

81
2el.



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO**

FACULTAD DE INGENIERIA

**OPTIMIZACION DE PARAMETROS DE ENLACE
PARA COMUNICACIONES VIA SATELITE.**

T E S I S

**QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
(AREA ELECTRICA - ELECTRONICA)**

P R E S E N T A :

LAURA ALEJANDRA HERNANDEZ MONROY

DIRECTORA DE TESIS: M. EN C. AMANDA O. GOMEZ GONZALEZ



MEXICO, D. F.

1997

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

A ROSITA ...

Cuyo apoyo y guía a lo largo de mi vida hicieron posible que hoy tenga una formación profesional y el carácter para luchar por lo quiero, gracias mamá.

A MI PADRE Y MI HERMANO

Que me han cuidado, apoyado y alentado en todo momento y que han contribuido con tiempo, paciencia y mucho cariño a este trabajo.

A mis amigos, compañeros y maestros

Por su apoyo, ayuda y enseñanzas.

A la Facultad de Ingeniería y a la UNAM

Por darme la oportunidad de tener una educación, EXCELENTE.

INTRODUCCIÓN	I
CAPÍTULO 1. TIPOS DE SEÑALES	
1.1 Introducción	3
1.2 Voz en un canal telefónico	3
1.2.1 Ancho de banda	3
1.2.2 Factor de actividad de la voz e Interpolación del habla	3
1.2.3 Usuarios de volumen constante de conversación y Medición de volúmenes de conversación	4
1.2.4 Conversaciones multicanal	5
1.2.5 Factor pico	5
1.2.6 Nivel de tono de prueba	5
1.2.7 Objetivos de desempeño para una señal de telefonía	6
1.3 Radiodifusión	7
1.3.1 Ancho de banda	7
1.3.2 Actividad de la fuente	7
1.3.3 Estadísticas de nivel de potencia	7
1.3.4 Nivel de tono de prueba	9
1.3.5 Compatibilidad con el grupo FDM primario de telefonía	9
1.3.6 Objetivos de desempeño para una señal de radiodifusión	9
1.4 Televisión	10
1.4.1 Componentes de luminancia y crominancia	10
1.4.2 Televisión monocromática	10
1.4.3 Televisión a color	12
1.4.3.1 Sistema NTSC	12
1.4.3.2 Sistema PAL	14
1.4.3.3 Sistema SECAM	15
1.4.3.4 Sistemas MAC	15
1.4.4 Televisión de alta definición	17
1.4.5 Objetivos de desempeño para una señal de televisión	20
1.5 Datos	20
1.5.1 Introducción	20
1.5.2 Configuraciones	21
1.5.3 Topologías	21

ÍNDICE

1.5.4 Modos de transmisión	22
1.5.5 Códigos de comunicaciones de datos.....	22
1.5.6 Control de errores	23
1.5.6.1 Detección de errores.....	23
1.5.6.1.2 Redundancia	24
1.5.6.1.3 Codificación de cuenta exacta.....	24
1.5.6.1.4 Paridad	24
1.5.6.1.5 Chequeo de redundancia cíclica (CRC).....	25
1.5.6.2 Corrección de errores.....	25
1.5.6.2.1 Substitución de símbolos.....	25
1.5.6.2.2 Retransmisión	26
1.5.6.2.3 Corrección de errores por adelantado (FEC).....	26
1.5.7 Sincronización de reloj o bit	27
1.5.7.1 Formato asíncrono de datos.....	28
1.5.7.2 Formato síncrono de datos.....	28
1.5.8 Objetivos de desempeño para una señal de datos.....	29

CAPÍTULO 2. TÉCNICAS DE MODULACIÓN

2.1 Modulación Analógica.....	33
2.1.1 Modulación en amplitud	33
2.1.2 Modulación en Frecuencia.....	34
2.2 Modulación Digital.....	41
2.2.1 Codificación por desviación de frecuencia (FSK)	42
2.2.2 Codificación por desviación de fase (PSK)	44
2.2.2.1 Codificación binaria por desviación de fase (BPSK).....	44
2.2.2.2 Codificación por desviación de fase en cuadratura (QPSK).....	46
2.2.2.3 8PSK, 16PSK.....	49
2.2.3 Codificación por amplitud en cuadratura (QAM)	50
2.2.3.1 8QAM	50
2.2.4 Modulación de pulsos	52
2.2.4.1 Modulación por codificación de pulsos (PCM)	52
2.3 Eficiencia de Ancho de Banda	55

CAPÍTULO 3. TÉCNICAS DE MULTICANALIZACIÓN

3.1 Introducción	59
3.2 Multiplexaje por división de frecuencias (FDM)	59
3.2.1 Mezcla de señales	59
3.2.2 Plan de modulación de la CCITT	61
3.2.2.1 Introducción	61
3.2.2.2 Formación del grupo del estándar CCITT	61
3.2.2.3 Formación del supergrupo del estándar CCITT	62
3.2.2.4 Formación del grupo maestro básico y del grupo maestro superior (<i>Supermastergroup</i>) del estándar CCITT... ..	62
3.2.3 Carga en los sistemas FDM multicanal	63
3.2.3.1 Introducción	63
3.2.3.2 Carga	63
3.2.3.3 Carga en canal único	64
3.2.3.4 Carga con señales de amplitud constante	64
3.3 Multiplexaje por división de tiempo (TDM)	65
3.3.1 Introducción	65
3.3.2 Sincronización de trama	66
3.3.3 Líneas síncronas y asíncronas	67
3.3.4 Jerarquías TDM	68

