ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

TESIS DE GRADO

"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN SISTEMA DE MODULACIÓN Y DEMODULACIÓN DIGITAL"

PREVIA A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO EN ELECTRÓNICA Y TELECOMUNICACIONES

WILSON GERARDO SALCEDO VALLEJO

RODRIGO MIGUEL VERA GONZÁLEZ

1999

DEDICATORIA:

A Dios y a mis mejores amigos, mis padres.

GERARDO SALCEDO

DEDICATORIA:

A mi familia, en especial a mis padres, tía y hermanos a los cuales con mucho orgullo y satisfacción puedo dedicársela.

RODRIGO VERA

AGRADECIMIENTO

- A mis padres por su apoyo y comprensión.
- A mi amigo Rodrigo por ser un gran compañero de trabajo.

GERARDO SALCEDO

AGRADECIMIENTO

- A Dios por su guía en los momentos difíciles.
- A mis padres por su apoyo en todo instante.
- A los padres de Gerardo por su gran compresión y apoyo.

RODRIGO VERA

CERTIFICACIÓN

Certifico que bajo mi dirección la presente tesis fue realizada en su totalidad por los señores:

Wilson Gerardo Salcedo Vallejo.

Rodrigo Miguel Vera González.

Ing. Ramiro Morejón

DIRECTOR

INDICE GENERAL

1 *MODULACIÓN* 2

1.1 INTRODUCCIÓN 2

1.1.1 Facilidad de radiación 3

1.1.2 Transmisión simultánea de varias señales 4

1.2 MODULACIÓN DE AMPLITUD 4

1.2.1 Distribución de la potencia de AM 7

1.2.2 Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida (DBLSP) 8

1.2.3 Modulación de banda lateral única con portadora (BLU) 12

1.2.4 Modulación de banda lateral residual (BLR) 16

1.3 MODULACIÓN ANGULAR 20

1.3.1 Análisis matemático de la modulación angular 21

1.3.2 Ancho de banda de las ondas moduladas angularmente 26

1.3.3 Multiplexación de FM 35

1.3.4 Demoduladores de FM 37

1.3.5 Modulación en fase 38

1.3.6 Potencia Promedio de una onda de modulación angular 39

2 MODULACION DIGITAL *44*

2.1 GENERALIDADES TÉCNICAS 44

2.1.1 Razón de Nyquist 46

2.1.2 Límite de Shannon para la capacidad de información. 48

2.1.3 Recuperación del reloj en el receptor 50

2.2 COMUNICACIONES BINARIAS 51

2.2.1 Manipulación por encendido y apagado (OOK). 52

2.2.2 Demodulación de ASK 54

2.2.3 Modulación de frecuencia (FSK) 57

2.2.4 Demodulación de FSK 63

2.2.5 Modulación de PSK 65

2.2.6 Demodulador de BPSK 68

2.2.7 Modulación DPSK 69

2.2.8 Demodulación de DPSK 71

2.3 CODIFICACIÓN MULTINIVEL 72

2.4 INTERFERENCIA INTERSÍMBOLO 74

2.4.1 Causas principales 75

2.5 COMUNICACIÓN M-ARIA 76

2.5.1 Modulador FSK Ortogonal M-aria 76

2.5.2 Demodulador FSK Ortogonal M-aria 78

2.5.3 Modulador por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) 79

2.5.4 Demodulador QPSK 82

2.5.5 Modulador PSK de ocho fases 84

2.5.6 Demodulador 8-PSK 87

2.5.7 Modulador 16 PSK 88

2.5.8 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM) 90

2.6 EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA 98

2.7 COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL 99

3 RUIDO Y DISTORSIÓN EN LA MODULACIÓN DIGITAL ____ *103*

3.1 RUIDO BLANCO ____ 104

3.2 RUIDO TÉRMICO ____ 106

3.3 RUIDO IMPULSIVO ____ 107

3.4 INTERFERENCIA POR LÍNEAS ADYACENTES "CROSSTALK" ____ 108

3.5 RUIDO DE INTERMODULACIÓN ____ 109

3.6 PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE BITS ERRADOS ____ 110

3.7 RENDIMIENTO DE ERROR DE ASK ____ 113

3.8 RENDIMIENTO DE ERROR DE PSK ____ 114

3.9 RENDIMIENTO DE ERROR DE QAM ____ 118

3.10 RENDIMIENTO DE ERROR DE FSK ____ 120

4 DISEÑO DEL SISTEMA MODSIS ____ *124*

4.1 INTRODUCCIÓN ____ 124

4.2 EL PROGRAMA "MODULAR" ____ 126

4.2.1 El Software UART ____ 128

4.2.2 Generación de la Portadora ____ 130

4.2.3 Lógica del Modulador ASK ____ 133

4.2.4 Lógica del modulador FSK ____ 134

4.2.5 Lógica del modulador BPSK ____ 135

4.2.6 Lógica del Modulador DPSK ____ 136

4.2.7 Lógica del Modulador QPSK ____ 137

4.2.8 Lógica del Modulador 8PSK ____ 138

4.2.9 Lógica del modulador 8QAM ____ 140

4.3 EL PROGRAMA "DEMOD" ____ 142

4.3.1 La Tabla de Muestras ____ 142

4.3.2 Lógica del Demodulador ASK ____ 144

4.3.3 Lógica del Demodulador FSK ____ 145

4.3.4 Lógica del demodulador BPSK ____ 146

4.3.5 Lógica del demodulador DPSK ____ 148

4.3.6 Lógica del demodulador QPSK ____ 148

4.3.7 Lógica del demodulador 8PSK ____ 150

4.3.8 Lógica del demodulador 8QAM ____ 152

4.4 RECEPCION DE DATOS DEMODULADOS EN EL PC ____ 154

4.5 INTERFAZ GRAFICA DE USUARIO ____ 154

4.6 EL SOFTWARE DE MODSIS ____ 155

4.6.1 EL módulo Principal ____ 156

5 FUNCIONAMIENTO Y ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS ____ 162

5.1 HERRAMIENTAS DEL SISTEMA ____ 162

5.1.1 De los programas: ____ 163

5.1.2 Del Hardware: ____ 164

5.2 DE LA MODULACIÓN DIGITAL. ____ 164

5.3 DE LA DEMODULACIÓN DIGITAL. ____ 165

5.4 FUNCIONAMIENTO DE LA MODULACIÓN. 167

5.5 FUNCIONAMIENTO DE LA DEMODULACIÓN. 169

5.6 COMUNICACIÓN ENTRE LA COMPUTADORA Y EL ADSP-2181 173

5.7 ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS 174

5.7.1 Descripción del formulario Principal 175

5.7.2 Conexión del Equipo 184

5.7.3 Forma de descargar los programas de modulación y demodulación en las tarjetas EZ-KIT-LAB. 185

5.7.4 Procesos de Modulación y Demodulación. 186

5.7.5 Transmisión de datos. 187

5.7.6 Ver Ondas Moduladas. 189

5.7.7 Información binaria de los datos. 192

5.7.8 Ejemplos de las distintas formas de modulación. 193

5.7.9 Ejemplos de las distintas formas de demodulación. 198

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES *206*

ANEXOS *210*

A FUNCIONES DE BESSEL 210

B ONDAS EN EL OSCILOSCOPIO 211

C PRACTICAS DE LABORATORIO 215

BIBLIOGRAFÍA *219*

1 *MODULACIÓN* 2

1.1 INTRODUCCIÓN 2

1.1.1 Facilidad de radiación 3

1.1.2 Transmisión simultánea de varias señales 4

1.2 MODULACIÓN DE AMPLITUD 4

1.2.1 Distribución de la potencia de AM 7

1.2.2 Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida (DBLSP) 8

1.2.3 Modulación de banda lateral única con portadora (BLU) 12

1.2.4 Modulación de banda lateral residual (BLR) 16

1.3 MODULACIÓN ANGULAR 20

1.3.1 Análisis matemático de la modulación angular 21

1.3.2 Ancho de banda de las ondas moduladas angularmente 26

1.3.3 Multiplexación de FM 35

1.3.4 Demoduladores de FM 37

1.3.5 Modulación en fase 38

1.3.6 Potencia Promedio de una onda de modulación angular 39

1 MODULACIÓN

1.1 INTRODUCCIÓN[1]

Una fuente origina un mensaje, como una voz humana, una imagen de televisión, un mensaje de teletipo o simplemente datos. Si los datos no son eléctricos (la voz humana, imagen de televisión), deben convertirse mediante un transductor de entrada en una forma de onda eléctrica que se conoce como señal de banda base o señal de mensaje.

Las señales de banda base producidas por diferentes fuentes de información no son siempre adecuadas para la transmisión directa a través de un canal dado. Estas señales son en ocasiones fuertemente modificadas para facilitar su transmisión. Este proceso de conversión se lo conoce como ***modulación***. En este proceso, se utiliza la señal de banda base para modificar algún parámetro de una señal portadora de alta frecuencia.

Las señales de banda base constituyen la señal moduladora, y la señal que resulta del proceso es la portadora modulada de alta frecuencia (figura 1.1). Una portadora es un senoide de alta frecuencia, y uno de sus parámetros tal como la amplitud, la frecuencia o la fase se varía en proporción a la señal de banda base. El uso de frecuencias superiores proporciona una radiación de la energía eléctrica más

[1] STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.

eficiente y pone al alcance anchos de banda superiores para la transferencia de la información superior a la que es posible con las frecuencias inferiores.

En el receptor, la señal modulada debe pasar a través de un proceso inverso que se denomina ***demodulación*** con el fin de recuperar la señal de banda base.

Como ya se mencionó, la modulación se utiliza para facilitar la transmisión. Algunas de las razones importantes para la modulación se mencionan a continuación.

1.1.1 Facilidad de radiación[2]

Para la radiación eficiente de la energía electromagnética, la antena radiante debe ser del orden de un décimo o más de la longitud de onda de la señal que se radia. Para muchas señales de banda base, las longitudes de onda son demasiado largas para las dimensiones razonables de la antena. Por ejemplo la potencia en una señal de voz se concentra en frecuencias dentro del rango de 100Hz a 3KHz. La longitud de onda correspondiente es de 100Km a 3000Km. Esta longitud de onda necesitaría una antena demasiado larga. Pero en una portadora de 1MHz estas frecuencias podrían transmitirse en una forma eficiente con una antena de 30m que tiene una longitud de onda de sólo 300m. En este aspecto, es como permitir que la señal de banda base viaje sobre una senoide de alta frecuencia (portadora).

[2] STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.

1.1.2 Transmisión simultánea de varias señales[3]

Considerando el caso de varias señales de banda base de audio que emiten directamente varias estaciones de radiodifusión, sin modificación alguna. Entonces se interferirían entre sí debido a que los espectros de todas las señales ocupan más o menos el mismo ancho de banda. Por consiguiente, sería posible emitir de una sola estación de radio o de TV en un cierto. Esto sería un desperdicio, ya que el ancho de banda del canal puede ser mucho más grande que el de la señal. Una manera de resolver este problema consiste en utilizar la modulación. Se pueden usar varias señales de audio para modular diferentes frecuencias portadoras, trasladando de esta forma cada señal a un rango diferente de frecuencias. Si las diferentes portadoras se eligen suficientemente separadas en frecuencia, los espectros de las señales moduladas no se traslaparán y así no se interferirán una con otra. Este método de transmisión de varias en forma simultánea se conoce con el nombre de multiplexión por división de frecuencia (FDM).

1.2 MODULACION DE AMPLITUD[4]

Modulación de amplitud (AM) es el proceso de cambiar la amplitud de una portadora de frecuencia relativamente alta de acuerdo con la amplitud de la señal modulante (información). Con la modulación de amplitud la información se imprime sobre la portadora en la forma de cambios de amplitud. AM es una forma de

[3] STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.
[4] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.
LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

modulación relativamente barata de baja calidad que se utiliza en radiodifusión de señales de audio y video. La modulación de amplitud también se utiliza en comunicaciones de radio móvil en dos sentidos tal como una radio de banda civil.

Un modulador AM es un dispositivo no lineal con dos señales de entrada de información: una señal portadora de amplitud constante y frecuencia sencilla, y la señal de información. La información modula la portadora y puede ser de una forma de onda de frecuencia simple o compleja compuesta de muchas frecuencias que fueron originadas de una o más fuentes.

Para un sistema de difusión comercial con una multitud de receptores para cada transmisión, resulta más económico contar con un transmisor de alta potencia caro, y receptores más simples y más baratos. Para estas aplicaciones se transmite una señal modulada con portadora: $A \cos(\omega_c t) + m(t) \cos(\omega_c t)$. Esta es la llamada AM, modulación en amplitud o amplitud modulada.

El espectro de $\varphi_{AM}(t)$ es el mismo de $m(t) \cos(\omega_c t)$ más dos impulsos adicionales en $\pm \omega_c$.

$$\varphi_{AM}(t) \leftrightarrow \frac{1}{2}[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)]+\pi A[\delta(\omega+\omega_c)+\delta(\omega-\omega_c)] \qquad \text{(Ec. 1.1.)}$$

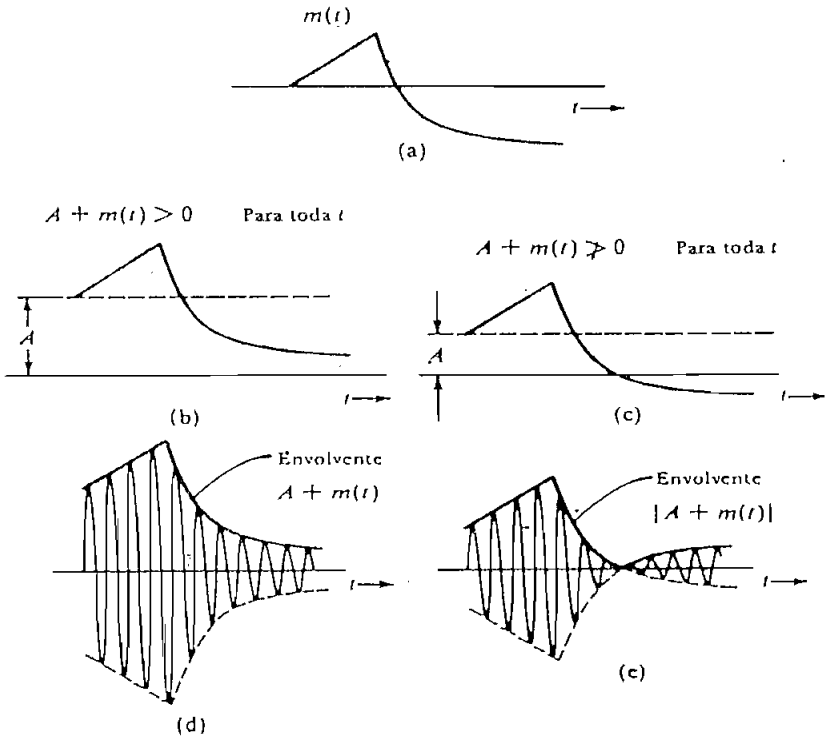


Figura 1.1. Señal de AM y su envolvente.

Se define la envolvente como A+m(t), la condición para la demodulación de envolvente es A+m(t)>0; definiéndose el índice de modulación μ como:

$$\mu = -\frac{m(t)_{min}}{A} \qquad \text{(Ec. 1.2.)}$$

Esto da como resultado que $\mu \leq 1$, como la condición que se requiere para la demodulación apropiada de AM mediante un detector de envolvente.

Para $\mu > 1$ (Sobremodulación), la opción de la detección de envolvente ya no se puede obtener. Se tiene que utilizar la demodulación sincronizada. Observe que la demodulación sincronizada se puede utilizar para cualquier valor de μ. El detector de

envolvente, que es considerablemente más simple y menos caro que el detector sincronizado, se puede usar solamente para $\mu \leq 1$. Si $\mu > 1$, es posible extraer la portadora local que se requiere a partir de la señal recibida, utilizando un filtro de banda angosta sintonizado a ω_c.

1.2.1 Distribución de la potencia de AM[5]

En cualquier circuito eléctrico la potencia disipada es igual al voltaje cuadrado, dividido por la resistencia. Por lo tanto, la potencia desarrollada a través de una carga por una portadora no modulada es igual al voltaje de la portadora al cuadrado, dividido por la resistencia de carga.

$$P_c = \frac{(0.707A)^2}{R} \qquad \text{(Ec. 1.3.)}$$

donde

A= voltaje pico de la portadora

R= resistencia de carga

P_c= potencia de la portadora

La potencia de las bandas laterales se expresan como el valor cuadrático medio de $m(t)\cos(\omega_c t)$. Por lo tanto, P_s es la mitad del valor medio cuadrático de m(t).

$$P_s = \frac{1}{2}\overline{m^2(t)}/R \qquad \text{(Ec. 1.4.)}$$

[5] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

La potencia de cada banda lateral es la mitad de P_s. El rendimiento será P_s / P_t.

donde: $P_t = P_c + P_s$ (Ec. 1.5.)

Para el caso especial de la modulación de tono:

$$P_s = \frac{\mu^2 A^2}{4R} \qquad \text{(Ec. 1.6.)}$$

1.2.2 Modulación de doble banda lateral con portadora suprimida (DBLSP)[6]

En la modulación de amplitud (AM), la amplitud A_c de la portadora no modulada $A_c \cos(\omega_c t + \theta_c)$ se varia en proporción a la señal de banda base m(t). La frecuencia ω_c y la fase θ_c son constante. Si se supone en general que $\theta_c = 0$ y la amplitud de la portadora A_c se hace directamente proporcional a la señal moduladora m(t), la portadora modulada es $m(t)\cos(\omega_c t)$. Este tipo de modulación simplemente corre el espectro de m(t) a la frecuencia de portadora es decir sí:

$$m(t) \leftrightarrow M(\omega)$$
$$m(t)\cos(\omega_c t) \leftrightarrow \tfrac{1}{2}\left[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)\right] \qquad \text{(Ec. 1.7.)}$$

6 TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.
LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

Debido a que un modulador AM es un dispositivo no lineal, ocurre una mezcla no lineal y la envolvente de salida es una onda compleja compuesta de un voltaje DC, la frecuencia de portadora y las frecuencias de suma ($f_c + f_m$) y diferencia ($f_c - f_m$), es decir los productos cruzados.

El espectro de AM abarca desde $f_c - f_{m(max)}$ hasta $f_c + f_{m(max)}$. La banda de frecuencia entre f_c y $f_c - f_{m(max)}$ se llama banda lateral inferior (BLI) y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama frecuencia lateral inferior. La banda de frecuencia entre f_c y $f_c + f_{m(max)}$ se llama banda lateral superior (BLS) y cualquier frecuencia dentro de esta banda se llama frecuencia lateral superior. Por lo tanto el ancho de banda (B) de una onda AM de doble banda lateral es igual a la diferencia entre la frecuencia superior más alta y la frecuencia lateral inferior más baja, es decir $B = (2f_{m(max)})$.

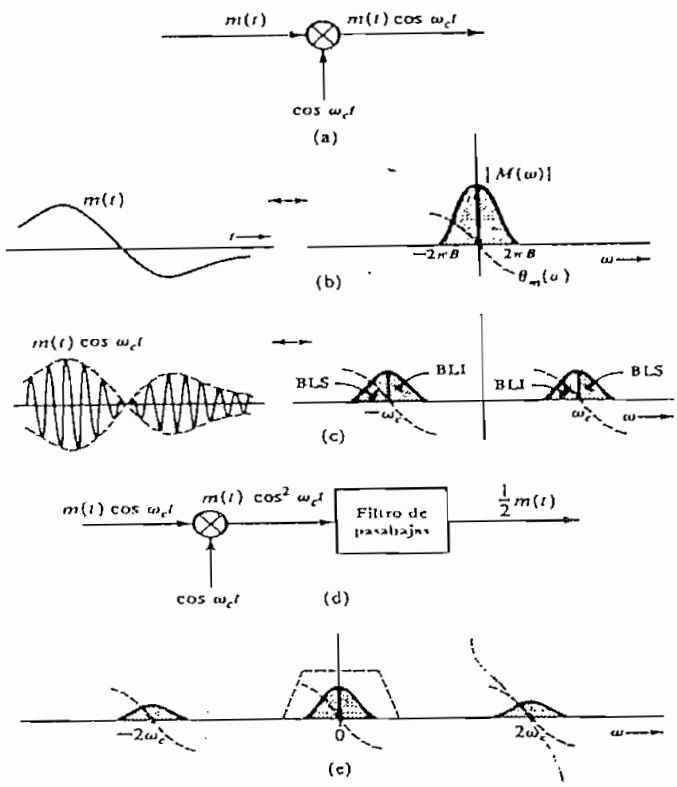


Figura 1.2. Modulación de DBLSP.

La señal modulada m(t)cos(ω_ct) tiene componentes de frecuencia en ω_c - ω_m pero no tiene la componente de la frecuencia de la portadora ω_c. Por esta razón este esquema es conocido como ***modulación de doble banda lateral con portadora suprimida***.

Si el espectro de la portadora modulada se corre otra vez $\pm \omega_c$ se vuelve a obtener el espectro de banda base deseado mas un espectro indeseable en $\pm 2\omega_c$ el cual puede suprimirse mediante un filtro pasabajos. Esto significa que para demodular se debe multiplicar la portadora modulada por ω_ct y hacer pasar el producto a través de un filtro pasabajos lo cual se puede verificar mediante la siguiente identidad.

$$[m(t)\cos(\omega_c t)]\cos(\omega_c t) \leftrightarrow \tfrac{1}{2}[m(t)+m(t)\cos(2\omega_c t)]$$
$$[m(t)\cos(\omega_c t)]\cos(\omega_c t) \leftrightarrow \tfrac{1}{2}M(\omega)+\tfrac{1}{4}[M(\omega+2\omega_c)+M(\omega-2\omega_c)] \qquad \text{(Ec. 1.8.)}$$

El proceso en el receptor es similar al que se requiere en el transmisor. Este método de recuperar la señal de banda base se llama ***detección sincronizada o coherente***, donde se utiliza una portadora de exactamente la misma frecuencia y fase que se usó para la modulación. De esta forma, para la demodulación, se necesita generar una portadora local en el receptor en sincronización con la portadora que se utilizó en el modulador.

La relación de B a ω_c es de interés. En la figura 1.2. es evidente que $f_c \geq 2B$ para evitar que se traslapen $M(\omega+\omega_c)$ y $M(\omega-\omega_c)$, de lo contrario la información de m(t) se pierde en el proceso de modulación y es imposible recuperar a m(t) de la señal modulada $m(t)\cos(\omega_c t)$.

Los sistemas de portadora suprimida necesitan circuitos complicados en el receptor con el propósito de generar una portadora local de exactamente la frecuencia y fase correctas para la demodulación sincronizadas. Sin embargo, estos sistemas son muy eficientes desde el punto de vista de requerimientos de potencia en el transmisor. En las comunicaciones punto a punto donde existe un transmisor para cada receptor, se puede justificar semejante complejidad sustancial en el sistema del receptor, siempre y cuando resulte un considerable ahorro en el equipo de transmisión de alta potencia, de por sí caro.

Por lo tanto el rendimiento de un sistema de portadora suprimida puede llegar al 100%.

1.2.3 Modulación de banda lateral única con portadora (BLU)[7]

Existen diferentes sistemas de comunicaciones de banda lateral algunos conservan el ancho de banda, algunos conservan la potencia y otros conservan ambos.

El espectro de la DBL tiene dos bandas laterales, una superior y una inferior, cualquiera de ellas contiene la información completa de la señal de banda base. En la figura 1.3. (a) y (b) puede verse que lo que originalmente era el contenido de frecuencias de $M(\omega)$ se convierte en las bandas superior para $\omega>0$ y la inferior para $\omega<0$. Recíprocamente, lo que era el contenido negativo de frecuencias se convierte en la banda lateral inferior para $\omega>0$ y en la superior para $\omega<0$.

[7] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.
LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

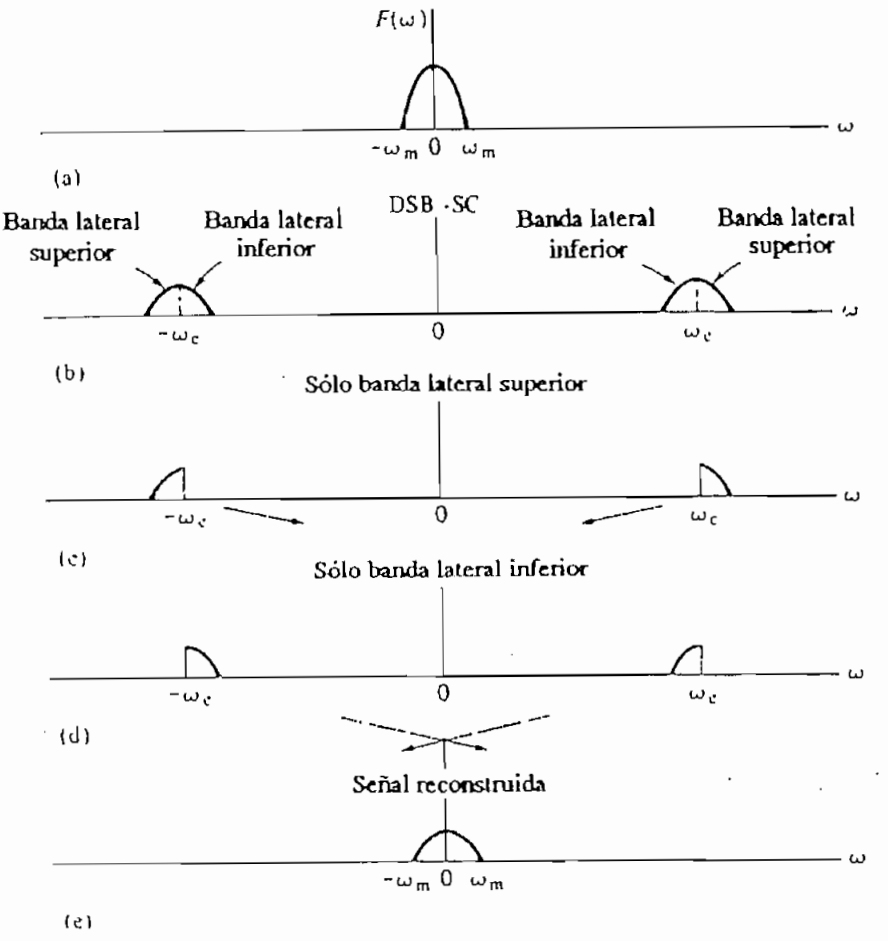


Figura 1.3. Espectros de señales de DBL y BLU.

Un sistema que transmite solo una banda lateral se conoce como transmisor de ***banda lateral única (BLU)*** y requiere solo la mitad del ancho de banda de una señal DBL.

En las transmisiones de banda lateral única el cambio pico de la envolvente es solo la mitad de lo que es con la transmisión de doble banda lateral. Por lo tanto con la transmisión de banda lateral única con portadora completa requiere menos ancha de banda, pero también produce una señal demodulada con una amplitud más baja. Sin embargo cuando se quita la mitad del ancho de banda, también se quita la mitad

de potencia de ruido (o sea, reducido por 3dB). Si se quita una de las bandas laterales, la potencia en la información de la onda se reduce a la mitad. En consecuencia las relaciones señal a ruido para las bandas laterales únicas y dobles son iguales.

La relación de repetición de la envolvente es igual a la frecuencia de la señal modulante y la profundidad de la modulación es proporcional a la amplitud de la señal modulante. Por tanto, así como en la transmisión de doble banda lateral, la información se encuentra en la envolvente de la señal modulada de la portadora completa.

En forma conceptual, la forma más expedita de generar señales BLU es producir antes una señal de doble banda lateral DBL y luego suprimir mediante filtración unas de las bandas laterales como se muestra en la figura 1.4.

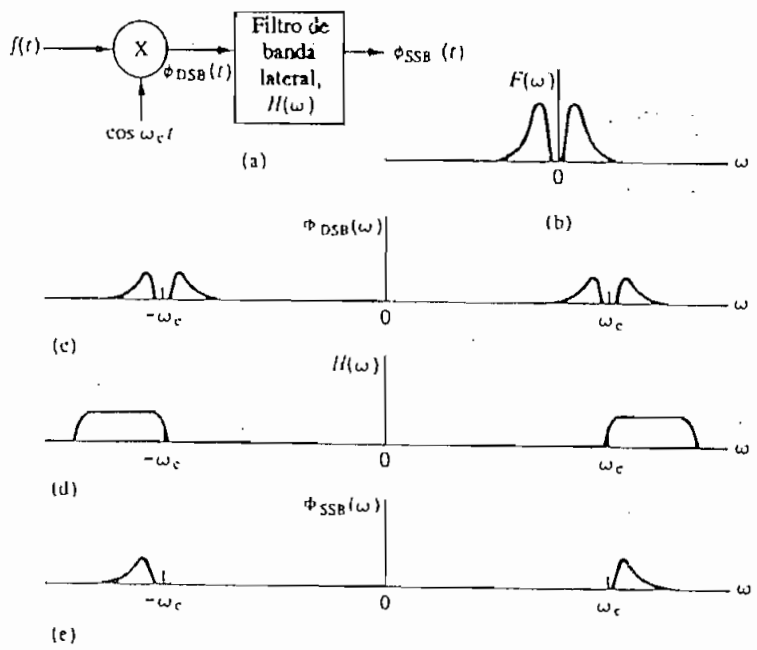


Figura 1.4. Modulador de BLU filtrando la banda lateral superior.

El filtro de banda lateral debe tener características de corte muy abruptas en ω_c para rechazar todas las componentes de frecuencias en un lado de ω_c y aceptar todas en el otro lado de ω_c. Como es imposible obtener unas características de filtro ideal, deben hacerse unas concesiones. Primero, si la señal moduladora m(t) no contiene componentes de baja frecuencias importantes, no habrá componentes significativas en la cercanía de ω_c después de la modulación. Por tanto, una respuesta que no disminuya hasta frecuencia cero permitirá usar un filtro con pendiente menos pronunciada. Segundo, suele ser mucho más sencillo construir un filtro de banda lateral a una frecuencia adecuada a los componentes de este que a la frecuencia transmitida. Puede usarse la heterodinización para trasladar el espectro cuando se desee, después de la filtración.

Para la ***demodulación***, la densidad espectral de la señal BLU debe trasladarse de nuevo a ω=0. Esto puede conseguirse usando detección síncrona. La multiplicación de la señal BLU por $\cos(\omega_c t)$ traslada la mitad de cada densidad espectral hacia arriba en ω_c (rad/seg) y la otra mitad hacia abajo en la misma cantidad como se muestra en la figura 1.5. La porción desplazada hasta una frecuencia de $2\omega_c$ puede bloquearse con un filtro pasabajos. Se concluye que el detector sincrónico demodulará adecuadamente las señales BLUSP (banda lateral única con portadora suprimida).

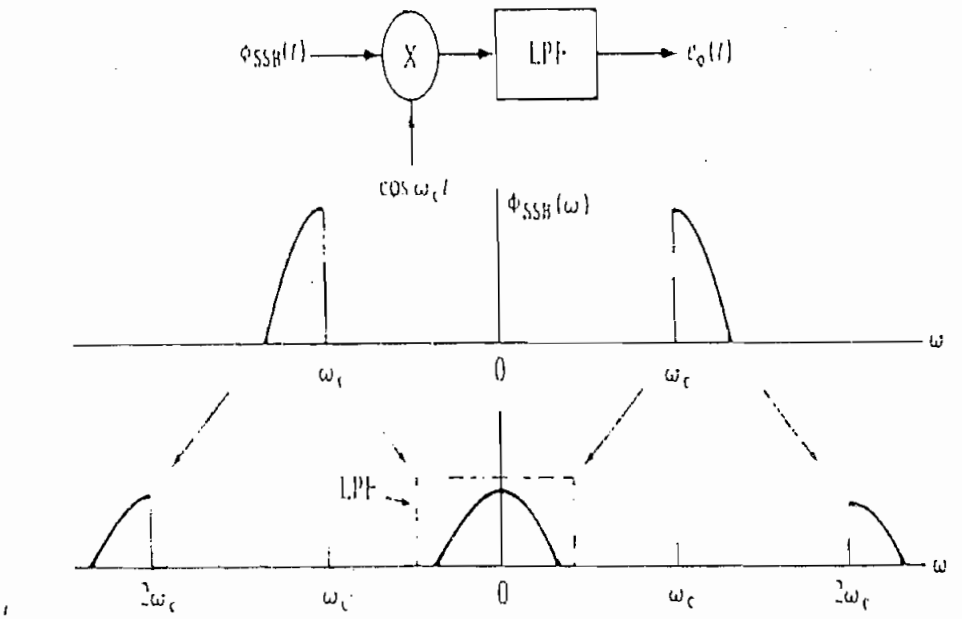


Figura 1.5. Demodulación síncrona de una señal de BLU.

1.2.4 Modulación de banda lateral residual (BLR)[8]

Un sistema de banda lateral residual (BLR) es un compromiso entre la DBL y la BLU. Hereda las ventajas de ambas y evita sus inconvenientes. Las señales BLR son relativamente fáciles de generar y, al mismo tiempo, su ancho de banda es solo ligeramente mayor que el de las señales BLU (típicamente el 25%).

En BLR, en lugar de rechazar por completo una banda lateral (como sucede en BLU), se acepta un corte gradual de una banda lateral, como se muestra en la figura 1.6. La característica de atenuación del filtro es tal que la supresión parcial de la banda lateral transmitida (la banda lateral superior en la figura 1.6.d) en la vecindad de la portadora se compensa exactamente por la transmisión parcial de la parte

[8] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.
STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.

correspondiente de la banda lateral que se suprime (la banda lateral inferior en la figura 1.6.d). Debido a esta forma espectral, la señal de banda base se puede *recuperar* exactamente por medio de un *detector sincronizado*. Si se transmite una gran portadora junto con la señal BLR, la señal de banda base podrá recuperarse mediante un *detector de envolvente* (o un rectificador).

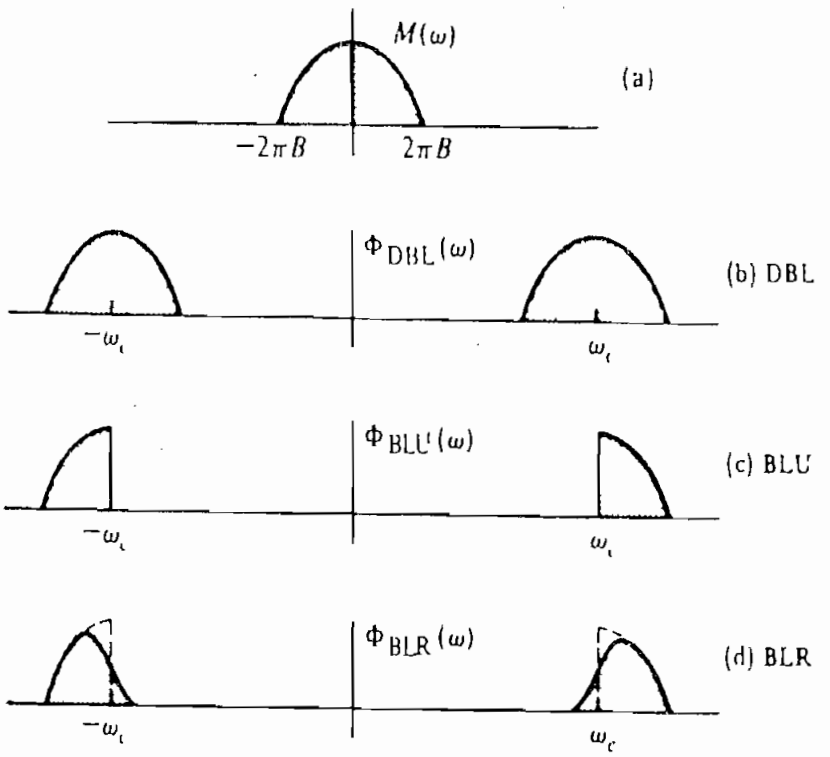


Figura 1.6. Espectros de la señal moduladora y de las señales DBL, BLU y BLR correspondientes.

La operación de filtración puede representarse con un filtro H(ω) que pasa algo de la banda lateral inferior (o superior) y la mayor parte de la superior (o inferior). En la figura 1.7 se muestra la característica de magnitud de este filtro. La densidad espectral de la señal de banda lateral residual resultante es:

$$\varphi_{blr}(\omega)=\tfrac{1}{2}\left[M(\omega+\omega_c)+M(\omega-\omega_c)\right]H(\omega) \qquad \text{(Ec. 1.9.)}$$

Figura 1.7. Filtración BLR.

La salida del detector síncrono es:

$$e_o(t)=\left[\varphi_{BLR}(t)\cos(\omega_c t)\right] \qquad \text{(Ec. 1.10.)}$$

$$E_o(\omega)=\tfrac{1}{4}M(\omega)H(\omega+\omega_c)+\tfrac{1}{4}M(\omega)H(\omega-\omega_c) \qquad \text{(Ec. 1.11.)}$$

Para una reproducción confiable de m(t), se requiere que:

$$H(\omega+\omega_c)+H(\omega-\omega_c)=\text{constante}\ |\omega|<\omega_m \qquad \text{(Ec. 1.12.)}$$

Las traslaciones de frecuencia indicadas en la ecuación anterior se ilustran en la figura 1.8. Debe notarse que, al menos por lo que respecta a la magnitud, esta ecuación se satisface si el $|H(\omega)|$ es asimétrica en relación con la frecuencia portadora ω_c. Por este motivo, se hace que la constante de la ecuación sea $2H(\omega_c)$. En estas condiciones la ecuación se convierte en:

$$\left[H(\omega-\omega_c)-H(\omega_c)\right]=-\left[H(\omega+\omega_c)-H(\omega_c)\right] \qquad \text{(Ec. 1.13.)}$$

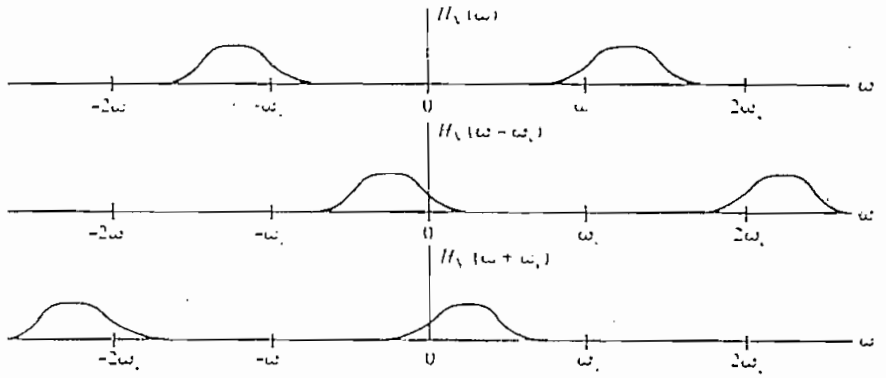


Figura 1.8. Características de la filtración de BLR

Con la simetría requerida respecto a la frecuencia de portadora. Por tanto la filtración necesaria de una señal BLR es una simetría de filtración complementaria, con respecto a la frecuencia portadora, como se muestra en la figura 8. Las relaciones de fase necesarias no son tan fáciles de cumplir y la BLR se utiliza generalmente en los casos en que la respuesta de fase correcta no es de importancia primordial. Aquí se supone ***detección síncrona***, aunque los mismos principios son válidos también cuando existe una portadora grande y se utiliza un detector de envolvente.

La modulación de banda lateral residual se usa provechosamente en la porción de video de los sistemas públicos de televisión. En una transmisión de televisión se envía 525 líneas de información de video cada 1/30 seg (es decir 15750 líneas por segundo; la frecuencia de barrido horizontal). Disponiendo de tiempo para retrasar y sincronizar, esto requiere de un ancho de banda de video mínimo de 4MHz para transmitir un arreglo de elementos de imagen (no obstante la densidad espectral de video típico no es plana, sino muy cargadas a las frecuencias bajas). El uso de la

modulación DBL para la transmisión de video requiere una asignación por frecuencia de 8MHz por canal. Esto se considera excesivo, por lo que se emplea una versión de modulación BLR para reducir el ancho de banda de video a cerca de 5MHz. En la figura 10 se ilustra el espectro de un canal público de televisión. La característica del filtro no se sitúa sobre la portadora sino 1MHz por debajo de ella. La filtración en el *receptor* se usa para completar la característica de la banda lateral residual, como se muestra en la figura 1.9.

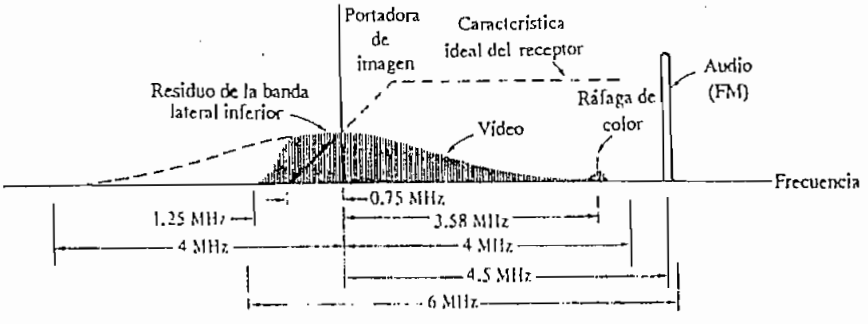


Figura 1.9. Espectro de la señal de Televisión.

1.3 MODULACION ANGULAR[9]

La modulación en frecuencia y en fase, son ambas formas de modulación angular. Desafortunadamente, a ambas formas de modulación angular se les llama simplemente FM cuando, en realidad; existe una diferencia clara (aunque sutil), entre las dos. Existen varias ventajas en utilizar la modulación angular en vez de la modulación en amplitud, tal como la reducción del ruido, la fidelidad mejorada del sistema y el uso más eficiente de la potencia. Sin embargo, FM y PM, tienen varias

[9] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

desventajas importantes, las cuales incluyen requerir un ancho de banda extendida y circuitos más complejos, tanto en el transmisor como en el receptor.

Actualmente la modulación angular se usa extensamente para radiodifusión de radio comercial, transmisión de sonido de televisión, radio móvil de dos sentidos, radio celular y los sistemas de comunicaciones por microondas y satélite.

La modulación angular resulta cuando el ángulo de fase (θ), de una onda sinusoidal, varia con respecto al tiempo.

La ecuación general quedara como:

$$\varphi_{EM}(t) = A\cos(\omega_c t + \Phi(t)) \qquad \text{(Ec. 1.14.)}$$

donde

$\varphi_{EM}(t)$ = onda con modulación angular

$\Phi(t)$ = desviación instantánea de fase

1.3.1 Análisis matemático de la modulación angular[10]

Si se considera una señal senoidal generalizada φ(t) expresada como:

$$\varphi(t)=A\cos\theta(t) \qquad \text{(Ec. 1.15.)}$$

[10] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

donde θ(t) es el ángulo generalizado y es una función de t.

La figura 1.10. muestra un caso generalizado de θ(t). Para un senoide A cos ($\omega_c t + \theta_o$), el ángulo ($\omega_c t + \theta_o$) se presenta como una recta de pendiente ω_c y ordenada al origen θ_o. Para este caso hipotético $\omega_c t + \theta_o$ es tangente a θ(t) en el intervalo Δt=t2-t1 por lo que:

$\varphi(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_o)$ $\quad t1<t<t2$ (Ec. 1.16.)

