Integración Analógica.
- 2) Integración Digital y Diferenciación Analógica.
- 3) Diferenciación e Integración Digital.

INTERFERENCIA INTERSIMBOLICA: Si la señal original tiene componentes de frecuencia arriba de $f_s/2$, la banda lateral mas baja de la señal muestreada f_s puede solaparse con la señal de banda base y puede ocurrir una distorsión.

Tal distorsión puede ser reducida mejorando las características del declive del filtro pasa-bajos para proporcionar una mayor atenuación en las frecuencias superiores a la de corte o incrementando la frecuencia de muestreo para separar mas los espectros de las señales.

INTERVALO SILABICO: Este término redunda en la llamada compansión Silábica. El proceso es observar el nivel de la señal durante un intervalo pequeño entre los 5 - 10mS para determinar la proporcionalidad con que será ajustada la señal. La ventaja que se obtiene es que el nivel de la señal será casi constante ya que permanece invariable en un intervalo de 30mS aproximadamente, y los ajustes no variarán tan bruscamente.

Trabajando con el intervalo silábico se puede establecer la estimación hacia adelante y la estimación hacia atrás.

Otra ventaja que se obtiene es que la cuantificación no es instantánea sino que se adapta a las estadísticas comprobadas de la señal; sin embargo, hace más complejo el proceso circuital.

El proceso se realiza primeramente amplificando los niveles menores de señal y atenuándolos nuevamente en el decodificador, por supuesto se trata con ello de proteger la señal contra ruido que podría ingresar al medio de transmisión analógico.

La compansión silábica digital comprende el reducir la resolución para los niveles pequeños de señal y alimentándolo para los niveles grandes.

L

LA TRANSFORMADA DE FOURIER: La transformada de fourier es la más utilizada en general para los distintos tipos de procesamiento de imagen ya descritos. Su utilidad se basa en la descripción de contenido espectral de frecuencias de la señal de la imagen. A partir de su espectro de frecuencias, una imagen puede ser procesada fácilmente por operaciones aritméticas sencillas. Existe una forma de reducir la cantidad de operaciones que se requieren para obtener la transformada de Fourier en forma aproximada, esto se logra al trabajar con la Transformada de Fourier Rápida. La transformada de Fourier es la herramienta por excelencia para el procesamiento en el dominio de la frecuencia.

LA TRANSFORMADA DE HOTELLING: Es utilizada en la compresión de imágenes y principalmente para la rotación de imágenes con el fin de reorientar objetos o secciones extraídos de una imagen principal.

LA TRANSFORMADA DE HOUGH: Es utilizada en las técnicas de segmentación de imágenes, que es muy utilizada para el procesamiento de imágenes en aplicaciones biomédicas, para la compresión de imágenes, inspección y localización de objetos, y hasta puede utilizarse para el reconocimiento de caracteres en la imagen.

LAS TRANSFORMADAS DE WALSH, HADAMARD Y DEL COSENO DISCRETA: Las transformadas de Walsh, Hadamard y la del Coseno Discreta, poseen una propiedad en comun con la transformada de Fourier: la separabilidad; de esta forma, se obtienen procesamientos tan rápidos como los obtenidos con la transformada de Fourier rápida. Estas transformadas son utilizadas principalmente en la codificación de imágenes.

M

MAPEO: Este proceso se puede llevar a cabo mediante dos técnicas. Una de ellas es asignar a los elementos de imagen un par ordenado consistente en el nivel de gris y la posición del pixel.

Otra técnica de utilidad en la codificación es la transformación lineal en la que los elementos de imagen que ingresan por el mapeador son llamadas mediante un algoritmo de transformación lineal a otro dominio de valores o coeficientes. Esta transformación puede o no ser reversible.

MENOR CANTIDAD DE BITS REQUERIDOS: Si se trabaja con un rango de amplitudes menor debido a que se consigue tener amplitudes menores, se requieren menos códigos posibles de manera que el número de bits por código puede ser reducido.

MINIMA RESOLUCION: Observando las características de formación de la Ley μ y la Ley A se puede verificar que la mínima resolución para señales pequeñas y de alta posibilidad de ocurrir, que se consigue en el primer intervalo de cuantificación es $2/8159$ y $2/4096$ respectivamente.

N

NIC: Esta técnica determina el valor de la muestra mas grande del bloque de N muestras. Luego ocupa los bits mas significativos del código de dicha muestra para codificar el resto de las muestras del bloque. Eso hace que se reduzca el número de bits por código de muestra y que el parámetro de ajuste sea transmitido una vez por bloque.

El hecho es que se utilizan los primeros bits del código mas grande como parámetro de ajuste de los códigos restantes, los cuales se constituyen con menos bits que los necesarios si la cuantificación no fuese adaptativa.

NIVEL DE SQR PARA 31 VALORES: Tomando en cuenta que V_{rms} para una señal senoidal es $V_{m\acute{a}x}/2$ y sustituyendo en la ecuación para calcular el SQR se puede demostrar que el valor SQR para la señal se define así:

$$SQR = 7.78 + 20 \log \frac{A}{q} \quad \text{Ecuación C.8}$$

De esa manera y de acuerdo a la composición de la Ley μ para el primer segmento donde $A = 31$ y $q = 2$ el valor de SQR es de 31.6 dB.

NIVELES DE GRIS: Durante el proceso de digitalización de imágenes, cada pixel puede tomar un valor de intensidad de entre aquellos definidos por la escala de gris. Al trabajar con los

pixeles como variables, dos parámetros son fundamentales para su definición: las coordenadas del pixel, y el grado de iluminación del pixel, que es mejor conocido como el nivel de gris del pixel. El nivel de gris suele representarse por la letra G, y debe cumplir que:

$$0 < G < L$$

donde L es el valor máximo de la escala de gris.

NRZ (CONDICIONADA A ESPACIO): En este formato, un cambio en el nivel de voltaje es utilizado para indicar una "marca" (1 lógico) y no presenta un cambio del nivel para indicar un "espacio" (0 lógico).

NRZ (CONDICIONADA A MARCA): En este formato, al contrario que en el condicionado a espacio, un cambio en el nivel de voltaje de la señal sirve para indicar un espacio o 0 lógico, y una ausencia de cambio para representar una marca o 1 lógico.

NRZ (NIVEL): Los niveles de voltaje de la señal indican el valor del bit. La asignación de valores de bits 0 y 1 en niveles de voltaje puede ser arbitraria, pero la convención es asignar un 1 al nivel mas alto de voltaje y 0 al nivel mas bajo. Este es el modo mas común de código NRZ debido a que implica una circuitería mas sencilla tanto en el transmisor como en el receptor.

NUMERO DE BITS REQUERIDOS: En sistemas PCM lineales se calcula así: sea q la resolución y A la amplitud máxima de la

0

ORDENES: Se puede incorporar mas de un valor de muestra dentro del integrador para aprovechar la redundancia entre muestras sucesivas anteriores, para estimar con un mayor peso el valor de las muestras que van reconstruyendo la señal. De esa manera se reduce el error cometido al recuperar la señal que si sólo se empleara el valor de la muestra anterior.

De ese modo se puede hablar de integradores de primero, segundo, tercer, etc. orden dependiendo de si usan una, dos, tres, etc. muestras consecutivas anteriores para ir recuperando la señal de información.

Esto tiene su importancia porque llega a reducir el número de bits por muestra, ya que con un primer orden se logra reducir en un bit y con un tercer orden se llega a $1\frac{1}{2}$ ó 2 bits. Eso hace que se logren cualidades equivalentes a diferentes razones de transmisión en Kbps.

P

PAR ORDENADO: Estos pares ordenados, representan lo que a continuación se describe: El eje de las abscisas contiene la posición del pixel, y el de las ordenadas el nivel de gris. Un grupo de pixeles que presentan el mismo nivel de gris es determinado por la cantidad de pixeles disponibles por unidad de longitud; el conjunto de todos representan a la imagen total.

PARAMETRO DE AJUSTE: Representa el nivel de la señal durante el tiempo que dura el bloque de N muestras. El da la precisión de la cuantificación de tales muestras durante ese tiempo.

Con este tipo de técnica se genera una razón de bits por segundo igual a $2W [n - 2 + (3 / N)]$, donde W es el ancho de banda de la señal base, n es el número de bits usado en la técnica no adaptativa (tradicionalmente 8) y N el número de muestras por bloque.

Con ella se mejora el desempeño de los sistemas PCM 255 en 6 dB a una razón de 6.3 bits por muestra.

PENDIENTE RETRASADA: La pendiente retrasada se debe a que la señal de entrada cambia con una pendiente mucho mayor o menor, de

tal manera que el ancho del pulso no logra seguir la señal en el tiempo y queda retrasado.

El proceso es acumulativo ya que se necesitan muchos escalones como para considerar que la pendiente se ha retrasado.

Tal efecto es ocasionado si la señal de entrada cambia mucho más rápido que el tiempo de muestreo. Sin embargo, este error es enmascarado por la energía de la señal de voz y es poco notable en el receptor.

POSICION DEL PIXEL: Para fines de codificación, el posicionado se hace en una imagen, mediante columnas y filas. El pixel del extremo superior izquierdo tiene la posición 0, su vecino de abajo es el 1, y así sucesivamente. Cada uno posee coordenadas posicionales provenientes del muestreo.

PROCESAMIENTO EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA: El procesamiento en el dominio de la frecuencia se basa en el teorema de la convolución, donde la imagen a procesar es convolucionada con un operador independiente de la posición, matemáticamente:

$$g(x,y) = h(x,y) \times f(x,y) \quad \text{Ecuación C.10}$$

donde: $f(x,y)$, imagen original;

$h(x,y)$, operador;

$g(x,y)$, imagen procesada.

El teorema nos indica que:

$$G(u,v) = H(u,v) \times F(u,v) \quad \text{Ecuación C.11}$$

donde G , F , H son las transformadas de Fourier respectivamente.

Entonces, el procesamiento en el dominio de la frecuencia consiste en seleccionar la función de transferencia $H(u,v)$ a partir de la evaluación de $F(u,v)$ para obtener la imagen deseada:

$$g(x,y) = F [H(u,v) \times F(u,v)] \quad \text{Ecuación C.12}$$

PROCESAMIENTO EN EL DOMINIO ESPACIAL: El procesamiento en el dominio espacial se refiere a la modificación de un imagen mediante operaciones directas sobre cada pixel que conforma a dicha imagen.

R

RANGO DINAMICO: El rango dinámico en dB define una relación entre el mayor valor de señal y el menor valor a ser cuantificado. Ello lo define la resolución del cuantificador, para el cual puede definirse también el rango dinámico.

La expresión es:

$$RD = 20 \log \left[\frac{V_{\text{máx}}}{V_{\text{mín}}} \right] \quad \text{Ecuación C.13}$$

donde $V_{\text{máx}}$ es el valor máximo de señal y $V_{\text{mín}}$ es el mínimo valor a ser cuantificado.

Para el codificador se define así:

$$RD = 20 \log \left[\frac{B_{\text{máx}}}{B_{\text{mín}}} \right] \quad \text{Ecuación C.14}$$

donde $B_{\text{máx}}$ es el código mas grande posible y $B_{\text{mín}}$ es el valor del código de la resolución del codificador.

Para una adecuada calidad, el valor mínimo de rango dinámico es 30 dB.

RANGOS MAXIMOS Y MINIMOS: Los rangos máximos y mínimos en un modulador Delta dan una idea acerca del momento en que los problemas de ruido granular y pendiente retrasada van a ocurrir.

La pendiente retrasada ocurre si se cumple la siguiente condición:

$$\frac{v(t)}{dt} > q \times f_s$$

donde: $v(t)$, señal de entrada;
 q , ancho del pulso resolución;
 f_s , frecuencia de muestreo.

El lado izquierdo de la desigualdad expresa la razón de cambio de la señal en el tiempo y al lado derecho muestra la pendiente máxima que se obtiene con los parámetros q y f_s definidos para el cuantificador Delta.

Por otro lado, el ruido granular ocurrirá si la señal cambia muy lentamente y a bajas amplitudes de manera que el cuantificador la representare durante tramos largos mayores que el intervalo de muestreo mediante un tren de pulsos de altura q .

RAZON DE BITS: Es la cantidad de bits transmitidos en la unidad de tiempo. Sus unidades son en Kilobits por segundo (Kbps).

RECUPARACION DE LA SENAL DE RELOJ: Un formato de código para los sistemas de transmisión síncronos debe de incorporar consideraciones especiales para asegurar que cada repetidor

regenerativo o receptor puedan sincronizar una muestra local de reloj de la velocidad de señal que llega.

Los requerimientos de sincronización implican que una cierta mínima densidad de transiciones de señal es necesaria para proporcionar una indicación continua de los límites de la señalización. A menudo, datos puramente aleatorios no son suficiente ayuda para proporcionar un suficiente número de transiciones. En tales casos, ciertas medidas deben ser tomadas para insertar transiciones artificiales en la forma de onda transmitida, aunque esto implique un cierto gasto en la cantidad de transmisión, pero esta pérdida en capacidad puede ser relativamente pequeña.

Existen cinco técnicas para asegurar la existencia de transiciones:

1. Restricción de Codigos de Fuente.
2. Bits de Temporización Dedicados.
3. Inserción de Bits.
4. Data Scrambling.
5. Bit de Error Forzado.

REDUNDANCIAS DE LA VOZ: La explotación de las redundancias de la voz se encamina en el sentido de la reducción de bits empleados para la representación de una unidad de información de la señal. Esta unidad de información puede ser por ejemplo una muestra tomada al intervalo Nyquist. Con ello se busca lograr un ahorro

parámetros de un codificador específico. La señal lineal L es escalonada en el decodificador y cualquier valor de cada intervalo lineal es asignado a un mismo nivel. Así, el máximo ruido de cuantificación que se puede cometer es de $q/2$.

RUIDO GRANULAR: El ruido granular se produce cuando la señal de banda base cambia lentamente en un rango pequeño de amplitud. El efecto es que en el decodificador se produce una señal generalmente periódica en un intervalo de tiempo que al ser suavizada por el filtro limitador de banda, introduce una componente de mayor frecuencia sobre la señal de información.

S

SENSIBILIDAD A LA INTENSIDAD DE LA LUZ: El ojo humano posee una respuesta logarítmica ante los cambios de intensidades, y el comportamiento ante imperfecciones es dependiente del contraste de la imagen; así, las imperfecciones en regiones oscuras son mas detectadas que aquellas en regiones claras.

SINCRONIZACION: Sincronizar significa hacer coincidir o concordar en tiempo. Para los sistemas de comunicación digital es de primordial importancia el poseer sincronismo, o sea estar de acuerdo en que momento se esta realizando la transmisión y reconocer cuando se esta transmitiendo cada mensaje, palabra y/o bit; de esta forma el transmisor y el receptor operan en forma óptima cuando se reconoce la forma en que se envía la información.

Uno de los principales elementos necesarios para la sincronización consiste en la creación de una base de tiempo o reloj, que servirá en el transmisor para dar salida en forma controlada a la información, y en el receptor para identificar la llegada de cada uno de los símbolos transmitidos. La sincronización en los sistemas de comunicación se basa en el establecimiento de una relación específica entre los reloj de transmisión y recepción.

SISTEMA HOMOMORFICO: En los sistemas homomórficos se define que la imagen puede ser expresada en términos de sus componentes de

luminancia y reflectancia. La iluminación es la responsable directa del rango dinámico desarrollado por los pixeles en una imagen. La componenete de reflectancia determina en forma directa el contraste dentro de la imagen.

SQR: Del ingles Razón de Señal a Ruido de Cuantificación. De su valor depende el número de bits requeridos para la conversión analógica-digital de cada muestra.

El mínimo valor aceptable para la digitalización de la voz o audio es de 26 dB.

La relación con la que se puede calcular es:

$$\text{SQR (dB)} = 10.8 + 20 \log \frac{v}{q} \quad \text{Ecuación C.15}$$

donde v es la amplitud rms de la señal con la que se trabaja y q es la amplitud de la resolución en voltios, por supuesto del convertidor a emplear.

T

TERNARIO: El sistema de numeración decimal posee 10 símbolos que representan 10 valores nominales distintos para cada dígito.

El sistema binario posee únicamente 2 símbolos, y por lo tanto cada dígito puede tomar uno de 2 posibles valores.

El sistema ternario posee tres símbolos, y por lo tanto cada dígito puede tomar uno de 3 posibles valores.

TIPOS DE IMPLEMENTACIONES DPCM: Las implementaciones de los sistemas DPCM se relacionan a la circuitería que se emplea para realizar la función DPCM.

Esta circuitería involucra sistemas digitales, analógicos o una mezcla de ambos de manera que se pueden identificar tres tipos de implementaciones de acuerdo a la circuitería usada para la integración y reconstrucción de la señal de información tanto en el transmisor como en el receptor.

Estos tres tipos son:

- 1) Diferenciación e Integración Analógica.
- 2) Integración Digital y Diferenciación Analógica.
- 3) Diferenciación e Integración Digital.

TRANSMISION DE IMAGENES: Algunas aplicaciones como la transmisión de imágenes desde satélites de exploración requieren una reducción en la cantidad de datos transmitidos para reducir el tiempo de transmisión, manteniendo un nivel razonable de fidelidad. Lo importante es transmitir la información de tal forma que la imagen pueda ser analizada por máquinas o humanos.

V

VALOR RMS DEL ERROR: Este error se define como la diferencia entre una señal de entrada de la imagen (función de dos variables) hacia el codificador y la señal de salida. Si existiera fidelidad total, o sea que la imagen a la salida del codificador es igual a la imagen de entrada (sólo se ha cambiado su presentación), entonces la diferencia sería igual a cero y el valor rms del error es cero.

Matemáticamente podemos definir el criterio objetivo de la fidelidad:

$$e(x,y) = g(x,y) - f(x,y) \quad \text{Ecuación C.16}$$

donde: $f(x,y)$, señal de entrada;
 $g(x,y)$, señal de salida;
 $e(x,y)$, diferencia.

y el parámetro de comparación es:

$$\text{Erms} = [e(x,y)^2]^{\frac{1}{2}} \quad \text{Ecuación C.17}$$

A partir del valor rms del error puede obtenerse la razón de señal a ruido del sistema (SQR) :

$$(\text{SQR})_{\text{rms}} = \frac{g(x,y)}{\text{Erms}} \quad \text{Ecuación C.18}$$

Ninguna de estas relaciones matemáticas puede medir el grado de aceptación que tendrá una imagen, o sea que no puede predecirse matemáticamente el criterio subjetivo de la fidelidad.

VELOCIDAD DE TRANSMISION: La velocidad de transmisión depende de la frecuencia de muestreo y del número de bits por código. Por ejemplo, a una frecuencia de muestreo de 8 KHz. y 3 bits por código, se genera una velocidad de transmisión de 64 Kbps.

NUMERALES

OVBOVB: En este formato que sustituye a una secuencia de 6 ceros los bits "V" implican violaciones al código AMI y los bits "B" significan bits que siguen las normas del código AMI. Esta palabra depende de la polaridad del bit precedente a los 6 ceros consecutivos.

En general, la misma palabra AMI 000000 será representada por un código B6ZS diferente dependiendo de la polaridad del bit precedente a tal palabra. Ese bit precedente se refiere al último 1 lógico antes del código de 6 ceros consecutivos.

26 dB: El valor de SQR de 26 dB deja una relación entre el valor V_{rms} de la señal y la resolución q de:

$$\frac{v}{q} = 5.75 \quad \text{Ecuación C.19}$$

30 dB: El valor de 30 dB define una relación entre el valor máximo $V_{m\acute{a}x}$ y mínimo $V_{m\acute{i}n}$ de señal de:

$$\frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{m\acute{i}n}} = 31.62 \quad \text{Ecuación C.20}$$

Para el cuantificador indica un mínimo de 32 intervalos de cuantificación cada uno representado por los códigos 00000-11111 y una resolución de 1.

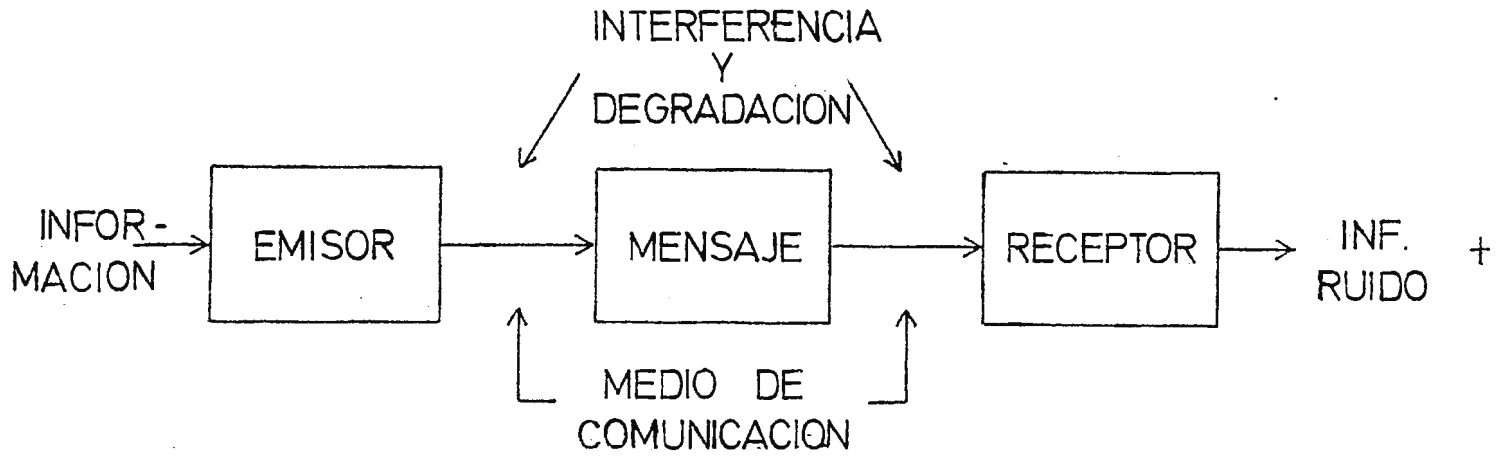


FIGURA 1.1 PROCESO DE COMUNICACION.

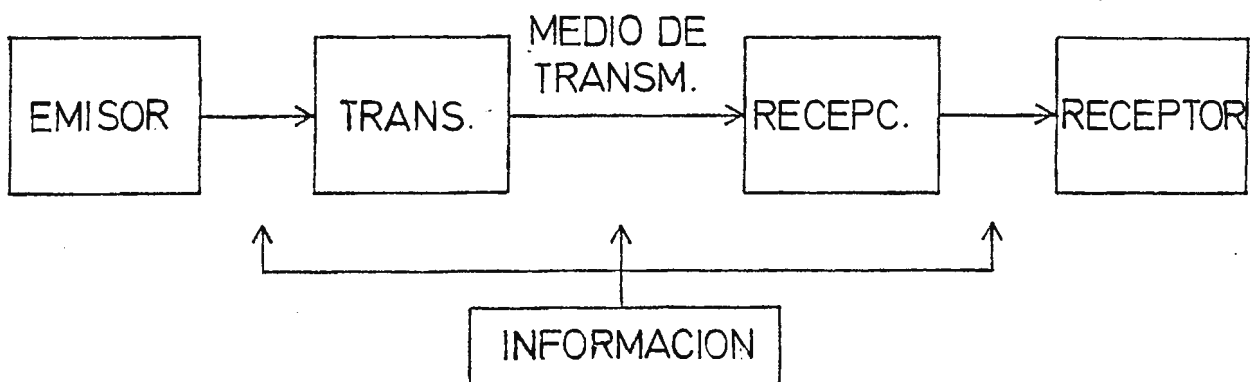


FIGURA 1.2 MODELO DE COMUNICACION MODIFICADO.

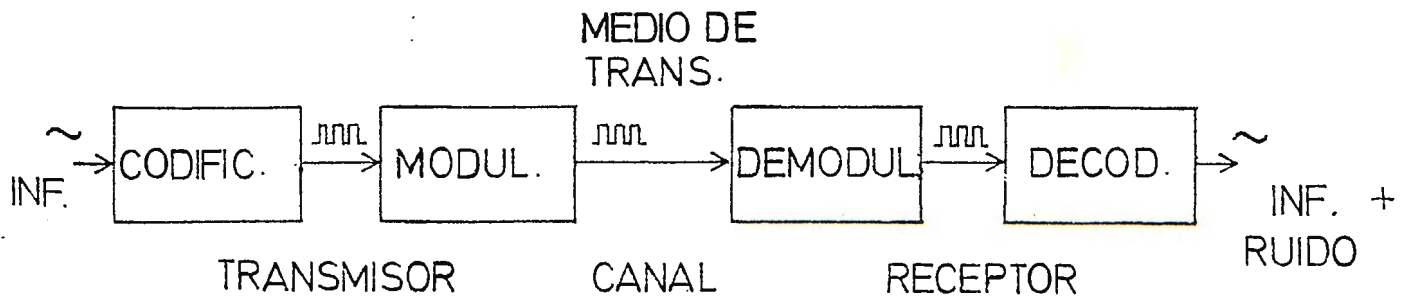


FIGURA 1.3 MODELO DE COMUNICACION DIGITAL.

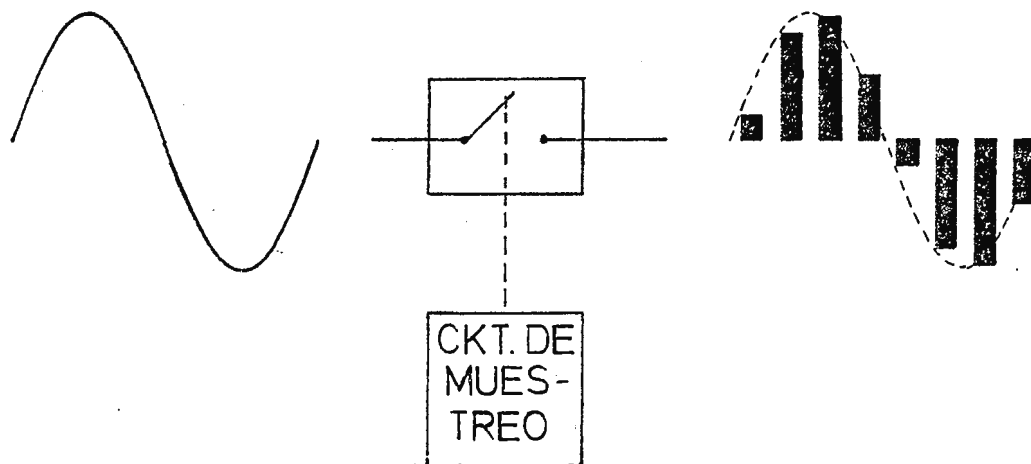


FIGURA 1.4 MUESTREO DE UNA SENAL ANALOGICA.

M_n : MUESTRA ENESIMA ; n : 1, 2, 3,

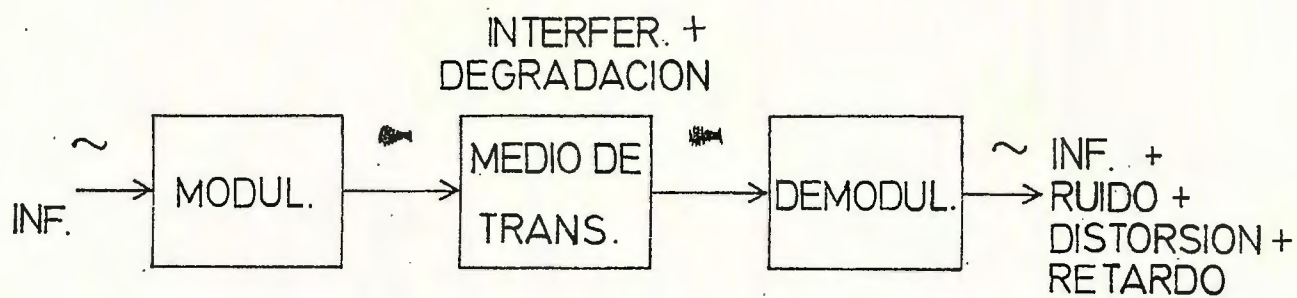


FIGURA 1.5 MODELO DE COMUNICACION ANALOGICO.