CAPÍTULO 4. TÉCNICAS DE ACCESO

4.1 Introducción	73
4.1.1 Acceso a un canal repetidor (transpondedor) en particular	73
4.1.2 Acceso a un satélite	75
4.2 Acceso múltiple por división de frecuencias (FDMA)	75
4.2.1 Esquemas de transmisión	76
4.2.1.1 FDM/FM/FDMA	77
4.2.1.2 TDM/PSK/FDMA	77
4.2.1.3 SCPC/FDMA	77
4.2.2 Interferencia de canal adyacente	77
4.2.3 Intermodulación	79
4.2.4 Throughput de FDMA	80

ÍNDICE

4.2.5 Conclusiones acerca de FDMA.....	80
4.3 Acceso múltiple por división de tiempo (TDMA)	82
4.3.1 Generación del burst.....	82
4.3.2 Recepción del burst	84
4.3.3 Sincronización	86
4.3.3.1 Sincronización de <i>Loop-Back</i>	87
4.3.3.2 Sincronización cooperativa	87
4.3.4 Throughput de TDMA	88
4.3.5 Conclusiones acerca de TDMA	89
4.4 Acceso múltiple por división de código (CDMA)	90
4.4.1 Transmisión en secuencia directa (DS-CDMA)	91
4.4.2 Transmisión con saltos de frecuencia (FH-CDMA)	93
4.4.3 Throughput de CDMA	94
4.4.4 Conclusiones acerca de CDMA	95
4.5. Asignación fija y por demanda.....	96
4.5.1 Asignación por demanda en FDMA , sistema SPADE	97
4.6 Acceso aleatorio	97
4.7 Conclusiones acerca de los modos de acceso múltiple.....	102

CAPÍTULO 5. DEFINICIÓN DE ESCENARIO

5.1 Longitud, Latitud y Altitud de la estación terrena.....	105
5.1.1 Elevación y <i>azimut</i>	105
5.2 Atenuación	108
5.2.1 Introducción	108
5.2.2 Efectos de la precipitación	109
5.2.2.1 Atenuación por lluvia (Reporte 564 CCIR).....	111
5.2.2.2 Cross-polarización.....	115
5.2.3 Atenuación debida a factores diversos	116
5.2.3.1 Absorción atmosférica	116
5.2.3.2 Refracción	116
5.2.3.3 Efecto Faraday.....	116

5.2.3.4 Multitrayectorias troposféricas y efectos de la cintilación	117
---	-----

CAPÍTULO 6. PROGRAMA PARA CALCULAR PARÁMETROS DE ENLACE

6.1 Introducción	121
6.2 Descripción general del programa	122
6.3 Pantallas de entrada de datos	126
6.3.1 Pantalla 1. Características de la señal	127
6.3.2 Pantalla 2. Características del satélite	128
6.3.3 Pantalla 3. Frecuencias de operación, estaciones terrenas y condiciones de lluvia y confiabilidad	129
6.3.4 Pantalla 4. Ubicación geográfica de las estaciones y características de la portadora	131
6.4 Pantalla 5. Resultados	134
CONCLUSIONES	137
BIBLIOGRAFÍA	141
ANEXO A	145
ANEXO B	147

INTRODUCCIÓN

Actualmente los satélites se han convertido en el medio por excelencia para realizar enlaces transoceánicos, para llevar a cabo ciertas aplicaciones caracterizadas por la dificultad de acceso a una zona en particular que requiere tener comunicación con el exterior y en general para lo que son las comunicaciones a larga distancia.

A partir de la puesta en operación de los primeros satélites de comunicación para uso comercial, esta industria se ha desarrollado tanto que actualmente la mayor parte del tráfico telefónico internacional se transmite vía satélite; lo mismo ocurre con la programación de cadenas de televisión, que se distribuye tanto en forma internacional como doméstica, y con los servicios de conducción de canales digitales de voz y datos.

Dada la magnitud y alcance que tienen las redes de comunicación actuales, una red satelital ha pasado a formar parte de redes aun mayores que incluyen otros medios de transmisión tales como el par de cobre y la fibra óptica.

Se deben considerar una gran cantidad de aspectos cuando se ha decidido que la mejor forma de llevar a cabo un enlace determinado es vía satélite, tanto en el segmento terrestre como en el espacial. El satélite en sí mismo es un problema. Tiene que ser tan pequeño y ligero como sea posible y consumir un mínimo de energía. Debido a que la capacidad de su sistema de comunicaciones es lo que produce ingresos, el satélite debe ser capaz de llevar tantos canales de comunicación como sea posible. Dado que los lanzadores y los satélites son caros, estos últimos deben tener la capacidad de funcionar sin mantenimiento por muchos años en un ambiente hostil de vacío, de cambios termales severos y bajo el bombardeo constante de radiación, partículas subatómicas y ocasionalmente micrometeoritos. Finalmente, debido a que las nuevas tendencias en comunicación ocurren de manera rápida e inesperada, el satélite debe diseñarse con tanta flexibilidad como posible.