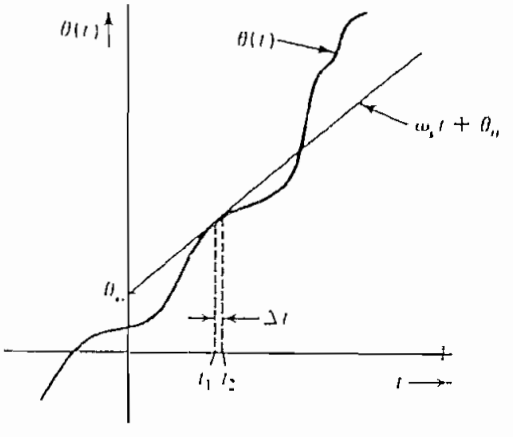


Figura 10. Concepto de frecuencia instantánea

Por lo tanto en este intervalo la frecuencia de φ(t) es ω_c. La frecuencia de φ(t) es la pendiente de su ángulo θ(t) en el mismo intervalo. La ***frecuencia instantánea*** es la frecuencia precisa de la portadora, en un instante de tiempo y se define como la primera derivada con respecto al tiempo de la fase instantánea, que se muestra matemáticamente como:

$$\omega_i(t) = \frac{d\theta}{dt}$$

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^{t} \omega_i(\alpha)d\alpha \qquad \text{(Ec. 1.17. y 1.18.)}$$

La técnica de modulación en la que se hace variar el ángulo de la portadora con una señal moduladora m(t) se conoce como modulación angular o modulación exponencial. Existen dos posibilidades simples : Modulación en fase (PM) y modulación en frecuencia (FM). En ***modulación de fase***, el ángulo θ(t) se hace variar linealmente con m(t) (figura 1.11.b) :

$$\theta(t) = \omega_c t + \theta_o + k_p m(t) \qquad \text{(Ec. 1.19.)}$$

donde K_p es una constante y ω_c es la frecuencia de la portadora, si se supone que $\theta_o = 0$ se tiene :

$$\theta(t) = \omega_c t + k_p\, m(t) \qquad \text{(Ec. 1.20.)}$$

La onda PM que resulta es:

$$\varphi(t)_{PM} = A \cos(\omega_c t + k_p\, m(t)) \qquad \text{(Ec. 1.21.)}$$

Donde $k_p\, m(t)$ se conoce como la ***desviación instantánea de fase*** que representa el cambio instantáneo en la fase de la portadora, e indica cuanto está cambiando la fase de la portadora con respecto a su fase de referencia.

La frecuencia instantánea $\omega_i(t)$ resulta de:

$$\omega_i(t)_{PM} = \frac{d\theta}{dt} = \omega_c + K_p \dot{m}(t) \qquad \text{(Ec. 1.22.)}$$

Por lo tanto, la frecuencia instantánea ω_i, varía linealmente con la derivada de la señal moduladora.

Si la frecuencia instantánea ω_i se hace variar linealmente con la señal moduladora se tiene ***modulación en frecuencia*** (figura 1.11.a). Por tanto en FM, la frecuencia instantánea ω_i es:

$$\omega_i(t)_{FM} = \omega_c + K_f m(t) \qquad \text{(Ec. 1.23.)}$$

Donde $k_f\, m(t)$ se conoce como la ***desviación instantánea de frecuencia*** que representa el cambio instantáneo en la frecuencia de la portadora y se define como la primera derivada con respecto al tiempo de la desviación de fase instantánea. Por lo tanto, la desviación de fase instantánea es la primera integral de la desviación de frecuencia instantánea.

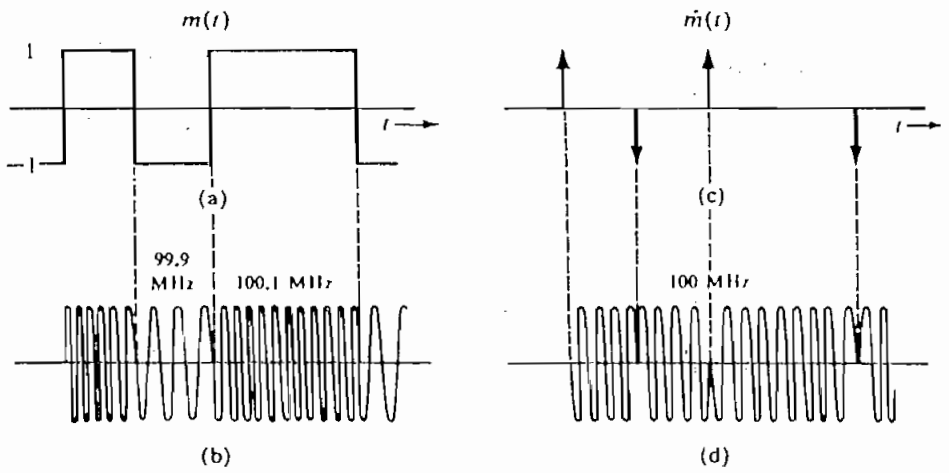


Figura 1.11. Ondas de FM y PM

K_f es una constante. Por tanto el ángulo

$$\theta(t) = \int_{-\infty}^{t} \omega_c t + k_f m(\alpha) d\alpha$$

$$= \omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\alpha) d\alpha \qquad \text{(Ec. 1.24.)}$$

por tanto una onda FM tiene la forma

$$\varphi_{FM}(t) = A\cos\left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\alpha) d\alpha\right] \qquad \text{(Ec. 1.25.)}$$

En general FM y PM son casos especiales de modulación exponencial, para los cuales la onda modulada $\varphi_{EM}(t)$ es:

$$\varphi_{EM}(t) = A\cos\left[\omega_c t + k\int_{-\infty}^{t} m(\alpha).h(t-\alpha)d\alpha\right] \qquad \text{(Ec. 1.26.)}$$

donde k es una constante y h(t) es la respuesta impulsiva de un sistema lineal invariante en el tiempo. Si $h(t)=\delta(t)$ se tiene PM y si $h(t)=\mu(t)$ se tiene FM.

1.3.2 Ancho de banda de las ondas moduladas angularmente[11]

Considerando el ancho de banda de una onda FM se define:

$$a(t) = \int_{-\infty}^{t} V_m(\alpha)d\alpha \qquad \text{y} \qquad \text{(Ec. 1.27.)}$$

$$\hat{\varphi}_{FM}(t) = A.\exp\left[j\left(\omega_c t + k_f a(t)\right)\right] \qquad \text{(Ec. 1.28.)}$$

Por tanto

$$\varphi_{FM}(t) = \mathrm{Re}\left[\hat{\varphi}_{FM}(t)\right] \qquad \text{(Ec. 1.29.)}$$

Ahora

$$\hat{\varphi}_{FM}(t) = A\left[1 + jK_f a(t) - \frac{K_f^{\,2}}{2!}a^2(t) + \ldots\ldots\ldots + j^n\frac{K_f^{\,n}}{n!}a^n(t) + \ldots\ldots\right]e^{j\omega_c t} \qquad \text{(Ec. 1.30.)}$$

$$\varphi_{FM}(t) = \mathrm{Re}\left[\hat{\varphi}_{FM}(t)\right] = A\left[\cos(\omega_c t) - K_f a(t)\sin(\omega_c t) - \frac{K_f^{\,2}}{2!}a^2(t)\cos(\omega_c t) + \frac{K_f^{\,3}}{3!}a^3(t)\mathrm{sen}(\omega_c t) + \ldots\ldots\right] \qquad \text{(Ec. 1.31.)}$$

[11] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; México 1986.

La onda modulada consta de una portadora no modulada más varios términos modulados en amplitud. La señal a(t) es una integral de m(t). Si M(ω) es de banda limitada B, A(ω) también será de banda limitada a B. El espectro de $a^2(t)$ es $A(\omega)*A(\omega)/2\pi$ y es de banda limitada 2B y el espectro de $a^n(t)$ es de banda limitada nB. Esto indica que la onda modulada tiene un ancho de banda infinito.

1.3.2.1 FM de banda angosta[12]

Si la constante K_f es muy pequeña es decir $K_f << 1$, entonces los términos de la ecuación anterior son despreciables menos los dos primeros, por tanto se tiene:

$$\varphi_{FM}(t) = A\left[\cos(\omega_c t) - K_f.a(t).sin(\omega_c t)\right] \quad \text{(Ec. 1.32.)}$$

ya que el ancho de banda de a(t) es B , el ancho de banda de $\varphi(t)_{FM}$ será 2B, este caso se conoce como ***FM de banda angosta***. El caso de PM de banda angosta es similar y resulta de:

$$\varphi_{PM}(t) = A\left[\cos(\omega_c t) - K_P.m(t).sin(\omega_c t)\right] \quad \text{(Ec. 1.33.)}$$

[12] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

1.3.2.2 FM de banda ancha[13]

Si la desviación en la frecuencia de la portadora es suficientemente grande(o sea si la constante K_f se elige suficientemente grande, de modo que la condición $|K_f a(t)| << 1$ no se satisfaga), el análisis de las señales de FM se vuelve muy complicado para una señal moduladora general m(t).

Para una señal FM se tiene que $\omega_i(t) = \omega_c + K_f m(t)$

si se hace $|m(t)_{min}| = m(t)_{max} = m_p$, entonces la frecuencia instantánea varía entre $\omega_c + m_p$ y $\omega_c - m_p$ por tanto :

$2\pi B_{FM} \approx 2K_f m_p$ (Ec. 1.34.)

$K_f m_p$ es la desviación máxima de la frecuencia de la portadora, por lo que se define :

$\Delta\omega = K_f m_p$ ó

$$\Delta f = \frac{k_f}{2\pi} m_p \qquad \text{(Ec. 1.35.)}$$

por lo que $B_{FM} \approx 2\Delta f$

[13] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

Pero esta expresión es válida sólo cuando $\Delta f >> B$, en el caso de $\Delta f < B$ se tiene FM de banda angosta, en el que $B_{FM}=2B$. Debido a las variaciones de ω_i, la portadora parece tener una frecuencia constante ω_i sólo en un intervalo finito de tiempo y luego cambia a un nuevo valor de ω_i. En consecuencia cada intervalo a través del cual ω_i se puede suponer constante, da lugar a una componente espectral ω_i más una dispersión de frecuencia.

Para demostrarlo se aproxima una señal m(t), por una señal de tipo escalera (figura 1.12) . Para una primera aproximación se supone que la señal es constante en el intervalo de Nyquist 1/2B. La señal FM constará de una sucesión de pulsos senoidales de frecuencia constante y duración 1/2B segundos.

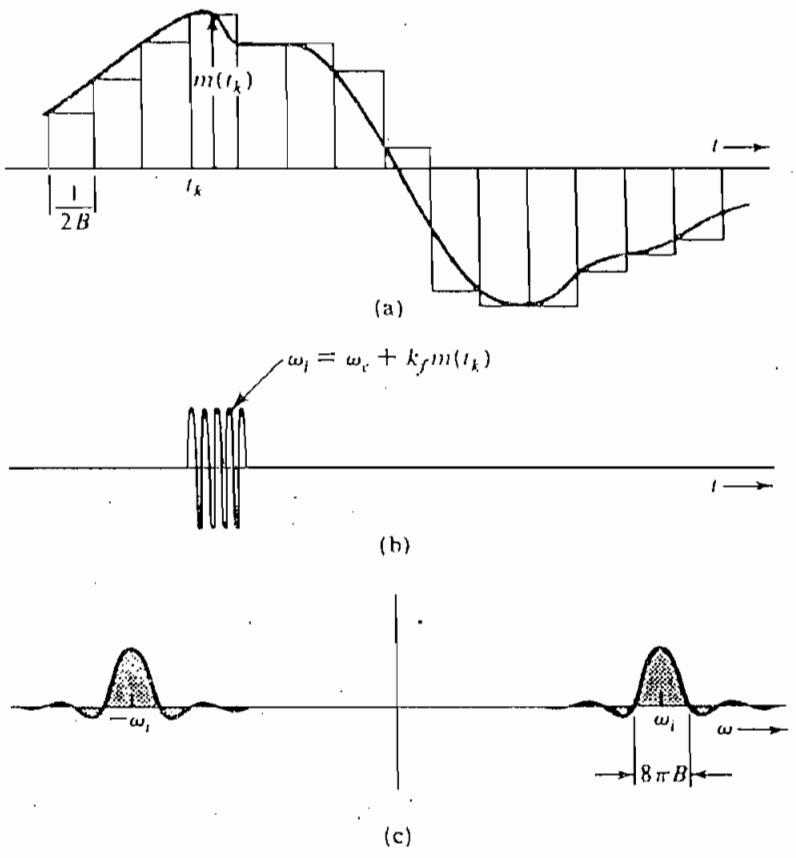


Figura 1.12. Estimación del Ancho de Banda de una onda de FM.

El espectro de uno de estos pulsos ocupa la banda de ω_i-$4\pi\beta$ a ω_i+$4\pi\beta$. El espectro de toda la onda FM estará en el rango de frecuencias de ω_c-$k_f m_p$-$4\pi\beta$ a ω_c+$k_f m_p$+$4\pi\beta$, por lo que el ancho de Banda de FM se obtiene de:

$2\pi B_{FM}=2K_f m_p+8\pi B$

$B_{FM}=2(\Delta f+2B)$ (Ec. 1.36.)

Para FM de banda angosta se utiliza comúnmente la regla de Carson:

$B_{FM}=2(\Delta f+B)$ (Ec. 1.37.)

Como $\Delta f<<B$ entonces el ancho de banda $\varphi(t)_{FM}$ será aproximadamente 2B. Por conveniencia se define ***la razón de desviación*** como:

$$\beta = \frac{\Delta f}{B}$$ (Ec. 1.38.)

La razón de desviación controla la cantidad de modulación. Para el caso especial de FM modulada en tono, la razón de desviación β se conoce como ***índice de modulación.***

Combinando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$B_{FM} = 2B(\beta + k)$$ (Ec. 1.39.)

donde k varía entre 1 y 2 dependiendo de β. Se tiene modulación de banda angosta sí β<<1 y de banda ancha sí β>>1. La frontera entre banda ancha y banda angosta es aproximadamente β=0.5.

1.3.2.2.1 Generación de señales FM de banda ancha[14]

Una forma de generar señales FM de banda ancha es producir primero una señal FM de banda angosta y después utilizar la multiplicación de frecuencias para aumentar el índice de modulación hasta el intervalo de valores deseado. Este es el método indirecto para generar FM de banda ancha. Un segundo método (método directo) es variar la frecuencia portadora directamente con la señal moduladora.

1.3.2.2.1.1 FM indirecta[15]

La generación de PM de banda angosta es relativamente fácil y de ella puede obtenerse FM de banda angosta integrando la señal moduladora. Sin embargo, el índice de modulación que se obtiene por este método está restringido a valores muy bajos (β<0.2 en teoría; β<0.5 en la práctica). Para generar FM de banda ancha debe utilizarse un método para aumentar el índice de modulación. Este método es el multiplicador de frecuencias.

[14] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.
[15] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.
LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

El ***multiplicador de frecuencias*** es un dispositivo no lineal concebido para multiplicar las frecuencias de la señal de entrada por un factor dado. Por ejemplo, las características de entrada y salida de un dispositivo de ley cuadrática son:

$$e_o(t) = \left(ae_i(t)\right)^2 \qquad \text{(Ec. 1.40.)}$$

Si la entrada es la señal FM

$$e_i(t) = \varphi_{FM}(t) = A\cos\left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\alpha)d\alpha\right] \qquad \text{(Ec. 1.41.)}$$

entonces

$$e_o(t) = aA^2\cos^2\left[\omega_c t + k_f \int_{-\infty}^{t} m(\alpha)d\alpha\right]$$

$$= \tfrac{1}{2}aA^2\left(1+\cos\left(2\omega_c t + 2k_f \int_{-\infty}^{t} m(\alpha)d\alpha\right)\right) \qquad \text{(Ec. 1.42.)}$$

El primer término de este resultado es simplemente un nivel constante que puede eliminarse con facilidad por medio de un filtro. En este proceso, tanto la frecuencia de portadora, como el índice de modulación se han duplicado. De igual manera, el uso de un dispositivo de ley n-ésima seguido de un filtro proporciona una portadora y un índice de modulación incrementado en un factor n. De modo equivalente, la desviación de frecuencia pico $\Delta\omega$ es aumentada por n en la multiplicación (ω_m permanece inalterado).

La multiplicación de frecuencias aumenta la portadora de la señal FM, así como el índice de modulación. Esto puede provocar frecuencias portadoras muy altas

para alcanzar determinado índice de modulación. Para evitarlo, muchas veces se usan convertidores de frecuencia que controlan el valor de la frecuencia portadora. Este convertidor traslada el espectro de una señal cierta cantidad sin alterar su contenido espectral. En la figura 1.13 se muestran diagramas de bloques del multiplicador y del convertidor de frecuencias. La diferencia entre estas dos operaciones es que mientras en el multiplicador todas las componentes espectrales de la señal de entrada se multiplican por si mismas (por lo que están presentes todos los productos cruzados), en el convertidor todas estas componentes se multiplican por una senoidal de frecuencia fija. La primera operación extiende el contenido espectral y la última traslada en frecuencia el contenido espectral.

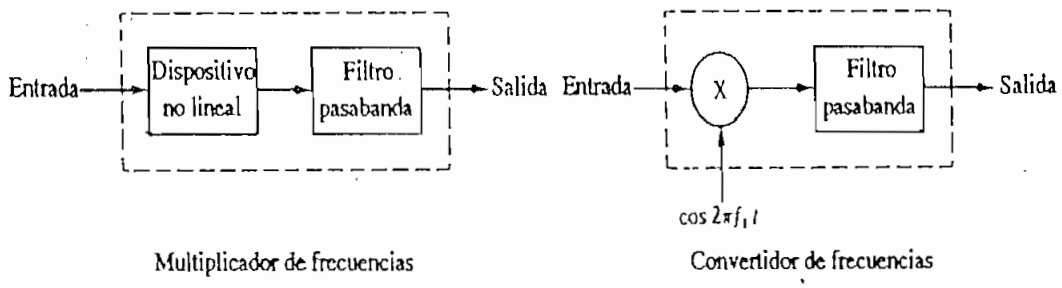


Figura 1.13. Diagramas de bloques de ña multiplicación y la conversión de frecuencias.

El método para obtener una señal FM de banda ancha a partir de una banda angosta por multiplicación de frecuencias se llama ***transmisor FM indirecto de Armstrong***, y su diagrama de bloques se muestra en la figura 1.14. Como resultado de la multiplicación y de las operaciones heterodinas, en este sistema es difícil mantener la magnitud correcta de la portadora a las bandas laterales, y por tanto no

podría usarse para una señal de información con un contenido de DC. Este problema se puede resolver utilizando el lazo de fase cerrado.

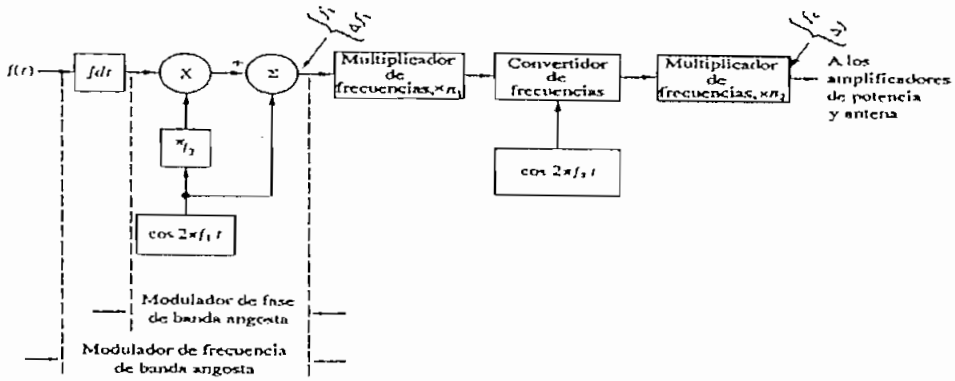


Figura 1.14. Diagrama de bloques de un transmisor de FM indirecto.

1.3.2.2.1.2 FM directo[16]

En este método de generación de FM, la señal moduladora controla de manera directa la frecuencia de la portadora. En general se intenta generar una desviación de frecuencia lo mayor posible, debido a lo cual estos sistemas requieren menos multiplicación de frecuencias (si es que requieren alguna), que los que usan el método indirecto. Por otra parte, como la frecuencia está controlada con la tensión moduladora, la estabilidad de la frecuencia a largo plazo no es tan buena como en el oscilador estabilizado con cristal que suele utilizarse en el método indirecto. Por lo tanto los métodos directos emplean algunas formas de estabilización de frecuencia.

Para un sistema FM de índice mediano y alto, el oscilador no puede ser un cristal, por que la frecuencia a la cual el cristal oscila no puede variarse de manera

[16] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

significativa, como resultado, la estabilidad de los osciladores en los transmisores FM directos no puede llenar las especificaciones de FCC. Para superar este problema se utiliza un ***control de frecuencia automática (AFC).*** Un circuito de AFC compara la frecuencia de la portadora del oscilador sin cristal con un oscilador de cristal de referencia y, entonces, produce un voltaje de corrección proporcional a la diferencia entre las dos frecuencias. El voltaje de corrección se regresa al oscilador de la portadora para compensar automáticamente cualquier movimiento que puede haber ocurrido.

Un ejemplo es el transmisor de FM directo de Crosby cuyo diagrama se muestra en la figura 1.15.

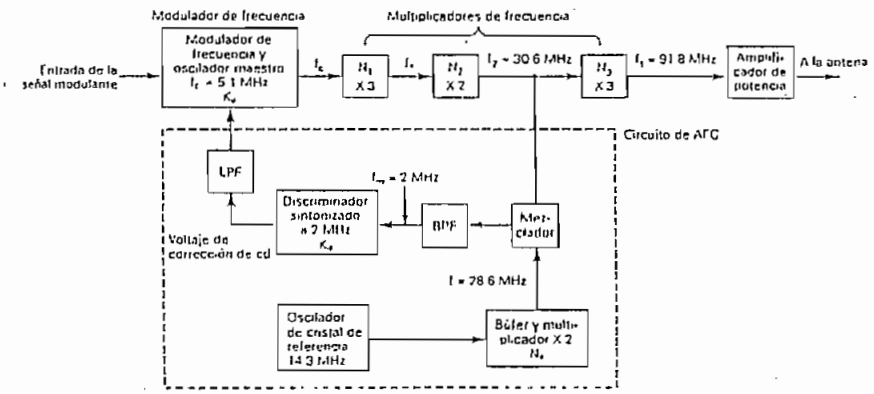


Figura 15. Transmisor de FM directo de Crosby.

1.3.3 Multiplexación de FM[17]

En la transmisión de datos, es práctica común combinar varios canales de señales moduladas usando métodos de multiplexión de frecuencias y después

[17] STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.

modular una portadora de alta frecuencia con la señal multiplexada compuesta. Para hacerlo cada una de las señales individuales modula una subportadora asignada. Estas subportadoras se arreglan para ocupar bandas de frecuencia adyacente con algún espacio entre ellas, conocidas como ***bandas de guardia***. La subportadoras moduladas se utilizan para modular en ángulo una portadora de alta frecuencia como se muestra en la figura 1.16.

Si se usa FM para modular una subportadora y la portadora principal, la modulación compuesta se denomina ***FM-FM***; si se usa AM, entonces se denomina ***AM-FM***. Los métodos de modulación de amplitud usados en la subportadora son DBLSP o BLUSP. Los métodos de gran portadora se evitan debido a que gran parte de la desviación de frecuencia pico se debe usar solamente para enviar la portadora AM. En general se envía también una subportadora piloto para la ***demodulación***. La multiplexión estéreo usada en FM comercial es un ejemplo de un sistema AM-FM.

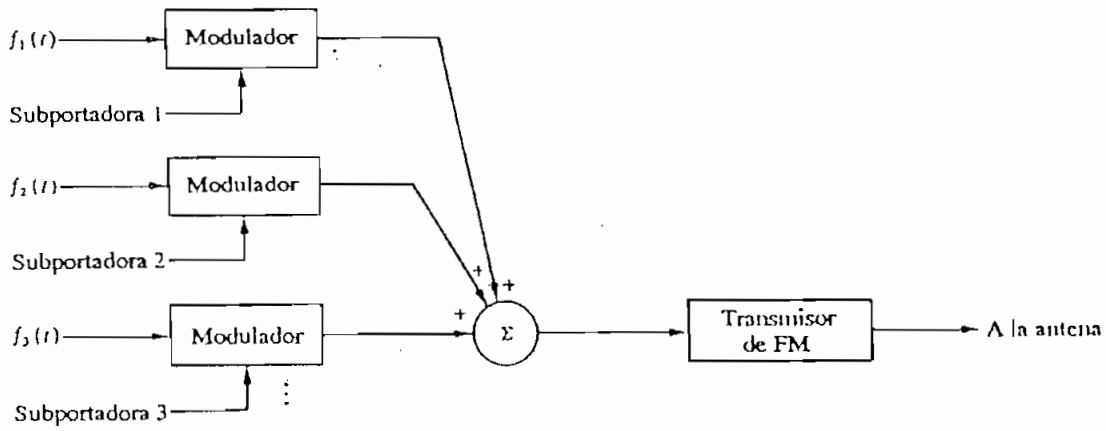


Figura 16. Sistema simplificado de modulación compuesta.

La modulación de ángulo (tanto FM como PM) se usa en forma amplia para transmitir datos multicanal y en sistema de telemetría. Para los últimos existen normas de asignación de subportadoras y bandas de guardia. A fin de facilitar el

diseño de filtros para separar canales adyacentes, es común dejar alguna separación de frecuencias entre ellos.

1.3.4 Demoduladores de FM[18]

Los ***demoduladores de FM*** son circuitos dependientes de la frecuencia que producen un voltaje de salida que es directamente proporcional a la frecuencia instantánea en su entrada ($V_{salida}=\Delta fK$, en donde K está voltios por hertz y es la función de transferencia para el demodulador, y Δf es la diferencia, entre la frecuencia de entrada y la frecuencia central del demodulador). Se usan varios circuitos para demodular las señales FM. Los más comunes son el detector de pendiente, descriminador de Foster Seeley, detector de relación, demodulador PLL y detector en cuadratura. El detector de pendiente, el descriminador de Foster Seeley y el detector de relación son todos formas de ***discriminadores de frecuencia de circuito sincronizado***. Los discriminadores de frecuencia de circuito sintonizados se convierten de FM a AM y después demodulan la envolvente de AM con detectores de picos convencionales. Además, la mayoría de los discriminadores de frecuencia requieren de una inversión de fase de 180°, un circuito sumador y uno o más circuitos dependientes de la frecuencia.

[18] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

1.3.5 Modulación en fase[19]

Todos resultados que se deriven de FM son aplicables directamente a PM así que para PM

$$\Delta\omega = k_p m'_p \qquad \text{(Ec. 1.43.)}$$

en donde:

$$m'_p = \dot{m}(t)_{max}$$

$$B_{MP} = 2[\Delta f + kB]$$

$$= 2\left[\frac{k_p m'_p}{2\pi} + kB\right] \qquad 1 < k < 2 \qquad \text{(Ec. 1.44.)}$$

Existe una importante diferencia entre FM y PM con respecto a Δf. En FM, $\Delta\omega = k_f m_p$ depende solamente del valor pico de m(t). Es independiente del espectro de m(t). Por otra parte, en PM $\Delta\omega = k_p m'_p$ depende del valor pico de $m^{\bullet}(t)$. Pero $m^{\bullet}(t)$ depende fuertemente del espectro de frecuencia de m(t).

Considerando FM de una modulación en fase, entre mayor sea la desviación de frecuencia, mayor es la desviación de fase. Por tanto, esta depende, o por lo menos hasta cierto punto, de la amplitud de la señal modulante, así como con PM. Con PM, el índice de modulación es proporcional a la amplitud del voltaje de la señal modulante solamente, mientras que con FM el índice de modulación también es inversamente proporcional a la frecuencia de la señal modulante. Sí las transmisiones

[19] LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

de FM se reciben en un receptor de PM las frecuencias bajas tendrían considerablemente más desviación de fase de las que un modulador de PM les hubiera dado. Debido que el voltaje de salida de un demodulador de PM es proporcional a la desviación de fase, la señal aparece excesivamente elevada en frecuencias altas. Alternativamente, PM demodulada por un receptor de FM produce una señal de información en la cual se incrementan las señales modulantes de más alta frecuencia.

1.3.6 Potencia Promedio de una onda de modulación angular[20]

Una de las diferencias más importantes entre la modulación angular y la modulación en amplitud, es la distribución de potencia en la onda modulada. A diferencia de AM, la potencia total en una onda de modulación angular es igual a la potencia de la portadora no modulada (es decir, las bandas laterales no agregan potencia a la señal modulada compuesta). Por lo tanto, con la modulación angular, la potencia que estaba originalmente en la portadora sin modular es redistribuida entre el conducto y sus bandas laterales. La potencia promedio de una onda de modulación angular es independiente de la señal modulante, índice de modulación y desviación de frecuencia. Es igual a la potencia promedio de la portadora no modulada, sin importar la profundidad de la modulación. matemáticamente la potencia promedio de la portadora no modulada es:

[20] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

$$P_c = \frac{A^2}{2R} \qquad \text{(Ec. 1.45.)}$$

La potencia total instantánea en una portadora de modulación angular es:

$$P_c = \frac{\varphi_{EM}(t)^2}{R} \qquad \text{(Ec. 1.46.)}$$

al sustituir para $\varphi_{EM}(t)$ resulta en

$$P_t = \frac{A^2}{R}\cos^2(\omega_c t + \Phi(t)) \qquad \text{(Ec. 1.47.)}$$

y expandiendo dará como resultado:

$$P_t = \frac{A^2}{R}\left[\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos(2\omega_c t + 2\Phi(t))\right] \qquad \text{(Ec. 1.48.)}$$

En esta ecuación el segundo término consiste en un número infinito de componentes, de frecuencia lateral sinusoidal, sobre una frecuencia igual al doble de la frecuencia de portadora ($2\omega_c$). Consecuentemente, el valor promedio del segundo término es cero, y la potencia promedio de la onda con modulación se reduce a:

$$P_t = \frac{A^2}{2R} \qquad \text{(Ec. 1.49.)}$$

Por tanto la potencia promedio de la portadora modulada es igual a la potencia promedio de la portadora no modulada. La potencia de la portadora modulada es la suma de las potencias de las portadoras y componentes de frecuencias laterales.

Por lo tanto, el total de la potencia de la onda modulada es:

$$P_t = P_c + P_1 + P_2 + P_3 + P_n$$
$$= \frac{(V_c)^2}{2R} + \frac{2(V_1)^2}{2R} + \frac{2(V_2)^2}{2R} + \frac{2(V_3)^2}{2R} + \frac{2(V_n)^2}{2R} \qquad \text{(Ec. 1.50.)}$$

donde

P_c= Potencia de la portadora.

P_i= Potencia del i-ésimo conjunto de bandas laterales.

2 MODULACION DIGITAL ____ 44

2.1 GENERALIDADES TÉCNICAS ____ 44

2.1.1 Razón de Nyquist ____ 46

2.1.2 Límite de Shannon para la capacidad de información. ____ 48

2.1.3 Recuperación del reloj en el receptor ____ 50

2.2 COMUNICACIONES BINARIAS ____ 51

2.2.1 Manipulación por encendido y apagado (OOK). ____ 52

2.2.2 Demodulación de ASK ____ 54

2.2.3 Modulación de frecuencia (FSK) ____ 57

2.2.4 Demodulación de FSK ____ 63

2.2.5 Modulación de PSK ____ 65

2.2.6 Demodulador de BPSK ____ 68

2.2.7 Modulación DPSK ____ 69

2.2.8 Demodulación de DPSK ____ 71

2.3 CODIFICACIÓN MULTINIVEL ____ 72

2.4 INTERFERENCIA INTERSÍMBOLO ____ 74

2.4.1 Causas principales ____ 75

2.5 COMUNICACIÓN M-ARIA ____ 76

2.5.1 Modulador FSK Ortogonal M-aria ____ 76

2.5.2 Demodulador FSK Ortogonal M-aria ____ 78

2.5.3 Modulador por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK) ____ 79

2.5.4 Demodulador QPSK ____ 82

2.5.5 Modulador PSK de ocho fases ____ 84

2.5.6 Demodulador 8-PSK _____ 87

2.5.7 Modulador 16 PSK _____ 88

2.5.8 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM) _____ 90

2.6 EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA _____ 98

2.7 COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL ___ 99

2 MODULACION DIGITAL

2.1 GENERALIDADES TÉCNICAS[21]

Los sistemas tradicionales de comunicaciones electrónicas que utilizan técnicas de modulación analógica convencional, la modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM) y modulación en fase (PM), están siendo reemplazados por nuevos sistemas de comunicaciones digitales. Los sistemas de comunicaciones digitales ofrecen varias ventajas sobresalientes, respectos a los sistemas analógicos convencionales: facilidad de procesamiento, facilidad de multicanalización e inmunidad al ruido.

El término comunicaciones digitales abarca un área extensa de técnicas de comunicaciones incluyendo ***transmisión digital y radio digital***. La transmisión digital es la transmisión de pulsos digitales entre dos o más puntos de un sistema de comunicación. El radio digital es la transmisión de portadoras analógicas moduladas, en forma digital, entre dos o más puntos de un sistema de comunicación. Los sistemas de transmisión digital requieren de un elemento físico entre el transmisor y el receptor, con un par de cables metálicos, un cable coaxial,

[21] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

o un cable de fibra óptica. En los sistemas de radio digital, el medio de transmisión es el espacio libre o la atmósfera de la tierra.

Para sistemas de comunicación digital que emplean canales pasabandas, es conveniente modular una señal portadora en la corriente de datos digitales antes de la transmisión. Tres formas básicas de modulación digital, se conocen como ***Modulación de amplitud*** (ASK, amplitude shift keying), ***Modulación de frecuencia*** (FSK, frecuency shift keying) y ***Modulación de fase*** (PSK, phase shift keying). Las formas de modulación se muestran en la figura 2.1. y la figura 2.2. Para el estudio de modulación digital es necesario conocer la razón de Nyquist y la teoría de Shannon para la capacidad de información.

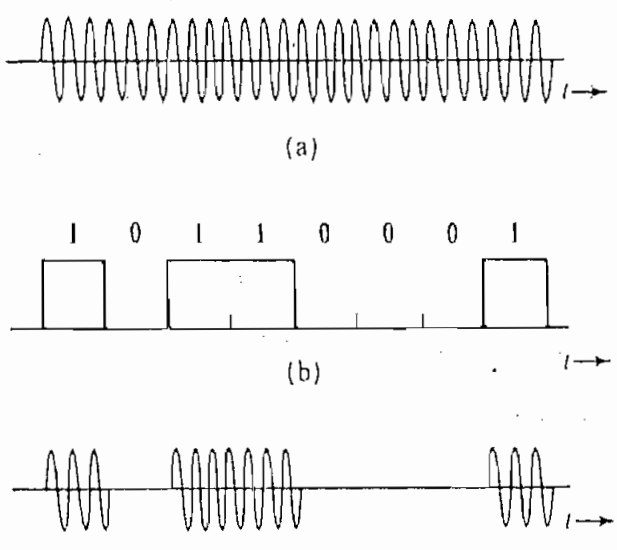


Figura 2.1. (a) La portadora. (b) Señal moduladora. (c) Señal modulada en amplitud.

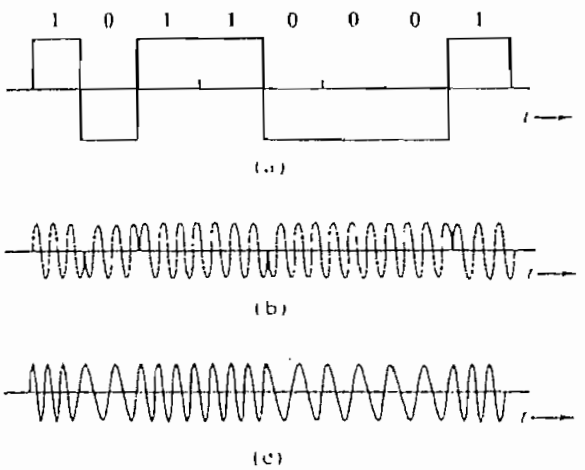


Figura 2.2. (a) Señal moduladora. (b) Señal modulada en fase. (c) Señal modulada en frecuencia.

2.1.1 Razón de Nyquist[22]

Todos los sistemas de portadora digital comprende la transmisión de pulsos, por un medio, con un ancho de banda limitado. Un sistema altamente selectivo requeriría de un mayor número de secciones de filtrado, lo cual es impráctico. Por lo tanto los sistemas digitales prácticos generalmente utilizan filtros con los anchos de banda que son de, aproximadamente, 30% más en exceso del ancho de banda de Nyquist ideal. La figura 2.3.a muestra la típica forma de onda de salida de un canal de comunicación limitado en banda, cuando un pulso angosto se aplica a su entrada. La figura muestra que limitar en banda a un pulso causa que la energía del pulso se esparza sobre un tiempo significativamente más largo, en la forma de *lóbulos secundarios*. Los lóbulos secundarios son llamadas colas anilladas. Al espectro de frecuencia de salida correspondiente a un pulso rectangular se le menciona con una respuesta sen(x)/x.

[22] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

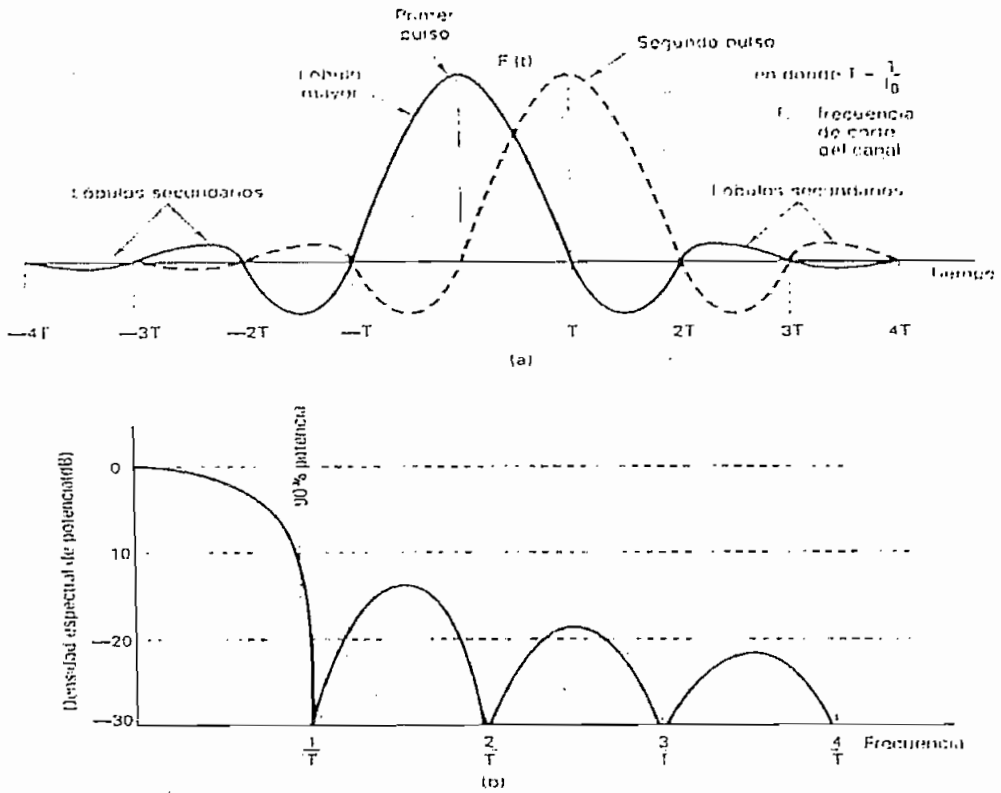


Figura 2.3. Respuesta del pulso: (a) Respuesta del pulso de un filtro limitado en banda. (b) Espectro de un pulso cuadrado con duración 1/T.

2.1.2 Límite de Shannon para la capacidad de información[23]

La ***capacidad de información de un sistema de comunicaciones*** representa el número de símbolos independientes que pueden pasarse, a través del sistema, en una unidad de tiempo determinada. El símbolo fundamental es el dígito binario (bit). Por tanto, a menudo es conveniente expresar la capacidad de información o ***capacidad del canal*** de un sistema en bits por segundo (bps).

La importancia de este concepto se basa en un teorema establecido y probado por C. Shannon, el cual establece que si la razón de entropía R es igual o

[23] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

menor que la capacidad del canal C, entonces existe una técnica de codificación que permite la transmisión por el canal con un frecuencia de errores arbitrariamente pequeña, o

$$R \leq C \qquad \text{(Ec. 2.3.)}$$

Esta restricción es válida aún en presencia de ruido del canal. El inverso de este teorema establece que no es posible transmitir mensajes sin errores si R > C. Entonces la capacidad del canal se define como la máxima razón de información confiable a través del canal.

En 1928 R. Hartley desarrollo una relación útil entre el ancho de banda la línea de transmisión y la capacidad de transmisión y demostró que la capacidad de información es una función lineal del ancho de banda y de la línea de transmisión y es directamente proporcional a ambos, sí se cambia el ancho de banda o la línea de transmisión ocurrirá un cambio directamente proporcional en la capacidad de información.

En 1948 C. E. Shannon, publicó un articulo relacionado con la capacidad de información de un canal de comunicación al ancho de banda y a la relación señal a ruido.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \qquad \text{(Ec. 2.4.)}$$

donde

C= capacidad de información (bps)

B= ancho de banda del canal (Hz)

S/N = relación señal a ruido (sin unidades)

La ecuación de Shannon representa el límite de la capacidad de información en un canal con ruido. La capacidad de información de Shannon no necesariamente se puede alcanzar con un sistema de dos niveles, a veces es necesario utilizar sistemas de transmisión digital que tienen más de dos condiciones de salida (símbolos).

La capacidad del canal se incrementa cuando S/N aumenta. De otra manera, para una capacidad fija del canal, el ancho de banda B se puede reducir a cambio de un aumento en la relación señal a ruido, S/N. En un caso ideal, los resultados indican que este cambio es aproximadamente exponencial.

2.1.3 Recuperación del reloj en el receptor[24]

Como con cualquier sistema digital, el radio digital requiere de un tiempo preciso o de sincronización de reloj, entre los circuitos de transmisión y recepción. Debido a esto, es necesario regenerar los relojes en el receptor que están sincronizados con los del transmisor.

La figura 2.4.a muestra un circuito sencillo que se utiliza casi siempre para recuperar información de reloj de los datos recibidos. Los datos recuperados se retardan por la mitad de tiempo de bit y luego se comparan con los datos originales en un circuito XOR. La frecuencia de reloj que se recupera con este método es igual a la tasa de datos recibidos (f_b). La figura 2.4.b muestra la relación entre los datos y la sincronización del reloj recuperado. De la figura 2.4.b puede verse que,

[24] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

mientras los datos recibidos contengan un número sustancial de transiciones se mantiene el reloj recuperado. Si los datos recibidos experimentan un período extenso de unos y ceros sucesivos, se perdería el reloj recuperado. Para evitar que esto suceda, los datos se codifican en el extremo de la transmisión y decodifican en el extremo de la recepción.