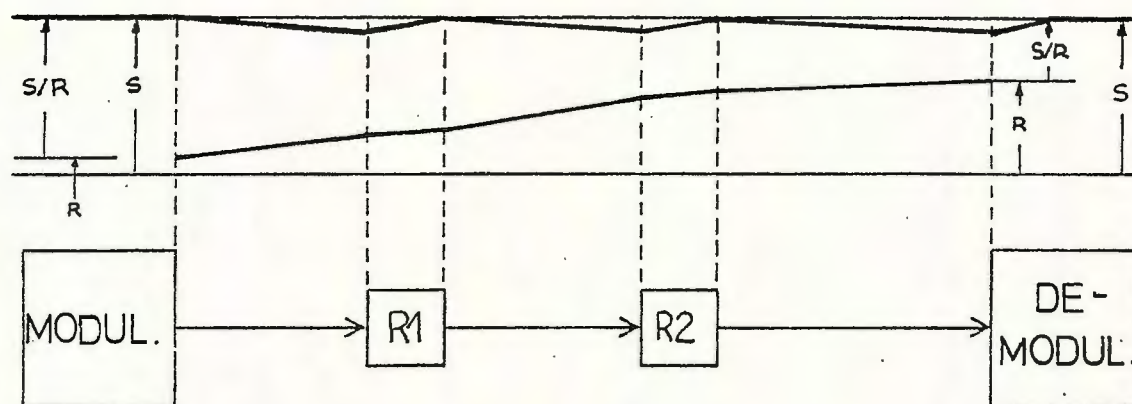


FIGURA 1.6 PROCESO DE COMUNICACION ANALOGICO DONDE :

S/R: RELACION SENAL A RUIDO

S: ES LA SENAL DE INFORMACION

R: RUIDO DEL MEDIO

R1 Y R2: REPETIDORES REGENERATIVOS

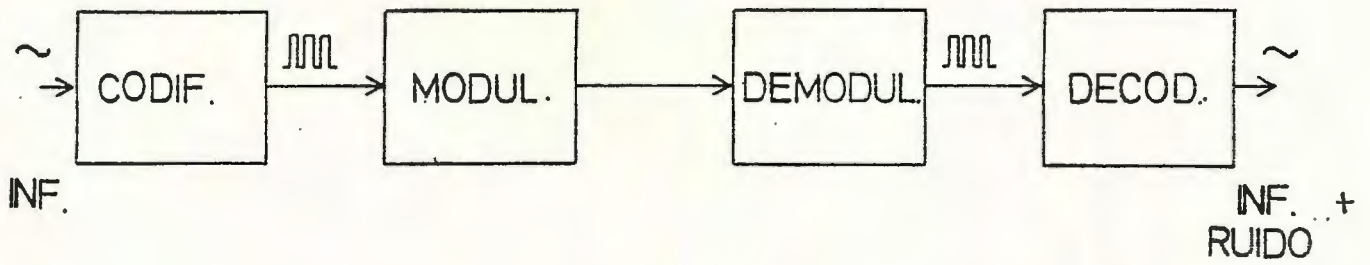


FIGURA 1.7 PROCESO DE COMUNICACION.

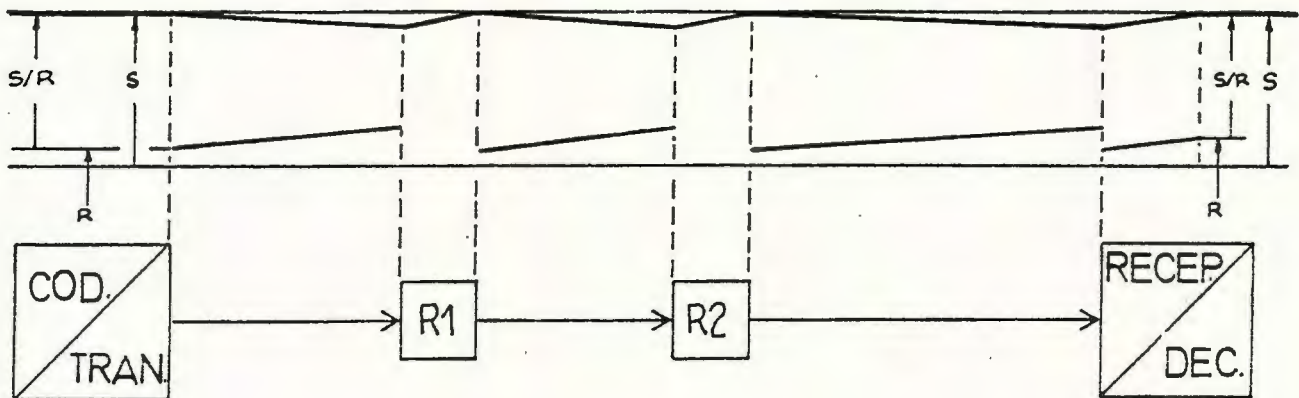


FIGURA 1.8 PROCESO DE COMUNICACION DIGITAL MEDIANTE REPETIDORAS R1 Y R2.

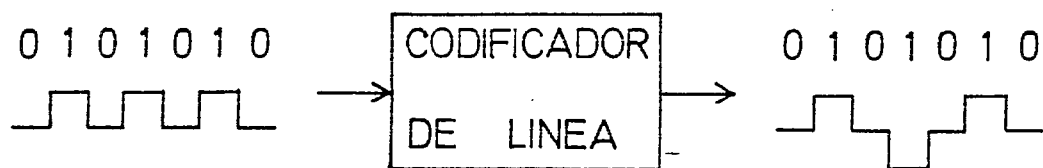


FIGURA 1.9 EJEMPLO DE UN TIPO DE CODIFICACION DE LINEA.

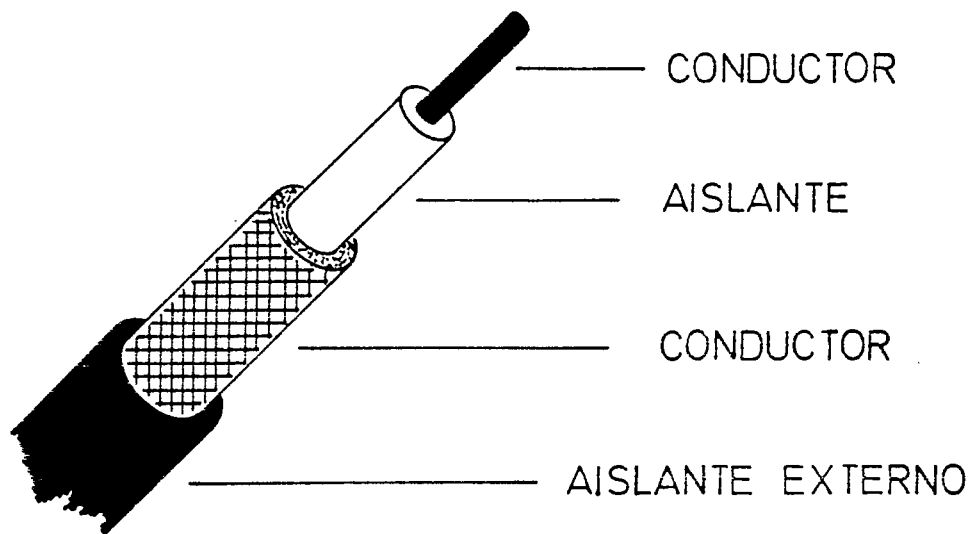


FIGURA 1.10 CABLE COAXIAL.

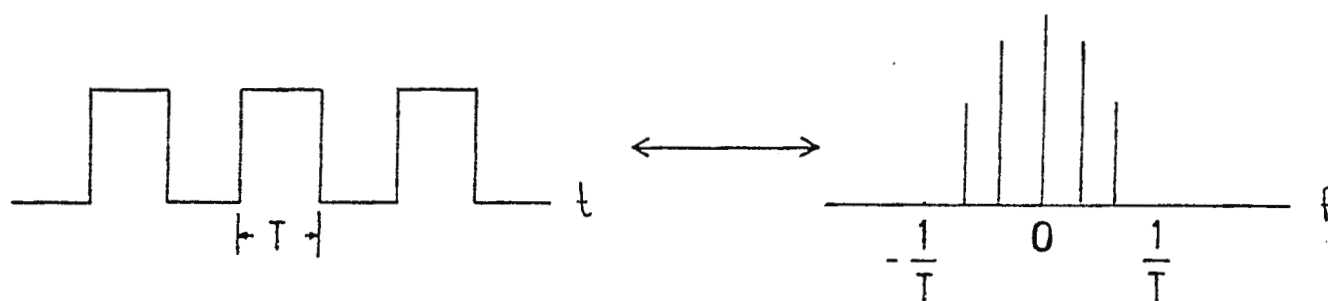


FIGURA 1.11 REPRESENTACION ESPECTRAL DEL ANCHO DE BANDA DE UNA SENAL CONTINUA EN EL TIEMPO.

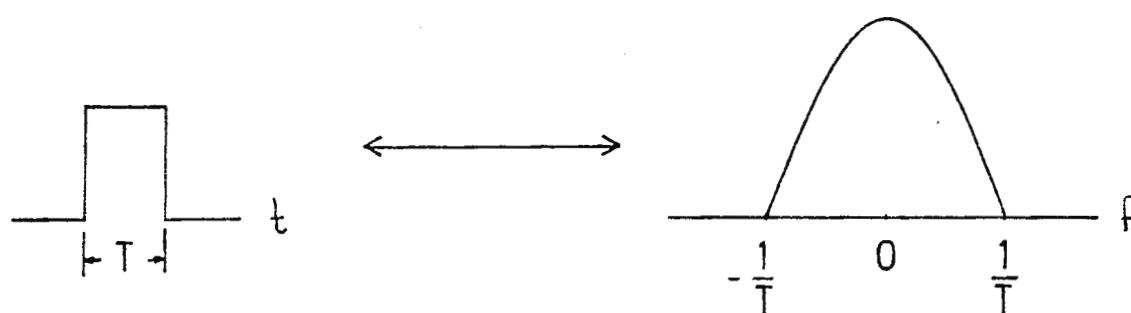


FIGURA 1.12 ESPECTRO DEL ANCHO DE BANDA DE UNA SENAL DISCONTINUA EN EL TIEMPO.

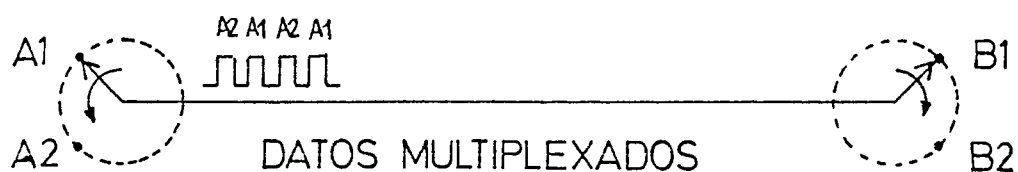


FIGURA 1.13 COMUNICACION ENTRE DOS AFLUENTES CON R1 Y R2.

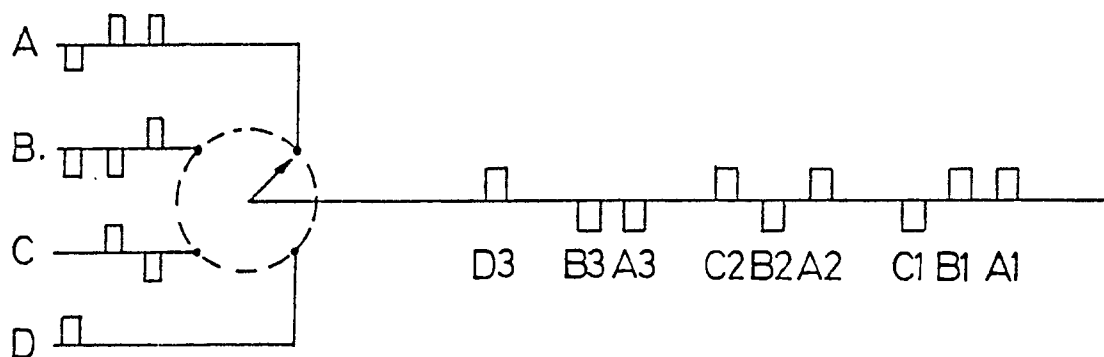


FIGURA 1.14 MULTIPLEXACION DIGITAL.



FIGURA 1.15 TDM IGUALITARIO.

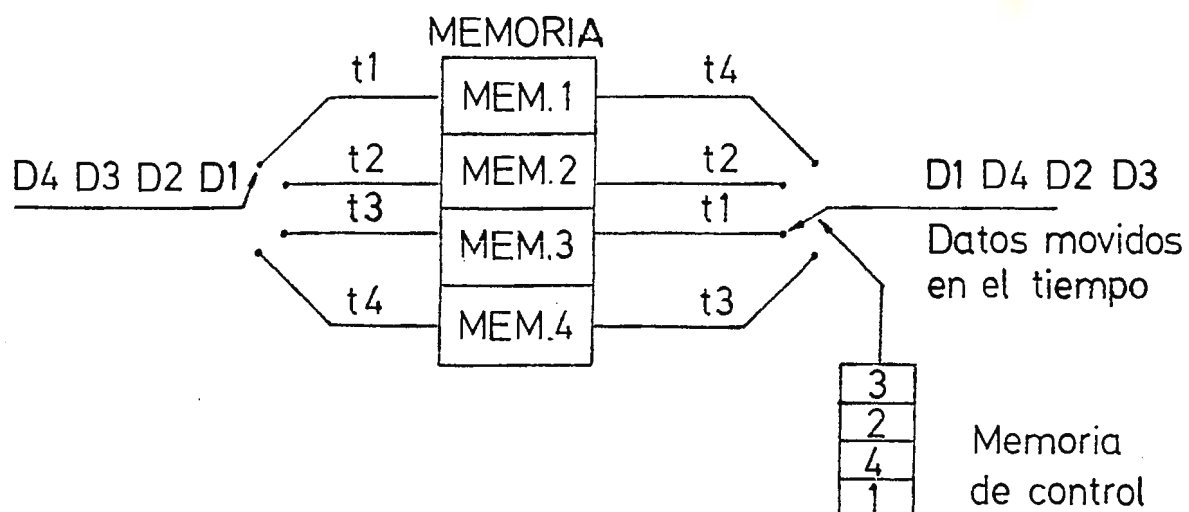


FIGURA 1.16 CONMUTACION TEMPORAL.

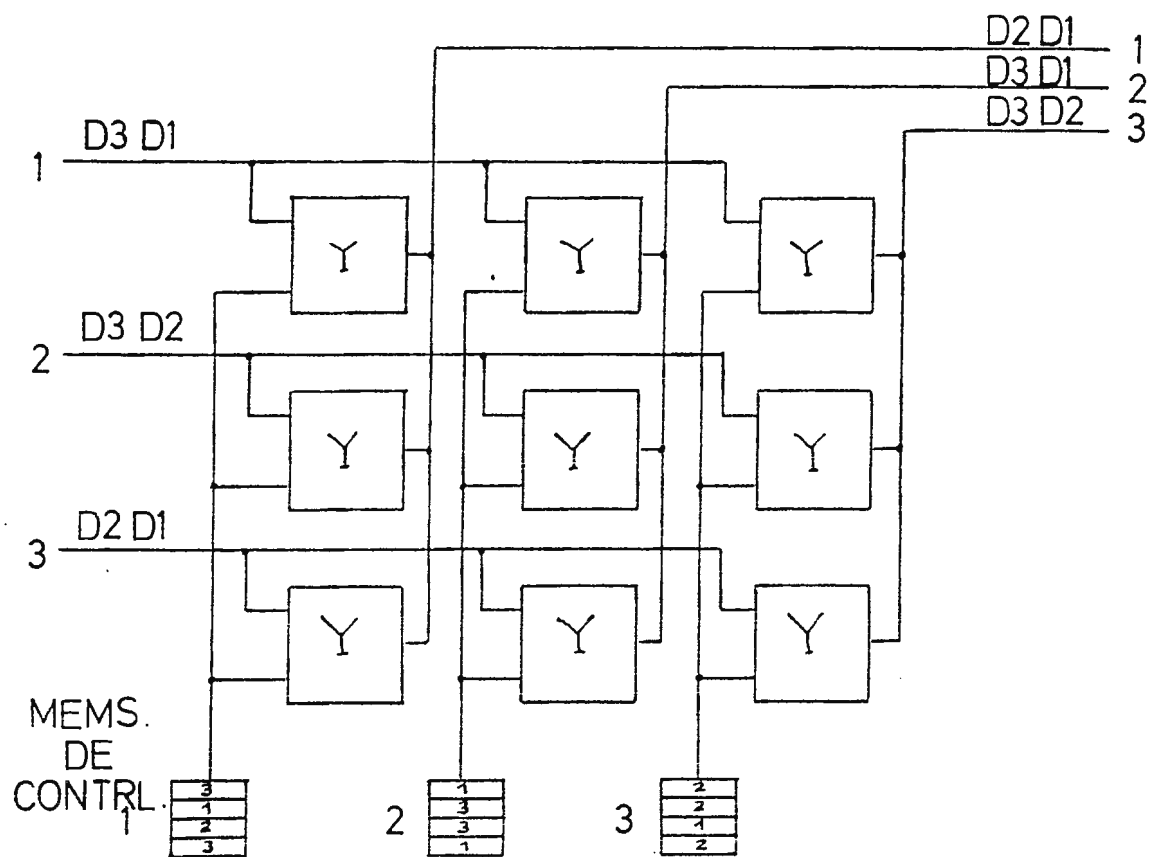


FIGURA 1.17 CONMUTACION ESPACIAL.

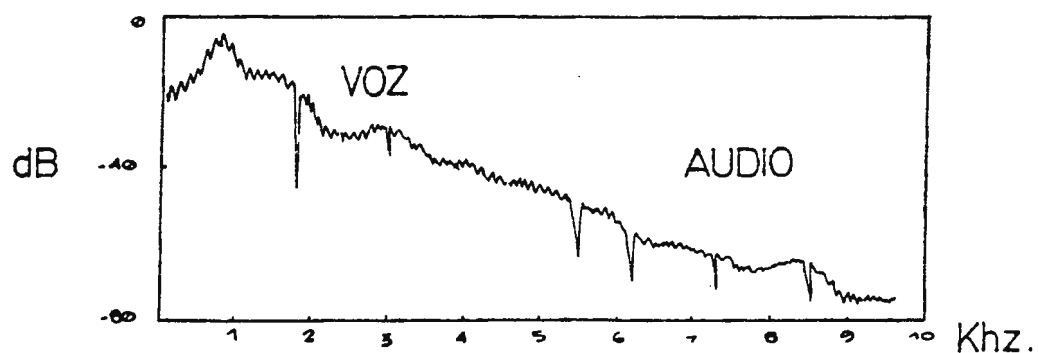


FIGURA 2.1 ESPECTRO DE UNA SENAL ALEATORIA DENTRO DE TODO EL ESPECTRO DE VOZ Y AUDIO.

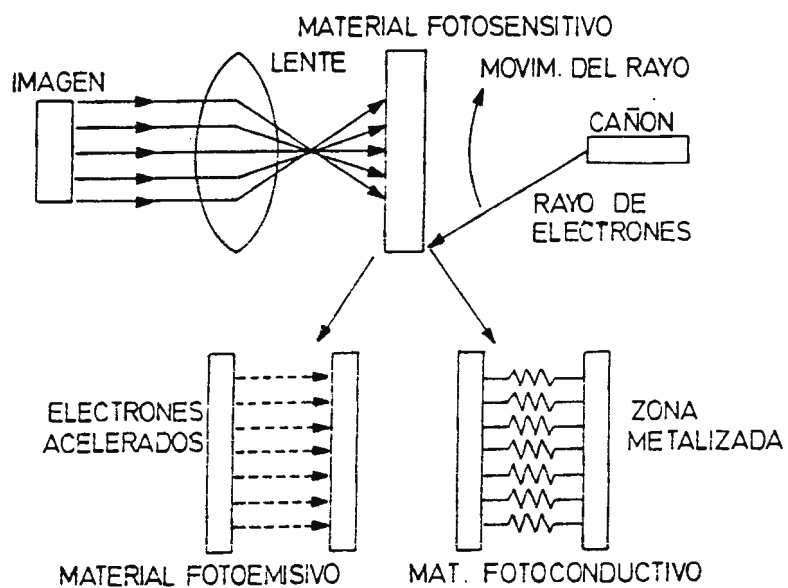


FIGURA 2.2 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UNA CAMARA DE T.V. BLANCO Y NEGRO.

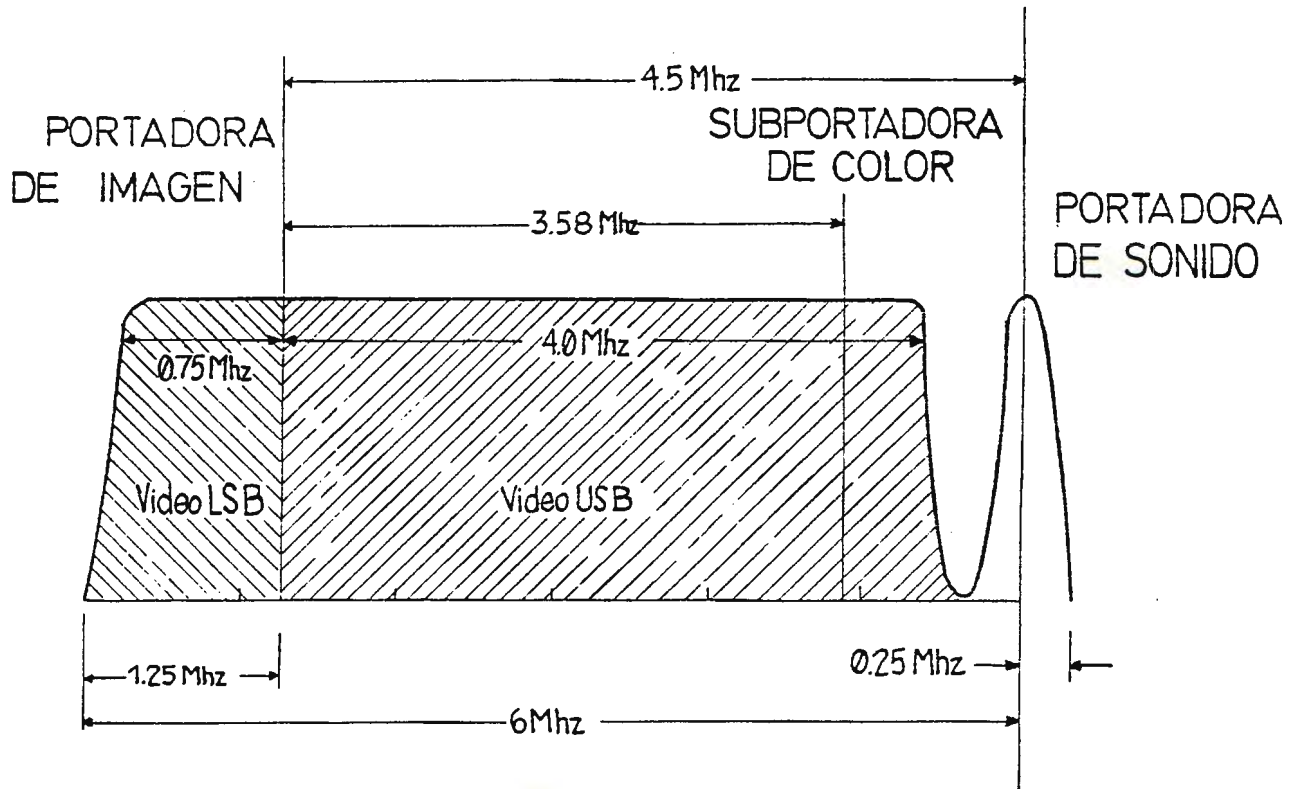


FIGURA 2.3 ESPECTRO DE TRANSMISION DE UN CANAL NORMALIZADO DE T.V.

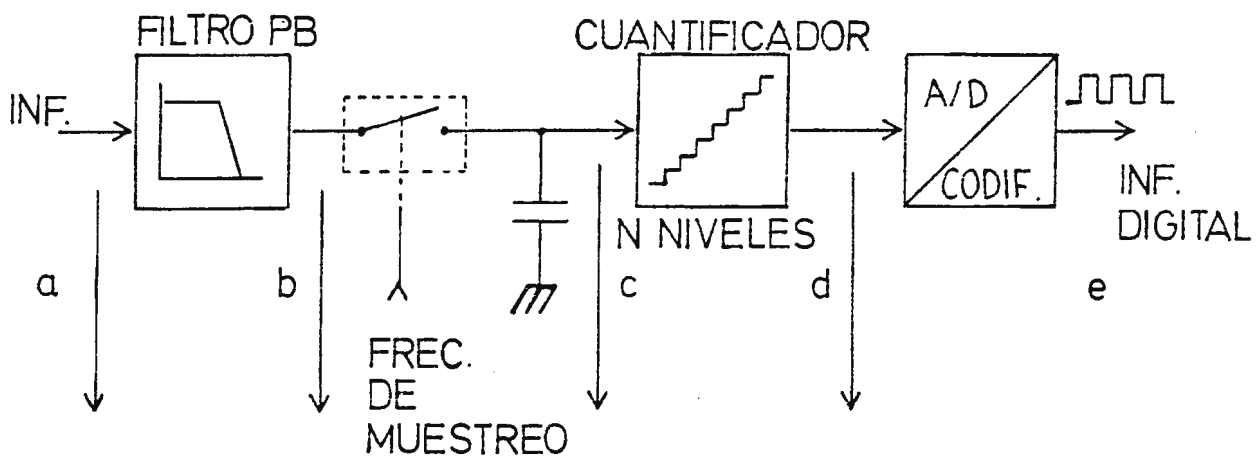


FIGURA 2.4 PROCESO DE CODIFICACION MIC DE UNA SENAL ANALOGICA.

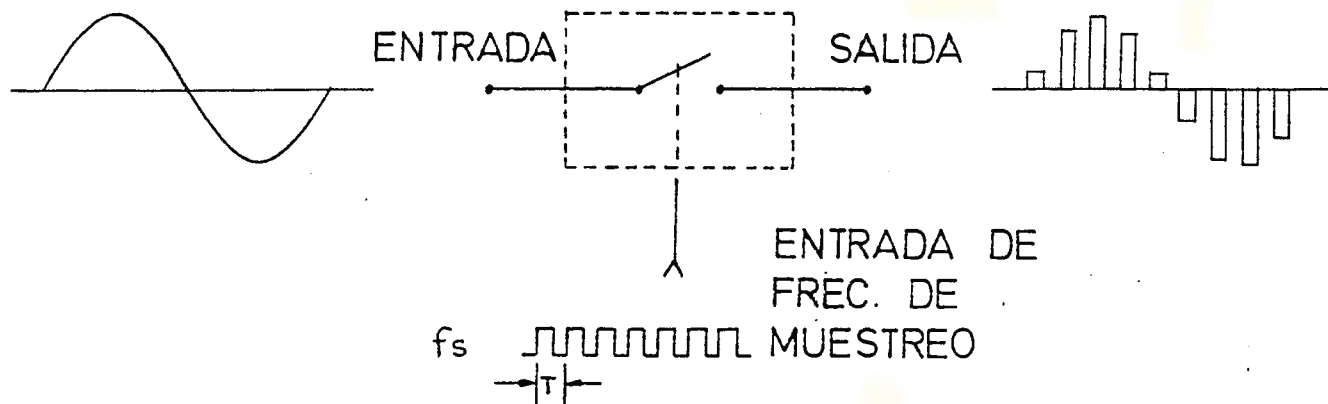


FIGURA 2.5 PROCESO DE MUESTREO.

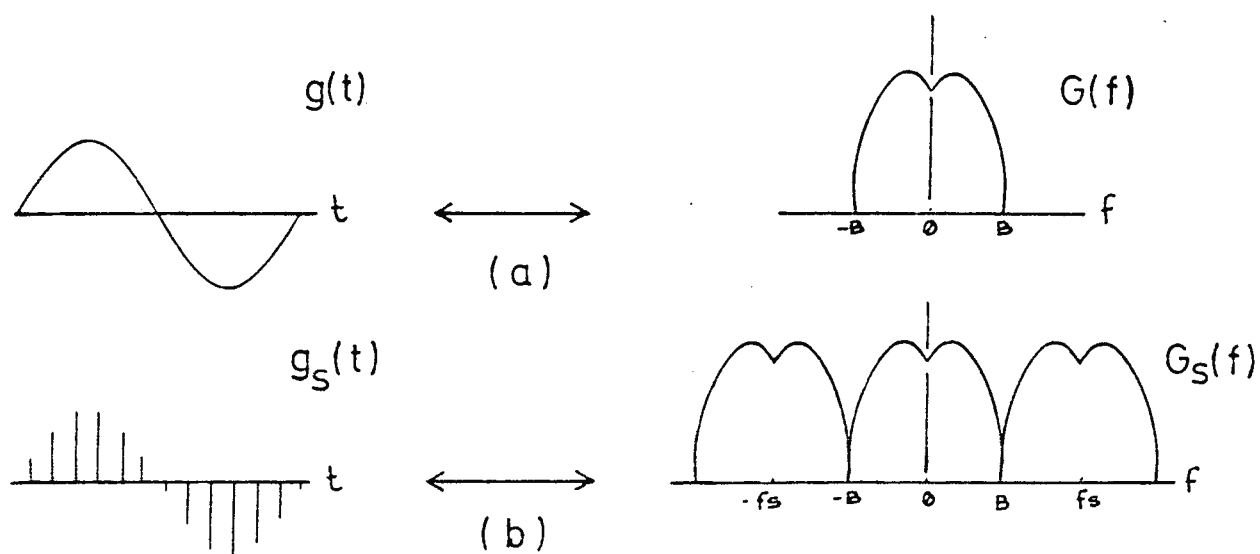


FIGURA 2.6 a) PAR DE LA TRANSFORMACION DE UNA SENAL $g(t)$ DE FRECUENCIA B .
 b) PAR DE LA TRANSFORMACION DE UNA SENAL $g(t)$ DONDE B ES EL ANCHO DE BANDA DE LA SENAL; f_s ES LA FRECUENCIA DE MUESTREO ($2B = f_s$).