Otra consideración es la distancia entre el satélite y la tierra. La longitud de la trayectoria es de 35, 870 km y una señal tiene que viajar esta distancia dos veces, una para llegar al satélite y otra para regresar a la tierra. Las pérdidas por distancia son enormes y a frecuencias superiores a 10 GHz se les suman las pérdidas por lluvia. En el enlace de subida se utilizan poderosos transmisores y antenas grandes que son caros y de difícil manejo. Para el enlace de bajada, el tamaño de la antena y la potencia del transmisor están limitados a la carga que el satélite puede llevar y a la electricidad que éste puede generar por lo que las señales que se reciben en tierra son extremadamente débiles - más débiles de lo que comúnmente se maneja en la

INTRODUCCIÓN

mayoría de los sistemas de comunicaciones. Como resultado de lo anterior es que se debe poner una cuidadosa atención a la ganancia de la antena, la eficiencia del transmisor, la figura de ruido del receptor, etc.

Las limitaciones técnicas y económicas inherentes del hardware requieren un esfuerzo adicional en los aspectos de software del sistema de comunicaciones del satélite. Gran parte del trabajo está dirigido a desarrollar técnicas de modulación y esquemas de codificación para detectar y corregir los errores de transmisión introducidos por el ruido.

El acceso múltiple también es un problema. Un satélite puede tener muchos usuarios dentro de un país o aun dentro de un hemisferio entero. Para maximizar el ingreso, un satélite debe ser capaz de dar servicio a un gran, pero cambiante, número de usuarios, de una manera eficiente pero con un mínimo de entradas externas o control.

Finalmente están las estaciones terrenas. Éstas deben de ser lo suficientemente baratas para que los usuarios las puedan pagar, pero poderosas y sofisticadas para comunicarlos eficientemente con sus satélites. Deben estar de acuerdo con muchas licencias gubernamentales y normas internacionales y deben ser capaces de localizar sus satélites rápidamente y mantener comunicación con ellos.

Dada la gran cantidad de factores que intervienen en el cálculo del enlace es necesario conjuntarlos en una expresión matemática que arroje resultados que den una idea cuantitativa de la calidad del mismo. Dicha expresión es aquella con la que se calcula la relación señal a ruido en el extremo receptor de un enlace, en ella intervienen una gran cantidad de factores que tienen relación con el tipo de señal, las técnicas de modulación y multicanalización que se utilicen, la ubicación geográfica, la confiabilidad y respaldo contra errores que se le quiera dar al enlace y con el tipo de acceso que se tenga al satélite. El cambio en alguno de estos factores se reflejará en diversos parámetros del enlace y en consecuencia en la relación señal a ruido que se obtenga al final. Muchas veces es necesario modificar varias veces los valores de algún o algunos términos de la ecuación, con objeto de llegar a los valores que optimizan el enlace que se está calculando, esto implica que tendrá que ser recalculado igual número de veces el total de la relación señal a ruido y todos los factores que sean afectados en cadena por el valor que se esté modificando. Es fácil de intuir que esto trae como consecuencia una gran inversión de tiempo e incrementa la probabilidad de cometer algún error después de que se ha estado un lapso de tiempo grande recalculando una y otra vez. El objeto del presente trabajo de tesis es proporcionar una herramienta de software que permita realizar estos cálculos de una manera rápida, fácil y exacta, para que aquél que esté

calculando un enlace dedique más tiempo del trabajo en el mismo a tratar de optimizarlo y no en cálculos matemáticos repetitivos.

Los primeros cinco capítulos son una revisión teórica de los aspectos que se toman en cuenta para calcular un enlace satelital .

En el capítulo seis se proporciona información técnica acerca de la manera en que fue realizado el programa y se da una guía de como manejar el mismo.

Finalmente se hace un análisis de los resultados que se obtuvieron y de los objetivos que se cubrieron con el presente trabajo estableciéndose las conclusiones pertinentes.

Capítulo 1
Tipos de señales

1.1 Introducción

El propósito de todo sistema de telecomunicaciones es la transmisión de información útil a una localidad remota. Este capítulo discute las principales características de las señales eléctricas que transportan la información generada por diversas fuentes, en banda base. Si la señal en banda base es analógica, el voltaje que la representa puede tomar cualquier valor dentro de un rango dado. Si la señal es digital, el voltaje toma valores discretos, de los cuales hay un número finito, dentro de un rango dado.

En todos los casos las señales en banda base modulan a una portadora para tener acceso al satélite por un canal de radiofrecuencia.