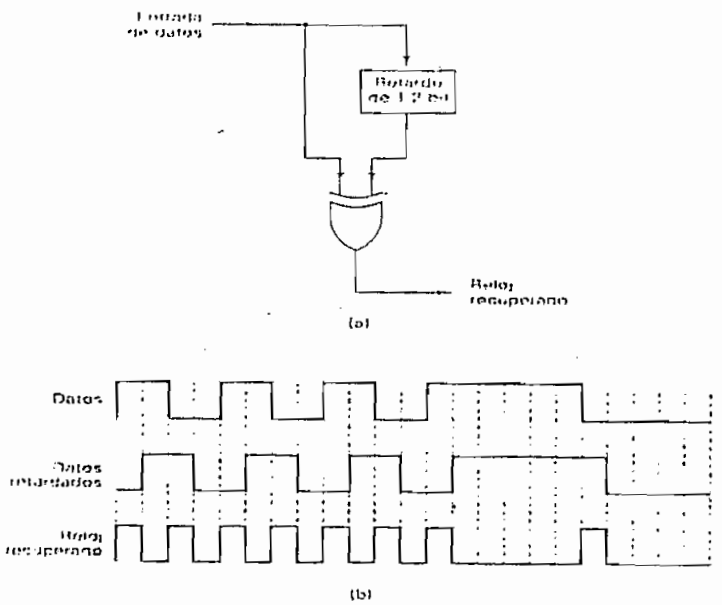


Figura 2.4. (a) Circuito de recuperación del reloj. (b) Diagrama de sincronización.

2.2 COMUNICACIONES BINARIAS[25]

Existen tres maneras de modúlar una portadora senoidal simple: variando su frecuencia, su amplitud y su fase de acuerdo a la información que se va transmitir.

[25] MISCHA - SWARTZ; Transmisión de información, modulación y Ruido; Tercera edición, McGraw - Hill; México 1993.

En el caso binario esto corresponde a la Modulación de uno de los tres parámetro entre dos valores posibles.

Comúnmente la Modulación de amplitud oscila entre cero (estado de apagado) y algún nivel predeterminado de amplitud (estado de encendido), tales sistemas se denominan **On-Off-Keyed (OOK)** manipulados por encendido y apagado, análogamente, en la **manipulación por corriente de fase (PSK)**, es la fase de la portadora la que conmuta en π radianes o 180°. En este caso se puede considerar que lo que varía es la polaridad de la portadora de acuerdo con la hilera binaria de información. En el caso de la **manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK)**, la portadora conmuta entre dos frecuencias predeterminadas, ya sea modulando un oscilador de señal senoidal o por Modulación entre dos osciladores dispuestos en fase.

2.2.1 Manipulación por encendido y apagado (OOK)[26]

Supóngase una secuencia de pulsos binarios, como los que se muestran en la figura 2.5.a. Un 1 lógico enciende la amplitud de la portadora A, y el cero la apaga (figura 2.5.b). Es evidente que el espectro de la señal OOK dependerá de la secuencia particular que se transmita. Sea una secuencia particular de unos y ceros m(t); entonces, la señal modulada en amplitud, es simplemente:

$$\varphi_{OOK}(t) = A\,m(t)\cos(\omega_c t) \qquad \text{(Ec. 2.5.)}$$

[26] MISCHA - SWARTZ; Transmisión de información, modulación y Ruido; Tercera edición, McGraw – Hill; México 1993.

donde m(t) = 1 ó 0, sobre intervalos de T segundos de duración. El espectro de Fourier de la señal modulada en amplitud quedará:

$$\varphi_{OOK}(t) \leftrightarrow \frac{A}{2}\left[F(\omega-\omega_c)+F(\omega+\omega_c)\right] \qquad \text{(Ec. 2.6.)}$$

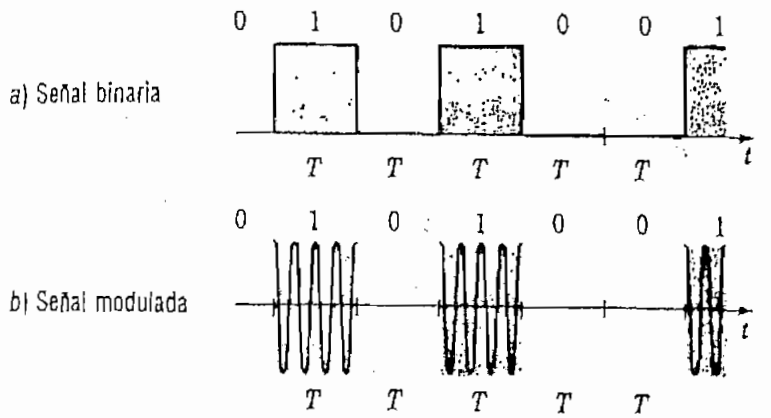


Figura 2.5. Señal de manipulación OOK.

El efecto de la multiplicación de $\cos(\omega_c t)$ es simplemente el corrimiento del espectro original de la señal(la señal de banda base) hasta la frecuencia ω_c (figura 2.6.). Esta es la forma general de una señal de AM; contiene bandas laterales simétricamente distribuidas al rededor de la frecuencia central o de la portadora ω_c. Se observa que con un ancho de banda inicial de la banda base $2\pi B$ rad/seg el ancho de banda AM o de transmisión es el doble que el de aquél; es decir $\pm 2\pi B$ alrededor de la portadora, dando un ancho de banda total de 2B.

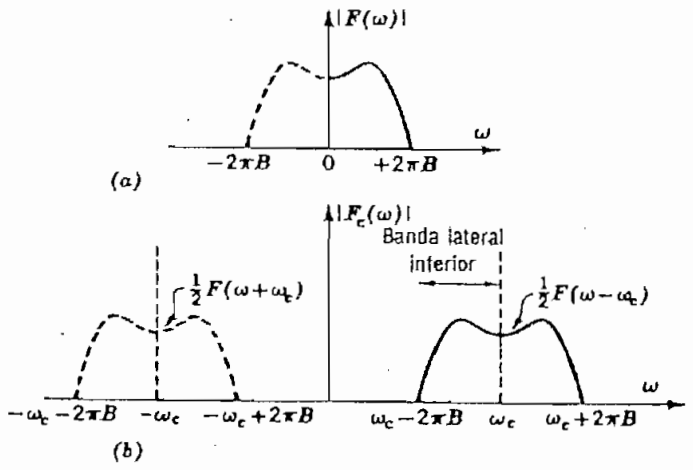


Figura 2.6. Espectro de amplitud de la onda modulada en amplitud. (a) Espectro de la señal moduladora. (b) Espectro de la onda modulada en amplitud.

La densidad espectral de potencia de la ASK se centra en ω_c y tiene forma idéntica a la señal encendido - apagado de la señal correspondiente. Como el ancho de banda se duplico en el proceso de modulación, la eficiencia teórica máxima del ancho de banda es de 1bps. Un valor tipico para los sistemas de operación es de 2 a 3 veces este ancho de banda.

2.2.2 Demodulación de ASK[27]

El proceso de demodulación se denomina a menudo detección. Existen esencialmente dos métodos comunes de demodulación. Uno, conocido como ***detección sincrónica o coherente***, que consiste en la multiplicación de la señal que llega por la frecuencia de la portadora, lo que se genera localmente en el

[27] STREMLER F. G.:Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

receptor, y a continuación la señal multiplicada resultante se hace pasar por un filtro pasabajas.

El procedimiento de detección sincrónica se muestra en la figura 2.7.

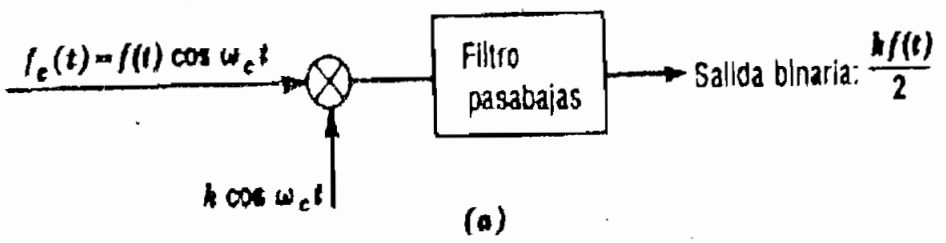


Figura 2.7. Detección sincrónica de señales OOK o de PSK.

Si la señal binaria de alta frecuencia tiene la forma de AM, $\varphi(t)=Am(t)\cos(\omega_c t)$.[Sí $m(t)=\pm 1$, se tiene la señal de PSK; sí es igual a uno ó a cero se tiene el caso OOK]. Si se multiplica esta señal por $k\cos(\omega_c t)$ se obtiene $k_1 m(t) \cos^2(\omega_c t)=(k_1/2)(1+ \cos(2\omega_c t))m(t)$.

La salida del filtro pasabajas $(k_1/2)m(t)$, que es la secuencia binaria de la banda base que se desea. Por tanto el detector sincrónico realiza la función deseada de reproducir la señal m(t) en el receptor.

Se supone que la portadora local $A\cos(\omega_c t)$, está exactamente a la misma frecuencia que el término de la portadora que llega y que se encuentra en fase con ella, es decir que esta sincronizada. Sí la señal senoidal generada tiene una variación de frecuencia $\Delta\omega$ con respecto a la portadora enviada, la multiplicación resultaría:

$k_1 m(t) \cos(\omega_c t).\cos((\Delta\omega+\omega_c)t)=(k_1/2)[\cos((\Delta\omega+2\omega_c)t)+\cos(\Delta\omega t)]m(t)$.

La salida del filtro pasabajas será: $(k_1/2)\cos(\Delta\omega t)m(t)$. Sí $\Delta\omega$ estuviera en la banda del paso del filtro se obtendría esta señal, que no es la deseada.

Sí la señal local tuviera la frecuencia correcta, pero un desfase de θ radianes la salida del filtro será: $(k_1/2)\cos(\theta)m(t)$. Esta es la salida de la banda base deseada, pero se encuentra atenuada en amplitud. Sí θ se aproxima a $\pi/2$, la salida se aproxima a cero. Sí θ sobrepasa a $\pi/2$, la salida se invierte.

Por todo esto la portadora generada localmente debe estar sincronizada tanto en fase como en frecuencia.

El sincronismo de fase es muy difícil de obtener, particularmente si la transmisión se realiza a gran distancia. Esto significa que un reloj del receptor que proporcione el sincronismo, deberá encadenarse o amarrarse al reloj del transmisor dentro de una fracción de un ciclo de la portadora, sin importar lo que ello cueste.

Existen varios métodos disponibles para obtener la requerida sincronía de la información:

- Puede transmitirse una portadora piloto superpuesta a la hilera binaria de señales de alta frecuencia, la cual puede extraerse en el receptor y utilizarse para sincronizar el oscilador local del receptor.
- El lazo de amarre de fase (PLL), encadenado a la hilera de datos o a un tono piloto, puede ser utilizado en el receptor para mantener en cero la diferencia de fase

La otra forma común de detección, llamada ***detección de envolvente***, evita los problemas de tiempo y de fase de la detección sincrónica. En este caso la señal de alta frecuencia que llega se hace pasar a través de un dispositivo no lineal y un filtro pasabajas.

El proceso de detección de envolvente requiere la presencia de una portadora que no varíe, además de la señal binaria de alta frecuencia que contenga la información.

2.2.3 Modulación en frecuencia (FSK)[28]

La modulación por desplazamiento de frecuencia (FSK) es de bajo rendimiento. El FSK binario se lo puede considerar como una modulación angular de amplitud constante.

La diferencia entre este modulador digital con el analógico, es que la señal modulante es un flujo de pulsos binarios que varía entre dos niveles de voltaje discretos, y no una forma analógica que cambia de manera continua. Utilizando la ecuación general de FM se llegará a la expresión general para una señal FSK:

$$\varphi_{FSK}(t) = A\left[\cos\left(\omega_c + \frac{m(t)\Delta\omega}{2}\right)t\right] \qquad \text{(Ec. 2.7.)}$$

donde

$\varphi_{FSK}(t)$= forma de onda FSK binaria

A= amplitud pico de la portadora no modulada

ω_c= frecuencia de la portadora (rad)

m(t)= señal modulante ***digital binaria***

$\Delta\omega$= desviación de frecuencia (rad)

[28] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

Los moduladores FSK son muy similares a los moduladores FM convencionales y, a menudo son ***osciladores de voltajes controlados (VCO)***. El más rápido cambio de entrada ocurre, cuando la entrada binaria es una serie de unos y ceros alternativos: es decir una onda cuadrada. En consecuencia, si se considerada solo la frecuencia fundamental de entrada, la frecuencia modulante más alta es igual a la mitad de la razón de bit de entrada.

La frecuencia de reposo del VCO se selecciona de tal forma que cae a medio camino, entre las frecuencias de marca y espacio. Una condición de 1 lógico, en la entrada, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a la frecuencia de marca; una condición de 0 lógico, cambia el VCO de su frecuencia de reposo a su frecuencia de espacio. Por tanto, conforme la señal binaria de entrada cambia de 1 lógico a 0 lógico, y viceversa, la frecuencia de salida del VCO se desplaza o se desvía, de un lado a otro, entre las frecuencias de marca y espacio. Debido a que el FSK binario es una forma de modulación en frecuencia, la formula para el índice de modulación utilizado en FM, también es valido para el FSK binario. El índice de modulación se expresa como:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} \qquad \text{(Ec. 2.8.)}$$

donde

β = índice de modulación (sin unidades)

Δf = desviación en frecuencia (Hz)

f_m = frecuencia modulante (Hz)

El peor caso del índice de modulación es el que da el ancho de banda de salida más amplio, llamado ***relación de desviación*** y ocurre cuando la desviación de frecuencia y la frecuencia modulante están en sus valores máximos.

Para FSK binario, Δf es igual a la diferencia entre la frecuencia de reposo y la frecuencia de marca o espacio (la mitad de la diferencia entre las frecuencias de marca y espacio). Por lo tanto, el índice de modulación se reduce a:

$$\beta = \frac{\frac{f_{marca} - f_{espacio}}{2}}{\frac{f_{bit}}{2}} = \frac{f_{marca} - f_{espacio}}{f_{bit}} \qquad \text{(Ec. 2.9.)}$$

donde

f_{marca} = frecuencia de marca

$f_{espacio}$ = frecuencia de espacio

Con la FM convencional de banda angosta, el ancho de banda es una función del índice de modulación. En consecuencia, en un FSK binario, por lo general, se mantiene bajo 1.0, produciendo así un espectro de salida FM de banda relativamente angosta. El mínimo ancho de banda necesario para propagar una señal se denomina ***mínimo ancho de banda de Nyquist***. Cuando se utiliza la modulación y se genera un espectro de salida de doble lado(doble banda), el mínimo ancho de banda se denomina ***mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado*** o el mínimo ancho de banda de IF.

Para determinar el ancho de banda de la señal modulada, sólo se considera la frecuencia de reposo de la portadora, por lo que se tiene el caso de modulación por una sinusoide de frecuencia sencilla, cuya expresión es la siguiente:

$$\varphi_{FM}(t) = A\cos(\omega_c t + \beta\cos(\omega_r t))$$
$$= A\sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta)\cos\left(\omega_c t + n\omega_r t + \frac{n\pi}{2}\right) \qquad \text{(Ec. 2.10.)}$$

donde ω_r=frecuencia de reposo

donde $J_n(\beta)$ es la función de Bessel de primera clase de orden n con argumento β.

Esta ecuación muestra que con modulación angular, se producen un número infinitos de conjuntos de frecuencias laterales, cada uno desplazados de la portadora por un integral múltiplo de la frecuencia de la señal modulante (la frecuencia de reposo). Un conjunto de bandas laterales incluye una frecuencia lateral superior e inferior ($f_r \pm f_{bit}/2$, $f_r \pm f_{bit}$, $f_r \pm nf_{bit}/2$, etc). Los conjuntos sucesivos de bandas laterales se llaman bandas laterales de primer orden, bandas laterales de segundo orden, etc. y sus magnitudes se determinan por los coeficientes $J_1(\beta)$, $J_2(\beta)$, etc., respectivamente.

A medida que se aumenta el índice aumentan el número de número de bandas laterales. La tabla de la función de Bessel de primera clase con índice de modulación β se muestra en el Anexo A.

La figura 2.8 muestra las curvas para las amplitudes relativas de la portadora y varios conjuntos de frecuencias laterales, para β de 0 hasta 10.

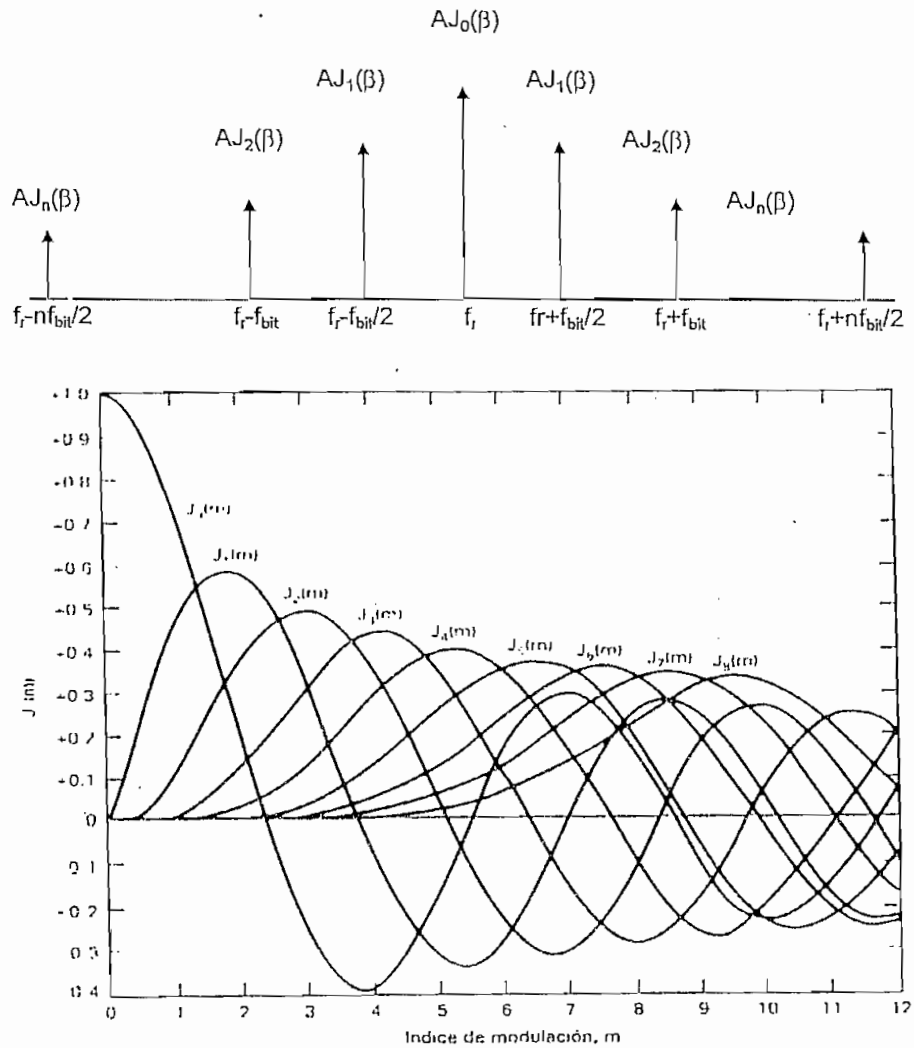


Figura 2.8. Gráfica de las funciones de Bessel.

Debido a que el FSK es una forma de modulación de frecuencia, de banda angosta, el mínimo ancho de banda depende del índice de modulación. Para un índice de modulación entre 0.5 y 1, se generan dos o tres conjuntos de frecuencias laterales significativas. Por lo tanto, el mínimo ancho de banda es de dos o tres veces la razón de bit de entrada.

Existen varias formas de modulación en FSK como: ***modulación coherente*** en la cual no cambia la fase de la señal y la ***modulación no coherente*** en que si cambia la fase de la señal.

2.2.3.1 Modulación FSK de desplazamiento mínimo[29]

La transmisión de desplazamiento mínimo de la FSK(MSK), es una forma de transmitir desplazando la frecuencia de fase continua CPFSK. En esencia, el MSK es un FSK binario excepto que las frecuencias de marca y espacio están sincronizada con la razón de bit de entrada binaria. Con MSK las frecuencias de marca y espacio están seleccionadas, de tal forma que exista exactamente 180° de diferencia en fase entre las dos frecuencias en un intervalo de señal. In esta manera MSK produce una máxima diferencia de fase en el final de un intervalo usando una mínima diferencia en las señales de frecuencia. Además una señal MSK mantiene continua la fase en la transición de señalización. Por esta razón MSK pertenece a una clase de señal FSK referida como una CPFSK. MSK asegura que haya una transición de fase fluida, en la señal de salida analógica, cuando cambia de un frecuencia de marca a una frecuencia de espacio o viceversa. Cuando existen discontinuidades abruptas de fase en la señal de salida analógica, el demodulador tiene problemas para seguir el desplazamiento de frecuencia; por consiguiente, puede ocurrir cualquier error.

La forma de onda de MSK se muestra en la figura 2.9.

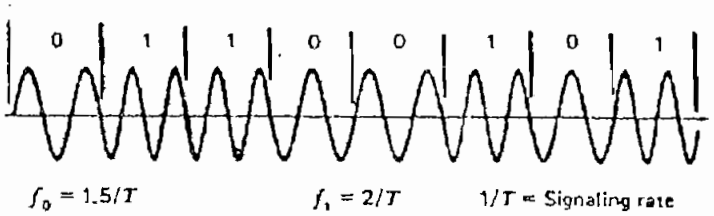


Figura 2.9. Forma de onda de FSK de forma continua(MSK).

[29] BELLAMY John; Digital Telephony; Four edition; John Wiley & sons – Interscience Publication; USA 1982. TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

2.2.4 Demodulación de FSK[30]

La demodulación FSK comúnmente utiliza el método de detección sincrónica. Este método empieza considerando a la señal FSK como si estuviera compuesta por dos señales ASK con diferentes frecuencias portadoras, como se muestra en la figura 2.10. Estas requieren de ondas senoidales, una para cada frecuencia transmitida con sus respectivos filtros acoplados.

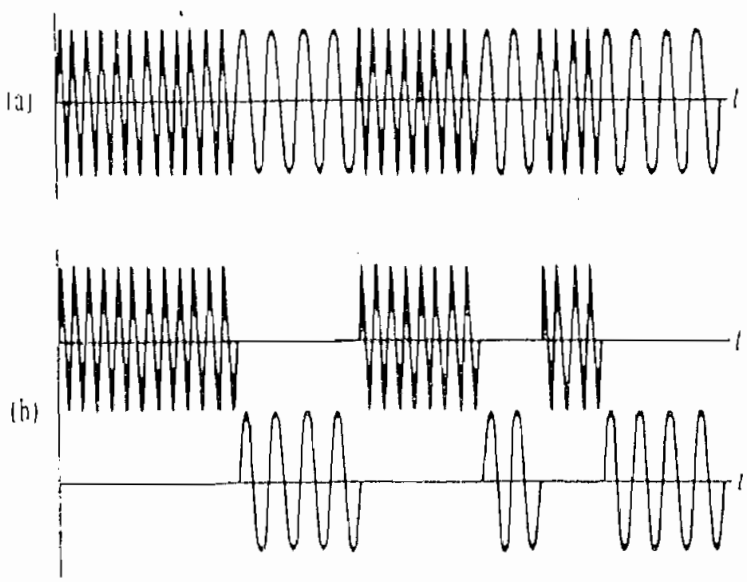


Figura 2.10. (a) Señal FSK ideal y (b) su descomposición en dos señales ASK.

[30] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

El circuito más utilizado para demodular las señales de FSK binarias es el ***circuito de amarre de fase(PLL)***, que se muestra en la figura 2.11.

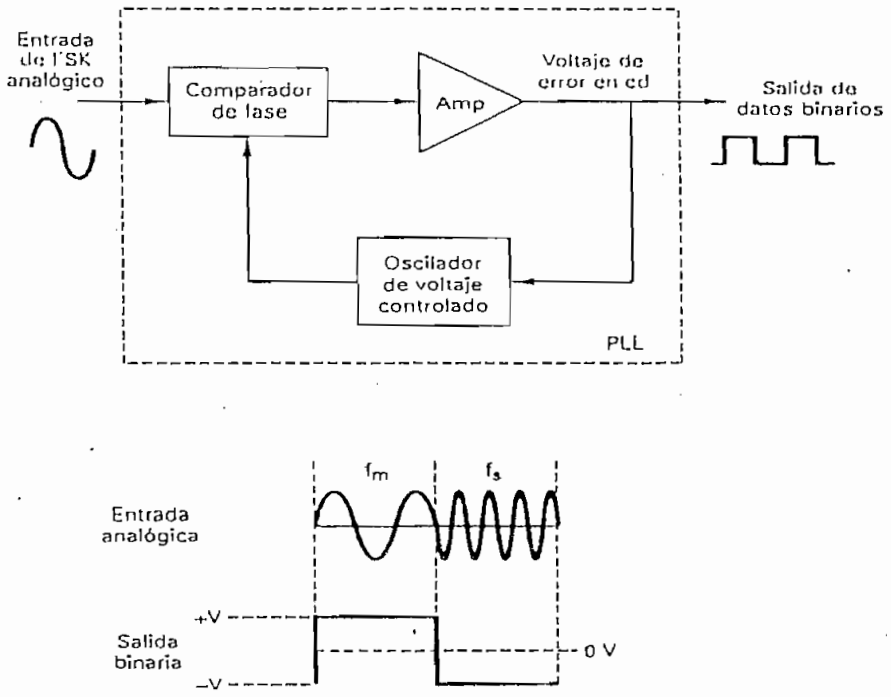


Figura 2.11. Demodulador de FSK-PLL

El FSK-PLL funciona en forma muy similar a uno de FM-PLL. Conforme cambia la entrada de PLL entre las frecuencias de marca y espacio, el voltaje de error de DC a la salida del comparador de fase sigue el desplazamiento de frecuencia. Debido a que solo hay dos frecuencias de entrada (marca y espacio), también hay solo dos voltajes de error de salida. Uno representa a un uno lógico, y el otro a un cero lógico. En consecuencia, la salida es una representación de dos niveles (binaria) de la entrada FSK. Por lo regular la frecuencia natural del PLL se hace igual a la frecuencia central del demodulador del FSK. Como resultado, los

cambios en el voltaje de error DC, siguen a los cambios en las frecuencias de entrada analógica y son simétricos alrededor de cero voltios.

2.2.5 Modulación PSK[31]

En un modulador de BPSK, la señal de entrada de la portadora se multiplica por los datos binarios. A un uno lógico se le asigna el valor de +1V y -1V se le asigna a un cero lógico, por lo que la portadora se multiplica por +1 ó -1. En consecuencia la señal de salida es sen($\omega_c t$) ó -sen($\omega_c t$). La primera es una señal en fase con el oscilador de referencia y la segunda presenta un desfase de 180° respecto al oscilador de referencia. Cada vez que cambia la condición de lógica de entrada, cambia la fase de salida. Esto se demuestra en la figura 2.12.

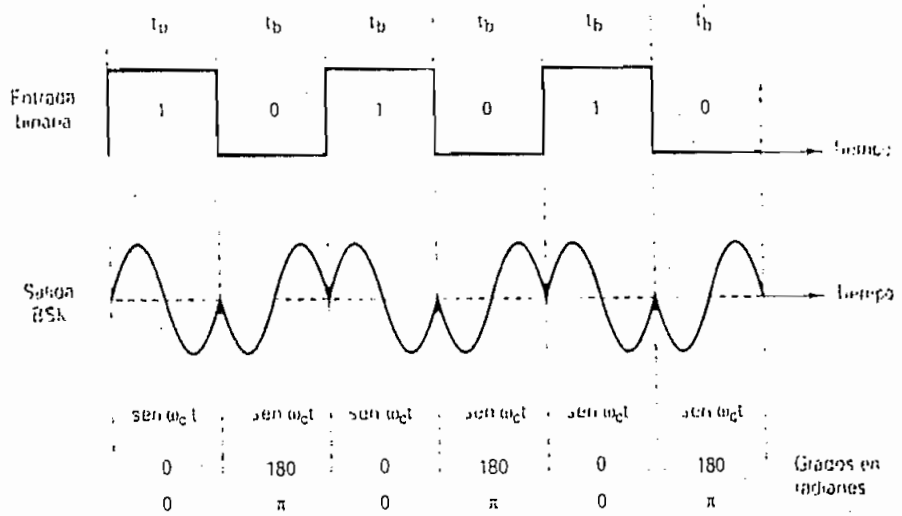


Figura 2.12. Relación de la fase de salida contra tiempo para un modulador de BPSK.

[31] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

La ecuación general que expresa una onda digital binaria modulada en fase es la siguiente:

$$\varphi_{BPSK}(t) = \cos\left(\omega_c t + \frac{m(t)\Delta\theta}{2}\right) \qquad \text{(Ec. 2.11.)}$$

donde

m(t)= señal binaria simétrica NRZ (±1V)

Δθ=desviación de fase

La modulación de fase siempre debe ser simétrica, por lo tanto, $\Delta\theta=2\pi/n$, n=2 para el BPSK, y la señal m(t) es un número impar positivo o negativo.

El diagrama fasorial del modulador BPSK se muestran a continuación:

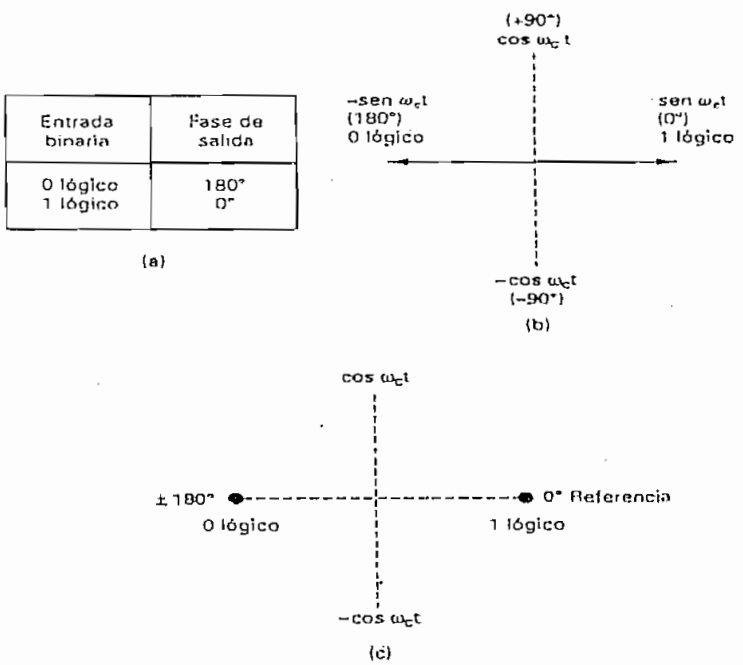


Figura 2.13. Modulador de BPSK (a) tabla de verdad; (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

Entrada Binaria	Fase de salida
0 lógico	180°
1 lógico	0°

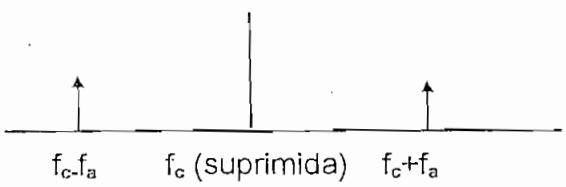
Tabla 2.1. Tabla de verdad BPSK

2.2.5.1 Ancho de Banda de BPSK[32]

El ancho de banda más amplio ocurre cuando los datos binarios de entrada son una secuencia de unos y ceros, es decir una onda cuadrada. La frecuencia fundamental f_a de una onda cuadrada es igual a la mitad de la razón de bit ($f_b/2$). La fase de salida de un modulador de BPSK es:

$$\begin{aligned} \text{salida} &= \text{sen}\ \omega_c t.\text{sen}\,\omega_a t \\ &= \tfrac{1}{2}\cos(\omega_c - \omega_a)t - \tfrac{1}{2}\cos(\omega_c + \omega_a)t \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 2.12.)}$$

Por lo tanto el mínimo ancho de banda de Nyquist de doble lado es $2f_a = f_b$. La ecuación anterior representa un espectro de doble banda lateral con portadora suprimida. Por lo tanto, el mínimo ancho de banda permitido para el caso BPSK es igual a la razón de bit de entrada.



[32] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

2.2.6 Demodulador de BPSK[33]

La detección coherente o sincrónica se apoya en un conocimiento preciso de la fase, de la onda portadora recibida, así como de su frecuencia, implicando así el empleo de componentes físicos más complejos. A cambio, esa detección ofrece una mejoría en el comportamiento.

La señal de entrada a un demodulador de BPSK puede ser +sen $\omega_c t$ ó -sen $\omega_c t$. El circuito de recuperación de portadora coherente detecta y genera una señal de portadora que es coherente, en frecuencia y fase, con la portadora original que envía el transmisor. Por medio de un modulador balanceado se genera el producto entre la señal de entrada y la portadora generada localmente. Finalmente la señal de producto se hace pasar por un filtro pasabajas, que separa los datos binarios de la señal recuperada.

La salida del modulador es la siguiente:

$$\begin{aligned} salida &= \pm \operatorname{sen} \omega_c t . \operatorname{sen} \omega_c t \\ &= \pm \tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2} \cos(2\omega_c t) \end{aligned} \qquad \text{(Ec. 2.13.)}$$

El filtro pasabajos se diseña de tal forma, que se elimine la señal de alta frecuencia con portadora en $2f_c$, por tanto la salida es:

$$salida = \pm \cdot \tfrac{1}{2} V \quad . \qquad \text{(Ec. 2.14.)}$$

---

[33] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

El valor positivo se interpreta como un uno lógico y el valor negativo, como un cero lógico. El diagrama esquemático del demodulador BPSK se muestra en la figura 2.14.

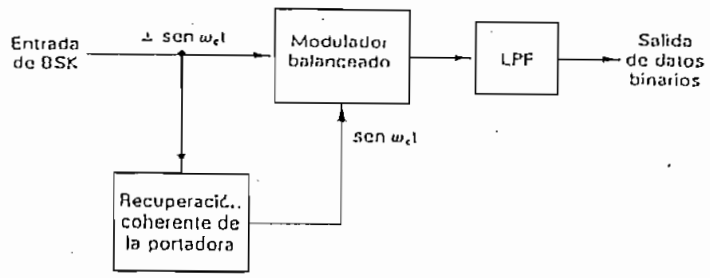


Figura 2.14. Receptor de BPSK.

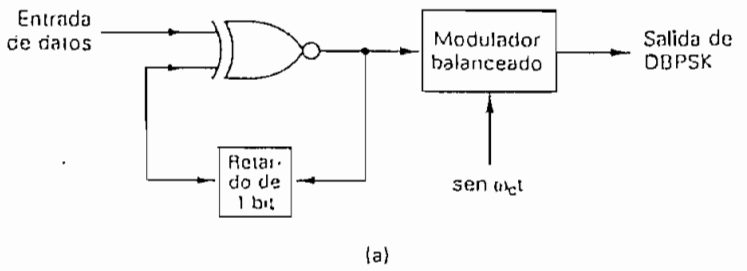
2.2.7 Modulación DPSK[34]

La transmisión por desplazamiento de fase diferencial (DPSK), es una forma alterna de modulación digital en donde la información de entrada binaria está contenida en la diferencia, entre dos elementos sucesivos de señalización, en lugar de la fase absoluta. Con DPSK no es necesario recuperar una portadora coherente en fase. En lugar de eso, se retarda un elemento de señalización por una ranura de tiempo y luego se compara el siguiente elemento recibido de señalización. La diferencia, en fase, de los elementos de señalización determina la condición lógica de los datos.

La figura 2.15. muestra un diagrama de bloques simplificado para un transmisor, de transmisión por desplazamiento de fase binario diferencial

[34] CARLSON Bruce; Sistemas de Comunicación; segunda edición; McGraw-Hill; México 1975.

(DBPSK). Un bit de información entrante usará XNOR con el bit anterior, antes de entrar al modulador BPSK (modulador balanceado).



(a)

Figura 2.15. Modulador de DPSK.

El oscilador local se sustituye por la propia señal retardada en tiempo en exactamente en T seg o sea el tiempo de bit. Sí los dígitos adyacentes son de fase semejante, su producto da como resultado una salida positiva (uno lógico); en forma inversa, las fases opuestas dan por resultado una salida negativa (cero lógico). Así, es el corrimiento o no corrimiento entre los valores de fase transmitido, lo que representa la información del mensaje, por lo que se requiere en el transmisor, una apropiada codificación denominada ***codificación diferencial*** .

La codificación diferencial empieza con un primer dígito arbitrario; enseguida indica los dígitos de mensaje por medio de transición sucesiva o no-transición. Se establece una transición para el mensaje 0 y una no-transición para el mensaje 1. El proceso de codificación se muestra a continuación.

Mensaje de entrada		1	0	1	1	0	1	0	0
Mensaje codificado	1	1	0	0	0	1	1	0	1
Fase transmitida	0	0	π	π	π	0	0	π	0

La codificación diferencial se emplea frecuente para sistemas de manipulación por corrimiento de fase, pero no se le restringe a tales aplicaciones. Esta codificación es ventajosa en sistemas que no tienen sentido de polaridad absoluta.

2.2.8 Demodulación de DPSK[35]

El esquema del demodulador DPSK se muestra en la figura 2.16. La señal recibida se retarda por un tiempo de bit luego se compara con el siguiente elemento de señalización en el modulador balanceado. Si son iguales se genera un uno lógico (voltaje positivo). Si son diferentes, se genera un cero lógico (voltaje negativo). Si se supone incorrectamente la fase de referencia sólo el primer bit demodulado esta errado. La codificación diferencial se puede implantar con sistemas de modulación digital más alta que el binario, pero los algoritmos de codificación son más complicados.

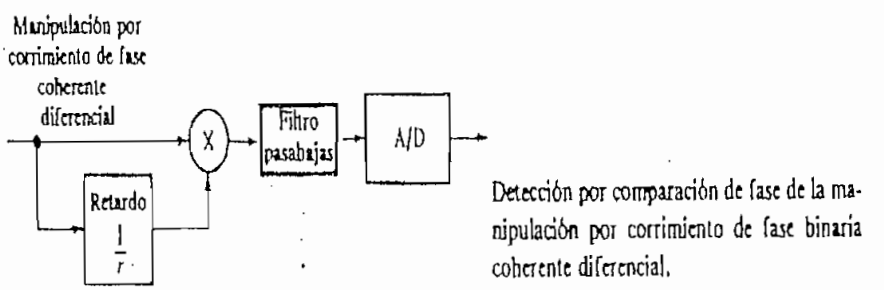


Figura 2.16. Demodulador de DPSK

[35] CARLSON Bruce; Sistemas de Comunicación; segunda edición; McGraw-Hill; México 1975

Mensaje de entrada	1	0	1	1	0	1	0	0
Mensaje codificado	1	1	0	0	0	1	1	0	1
Fase transmitida	0	0	π	π	π	0	0	π	0
Salida de comparación de fase		+	-	+	+	-	+	-	-
Mensaje de salida		1	0	1	1	0	1	0	0

En cuanto a la producción de ruido en la manipulación por corrimiento de fase coherente diferencial, podría parecer que la detección diferencial requiere dos veces más potencia que la detección coherente, dado que la propia referencia de fase se contamina con ruido. Sin embargo, las perturbaciones en realidad tienden a cancelarse en el proceso de comparación, por lo que la degradación no es muy grande.ó

2.3 SEÑALIZACIÓN MULTINIVEL[36]

Los sistemas de comunicaciones que se han analizado hasta aquí, durante cada intervalo de T segundos se transmite una de dos señales posibles. A la señal que podría enviarse en un intervalo de T segundos se le llama ***símbolo***. En un sistema de transmisión binario solo se usan dos símbolos. La tasa de símbolos ***(baudio)*** es de 1/T símbolos por segundo.

[36] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

En señalización M-aria durante cada intervalo de T segundos se transmite uno de M símbolos posibles. En sistemas de transmisión en banda base, cada símbolo corresponde a uno M niveles distintos. Sin embargo, las transmisiones M-arias no se registren a variaciones de amplitud-nivel. Se podría por ejemplo, variar la amplitud, la frecuencia de la fase de la señal senoidal para formar los diversos símbolos.

Si se dispone de un ancho de banda de canal de B Hz para la transmisión la tasa de Nyquist es de $1/T = 2B$ símbolos por segundo. En la señalización M-aria, cada símbolo representa $N= \log_2 M$ bits de información y se puede codificar únicamente en $M = 2^N$ niveles. Se deduce que la velocidad de bits equivalente es de 2BN bps. Por tanto, el ancho de banda necesario para la señalización M-aria con una tasa de información fija es inversamente proporcional a M.

Por ejemplo si el ancho de banda requerido para un sistema binario es B_2, entonces el ancho de banda necesario para que un sistema M-ario transmita información a la misma velocidad que el binario es B2/N.

Como el ancho de banda necesario para transmitir es proporcional a 1/T baudios, pero la información transmitida es proporcional a la tasa de bits $(\log_2 M)/T$, se ve que los sistemas M-arios proporcionan un medio de aumentar la tasa de transmisión de información dentro de un ancho de banda dado. Sin embargo, este aumento se obtiene a expensas de potencia agregada al transmisor y de una mayor complejidad del sistema. Además, la interferencia entre símbolos es un problema en los sistemas M-arios de señalización, y los anchos de banda necesarios para su operación son mayores que los mínimos teóricos. Sin embargo es difícil obtener resultados matemáticos para los efectos de la interferencia intersímbolo (ISI) en sistemas M-arios, y estos efectos suelen estudiarse utilizando

simulación de sistemas y programas de computación para generar diagramas oculares de niveles múltiples.

2.4 INTERFERENCIA INTERSÍMBOLO[37]

La tecnología utiliza cada vez velocidades de transmisión más altas por un canal dado, utilizando la señalización multinivel. De esto puede resultar una considerable mezcla de energía entre los espacios de tiempo adyacentes, lo que se conoce con el nombre de interferencia intersímbolo y que sucede cuando no se tiene el debido cuidado con la forma de los pulsos transmitidos. Si se tiene un tren de pulsos binarios presentándose a intervalos de T segundos, donde T es el intervalo de muestreo de PAM o PAM cuantizada. El filtrado del sistema provoca que se ensanchen los pulsos a medida que atraviesan dicho sistema y se traslapen en los espacios de tiempo adyacentes, si son dos o más canales que ocupan estas ranuras de tiempo adyacentes, se genera crosstalk.

En conclusión El ISI ocasiona que el pulso rectangular no permanezca rectangular en menos de un ancho de banda infinito. Entre más angosto sea el ancho de banda, más redondeados son los pulso. Si la distorsión de fase es excesiva, el pulso se ladeará y consecuentemente afectará al siguiente pulso.

[37] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990. TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

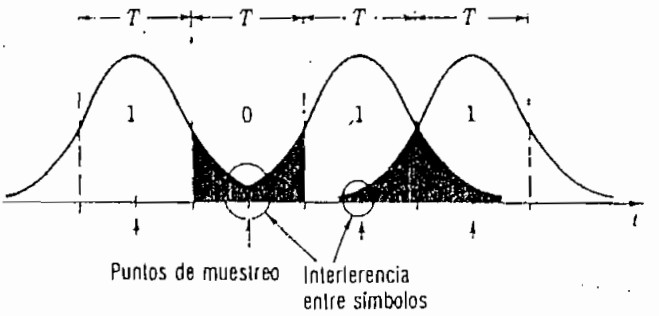


Figura 2.17. Interferencia intersímbolo en la transmisión digital.

El traslape de la señal entre los espacios adyacentes puede provocar una decisión errónea.