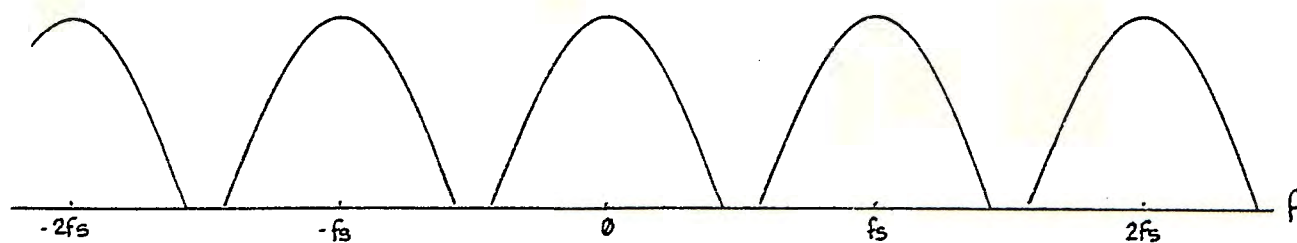


FIGURA 2.7 EFECTO DEL MUESTREO CUANDO $f > \frac{f_s}{2}$.

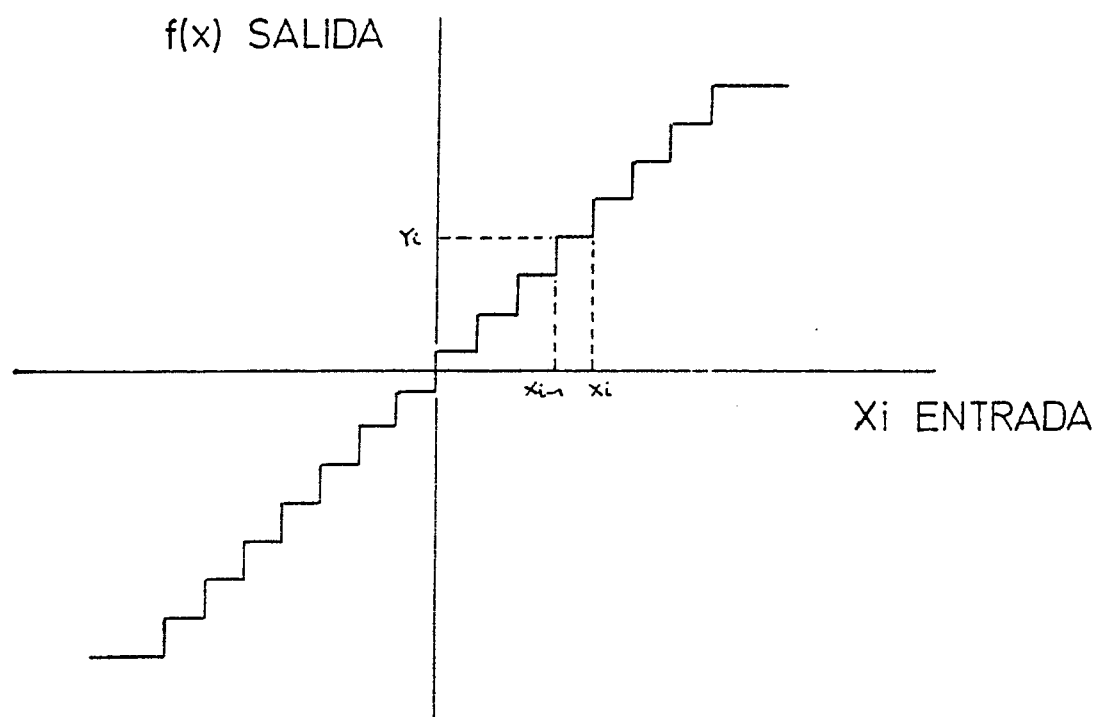


FIGURA 2.8 RELACION DE CUANTIFICACION LINEAL.
LOS VALORES COMPRENDIDOS ENTRE x_{i-1} Y x_i
SERAN CUANTIFICADOS AL VALOR y_i .

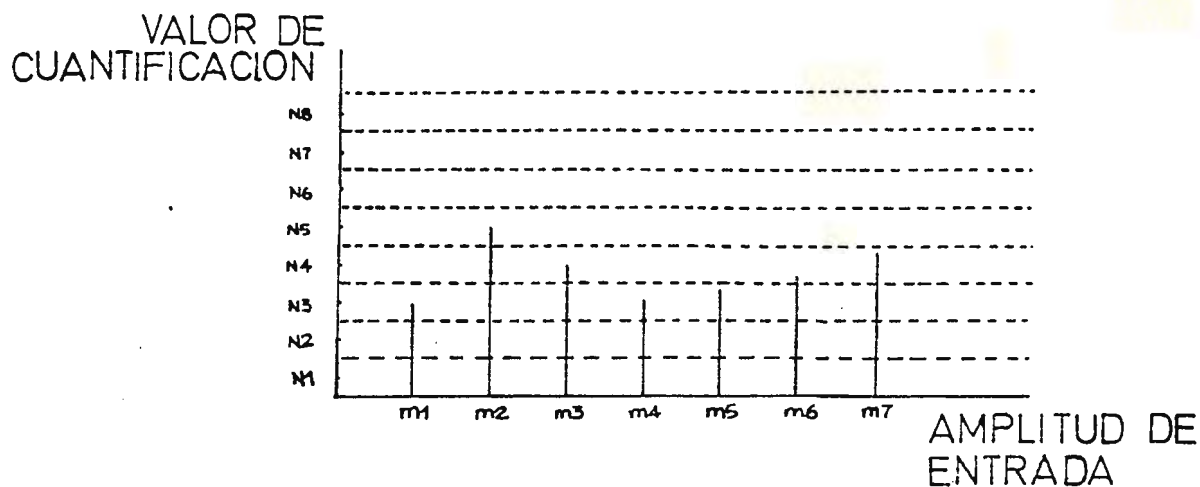


FIGURA 2.9 CUANTIFICACION DE UNA SENAL ANALOGICA DE ACUERDO A 8 NIVELES DE CUANTIFICACION. LOS VALORES N SON LA MITAD DEL INTERVALO DE CUANTIFICACION CORRESPONDIENTE.

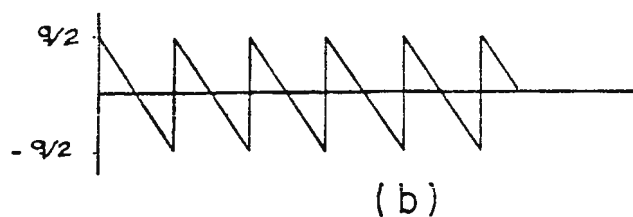
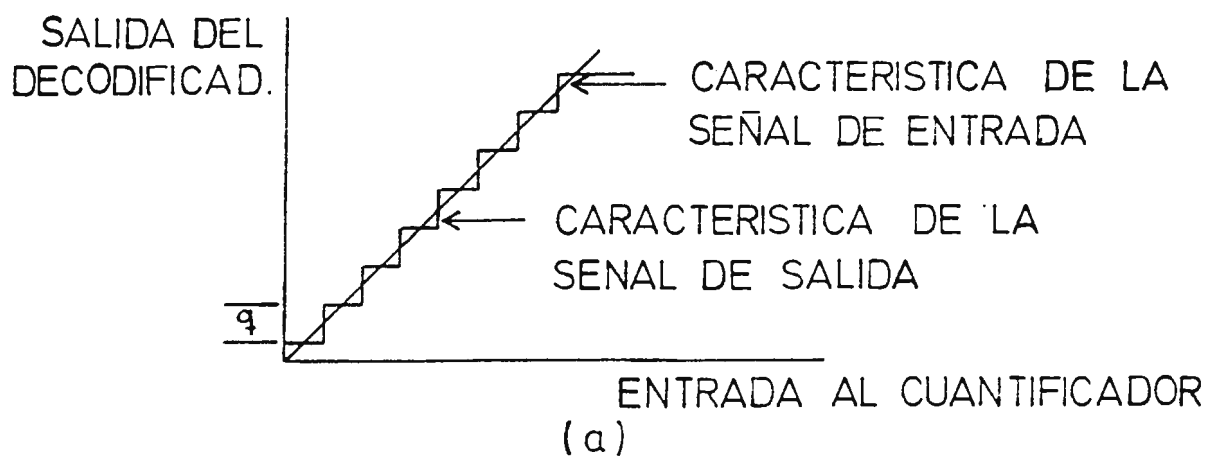


FIGURA 2.10 a) DIFERENCIA CUANTITATIVA ENTRE LAS CARACTERISTICAS DE LAS SENALES DE INFORMACION DE ENTRADA Y SALIDA AL SISTEMA.
b) GRAFICA DE LA DIFERENCIA ENTRE LA SENAL DE ENTRADA Y SALIDA DEBIDO A LA CUANTIFICACION LINEAL.

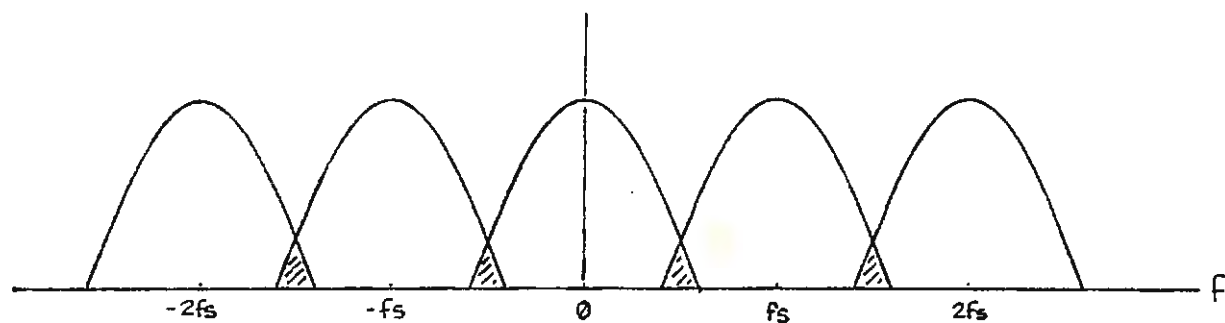
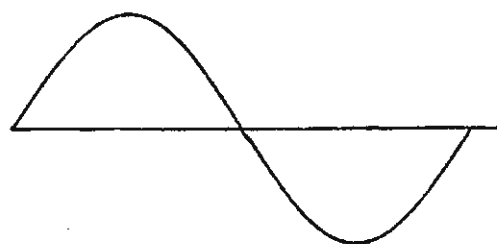
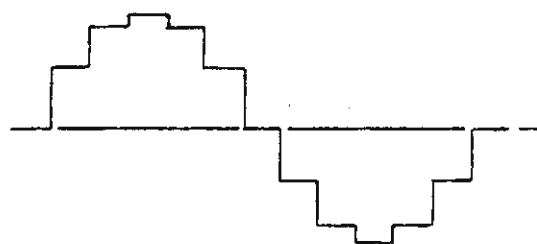


FIGURA 2.11 EFECTO DE LA DISTORSION PRODUCIDA POR EFECTO DEL MANEJO DE FRECUENCIAS DE LA SENAL DE ENTRADA MAYORES QUE EL LIMITE DEFINIDO POR LA FRECUENCIA DE MUESTREO.



CARACTERISTICA LINEAL



CARACTERISTICA DE CUANTIFICACION

FIGURA 2.12 EFECTO DEL RUIDO DE CUANTIFICACION.

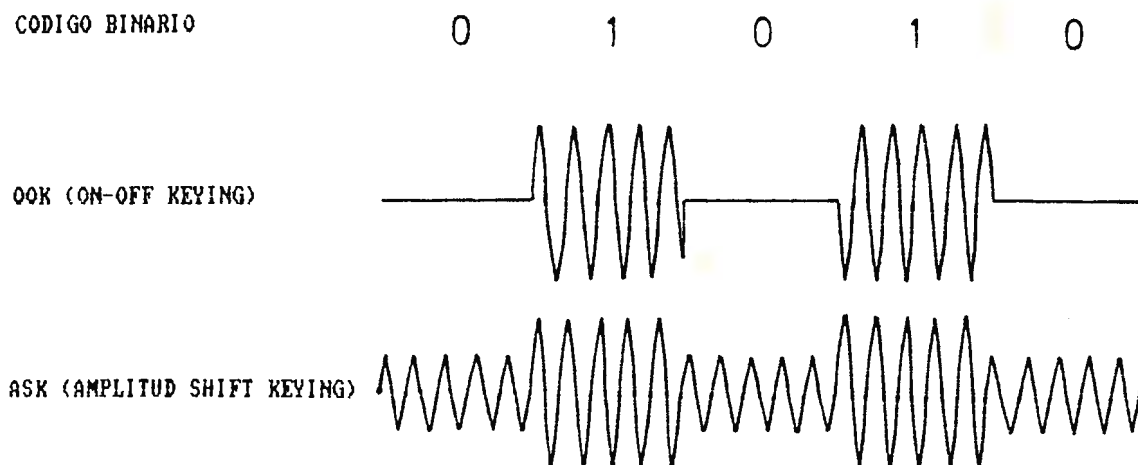


FIGURA 3.1 MODULACION OOK Y ASK.

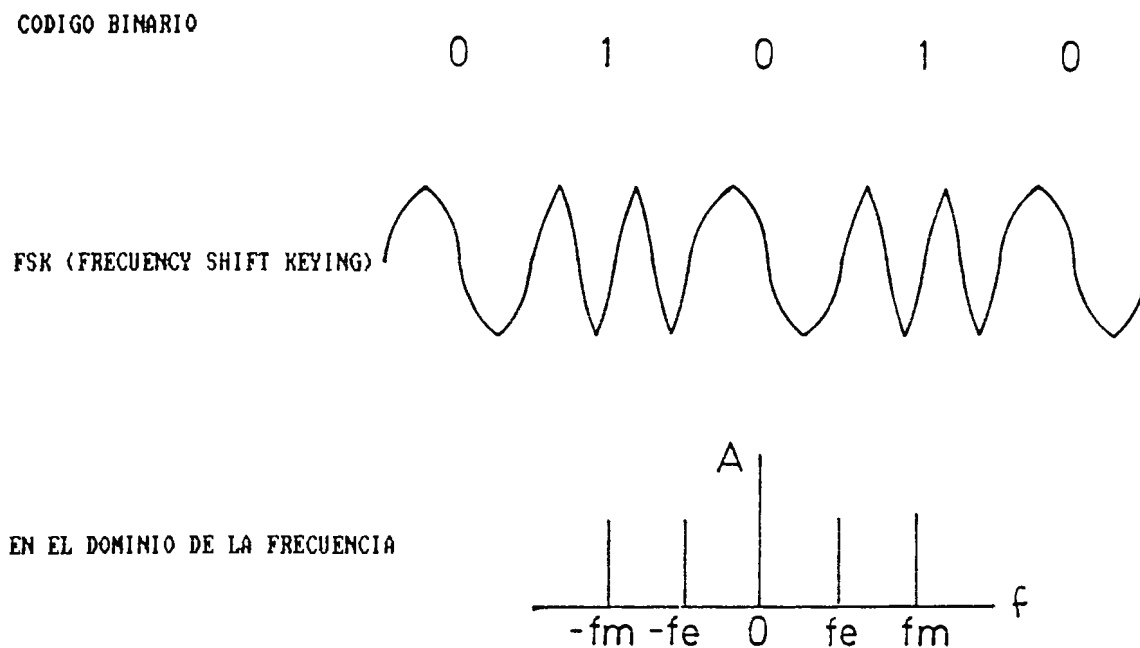


FIGURA 3.2 MODULACION FSK Y SU ESPECTRO.

f : FRECUENCIA DE ESPACIO.

f_m : FRECUENCIA DE MARCA.

PORTADORA SIN MODULAR

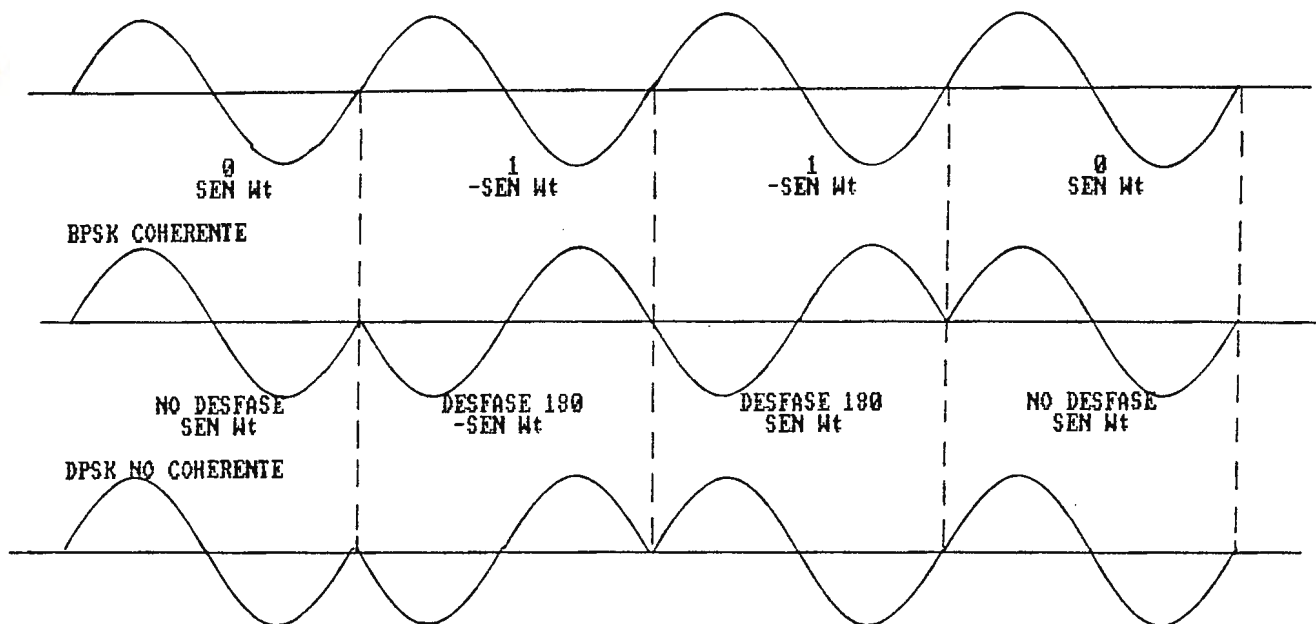


FIGURA 3.3 MODULACION PSK COHERENTE Y DIFERENCIAL.

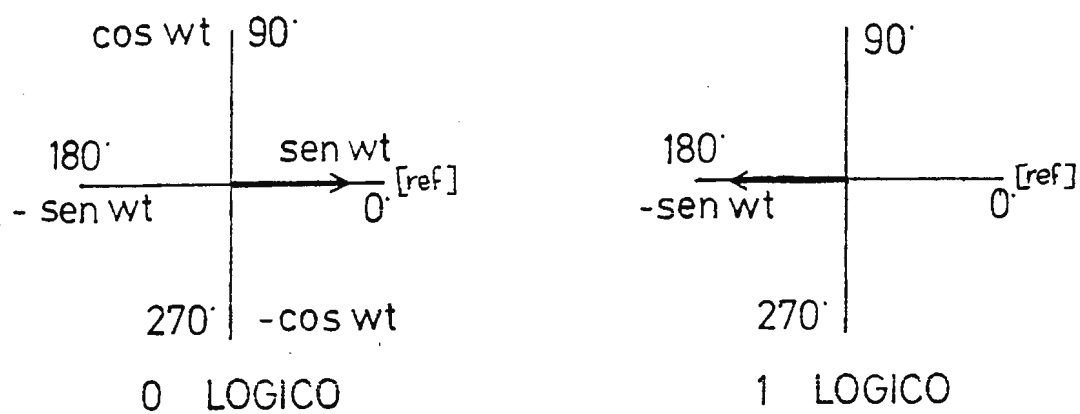


FIGURA 3.4 DIAGRAMA FASORIAL PARA BPSK.

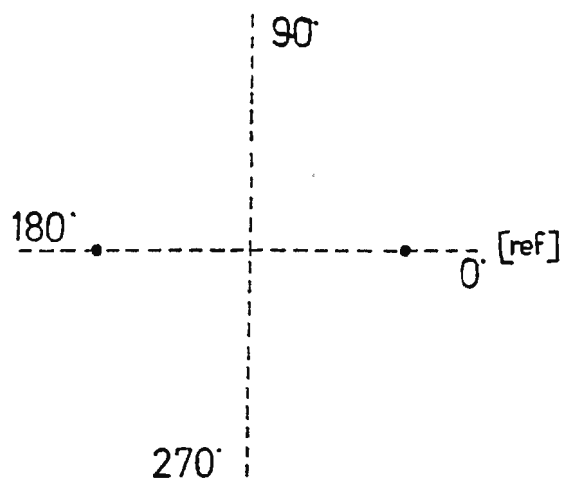


FIGURA 3.5 CONSTELACION PARA BPSK.

CODIGO BINARIO

1 0 1 1 0 1 0 0

FSK M-ARIA

M = 4

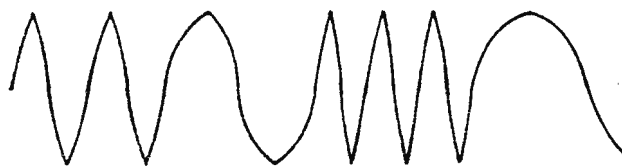


FIGURA 3.6 MODULACION FSK M-ARIA. M = 4 .

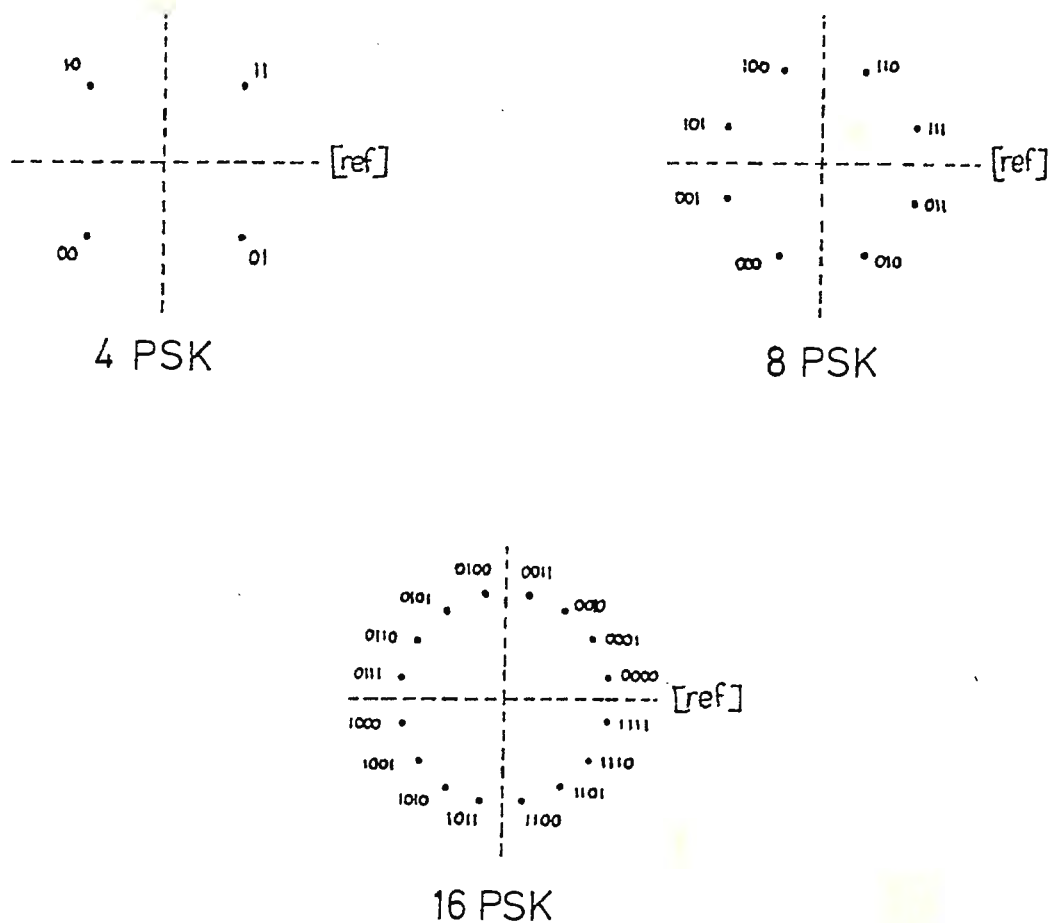


FIGURA 3.7 CONSTELACIONES PARA PSK M-ARIA (4, 8 Y 16 NIVELES).

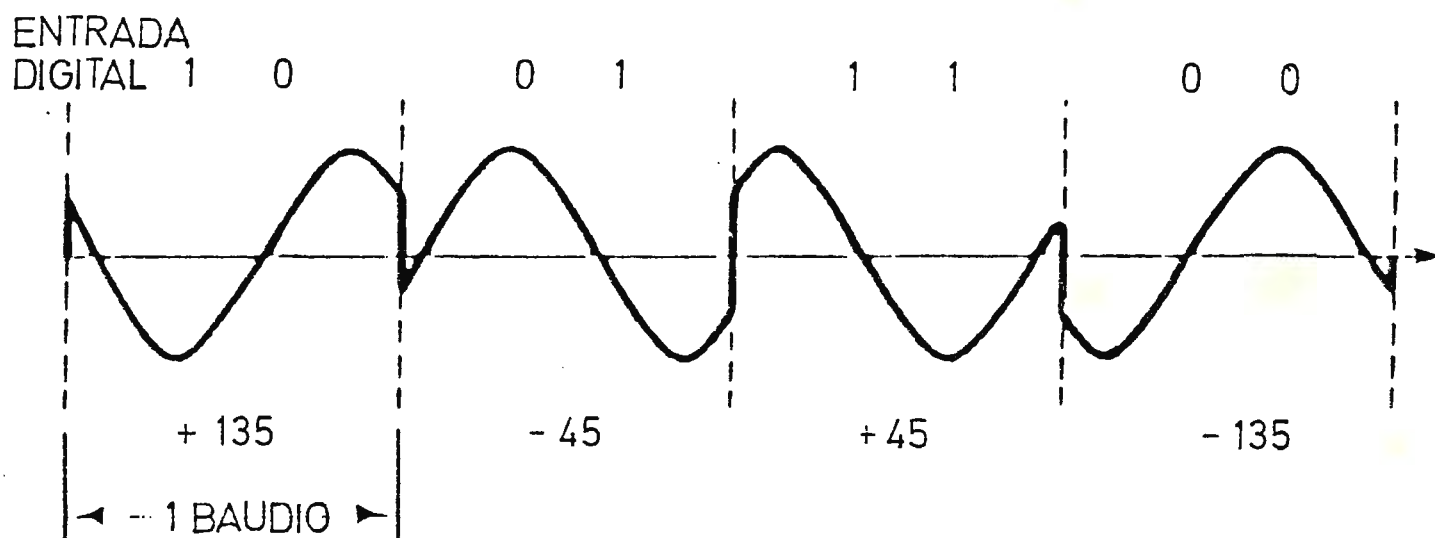


FIGURA 3.8 MODULACION PSK M-ARIA, $M = 4$.

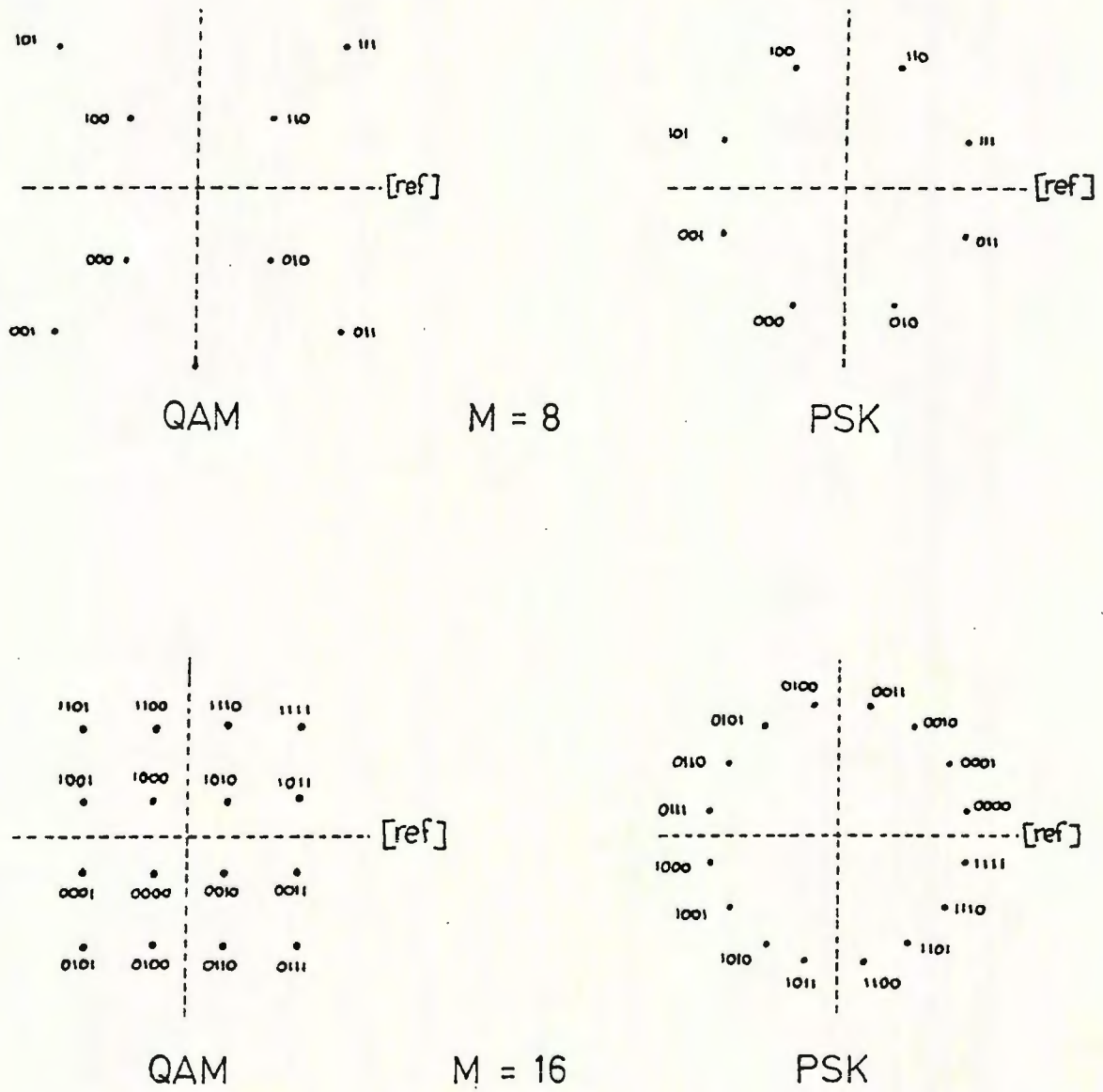


FIGURA 3.9 CONSTELACION PARA QAM Y PSK M-ARIA,
($M=8$ Y $M=16$).