Se considerarán las siguientes señales en banda base :

- **Voz en un canal telefónico**
- **Televisión**
- **Programas de radiodifusión**
- **Datos**

1.2 Voz en un canal telefónico

1.2.1 Ancho de banda

Típicamente la voz humana contiene frecuencias entre 30 y 10000 Hz (este es también el rango de sensibilidad del oído humano). La mayor parte de la energía esta concentrada abajo de 1 kHz, así que la inteligibilidad se conserva si esta banda de frecuencia se transmite correctamente. Sin embargo la voz, tan limitada en frecuencia, no sonaría natural, y el reconocimiento de la persona que está conversando sería imposible. Para aplicaciones comerciales se ha acordado que todas las frecuencias entre 300 y 3400 Hz deben transmitirse correctamente.

1.2.2 Factor de actividad de la voz e Interpolación del habla

El factor de actividad de un canal telefónico se define como el porcentaje durante el cual la voz está presente en el canal.

El factor de actividad es el producto de tres componentes :

Capítulo 1. Tipos de señales

1. La eficiencia de troncal η_t : no todas las troncales están ocupadas al mismo tiempo, debido a la necesidad de marcado y a los tiempos de espacio que hay debido a las llamadas rechazadas, aun en las horas pico ; en Estados Unidos se han medido valores de η_t de 0.7 para canales de uso doméstico y de 0.9 para canales de larga distancia.
2. El factor de actividad habla-escucha $\eta_{t,u}$, igual a 0.5
3. El factor de actividad del conversador continuo η_c ; se debe considerar que aun en una conversación continua hay espacios intersilábicos y se tiene la necesidad de tiempo para pensar y respirar ; el valor de η_c es de 0.65 a 0.75 en los Estados Unidos.

El factor de actividad total es por lo tanto :

$$\eta = \eta_t \eta_{t,u} \eta_c \quad (1.1)$$

Como consecuencia de una actividad limitada del conversador, se puede utilizar un número de canales telefónicos más pequeño que el número de usuarios, para un número suficientemente alto de usuarios.

1.2.3 Usuarios de volumen constante de conversación y Medición de volúmenes de conversación.

La potencia requerida por un conversador continuo con un volumen constante de conversación ya toma en cuenta el factor de actividad η_c . Cuando se ha analizado una población suficientemente grande, el volumen de conversación del conversador continuo tiene una distribución normal con un valor medio P_0 dBm0 y una desviación estándar σ dB.

La unidad de medición dBm0 indica que el nivel ha sido medido en decibelios con respecto a una potencia de 1 mW en un punto del enlace elegido como referencia ; en el pasado este punto era accesible a los generadores de señales o instrumentos de medición, pero generalmente hoy en día no lo es, por lo que se utilizan en ocasiones otros niveles de referencia.

La distribución del volumen es normal cuando la potencia se mide en dB, pero es lognormal cuando la potencia se mide linealmente. La potencia de un conversador promedio se calcula como la media de la distribución lognormal y su valor es :

$$P_{op} = P_0 + 0.115 \sigma^2 \quad \text{dBm0} \quad (1.2)$$

donde P_0 y σ^2 son, respectivamente, la media y la desviación estándar de la distribución normal. P_0 es igual a $P_a + 10 \log t$ donde $P_a = -12.9$ dBm0 representa la

potencia promedio de la señal de conversación, $\sigma = 5.8$ dB y $\tau = 0.25$ es el factor de actividad de un conversador (este factor toma en cuenta los periodos de silencio reservados para oír y las pausas en la discusión). En total $P_m = -15$ dBm0, que es un valor adoptado por la CCITT.

1.2.4 Conversaciones multicanal

Cuando n usuarios están activos simultáneamente, la potencia total generada es :

$$P_t = P_{op} + 10 \text{ Log}_{10} n \quad (1.3)$$

La potencia P_t puede ser expresada como una función del número de canales N_c como sigue :

$$P_t = P_{op} + 10 \text{ Log}_{10} N_c + 10 \text{ Log}_{10} \eta_{t-1} \times \eta_t + \Delta_1 \quad (1.4)$$

donde $\eta_{t-1} \times \eta_t$ es el factor de actividad del canal (la actividad del conversador continuo se toma en cuenta en P_{op}), y Δ_1 toma en cuenta la diferencia entre n y $N_c \times \eta_{t-1} \times \eta_t$. Esta diferencia existe porque η_{t-1} y η_t son valores que se han obtenido de promedios sobre grandes poblaciones. Por lo tanto, Δ_1 , tiende a cero para valores de N_c suficientemente grandes.

1.2.5 Factor pico

El factor pico Δ_2 se define como la relación entre la potencia no excedida para más que el 0.001 % del tiempo y la potencia promedio. Para un solo conversador continuo, es igual a 18.6 dB. Cuando n conversadores activos se multiplexan simultáneamente para generar una señal multicanal en banda base, la probabilidad de coincidencia de picos para todos los usuarios decrece rápidamente conforme n se incrementa. Para valores grandes de n el factor pico alcanza rápidamente el valor típico del ruido Gaussiano, 13 dB.