2.4.1 Causas principales[38]

- ***Inexactitudes de sincronización***: Causan interferencia intersímbolo si la razón de transmisión no se conforma a la frecuencia de campaneo diseñada en el canal de comunicación. Debido a que la información del reloj del receptor se deriva de las señales recibidas, las cuales están contaminadas con ruido, las inexactitudes de sincronización de muestreo son más probables de ocurrir, en los receptores que en los transmisores.
- ***Insuficiente ancho de banda***: Conforme el ancho de banda de un canal de comunicación se reduce, la frecuencia de campaneo se reduce y la interferencia intersímbolo es más probable de que ocurra.
- ***Distorsión de amplitud***: Cuando las características de frecuencia de un canal de comunicación se salen de los valores normales o esperados,

[38] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

resulta la ***distorsión de pulso***, que ocurre cuando los picos de pulsos se reducen, causando frecuencias de campaneo impropias en el dominio del tiempo. La compensación para dichas limitaciones se llama ecualización de amplitud.

- ***Distorsión de fase***: Un pulso es la superposición de una serie de ondas seno relacionada armónicamente, con relaciones específicas de fase y amplitud. Por lo tanto, si las relaciones de fase relativas se alteran, ocurre distorsión de fase. La distorsión de fase ocurre cuando los componentes de frecuencia se someten a distintos retardos de tiempo mientras se propagan. Para evitar estos problemas se utilizan ecualizadores de fase.

2.5 MODULACIÓN M-ARIA

2.5.1 Modulador FSK Ortogonal M-aria[39]

Dos recursos básicos en sistemas de comunicaciones son la potencia transmitida y el ancho de banda del canal. En términos de la capacidad del canal, están relacionados por el teorema de Hartley-Shannon. Uno de estos recursos puede ser más preciado que el otro en una situación particular, y por tanto muchos canales pueden clasificarse con limitación primaria ya sea en potencia o en ancho de banda.

[39] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

En una serie de señales M-arias, cada una se transmite en un intervalo $(0,T_s)$; el interés se centra en identificar cada símbolo de manera única en el receptor. Para hacerlo, se hace uso de un conjunto de M señales ortogonales, $\Psi_n(t)$. Se pueden elegir muchos conjuntos diferentes de funciones ortogonales, pero estamos interesados sobre todo en la Modulación de frecuencia y, por tanto, se elige el conjunto de senoidales

$$\Psi_n(t) = A \cos \omega_n t \qquad \text{(Ec. 2.15.)}$$

Se requiere una separación de frecuencia mínima entre las señales $\Psi_n(t)$ de

$$(\omega_m - \omega_n)_{min} = \frac{\pi}{T_s} \qquad \text{(Ec. 2.16.)}$$

usando este resultado se encuentra que el ancho de banda mínimo necesario en la señalización utilizando $\Psi_n(t)$ es

$$B_{min} = \frac{M}{2T_s} \qquad \text{(Ec. 2.17.)}$$

donde

$$T_s = T_b \log_2 M \qquad \text{(Ec. 2.18.)}$$

La transmisión M-aria en frecuencia, que es un conjunto de M frecuencias portadoras suficientemente espaciadas como para asegurar la ortogonalidad, puede realmente reducirse la probabilidad de error por debajo de la transmisión binaria óptima (PSK). El precio que se paga es que el ancho de banda y la

complejidad del sistema se incrementan con el aumento de M. El uso de M señales ortogonales es entonces apropiado para canales de ancho de banda relativamente amplio: en ellos el aumento del ancho de banda requerido no puede ser un problema muy severo, pero las limitaciones de potencia exigen alguna codificación de este tipo para las señales binarias con el objeto de reducir la probabilidad de error por debajo de la obtenida para las señales binarias. Los canales de comunicaciones espaciales sirven como un posible modelo de esta clase de canales.

2.5.2 Demodulador FSK Ortogonal M-aria[40]

El receptor óptimo para este conjunto de señales ortogonales consiste en un banco de M filtros acoplados, como se muestra en la figura 2.18. En los tiempos $t=kT_s$, se determina cuál salida del filtro acoplado es la más grande, y ese símbolo de salida se toma como el correcto para un intervalo de símbolo. En presencia de ruido, se presentan algunos errores en la elección.

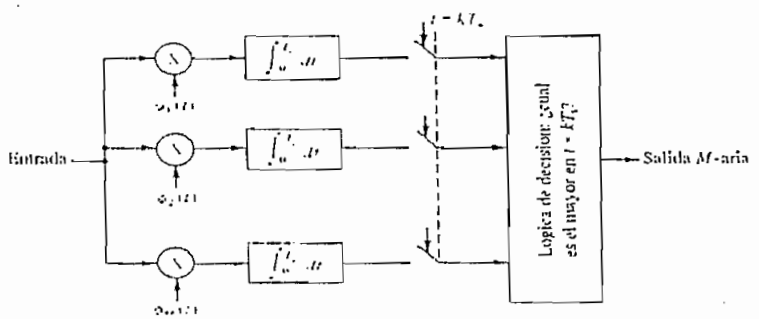


Figura 2.18. Receptor óptimo para señalización ortogonal M-aria.

[40] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

2.5.3 Modulador por desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK)[41]

La transmisión por ***desplazamiento de fase cuaternaria (QPSK)*** o, en cuadratura PSK, como a veces se le llama, es otra forma de modulación digital de modulación angular de amplitud constante. La QPSK es una técnica de codificación M-ario, en donde M=4. Con QPSK son posibles cuatro fases de salida diferentes, para una sola frecuencia de la portadora. Debido a que hay cuatro fases de salida diferentes, tiene que haber cuatro condiciones de entrada diferentes, hay cuatro posibles condiciones de combinaciones binarias: 00, 01, 10 y 11. En consecuencia, con QPSK, los datos de entrada binarios se combinan en grupos de dos bits llamados ***dibits***. Cada código dibit genera una de las cuatro fases de entrada posibles. Por tanto para cada dibit introducido al demodulador, ocurre un cambio de salida. así que, la razón de cambio de salida (razón de baudio), es la mitad de la razón de bit de entrada.

En la figura 2.19 se muestra el diagrama de bloques de un modulador QPSK. Dos bits (un dibit) se introduce en el derivador de bits. Después que ambos bits han sido introducidos, en forma serial, salen simultáneamente en forma paralela. Un bit se dirige al canal I y el otro al canal Q. El bit I modula una portadora que está en fase con el oscilador de referencia, y el bit Q modula una portadora que esta 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia.

[41] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

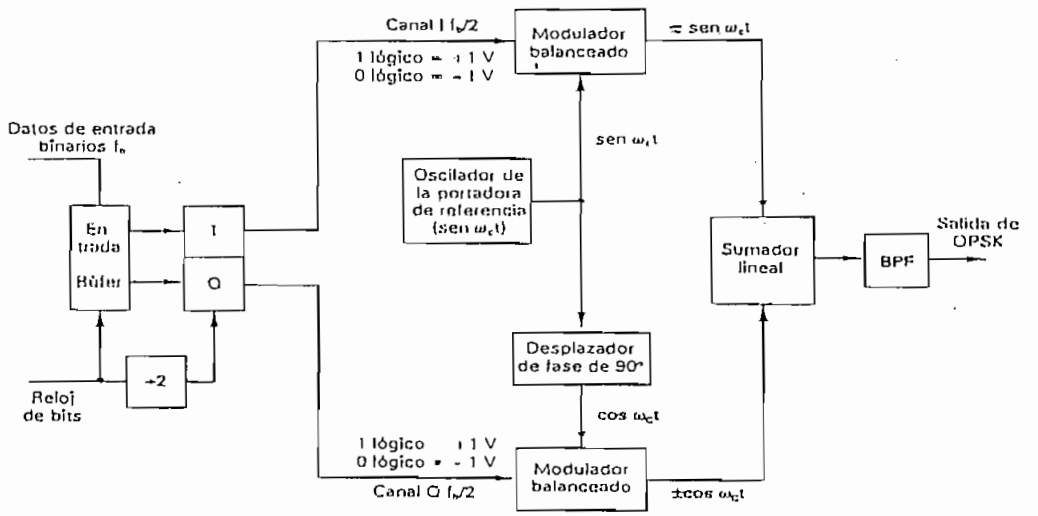


Figura 2.19 Modulador de QPSK.

Puede verse que una vez que un dibit ha sido derivado en los canales I y Q, la operación es igual que en el modulador de BPSK. En esencia, un modulador de QPSK son dos moduladores, de BPSK, combinados en paralelo. De nuevo, para un 1 lógico = +1V y un 0 lógico = -1V, dos fases son posibles a la salida del modulador balanceado I (+ sen $\omega_c t$ y - sen $\omega_c t$); dos fases son posibles a la salida del modulador balanceado Q (+ cos $\omega_c t$ y - cos $\omega_c t$). Cuando el sumador lineal combina las dos señales en cuadratura (90° fuera de fase), hay cuatro posibles fases resultantes.

En la tabla de verdad puede verse que, con QPSK cada una de las cuatro posibles fases de salida tiene, exactamente, la misma amplitud. En consecuencia, la información tiene que ser codificada por la fase de la señal de salida.

En la figura 2.20 se muestran los diagramas fasoriales y de constelación del modulador QPSK.

Datos de Entrada		Salida en el sumador	equivalente	ángulo de fase
Q	I			
0	0	$-\cos(\omega_c t)-\text{sen}(\omega_c t)$	$1.414\ \text{sen}(\omega_c t-135°)$	-135°
0	1	$-\cos(\omega_c t)+\text{sen}(\omega_c t)$	$1.414\ \text{sen}(\omega_c t-45°)$	-45°
1	0	$+\cos(\omega_c t)-\text{sen}(\omega_c t)$	$1.414\ \text{sen}(\omega_c t+135°)$	+135°
1	1	$+\cos(\omega_c t)+\text{sen}(\omega_c t)$	$1.414\ \text{sen}(\omega_c t+45°)$	+45°

Tabla 2.2. Tabla con las fases de salida del modulador, en función de los datos que van por los canales I y Q

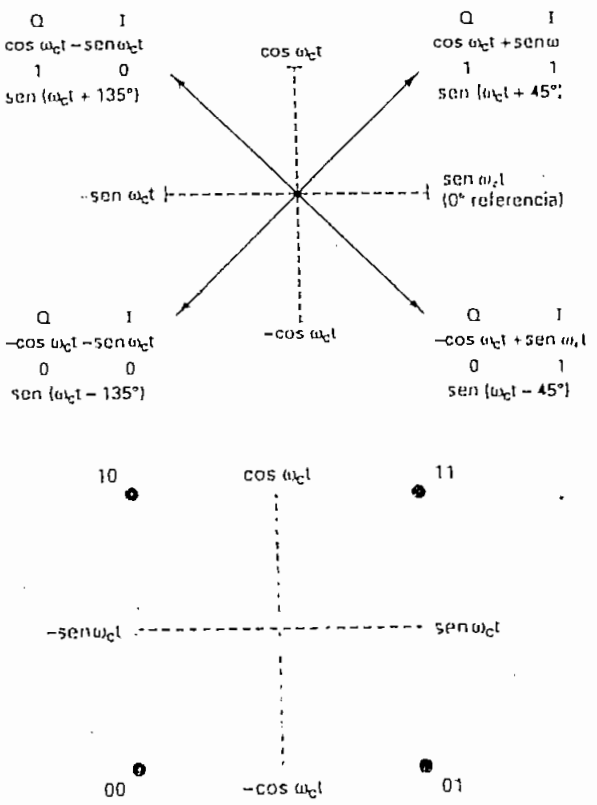


Figura 2.20 (a) Diagrama fasorial. (b) Diagrama de constelación.

El circuito de la recuperación de la portadora reproduce la señal original de la portadora de transmisión. La portadora recuperada debe ser coherente en fase y frecuencia, con la portadora de referencia transmisora. La señal QPSK se demodula en los detectores de producto I y Q, que generan los bits de datos I y Q originales. Las salidas de los detectores de producto alimentan al circuito para combinar bits, donde se convierten de canales de datos, I y Q, paralelos a un solo flujo de canales de datos.

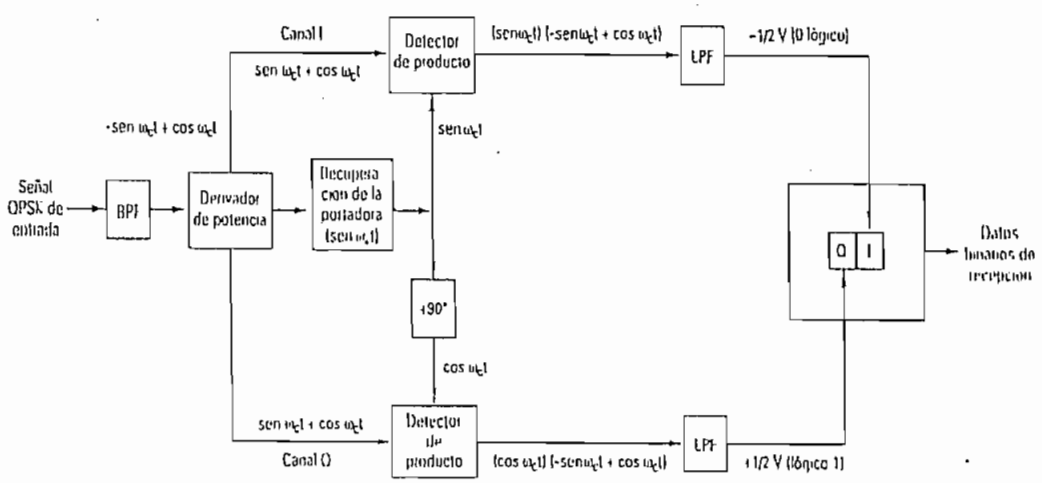


figura 2.21. Receptor de QPSK.

Para ilustrar el funcionamiento del demodulador se considera una entrada analógica QPSK -sen $\omega_c t$ + cos $\omega_c t$, entonces la salida del detector de producto I será:

$$
\begin{aligned}
I &= \left(-\operatorname{sen}\omega_c t + \cos\omega_c t\right)\left(\operatorname{sen}\omega_c t\right) \\
&= -\tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \tfrac{1}{2}\operatorname{sen} 2\omega_c t \\
&= -\tfrac{1}{2}V
\end{aligned}
\qquad \text{(Ec. 2.20.)}
$$

La salida del detector de producto Q será:

$$
\begin{aligned}
I &= \left(-\operatorname{sen}\omega_c t + \cos\omega_c t\right)\left(\cos\omega_c t\right) \\
&= \tfrac{1}{2} + \tfrac{1}{2}\cos 2\omega_c t - \tfrac{1}{2}\operatorname{sen} 2\omega_c t \\
&= +\tfrac{1}{2}V
\end{aligned}
\qquad \text{(Ec. 2.21.)}
$$

Las componentes de alta frecuencia son eliminadas por filtros pasabajas ubicados a la salida de cada detector de producto.

Un valor de salida de -1/2V se interpreta como un cero lógico, y un valor de +1/2V será un uno lógico.

2.5.5 Modulador PSK de ocho fases[44]

El diagrama de bloques de un modulador de 8-PSK se muestra en la figura 2.22. El tren de pulsos de entrada de datos se divide en tres canales, uno en fase (I), uno en cuadratura (Q) y otro canal de control (C).

El algoritmo del convertidor de 2 a 4 es el siguiente:

[44] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

El bit I ó Q determinan la polaridad de la señal analógica de salida (positiva o negativa), mientras que el bit C determina la magnitud (1 lógico=1.307 V y cero lógico=0.541 V). Por lo tanto dos magnitudes y dos polaridades son posibles 4 condiciones de salida.

Debido a que los valores de C y C' son siempre opuestos, los convertidores de nivel nunca dan una salida de igual magnitud.

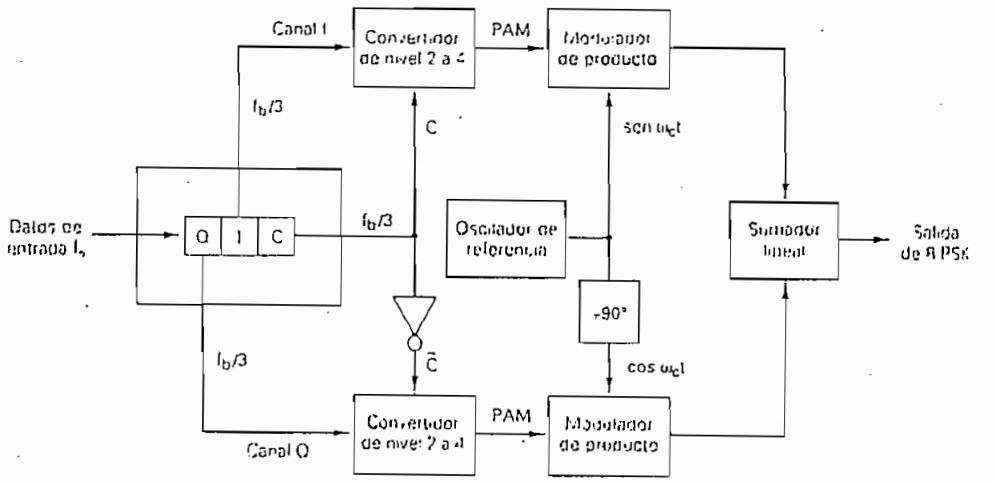


Figura 2.22. Diagrama de bloques del modulador 8PSK

I	C	Q	C'	Convertidor I (V)	Convertidor Q (V)
0	0	0	1	-0.541	-1.307
0	1	0	0	-1.307	-0.541
1	0	1	1	+0.541	+1.307
1	1	1	0	+1.307	+0.541

Tabla 2.3. Tabla de valores de salida de los convertidores de nivel.

Estos voltajes son multiplicados por una portadora en fase o una portadora con desfase de 90°, por tanto la salida del modulador es una combinación lineal de dos funciones seno o coseno.

Entrada binaria			fase de salida
Q	I	C	8PSK
0	0	0	-112.5°
0	0	1	-157.5°
0	1	0	-67.5°
0	1	1	-22.5°
1	0	0	+112.5°
1	0	1	+157.5°
1	1	0	+67.5°
1	1	1	+22.5°

Tabla 2.4. Tabla de verdad del modulador 8-PSK

2.5.5.1 Ancho de banda 8-PSK[45]

La tasa de bit de los canales I, Q y C es la tercera parte de la tasa de bit de la entrada de datos, por lo tanto, la frecuencia más alta en estos canales es $f_b/6$. En un modulador 8-PSK, hay un cambio de fase en la salida por cada tres bits de

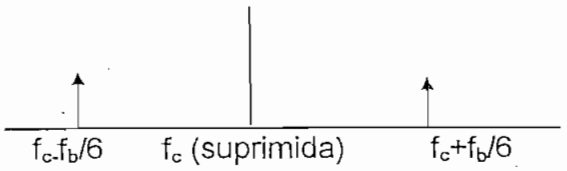
[45] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

entrada de datos. En consecuencia el baudio para 8-PSK es igual a $f_b/3$, al igual que el ancho de banda mínimo.

La salida de los moduladores balanceados será:

$$salida = \text{sen}\left(2\pi\frac{f_b}{6}t\right)\text{sen}\left(\omega_c t\right) \qquad \text{(Ec. 2.22.)}$$

cuyo espectro se extiende desde $f_c+f_b/6$ hasta $f_c-f_b/6$ tal como se muestra en la figura.



2.5.6 Demodulador 8-PSK[46]

El diagrama del demodulador 8-PSK se muestra en la figura 2.23.

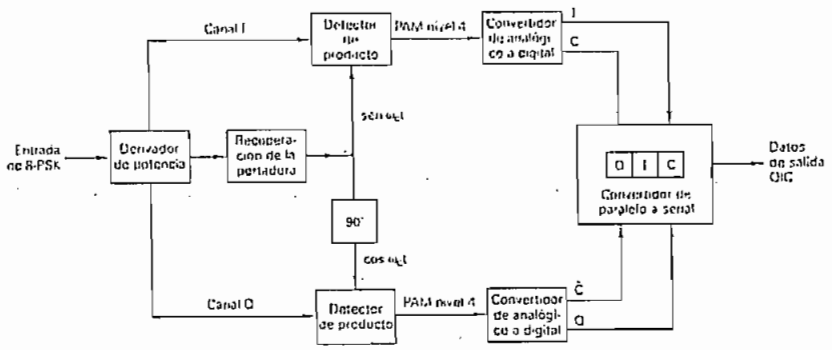


Figura 2.23. Receptor 8PSK.

[46] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

La señal de entrada se dirige a los canales I, Q y a un circuito de recuperación de portadora. El circuito de recuperación de portadora reproduce la señal original del oscilador de referencia. La señal 8-PSK que entra se mezcla con la portadora recuperada en el detector de producto I, y con una portadora en cuadratura en el detector de producto Q. Las salidas de los detectores de producto son señales PAM de nivel 4, que alimentan a los convertidores de analógico a digital del nivel 4 a 2. Las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal I, son los bits I y C, mientras que las salidas del convertidor de nivel 4 a 2, canal Q, son los bits Q y C'. El convertidor de paralelo a serial convierte los pares de bits I/C, Q/C' a flujos de datos de salida serial I, Q y C.

2.5.7 Modulador 16 PSK[47]

EL PSK de 16 fases es una técnica de codificación M-ario, en donde M=16; hay 16 diferentes fases de salida posibles. Un modulador de 16-PSK actúa en los datos que están entrando en grupos de 4 bits (2^4=16), llamados quadbits (bits en cuadratura).

La fase de salida no cambia, hasta que cuatro bits han sido introducidos al modulador. Por tanto, la razón de cambio de salida (baudio) y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la tasa de bits que están entrando ($f_b/4$). El diagrama de constelación para un transmisor de 16-PSK se muestra en la figura 2.24.

[47] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

Con el 16-PSK, la separación angular entre fases de salida adyacentes es sólo 22.5°. Por lo tanto, una señal de 16-PSK es altamente susceptible a deterioros, en la fase, introducidos en el medio de transmisión y, en consecuencia, rara vez se utiliza.

Código de bits	Fase de salida
0000	11.25°
0001	33.75°
0010	56.25°
0011	78.75°
0100	101.25°
0101	123.75°
0110	146.25°
0111	168.75°
1000	191.25°
1001	213.75°
1010	236.25°
1011	258.75°
1100	281.25°
1101	303.75°
1110	326.25°
1111	348.75°

Tabla 2.5. Tabla de verdad para 16PSK

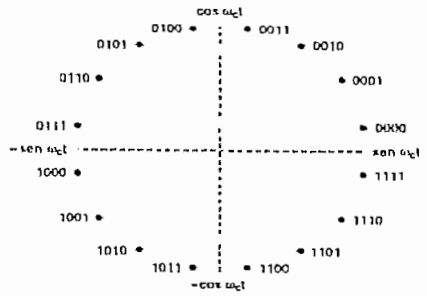


Figura 2.24. Diagrama de constelación.

2.5.8 Modulación de amplitud en cuadratura (QAM)[48]

Un método para aumentar la eficiencia espectral es utilizar el principio de multiplexación en cuadratura, en el que dos señales moduladas se combinan en cuadratura de fase. La técnica de variar simultáneamente dos parámetros de la onda portadora: Amplitud y fase se denomina AM en cuadratura o QAM.

La necesidad de aumentos en las velocidades de transmisión de datos en canales de banda limitada, lleva a considerar sistemas de comunicaciones digitales, en los que utilice modulación de fase y de amplitud. El QAM ofrece la ventaja de requerir menor potencia que PSK para una probabilidad de error dada y un alfabeto de tamaño M, aunque a costa de un aumento en la compiejidad del equipo y de una sensibilidad a posibles no linealidades del canal.

El QAM se puede considerar como una extensión de PSK. Dos señales en banda base son generadas independientemente, sí se tienen dos niveles en cada canal, entonces es idéntico al QPSK. Por lo tanto se analizará 8-QAM y 16-QAM

[48] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

Una diferencia entre QAM cuaternaria y QPSK es que los sistemas QAM emplean filtrado (pasabajas) antes de la modulación para formación espectral, mientras que los sistemas QPSK utilizan filtrado (pasabanda) después de la modulación e intentan mantener una envolvente constante en la señal modulada. Teóricamente, los sistemas tanto QAM cuaternarios como QPSK tienen idénticas densidades espectrales de potencia y probabilidades de error.

2.5.8.1 Modulador 8-QAM[49]

El 8-QAM es una técnica de codificación M-ario, en donde M=8 . A diferencia del 8-PSK, la señal de salida de un modulador de 8-QAM, no es una señal de amplitud constante.

La figura 2.25. muestra el diagrama de bloques de un transmisor de 8-QAM. Como puede verse, la única diferencia, entre el transmisor de 8-QAM y el transmisor de 8-PSK, es lo omisión del inversor entre el canal C y el modulador de producto Q.

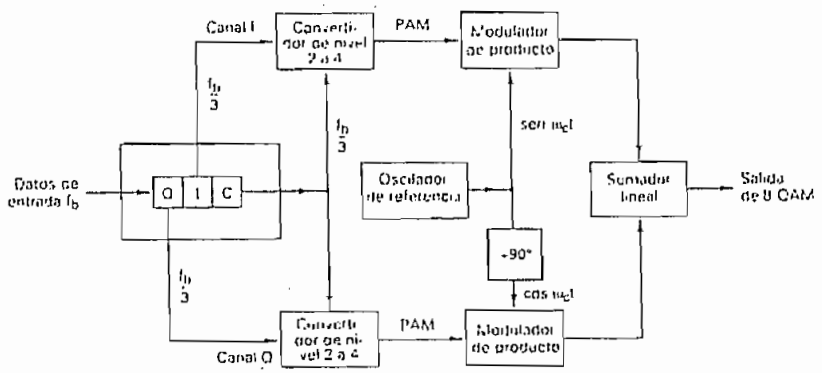


Figura 2.25. Diagrama a bloques de un transmisor de 8QAM.

[49] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

I/Q	C	Salida (V)
0	0	-0.541
0	1	-1.307
1	0	+0.541
1	1	+1.307

Tabla 2.6. Tabla de verdad para los convertidores de niveles 2 a 4, canal I y Q; son iguales.

Entrada binaria			Magnitud (V)	Fase de salida
Q	I	C		8PSK
0	0	0	0.765	-135°
0	0	1	1.848	-135°
0	1	0	0.765	-45°
0	1	1	1.848	-45°
1	0	0	0.765	+135°
1	0	1	1.848	+135°
1	1	0	0.765	+45°
1	1	1	1.848	+45°

Tabla 2.7. La tabla de verdad del modulador 8-QAM

Así como con el 8-PSK, los datos que están entrando se dividen en grupos de tres bits (tribits): los flujos de bits I, Q y C, cada uno con una tasa de bits igual a un tercio de la tasa de datos que están entrando. Nuevamente, los bits I y Q, determinan la polaridad de la señal PAM, a la salida de los convertidores de nivel 2

a 4, y el canal C determina la magnitud. Debido a que el bit C se alimenta sin invertir los convertidores de 2 a 4 canal I/Q, las magnitudes de las señales PAM, I/Q, siempre son iguales. Sus polaridades dependen de la condición lógica de los bits I/Q y, por consiguiente, pueden ser diferentes.

Los diagramas fasorial y de constelación se muestran en la figura 2.26.

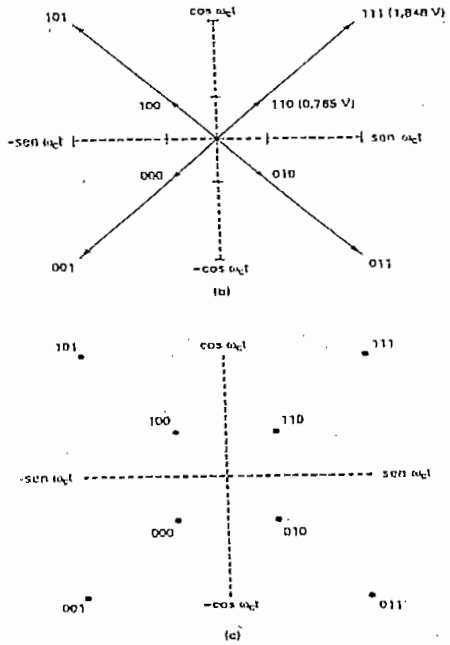


Figura 2.26. Modulador de 8QAM (b) diagrama fasorial; (c) diagrama de constelación.

2.5.8.1.1 Ancho de banda de 8-QAM[50]

En el 8-QAM, la tasa de bits, en los canales I y Q, es un tercio de la tasa binaria de entrada, al igual que con el 8-PSK. Como resultado, la frecuencia de modulación fundamental más alta y la razón de cambio de salida más rápida en 8-

[50] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall: México 1996.

QAM, son iguales que para el 8-PSK. Por tanto, el mínimo ancho de banda requerido para 8-QAM es $f_b/3$, al igual que en el 8-PSK.

2.5.8.1.2 *Demodulador de 8-QAM*[51]

Un receptor de 8-QAM es casi idéntico al receptor de 8-PSK. Las diferencias son los niveles PAM, en la salida de los detectores de producto, y las señales binarias a la salida de los convertidores analógico a digital. Debido a que hay dos amplitudes de transmisión posibles, con 8-QAM, que son diferentes de aquellas factibles con el 8-PSK, los cuatro niveles PAM demoduladas son diferentes de aquellos en 8-PSK. En consecuencia, el factor de conversión para los convertidores analógico a digital, también tienen que ser diferentes. Además, con el 8-QAM las señales de salidas binarias del convertidor analógico a digital, del canal I, son los bits I y C, y las señales de salidas binarias del convertidor analógico a digital, del canal Q, son los bits Q y C.

2.5.8.2 Modulador 16-QAM[52]

En la figura 2.27. se muestra un diagrama de bloques para 16QAM.

[51] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

[52] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

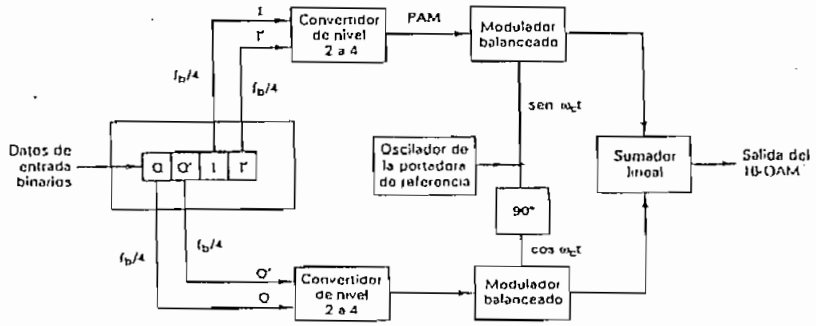


Figura 2.27 Diagrama de bloques para el transmisor de 16QAM.

El 16-QAM es un sistema M-ario, donde M=16. Los datos de entrada binaria se dividen en cuatro canales: El I, I', Q y Q'. La tasa de bits de cada canal es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada ($f_b/4$). Los cuatro bits se introducen en forma serial al derivador de bits; luego se introducen simultáneamente y en paralelo con los canales I, I',Q y Q'. Los bits I y Q determinan la polaridad a la salida de los convertidores 2 a 4 (un 1 lógico=postivo y un 0 lógico=negativo). Los bits I' y Q' determinan la magnitud (un 1 lógico=0.821V y un 0 lógico=0.22V). En consecuencia los convertidores de 2 a 4 generan una señal PAM de nivel 4. Dos polaridades y dos magnitudes son posibles a la salida de cada convertidor de niveles 2 a 4. Son ±0.22V y ±0.821V. Las señales PAM modulan las portadoras en fase y en cuadratura, en los moduladores de productos. Son posibles cuatro salidas para cada modulador de producto. Para el modulador de producto I son +0.821 sen $\omega_c t$, - 0.821 sen $\omega_c t$, +0.22 sen $\omega_c t$ y -0.22 sen $\omega_c t$. Para el modulador de producto Q son +0.821 cos $\omega_c t$, +0.22 cos $\omega_c t$, -0.821 cos $\omega_c t$ y -0.22 cos $\omega_c t$. El sumador lineal combina las salidas de los moduladores de producto de canal I y Q y produce las 16 condiciones de salida necesarias para el 16-QAM.

I	I'	Q	Q'	Salida I (V)	Salida Q (V)
0	0	0	0	-0.22	-0.22
0	1	0	1	-0.821	-0.821
1	0	1	0	+0.22	+0.22
1	1	1	1	+0.821	+0.821

Tabla 2.8. Tabla de verdad para los convertidores de nivel 2 a 4 para los canales I y Q.

Q	Q'	I	I'	Magnitud (V)	Fase de salida
0	0	0	0	0.311	-135°
0	0	0	1	0.850	-165°
0	0	1	0	0.311	-45°
0	0	1	1	0.850	-15°
0	1	0	0	0.850	-105°
0	1	0	1	1.161	-135°
0	1	1	0	0.850	-75°
0	1	1	1	1.161	-45°
1	0	0	0	0.311	135°
1	0	0	1	0.850	175°
1	0	1	0	0.311	45°
1	0	1	1	0.850	15°
1	1	0	0	0.850	105°
1	1	0	1	1.161	135°
1	1	1	0	0.850	75°
1	1	1	1	1.161	45°

Tabla 2.9. Tabla de verdad del modulador 16-QAM.

2.5.8.2.1 Ancho de banda del 16-QAM[53]

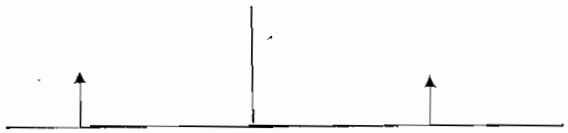
Con el 16-QAM, ya que los datos de entrada se dividen en cuatro canales, I, I', Q y Q', la tasa de bits en ellos es de un cuarto de la tasa de datos de entrada ($f_b/4$). Además debido a que los bits I, I', Q y Q', tienen salidas de manera simultánea y en paralelo, los convertidores de nivel 2 a 4 ven un cambio en sus entradas y salidas a una tasa igual a un cuarto de la tasa de datos de entrada. La frecuencia fundamental más alta en los canales I, I', Q o Q', es igual a un octavo de la tasa de bits de los datos de entrada binaria.

Con un modulador de 16-QAM, hay un cambio en la señal de salida (ya sea su fase, amplitud o ambos), para cada cuatro bits de datos de entrada. En consecuencia, el baudio es igual a $f_b/4$, al igual que el mínimo ancho de banda.

La salida de los moduladores balanceados será:

$$salida = \left(X \operatorname{sen}\left(2\pi \frac{f_b}{8} t \right) \right) \operatorname{sen}\left(\omega_c t \right) \qquad \text{(Ec. 2.23)}$$

cuyo espectro se extiende desde $f_c+f_b/8$ hasta $f_c-f_b/8$ tal como se muestra en la figura.



$f_c-f_b/8$ f_c (suprimida) $f_c+f_b/8$

[53] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

2.6 EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA[54]

La eficiencia del ancho de banda (***o densidad de información***, como a veces se llama) a menudo se utiliza para comparar el rendimiento de una técnica de modulación digital con otra. En esencia, es la relación de la tasa de bits de transmisión al mínimo ancho de banda requerido, para un esquema de modulación en particular. La eficiencia del ancho de banda por lo general se normaliza a un ancho de banda de 1 Hz, en consecuencia, indica el número de bits que pueden propagarse a través de un medio por cada Hz de ancho de banda. La eficiencia del ancho de banda es:

$$\text{Eficiencia (B)} = \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda (Hz)}}$$

Modulación	Eficiencia [bits/ciclo]
BPSK	1
QPSK	2
8-PSK	3
16-PSK	4
8-QAM	3
16-QAM	4

Tabla 2.10. Tabla de eficiencia para cada modulador

[54] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

2.7 COMPARACIÓN DE LOS SISTEMAS DE MODULACIÓN DIGITAL[55]

La elección de métodos de modulación digital depende sobre todo de la eficiencia del ancho de banda (bps/Hz), del desempeño de error (probabilidad de error vs relación señal a ruido) y de la complejidad del equipo (costo). La potencia de transmisión requerida y la complejidad del equipo en general aumenta con una mejora en la eficiencia del ancho de banda.

No todos los canales son lineales y un factor importante en la elección de un método de modulación digital es si están presentes no linealidades de tipo saturación. Los sistemas FSK, BPSK, DPSK, y QPSK son bastantes buenos para mantener su desempeño en dichos canales, mientras que los sistemas PSK M-ario y QAM M-ario constituyen elecciones deficientes en este aspecto.

Otro obstáculo del canal es la ***distorsión por retardo***. Si la respuesta en magnitud de un filtro lineal invariable en el tiempo no varia con la frecuencia, entonces la pendiente de la característica de fase y frecuencia se puede identificar con un retardo. Para filtro no ideales es conveniente definir el retardo como la pendiente. Cualquier diferencia de la derivada de la característica de fase y frecuencia de esta constante se define como distorsión por retardo.

La OOK y BPSK mantienen un buen desempeño en presencia de distorsión por retardo lineal, mientras que los desempeños de error de los métodos de señalización coherente biortogonales (QAM y QPSK) se degradan

[55] STREMLER F. G.:Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

considerablemente. Para distorsiones por retardo de tipo cuadrático, la FSK es una buena elección.

En presencia de desvanecimiento, los desempeños de error de la OOK y los sistemas biortogonales coherentes no se degradan con tanta rapidez como los otros, mientras que la FSK y los sistemas diferenciales coherentes son más pobres que el promedio. La BPSK, la DPSK, la FSK y los sistemas biortogonales coherentes tienen tolerancias por encima del promedio a la interferencia de otras señales, mientras que los sistemas OOK y PSK M-arios se encuentran por debajo del promedio. La BPSK y los sistemas biortogonales coherentes tienen tolerancias por encima del promedio para ISI, mientras que los PSK M-arios se encuentran debajo del promedio.

La figura 2.28 muestra la complejidad relativa de esquemas de modulación representativos.

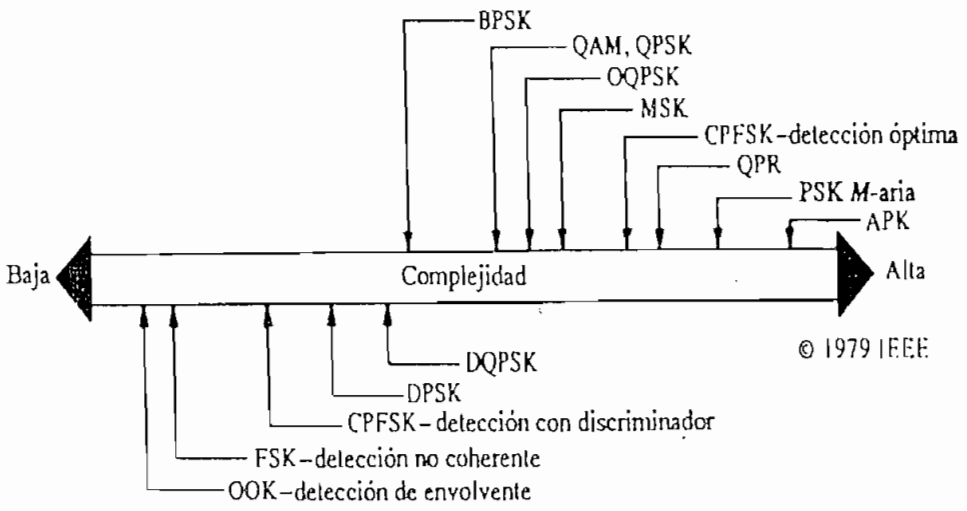


Figura 2.28 Complejidad relativa de esquemas de modulación representativos.

Tipo de modulación	Sistema ideal	Sistemas de banda limitada	
	E_b/η (dB)	E_b/η (dB)	Eficiencia (bps/Hz)
BPSK	8.4	9.4	0.8
DPSK	9.3	10.6	0.8
OOK detección coherente	11.4	12.5	0.8
QAM	8.4	9.5	1.7
QPSK	8.4	9.9	1.9
8-PSK	11.8	12.8	2.6
16-QAM	12.4	13.4	3.1
16-PSK	16.2	17.2	2.9

Tabla 2.11. Tabla de características de desempeño de error y velocidad de señalización de algunos sistemas

3 RUIDO Y DISTORSIÓN EN LA MODULACIÓN DIGITAL

103

3.1 RUIDO BLANCO 104

3.2 RUIDO TÉRMICO 106

3.3 RUIDO IMPULSIVO 107

3.4 INTERFERENCIA POR LÍNEAS ADYACENTES "CROSSTALK" 108

3.5 RUIDO DE INTERMODULACIÓN 109

3.6 PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE BITS ERRADOS 110

3.7 RENDIMIENTO DE ERROR DE ASK 113

3.8 RENDIMIENTO DE ERROR DE PSK 114

3.9 RENDIMIENTO DE ERROR DE QAM 118

3.10 RENDIMIENTO DE ERROR DE FSK 120

3 RUIDO Y DISTORSIÓN EN LA MODULACION DIGITAL

En todos los sistemas de comunicación existirá ruido y distorsión en algún grado. Existen varias formas de reducir este ruido o distorsión a valores mínimos y aceptables.

Los parámetros aceptables difieren para cada tipo de aplicación como por ejemplo, para transmitir la voz. Se considera un grado aceptable de ruido impulsivo y distorsión en una línea de transmisión de voz cuando en está se pueda conversar claramente.

El ruido y la distorsión puede ser sistemática o fortuita.

Una ***distorsión sistemática*** es la que ocurre cada vez que se transmite una señal dada sobre un canal dado. Conociendo el canal se puede predecir que es lo que puede ocurrir. Los pulsos pueden ser más estrechos o distorsionados de alguna forma. Para frecuencias dadas siempre tendremos un cierto retardo de fase mínimo.

Una ***distorsión fortuita*** es cuando algo ocurre aleatoriamente, por lo tanto, no es predecible excepto en términos de probabilidad. Ejemplo de distorsión fortuitas son: ruido blanco, ruido impulsivo, " crosstalk ", ruido

atmosférico, cambios de fase repentinos, breves perdidas de la amplitud de la señal.

La distorsión sistemática es fácil de compensar electrónicamente y sus efectos son totalmente eliminados. La distorsión fortuita es más difícil de eliminar aunque se pueden seguir pasos para minimizar sus efectos y corregir sus daños.

3.1 RUIDO BLANCO[56]

Este ruido es de tipo aleatorio y afecta a las señales electrónicas. Este no puede ser removido, sin embargo existe un límite máximo permitido en cualquier sistema de comunicación. La atenuación de una señal no debe ser tan alta, ya que podría confundirse con los niveles de ruido blanco, con el fin de evitar errores en la transmisión de datos.

La densidad espectral de potencia juega un papel fundamental en la descripción del ruido aleatorio promediado en el tiempo. El interés se concentrará en el tipo de densidad espectral de potencia que tiende a ser constante para todas las frecuencias. Tal espectro plano contiene todas las componentes de frecuencia con igual proporción de potencia y se designa como blanco, por analogía con la luz blanca.

[56] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

Se tiene una densidad de potencia constante de η vatios por Hz (medida sobre las frecuencias positivas), y si n(t) tiene el valor medio cero, entonces el espectro de potencia del ruido blanco es:

$$S_n(\omega) = \eta/2 \qquad \text{para toda } \omega \qquad \text{(Ec. 3.1.)}$$

El factor ½ de esta ecuación es necesario para obtener una densidad espectral de potencia bilateral. $S_n(\omega)$ se define con base en la potencia. En otras palabras para una resistencia de R ohms, la ecuación anterior debe multiplicarse por R para convertir a la tensión cuadrática media y dividir entre R para convertir a corriente cuadrática media.