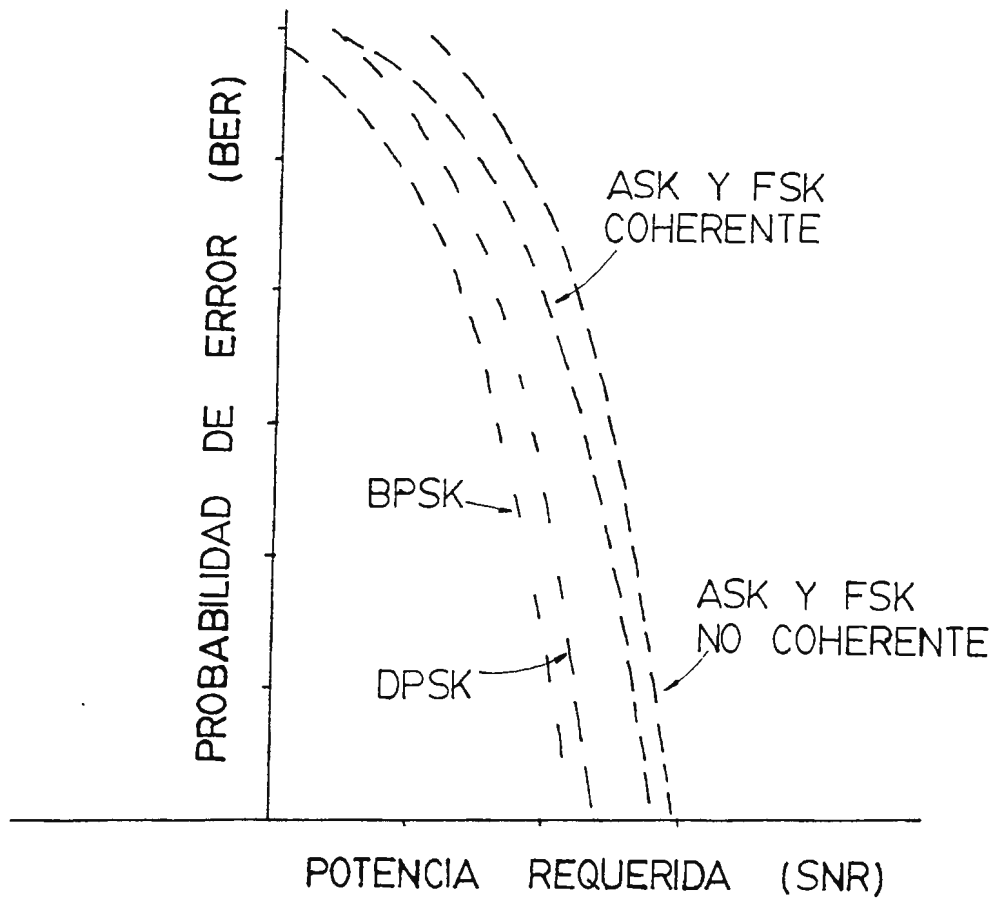


FIGURA 3.18 DESEMPEÑO CONTRA ERRORES DE LAS
TECNICAS DE MODULACION BINARIA.

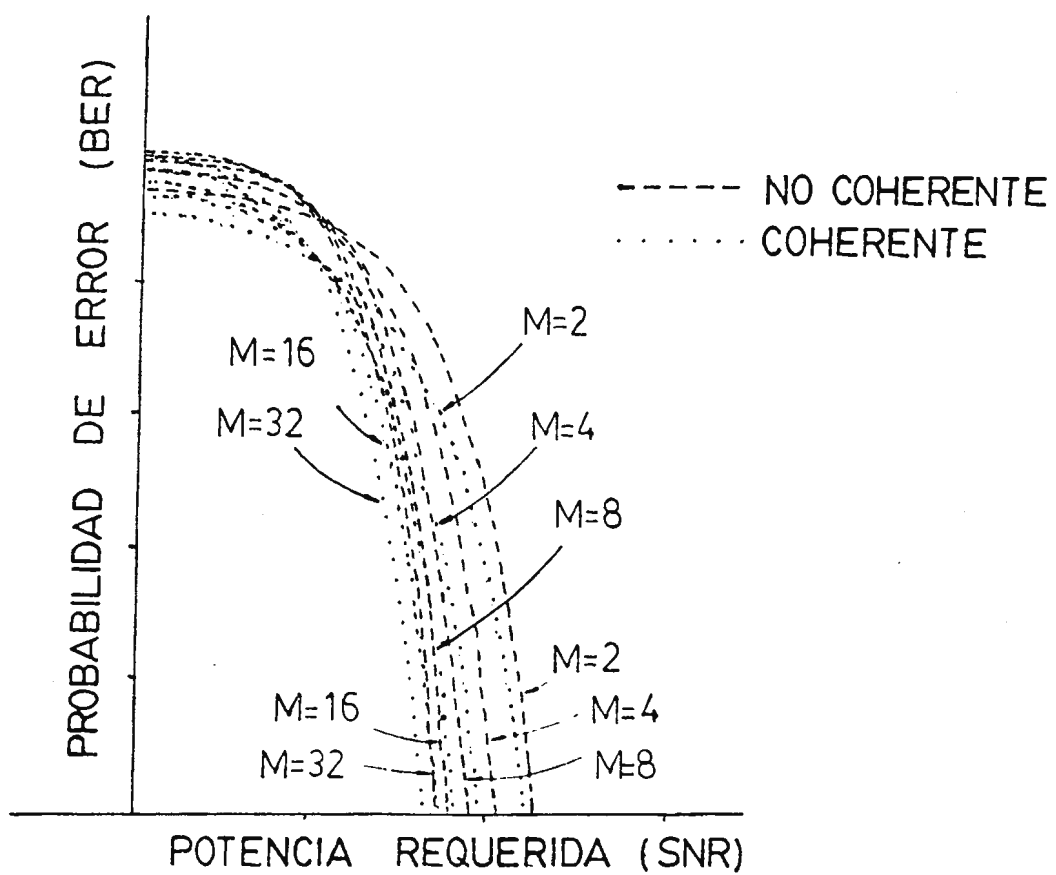


FIGURA 3.11 DESEMPEÑO CONTRA ERRORES PARA LA MODULACION FSK MULTINIVEL.

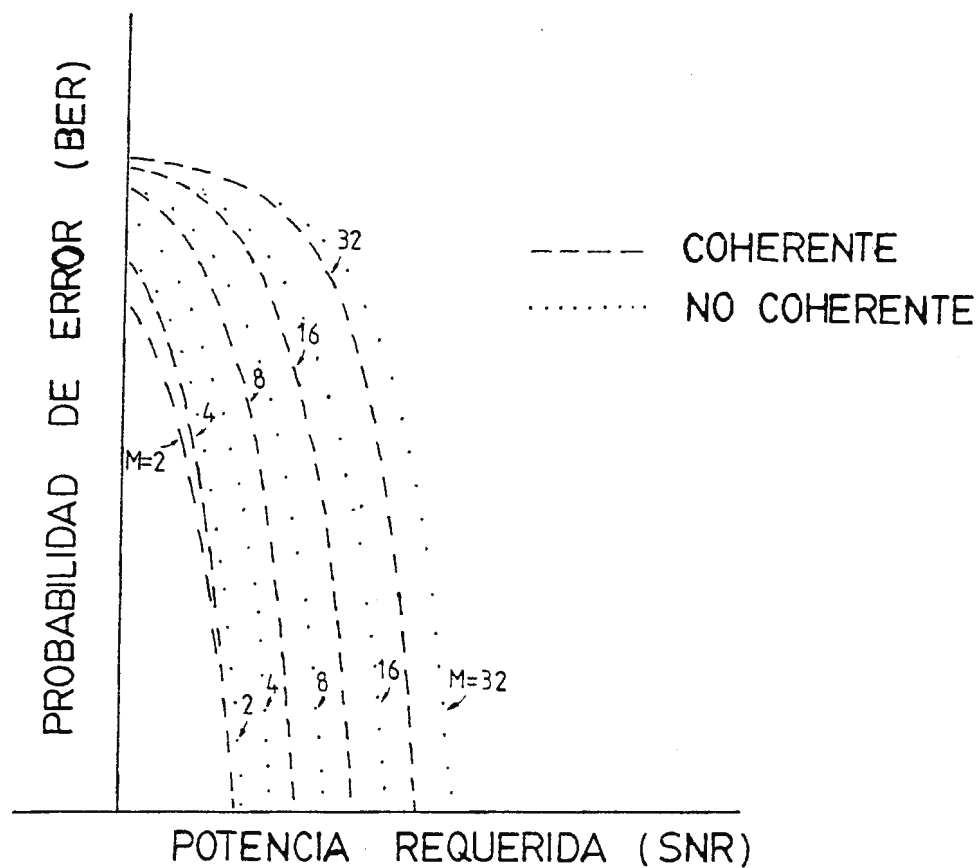


FIGURA 3.12 DESEMPEÑO CONTRA ERRORES PARA LA MODULACION PSK MULTINIVEL.

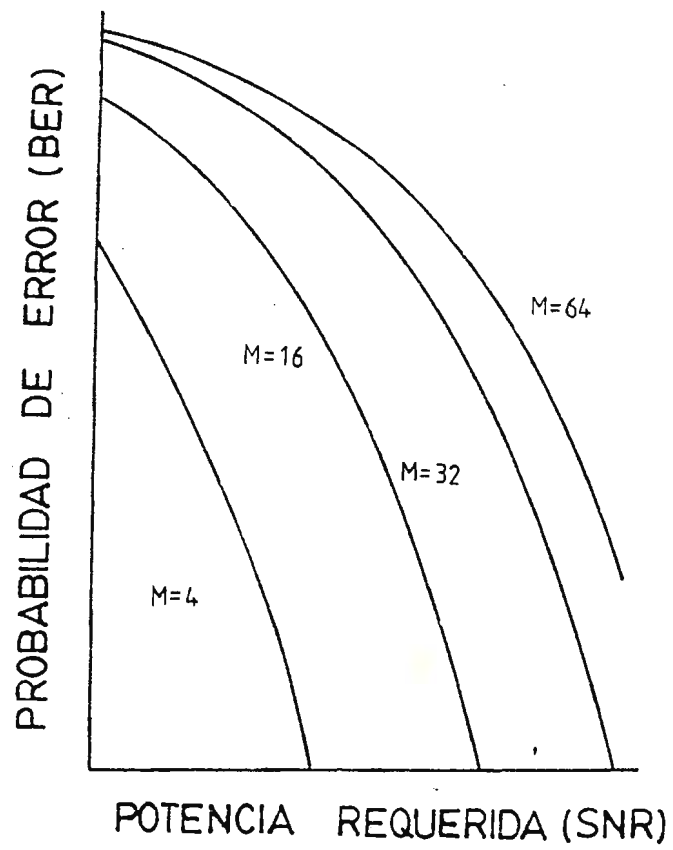


FIGURA 3.13 DESEMPEÑO CONTRA ERRORES PARA LA MODULACION QAM.

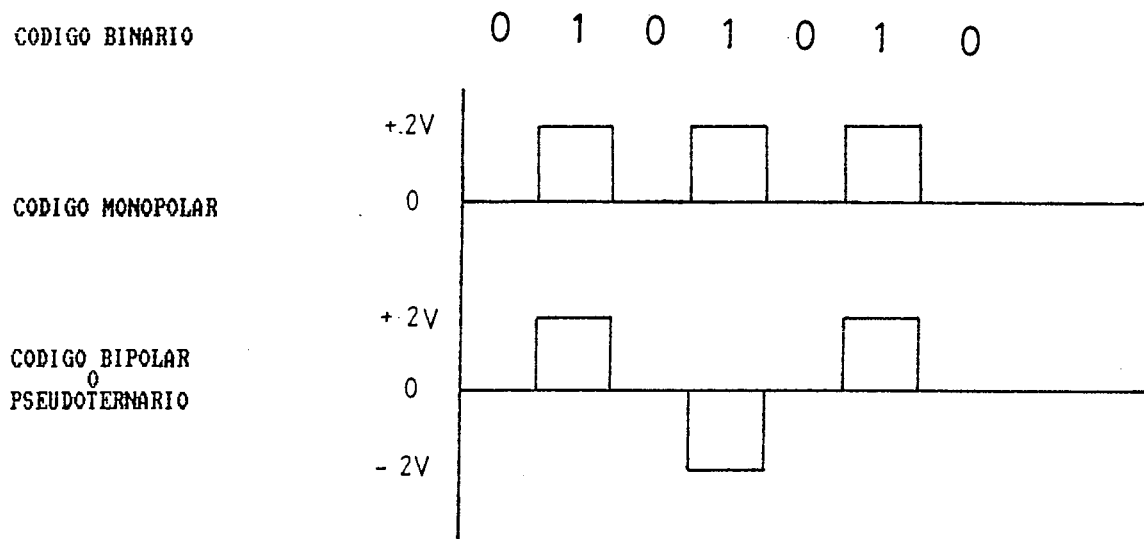


FIGURA 3.14 CODIGOS DE LINEA MONOPOLARES Y BIPOLARES.

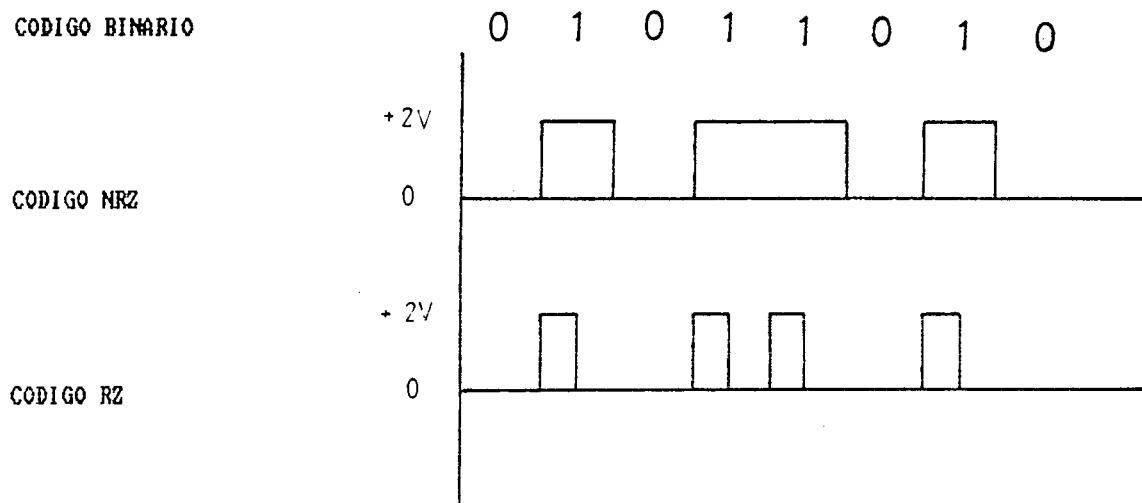


FIGURA 3.15 CODIGOS DE LINEA NRZ Y RZ.

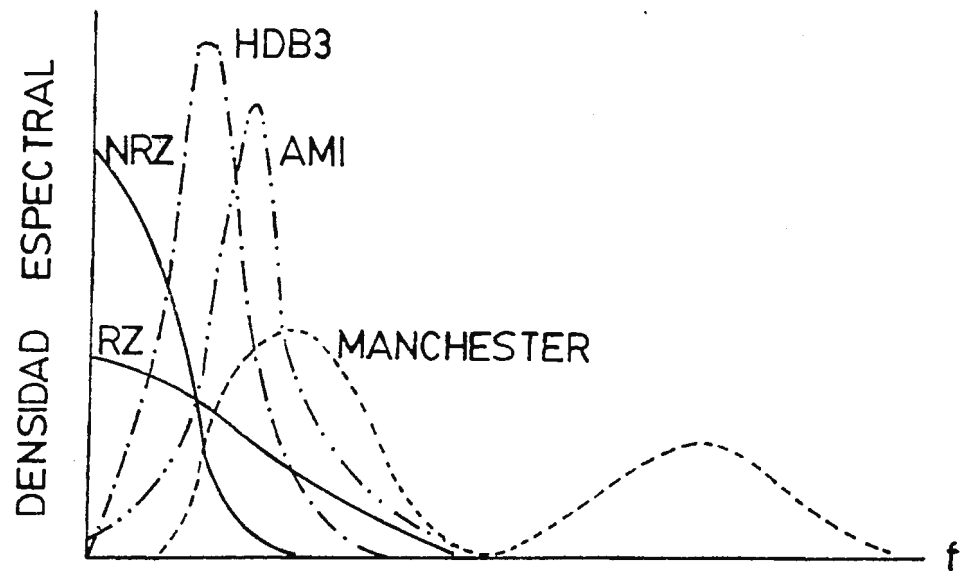


FIGURA 3.16 ESPECTROS DE FRECUENCIA DE LOS CODIGOS DE LINEA MAS UTILIZADOS.

CODIGO BINARIO

1 0 0 1 1 1 1 0 1 1

AMI (NRZ)

AMI (RZ)

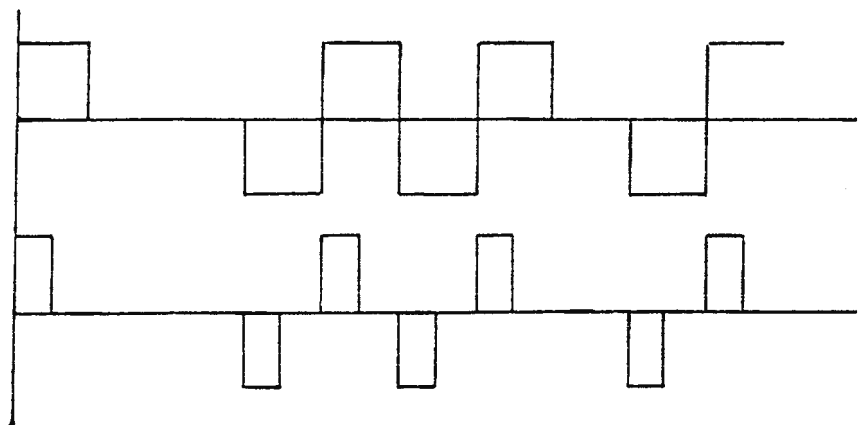


FIGURA 3.17 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A UNA CODIFICACION AMI.

CODIGO BINARIO

1 0 0 0 0 0 0 1 0 1 1 0 0 0 0 0

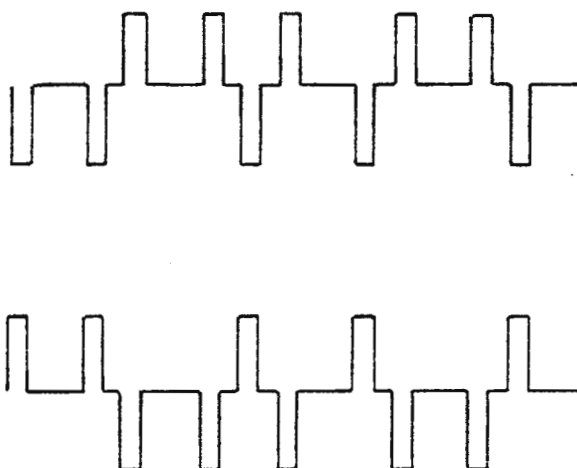


FIGURA 3.19 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A UNA CODIFICACION BNRZ.

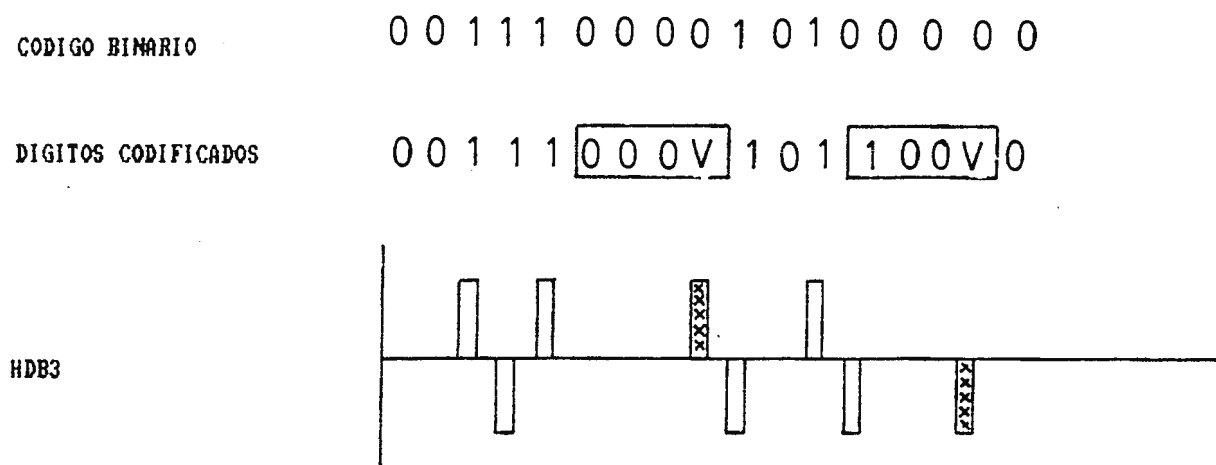


FIGURA 3.19 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A UNA CODIFICACION HDB3.

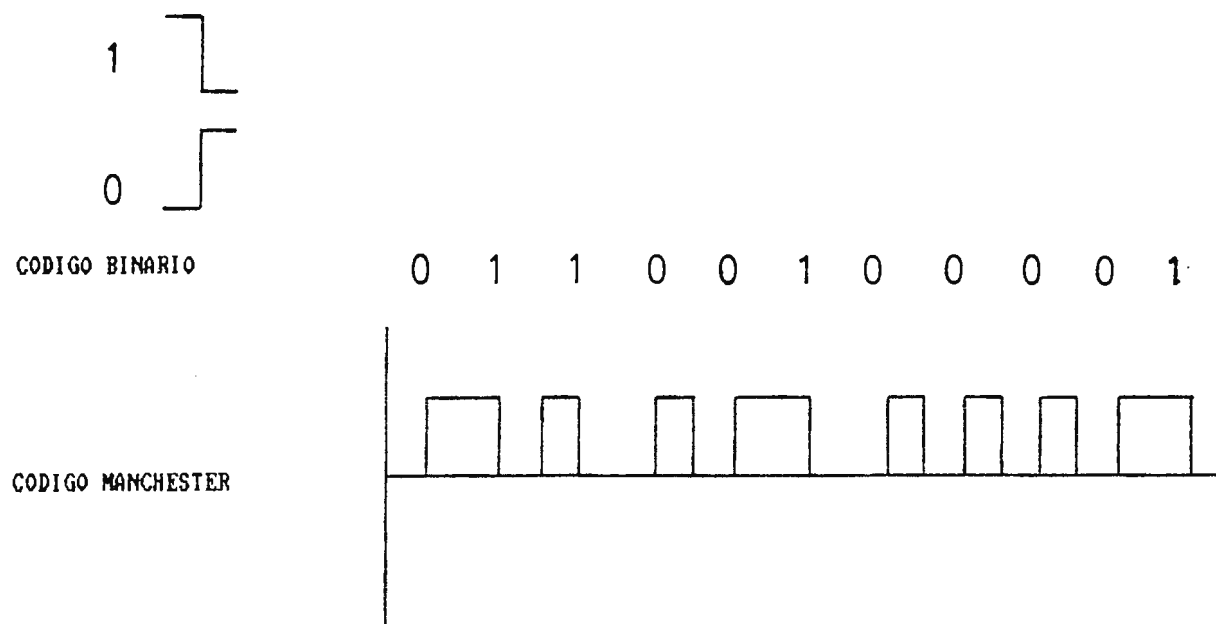


FIGURA 3.20 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A UNA CODIFICACION DE MANCHESTER.

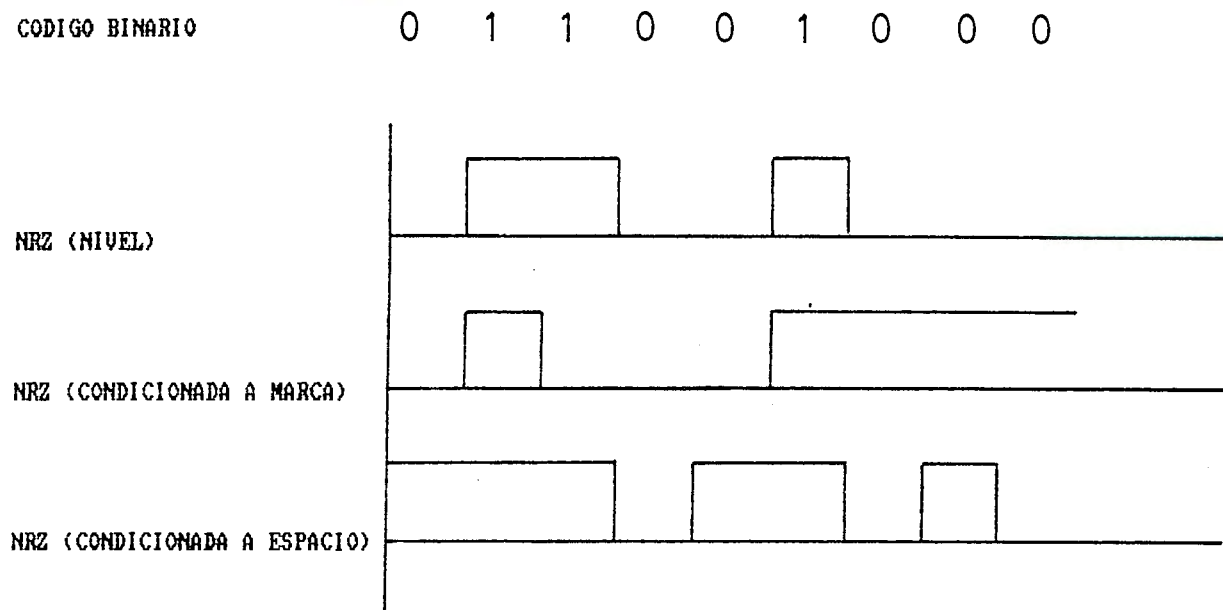


FIGURA 3.21 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A DISTINTOS FORMATOS
DEL CODIGO NRZ.

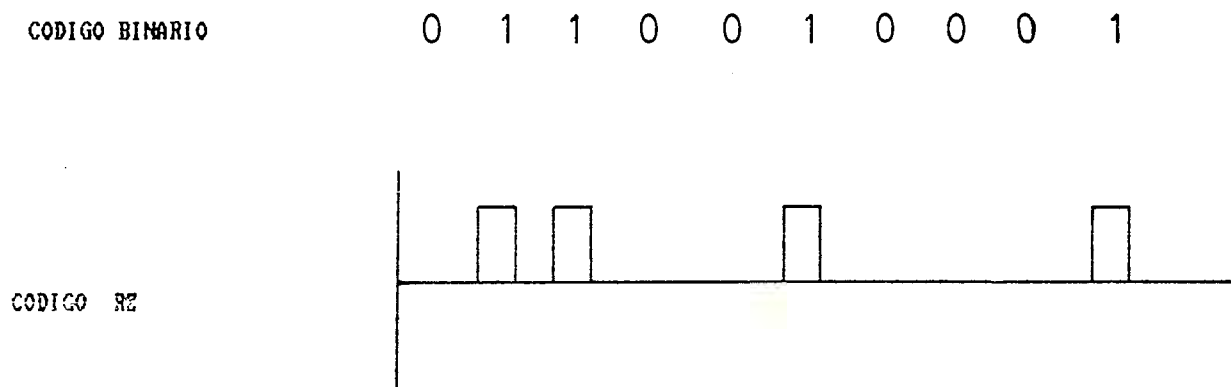


FIGURA 3.22 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A UN CODIGO RZ.