1.2.6 Nivel de tono de prueba

Cuando el desempeño del canal debe ser revisado con instrumentos, es conveniente introducir al canal un tono de prueba senoidal de 1000 Hz con un

Capítulo 1. Tipos de señales

potencia pico igual a la potencia pico de un conversador continuo. La potencia de un conversador continuo decrece lentamente con el tiempo; por lo tanto, el nivel de tono de prueba también debe cambiar, pero esto no es práctico, así que el nivel de tono de prueba se ha fijado a 0 dBm0. Se puede ver que si la potencia de un conversador continuo promedio es -15 dBm0 y el factor pico es de 18 dB aproximadamente, se obtiene un pico de potencia de +3 dBm0 aproximadamente. Debido a que el factor pico de una senoide es 3 dB, se obtiene un nivel de potencia rms de 0 dBm0 para el tono de prueba equivalente. Si la impedancia es de 600 Ω , la señal senoidal del tono de prueba tendrá un voltaje rms de 0.775 V y un valor pico de 1.1 V.

1.2.7. Objetivos de desempeño para una señal de telefonía

Para el caso de transmisión analógica la recomendación 353 de la CCIR estipula que la potencia del ruido a un nivel relativo a cero en cualquier canal telefónico no debe exceder :

- 10 000 pW0p psfoméricamente ponderados en un minuto de potencia media, para más del 20 % de cualquier mes.
- 50 000 pW0p psfoméricamente ponderados en un minuto de potencia media, para más del 0.3 % de cualquier mes.
- 1000 000 pW0p sin ponderar (con un tiempo de integración de 5 ms) para más del 0.01 % de cualquier año

La potencia del ruido mencionada anteriormente es definida a un nivel de transmisión en un punto cero donde la potencia de la señal de prueba tiene un valor de 1 mW. La relación S/N de la potencia de la señal de prueba a la potencia del ruido está dada por :

$$S/N = 10^9/N_{pW0p} \quad (1.5)$$

donde N_{pW0p} es la potencia a la que hace referencia la recomendación 353. En consecuencia, el valor corresponde a una relación S/N = 50 dB.

La potencia psfoméricamente ponderada (identificada por el sufijo p en pW0p) es medida a la salida del filtro psfométrico cuya ganancia intenta reproducir la curva de sensibilidad del oído humano como una función de la frecuencia.

Para el caso de transmisión digital la recomendación CCIR estipula que el BER no debe exceder de :

una parte en 10^6 , en un valor promedio de 10 minutos, para más del 20 % de cualquier mes
una parte en 10^4 , en un valor promedio de 1 minuto, para más del 0.3 % de cualquier mes
una parte en 10^3 , en un valor promedio de 1 segundo, para más del 0.05 % de cualquier mes

1.3 Radiodifusión

1.3.1 Ancho de banda

El ancho de banda nominal para señales de radiodifusión que serán transmitidas solas o asociadas a señales de televisión es de 15 kHz, y es el mismo para las transmisiones estereofónicas.

En contraste con las señales de voz, las señales de radiodifusión se “retocan” o mejoran en la fuente por razones artísticas. Los efectos de este retoque deben ser considerados como parte integral de las características naturales del espectro de la señal de radiodifusión. El reporte 491-2 de la CCIR presenta las características espectrales de varios tipos de señales de radiodifusión. Aunque la densidad de potencia espectral decrece, para cada tipo de música o conversación, ésta permanece lejos de la región de los 3-4 kHz, la transmisión con calidad alta de una señal de radiodifusión requiere un ancho de banda de 15 kHz.

1.3.2. Actividad de la fuente

A diferencia de las señales telefónicas, en las señales de radiodifusión, en general, no hay pausas. Esto no permite que procesos como el *companding* u otras técnicas de interpolación que serán tratadas más adelante, se puedan utilizar con señales de voz.

1.3.3 Estadísticas de nivel de potencia

El nivel de una señal de radiodifusión también se mide en dBm0s, donde la s significa sonido y el cero indica que la medición debe ser realizada con respecto a un nivel de referencia cero.

El rango dinámico de una señal de radiodifusión producida por una orquesta sinfónica es de 60-70 dB, mientras que el rango especificado para un circuito de

Capítulo 1. Tipos de señales

radiodifusión es de solo 40 dB. Es necesario, por lo tanto, comprimir el rango dinámico de la señal antes de introducirla al circuito de radiodifusión. Una razón más para efectuar el proceso de compresión es el hecho de hacer la relación S/N más uniforme sobre un rango dinámico entero.

La distribución acumulativa de los valores de potencia instantánea ha sido calculada para los siguientes casos :

- Señal de sonido original
- Señal de sonido "retocada" usando *preeenfasis* con una pérdida de 1.5 dB a 800 Hz.
- Señal de sonido mejorada con procesos de *preeenfasis* y *companding*.

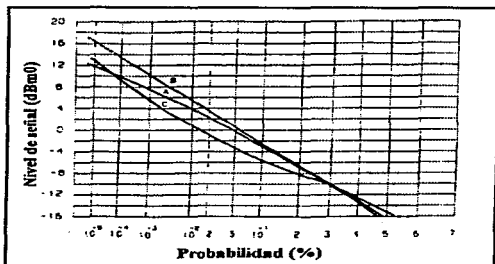


Figura 1.1 Distribución acumulativa. Casos a,b y c : distribución del nivel del programa en 100 % del tiempo : curva A, señal original ; curva B, señal mejorada con preenfasis ; curva C, señal mejorada con procesos de preenfasis y companding.