Esta ecuación no puede usarse para describir ningún proceso físico porque implica una cantidad infinita de potencia; esto es,

$$\overline{n^2(t)} = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}(\eta/2)d\omega \rightarrow \infty \qquad \text{(Ec. 3.2.)}$$

No obstante, resulta un buen modelo en muchos casos en que el ancho de banda del dispositivo de medición es menor que las limitaciones de ancho de banda del proceso físico observado. Como las mediciones se restringen a anchos de banda finitos, lo que en realidad interesa es el ***ruido blanco de banda limitada.*** En otras palabras, si una señal de ruido tiene una densidad espectral de potencia plana que se extiende más allá del ancho de banda de

un sistema dado, el sistema percibe el ruido como si fuera efectivamente blanco.

Para ruido blanco de banda limitada, la potencia de ruido es independiente de la elección de la frecuencia de operación. La potencia de ruido para un medio de densidad espectral de potencia $\eta/2$ sobre un ancho de banda B será:

$$P_n = \eta B \quad (W) \qquad \text{(Ec. 3.3.)}$$

3.2 RUIDO TÉRMICO[57]

El ruido térmico se produce como resultado del movimiento caótico de los electrones libres, excitados de manera térmica, en un medio conductor, por ejemplo un resistor. La trayectoria de cada electrón en movimiento se orienta de manera aleatoria debido a las colisiones. El efecto neto es una corriente eléctrica en el resistor, la cual es aleatoria con valor medio cero. La densidad espectral de potencia de ruido térmico es:

$$S_n(\omega) = 2kT \text{ vatios por Hz para } |\omega| \rightarrow 2\pi kT/h \qquad \text{(Ec. 3.4.)}$$

donde T = temperatura del medio conductor en Kelvin (K)

k = constante de Boltzmann = $1.38*10^{-23}$ joule/K[1] STREMLER F.

[57] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

h = constante de Planck = $6.625*10^{-34}$ joule-s.

Para frecuencias mayores que kT/h, el ruido térmico deja de ser blanco. Sin embargo, estas frecuencias son tan altas para señales eléctricas que, en todo caso, puede suponerse con seguridad que el ruido térmico es blanco.

3.3 RUIDO IMPULSIVO[58]

A diferencia del ruido blanco y varios tipos de distorsión sistemática, el ruido impulsivo pueden tener picos de gran amplitud los cuales saturan al canal y borran los datos. El ruido impulsivo es el origen principal de errores en los datos. La duración del impulso puede ser bastante largo con respecto a la rapidez de la transmisión de los datos, algunas veces tan largo como 0.01 segundo, por ejemplo. Esto podría ser oído como un simple golpe o un crujido para cualquier persona y que no ocasiona ninguna molestia, pero si los datos fueran transmitidos a 75 bps, un bit podría perderse. Para velocidades de 4800 bps un grupo de 50 o más bits podrían perderse.

A menudo el ruido impulsivo remueve o añade dos o más bits adyacentes de datos, y esto significa que el chequeo de paridad par o impar no detecta el

[58] STREMLER F. G.:Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

error. Por lo tanto, se necesita un código de detección de errores más sofisticado.

3.4 INTERFERENCIA POR LÍNEAS ADYACENTES "CROSSTALK"[59]

"Crosstalk" se refiere a la interferencia de una señal de un canal a otro canal. Ocasionalmente tu escuchas débiles fragmentos de una conversación de otras personas en el teléfono. Esto ocurre entre pares de cables que transportan señales separadas. Esto ocurre en enlaces múltiplex en los cuales varios canales son transmitidos sobre el mismo medio. Esto ocurre en los enlaces de microondas donde otra antena coge una porción de señal reflejada de otra antena de la misma torre. En los últimos dos casos el nivel de ruido de crosstalk es muy pequeño, porque el sistema esta diseñado con criterios estrictos para el máximo permisible de crosstalk.

[59] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

3.5 RUIDO DE INTERMODULACIÓN[60]

Hay ciertos tipos indeseables de señales de datos los cuales pueden causar "bad crosstalk". El ruido de intermodulación son las frecuencias no deseadas del producto cruzado (sumas y diferencias) creadas cuando dos o más señales son amplificadas en un dispositivo no lineal, tal como un amplificador de señal grande. Hay varios grados de distorsión de intermodulación. Sería imposible medir todos los componentes de intermodulación producidos cuando dos o más frecuencias se mezclan en un dispositivo no lineal. Por lo tanto, para propósitos de comparación, un método común usado para medir la distorsión de intermodulación es ***el porcentaje de distorsión de intermodulación de segundo orden.*** La distorsión de intermodulación de segundo orden es la relación de la amplitud total en rms de los productos cruzados de segundo orden con la amplitud rms combinada de las frecuencias de entrada original. Generalmente, para medir la distorsión de intermodulación de segundo orden, se usan cuatro frecuencias de prueba; dos frecuencias designadas como la banda A(f_{a1} y f_{a2}) y dos frecuencias de banda B(f_{b1} y f_{b2}). Los productos cruzados de segundo orden (2^a-B) son $2f_{a1} - f_{b1}$, $2f_{a1} - f_{b2}$, $2f_{a2} - f_{b1}$, $2f_{a2} - f_{b2}$, $(f_{a1}+f_{a2})-f_{b1}$ y $(f_{a1}+f_{a2})-f_{b2}$.

[60] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

3.6 PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE BITS ERRADOS[61]

La probabilidad de error P_e y la *tasa de bits errados BER* son dos conceptos utilizados para determinar el rendimiento de un sistema de comunicaciones digitales.

La probabilidad de error es una función de la relación señal a ruido (ó la relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido) y el número de niveles de codificación utilizados, si se tiene el caso M-ario.

La relación de la potencia de la portadora a ruido, es la relación de la potencia promedio de la portadora (incluyendo sus bandas laterales) a la potencia de ruido térmico.

La potencia de ruido térmico, se puede expresar como:

$$N = KTB \quad \text{(W)} \qquad \text{(Ec. 3.5.)}$$

donde

K= constante de Boltzman (1.38E-23 J/°K)

T= temperatura absoluta (°K)

B= ancho de banda (Hz)

La relación de la potencia de portadora a ruido es:

[61] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

$$\frac{S}{N}(dB) = 10.\log\left(\frac{S}{N}\right) = S(dBm) - N(dBm) \qquad \text{(Ec. 3.6.)}$$

donde

S = potencia de la portadora

N = potencia de ruido térmico

La energía de un sólo bit es:

$$E_b = S.T_b = \frac{S}{f_b} \text{ (J/bit)} \qquad \text{(Ec. 3.7.)}$$

donde

T_b = tiempo de un solo bit

f_b = tasa de bit (bps)

La densidad de potencia del ruido es la potencia del ruido normalizada a un ancho de banda de 1 Hz.

$N_o = KT$ (W/Hz) (Ec. 3.8.)

La relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido se utiliza para comparar dos o más sistemas de modulación digital que utilizan diferentes velocidades de transmisión y diferentes esquemas de modulación (FSK, ASK, PSK, QAM) o técnicas de codificación M-ario. La relación de la

densidad de potencia de energía por bit a ruido, es la relación de la energía de un sólo bit a la potencia de ruido en un ancho de banda de 1 Hz. Por tanto E_b/N_o normaliza todos los esquemas de modulación mutifase a un ancho de banda común de ruido, permitiendo una comparación más precisa de su rendimiento de error.

$$\frac{E_b}{N_o} = \frac{C/f_b}{N/B} = \frac{CB}{Nf_b} \qquad \text{(Ec. 3.9.)}$$

En donde E_b/N_o es la relación de la densidad de potencia de energía por bit a ruido; C/N es la relación de potencia de portadora a ruido; B/f_b es la relación del ancho de banda de ruido a la tasa de bits.

Indicado en dB

$$\frac{E_b}{N_o}(dB) = 10\log\frac{C}{N} + 10\log\frac{B}{f_b} = 10\log E_b - 10\log N_o \qquad \text{(Ec. 3.10.)}$$

En general, la relación de la potencia de la portadora a ruido mínimo requerido para sistemas QAM, es menor que el requerido para sistemas PSK comparables. Además, entre más alto sea el nivel de codificación utilizado

(más alto el valor de M), más alta es la relación de potencia de la portadora a ruido mínimo

3.7 RENDIMIENTO DE ERROR DE ASK[62]

La señal ASK OOK para un pulso binario se puede escribir como:

$$\varphi_{OOK} = A \operatorname{sen}(\omega_c t) \qquad \text{(Ec. 3.11.)}$$

La señal de energía es:

$$E = \int_0^T A^2 \operatorname{sen}^2(\omega_c t)dt = A^2 T / 2 \qquad \text{(Ec. 3.12.)}$$

El receptor debe tomar una decisión en t = T basados en las dos posibilidades $\varphi(t)=N_0(T)$ y $\varphi(t)=N_0(T) + E$. Para unos y ceros con igual probabilidad en la fuente y ruido con una función de densidad de probabilidad simétrica, el umbral de decisión óptimo se fija en E/2. Por lo tanto, el cálculo de la probabilidad neta de error se reduce a la del sistema ON/OFF en banda base. Para ruido con distribución gaussiana, se tiene:

[62] STREMLER F. G.;Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana;Mexico 1990.

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{E}{2\eta}}\right) \qquad \text{(Ec. 3.13.)}$$

n gaussiana ón óóóó

donde Q es el área bajo la curva de la función de la distribución de potencia gaussiana normalizada en (x,∞).

la probabilidad de error se expresa en términos del promedio de energía de la señal por bit, E_{prom}= ST. La potencia promedio de la señal es $S=A^2/4$; como antes, $N=\eta B$, y si se supone un muestreo de Nyquist, B=1/2T, por lo que se puede reescribir la probabilidad de error en términos de la relación señal a ruido:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{S}{2N}}\right) \qquad \text{(Ec. 3.14.)}$$

3.8 RENDIMIENTO DE ERROR DE PSK[63]

El rendimiento de error de bit para los sistemas de modulación digital multifase están directamente relacionados a la distancia entre puntos en un diagrama de espacio de estado de la señal para BPSK de la figura 3.1. puede verse que los puntos tienen una separación máxima d, para un nivel de potencia D (determinado).

[63] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

En esencia, un estado de señal BPSK es exactamente negativo al otro. El vector de ruido V_N, al combinarse con el vector de señal V_S, efectivamente desplaza la fase del elemento de señalización V_{SE} en alfa grados.

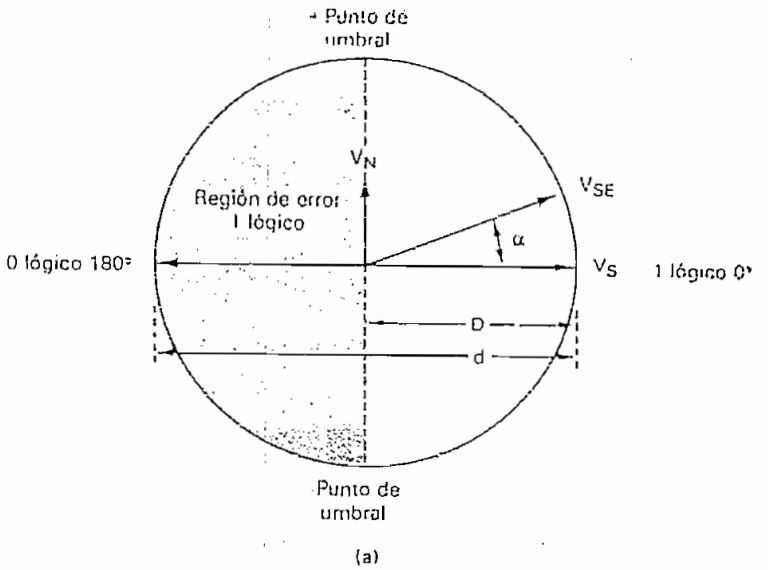


Figura 3.1. Reglón de error de BPSK.

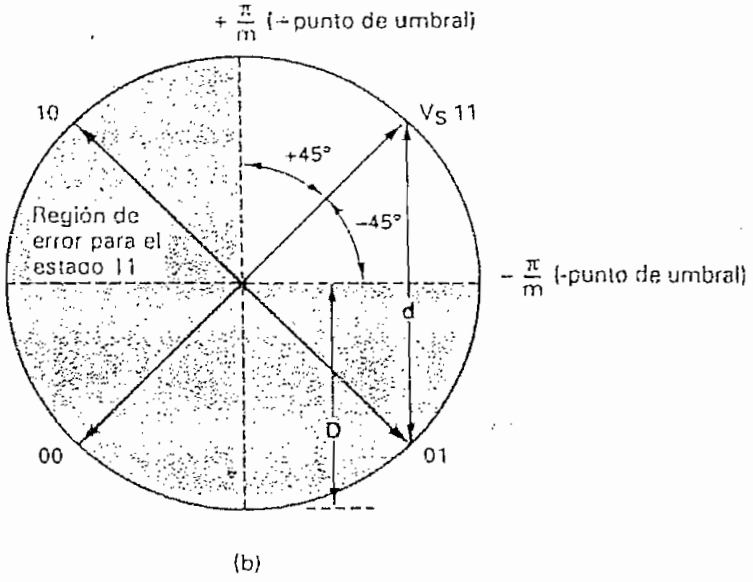
Si el desplazamiento de fase excede ±90° , el elemento se desplaza mas allá de los puntos del umbral a la región de errores. Para BPSK, sería necesario un vector de ruido con suficiente amplitud y fase para producir más de un cambio de fase de ±90° en el elemento de señalización para producir un error. Para los sistemas de PSK. La fórmula general para los puntos de umbral es:

$$TP = \frac{\pi}{M} \qquad \text{(Ec. 3.15.)}$$

en donde M es el número de estados de la señal.

El rendimiento de error de otros sistemas PSK multifase puede compararse al de BPSK simplemente determinando la reducción relativa en la distancia de error entre dos puntos en un solo diagrama de estado espacio. Para PSK, la fórmula general para la distancia máxima entre dos puntos de señalización se da por:

$$\text{sen}(\theta) = \frac{d/2}{D} \qquad \text{(Ec. 3.16.)}$$



(b)

Figura 3.2. Región de error de QPSK.

El diagrama de espacio de estado para QPSK que se muestra en la figura 3.2. indica que la desviación de fase máxima es de ±45°. Para el 8PSK y 16PSK es ±22.5° y 11.25° respectivamente. Un incremento de niveles M, requiere un aumento de la densidad de potencia de energía por bit a ruido, para reducir el efecto de la interferencia de ruido. En consecuencia, entre más alto sea el nivel de modulación más pequeña será la separación angular entre puntos de la señal, y más pequeña la distancia de error.

La expresión general para la probabilidad de error de bit de un sistema PSK de fase M es:

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 M} erf(z) \qquad \text{(Ec. 3.17.)}$$

donde erf es la función de error

$$Z = \operatorname{sen} \frac{\pi}{M} \left(\sqrt{\log_2 M}\right)\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_o}}\right) \qquad \text{(Ec. 3.18.)}$$

QPSK y proporciona el mismo rendimiento de error que BPSK. Esto se debe a que la reducción de 3 dB, en distancia de error para QPSK , se desplaza por la reducción de 3dB en su ancho de banda. Por tanto ambos proporcionan un rendimiento óptimo.

Las tasas de error para los sistemas de modulación para sistemas de modulación de PSK se muestra en la figura 3.3.

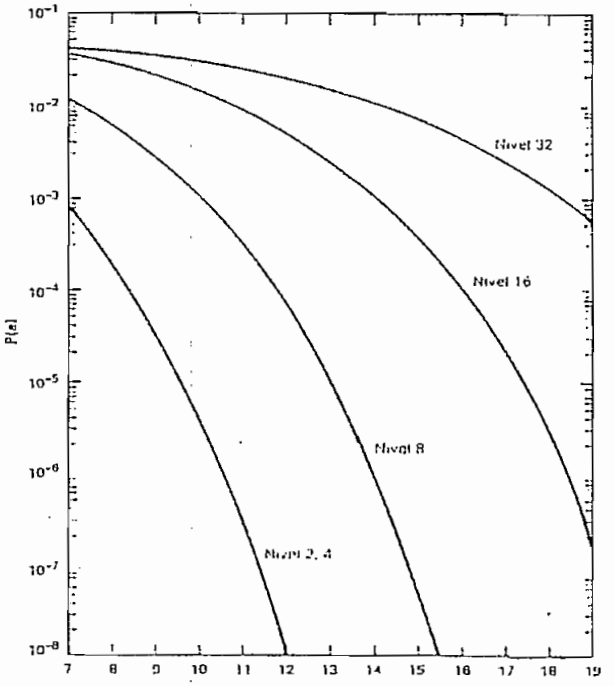


Figura 3.3. Tasas de error de los sistemas de modulación de PSK.

3.9 RENDIMIENTO DE ERROR DE QAM[64]

Para un gran número de puntos de señal (sistemas M-arios mayores a 4), el QAM funciona mejor que el PSK. Esto se debe a que la distancia entre dos puntos de señalización de PSK es más pequeña que la distancia entre puntos de un sistema QAM comparable. La expresión general para la distancia entre puntos de señalización adyacentes para un sistema QAM con nivel L en cada eje es:

[64] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

$$d = \frac{\sqrt{2}}{L-1}.D \qquad \text{(Ec. 3.19.)}$$

donde

d= distancia de error

L= número de niveles en cada eje

D= amplitud pico de la señal

La expresión general para la probabilidad de error de un sistema QAM de L niveles es:

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 L}\left(\frac{L-1}{L}\right).erf(z) \qquad \text{(Ec. 3.20.)}$$

$$z = \frac{\sqrt{\log_2 L}}{L-1}\sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \qquad \text{(Ec. 3.21.)}$$

La figura 3.4 muestra el rendimiento de error de los sistemas de modulación QAM

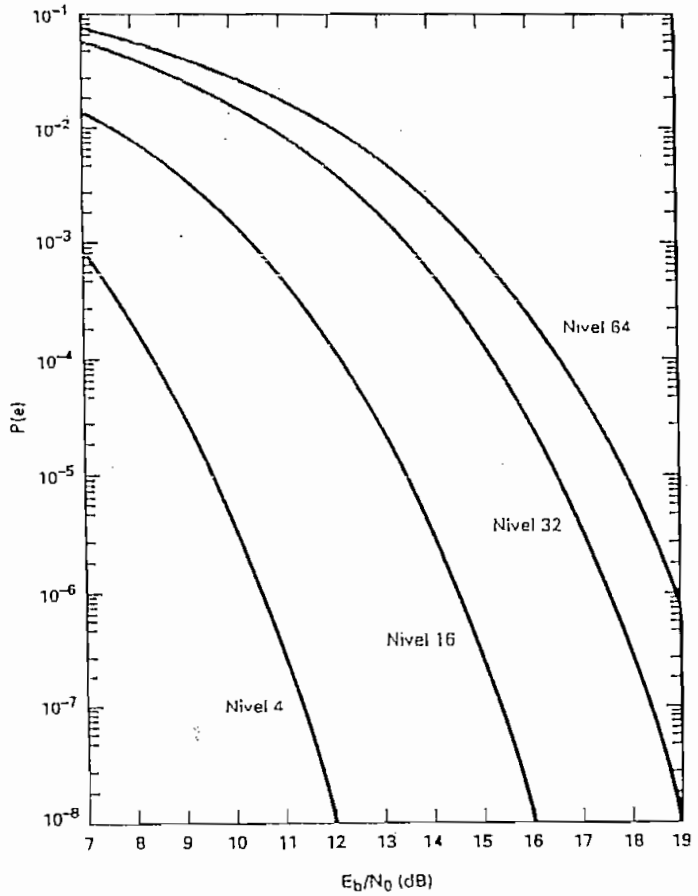


Figura 3.4. Tasas de error para los sistemas de modulación QAM.

3.10 RENDIMIENTO DE ERROR DE FSK[65]

La probabilidad de error para FSK se evalúa de manera diferente a los sistemas PSK y QAM. Con FSK no coherente el transmisor y el receptor no están sincronizados en frecuencia y fase, con las señales transmitidas. La probabilidad de error para FSK no coherente es:

[65] TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

$$P_e = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{2 . N_o}} \qquad \text{(Ec. 3.22.)}$$

La probabilidad de error de FSK coherente es

$$P_e = erfc \sqrt{\frac{E_b}{N_o}} \qquad \text{(Ec. 3.23.)}$$

La figura 3.5. muestra las curvas de probabilidad de error para FSK. Puede verse que la probabilidad de error para FSK no coherente es mayor que la del FSK coherente para una relación E_b/N_o dada.

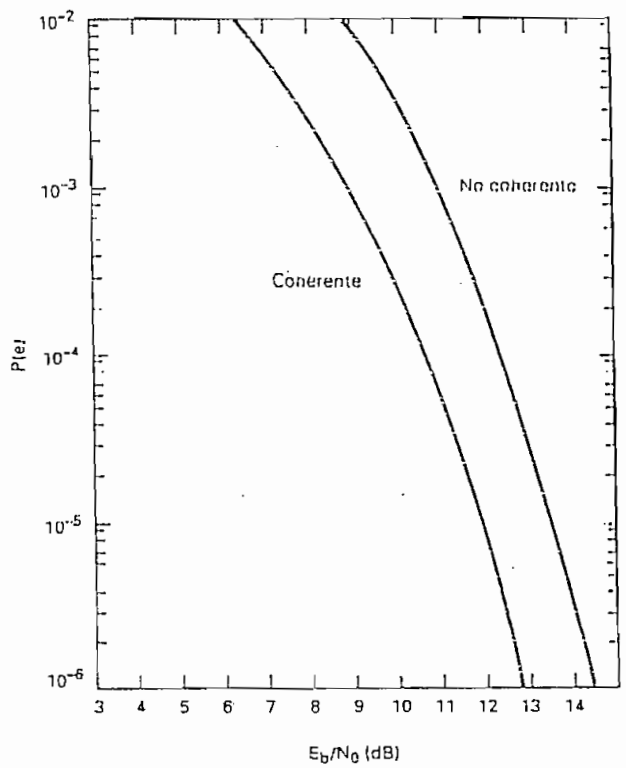


Figura 3.5 Tasas de error para los sistemas de modulación FSK.

4 DISEÑO DEL SISTEMA MODSIS ____ 124

4.1 INTRODUCCION ____ 124

4.2 EL PROGRAMA "MODULAR" ____ 126

4.2.1 El Software UART ____ 128

4.2.2 Generación de la Portadora ____ 130

4.2.3 Lógica Del Modulador Ask ____ 133

4.2.4 Lógica Del Modulador Fsk ____ 134

4.2.5 Lógica Del Modulador Bpsk ____ 135

4.2.6 Lógica Del Modulador Dpsk ____ 136

4.2.7 Lógica Del Modulador Qpsk ____ 137

4.2.8 Lógica Del Modulador 8psk ____ 138

4.2.9 Lógica Del Modulador 8qam ____ 140

4.3 EL PROGRAMA "DEMOD" ____ 142

4.3.1 La Tabla de Muestras ____ 142

4.3.2 Lógica del Demodulador ASK ____ 144

4.3.3 Lógica del Demodulador FSK ____ 145

4.3.4 Lógica del demodulador BPSK ____ 146

4.3.5 Lógica del demodulador DPSK ____ 148

4.3.6 Lógica del demodulador QPSK ____ 148

4.3.7 Lógica del demodulador 8PSK ____ 150

4.3.8 Lógica del demodulador 8QAM ____ 152

4.4 RECEPCION DE DATOS DEMODULADOS EN EL PC ____ 154

4.5 INTERFAZ GRAFICA DE USUARIO ____ 154

4.6 EL SOFTWARE DE MODSIS ____ 155

4.6.1 El Módulo Principal ____ 156

4 DISEÑO DEL SISTEMA MODSIS

4.1 INTRODUCCION

MODSIS es un sistema de comunicación digital entre dos computadores que utiliza modulación digital, ha sido desarrollado como un módulo didáctico que permitirá al estudiante de comunicación digital tener una idea clara de los procesos de modulación y demodulación digital.

Este sistema muestra los siguientes esquemas de modulación y demodulación digital:

- ASK 2400 bps
- FSK 2400 bps
- BPSK 1200, 2400,4800 bps
- DPSK 2400 bps
- QPSK 2400 bps
- 8PSK 2400 bps
- 8QAM 2400 bps

En el caso de BPSK se da al usuario la posibilidad de variar la velocidad de transmisión, para mostrar la flexibilidad de los microprocesadores empleados.

El esquema más general del sistema se muestra a continuación:

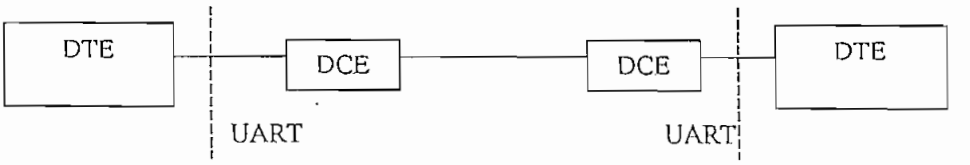


Figura 4.1. Esquema general del sistema MODSIS

El DTE o Equipo terminal de datos, representa el computador al que el usuario tiene acceso y mediante el cual puede enviar información digital modulada en un extremo ó recibir la información digital demodulada en el otro extremo. El acceso del usuario a los datos se hace por medio de un programa desarrollado en Visual Basic 5.0.

LOS DCE's o Equipos de Comunicación de Datos están constituídos por sistemas DSP (procesamiento digital de señales), uno de los cuales funcionará como modulador y el otro será el demodulador. Los programas de modulación y demodulación han sido desarrollados en el lenguaje assembler del ADSP 2181.

La comunicación entre DTE's y DCE's es puramente digital y utiliza un software UART (Universal Asyncronic Receiver Transmitter) que permite ésta comunicación. La comunicación entre DCE's es puramente analógica.

El sistema se organiza en tres programas principales:

Programa de modulación que se ejecuta en uno de los DSP's, realizado en lenguaje assembler del ADSP 2181.

Programa de demodulación que se ejecuta en el otro DSP, realizado en lenguaje assembler del ADSP 2181.

Programa de acceso a información y datos de usuario realizado en Visual Basic 5.0.

4.2 EL PROGRAMA "MODULAR"

El programa modular esta desarrollado en el lenguaje assembler del ADSP-2181

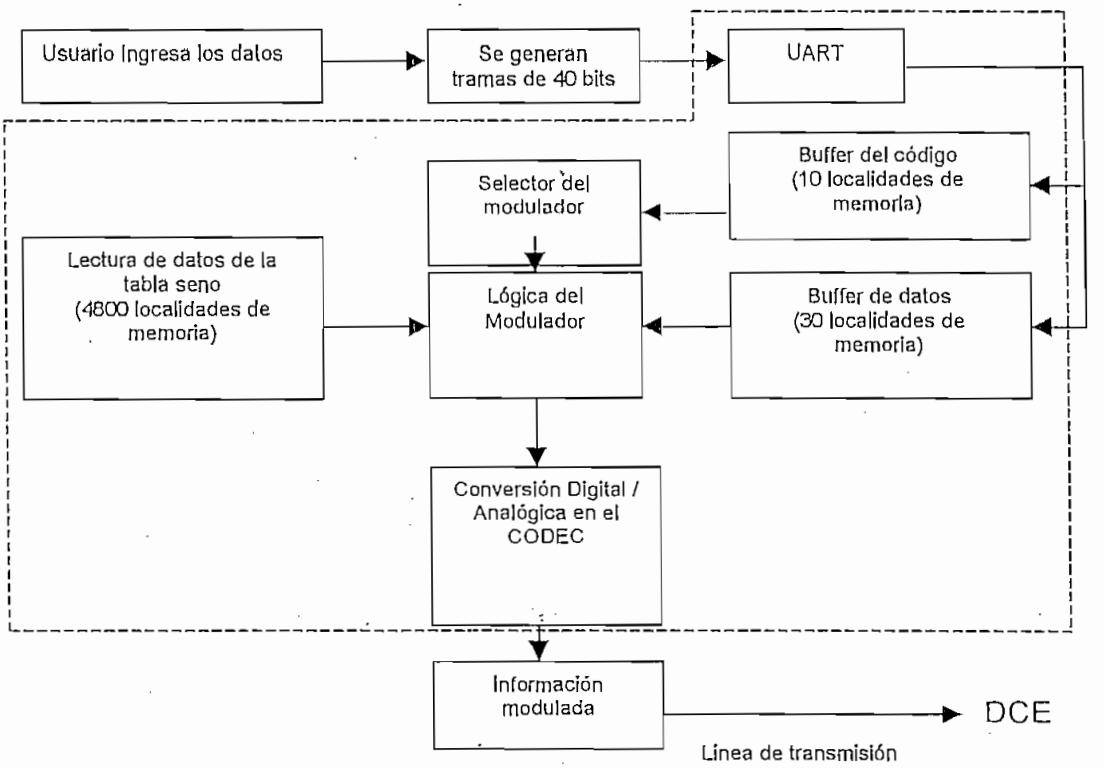


Figura 4.2. Diagrama de Bloques del programa "modular"

Visual Basic 5.0 transmite caracteres de 10 bits 1 bit de inicio, 1 bit de parada y 8 bits de datos. El programa que corre en el DTE organiza la

información en tramas de 3 caracteres (30 bits) más un carácter de inicio (10 bits) que indica al DSP cual es el modulador que se ha especificado.

Código	I	DATOS	P	I	DATOS	P	I	DATOS	P
10 bits				30 bits					

I: 3 bits de inicio

P: 3 bits de parada

Datos: 24 bits

El código consta de 10 bits (el bit de inicio y de parada son descartados) y es almacenado en un buffer de código en la memoria RAM del modulador.

Este código se lee en el buffer y se indica al microprocesador cuál es el modulador que el usuario eligió, de acuerdo con la siguiente tabla.

CODIGO HEX	CARÁCTER	MODULADOR
30H	0	BPSK 1200
31H	1	ASK
32H	2	FSK
33H	3	BPSK 2400
34H	4	DPSK
35H	5	QPSK
36H	6	8PSK
37H	7	8QAM
38H	8	BPSK 4800

Tabla 4.1. Selección del modulador

4.2.1 El Software UART

La limitación principal existente para comunicar serialmente a un computador personal o un terminal como el VT100 a los microprocesadores ADSP de la familia 2100, es el sincronismo. El puerto serial de un PC o un VT100 es asincrónico, mientras que el puerto de comunicación serial del ADSP 2181 es sincrónico.

La plataforma EZ-LAB utiliza el circuito integrado AD232 que permite intercambiar niveles de voltaje de RS232 del PC a TTL del ADSP2181 o viceversa.

Para realizar el interfaz con un dispositivo asincrónico el ADSP 2181 utiliza las banderas FLAG_IN y FLAG_OUT y el Timer, de la siguiente manera:

ADSP-2181 FLAG_OUT ----------> AD233 ----------> RS-232 RX

ADSP-2181 FLAG_IN <---------- AD233 <---------- RS-232 TX

(TIMER mantiene la tasa de baudio)

La operación de configuración del transmisor es independiente de la configuración del receptor. Aunque ambos utilizan el mismo reloj maestro no es necesario que los bits transmitidos estén sincronizados con los bits recibidos.

Este software puede transmitir y recibir caracteres de 10 bits (8 bits de datos, 1 bit de inicio y 1 bit de parada).

Subrutinas útiles:

init_uart	Debe ser llamada después de una operación de reset.
get_char_ax1	Obtiene un carácter y lo almacena en el registro ax1.
out_char_ax1	Transmite el carácter que se ha almacenado en el registro ax1.
turn_rx_on	Debe ser llamado para activar la recepción de caracteres.
turn_rx_off	Se utiliza para ignorar los caracteres de entrada.

4.2.1.1 TIMER

El Timer habilita el muestreo de los datos de entrada al DSP a una frecuencia 3 veces mayor que la tasa de bit que envía el PC, esta comunicación entre DTE y DCE se realiza a 56000 bps, por lo tanto la frecuencia de muestreo que se almacena en la constate PERIOD es:

.const PERIOD = (CRISTAL_FREC_EN_kHZ * 2000 / (3 * 56000)) - 1;

PERIOD == 33 MHz / 3 / 56000 - 1 == 195 }

4.2.1.2 Rutina de interrupción Process_a_bit

Esta rutina es el corazón del UART. Es llamada cada interrupción del timer (3 veces la tasa de bit). Esta rutina transmite un bit a la vez, activando o

desactivando el pin FLAG_OUT del ADSP 2181. Chequea si el UART está recibiendo datos, si es así coloca el UART en modo de recepción, finalmente coloca los bits de inicio y parada al carácter recibido.

Si se encuentra en el modo de recepción el DPS lee el pin FLAG_IN . Ya que el reloj interno corre a 3 veces la tasa de bit, cada bit sólo necesita ser transmitido o recibido cada 3 interrupciones del timer.

4.2.2 Generación de la Portadora

En la memoria de datos del ADSP 2181 modulador se almacena una tabla digitalizada de datos de una onda seno. Esta tabla consta de 4800 puntos.

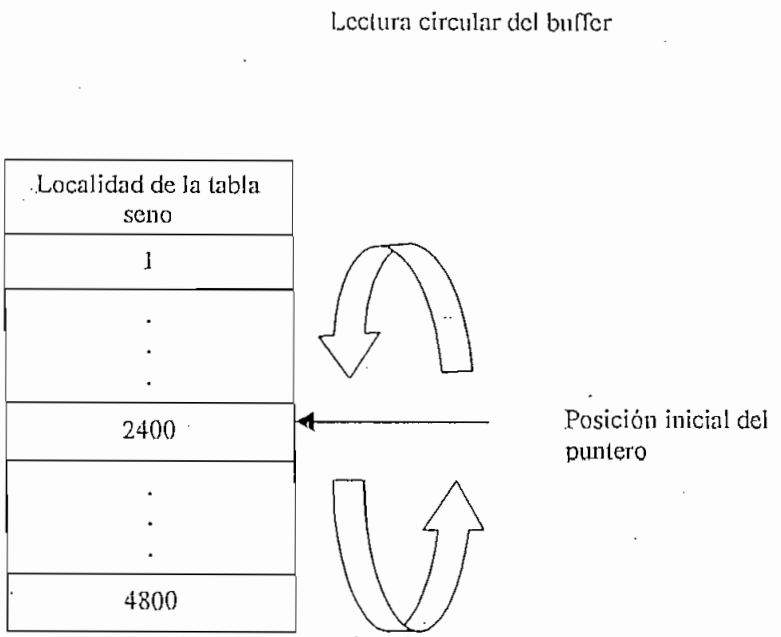
La frecuencia de la portadora está determinada por la frecuencia de muestreo del CODEC (48KHz) , el número de puntos de la tabla seno (4800) y el valor de la constante c, según la siguiente relación:

$$fc = \frac{fmuestreo}{\#\ puntos} * c \qquad \text{(Ec. 5.1.)}$$

Por tanto la frecuencia de portadora fc=10xc. La constante c indica que la tabla seno debe leerse cada c localidades, por ejemplo un valor de c de 10

generará una portadora de 4800 Hz y la tabla seno será leida desde la localidad 1, luego la 11, la 21, la 31 etc.

La lógica del modulador indica al DSP la fase de la portadora, por ejemplo si se quiere transmitir una portadora con una fase de 180°, entonces el puntero de lectura de datos de la tabla seno debe colocarse en la localidad



2400 y leer el buffer de manera circular , de esta manera se puede generar el número de períodos de portadora que se requieran, con cualquier fase.

Figura 4.3. Lectura circular de la tabla seno

El ADSP 2181 tiene la capacidad de multiplexar en tiempo hasta 32 canales de información, debido a que el CODEC es estéreo (tiene 2 canales: Izquierdo y Derecho), se activan dos canales del ADSP 2181 y se multiplexan en tiempo.

La transmisión de datos desde el buffer de la tabla seno hacia el CODEC se realiza por medio del pórtico serial 0 (SPORT0), mientras que el CODEC devuelve al DSP una trama estado y otra de confirmación, cuando la información se encuentra en el CODEC se utilizan los DAC´s internos para transformar la información digital en analógica, que es la información modulada.

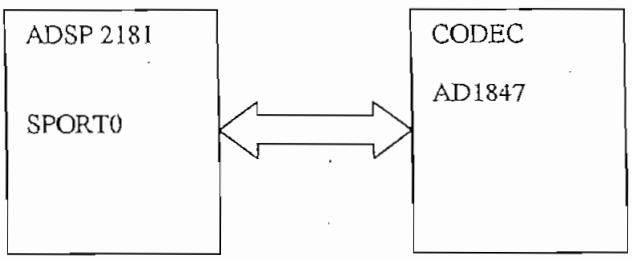


FIGURA 4.4. Comunicación serial entre el ADSP 2181 y AD1847.

La configuración del ADSP 2181 y del CODEC se realiza en el programa inicial, que ejecutan los DSP's, este es el programa INICIO.DSP, aquí se configuran los dos puertos seriales, se activan dos canales para comunicación con el CODEC. Se envián además los comandos de incialización del CODEC, en los cuales se indica las ganancias de cada canal y el formato numérico de codificación (ley A de 16 bits).

4.2.3 LOGICA DEL MODULADOR ASK

Entrada Binaria	Salida
1	Sen(2πfc)
0	0

Tabla 4.2. Tabla de verdad del modulador ASK

El modulador ASK sigue la lógica explicada en la tabla anterior, es decir, cuando el dato binario leído es un cero lógico la salida es cero voltios, si el dato es un uno lógico la salida es una onda seno. Esto se logra multiplicando digitalmente los valores de la tabla seno por 0x7FFF (si el bit es 1 lógico) o por 0x0000(si el bit es cero lógico). En el primer caso la onda seno no será alterada, por que cualquier valor multiplicado por 0x7FFF es igual a si mismo. En el segundo caso la salida será cero voltios , por que cualquier valor multiplicado por 0x0000 es igual a cero.

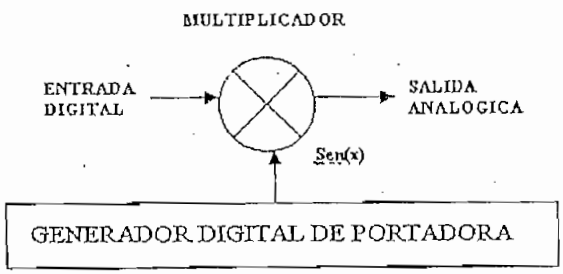


Figura 4.5 Lógica del modulador ASK

4.2.4 LOGICA DEL MODULADOR FSK

Entrada Binaria	Salida
0	Sen(2πfs)
1	Sen(2πfm)

Tabla 4.3. Tabla de verdad del modulador FSK

Un VCO (Oscilador Controlado por Voltaje), es un dispositivo, que genera una onda analógica a su salida, la frecuecia de esta onda de salida depende fundamentalmente del nivel de la onda de entrada, para un cero lógico se genera una onda sinusoidal de baja frecuencia llamada frecuencia de espacio, para un uno lógico se genera una onda sinusoidal de mayor frecuencia llamada frecuencia de marca.

Figura 4.6. Lógica del modulador FSK.

Los datos digitales hacen variar los valores de la constante c. Si se lee un uno lógico se genera una frecuencia de marca de 4800Hz con c = 480, si se lee un cero lógico se genera una frecuencia de espacio de 2400 con c = 240. Por tanto la información digital que se lee del buffer de datos, determina el valor de c, es decir el valor de la frecuencia de la onda seno que se lee simultáneamente del buffer de la tabla seno.

4.2.5 LOGICA DEL MODULADOR BPSK

Entrada Binaria	Fase de salida
0	180°
1	0°

Tabla 4.4. Tabla de verdad del modulador BPSK

La lógica del modulador de BPSK es similar a ASK, para un uno lógico los valores de la tabla seno se multiplican por 0x7FFF con lo que se obtiene, la misma onda seno sin modificación. Para un cero lógico los valores de la tabla seno se multiplican por 0x8000 (-1 en decimal), lo cual hace que los valores cambien de signo, por tanto lo onda seno empezará con valores negativos, lo cual es equivalente a una fase de 180°.

. El esquema inferior es un equivalente, que tiene el mismo resultado.

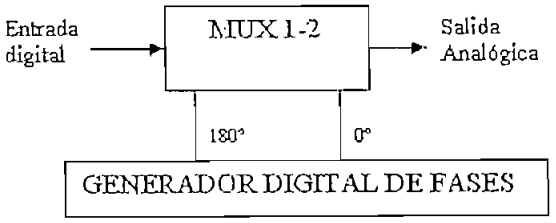


Figura 4.7. Lógica del modulador de BPSK

Para el caso de BPSK se han desarrollado 3 moduladores, cuya diferencia básica es la velocidad de transmisión. Los tres esquemas son los mismos, la única diferencia entre ellos es la frecuencia de portadora, cuyo valor está determinado por el valor de la constante c.

4.2.6 LOGICA DEL MODULADOR DPSK

La lógica que emplea el modulador DPSK es la siguiente:

La entrada digital se considera a los bits almacenados en el buffer de datos.

Inicialmente se toma un bit de referencia (1 lógico) y se ejecuta una operación lógica XNOR con el primer bit del buffer de datos, el resultado se realimenta a una de las entradas de la compuerta XNOR y se realiza la operación lógica con el segundo bit de datos, repitiéndose este proceso hasta el último bit de datos. Si el resultado de la operación XNOR es un uno lógico, se transmite la onda seno con una fase de cero grados, si el resultado es un cero lógico se transmite la onda seno con una fase de 180°. Para transmitir la fase adecuada se utiliza la misma lógica que en el modulador BPSK.

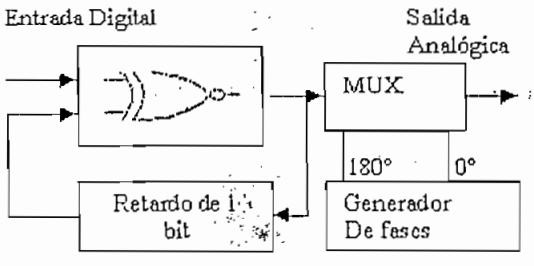


Figura 4.8. Lógica del modulador de DPSK

4.2.7 LOGICA DEL MODULADOR QPSK

Datos de Entrada		Fase de salida
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	+135°
1	1	+45°

Tabla 4.5. Tabla de verdad del modulador QPSK

Los datos binarios son leidos de dos en dos del buffer de datos, con ellos se determina que fase de la portadora debe ser enviada al CODEC, por lo tanto se determina la posición del puntero de lectura en la tabla seno y se obtiene la siguiente tabla:

Fase en grados	Posición del puntero
+45	600
+135	1800
-45	3000
+135	4200

Tabla 4.6. Generación de fases del modulador QPSK

El modulador de QPSK puede ser representado por el esquema siguiente:

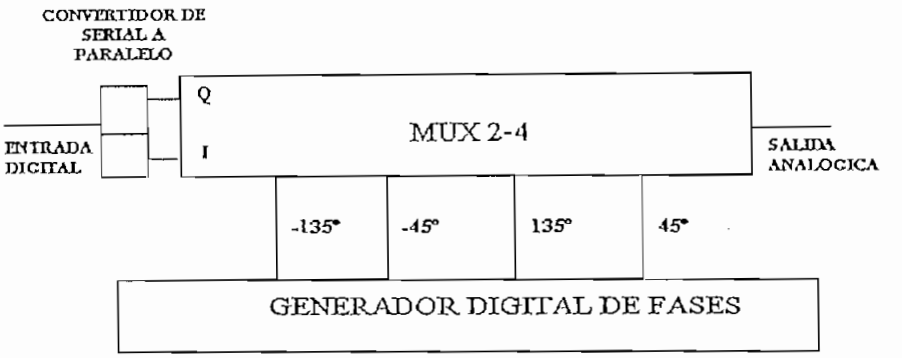


Figura 4.9.a Lógica del modulador de QPSK

4.2.8 LOGICA DEL MODULADOR 8PSK

Los datos binarios son leídos en grupos de tres (tribits) del buffer de datos, con ellos se determina que fase de la portadora debe ser enviada al CODEC, por lo tanto se determina la posición del puntero de lectura en la tabla seno y se obtiene en la tabla 4.8.