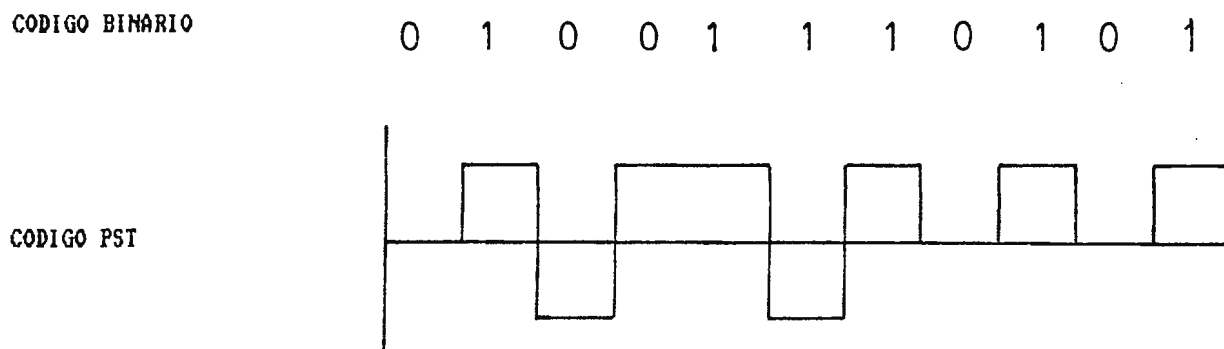


FIGURA 3.23 FORMA DE ONDA DE ACUERDO A LA CODIFICACION DE LINEA PST.

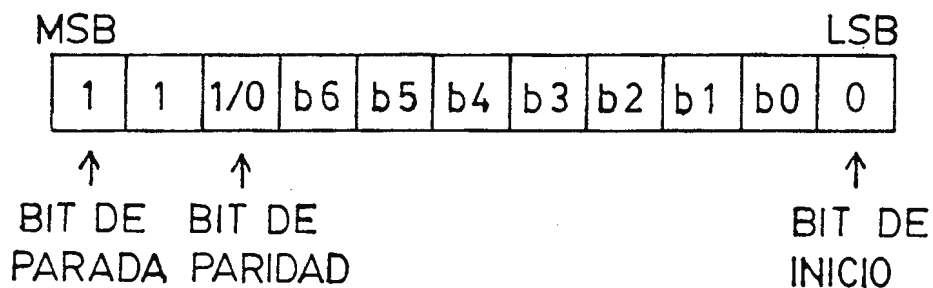


FIGURA 3.24 FORMATO PARA LA TRANSMISION ASINCRONA.

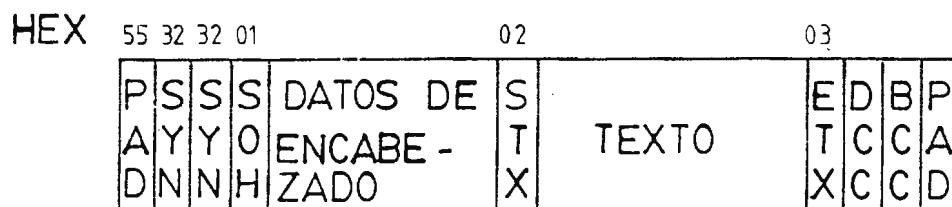


FIGURA 3.25 Y 3.26 FORMATO PARA LA TRANSMISION SINCRONA.

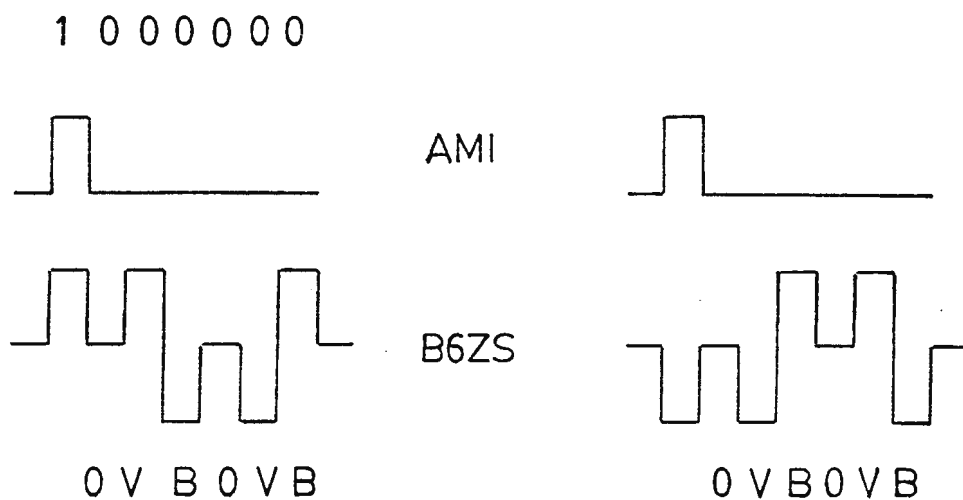


FIGURA 3.27 FORMATO DE CODIGO B6ZS PARA ELIMINACION DE REDUNDANCIAS.

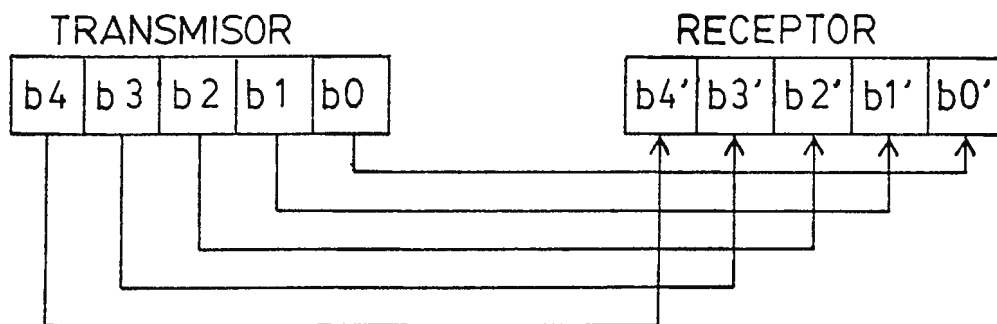


FIGURA 3.28 FORMATO PARA LA TRANSMISION EN PARALELO.

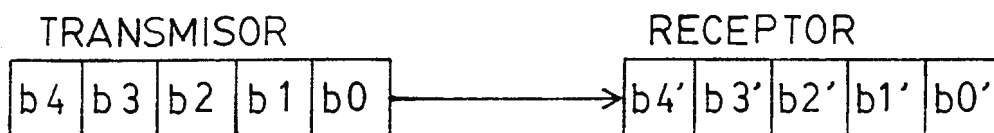


FIGURA 3.29 FORMATO PARA LA TRANSMISION SERIE.

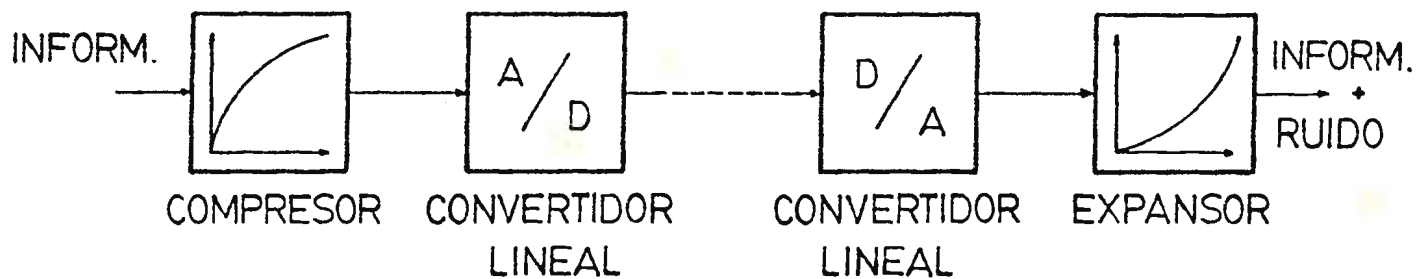


FIGURA 4.1 REPRESENTACION DEL SISTEMA DE CODIFICACION PCM- LOG.

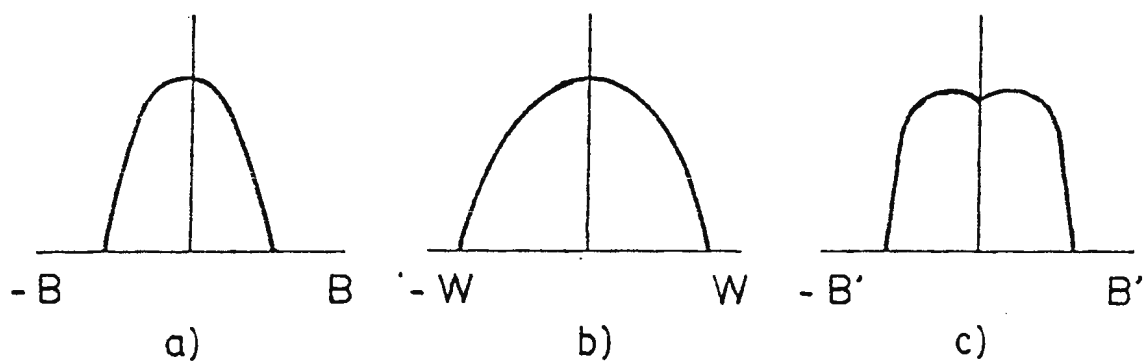


FIGURA 4.2 a) ANCHO DE BANDA DE UN TREN DE PULSOS DIGITALES A UNA VELOCIDAD ESPECIFICA.
 b) ANCHO DE BANDA DE UN TREN DE PULSOS A MAYOR VELOCIDAD, DONDE $B < W$.
 c) ANCHO DE BANDA DE UNA SENAL ANALOGICA DONDE $B' < B < W$.

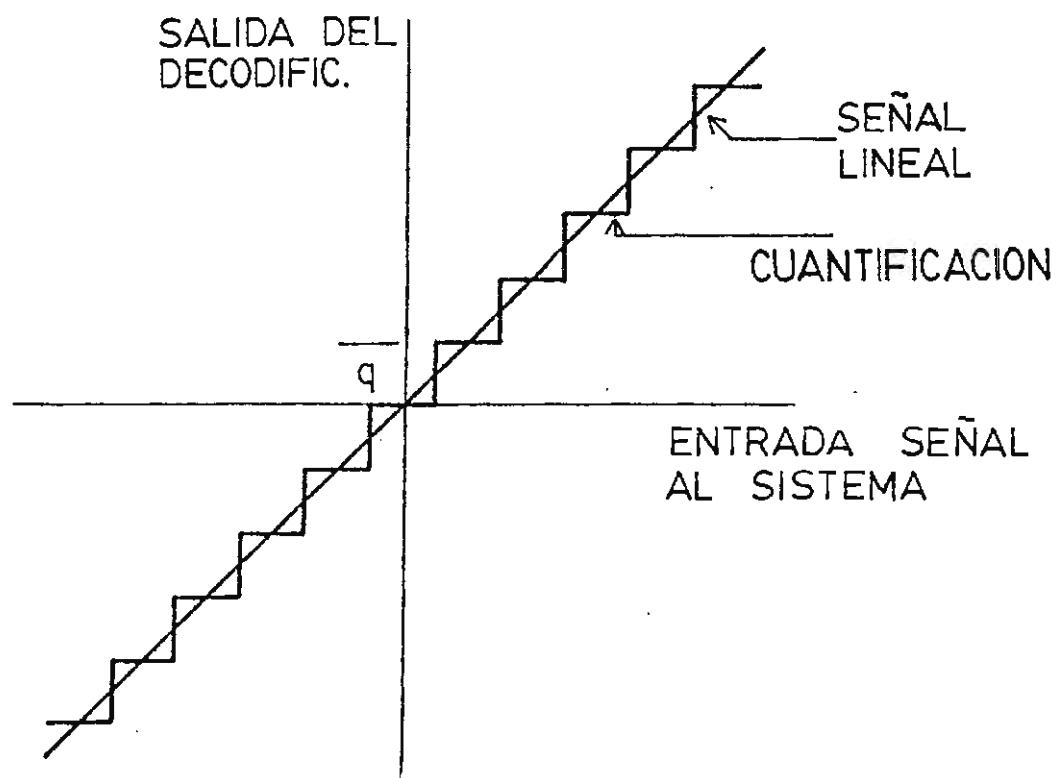


FIGURA 4.3 REPRESENTACION DEL RUIDO DE CUANTIFICACION EN UN PROCESO DE DIGITALIZACION.

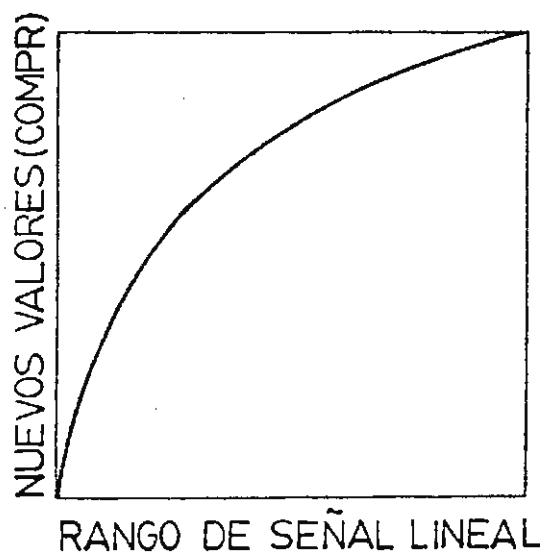


FIGURA 4.4 CURVA DE COMPORTAMIENTO DE UN COMPRESOR.

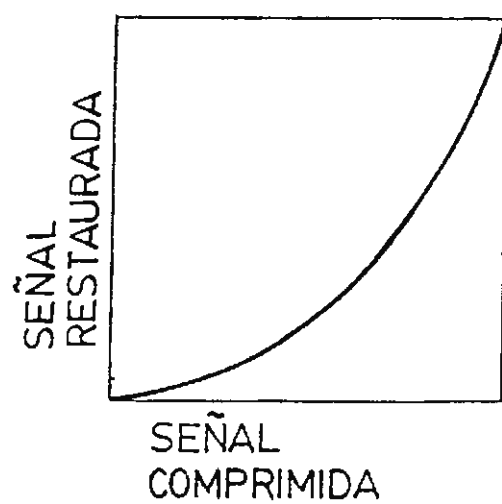


FIGURA 4.5 CURVA DE COMPORTAMIENTO DE UN EXPANSOR.

RANGO DE AMPLITUD DE ENTRADA	TAMANO DEL PASO	SEGMENTO DEL CODIGO S	CUANTIZACION DEL CODIGO Q	VALOR DEL CODIGO	AMPLITUD EN EL DECODIFICADOR
0 - 2	1		0000	0	0
1 - 3	2	000	0001	1	2
3 - 5			0010	2	4
⋮			⋮	⋮	⋮
29 - 31			1111	15	30
31 - 35	4	001	0000	16	33
⋮			⋮	⋮	⋮
91 - 95			1111	31	93
95 - 103	8	010	0000	32	99
⋮			⋮	⋮	⋮
215 - 223			1111	47	219
223 - 239	16	011	0000	48	231
⋮			⋮	⋮	⋮
463 - 479			1111	63	471
479 - 511	32	100	0000	64	495
⋮			⋮	⋮	⋮
959 - 991			1111	79	975
991 - 1055	64	101	0000	80	1023
⋮			⋮	⋮	⋮
1951 - 2015			1111	95	1983
2015 - 2143	128	110	0000	96	2079
⋮			⋮	⋮	⋮
3935 - 4063			1111	111	3999
4063 - 4319	256	111	0000	112	4191
⋮			⋮	⋮	⋮
7903 - 8159			1111	127	8031

FIGURA 4.6 TABLA DE CONVERSION DIGITAL PARA EL PROCESAMIENTO EN LA LEY u.

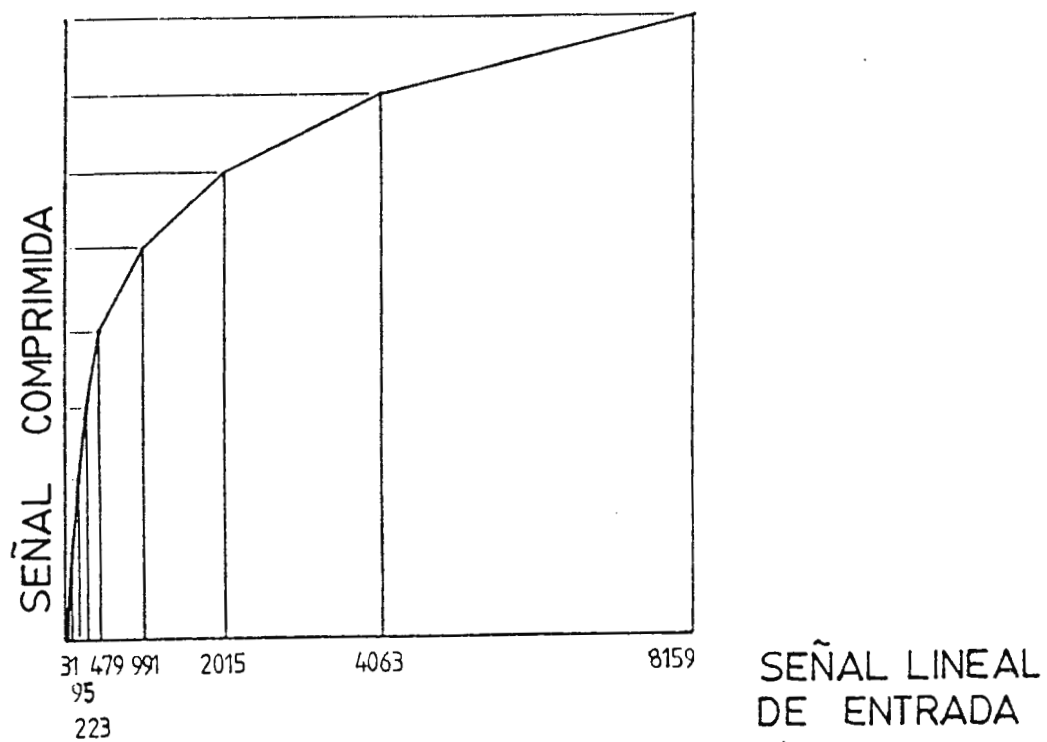


FIGURA 4.7 REPRESENTACION DE LOS SEGMENTOS DE CUANTIZACION PARA LA CARACTERISTICA LEY u 255.

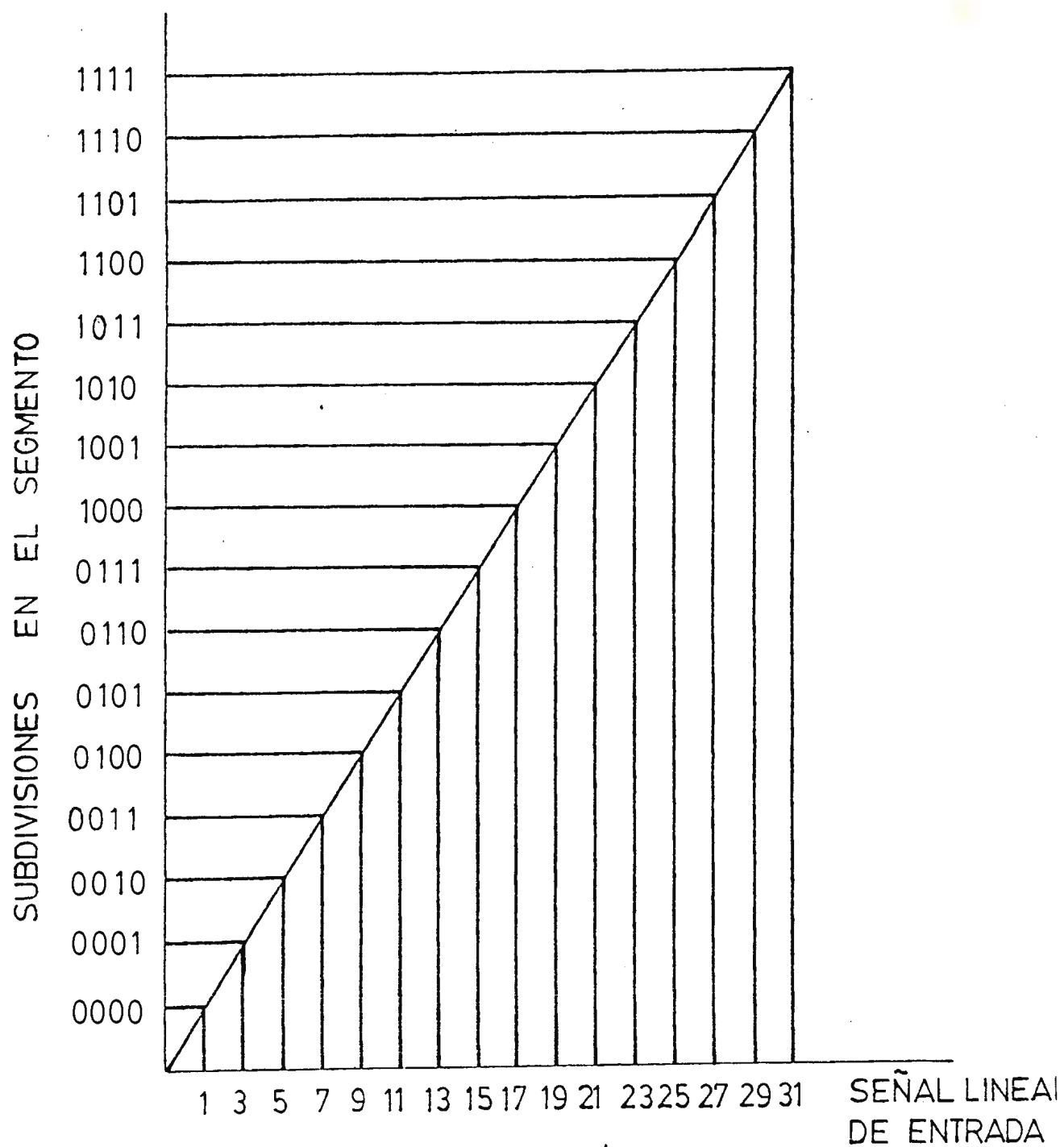


FIGURA 4.8 SUBDIVISIONES DENTRO DE CADA INTERVALO DE CUANTIFICACION.

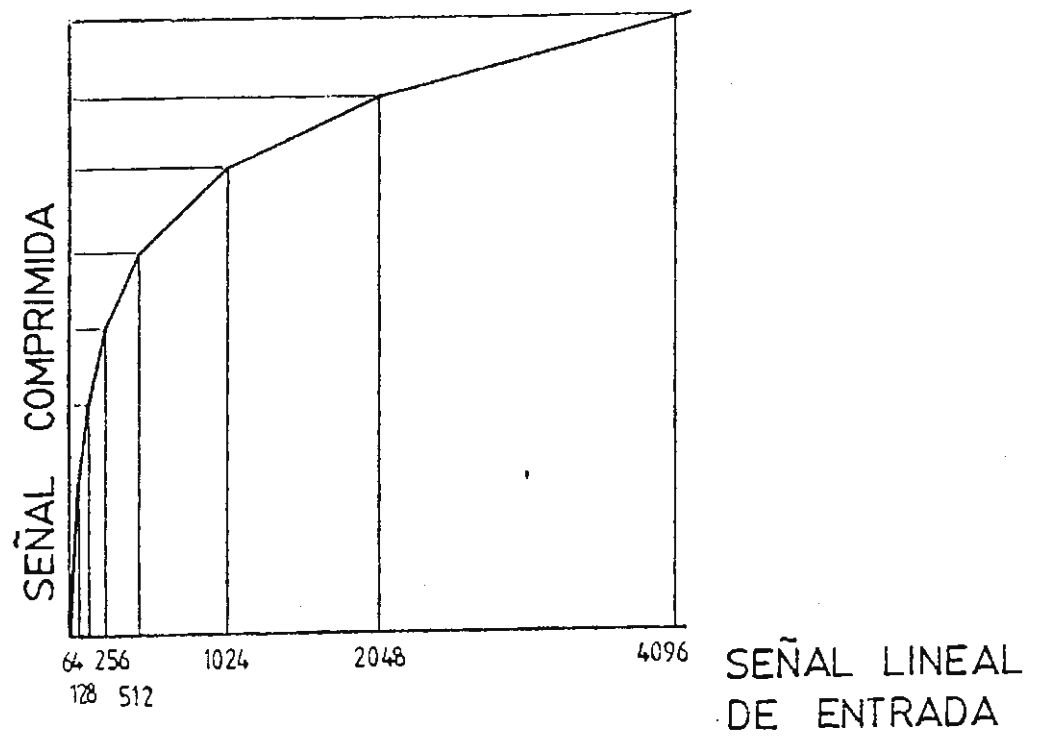


FIGURA 4.9 SEGMENTOS CORRESPONDIENTES A LA CURVA CARACTERISTICA PARA LA LEY A.

RANGO DE AMPLITUD DE ENTRADA	TAMANO DEL PASO	SEGMENTO DEL CODIGO S	CUANTIZACION DEL CODIGO Q	VALOR DEL CODIGO	AMPLITUD EN EL DECODIFICADOR
0 - 2	2	000	0000	0	1
2 - 4			0001	1	3
⋮			⋮	⋮	⋮
30 - 32		001	1111	15	31
32 - 34			0000	16	33
⋮			⋮	⋮	⋮
62 - 64			1111	31	63
64 - 68	4	010	0000	32	66
⋮			⋮	⋮	⋮
124 - 128			1111	47	126
128 - 136	8	011	0000	48	132
⋮			⋮	⋮	⋮
248 - 256			1111	63	252
256 - 272	16	100	0000	64	264
⋮			⋮	⋮	⋮
496 - 512			1111	79	504
512 - 544	32	101	0000	80	528
⋮			⋮	⋮	⋮
992 - 1024			1111	95	1008
1024 - 1088	64	110	0000	96	1056
⋮			⋮	⋮	⋮
1984 - 2048			1111	111	2016
2048 - 2176	128	111	0000	112	2112
⋮			⋮	⋮	⋮
3968 - 4096			1111	127	4032

FIGURA 4.10 TABLA DE CONVERSION DIGITAL PARA EL PROCESAMIENTO EN LEY A.

SEGMENTO	CODIGO GENERADO DE 12 BITS	CODIGO COMPRIMIDO A 8 BITS	CODIGO RECUPERADO DE 12 BITS
0	S0000000ABCD	S000ABCD	S0000000ABCD
1	S0000001ABCD	S001ABCD	S0000001ABCD
2	S000001ABCDX	S010ABCD	S000001ABCD1
3	S00001ABCDXX	S011ABCD	S00001ABCD10
4	S0001ABCDXXX	S100ABCD	S0001ABCD100
5	S001ABCDXXXX	S101ABCD	S001ABCD1000
6	S01ABCDXXXXX	S110ABCD	S01ABCD10000
7	S1ABCDXXXXXX	S111ABCD	S1ABCD100000

FIGURA 4.11 RELACION DE CODIGOS EN LA COMPRESION Y EXPANSION DIGITAL.

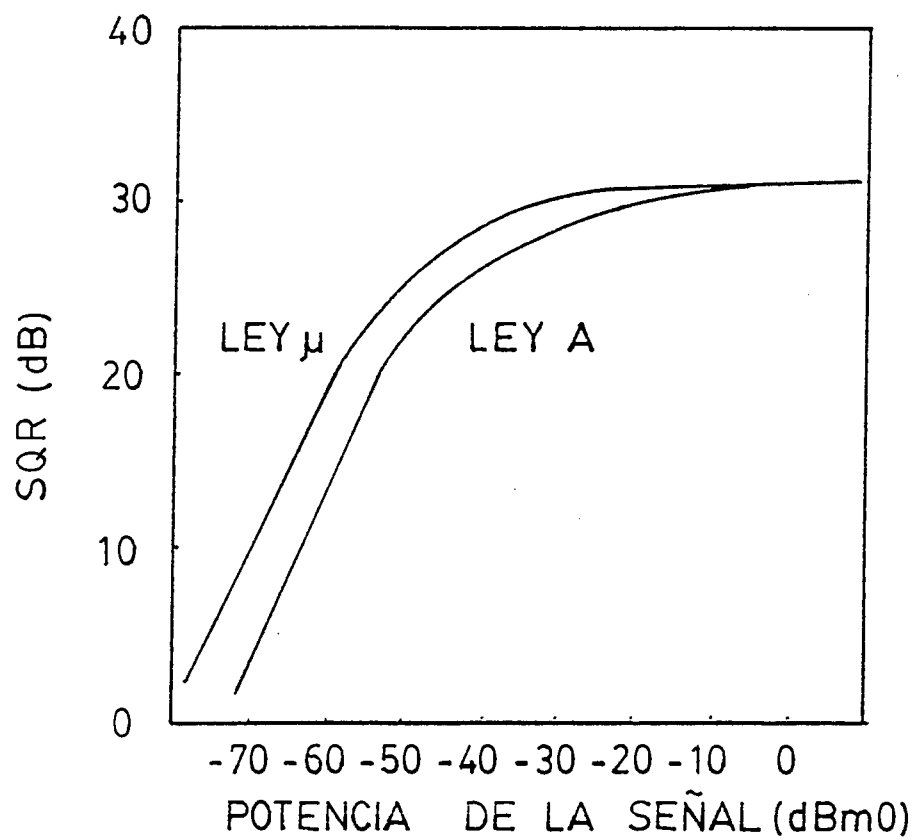


FIGURA 4.12 RAZON SEÑAL A RUIDO PARA SISTEMAS PCM μ Y A
PARA UNA SEÑAL DE ENTRADA SENOIDAL.