Los resultados de estas mediciones se muestran en la figura 1.1. Se asume en forma convencional que el nivel de potencia no excedido para más del 10⁻⁵ del tiempo es el valor pico de la señal de sonido. El uso de preenfasis incrementa significativamente el nivel pico, mientras que el uso simultáneo de preenfasis y compresión lo deja casi sin cambio e igual a +12 dBm0. Este valor de potencia pico ha sido confirmado por muchas varias compañías de medición y los radiodifusores

limitan la señal de sonido a niveles pico que están lejos de este valor para el uso adecuado de sus equipos.

1.3.4 Nivel de tono de prueba

Al igual que para las señales de telefonía, se usa una señal senoidal de tono de prueba de 1000 Hz para revisar en forma instrumental el desempeño del enlace, con una potencia pico equivalente a la potencia pico de la señal de sonido. Debido a que el factor pico de una senoide es 3 dB, la potencia rms del tono de prueba debe ser +9 dBm0, como se establece en la recomendación J.14 de la CCITT. Si la impedancia es 600 Ω , el valor pico de la senoide es 3.1 V, y su valor rms es 2.2 V.

1.3.5 Compatibilidad con el grupo FDM primario de telefonía

De acuerdo con la recomendación G.223 de la CCITT el valor pico que puede ser excedido por 10^{-5} del tiempo en un grupo primario (12 canales) de una señal FDM es +19 dBm0. Debido a que es posible transmitir tres canales de radiodifusión con un ancho de banda de 15 kHz en un grupo primario, se deduce que una portadora telefónica FDM que cumpla con la recomendación CCITT está habilitada para transmitir canales de radiodifusión de alta calidad.

1.3.6 Objetivos de desempeño para una señal de radiodifusión

La recomendación 505 del CCIR estipula que la potencia del ruido no debe exceder -42 dB_{q0ps} durante más del 20 % de cualquier mes (en la notación dB_{q0ps} el subíndice p significa que la medición del ruido es ponderada y el sufijo q indica el uso de equipo de medición de cuasi pico conforme a las especificaciones de la recomendación 468 de la CCITT). Un incremento de 4 dB es aceptado para el 1% del tiempo y 12 dB para 0.1 % del tiempo. Cuando el programa de radiodifusión es transmitido por el satélite en forma digital, el objetivo de desempeño es estipulado en términos de la probabilidad de error. Estos errores generan "clicks" que son audibles. Para limitar su frecuencia a uno por hora, se requiere una tasa binaria de error de 10^{-9} .

1.4.1 Componentes de luminancia y crominancia

Las señales de televisión contienen tres componentes : la señal de luminancia, que representa la imagen en blanco y negro, la señal de crominancia que representa el color y el sonido. La cámara de televisión produce tres voltajes E_R , E_B , E_G que representan las componentes en rojo, azul y verde del color en un punto de la imagen explorada. Estas señales son filtradas por filtros gama para compensar la respuesta no lineal del tubo de rayos catódicos receptor y combinadas para generar la señal de luminancia E_Y definida por :

$$E_Y = 0.3E_R + 0.59E_G + 0.11E_B \quad (1.6)$$

y las dos componentes de la señal de crominancia E_R-E_Y y E_B-E_Y las cuales contienen la información requerida para reconstruir las componentes de la señal de color original.

1.4.2 Televisión monocromática

Los estándares de televisión para una señal monocromática están dados en la recomendación 470-2 de la CCIR y en el reporte 624-3 de la misma organización. Diferentes estándares (B, G, I, D, K, L) se refieren al sistema europeo de 625 líneas, 25 cuadros/segundo, mientras que el estándar M se refiere al sistema americano de 525 líneas, 30 cuadros/segundo ; el estándar N se utiliza en Estados Unidos, Canadá, Japón y algunos países de Centro y Sudamérica. Las características básicas de la señal de televisión se discutirán con referencia al estándar de 625 líneas.

Una imagen de dos dimensiones se descompone en elementos básicos de imagen conocidos como pixeles, a través de transductores fotoeléctricos. La salida eléctrica de estos transductores, junto con la información para la reconstrucción de la imagen (señales de sincronización) y la señal de audio, forman una señal de televisión.

La cámara en el extremo transmisor explora la imagen secuencialmente línea por línea, empezando de la esquina superior izquierda. Después de cada línea un salto de regreso rápido comienza la exploración en una posición inferior hasta que toda la imagen ha sido cubierta hasta la esquina inferior derecha. Comenzándose

nuevamente el proceso. El receptor de televisión debe repetir en forma sincrona la misma operación, deflectando horizontal y verticalmente el haz de electrones de un tubo de rayos catódicos antes de su impacto con la pantalla fosfórica.