Entrada binaria			Fase de salida
Q	I	C	8PSK
0	0	0	-112.5°
0	0	1	-157.5°
0	1	0	-67.5°
0	1	1	-22.5°
1	0	0	+112.5°
1	0	1	+157.5°
1	1	0	+67.5°
1	1	1	+22.5°

Tabla 4.7. Tabla de verdad del modulador 8PSK

Fase en grados	Posición del puntero
-22.5	2700
-67.5	3300
-112.5	3900
-157.5	4500
+22.5	300
+67.5	900
+112.5	1500
+157.5	2100

Tabla 4.8. Generación de las fases del modulador 8PSK

El modulador de 8PSK puede ser representado por el esquema siguiente:

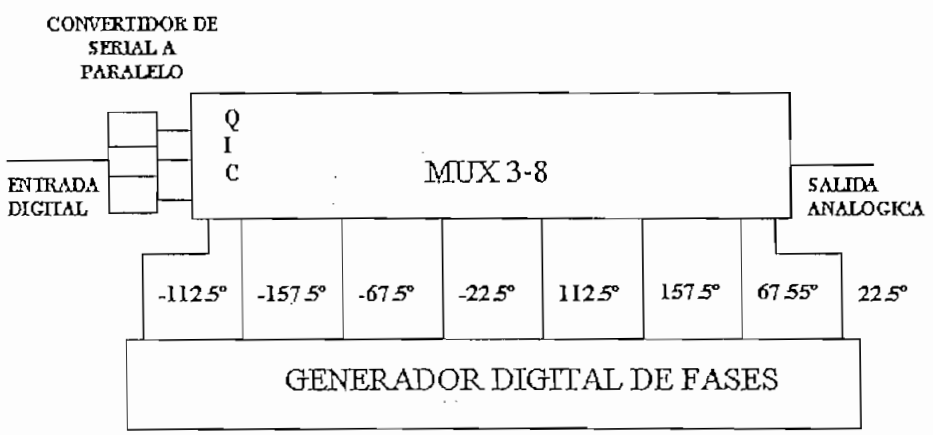


Figura 4.10. Lógica del modulador de 8PSK

4.2.9 LOGICA DEL MODULADOR 8QAM

Entrada binaria			magnitud (V)	Fase de salida
Q	I	C		8QAM
0	0	0	0.5	-135°
0	0	1	1	-135°
0	1	0	0.5	-45°
0	1	1	1	-45°
1	0	0	0.5	+135°
1	0	1	1	+135°
1	1	0	0.5	+45°
1	1	1	1	+45°

Tabla 4.9. Tabla de verdad del modulador 8QAM

Los datos binarios son leidos en grupos de tres (tribits) del buffer de datos. Nótese que los dos primeros bits determinan la fase, el tercer bit determina la amplitud, por lo tanto se determina la posición del puntero de lectura en la tabla seno y se obtiene la siguiente tabla:

Fase en grados	Posición del puntero
+45	600
+135	1800
-45	3000
-135	4200

Tabla 4.10. Generación de las fases del modulador 8QAM

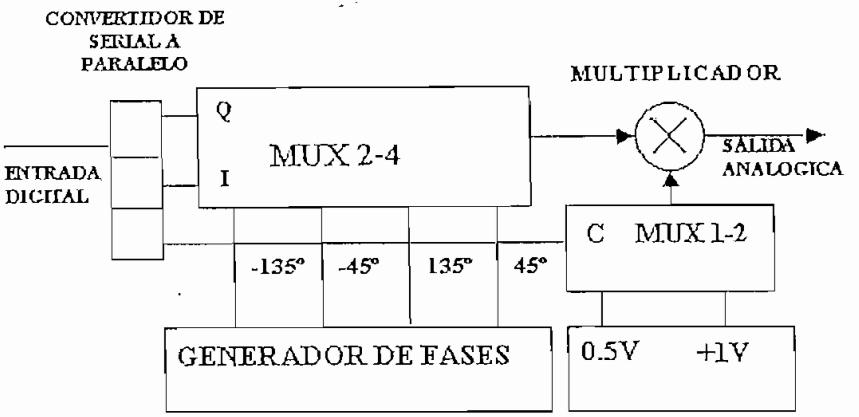


Figura 4.11. Lógica del modulador de 8QAM

Si el tercer bit es un cero lógico, la tabla seno se multiplica por 0x4000 (0.5 en decimal), por tanto la onda de salida tiene un voltaje pico de 0.5 V. Si el tercer bit es un uno lógico, la tabla seno se multiplica por 0x7FFF (1 en decimal), por tanto la onda de salida tiene una amplitud pico de 1 V.

4.3 EL PROGRAMA "DEMOD"

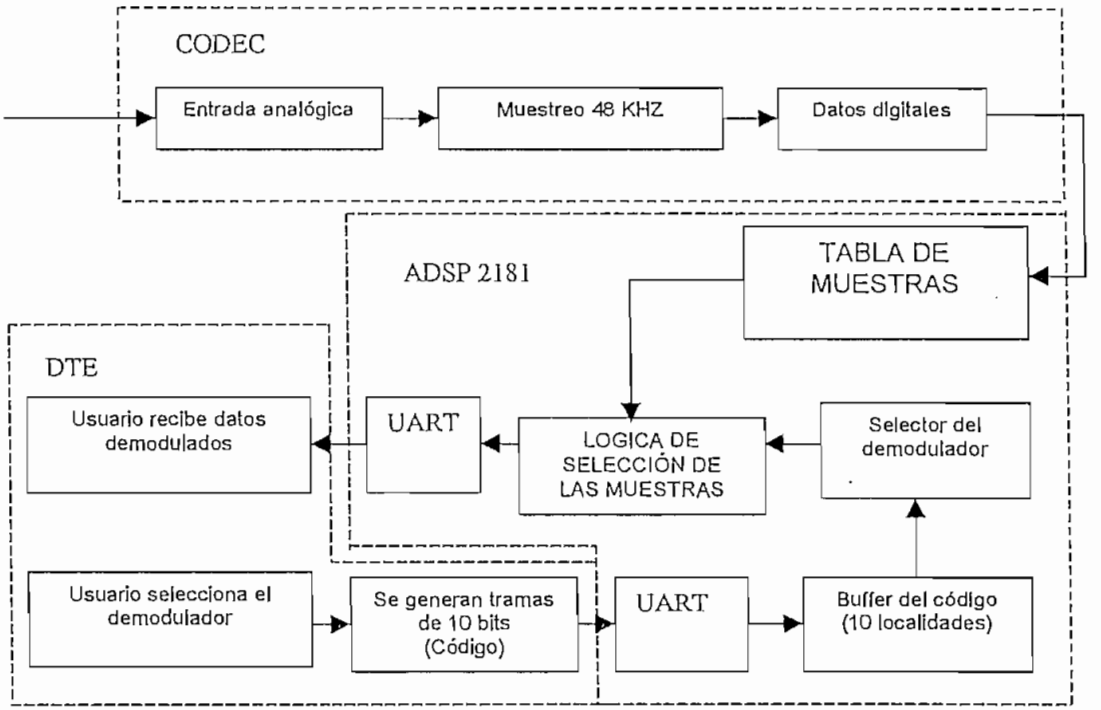


Figura 4.12. Diagrama de Bloques del programa "demod"

4.3.1 LA TABLA DE MUESTRAS

El programa demodulador funciona a base de muestreos de las ondas analógicas de entrada. El CODEC debe ser configurado para transformar las muestras analógicas en muestras digitales. Cada muestra analógica se codifica a un código digital de 16 bits.

El programa inicio configura al CODEC para que realice 48000 muestras por segundo, por tanto el número de muestras depende de la frecuencia de las ondas moduladas de entrada y el número de ciclos de portadora con que se modula cada bit, para lo cual se utiliza la siguiente relación:

$$\#muestras = (48000 / f_{in}) * nc \qquad \text{(Ec 4.2.)}$$

donde

f_{in} es la frecuencia de entrada de la onda modulada

nc es el número de ciclos de portadora con que se modula cada simbolo

El número de muestras por trama depende del número de bits de una trama(30 bits) y se calcula con la siguiente relación:

Utilizando esta relación se obtiene la siguiente tabla:

Demodulador	Frecuencia de portadora[66]	#ciclos de portadora por símbolo	#muestras por símbolo	#muestras por trama	Velocidad de señalización	Velocidad de transmisión
ASK	4800	2	20	600	2400	2400
FSK	Fm 2400	1	20	600	2400	2400
	fs 4800	2	20			
BPSK	1200	1	40	1200	1200	1200
BPSK	4800	2	20	600	2400	2400
BPSK	4800	1	10	300	4800	4800
DPSK	4800	2	20	600	2400	2400
QPSK	2400	2	40	600	1200	2400
8PSK	1600	2	60	600	800	2400
8QAM	800	1	60	600	800	2400

Tabla 4.11. Características de los demoduladores

[66] Para FSK se habla de frecuencia de marca y espacio

4.3.2 Lógica del Demodulador ASK

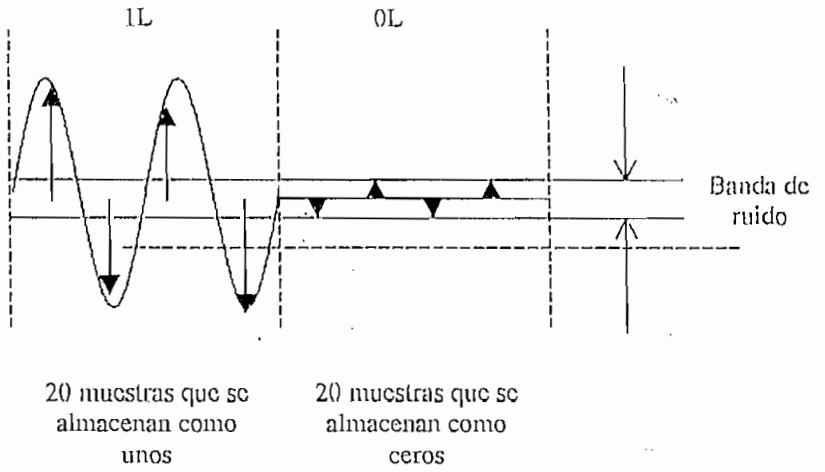


Figura 4.13 Lógica del demodulador ASK

Dato	Muestras almacenadas																			
0L	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1L	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Se recuperan los datos

Tabla 4.12. Tabla de muestreos ASK

Por tanto los datos demodulados se pueden recuperar por ejemplo en la tercera muestra de cada bit.

Si ingresa ruido al sistema, un cero lógico podría ser confundido con un uno lógico, por esta razón se implementa una banda de ruido. Si las muestras

tomadas por el DSP no sobrepasan esta banda, los datos almacenados serán ceros.

4.3.3 Lógica del Demodulador FSK

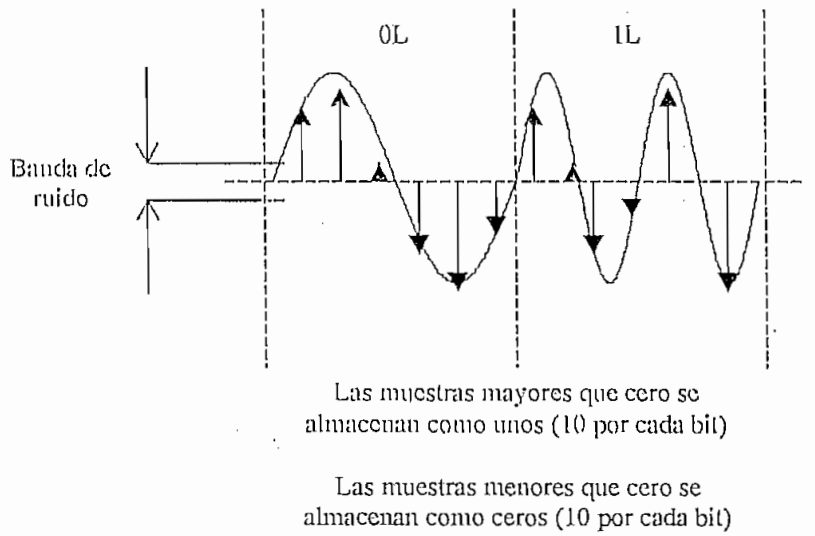


Figura 4.14. Lógica del demodulador FSK

Dato	Muestras almacenadas																			
0L	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1L	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Se recuperan los datos

Tabla 4.13. Tabla de muestreos FSK

Por tanto los datos demodulados se podrían recuperar en la doceava muestra de cada bit.

La banda de ruido se coloca al inicio de la trama modulada y sirve para detectar la portadora, cuando se encuentra un valor mayor que esta banda, el programa supone que se ha detectado la portadora. Un ruido muy alto ubicado antes de la secuencia modulada podría provocar errores.

4.3.4 Lógica del demodulador BPSK

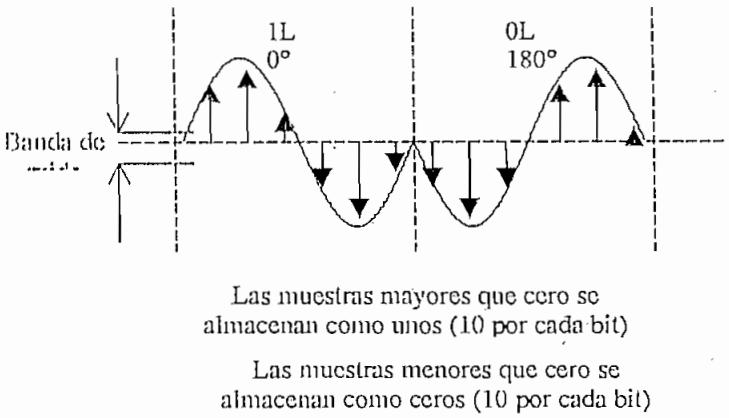


Figura 4.15. Lógica del demodulador BPSK 1200 bps

El demodulador BPSK 4800 bps y 2400 bps tienen la misma lógica que el demodulador BPSK 1200 bps.

	Muestras (40/bit)
0L	0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1
1L	1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0

Se recuperan los datos

Tabla 4.14. Tabla de muestreos BPSK1200

Por tanto los datos demodulados se podrían recuperar entre la primera y la veinteava muestra de cada bit.

Dato	Muestras (10/bit)									
0L	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
1L	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Se recuperan los datos

Tabla 4.15. Tabla de muestreos BPSK4800

Por tanto los datos demodulados se podrían recuperar entre la primera y la quinta muestra de cada bit.

Dato	Muestras (20/bit)[67]																			
0L	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
1L	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Se recuperan los datos

Tabla 4.16. Tabla de muestreos BPSK2400

Por tanto los datos demodulados se podrían recuperar entre la primera y la quinta muestra de cada bit.

[67] La secuencia de ceros y unos se repite por que cada bit de datos se modula con dos ciclos de portadora

4.3.5 Lógica del demodulador DPSK

Este demodulador detecta la fase de la onda de entrada, almacena estos datos en un buffer de 30 localidades y verifica si existen o no cambios de fase, para ello utiliza la operación XNOR, el resultado de esta operación es la trama demodulada. El muestreo es exactamente igual al del demodulador de BPSK de 2400 bps.

Fase	Muestras (20/bit)[68]																			
0°	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
180°	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Se recupera la información de fase y se realiza la operación XNOR entre estas muestras

Tabla 4.17. Tabla de muestreos DPSK

4.3.6 Lógica del demodulador QPSK

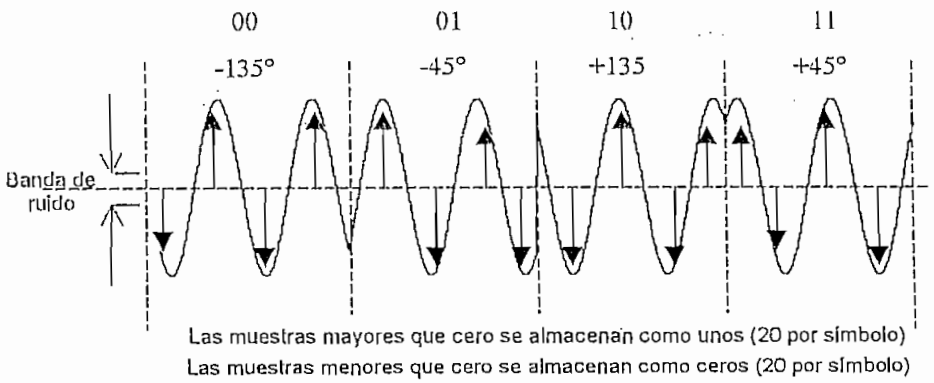


Figura 4.16. Lógica del demodulador QPSK

[68] La secuencia de ceros y unos se repite por que cada bit de datos se modula con dos ciclos de portadora

	Muestras (40/símbolo)							
Datos	00		01		10		11	
1	0	0	0	0	1	1	1	1
2	0	0	0	0	1	1	1	1
3	0	0	0	0	1	1	1	1
4	0	0	1	1	0	0	1	1
5	0	0	1	1	0	0	1	1
6	0	0	1	1	0	0	1	1
7	0	0	1	1	0	0	1	1
8	0	0	1	1	0	0	1	1
9	1	1	1	1	0	0	0	0
10	1	1	1	1	0	0	0	0
11	1	1	1	1	0	0	0	0
12	1	1	1	1	0	0	0	0
13	1	1	1	1	0	0	0	0
14	1	1	0	0	1	1	0	0
15	1	1	0	0	1	1	0	0
16	1	1	0	0	1	1	0	0
17	1	1	0	0	1	1	0	0
18	1	1	0	0	1	1	0	0
19	0	0	0	0	1	1	1	1
20	0	0	0	0	1	1	1	1
Fase	45°		135°		-45°		-135°	

Tabla 4.18. Lógica del demodulador de QPSK

Se toma la primera y la quinta muestra de cada símbolo para obtener los datos demodulados.

4.3.7 Lógica del demodulador 8PSK

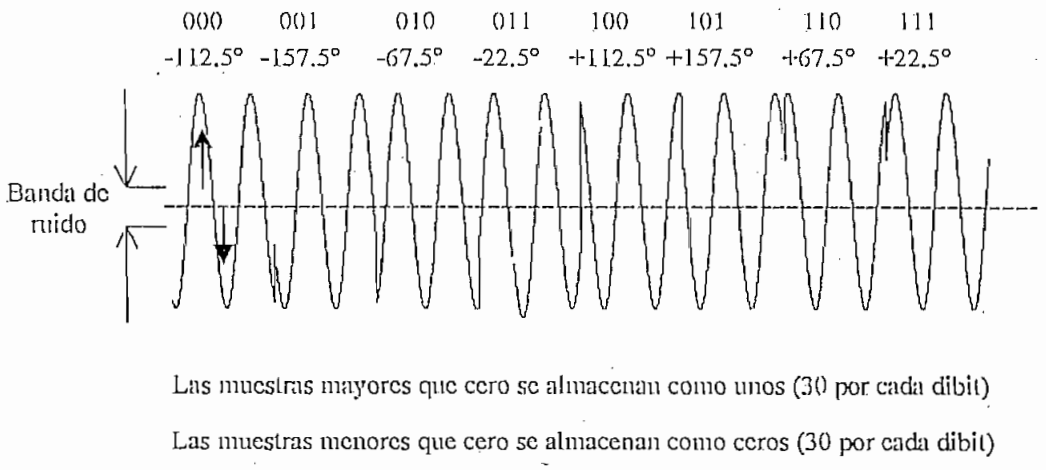


Figura 4.17. Lógica del demodulador 8PSK

Para obtener el primer bit de datos se toma la segunda muestra de cada símbolo.

Para obtener el segundo bit de datos se toma la octava muestra de cada símbolo

Para obtener el tercer bit de datos se aplica la siguiente lógica:

Si los dos primeros bit son 00 el tercer bit se obtiene en la muestra veinte y siete.

Si los dos primeros bit son 11 el tercer bit se obtiene en la muestra veinte y siete (se toma el complemento).

Si los dos primeros bit son 01 el tercer bit se obtiene en la sexta muestra.

Si los dos primeros bit son 10 el tercer bit se obtiene en la sexta muestra (se toma el complemento).

	Muestras (60/símbolo)															
Datos	000		001		010		011		100		101		110		111	
1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
3	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
4	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
5	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
6	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	1	1
7	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
8	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
9	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
10	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
11	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
12	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
13	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1
14	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
16	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
17	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
18	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
19	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
20	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
21	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0
22	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
23	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
24	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
25	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0
26	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
27	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
28	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
29	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0
30	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
Fase	-112,5		-157,5		-67,5		-22,5		112,5		157,5		67,5		22.5	

Tabla 4.19. Lógica del demodulador 8PSK

4.3.8 Lógica del demodulador 8QAM

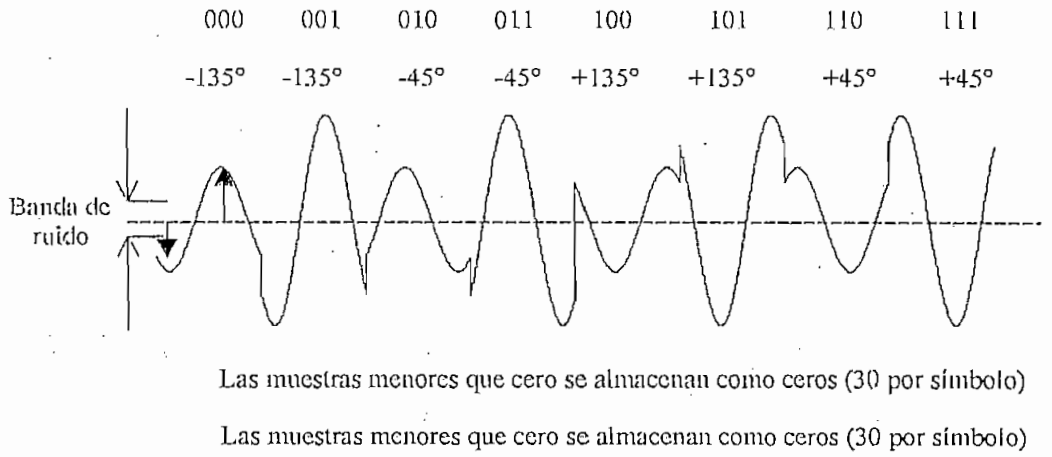


Figura 4.18. Lógica del demodulador 8QAM

Para obtener el primer bit de datos se toma la tercera muestra de cada símbolo.

Para obtener el segundo bit de datos se toma la quinceava muestra de cada símbolo.

Para obtener el tercer bit de datos se aplica la siguiente lógica:

Si en las muestras 34 ó 49 se encuentra un 3, entonces el tercer bit es un uno lógico de lo contrario es un cero lógico.

	Muestras (60/símbolo)																	
	000	001	010	011	100	101	110	111			000	001	010	011	100	101	110	111
1	0	0	0	0	1	1	1	1		31	1	1	1	1	0	0	0	0
2	0	0	0	0	1	1	1	1		32	1	1	1	1	0	0	0	0
3	0	0	0	0	1	1	1	1		33	1	1	1	1	0	0	0	0
4	0	0	0	0	1	1	1	1		34	1	1	1	1	0	0	0	0
5	0	0	0	0	1	1	1	1		35	1	3	1	1	0	0	0	3
6	0	3	0	0	1	1	1	3		36	1	3	1	1	0	0	0	3
7	0	3	0	0	1	1	1	3		37	1	3	1	1	0	0	0	3
8	0	3	0	0	1	1	1	3		38	1	3	1	1	1	0	0	3
9	0	3	1	1	1	0	1	3		39	1	3	0	0	1	1	0	3
10	0	3	1	1	0	0	1	3		40	1	3	0	0	1	1	0	3
11	0	0	1	1	0	0	1	3		41	1	3	0	0	1	1	0	3
12	0	0	1	1	0	0	1	1		42	1	3	0	0	1	1	0	3
13	0	0	1	1	0	0	1	1		43	1	1	0	0	1	1	0	0
14	0	0	1	1	0	0	1	1		44	1	1	0	0	1	1	0	0
15	0	0	1	1	0	0	1	1		45	1	1	0	0	1	1	0	0
16	0	0	1	1	0	0	1	1		46	1	1	0	0	1	1	0	0
17	0	0	1	1	0	0	1	1		47	1	1	0	0	1	1	0	0
18	0	0	1	1	0	0	1	1		48	1	1	0	0	1	1	0	0
19	0	0	1	1	0	0	1	1		49	1	1	0	0	1	1	0	0
20	0	0	1	1	0	0	1	1		50	1	1	0	3	1	3	0	0
21	0	0	1	3	0	3	1	1		51	1	1	0	3	1	3	0	0
22	0	0	1	3	0	3	1	1		52	1	1	0	3	1	3	0	0
23	0	0	1	3	0	3	1	1		53	1	1	0	3	1	3	0	0
24	1	1	1	3	0	3	0	0		54	0	0	0	3	1	3	1	1
25	1	1	1	3	0	3	0	0		55	0	0	0	3	1	3	1	1
26	1	1	1	3	0	3	0	0		56	0	0	0	3	1	3	1	1
27	1	1	1	1	0	0	0	0		57	0	0	0	3	1	3	1	1
28	1	1	1	1	0	0	0	0		58	0	0	0	0	1	1	1	1
29	1	1	1	1	0	0	0	0		59	0	0	0	0	1	1	1	1
30	1	1	1	1	0	0	0	0		60	0	0	0	0	1	1	1	1
	-135	-135	-45	-45	135	135	45	45			-135	-135	-45	-45	135	135	45	45

Tabla 4.20. Lógica del demodulador 8QAM

4.4 RECEPCION DE DATOS DEMODULADOS EN EL PC

Cuando los datos han sido recuperados por el demodulador, se hace uso nuevamente del programa UART, que transmite esta información desde el DSP hacia el computador. El PC recibe esta información en el puerto serial que seleccionó el usuario y finalmente despliega esta información en la ventana de datos.

4.5 INTERFAZ GRAFICA DE USUARIO

¿Qué es Visual Basic? La palabra "Visual" hace referencia al método que se utiliza para crear la interfaz gráfica de usuario (GUI). En lugar de escribir numerosas líneas de código para describir la apariencia y la ubicación de los elementos de la interfaz, simplemente puede arrastrar y colocar objetos prefabricados en su lugar dentro de la pantalla. Si ha utilizado alguna vez un programa de dibujo como Paint, ya tiene la mayor parte de las habilidades necesarias para crear una interfaz de usuario efectiva.

La palabra "Basic" hace referencia al lenguaje BASIC (Beginners All-Purpose Symbolic Instruction Code), un lenguaje utilizado por más programadores que ningún otro lenguaje en la historia de la informática o computación. Visual Basic ha evolucionado a partir del lenguaje BASIC original y ahora contiene centenares de instrucciones, funciones y palabras clave, muchas de las cuales están directamente relacionadas con la interfaz gráfica

de Windows. Los principiantes pueden crear aplicaciones útiles con sólo aprender unas pocas palabras clave, pero, al mismo tiempo, la eficacia del lenguaje permite a los profesionales acometer cualquier objetivo que pueda alcanzarse mediante cualquier otro lenguaje de programación de Windows.

Otras características de gran importancia de Visual Basic 5.0 son las siguientes:

Interacción con otros programas diseñados para Windows 95, esto indica que se pueden llamar desde el módulo principal a otros programas utilitarios.

Programación a nivel de objetos, esto permite mostrar la información en ventanas de texto y diagramas en ventanas gráficas, utilización de botones de comando, botones de opción, iconos de acción y comandos ejecutables desde el menú principal.

4.6 EL SOFTWARE DE MODSIS

MODSIS presenta al usuario un módulo de acceso a datos desarrollado en Visual Basic 5.0.

La función principal de este módulo es el intercambio de datos con los microprocesadores DSP.

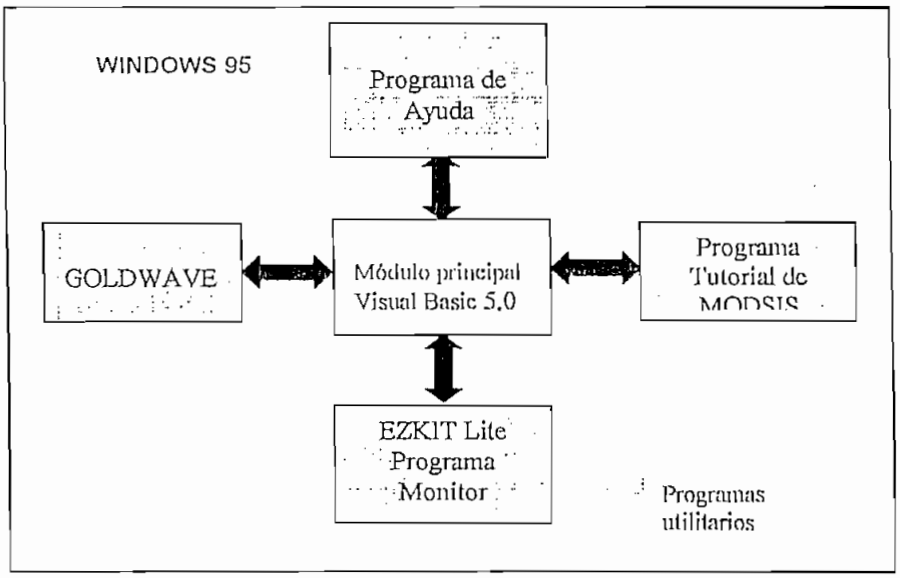
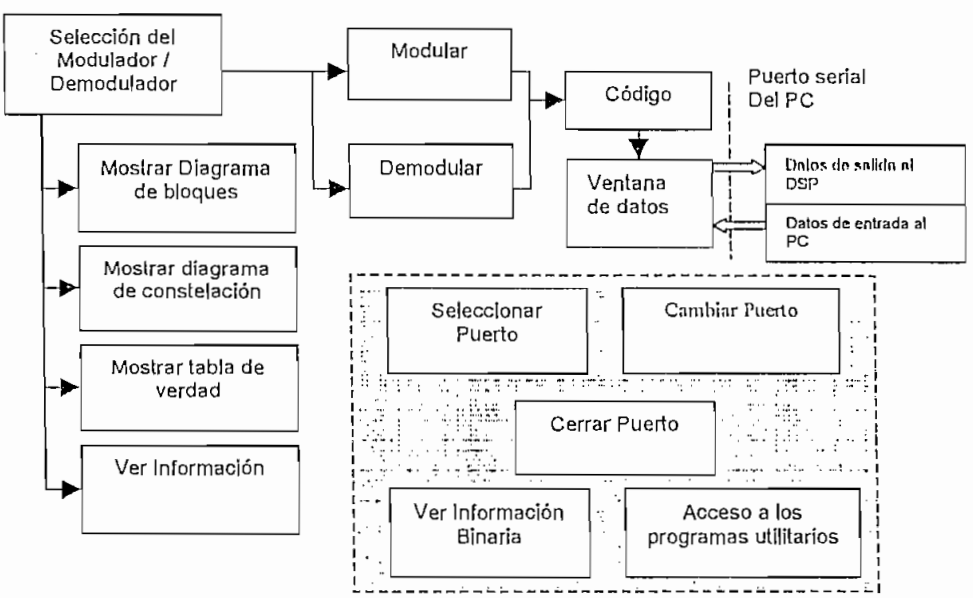


Figura 4.19. El módulo de Visual Basic 5.0

4.6.1 EL MODULO PRINCIPAL



Estas subrutinas no dependen del modulador o demodulador seleccionado

Figura 4.20. El módulo Principal

Cuando el usuario selecciona un modulador o un demodulador, el programa automáticamente despliega la información referente al mismo. De esta manera el usuario puede ver tablas de verdad, diagramas de constelación y diagramas de bloques.

Subrutinas de control del puerto serial de comunicaciones

Inicialmente el programa pregunta al usuario, que puerto serial de comunicaciones del PC está conectado al DSP, para ello se llama a la subrutina Seleccionar puerto. Si se desea cambiar el puerto serial de comunicaciones se puede llamar a la subrutina cambiar puerto.

Finalmente existe la subrutina cerrar puerto que es muy útil cuando se desea cambiar de modulador/demodulador ó para descargar a los DSP los programas de modulación o demodulación, se debe primero cerrar el puerto.

Si se ha producido una pérdida de sincronismo (debido a que el modulador seleccionado en un extremo no coincide con el demodulador seleccionado en el otro), se debe cerrar el puerto e intentar una nueva comunicación.

a) La subrutina Modular

Esta subrutina ejecuta las siguientes acciones:

Si el puerto está inicialmente abierto entonces lo cierra, para ello llama a la subrutina cerrar puerto.

Abre el puerto de comunicaciones que el usuario ha seleccionado. Es necesario que el puerto esté inicialmente cerrado, de lo contrario al ejecutar el comando OpenComm (abrir puerto), el programa indicaría "Error en tiempo de ejecución, el puerto ya está abierto".

Lee los datos ingresados en la ventana de datos en bloques de tres caracteres. Si es necesario pone uno o dos caracteres de relleno para que el número de caracteres sea un múltiplo exacto de tres, (el caracter de relleno utilizado es el espacio 20H)

En el buffer de salida del puerto serial, se colocan 3 caracteres de datos más un caracter de código que indica el modulador seleccionado. Visual Basic 5.0 añade los bits de inicio y de parada. Finalmente se transmiten tramas de 40 bits al DSP modulador.

Cuando se ha enviado una trama al DSP, este genera un eco (se devuelve la misma trama al PC) que indica que la trama ha sido modulada por el DSP, entonces el PC puede enviar la siguiente trama al DSP (se vuelve al paso #4 hasta que se ha enviado la última trama).

Se cierra el puerto serial

b) La subrutina Demodular

Esta subrutina ejecuta las siguientes acciones:

Si el puerto está inicialmente abierto entonces lo cierra, para ello llama a la subrutina cerrar puerto.

Abre el puerto de comunicaciones que el usuario ha seleccionado.

Envía al DSP demodulador un carácter de código, que indica qué demodulador ha seleccionado el usuario.

Recibe en el buffer de entrada una trama de 3 caracteres que el DSP demodulador le ha enviado.

Despliega estos caracteres en la ventana de datos, donde puede verlos el usuario.

Se genera un proceso cíclico desde el paso 3 hasta el 5, hasta que todos los datos hayan sido recibidos.

c) La subrutina Ver Información Binaria

Esta subrutina despliega una ventana de texto que muestra el código binario de cada trama que se envía del PC al DSP (cuando se está modulando) ó se recibe en el PC (cuando se está demodulando).

Esta información incluye bits de inicio y de parada.

4.6.1.1 Acceso a los programas utilitarios

El acceso a los programas utilitarios se hace por medio de controles OLE.

Un control OLE inserta en el documento el contenido de un archivo como un objeto, de modo que se pueda activar desde el programa que lo creó. Esto significa que se puede cargar cualquier programa externo al módulo principal haciendo simplemente un doble click sobre el icono correspondiente.

a) El programa utilitario Goldwave

Goldwave es un programa para aplicaciones de audio, desarrollado para Windows 95. Este programa permite visualizar las ondas moduladas. Para utilizarlo se requiere una tarjeta de sonido, puesto que esta toma las muestras de las ondas moduladas que ingresan por su entrada LINE IN y las despliega en el computador.

b) El programa utilitario EZ-KIT Lite Monitor

EZ-KIT Lite Monitor es un programa desarrollado por Analog Devices, mediante el cual el usuario puede cargar los programas de modulación y demodulación a los DSP's, adicionalmente se pueden leer las localidades de la memoria de datos y las localidades de la memoria de programa.

5 FUNCIONAMIENTO Y ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS 162

5.1 HERRAMIENTAS DEL SISTEMA 162

5.1.1 De los programas: 163

5.1.2 Del Hardware: 164

5.2 DE LA MODULACIÓN DIGITAL. 164

5.3 DE LA DEMODULACIÓN DIGITAL. 165

5.4 FUNCIONAMIENTO DE LA MODULACIÓN. 167

5.5 FUNCIONAMIENTO DE LA DEMODULACIÓN. 169

5.6 COMUNICACIÓN ENTRE LA COMPUTADORA Y EL ADSP-2181 173

5.7 ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS 174

5.7.1 Descripción del formulario Principal 175

5.7.2 Conexión del Equipo 184

5.7.3 Forma de descargar los programas de modulación y demodulación en las tarjetas EZ-KIT-LAB. 185

5.7.4 Procesos de Modulación y Demodulación. 186

5.7.5 Transmisión de datos. 187

5.7.6 Ver Ondas Moduladas. 189

5.7.7 Información binaria de los datos. 192

5.7.8 Ejemplos de las distintas formas de modulación. 193

5.7.9 Ejemplos de las distintas formas de demodulación. 198

5 FUNCIONAMIENTO Y ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS

MODSIS es un sistema didáctico, para enseñar a los estudiantes de la Facultad de Ingeniería Eléctrica especializados en Telecomunicaciones sobre los temas de Modulación y Demodulación Digital.

5.1 HERRAMIENTAS DEL SISTEMA

Para diseñar el sistema MODSIS (Modulación y Demodulación Digital) se utilizaron las siguientes herramientas:

a) Programas

- Visual Basic 5.0.
- PowerPoint.
- RoboHelp.
- EZ-KIT-LITE.

- Goldwave.
- Setup Factory.

b) Hardware

- Dos tarjetas ADSP-2181 EZ-LAB.

5.1.1 De los programas:

El Interfaz Gráfico de usuario desarrollado en Visual Basic 5.0 se utiliza como enlace entre el usuario y el sistema, es decir, es donde el usuario indica al sistema lo que desea realizar.

PowerPoint es el programa utilizado en que se realizó el TUTORIAL del sistema MODSIS, el cual se lo describirá más tarde.

RoboHelp es un programa que sirve para crear sistemas profesionales de ayuda para Windows95.

EZ-KIT-LITE Monitor es un programa desarrollado por Analog Devices que permite descargar los programas de modulación y demodulación digital a las tarjetas ADSP-2181 EZ-LAB.

Goldwave es un programa de aplicaciones de audio que permite visualizar formas de onda hasta 20KHz y con una amplitud de 1Voltio pico, sí la computadora tiene tarjeta de sonido.

Setup Factory es un programa que crea los archivos de instalación del sistema MODSIS.

5.1.2 Del Hardware:

MODSIS utiliza dos tarjetas ADSP-2181 EZ-LAB donde se instalará cada vez que el usuario requiere los programas de modulación y demodulación digital.

5.2 DE LA MODULACIÓN DIGITAL.

a) Al ingresar al sistema MODSIS, Visual Basic envía los datos. Estos datos van en tramas de 4 caracteres, el primer carácter indica qué clase de modulación fue escogida por el usuario para modular y los siguientes 3 caracteres son los datos propiamente dichos. Cada carácter tendrá su bit de inicio y su bit de parada. Se escoge el primer carácter y se lo guarda en un buffer_1 (código), luego en un buffer_2 (datos) se guarda los otros tres caracteres, al terminar de llenarse los respectivos buffer concluye la primera parte del programa que es la comunicación de la tarjeta ADSP-2181 con la computadora.

b) El siguiente paso es interno de la tarjeta. Esta lee el buffer_1 e ingresan a la modulación deseada. Dependiendo de la modulación requerida tomará uno, dos o tres bit del buffer y los guardará en un registro y hará que se active o no una tabla de seno que esta guardada en un buffer circular (memoria de datos). Con cada interrupción que ocurra, los datos guardados en este buffer circular, saldrán por el pórtico de transmisión de la tarjeta, y el sistema vuelve al estado de espera de los siguientes cuatro caracteres, cuando los datos ingresados en Visual Basic no son múltiplos de tres(caracteres), Visual Basic simulará los caracteres que faltan, con caracteres de relleno (espacios) que no serán visibles al usuario. El modulador además de estar conectado a la otra tarjeta ADSP-2181 EZ-LAB (demodulador) puede conectarse a un osciloscopio de retención o a la entrada LINE IN de la tarjeta de audio del computador, con lo cual podrán ser observadas las formas de modulación utlizando Goldwave, así podrá observar toda la información en sus respectivas tramas de 30 bits, observando entre ellas un pequeño espacio para abrir y cerrar el puerto serial de comunicaciones del computador.

5.3 DE LA DEMODULACIÓN DIGITAL.

a) La demodulación consta de dos pasos. El primero, es el de verificar mediante un código que clase de modulación desea demodular y quedar lista para

recibir datos de la tarjeta de modulación. Si en un determinado lapso no llegan datos inquiere cada vez que clase de demodulación se quiere realizar, para lo cual se tendrá en cuenta un nivel de muestreo (banda de ruido), esto es para despreciar el ruido y no tomar datos falsos. Al momento de pasar este nivel queda listo para recibir los datos enviados por la tarjeta de modulación. Por cada trama de tres caracteres se realizan 600 muestreos[1], por lo que se genera un buffer_1 en la tarjeta de demodulación de 600 localidades (memoria de datos), este constará de unos y ceros lógicos[2].

b) El proceso siguiente es interno de la tarjeta de demodulación. En el buffer_1 se encuentran los datos en su forma binaria, que se convertirán en un buffer_2 de 30 localidades (memoria de datos). Este buffer_2 contiene los caracteres con el bit de inicio y de parada, y solo tendrá unos y ceros lógicos. Pasa entonces a la etapa de transmisión de los datos hacia la computadora, luego de lo cual, regresa a verificar la demodulación escogida por el usuario, y espera los siguientes datos que podría enviar la otra tarjeta, es decir, se queda en un estado de muestreo y al mismo tiempo verificando la clase de demodulación.

[1] Excepto para BPSK 1200 bps y BPSK 4800 bps, que realizan 1200 y 300 muestreos respectivamente.
[2] 8QAM utiliza el símbolo "3" para determinar la amplitud de la onda modulada de entrada.