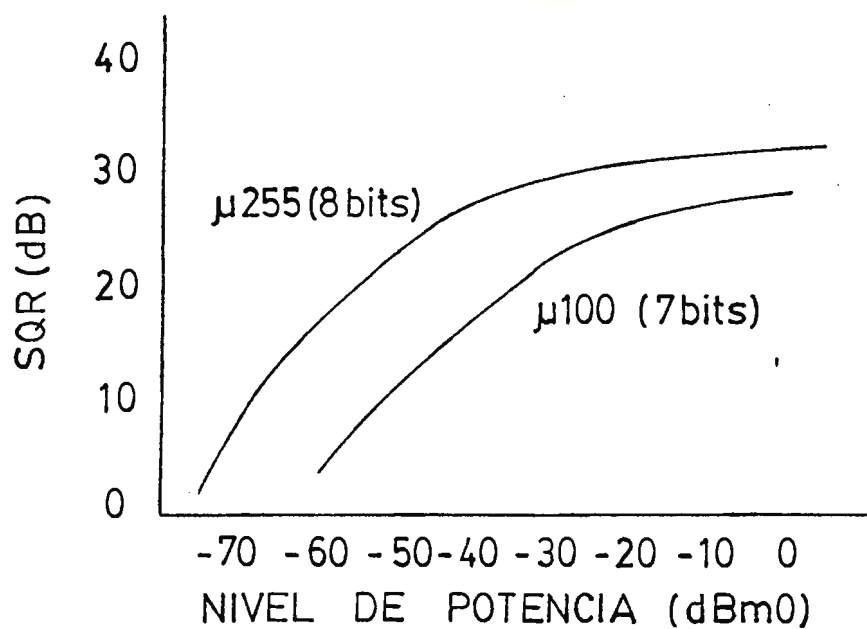


FIGURA 4.13 RELACION ENTRE EL NIVEL DE POTENCIA Y EL SQR PARA UNA SEÑAL SENOIDAL EN LAS CARACTERISTICAS μ_{255} Y μ_{100} .

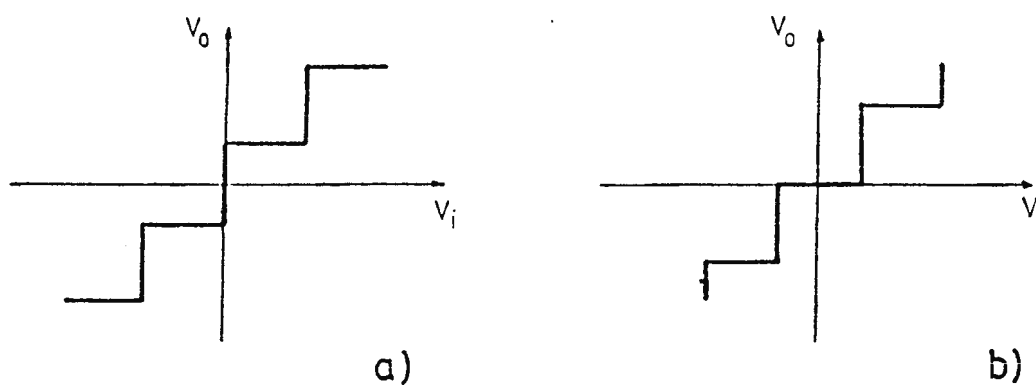


FIGURA 4.14 a) CUANTIFICADOR MID-RISER.
b) CUANTIFICADOR MID-TREAD.

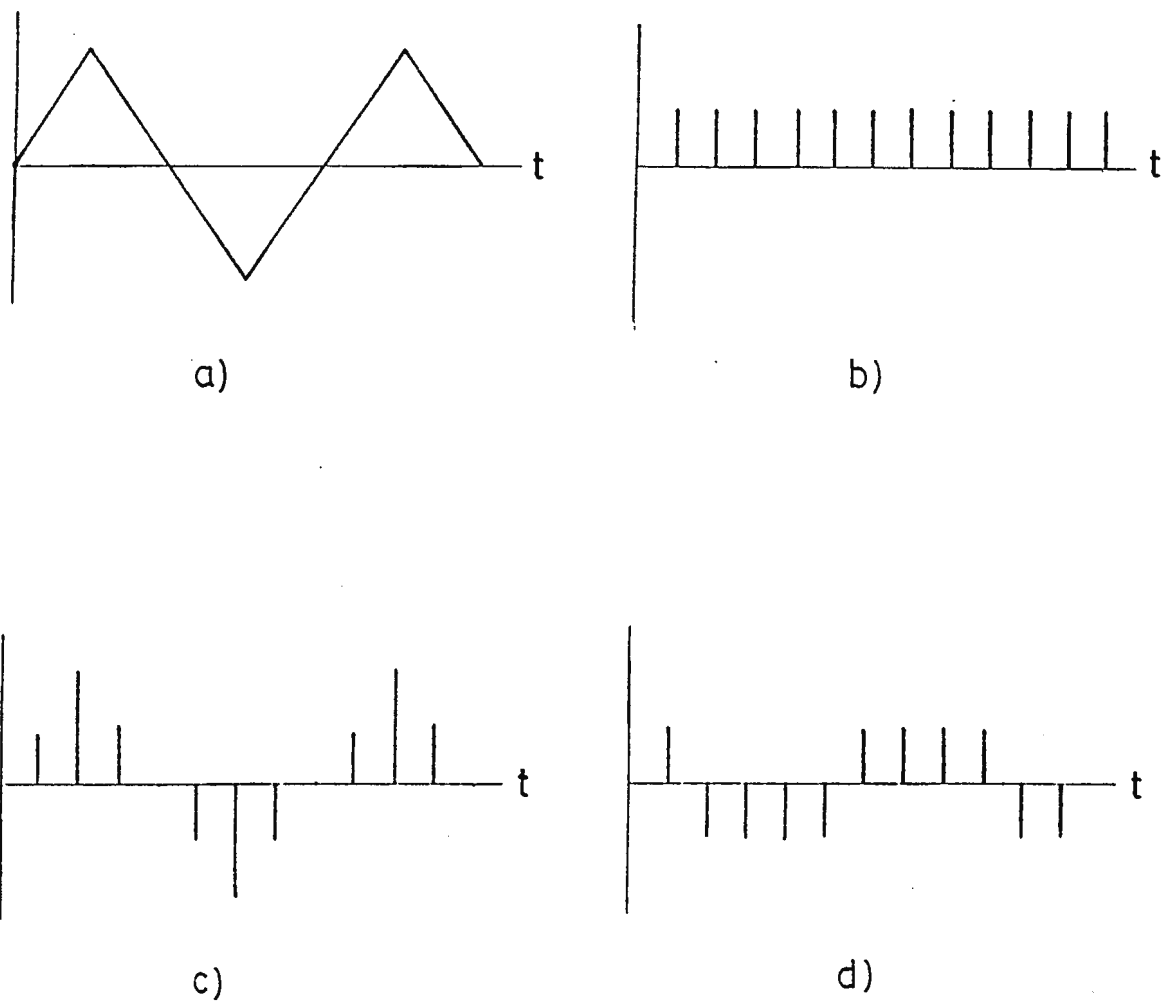


FIGURA 4.15 a) SEÑAL EN TIEMPO DE BANDA B.
 b) IMPULSOS DE MUESTREO $f_m \gg B$.
 c) MUESTRAS PAM.
 d) DIFERENCIAS ENTRE MUESTRAS CONSECUTIVAS.

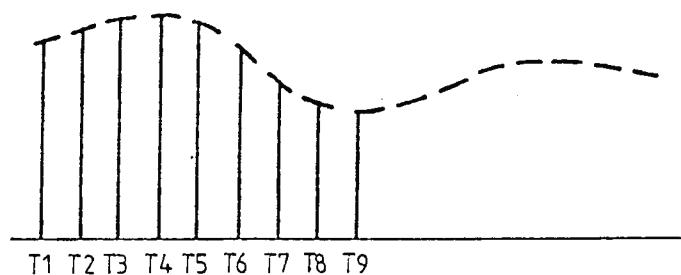


FIGURA 4.16 MUESTRAS TOMADAS A UN INTERVALO DE MUESTREO PEQUEÑO.
COMO PUEDE VERSE, LA SEÑAL VARIA POCO EN EL TIEMPO.

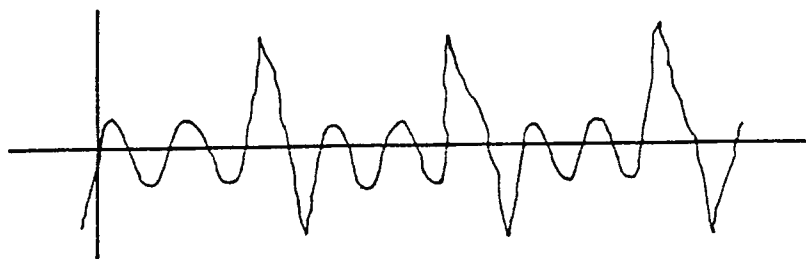


FIGURA 4.17 REPRESENTACION DE UNA SEÑAL CICLICA.

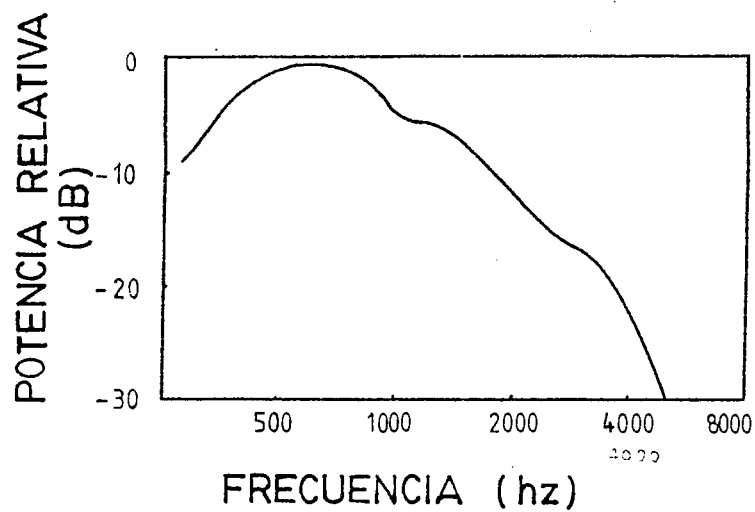


FIGURA 4.18 DENSIDAD ESPECTRAL DEL HABLA (TERMINO LARGO).

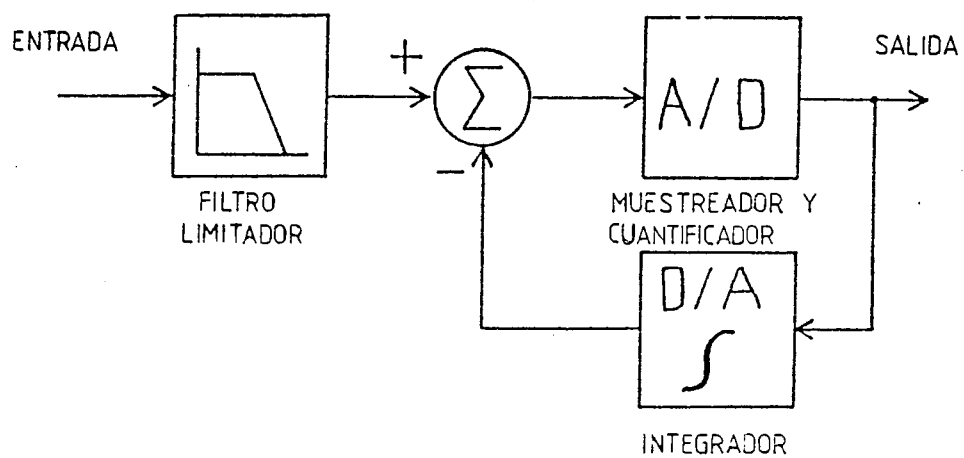


FIGURA 4.19 ESQUEMA GENERAL DE LOS SISTEMAS DPCM.

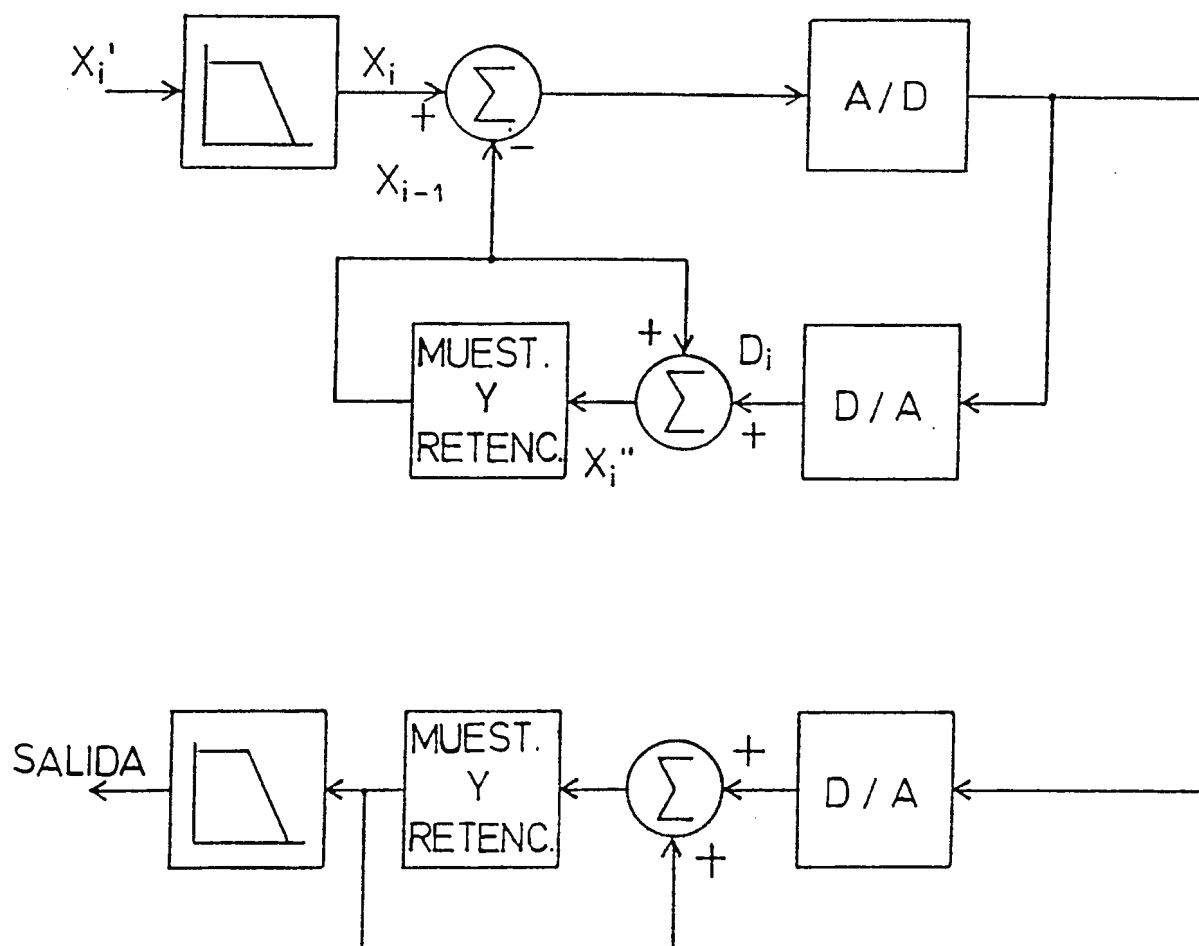


FIGURA 4.20 ESQUEMA DEL PROCESO DPCM MEDIANTE CIRCUITERIA ANALOGICA.

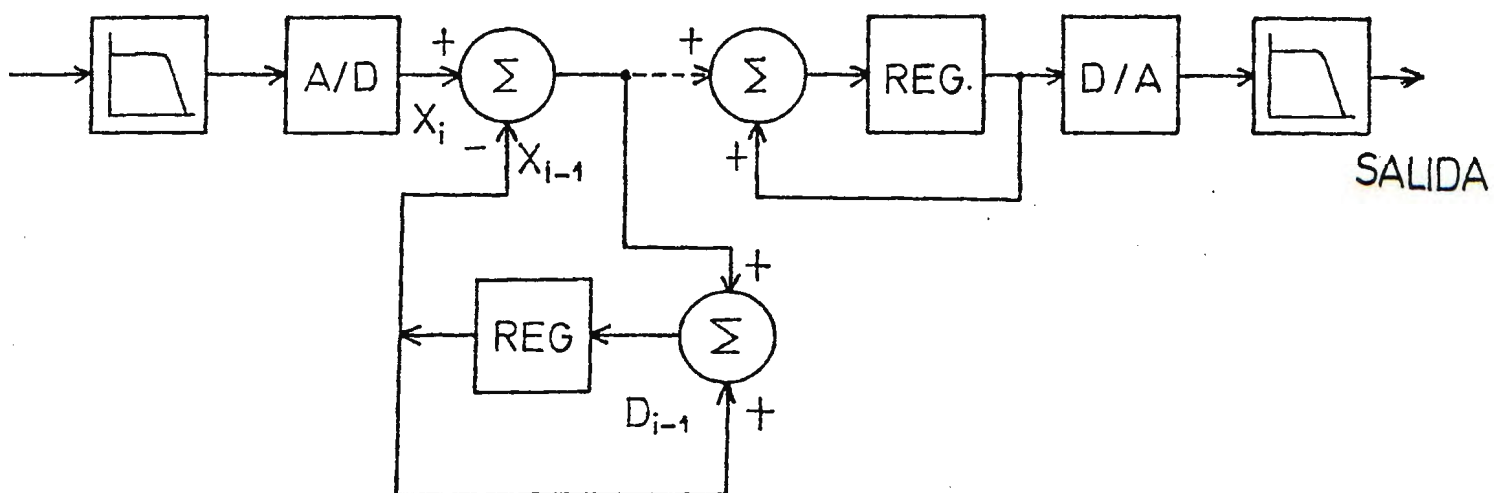


FIGURA 4.21 IMPLEMENTACION DIGITAL DE LA TECNICA
MICD.

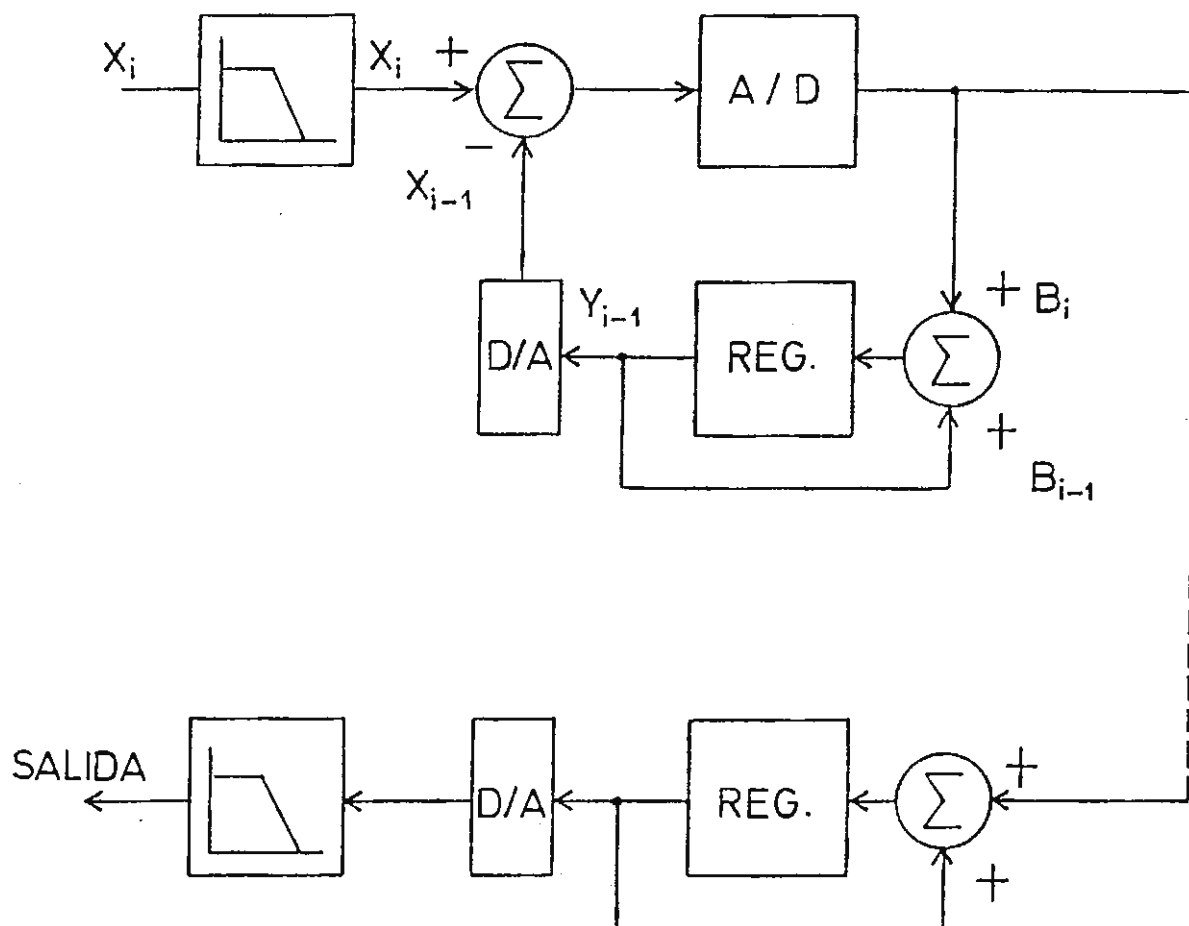


FIGURA 4.22 ESQUEMA DEL PROCESO DPCM MEDIANTE CIRCUITERIA ANALOGICA-DIGITAL.

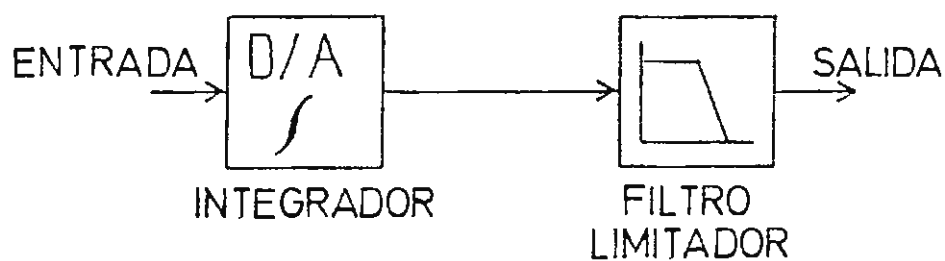


FIGURA 4.23 COMPOSICION ELEMENTAL DEL RECEPTOR NICD.

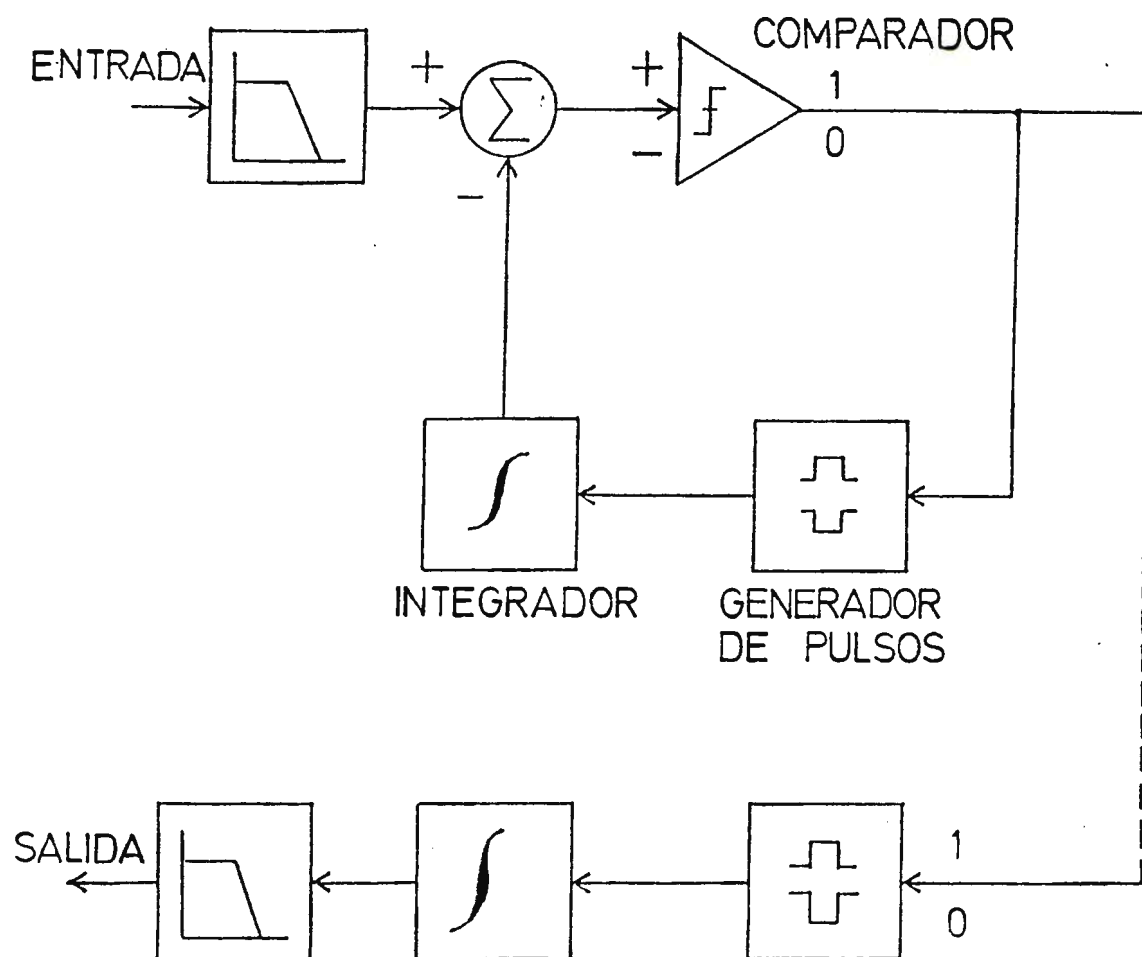


FIGURA 4.24 REPRESENTACION DEL CODIFICADOR-DECODIFICADOR
PARA UN MODULADOR DELTA.

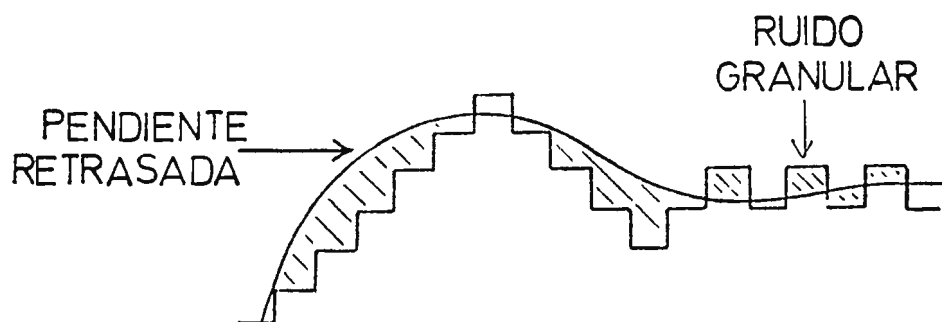


FIGURA 4.25 Y 4.26 REPRESENTACION DEL FUNCIONAMIENTO DE UN MODULADOR DELTA.
LA CURVA CONTINUA ES LA SEÑAL DE INFORMACION Y LA ESCALONADA
LA GENERADA EN EL INTEGRADOR.

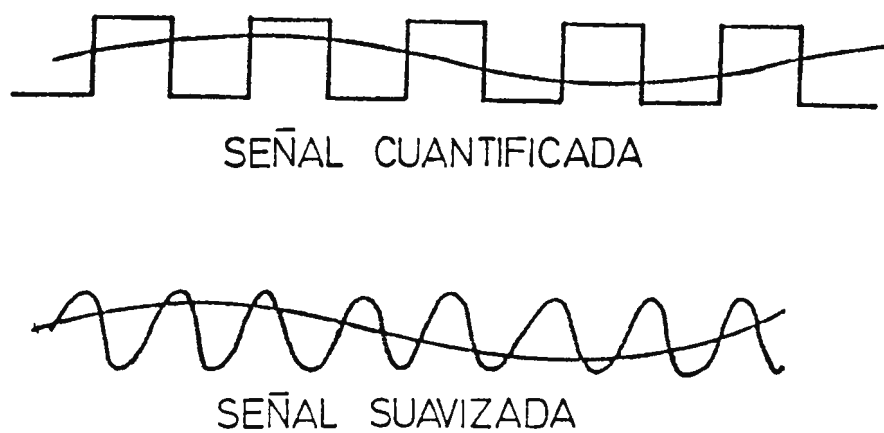


FIGURA 4.27 REPRESENTACION DEL RUIDO GRANULAR Y
SU EFECTO DESPUES DEL FILTRADO.