Un tiempo de exploración lo suficientemente pequeño permitirá la transmisión de numerosas imágenes por segundo, la cual será entonces integrado en el tiempo de persistencia del ojo humano. De este modo los movimientos rápidos pueden ser reproducidos correctamente. A la inversa, si el tiempo de barrido se incrementa, el ancho de banda requerido por la señal se disminuye, pero aparecerán ciertos parpadeos en la imagen. En el sistema de televisión de 625 líneas se escoge una tasa de 50 barridos/segundo, pero una imagen completa es reconstruida con dos barridos (campos) intercalados, por ejemplo, las líneas impares son barridas en un campo y las pares en el campo subsiguiente para completar el cuadro, como se muestra en la figura 1.2.

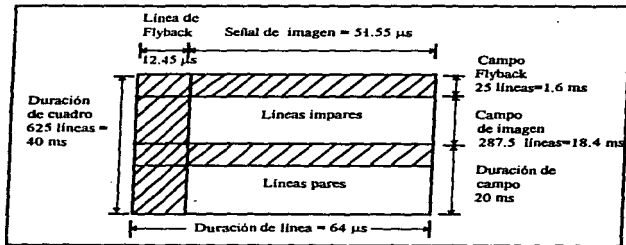


Figura 1.2 Estructura de la trama para una señal de televisión con estándar 625/50

El campo impar termina a la mitad de una línea y el flyback de campo reinicia el campo para una mitad de línea antes de la línea 1. El campo par termina al final de la línea, y el proceso se repite. El número impar de líneas (625) asegura el entrelazamiento. Cada área de la pantalla es barrida aparentemente a una tasa de 50 veces/segundo, pero los requerimientos de ancho de banda están ligados a las 25 imágenes/segundo completas. Obviamente, la alternancia de barras negro y blanco producirá oscilaciones locales.

Debido a que la señal de luminancia tiene un valor medio (de componente) variable de línea a línea, llamados porches de regreso.

Capítulo 1. Tipos de señales

Los pulsos de línea de regreso son utilizados algunas veces para la transmisión de sonido y datos.

El campo regresa las últimas 25 líneas y éstas son disparadas por una serie de pulsos precedidos y seguidos por pulsos de ecuación para localizar el circuito apropiado en el receptor, permitiendo, por lo tanto, el intercalamiento correcto de la deflexión vertical apropiada.

El ancho de banda de la señal de televisión está determinado por el número de pixeles por línea. La relación de aspecto de la imagen (ancho:alto) es 4:3 ; debido a que 575 líneas útiles equivalen a 52 μ s : este es el equivalente al ancho de banda mínimo de 7.4 MHz. Tomando en cuenta la dimensión física del haz de electrones y la distancia usual entre el espectador y la pantalla, el ancho de banda real está entre 4.2 y 6 MHz.

La tercera componente de una señal monocromática de televisión, es el sonido, el cual tiene un ancho de banda de 15 kHz.

La transmisión de televisión a nivel terrestre utiliza modulación en amplitud de banda lateral remanente (VSB) ,que es una forma de modulación en amplitud donde la portadora es transmitida a potencia total junto con una banda lateral completa y una parte de la otra banda . El sonido es transmitido en una subportadora de FM. La información de luminancia se usa para modular en amplitud la portadora entre dos niveles que dependen de un estándar en particular. Es usual usar la modulación negativa (hay un decremento en la modulación de la portadora cuando la luminancia se incrementa). Al final de cada línea el *flyback* de sincronización se transmite utilizando la modulación remanente hasta la cancelación de la portadora.

1.4.3 Televisión a color

La señal de televisión en color es compatible con la señal monocromática. Esto significa que una televisión monocromática es capaz de recibir una señal de televisión en color y detectar y mostrar sin degradación su contenido de luminancia, mientras que una señal en color debe ser capaz de recibir, detectar y mostrar sin degradación una señal monocromática de televisión. Las características de los estándares de televisión a color dependen del estándar monocromático que les corresponda según las especificaciones de la CCIR.

1.4.3.1 Sistema NTSC

El primer sistema de televisión a color, llamado NTSC (*National Television System Committee*), fue desarrollado en los Estados Unidos de tal forma que fuera

compatible con el estándar M. En un sistema que utilice los colores primarios NTSC, la señal de luminancia puede ser expresada como :

$$Y = 0.299R + 0.587G + 0.114B \quad (1.7)$$

En el extremo receptor la cámara tiene tres filtros centrados en los colores primarios, y las tres salidas eléctricas están ajustadas para dar el mismo voltaje cuando la cámara está observando una luminancia blanca máxima. Debido a que en el receptor la emisión de luz es proporcional a la potencia y del voltaje, los voltajes transmitidos son corregidos para tener $E'_R = E^{1/2}_R$, $E'_G = E^{1/2}_G$, y $E'_B = E^{1/2}_B$. En el sistema NTSC $\gamma = 2.2$.