5.4 FUNCIONAMIENTO DE LA MODULACIÓN.

Las modulaciones realizadas se basan en un sintetizador con diferentes frecuencias o amplitudes, es decir, modificando una tabla_1 de 4800 localidades (memoria de datos) donde se encuentra guardados 4800 diferentes valores de una onda sinusoidal. También cada una de las modulaciones tendrán diferentes valores de frecuencia, voltaje y velocidad de señalización.

a) En ASK la portadora es de 4800 Hz. Se lee el primer dato de la tabla_1 y luego el dato 481 y así sucesivamente, por lo tanto se tendrán diez muestreos por onda sinusoidal. Cada bit se modula con dos ciclos de portadora, es decir, la velocidad de señalización será de 2400 baudios. La amplitud para el uno lógico es 1V y para el cero lógico es 0V.

b) Para FSK que tiene dos frecuencias: la frecuencia de marca será de 4800 Hz y la de espacio es 2400 Hz. Con la primera frecuencia se harán 10 muestreos con la segunda frecuencia 20 muestreos, en esta el espacio entre muestras es de 240, por lo tanto, un uno lógico tendrá dos ondas por bit y el cero lógico una sola onda por bit. La amplitud para los dos casos será de 1 V y la velocidad de señalización de esta forma de modular será de 2400 baudios.

c) Para BPSK 2400 bps la portadora será de 4800 Hz. Igual que en el caso del ASK tendrán 10 muestreos por onda y cada bit se modula con dos ciclos de portadora, por lo tanto, su velocidad de señalización es de 2400 baudios. La amplitud es constante 1V, pero difieren en su fase el cero lógico tendrá una

fase 0° y el uno lógico tendrá una fase de 180°. Para la fase de 180° se multiplica por un valor negativo. Adicionalmente se puede utilizar diferentes velocidades de señalización: Una de ellas con una frecuencia de portadora de 1200 Hz y se modula con un ciclo de portadora por lo que su velocidad de señalización será 1200 baudios. La otra tendrá una frecuencia de portadora de 4800 Hz y se modula con un ciclo de portadora, por lo tanto, su velocidad de señalización será de 4800 baudios.

d) DPSK será similar a BPSK, la diferencia es que el valor de la fase depende de la comparación del bit anterior con el bit actual.

e) En QPSK se tiene cuatro fases diferentes, la portadora es 2400 Hz. Se harán 20 muestreos por onda, es decir, dos ondas por cada señal; la señal lleva 2 bits de información, por lo que dará una velocidad de señalización de 1200 baudios. La velocidad de transmisión de 2400 bps. La amplitud es de 1V pico. Las fases y sus equivalentes en bits se especifican en el tercer capitulo. En esta clase de modulación no se empieza a coger las muestras de la tabla_1 desde su inicio, se escogen de acuerdo al ángulo requerido para la combinación de los bits tal como se indica en el capítulo cuarto.

f) 8PSK utiliza una portadora de 1600 Hz. En este caso se realizan 30 muestreos por señal, pero como tiene tres bits por símbolo y cada símbolo se modula con dos ciclos de portadora, su velocidad de señalización será de 800 Hz. La amplitud es de 1V pico. Las fases y sus equivalentes en bits se especifican en el tercer capitulo. En esta clase de modulación no se toman las muestras de la

tabla_1 desde su inicio, se escogen de acuerdo al ángulo requerido para la combinación de los bits.

g) En el caso del modulador 8QAM se tiene que los dos primeros bits determinan la fase y el tercer bit la amplitud que puede ser de 0.5V pico , 1V pico. Las fases son idénticas a las del QPSK. La frecuencia de la portadora es de 800 Hz, es decir 60 muestreos por onda, y como son tres bits por símbolo y se modula con un ciclo de portadora por símbolo una sola onda por señal entonces su velocidad de señalización será de 800 baudios.

5.5 FUNCIONAMIENTO DE LA DEMODULACIÓN.

Las demodulaciones realizadas se basan en un sistema de muestreos. La frecuencia del muestreo realizado en la demodulación es de 48000 Hz. Los moduladores que tienen una velocidad de señalización de 2400 baudios, realizarán 600 muestreos por cada trama de tres caracteres, BPSK 1200 bps realizará 1200 muestreos por cada trama de tres caracteres, BPSK 4800 bps realizará 600 muestreos por cada trama de tres caracteres.

Al efecto, el método utilizado para cada uno de los demoduladores es el siguiente:

a) En ASK se tiene 20 muestras por cada bit, cada uno lógico tendrá 20 unos y cada cero lógico tendrá veinte ceros, en el caso del uno lógico en el muestreo se podrían equivocar el primer, el quinto, sexto y el décimo muestreo, ya que estos muestreos son muy cercanos al valor de cero por lo que tiene más probabilidad que le afecte el ruido. Por ello se escoge el séptimo muestreo que no corre este riesgo. La misma consideración se hace para el cero lógico. En conclusión en la demodulación del ASK se escoge el séptimo muestreo de cada bit y así llenar el buffer_2 de 30 localidades.

b) En FSK se tendrán 20 muestras por bit. Si la muestra obtenida es mayor que cero se almacena un uno en el buffer_1 y si es menor que cero se almacena un cero en el buffer_1, entonces la frecuencia de espacio tendrá 10 unos y 10 ceros, en cambio la frecuencia de marca tendrá 5 unos, 5 ceros, 5 unos y cinco ceros consecutivos.

c) BPSK 2400 bps se tendrán 20 muestras por bit. Si la muestra obtenida es mayor que cero se almacena un uno en el buffer_1 y si es menor que cero se almacena un cero en el buffer_1. Para una onda de 0° de fase los diez primeras muestras son ceros y las diez restantes son unos. Para una onda de 180° de fase los diez primeras muestras son unos y las diez restantes son ceros, por tanto cualquiera de las 10 primeras muestras de cada bit indica la fase de la onda de entrada. Para las otras velocidades de señalización se procede de manera similar es decir, con la misma lógica.

d) El caso de DPSK es idéntico a BPSK, la diferencia radica en que DPSK observa si hay cambio de fases de las ondas de entrada, a través de la operación lógica XNOR.

e) Empieza ha haber un cambio en QPSK ya se tiene 40 muestreos por señal y la frecuencia es de 2400 Hz, por lo tanto, por señal se extraen 2 bits con las siguientes combinaciones 00, 01, 10 y 11, para una onda completa se tiene 10 unos y 10 ceros. La disposición de unos y ceros depende de la fase de la onda de entrada. Para la combinación 11 la fase es de 45° por lo que tendrá primero 7 a 8 unos y después 10 ceros luego 10 unos luego 10 ceros luego 2 0 3 unos; para la combinación 10 la fase es de 135° lo que obtendremos será 2 0 3 unos, 10 ceros luego 10 unos, 10 ceros, y después 7 a 8 unos; para la combinación 01 la fase es de –45° y tiene de 7 a 8 ceros, luego 10 unos, 10 ceros, 10 unos y después dos a tres ceros; para la combinación 00 la fase es de –135° por lo que tendrá dos a tres ceros, 10 unos, 10 ceros, 10 unos y después 7 a 8 ceros. Se define entonces que los dos primeros muestreos de cada símbolo dan el primer bit, del cuarto al séptimo se obtiene el segundo bit.

f) 8PSK tiene una mayor dificultad ya que por símbolo van indicados tres bits,la frecuencia de portadora es de 1600 Hz y cada símbolo se modula con dos ciclos de portadora, por lo que habrán 60 muestreos por símbolo, una señal completa tendrá 15 unos, 15 ceros, 15 unos y 15 ceros. Esta modulación tiene 8 fases diferentes que equivalen a las combinaciones 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110 y 111; Para la combinación 111 la fase es 22.5°, la señal tendrá 12 a

13 unos luego 15 ceros y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 110 la fase es 67.5°, la señal tendrá 9, 10 o 11 unos y después 15 ceros, y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 100 la fase es 112.5°, la señal tendrá 5, 6 hasta 7 unos y después 15 ceros, y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 101 la fase es 157.5°, la señal tendrá 2 a 3 unos y después 15 ceros y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 011 la fase es -22.5°, la señal tendrá 2 a 3 ceros luego 15 unos y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 010 la fase es -67.5°, la señal tendrá 5 , 6 o 7 ceros y después 15 unos, y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 000 la fase es -112.5°, la señal tendrá 9, 10, 11 ceros y después 15 unos, y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; para la combinación 001 la fase es -157.5°, la señal tendrá 12 a 13 ceros y después 15 ceros y así sucesivamente hasta llenar los sesenta muestreos; Aquí en los primero 2 muestreos de cada símbolo estará el primer bit , del octavo al doceavo muestreo estará el segundo bit y el tercero es un poco más difícil de encontrar aquí se realizo viendo los dos primeros que encontramos se escoge el sexto muestreo o el veintiseisavo muestreo dependiendo de los bits anteriores en algunos casos se pone el mismo muestreo o el contrario al valor obtenido este será el ultimo bit. Cómo se modula cada símbolo con dos ciclos

de portadora, los siguientes 30 muestreos deben ser los mismos que los primeros 30.

g) 8QAM tiene cuatro fases que se detectan como lo hace QPSK, así se obtendrán los dos primeros bits. Cuando una onda de entrada es mayor que 0.5V ó menor que –0.5 V se almacena en el buffer_1 el simbolo "3". Cuando la onda es mayor que 0V y menor que 0.5 V se almacena en el buffer_1 un uno. Cuando la onda es menor que 0V y mayor que -0.5 V se almacena en el buffer_1 un cero. Para encontrar el tercer bit se busca un "3", si se encuentra entonces el tercer bit es un uno lógico de lo contrario es un cero lógico.

8QAM modula cada símbolo con un ciclo de portadora de 800 Hz,por lo tanto su velocidad de señalización es de 800 baudios y su velocidad de transmisión será de 2400 bps.

5.6 COMUNICACIÓN ENTRE LA COMPUTADORA Y EL ADSP-2181

Los programas de comunicación entre el ADSP-2181 y Visual Basic tiene un problema, que el ADSP-2181 se comunica sincrónicamente, por lo que se desarrolla un programa que hace trabajar al micro ADSP-2181 como si fuera un

generador de datos asincrónicos. La velocidad de comunicación entre la computadora y Visual Basic es de 56000 bps.

5.7 ACCESO DEL USUARIO DEL SISTEMA MODSIS

Para tener acceso al sistema MODSIS se debe utilizar el explorador de windows 95/98 y buscar dentro del directorio **c:\modulacion\documentos de visual** y hacer doble click sobre el programa **modsis.exe.** O introducirse en la barra de inicio, escoger programas, luego modulación y hacer doble click sobre el programa **modsis.exe.**

Inmediatamente después sé desplegará la pantalla de inicio del sistema MODSIS. La figura 5.1 se encuentra visualizada a continuación:

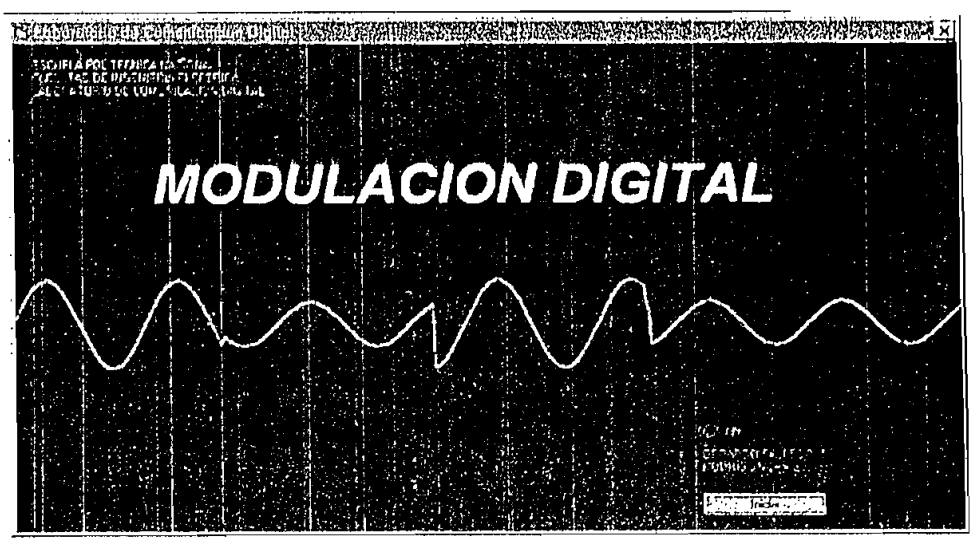


Figura 5.1 Pantalla de iniciación del sistema modsis

Para iniciar presione el botón Iniciar.

La pantalla siguiente muestra el menú principal del host.

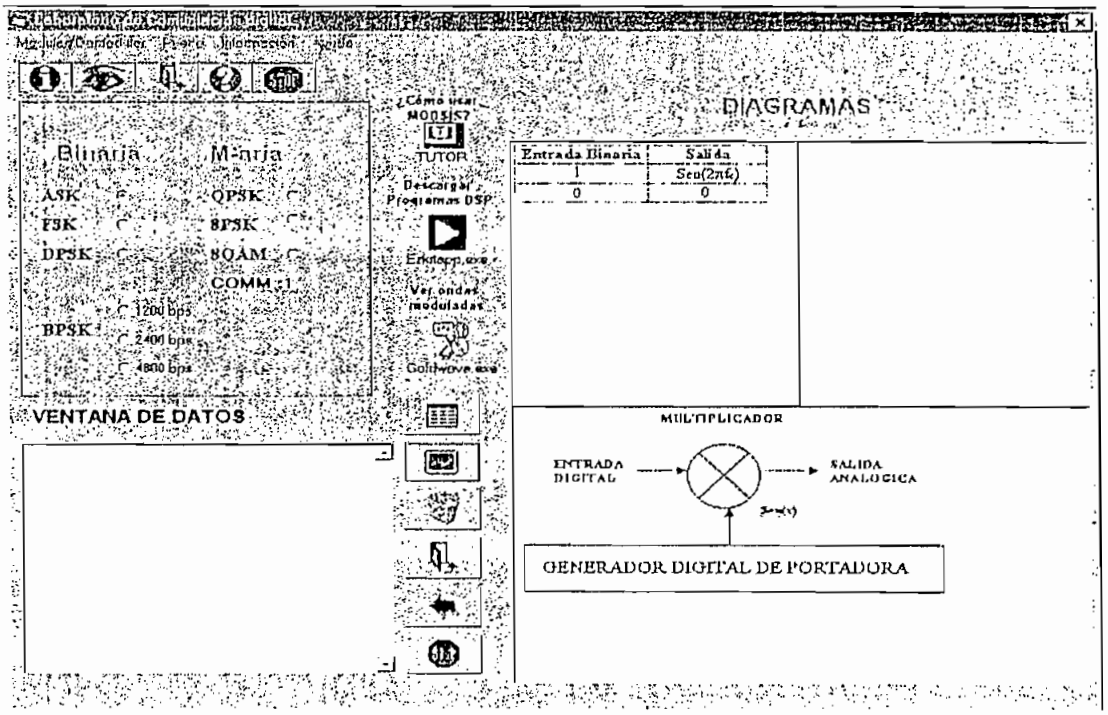


Figura 5.2. Menú principal

5.7.1 Descripción del formulario Principal

El formulario principal está compuesto de tres secciones principales:

- El menú principal
- La Barra de Iconos
- La Ventana de trabajo.

5.7.1.1 El menú principal

El menú principal está formado por varios comandos, los cuales se explican a continuación.

Modular/Demodular

Existen dos comandos bajo la cabecera Modular/Demodular.

- Modular

  Haga esta selección para enviar al sistema EZ-LAB (modulador) los datos que coloca en la ventana de datos a modular.

- Demodular

  Haga esta selección para recibir los datos demodulados enviados por el sistema EZ-LAB (demodulador).

Información

Existe un comando bajo la cabecera Información.

- Ver Información

  Este comando despliega la siguiente ventana, en la cual se especifican los siguientes parámetros:

  - Tipo de Modulación

    ASK, BPSK, DPSK, QPSK, QAM, 8PSK y 8 QAM.

  - Frecuencia de portadora [Hz]

- Velocidad de señalización [Baudios]
- Velocidad de transmisión [Bps]
- Ancho de banda teórico [Hz]
- Tipo de demodulación

  Coherente (en todos los casos)

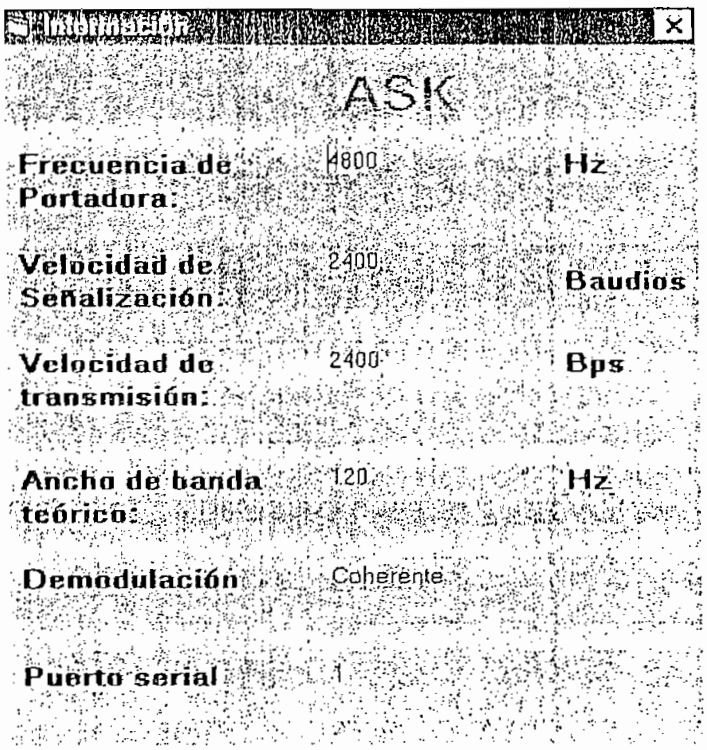


Figura 5.3.a. Ventana de Información

Ayuda

Existen dos comandos bajo la cabecera Ayuda.

- Ayuda

Este comando despliega la información de ayuda para el usuario, donde se explica en detalle como usar este programa.

MODSIS presenta una ayuda profesional para Windows 95/98, para ver la ayuda haga click sobre el icono de Ayuda o escoja el comando ayuda en el menú principal. Posteriormente se desplegará la siguiente pantalla:

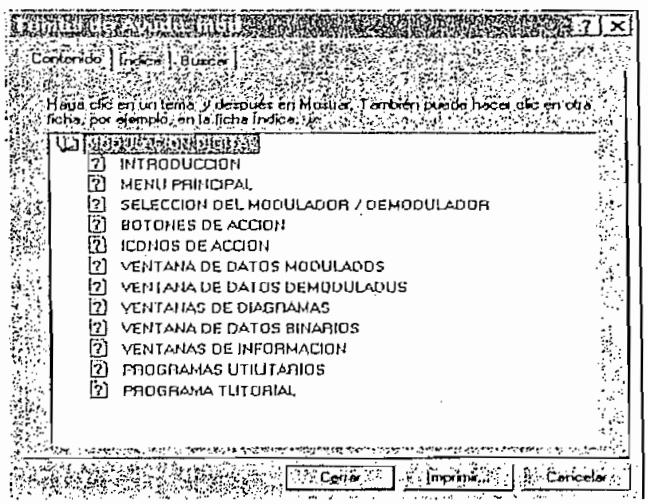


Figura 5.3.b. Ayuda

Aquí se presentan los tópicos de mayor importancia. Para encontrar un tema específico utlize las opciones Indice o Buscar.

- Acerca de

Este comando despliega la siguiente ventana, en donde se provee información adicional acerca del programa, para que esta ventana desaparezca haga click sobre el botón Aceptar.

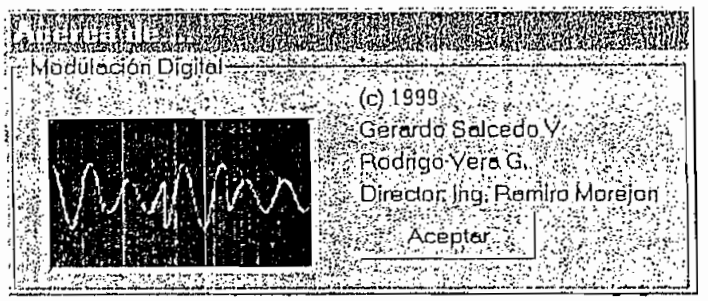


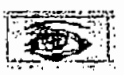
Figura 5.5. Ventana Acerca de...

5.7.1.2 La barra de iconos.

Los iconos son gráficos ubicados en la parte inferior del menú principal, que le permiten al usuario especificar de manera directa ciertos comandos.

- Icono Información

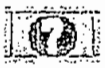
  Este icono tiene la misma función que el comando ***Ver Información*** del menú Información, por tanto despliega la ventana de información, cuya función se explica anteriormente en la sección del menú principal.

- Icono Acerca de 

  Este icono tiene la misma función que el comando ***Acerca de...*** del menú Ayuda, por tanto despliega la ventana de información adicional, cuya función se explica anteriormente en la sección del menú principal.

- Icono Salir

Este icono tiene la misma función que el comando ***Salir*** del menú Salir, por tanto despliega la ventana de información adicional, cuya función se explica anteriormente en la sección del menú principal.

- Icono Ayuda. 

  Este icono tiene la misma función que el comando ***Ayuda*** del menú Ayuda, por tanto despliega la ventana de ayuda, cuya función se explica anteriormente en la sección del menú principal.

- Icono cerrar puerto.

  Este icono ejecuta el comando Cerrar puerto de comunicaciones.

- Icono Ez-KIT.

  Para activar EZ-KIT-LITE haga click al icono anterior. Este desplegará el programa monitor que controla al sistema DSP, mediante el cual es posible cargar el programa modulador o demodulador al sistema DSP, leer localidades de memoria del DSP, etc.

  Para mayor información sobre el uso del EZKIT Lite monitor program ejecute el Programa tutorial.

- Icono Goldwave.

  Para activar Goldwave haga click sobre el Icono anterior. Este desplegará el programa de aplicaciones de audio Goldwave, mediante el cual es posible visualizar las formas de onda de los moduladores digitales.

Para mayor información sobre el uso de Goldwave ejecute el Programa tutorial Programa_tutorial.

- Icono Tutorial.

Para ejecutarlo haga click sobre el Icono anterior. El programa tutorial es una guía, que indica los pasos requeridos para utilizar adecuadamente el programa de Modulación Digital. Esta acción desplegará la siguiente pantalla:

Figura 5.5. Pantalla principal del programa tutorial.

Aquí se presentan varias opciones, para acceder a una de ellas se debe hacer un click con el mouse sobre el botón correspondiente.

Posteriormente se desplegarán las pantallas de información correspondientes al tema seleccionado.

5.7.1.3 La ventana de trabajo

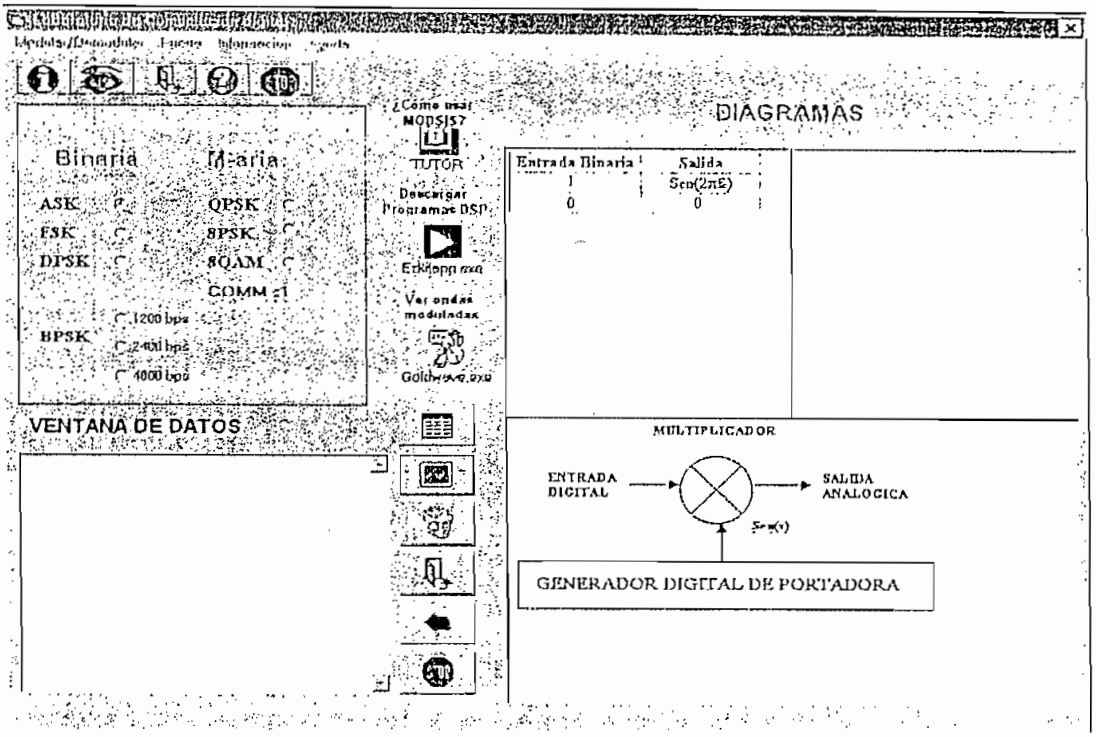


Figura 5.6. Ventana de trabajo.

- Un objeto frame, sobre el cual se encuentran agrupados objetos OptionButton (botones de opción), mediante los cuales el usuario puede seleccionar el tipo de modulación digital que se utilizará en la transmisión de datos. Para seleccionar un modulador haga click sobre el boton de opción correspondiente.
- Una ventana de texto para ingresar los datos que se desean modular o recibir los datos demodulados.

- Una ventana gráfica donde se muestra una tabla de amplitud, frecuencia o fase de salida del modulador seleccionado.
- Una ventana gráfica donde se muestra el diagrama fasorial del modulador/demodulador seleccionado.
- Una ventana gráfica donde se muestra el diagrama de bloques del modulador/demodulador seleccionado.
- Un botón para modular los datos ingresados.
- Un botón para demodular los datos que son enviados desde el otro extremo.

  La misma acción puede ser ejecutada desde El menú principal.
- Un botón para limpiar la ventana de datos.
- Un boton para abandonar el programa.
- Un botón para cerrar el puerto de comunicaciones en caso de que este quede abierto despues de alguna aplicación.
- Un botón para ver los datos en forma binaria.

  Este botón despliega la Ventana de datos binarios.

5.7.2 Conexión del Equipo

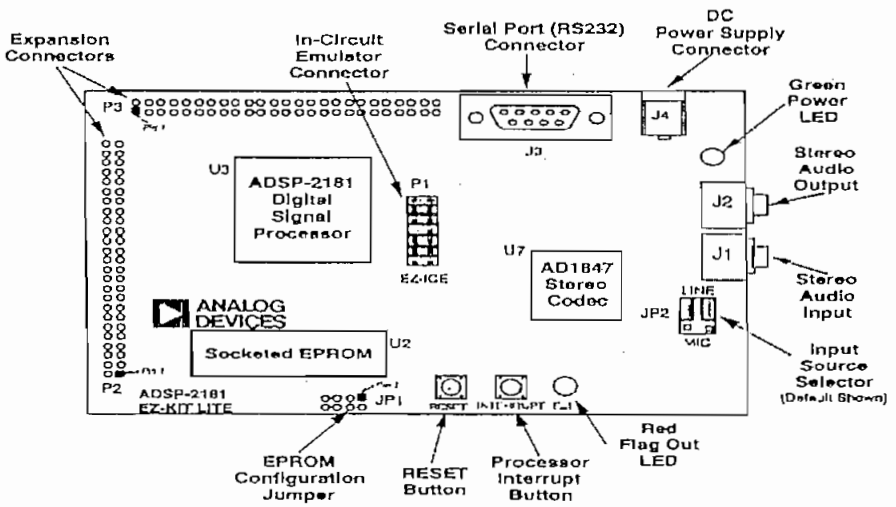


Figura 5.7. Tarjeta EZ-KIT-LAB

Coloque el EZ-LAB sobre una superficie plana. Conecte J3 a un puerto serial de su PC. Si el puerto serial en su computadora es compatible con IBM, el cable debe ser DB9 macho a DB9 hembra. Su computadora puede tener un conector de 25 pines, en vez de 9. En este caso, usted puede usar un adaptador de DB9 macho a DB25 hembra.

La salida J2 del modulador debe estar conectada al adaptador estéreo de doble salida, en el cual se conecta un cable hacia un osciloscopio o la entrada LINE IN de la tarjeta de audio de la computadora y otro cable que va hacia la entrada J1 del demodulador

Conecte una fuente de poder de 9V DC en J4, que suministre al menos 300mA, el led verde se encenderá. Esto hará que se reinicie el sistema DSP,

finalmente el led rojo empieza a parpadear, luego de lo cual es posible descargar los programas de modulación y demodulación a los EZ-LAB's.

5.7.3 Forma de descargar los programas de modulación y demodulación en las tarjetas EZ-KIT-LAB.

Para descargar los programas de modulación y demodulación haga doble click sobre el icono Ezkitapp.exe. en la ventana de trabajo.

Esto desplegará en pantalla el programa monitor de EZ_LAB.

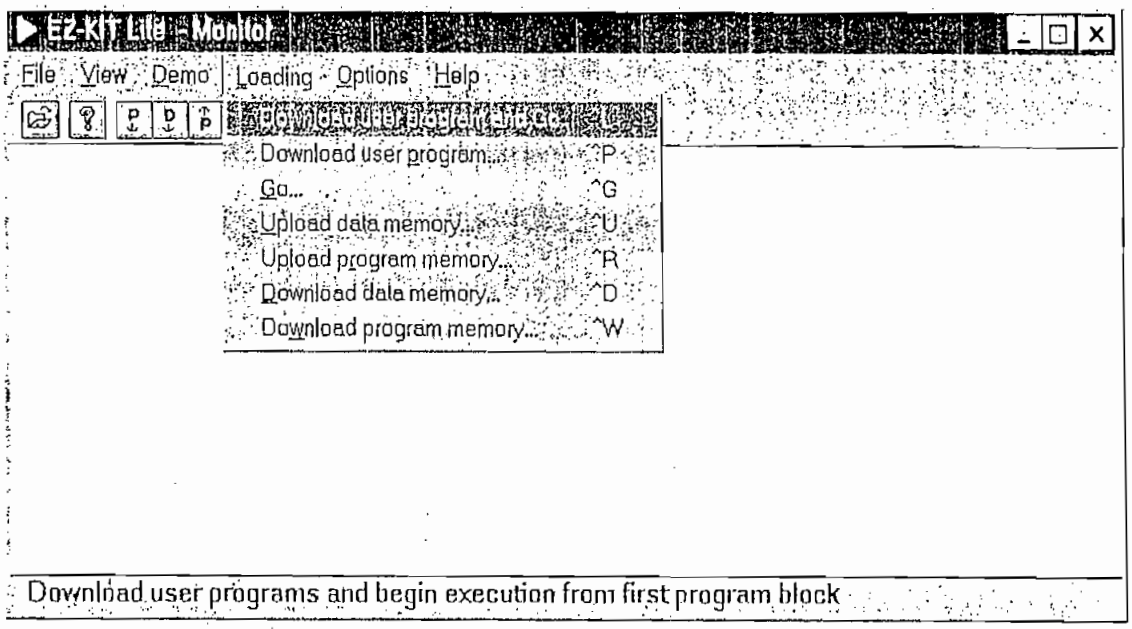


Figura 5.8. Ventana del EZ-KIT.

Haga click en el encabezado Loading del menú principal. Luego haga click el comando Dowload user program and Go. A continuación aparecerá la siguiente pantalla.

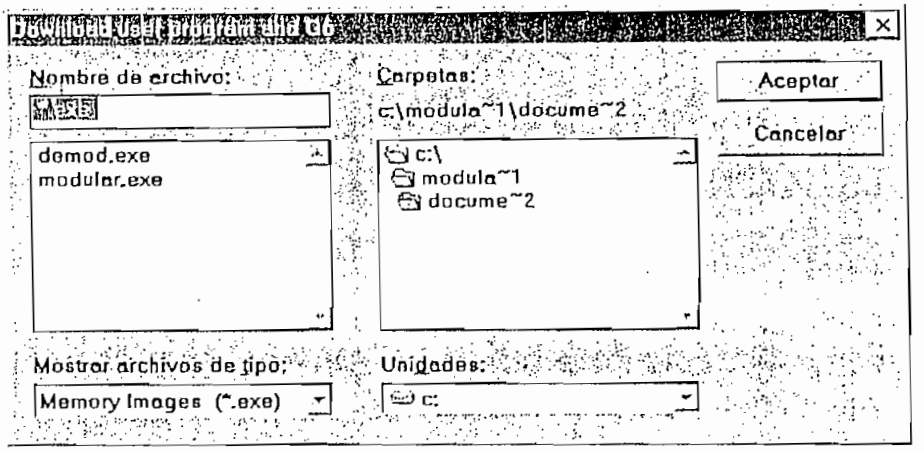


Figura 5.9. Ventana Dowmload user program and go

Para descargar el programa modulador elija el programa modular.exe y presione el botón Aceptar. Para descargar el programa demodulador elija el programa demod.exe y presione el botón Aceptar.

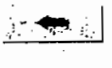
5.7.4 Procesos de Modulación y Demodulación.

5.7.4.1 Modular

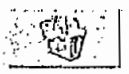
Escoja el modulador deseado, ingrese los datos a modular y presione el botón. . O haga click sobre el comando Modular del Menú principal.

Para borrar la ventana de datos presione el botón

5.7.4.2 Demodular

Escoja el demodulador deseado y presione el botón  O haga click sobre el comando Demodular del Menú Modulación/ Demodulación.

Para cambiar de modulador o demodulador, se recomienda antes cerrar el puerto de comunicaciones utilizando el botón . O haga click sobre el comando Cerrar puerto del Menú principal.

Para borrar la ventana de datos presione el botón 

5.7.5 Transmisión de datos.

La computadora envía bloques de 4 caracteres al modulador, cada carácter contiene 1 bit de inicio, 8 bits de datos y un bit de parada, por lo tanto cada trama de información consta de 40 bits.

Los primeros 10 bits se utilizan para especificar el modulador, los siguientes 30 bits son los datos que se van a modular. En el caso de la demodulación sólo se envían los 10 bits del código.

La transmisión cada de carácter se realiza desde el bit menos significativo, por ejemplo la trama "aaa" será almacenada en la memoria del EZ-LAB modulador de la siguiente forma:

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

Trama de datos a modular: 0100001101 0100001101 0100001101

0: bit de inicio

1: bit de parada

1: Bit menos significativo

Si la última trama no contiene 3 caracteres, se utilizan 1 o dos caracteres de relleno. El carácter de relleno es el espacio, por lo que, no será visible al usuario.

Última trama: a ⟶ Se necesitan 2 caracteres de relleno

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

Código espacio: 20H ≈ 00100000B

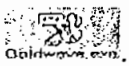
Trama de datos a modular: 0100001101 0000001001 0000001001

0: bit de inicio

1: bit de parada

1: Bit menos significativo

5.7.6 Ver Ondas Moduladas.

Haga click sobre el icono.  . Se despliega la siguiente pantalla:

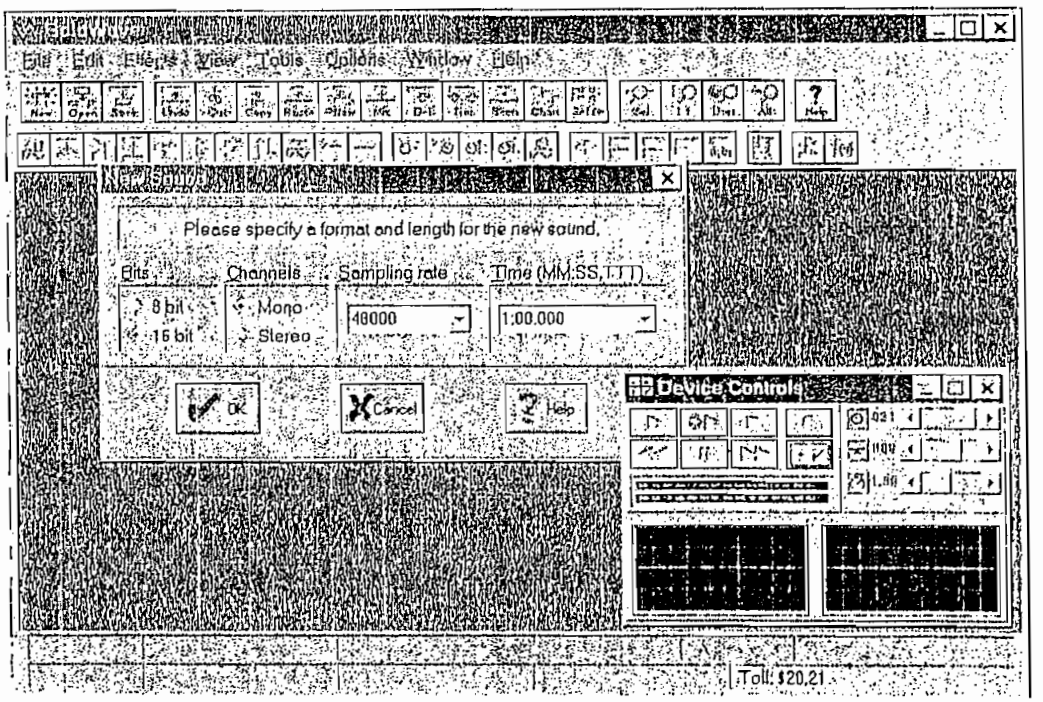
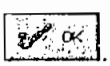


Figura 5.10. Pantalla principal del programa Goldwave.

Haga click sobre el botón New, luego especifique el formato en 16 bits, sonido monofónico, frecuencia de muestreo 48KHz y el tiempo de muestreo de 1:00.000 minutos y presione el botón OK.  .

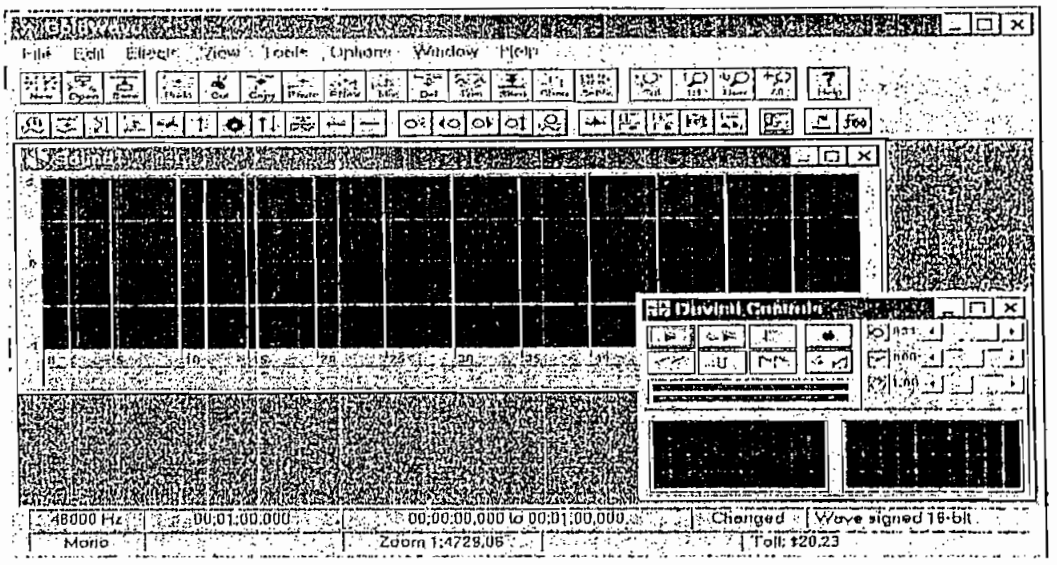
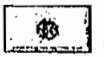


Figura 5.11. Ventanas Goldwave y Device controls

La ventana Device Controls se activa. Presione el botón Record  para empezar a grabar las ondas moduladas.

Haga click sobre la pantalla de Visual Basic. Goldwave se minimiza automáticamente. Ingrese los datos que desea modular y presione el botón

Después de modular los datos, máxime Goldwave y presione el botón para detener la grabación de las ondas moduladas.

Ahora es necesario hacer un Zoom en la ventana Sound.

Con el botón izquierdo del mouse seleccione el intervalo inicial. Con el botón derecho del mouse seleccione el intervalo final. El Intervalo seleccionado, se mantendrá de color azul.

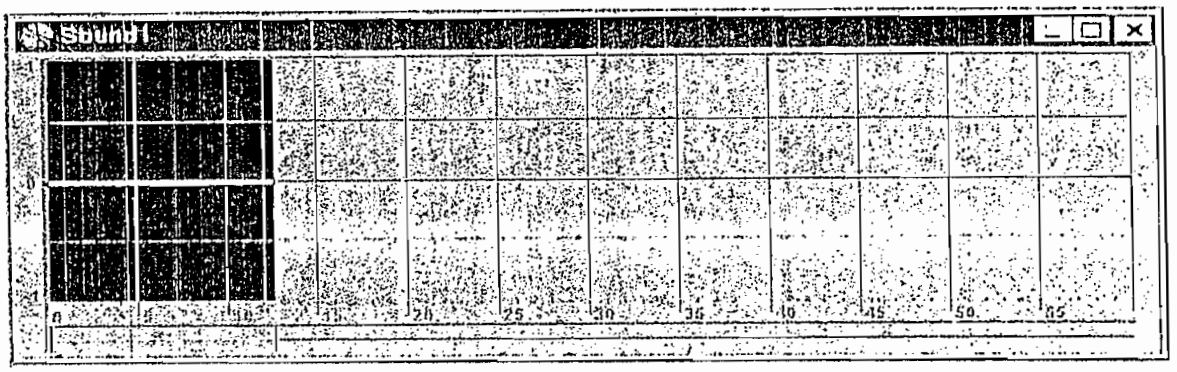


Figura 5.12. Intervalo seleccionado de ondas moduladas.

Haga click sobre la cabecera View del menú principal y luego haga click sobre el comando Selección. Esto ejecutará un acercamiento automático de la selección que realizó.

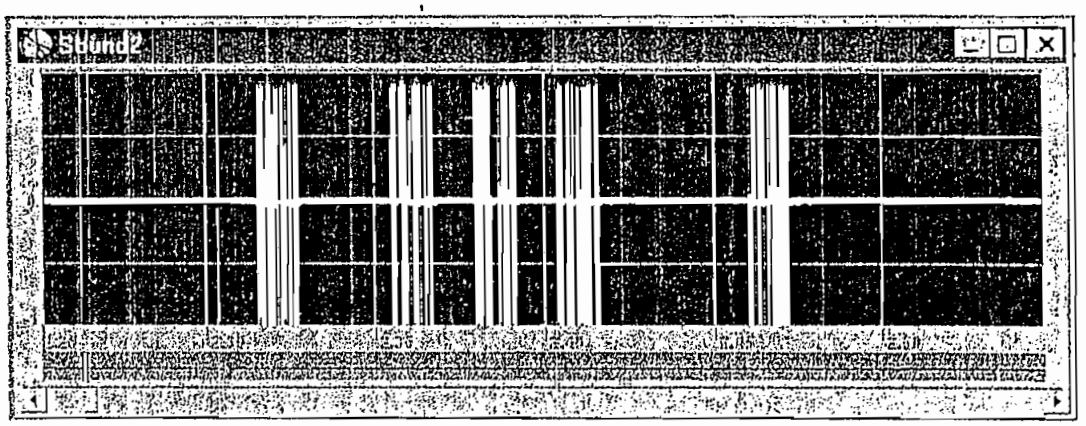


Figura 5.13. Ondas moduladas (cada intervalo es una trama)

Al realizar el acercamiento se puede ver 5 tramas moduladas (en este ejemplo) en la selección realizada.

Para ver una trama, selecciónela y luego haga click sobre la cabecera View del menú principal y haga click sobre el comando Selección ó el comando User que calibrará automáticamente la escala de tiempo.

Realice los acercamientos que considere necesarios, hasta poder visualizar las ondas moduladas de cada trama.

En el siguiente gráfico se muestra un ejemplo de ondas moduladas en modulación(ASK).