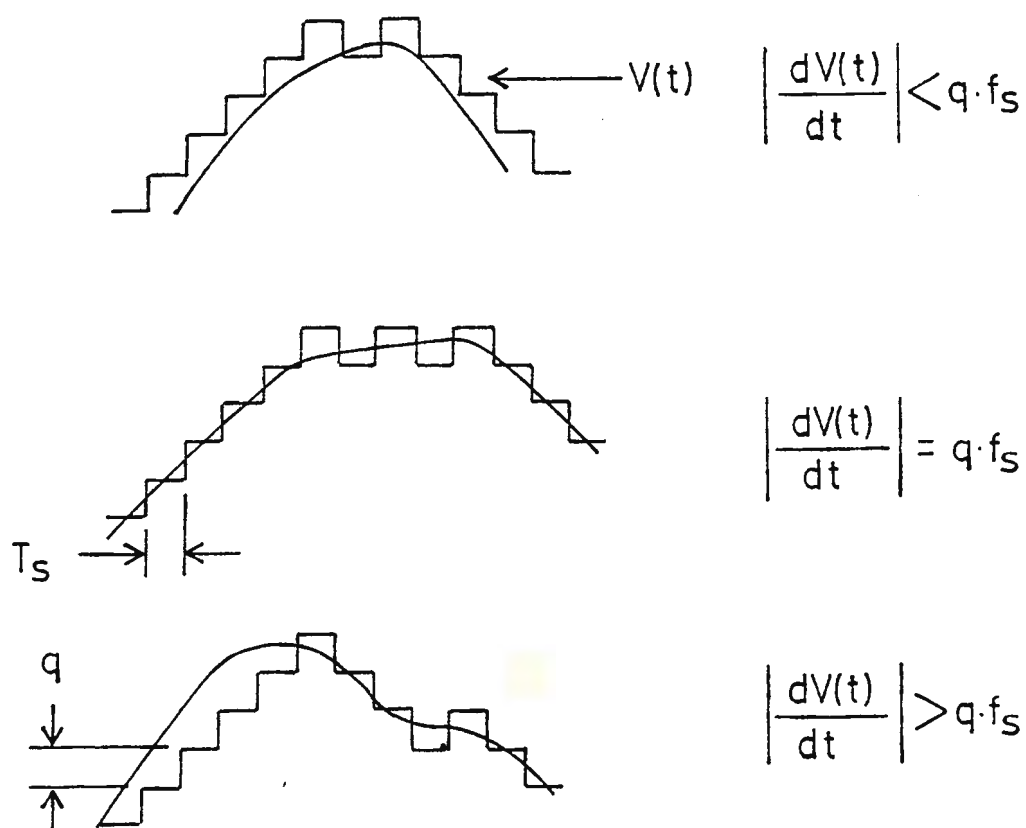


FIGURA 4.28 REPRESENTACION DEL EFECTO DE LA PENDIENTE RETRASADA EN EL SEGUIMIENTO DE UNA SENAL DE ENTRADA.

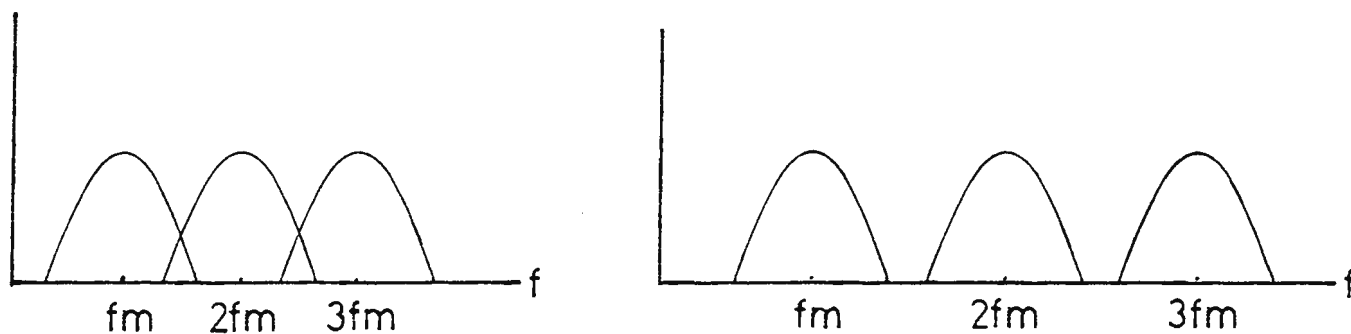


FIGURA 4.29 a) ESPECTROS TRASLADADOS DEBIDO A UNA FRECUENCIA DE MUESTREO BAJA.
b) ESPECTRO DE UNA SENAL MUESTREADA A UNA FRECUENCIA ALTA.

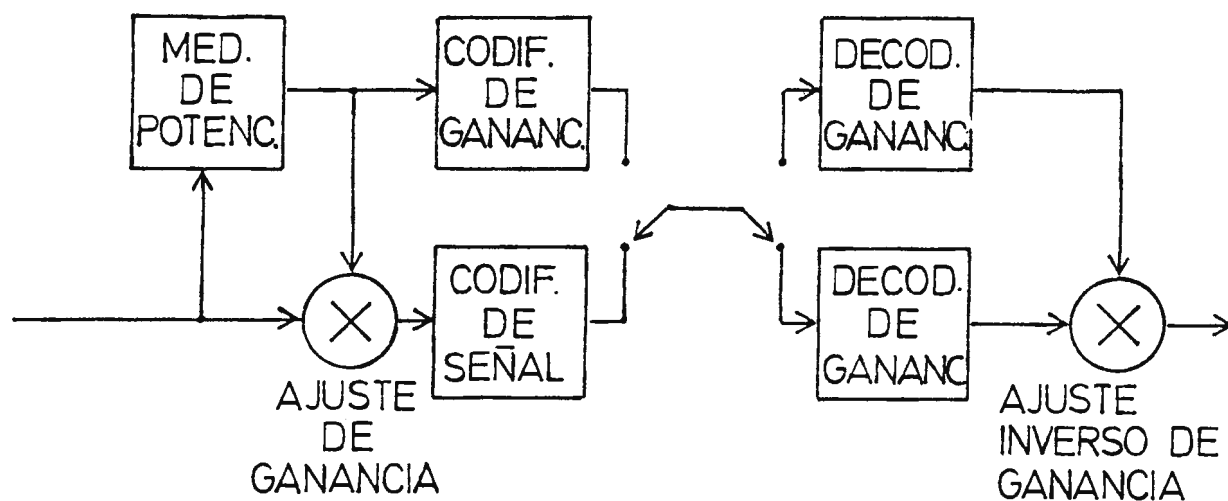
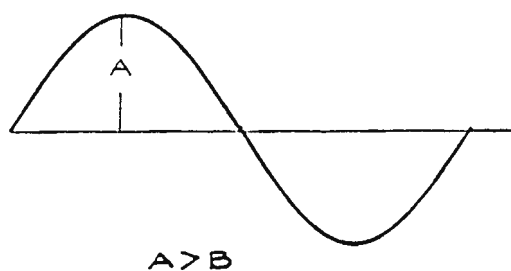


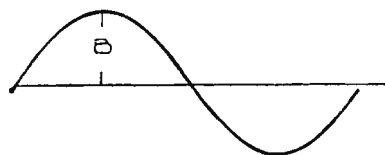
FIGURA 4.30 PROCESAMIENTO EN LA TECNICA APCM.



Esta senal requiere
para la resolucio
n un numero de
codigos asi:

256
255
:
:
2
1

2^8 CODIGOS



Esta senal requiere
para la misma reso-
lucion R un numero
de codigos menor:

64
63
:
:
2
1

2^6 CODIGOS

FIGURA 4.31 REPRESENTACION DE LA REDUCCION DE BITS POR LA DISMINUCION DE LA AMPLITUD DE LA SENAL.

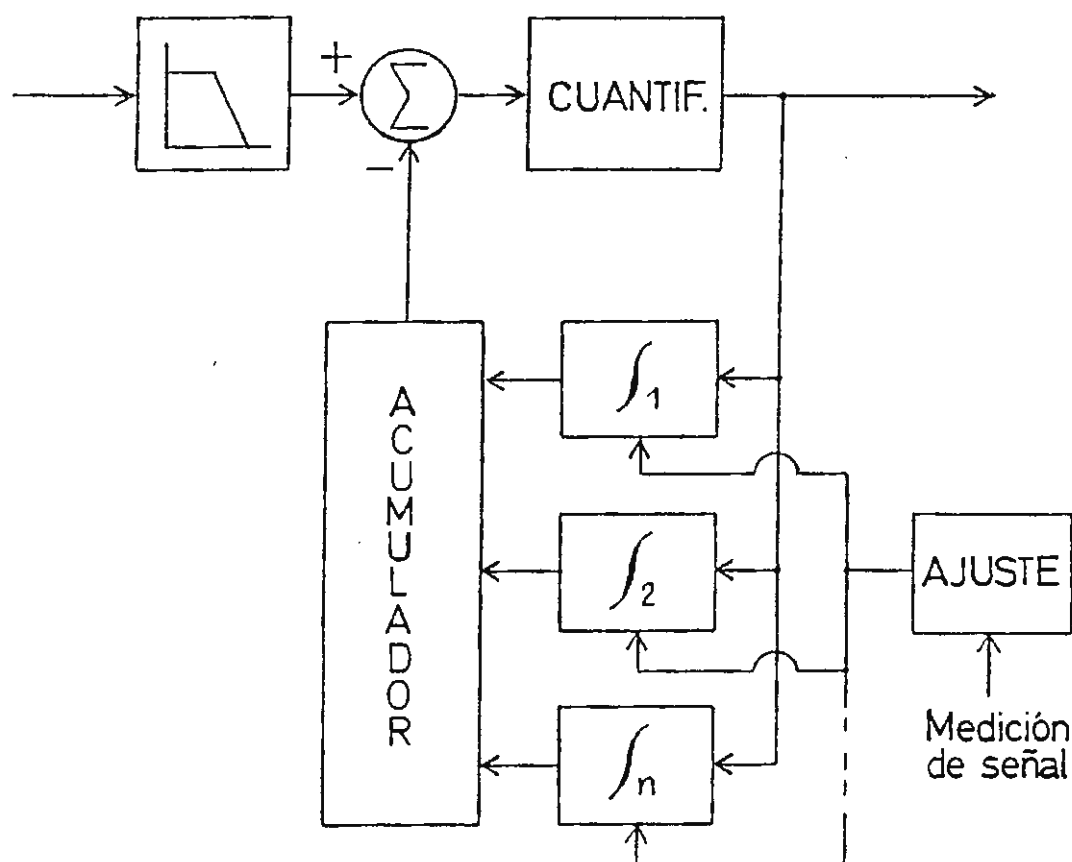


FIGURA 4.32 CUANTIFICADOR DIFERENCIAL DE ORDEN n DE PREDICTIVIDAD.

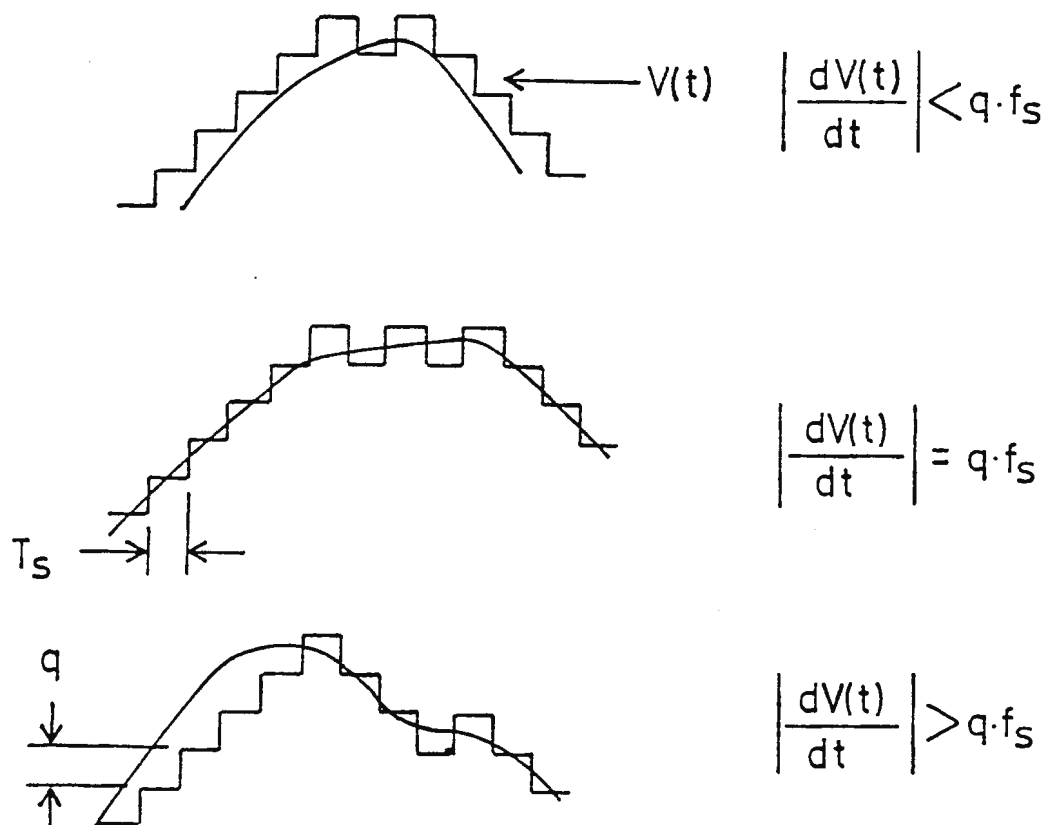


FIGURA 4.33 CARACTERISTICA DE CUANTIFICACION DE UN MODULADOR DELTA ADAPTATIVO.

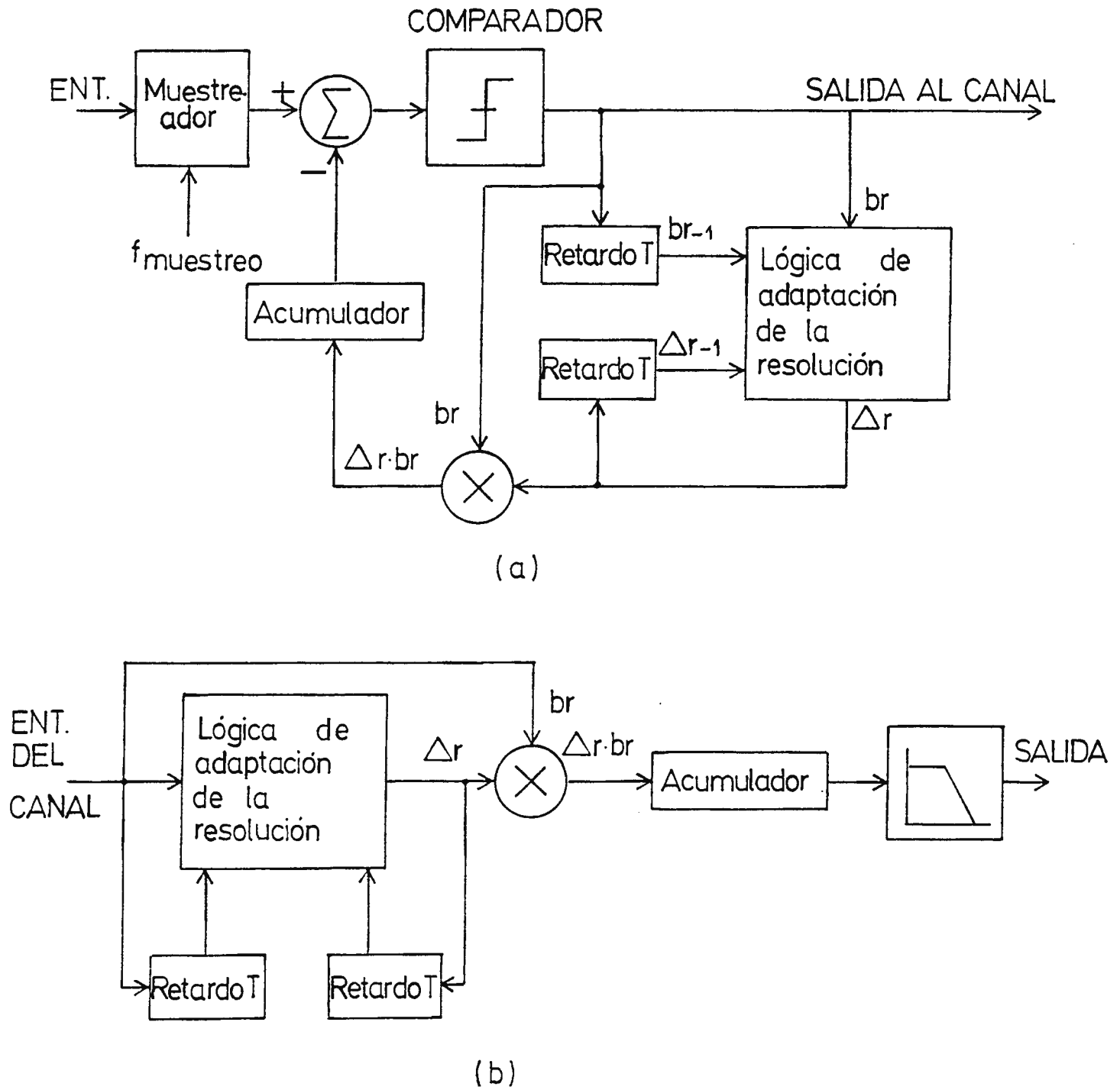
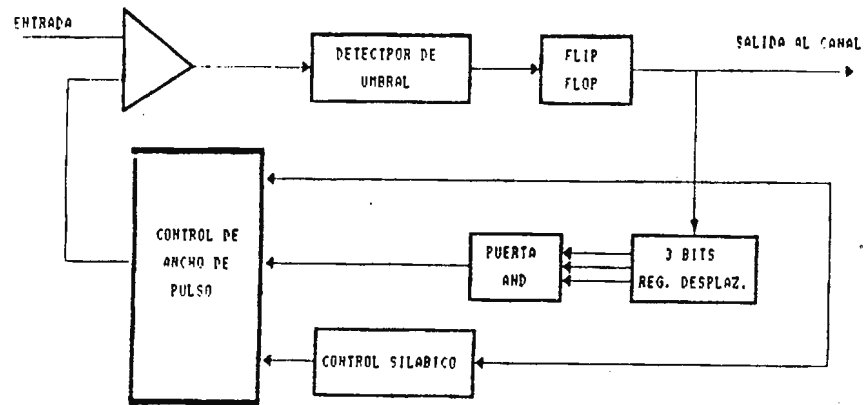


FIGURA 4.34 a) TRANSMISOR DELTA ADAPTATIVO.
b) RECEPTOR DELTA ADAPTATIVO.



(a)



(b)

FIGURA 4.35 a) ESQUEMA DE UN CODIFICADOR CUSD.

b) DECODIFICADOR.

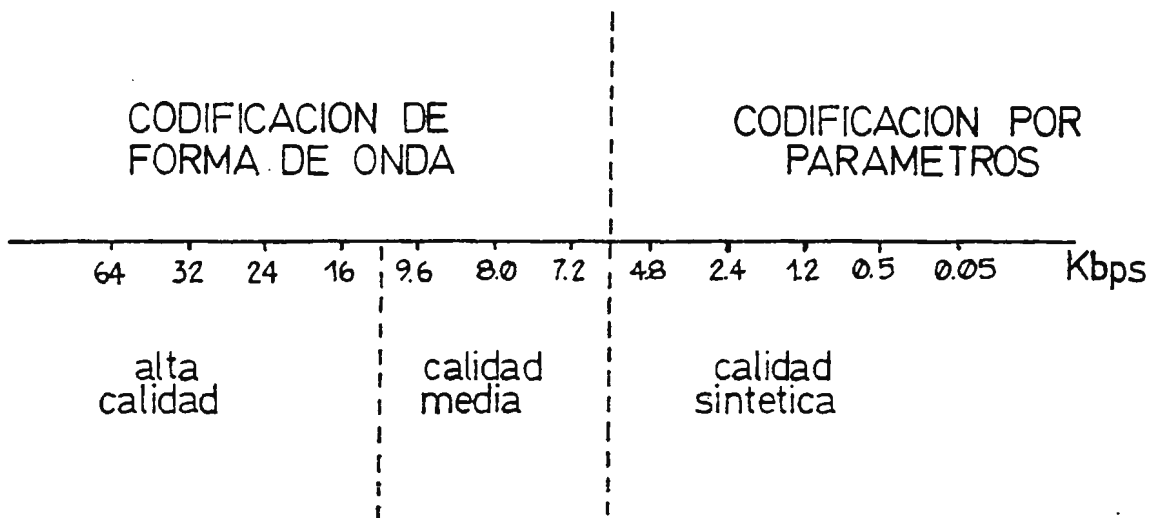


FIGURA 4.36 COMPARACION ENTRE LAS DISTINTAS CALIDADES DE REGENERACION DE ACUERDO A LA VELOCIDAD DE TRANSMISION.

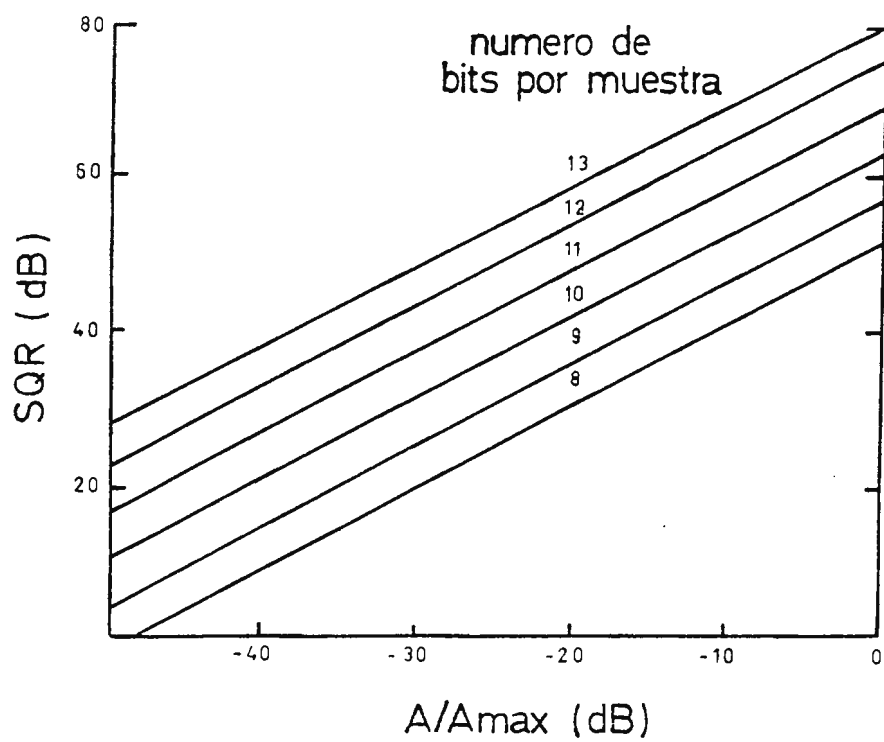


FIGURA 4.27 DESEMPEÑO EQUIVALENTE DE SISTEMAS MLC A DIFERENTE
NÚMERO DE BITS POR CÓDIGO.

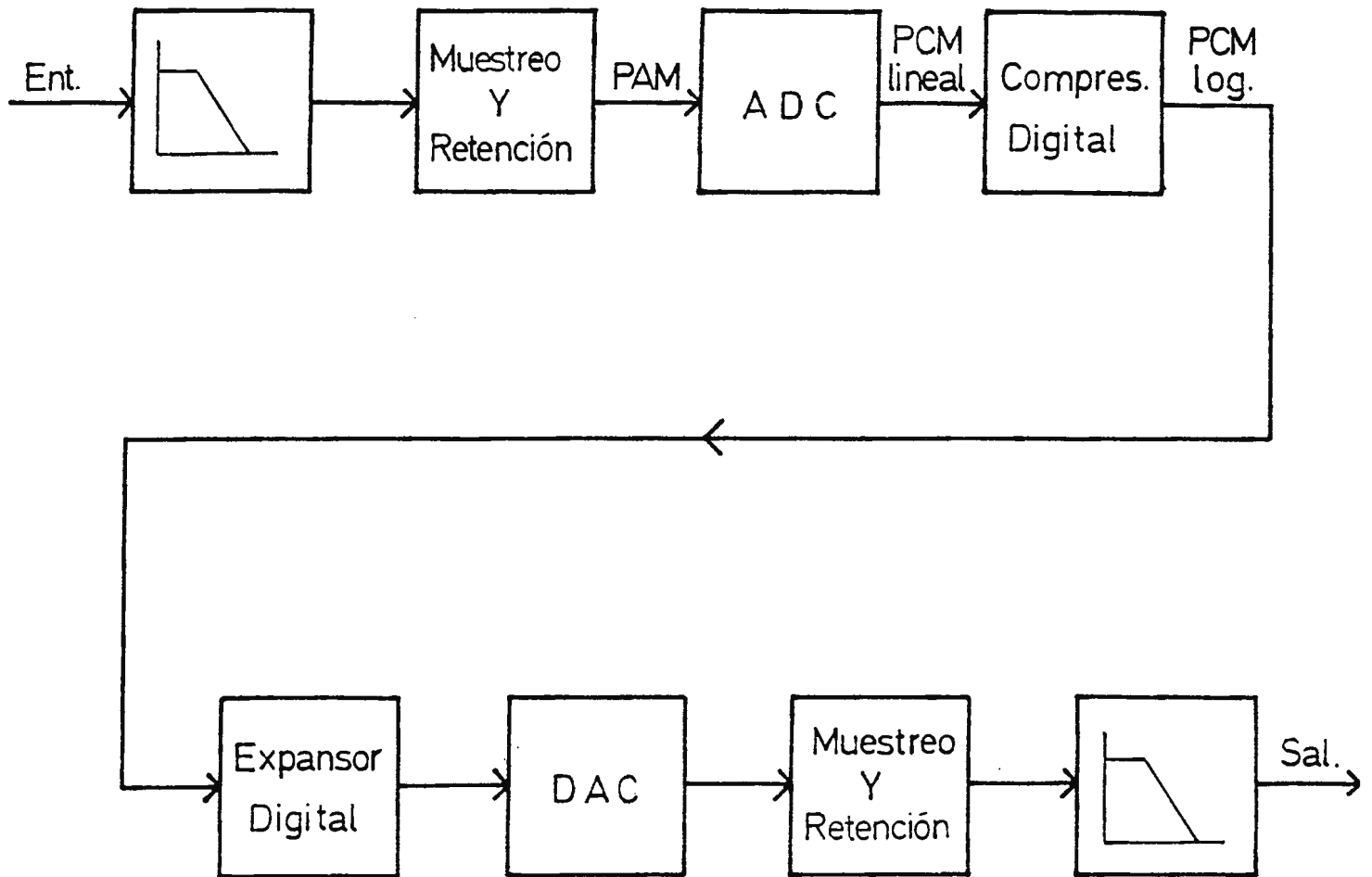


FIGURA 1.33 DIAGRAMA A BLOQUES DE UN SISTEMA DE COMUNICACION
MIC CON COMPANSION DIGITAL.

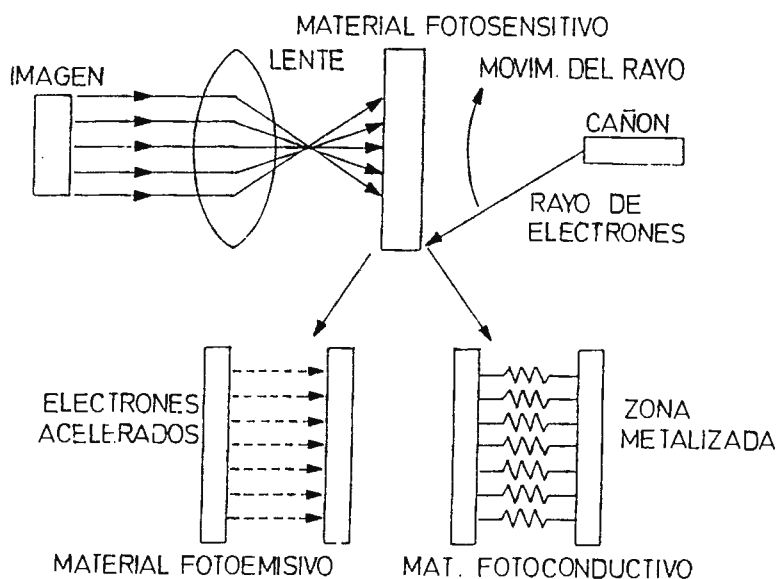


FIGURA 5.1. DIAGRAMA SIMPLIFICADO DEL PROCESO DE DIGITALIZACION DE IMAGENES EN UNA CAMARA BLANCO Y NEGRO.