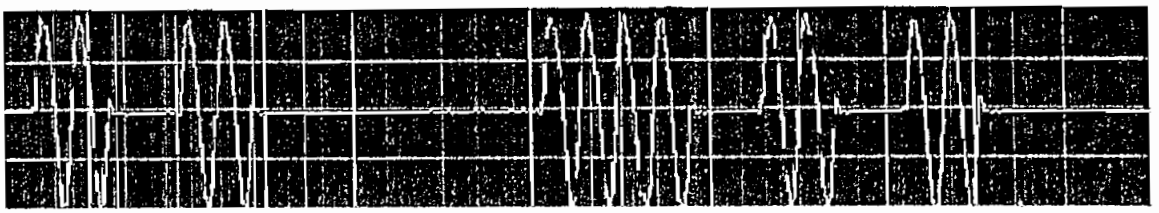


Figura 5.14. Ejemplo de ondas moduladas (ASK).

5.7.7 Información binaria de los datos.

Para ver la información binaria de los datos a modular haga lo siguiente:

1. Escriba lo que desee en la ventana de datos a modular
2. Presione el botón para modular los datos y agregar los caracteres de relleno que sean necesarios.
3. Luego presione el botón ver Información binaria que despliega la siguiente ventana:

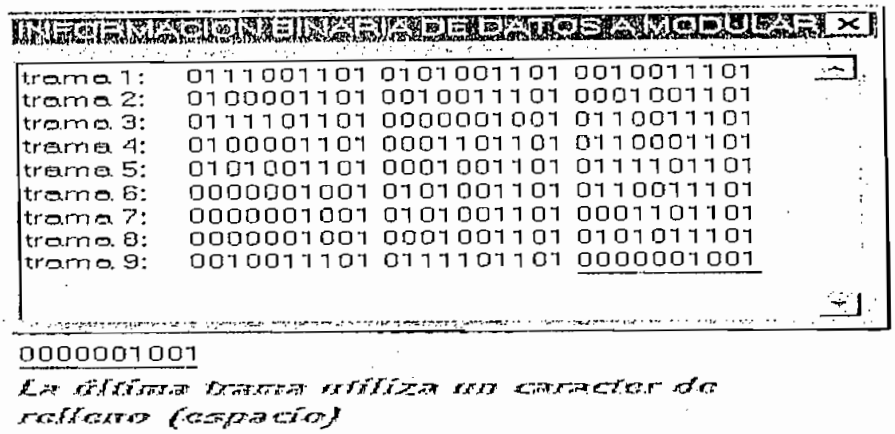


Figura 5.15. Información binaria por trama

5.7.8 Ejemplos de las distintas formas de modulación.

Con el uso de estas herramientas usted puede visualizar y entender el proceso de modulación digital.

Para todos los moduladores y demoduladores se toma como ejemplo a la secuencia "aaa", cuyo código binario es el siguiente:

5.7.8.1 MODULACION ASK

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

Código Binario de "aaa" : 0100001101 0100001101 0100001101

ASK utiliza un bit de inicio de trama (1 lógico), que se usa para no perder los ceros que se encuentran al inicio de la trama

Trama de datos a modular: 10100001101 0100001101 010000110

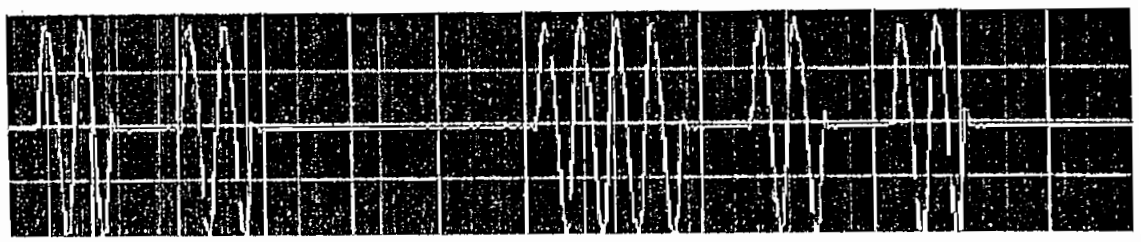


Figura 5.16. Segmento de la trama "aaa" (ASK).

Cada bit es modulado por 2 ciclos de portadora a 4800Hz.

5.7.8.2 MODULACION FSK

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

FSK utiliza dos frecuencias de portadora:

Cero lógico: 1 ciclo de portadora a 2400Hz

Uno lógico: 2 ciclos de portadora a 4800Hz

Trama de datos a modular: 0100001101 0100001101 0100001101

Figura 5.17. segmento de la trama "aaa" (FSK).

5.7.8.3 MODULACION BPSK

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

BPSK modula cada bit con 2 ciclos de portadora a 4800Hz. Pero con fases diferentes.

cero lógico: 180°

uno lógico: 0°

Trama de datos a modular: 0100001101 0100001101 0100001101

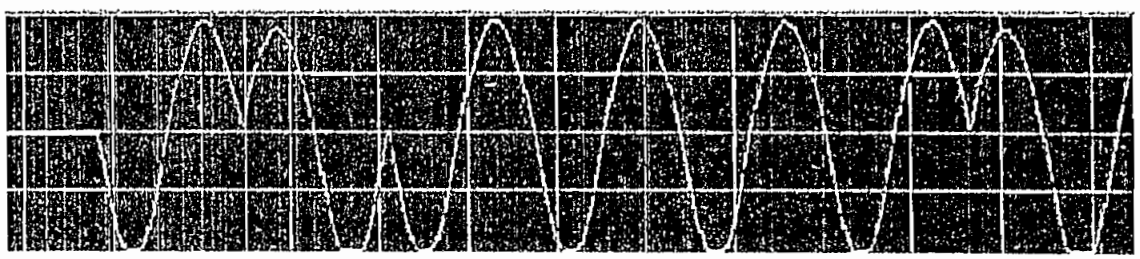


Figura 5.18. Segmento de la trama "aaa" (BPSK). Velocidad de señalización 1200 baudios.

Las otras velocidades de señalización que estan disponibles para esta forma de modulación son: 1200 baudios y 2400 baudios.

5.7.8.4 MODULACION DPSK

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

DPSK modula cada bit con 2 ciclos de portadora a 4800Hz.

Utiliza un bit de referencia (1 lógico, que no se modula) para realizar la operación XNOR con los bits de datos que se almacenan en el EZ-LAB modulador.

Datos en EZ-LAB: ***0100001101 0100001101 0100001101***

Trama modulada: ***10010100011 0010100011 0010100011***

Fase: cero lógico: 180°

uno lógico: 0°

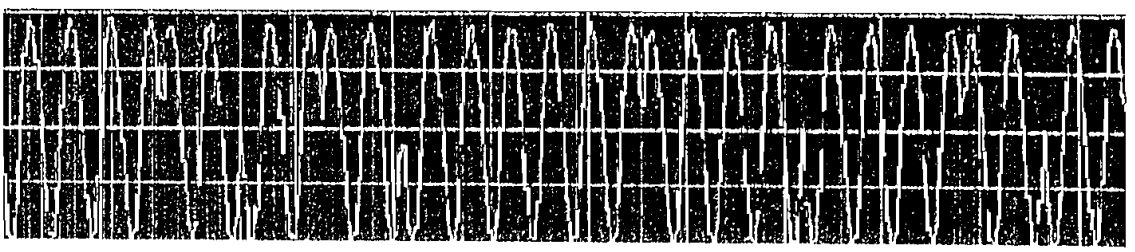


Figura 5.19. Segmento de la trama "aaa" (DPSK).

5.7.8.5 MODULACION QPSK

Código letra a: ***61H ≈ 01100001B***

QPSK modula cada dibit con dos ciclos de portadora de 2400Hz

Tasa de Baudio: 2 [bit / Hz].

Trama de datos a modular: ***0100001101 0100001101 0100001101***

Fases [grados]: -45 -135 -135 +45 -45 -45 -135 -135 +45 -45 -45 -135 -135 +45 –45

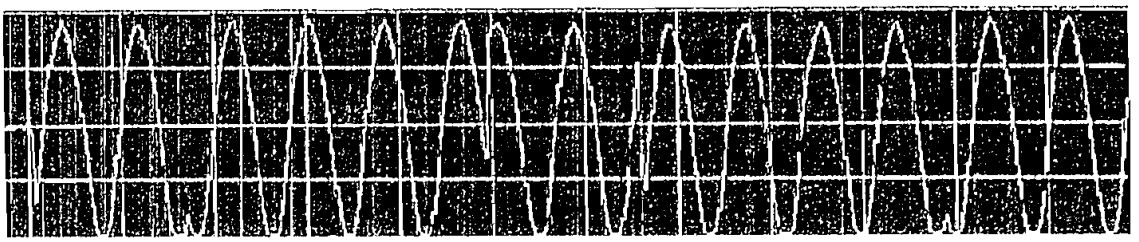


Figura 5.20. Segmento de la trama "aaa" (QPSK).

5.7.8.6 MODULACION 8PSK

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

8PSK modula cada tribit con dos ciclos de portadora de 1600Hz

Tasa de Baudio: 3 [bit / Hz].

Trama de datos a modular: ***0100001101 0100001101 0100001101***

Fases [grados]: -67.5 -112.5 +67.5 +157.5 -112.5 -22.5 -67.5 +112.5 -157.5 +157.5

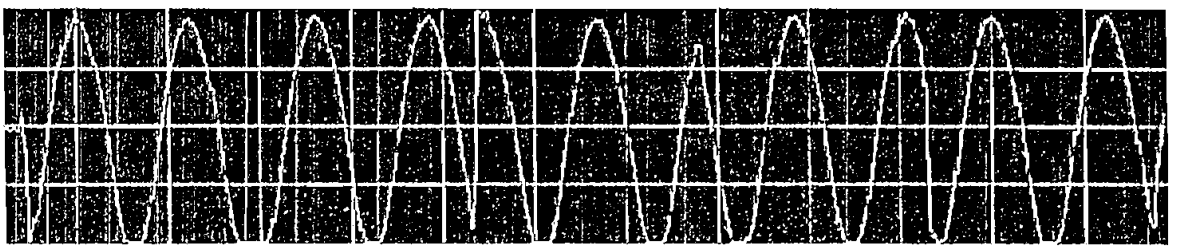


Figura 5.21. Segmento de la trama "aaa" (8PSK).

5.7.8.7 MODULACION 8QAM

Código letra a: 61H ≈ 01100001B

8QAM modula cada tribit con dos ciclos de portadora de 1600Hz.

Tasa de Baudio: 3 [bit / Hz].

Los dos primeros bits de cada tribit especifican la fase y el tercer bit especifica la amplitud de la onda modulada.

Trama de datos a modular: 0100001101 0100001101 0100001101

Fases [grados]: -45 -135 +45 +135 -135 -45 -45 +135 -135 +135

Amplitud [V]: 0.5 0.5 0.5 1.0 0.5 1.0 0.5 0.5 1.0 1.0

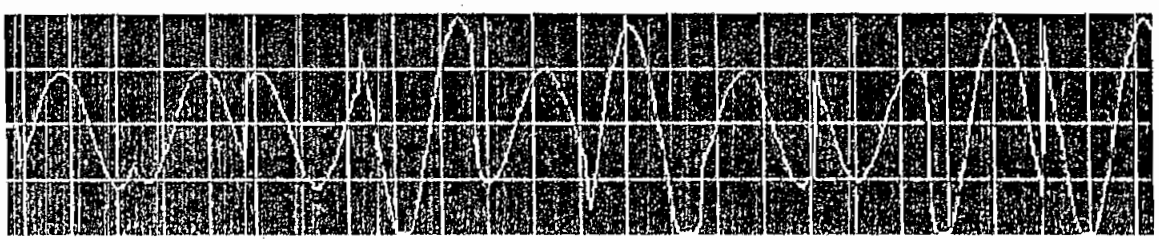


Figura 5.22. Segmento de la trama "aaa" (8QAM).

5.7.9 Ejemplos de las distintas formas de demodulación.

5.7.9.1 DEMODULACION DE ASK.

Frecuencia de muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=4800 Hz, 2 ciclos/bit ⇒ 20 muestras/bit

0 lógico: 20 muestras/bit

Todas las muestras de portadora se almacenan como 1's

· Cuando no existe portadora las muestras se almacenan como ceros

ASK

1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1
2	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
3	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
5	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
6	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
7	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
8	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
9	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
10	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
11	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
12	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
13	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
14	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
15	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
16	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
17	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
18	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
19	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0
20	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0

secuencia demodulada
secuencia de inicio

Figura 5.23. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (ASK).

5.7.9.2 DEMODULACION DE FSK

F muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=4800 Hz, 2 ciclos/bit ⇒ 20 muestras/bit

0 lógico: fc=2400 Hz, 1 ciclos/bit ⇒ 20 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero se almacenan como 1

Los valores de portadora menores que cero se almacenan como 0

FSK

1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
3	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
6	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
7	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	0
8	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
9	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
10	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0
11	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
12	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
13	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
14	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
15	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
16	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
19	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
20	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Secuencia demodulada

Figura 5.24. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (FSK).

5.7.9.3 DEMODULACION DE BPSK

F muestreo: 48KHZ

fc=4800 Hz, 2 ciclos/bit $\Rightarrow$ 20 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero se almacenan como 1

Los valores de portadora menores que cero se almacenan como 0

BPSK

1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
2	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
3	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
4	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
5	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
6	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
7	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
8	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
9	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
10	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
11	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
12	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
13	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
14	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
15	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	0	0	1	1	0	1
16	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
17	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
18	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
19	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0
20	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	0

secuencia demodulada

Figura 5.25. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (BSK).

Las tablas de los demoduladores bpsk de otras velocidades de señalización tienen la misma lógica.

5.7.9.4 DEMODULACION DE DPSK

F muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=4800 Hz, 2 ciclos/bit ⇒ 20 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero se almacenan como 1

Los valores de portadora menores que cero se almacenan como 0

La secuencia "aaa" (rojo) se obtiene observando si hay cambio de fase en la secuencia demodulada (azul). Si hay cambio de fase se escribe un cero, de lo contrario se escribe un uno.

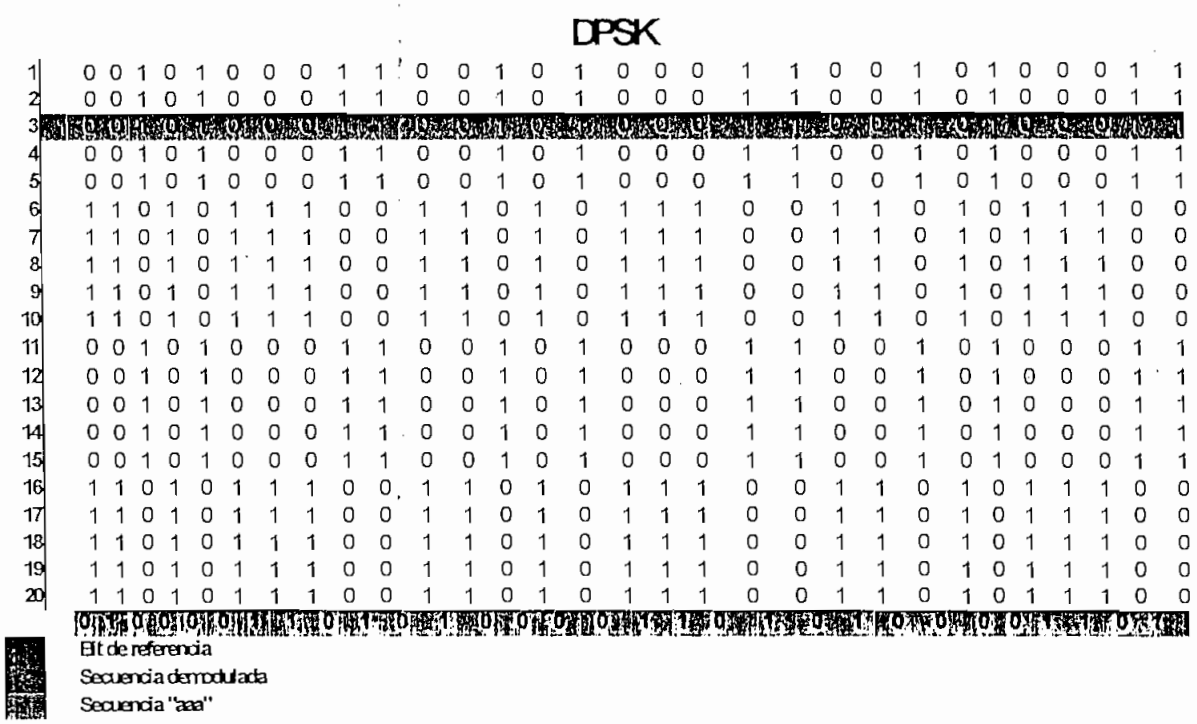


Figura 5.26. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (DPSK).

5.7.9.5 DEMODULACION DE QPSK

F muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=2400 Hz, 2 ciclos/bit ⇒ 40 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero se almacenan como 1

Los valores de portadora menores que cero se almacenan como 0

Aquí se observa que las 20 primeras muestras son idénticas a las siguientes 20 muestras.

QPSK

1	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0
2	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0
3	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0
4	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1
5	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1
6	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1
7	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1
8	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1	1 1	0 0	0 0	1 1	1 1
9	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1
10	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1
11	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1
12	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1
13	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1	1 1	1 1	1 1	0 0	1 1
14	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0
15	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0
16	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0
17	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0
18	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0	0 0	1 1	1 1	0 0	0 0
19	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0
20	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0	0 0	0 0	0 0	1 1	0 0

1er bit

Figura 5.27. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (QPSK).

5.7.9.6 DEMODULACION DE 8PSK

F muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=1600 Hz, 2 ciclos/bit ⇒ 60 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero se almacenan como 1

Los valores de portadora menores que cero se almacenan como 0

Aquí se observa que las 30 primeras muestras son idénticas a las siguientes 30 muestras.

8PSK

0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	2
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	3
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	4
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	5
0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	6
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	7
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	8
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	9
1	1	0	0	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	10
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	11
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	12
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	13
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	14
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	15
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	16
1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	17
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	18
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	19
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	20
1	1	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	21
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	22
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	23
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	24
0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	25
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	26
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	27
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	28
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	29
0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	30
	-67.5		-112.5		67.5		157.5		-112.5		-22.5		-67.5		112.5		-157.5		158	
	010		000		110		101		000		011		010		100		001		101	

primer bit
seg bit
tercer bit (si los dos anteriores son 00)
tercer bit complemento (si los dos anteriores son 11)
tercer bit (si los dos anteriores son 01)
tercer bit complemento (si los dos anteriores son 10)

Figura 5.28. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (8PSK).

5.7.9.7 DEMODULACION DE 8QAM

F muestreo: 48KHZ

1 lógico: fc=800 Hz, 1 ciclos/bit $\Rightarrow$ 60 muestras/bit

Los valores de portadora mayores que cero y menores que 0.5 se almacenan como 1. Los valores de portadora menores que cero y mayores que -0.5 se almacenan como 0.

Los valores mayores que 0.5 y menores que -0.5 se almacena como 3

8QAM

1	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	31	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0
2	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	32	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0
3	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	33	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0
4	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	34	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0
5	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	35	1	0	0	0	3	1	1	3	3	0
6	0	1	1	1	3	0	0	3	3	1	36	1	0	0	0	3	1	1	3	3	0
7	0	1	1	1	3	0	0	3	3	1	37	1	0	0	0	3	1	1	3	3	0
8	0	1	1	1	3	0	0	3	3	1	38	1	0	0	1	3	1	1	3	3	0
9	1	1	1	1	3	1	1	3	3	0	39	0	0	0	1	3	0	0	3	3	1
10	1	1	1	0	3	1	1	3	3	0	40	0	0	0	1	3	0	0	3	3	1
11	1	1	1	0	0	1	1	3	3	0	41	0	0	0	1	3	0	0	3	3	1
12	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	42	0	0	0	1	3	0	0	3	3	1
13	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	43	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
14	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	44	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
15	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	45	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
16	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	46	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
17	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	47	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
18	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	48	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
19	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	49	0	0	0	1	1	0	0	0	1	1
20	1	1	1	0	0	1	1	1	0	0	50	0	0	0	1	1	3	0	0	1	3
21	1	1	1	0	0	3	1	1	0	3	51	0	0	0	1	1	3	0	0	1	3
22	1	1	1	0	0	3	1	1	0	3	52	0	0	0	1	1	3	0	0	1	3
23	1	1	1	0	0	3	1	1	0	3	53	0	0	0	1	1	3	0	0	1	3
24	1	0	0	0	1	3	1	0	1	3	54	0	1	1	1	0	3	0	1	0	3
25	1	0	0	0	1	3	1	0	1	3	55	0	1	1	1	0	3	0	1	0	3
26	1	0	0	0	1	3	1	0	1	3	56	0	1	1	1	0	3	0	1	0	3
27	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	57	0	1	1	1	0	3	0	1	0	3
28	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	58	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1
29	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	59	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1
30	1	0	0	0	1	1	1	0	1	0	60	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1

1er bit
2do bit
3er bit Si en una de las filas 39 ó 54 se encuentra un 3,el 3er bit es 1 de lo contrario es cero

Figura 5.29. Tabla del Buffer_1 (600 localidades) para la trama "aaa" (8QAM).

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

El proceso de demodulación se realiza por medio de muestreos de las ondas analógicas de entrada. Esto es posible hacerlo a bajas frecuencias, dependiendo de la calidad del CODEC, pero no es posible para frecuencias muy altas, para lo cual se necesitan los procesos analógicos convencionales que se explican en el capítulo II.

Usando EZ-KIT sólo es posible generar ondas de hasta 24 KHz de frecuencia, debido a que la máxima frecuencia de muestreo es de 48 KHz, por tanto estas tarjetas son útiles para implementar modems telefónicos, debido a su reducido ancho de banda.

El sistema "MODSIS" permitirá al estudiante de Comunicación Digital tener una visión más amplia de los procesos de modulación y demodulación digital, puesto que podrá analizar las formas de las ondas moduladas y verificarlas con los datos binarios que se envían además podrá entender el proceso de muestreo y por tanto el método de demodulación empleado en cada caso.

El Sistema "MODSIS" ofrece todas las herramientas necesarias para el estudio de modulación y demodulación digital. El estudiante puede ver:

- La información binaria que se va modular

- Las ondas moduladas utilizando Goldwave ó un osciloscopio de retención.
- Diagramas de bloques
- Diagramas de constelación.
- Ventanas de información adicional

Adicionalmente el estudiante tiene acceso directo a:

- Programa tutorial, donde se indican los pasos necesarios para un buen uso del sistema y se explican con detalle los procesos de modulación y demodulación mediante gráficos, tablas y ejemplos.
- Archivo de Ayuda, en el cual se indican las funciones y comandos del menú principal, iconos, botones y ventanas del programa MODSIS.

La principal limitación del sistema es que la transmisión de datos se realiza en un solo sentido (del modulador al demodulador), esto se debe a que se tiene varios moduladores en un extremo de la comunicación y sus respectivos demoduladores en el otro extremo, por esta razón cada computadora debe estar en permanente comunicación con su EZ-LAB, indicando cuál es modulador o el demodulador que se ha seleccionado, mientras el EZ-LAB responde. Esta comunicación entre cada DTE con su respectivo DCE es full duplex.

En general se puede decir que el sistema cumple con el fin para el cual fue creado, puesto que es un módulo didáctico que ayudará al estudiante a tener un criterio más amplio de los procesos de modulación y demodulación digital estudiados en la materia de Comunicación Digital, que se dicta en la Facultad.

Los EZ-LAB's son especialmente vulnerables a la interferencia, por esta razón no es recomendable colocarlos muy próximos a las computadoras, ya que podrían ocurrir errores, pues no funcionan adecuadamente.

Los programas de instalación indican el directorio donde deberían ser instalados. Cambiar estos directorios podría significar un mal funcionamiento del programa.

Existen sistemas similares que han sido realizados como tesis de grado uno de los cuales es "SISTEMA DIDÁCTICO PARA COMUNICACIÓN SERIAL ENTRE DOS COMPUTADORES PERSONALES" del Ing. Nelson Galo González Luna en el año de 1992 del cual se puede resaltar el sistema de detección de portadora por medio de un PLL por lo que la detección se hace por frecuencia lo cual lo hace un sistema muy confiable, sin embargo tiene la desventaja de una velocidad de transmisión muy baja para los casos de ASK y FSK siendo la máxima 300 bits/seg. Los dos sistemas podrían hacerse compatibles entre sí, si se utilizan las mismas frecuencias de portadora, para esto se debería cambiar uno de los dos sistemas, siendo la mejor opción modificar los programas de los DSP's.

En el caso de BPSK se implementaron tres distintas velocidades de transmisión, con la finalidad de demostrar que el sistema es flexible. Los algoritmos de modulación y demodulación en los tres casos son prácticamente los mismos. Como sugerencia se podrían desarrollar moduladores con velocidades de transmisión variables utilizando los mismos métodos de modulación y demodulación.

La característica más importante de los demoduladores es que utilizan un método general de muestreo. Existen pequeñas variaciones en cuanto a la selección de muestras para obtener los datos demodulados.

El programa Goldwave tiene una frecuencia máxima de muestreo de 48 KHz. Entre más alta es la frecuencia de la onda modulada se tendrán menor cantidad de muestras, lo que significa una menor resolución de los gráficos que genera el programa Goldwave.

Se sugiere que para trabajos posteriores se implementen códigos de detección de errores tales como el bit de paridad y codificación de Trellis. Adicionalmente una mejora sustancial sería transformar al sistema "MODSIS" en un sistema de comunicación Full Duplex.

Se podría tomar como base un modulador y demodulador del sistema "MODSIS" con el fin de implementar un MODEM (telefónico).

FUNCIONES DE BESSEL

TABLA 6-2 FUNCIONES BESSEL DE PRIMERA CLASE $J_n(m)$

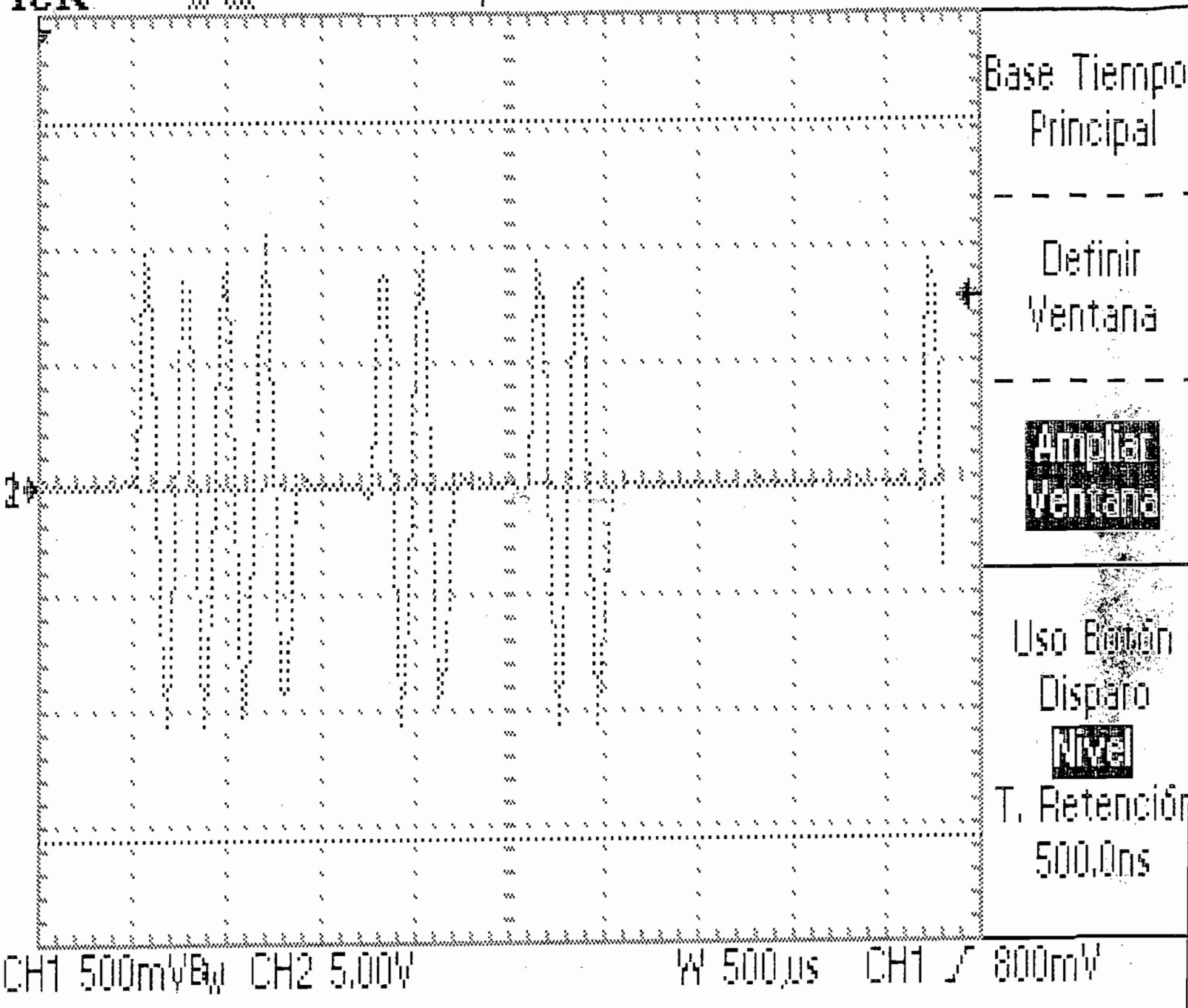
m	J_0	J_1	J_2	J_3	J_4	J_5	J_6	J_7	J_8	J_9	J_{10}	J_{11}	J_{12}	J_{13}	J_{14}
0.00	1.00	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.25	0.98	0.12	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0.5	0.94	0.24	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.4	0	0.52	0.43	0.20	0.06	0.02	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.5	−0.05	0.50	0.45	0.22	0.07	0.02	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
3.0	−0.26	0.34	0.49	0.31	0.13	0.04	0.01	—	—	—	—	—	—	—	—
4.0	−0.40	−0.07	0.36	0.43	0.28	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—	—
5.0	−0.18	0.33	0.05	0.36	0.39	0.26	0.13	0.05	0.02	—	—	—	—	—	—
6.0	0.15	0.28	−0.24	0.11	0.36	0.36	0.25	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—	—
7.0	0.30	0.00	−0.30	0.17	0.16	0.35	0.34	0.23	0.13	0.06	0.02	—	—	—	—
8.0	0.17	0.23	−0.11	0.29	−0.10	0.19	0.34	0.32	0.22	0.13	0.06	0.03	—	—	—
9.0	−0.09	0.25	0.14	−0.18	−0.27	0.06	0.20	0.33	0.31	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01	—
10.0	0.25	0.05	0.25	0.06	0.22	−0.23	0.01	0.22	0.32	0.29	0.21	0.12	0.06	0.03	0.01

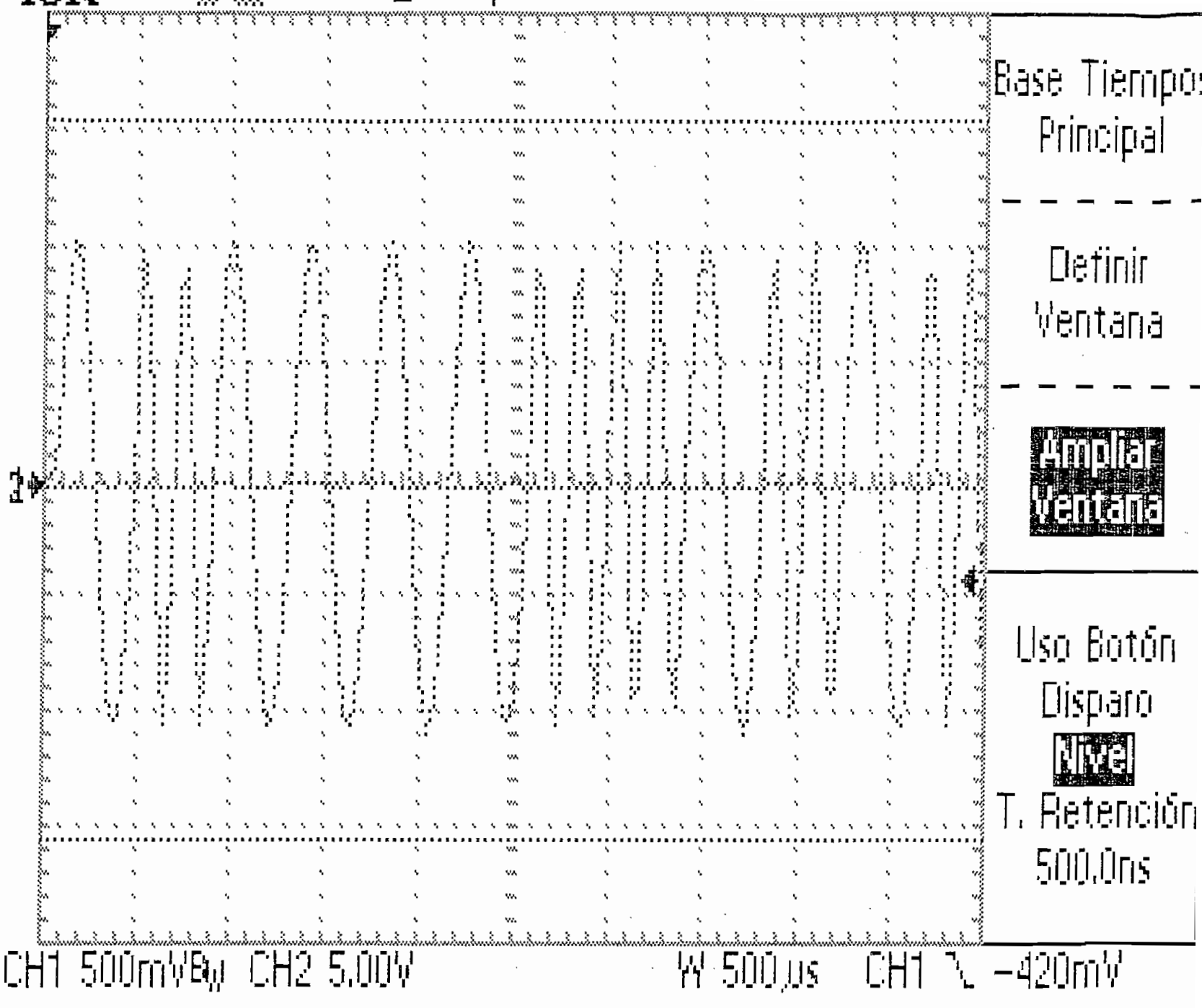
ONDAS EN EL OSCILOSCOPIO

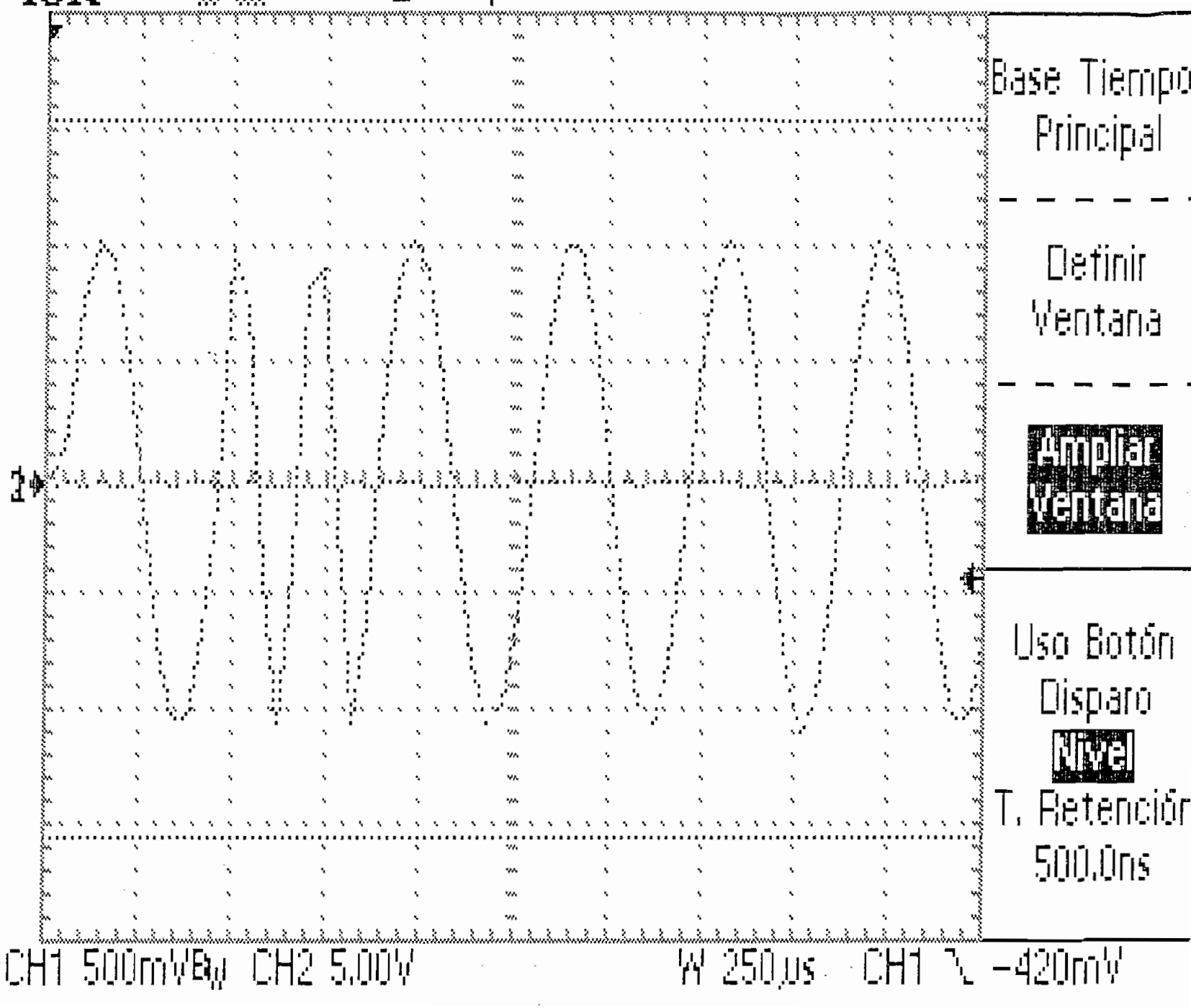
Otra forma de poder visualizar las formas de onda de los moduladores, en vez de utilizar el programa goldwave, es por medio de un osciloscopio de retención.

En este puede verse las ondas moduladas, pero con algunos problemas de sincronización los cuales dificultan su fácil accesibilidad por lo que no es muy recomendable para las prácticas de laboratorio.

A continuación se muestran algunas formas de onda de las modulaciones en ASK y FSK sacadas de un osciloscopio digital de retención TEKTRONIX.


Base Tiempo
Principal
Definir
Ventana
Ampliar
Ventana
Uso Botón
Disparo
Nivel
T. Retención
500.0ns
CH1 500mV BW CH2 5.00V
W 500µs CH1 ∫ 800mV


Base Tiempos
Principal
Definir
Ventana
Ampliar
Ventana
Uso Botón
Disparo
Nivel
T. Retención
500.0ns
CH1 500mV Bw CH2 5.00V
W 500µs CH1 ∿ -420mV


Base Tiempo
Principal
Definir
Ventana
Ampliar
Ventana
Uso Botón
Disparo
Nivel
T. Retención
500,0ns
CH1 500mV Bw CH2 5,00V
W 250µs CH1 ∖ -420mV

PRACTICAS DE LABORATORIO

A continuación se muestra una guía para realizar prácticas de modulación y demodulación digital utilizando el sistema "MODSIS" para la materia de Comunicación Digital quedando a criterio de los profesores encargados de la materia realizar las modificaciones que crean convenientes.

TRABAJO PREPARATORIO

Para la secuencia "abc" realice lo siguiente:

Escriba la trama de bits que serán enviados del modulador al demodulador, recuerde que la trama de bits de ASK es diferente.

Para cada modulador dibuje la forma de las ondas moduladas que se deben obtener.

Para cada demodulador escriba la tabla de muestras que se debe obtener y ordénela tal como se muestra en el programa tutor o en el capítulo 5. ¿ Cómo y en qué filas de cada tabla se puede obtener la secuencia demodulada?

Códigos ASCII:

a = 61H

b = 62H

c = 63H

PARTE PRACTICA

Descargue los programas de modulación y demodulación a los respectivos EZ-LAB's tal como se indica en el programa tutorial.

Escriba en la ventana de datos un mensaje, presione el botón modular y envíe los datos al receptor. En el receptor elija el demodulador correspondiente, presione el botón demodular y recupere la información. Realice este procedimiento para todos los moduladores y sus respectivos demoduladores.

Utilice Goldwave y observe el número de tramas que contiene su mensaje, observe la forma de las ondas moduladas para cada caso, los bits de inicio, los bits de datos y los bits de parada, en que orden se envían estos datos. Presione el botón Ver Información binaria y compruebe que las ondas moduladas concuerdan en amplitud, en fase o en frecuencia con los diagramas y tablas que se muestran en el programa.

Para los moduladores de BPSK compare el tiempo que dura una trama y verifique la velocidad de transmisión de las tramas. Para ello utilice Goldwave.

El procedimiento anterior puede ser realizado utilizando un osciloscopio de retención.

Borre la ventana de datos. Ingrese la secuencia "abc", presione el botón modular y envíe esta secuencia al demodulador.

Presione el botón Ver Información binaria y obtenga la secuencia de bits que se va a modular. Anote esta secuencia y compárela con la de su trabajo preparatorio.

Utilizando Goldwave ó un osciloscopio de retención, para cada caso obtenga las ondas moduladas y compárelas con las de su trabajo preparatorio.

Presione el botón Ver Información y anote las características técnicas de cada modulador.

Mida los niveles máximos de ruido.

INFORME

Presente las formas de onda obtenidas para cada modulador, indicando amplitud, frecuencia y fase, para cada bit de la trama "abc", indique los bits de inicio, bit de datos y bits de parada.

Para cada caso compruebe que el mínimo ancho de banda que se muestra en la ventana Ver Información, es correcto. Dibuje los espectros correspondientes. Refiérase al capitulo II.

CUESTIONARIO

¿Qué relación existe entre los anchos de banda de los moduladores?

¿El modulador FSK es FM de banda ancha?. Explique.

¿Qué relación existe entre las frecuencias modulantes de los moduladores?

¿Cómo influye el ruido en cada modulador?

¿Qué ventajas y desventajas tiene cada modulador?

¿Qué modulador es más susceptible a la interferencia intersímbolo?.

¿Qué modulador tiene una mayor probabilidad de error?.

CONCLUSIONES Y COMENTARIOS

BIBLIOGRAFÍA

MISCHA - SWARTZ; Transmisión de información, modulación y Ruido; Tercera edición, McGraw – Hill; México 1993.

CARLSON Bruce; Sistemas de Comunicación; segunda edición; McGraw-Hill; México 1975.

STREMLER F. G.; Introducción a los sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1990.

LATHI B. P.; Sistemas de comunicación; Tercera edición; Addison-Wesley Iberoamericana; Mexico 1986.

TOMASI Wayne; Sistemas de comunicaciones electrónicas; segunda edición; Prentice Hall; México 1996.

BELLAMY John; Digital Telephony; Four edition; John Wiley & sons – Interscience Publication; USA 1982.

ANALOG DEVICES; ADSP 2100 Family User's Manual; Thrid edition; USA 1995.

ANALOG DEVICES; ADSP 2100 Family EZKIT Lite Reference Manual; Thrid edition; USA 1995.