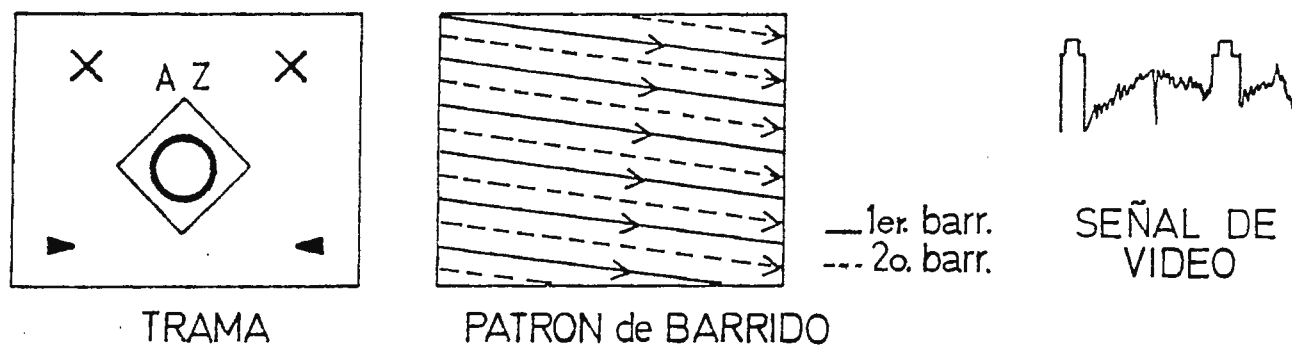
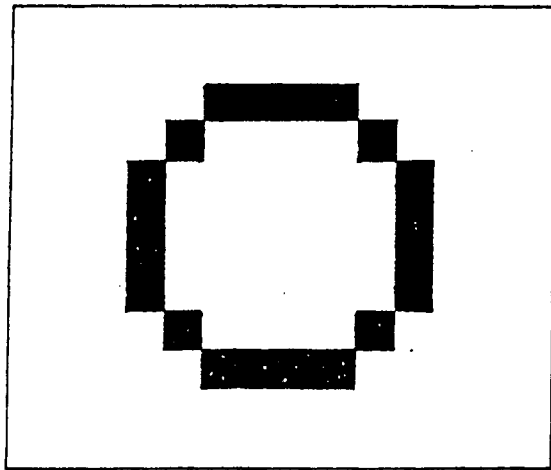
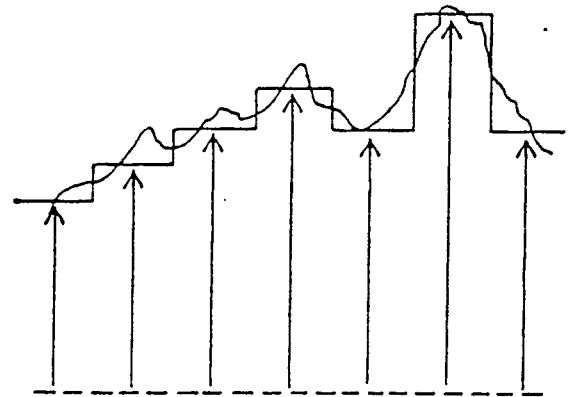


FIGURA 5.2 PROCESO DE BARRIDO DE UNA SENAL DE VIDEO.

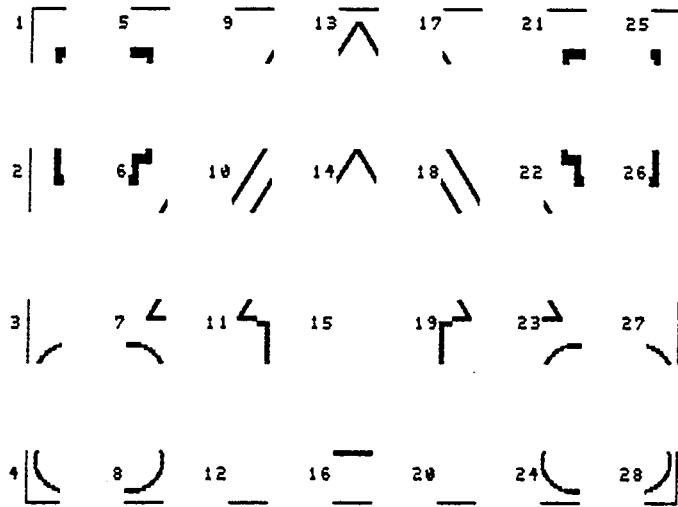
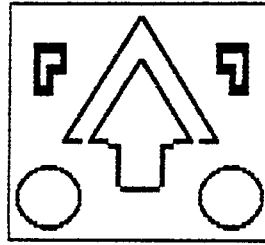


MUESTREO



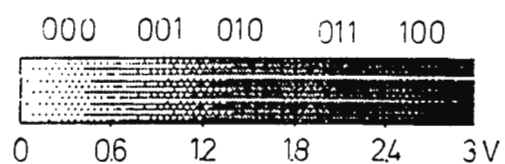
CUANTIFICACION

FIGURA 5.3 PROCESO DE MUESTREO DE UNA IMAGEN.

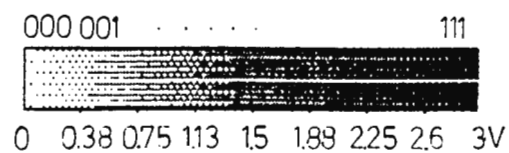


No. PIXEL	COORDENADAS
1	0,0
2	1,0
3	2,0
4	3,0
5	0,1
6	1,1
7	2,1
...	...
27	2,6
28	3,6

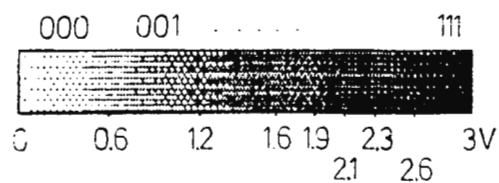
FIGURA 5.4 PROCESO DE SEGMENTACION DE UNA IMAGEN.



L INEFCIENTE
Cuantificación Lineal



L EFICIENTE
Cuantificación Lineal



L EFICIENTE
Cuantificación no Lineal

FIGURA 5.5 COMPOSICION DE LAS ESCALAS DE GRIS.

	N I V E L E S D E G R I S							
CANTIDAD DE PIXELES	2	4	8	16	32	64	128	256
32x32=1024	1024	2048	3072	4096	5120	6144	7168	8192
64x64=4096	4096	8192	12288	16384	20480	24576	28672	32768
128x128=16384	16384	32768	49152	65536	81920	98304	114688	131072
256x256=65536	65536	131072	196608	262144	327680	393216	458752	524288
512x512=262144	262144	524288	786432	1048576	1310720	1572864	1835008	2097152

FIGURA 5.6 CANTIDAD DE BITS REQUERIDOS PARA
DIGITALIZAR UNA IMAGEN.

	N I V E L E S D E G R I S							
CANTIDAD DE PIXELES	2	4	8	16	32	64	128	256
32x32=1024	128	256	512		1024			
64x64=4096	512	1024	2048		4096			
128x128=16384	2048	4096	8192		16384			
256x256=65536	8192	16384	32768		65536			
512x512=262144	32768	65536	131072		262144			

FIGURA 5.7 CANTIDAD DE BYTES REQUERIDOS PARA
DIGITALIZAR UNA IMAGEN.

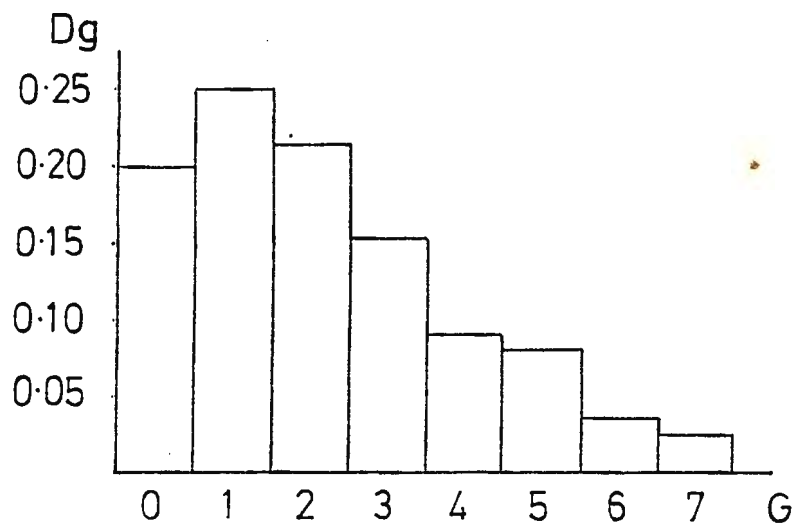


FIGURA 5.9 COMPOSICION DEL HISTOGRAMA DE UNA IMAGEN.

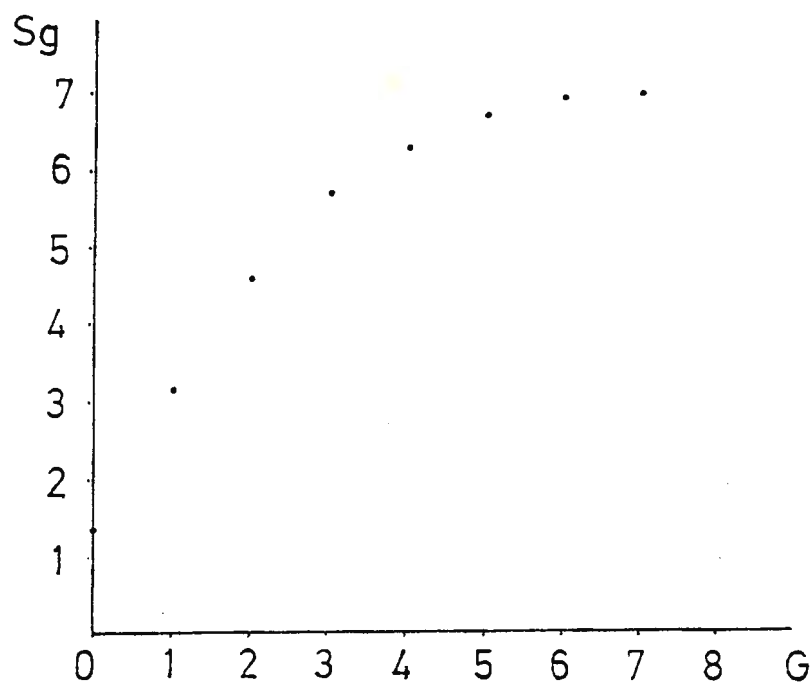


FIGURA 5.10 CURVA DE TRANSFERENCIA DE LA TRANSFORMACION DE LOS NIVELES DE GRIS DE UNA IMAGEN.

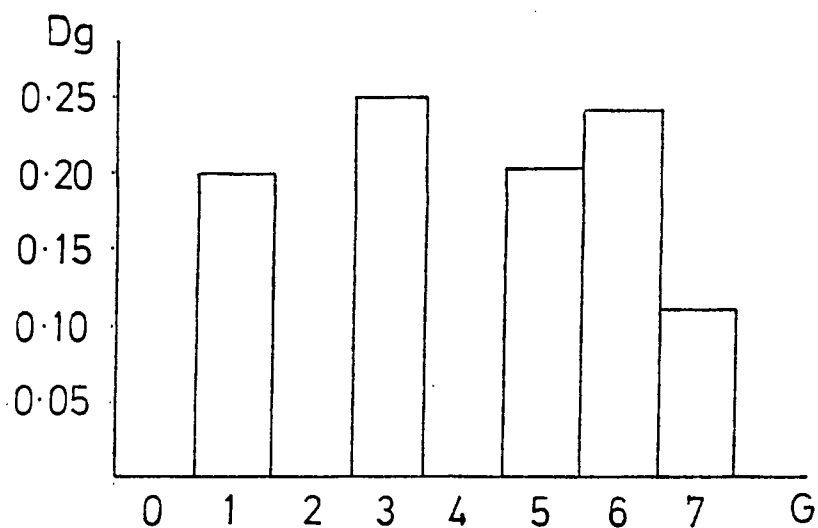


FIGURA 5.11 COMPOSICION DEL HISTOGRAMA DESPUES DE LA TRANSFORMACION DE LOS NIVELES DE GRIS DE LOS PÍXELES.

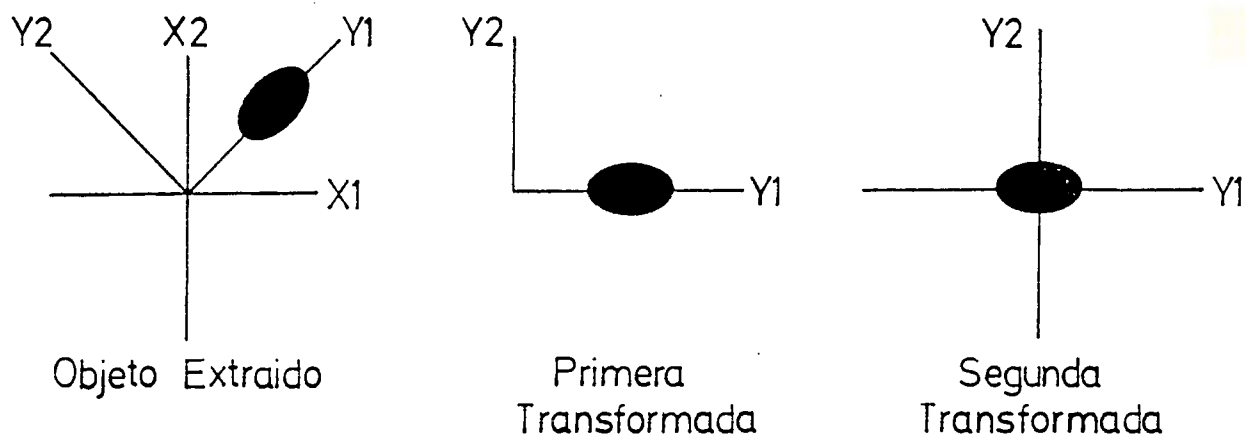


FIGURA 5.12 ROTACION DE UN CUERPO POR LA TRANSFORMADA DE HOTELLING.

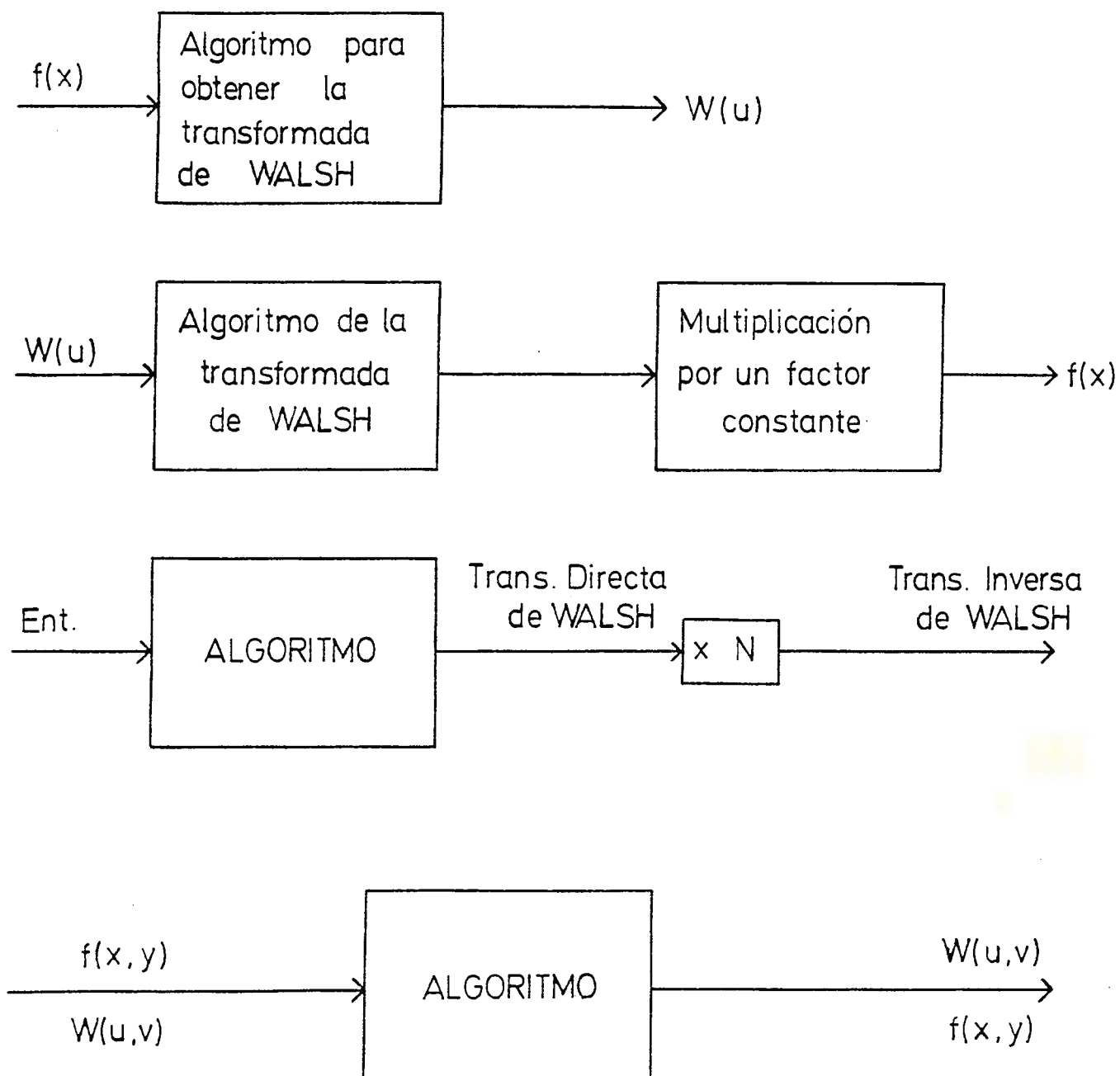


FIGURA 5.12 DIAGRAMA A BLOQUES PARA FUNCIONES DE UNA Y DOS VARIABLES.

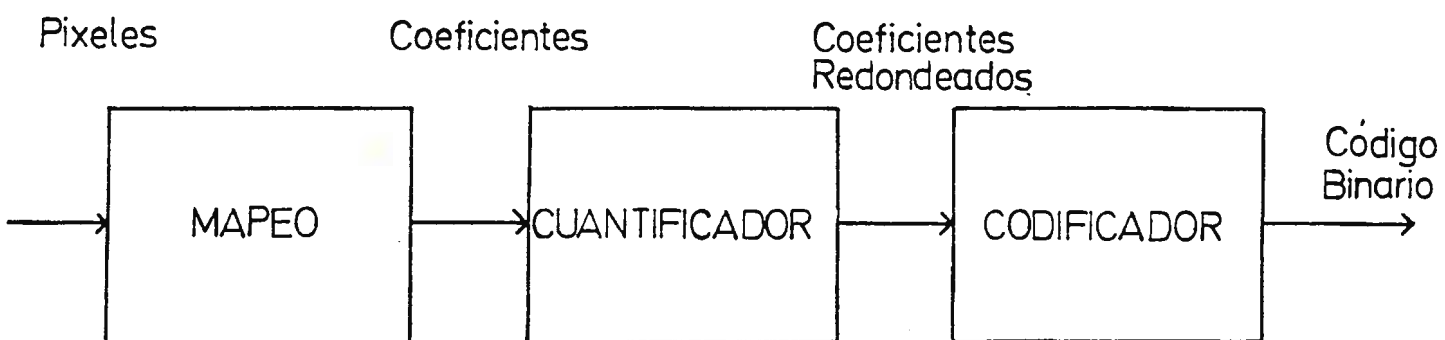


FIGURA 5.14 REPRESENTACION DEL PROCESO DE CODIFICACION.

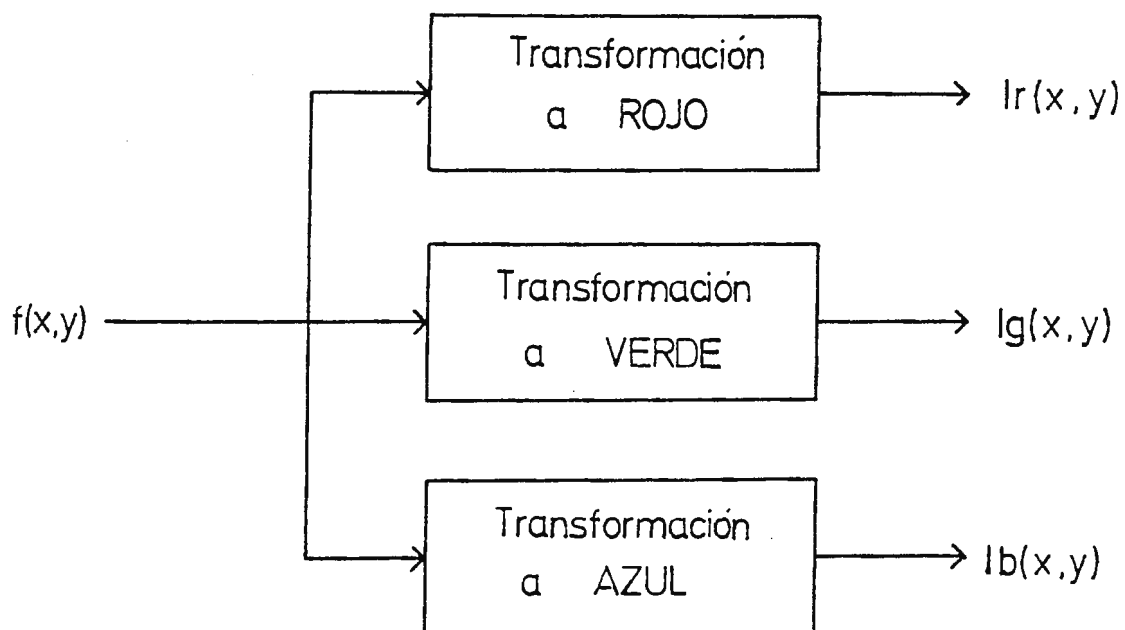


FIGURA 5.15 DIAGRAMA A BLOQUES DEL PROCESAMIENTO POR TRANSFORMACION DEL NIVEL DE GRIS.

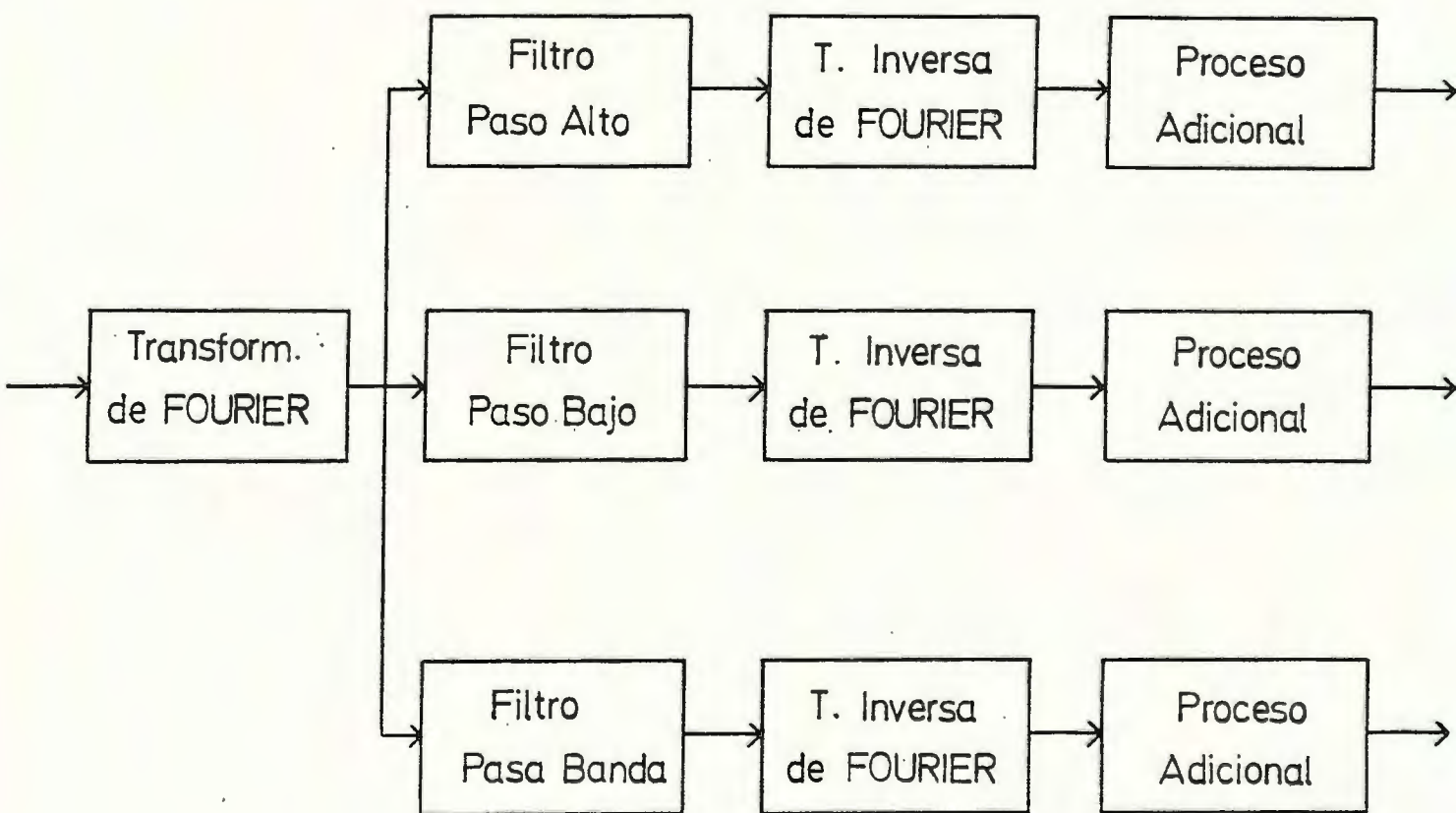


FIGURA 5.15 DIAGRAMA A BLOQUES DEL PROCESAMIENTO DE COLOR POR FILTRADO.

BIBLIOGRAFIA

- * Keiser, Bernard E., "BROADBAND CODING, MODULATION AND TRANSMISSION ENGINEERING". Prentice Hall, New Jersey, 1989. Capítulos: 1. Introduction to broadband communication system, 2. Digital transmission, 3. Video encoding.
- * "POWER C: The high performance C compiler". MIX Software, 1988.
- * Bose, N. K., "DIGITAL FILTERS". North Holland, New York, 1985. Capítulos : 1. Introduction and motivation, 5. Error analysis.
- * Gonzalez, R. P. , "DIGITAL IMAGE PROCESSING" 2a ed. Addison-Wesley Publishing Company, Massachusetts, 1987. Capítulos: 1. Introcuccion, 2. Digital image fundamentals, 4. Image enhancement, 5. Image restoration, 6. Image encoding.
- * Bellamy, John. , "DIGITAL TELEPHONY". John Wille & Sons, New York, 1982. Capítulos: 1. Background and terminology, 2. Why digital ? , 3. Voice digitalization.
- * Keiser, B. E./Strange, E. "DIGITAL TELEPHONY AND NETWORK INTEGRATION". Van Nostrand Reinhold Company Inc., 1985. Capítulos: 2. Speech digitization fundamentals, 3. Pulse code modulation, 4. Efficient speech coding techniques, 5. Digital techniques in the telephone network.

- * Meadows, Richard. "PASCAL FOR ELECTRONICS AND COMUNICATIONS". Howard W. Sams & Co., Indianapolis, 1985.
- * Tomasi, Wayne. "ELECTRONIC COMUNICATION SYSTEM FUNDAMENTALS THROUGH ADVANCED". Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1988. Capítulos: 13. Digital communications, 14. Data communications, 15. Data communications protocols, 16. Digital transmission, 17. Digital multiplexing, 18. Frequency-Division multiplexing.
- * Martínez Palomares, Antonio. "SISTEMAS MIC. MODULO 1: FUNDAMENTOS DE LOS SISTEMAS MIC". C.T.N.E., Depto. de personal y asuntos sociales, Subdirección de formación técnica, INCATEL, Edición Provisional.
- * Savitch, Walter J. "TURBOPASCAL 4.0/5.0. AN INTRODUCTION TO THE ART AND SCIENCE OF PROGRAMMING" Benjamin Cumnigs ed., San Diego, California, 1989.
- * Lafore, Robert. "ASSEMBLY LANGUAGE PRIMER FOR THE IBM PC & AT". Plume-Waite ed. New York, 1984.
- * Lathi, B. P. "SISTEMAS DE COMUNICACION". Interamericana ed. 1 ed. en español, México, 1986.
- * Gonzalez, N. "COMUNICACIONES Y REDES DE PROCESAMIENTO DE DATOS". McGraw Hill. Bogotá, Colombia, 1987.

- * Boylestad, R./L. Nashelsky. "ELECTRONICA, TEORIA DE CIRCUITOS". Prentice Hall ed. 4a. ed., México, 1989.
- * Prestopnik, R. J. "TEH MICROPROCESSOR PERIPHERAL IC REFERENCE MANUAL". Prentice Hall ed. New Jersey, 1989.
- * Brey, Barry B. "8086/8088 MICROPROCESSOR, ARCHITECTURE, PROGRAMMING AND INTERFACING". Merrill Publishing Co., Columbus, Ohio, 1987. Capítulos 2. Addressing Modes, 8. Base I/O interface, 9. Interrupts.
- * "TELECOMMUNICATION CIRCUITS, TRANSMISSION, SWITCHING, SUBSCRIBER AND TRANSIENT SUPPRESSORS". Texas Instrument, Texas, 1988/1989.
- * "TURBOPASCAL 4.0", Manual del Usuario.
- * "LINEAR DATABOOK". National Semiconductor Corporation, 1982.
- * "TTL LOGIC DATABOOK". Texas Instrument, Texas, 1988.
- * "DIGITAL COMMUNICATION VOL.1: PULSE MODULATION AND SAMPLING". LAB-VOLT, 1a. ed., Québec, Canadá, 1987.