La señal de luminancia

$$E'_Y = 0.299 E'_R + 0.587 E'_G + 0.114 E'_B \quad (1.8)$$

es transmitida junto con dos señales de crominancia proporcionales a las diferencias de color ($E'_R - E'_Y$) y ($E'_B - E'_Y$) :

$$E'_I = -0.27(E'_B - E'_Y) + 0.74(E'_R - E'_Y) = 0.596 E'_R - 0.275 E'_G - 0.322 E'_B$$

$$E'_Q = 0.41(E'_B - E'_Y) + 0.48(E'_R - E'_Y) = 0.211 E'_R - 0.523 E'_G + 0.313 E'_B \quad (1.9)$$

La diferencia de color es cero si una cámara monocromática está transmitiendo, por lo tanto se asegura una correcta recepción por parte del receptor de color (compatibilidad invertida). Sin embargo, las diferencias con respecto a la luminancia del rojo y el azul se han preferido a la del verde, debido a que el verde contribuye mucho más a la luminancia ; esto es, el verde produce diferencias de color muy pequeñas, así que es más sensible al ruido.

Las señales Q e I son usadas para modular en amplitud dos portadoras en cuadratura con dos bandas (1.3 y 0.4 MHz, respectivamente). La portadora de crominancia está a 3.579545 MHz, con objeto de reducir el ruido producido por los residuos de crominancia en un receptor monocromático. Este valor garantiza que todas las líneas del espectro de crominancia estarán intercaladas con líneas de luminancia. Para permitir la detección de sincronía de Q e I en el receptor, una ráfaga de la frecuencia de la subportadora se transmite en el porche trasero del pulso de la línea de sincronización.

1.4.3.2 Sistema PAL

El sistema de líneas con alternancia de fases (PAL, Phase Alternation Line) fue desarrollado en Alemania por Telefunken con el propósito de mejorar algunas características del sistema NTSC.

La señal de luminancia esta dada por la siguiente expresión :

$$Y = 0.222R + 0.707G + 0.071B \quad (1.10)$$

en la que se observa que la contribución del verde es mayor que en un sistema NTSC. Sin embargo, por razones históricas la cámara de estudio está diseñada para transmitir la misma señal de luminancia que un sistema NTSC. Después de la corrección que se hace al considerar la potencia γ , la luminancia es :

$$E'_Y = 0.229 E'_R + 0.587 E'_G + 0.114 E'_B \quad (1.11)$$

La frecuencia de la subportadora de crominancia se ha elegido a 4.433161875 MHz para que garantice un perfecto intercalamiento entre la luminancia y crominancia.

Los valores picos de crominancia están limitados a un tercio del valor máximo de luminancia. Para obtener este valor las señales que representan las diferencias de color deben ser :

$$\begin{aligned} E'_U &= 0.493(E'_B - E'_Y) = -0.147 E'_R - 0.289 E'_G + 0.437 E'_B \\ E'_V &= 0.877(E'_R - E'_Y) = 0.615 E'_R - 0.515 E'_G - 0.100 E'_B \end{aligned} \quad (1.12)$$

La detección de esta señal por un decodificador PAL restaurará el blanco sin distorsión, pero causará alteraciones en todos los colores saturados a excepción de aquellos que contengan uno o dos colores primarios (por ejemplo, verde, azul, rojo, cyan, amarillo, magenta). Sin embargo, E'_U y E'_V contendrán información de luminancia, por lo tanto producirán una escasa reducción en luminancia en los receptores monocromáticos.

En un sistema PAL las señales que representan la diferencia de colores (E'_U y E'_V) ocupan un ancho de banda de 1.3 MHz cada una, modulan en amplitud dos portadoras de igual frecuencia pero en cuadratura de fase. La fase de una señal E'_V cambia 180° cada línea. También la fase de la ráfaga de sincronía cambia 90° cada línea ($+135^\circ$ y -135° con respecto a E'_V). Con una línea de retardo en el receptor PAL, la señal de crominancia se obtiene sacando una media entre dos líneas, las cuales, estadísticamente, no difieren mucho una de otra. Este sistema, por lo tanto,

muestra una baja sensibilidad a la distorsión de fase, mientras que esta sensibilidad es mayor en un sistema NTSC.

1.4.3.3 Sistema SECAM

El sistema SECAM (Sequentiel Couleur à mémoire) fue desarrollado en Francia. Los colores primarios seleccionados de la pantalla del tubo de sustancias fosforescentes son idénticos a los del sistema PAL.

SECAM está basado en la idea de reducir la cromaticidad en la definición vertical transmitiendo para cada línea sólo una parte de información de color, mientras que la segunda es transmitida en la segunda línea. De esta manera la modulación en cuadratura, y por lo tanto la mutua interferencia entre señales de cromaticidad, se puede evitar. Las siguientes señales son proporcionales a las diferencias de color :

$$\begin{aligned} D'_R &= -1.9(E'_R - E'_V) = -1.332 E'_R + 1.115 E'_G + 0.217 E'_B \\ D'_B &= 1.5(E'_B - E'_V) = -0.449 E'_R - 0.881 E'_G + 1.329 E'_B \end{aligned} \quad (1.13)$$

Estas señales modulan en frecuencia dos subportadoras diferentes a 4.40625 y 4.250 MHz respectivamente. La desviación máxima en frecuencia es 0.5 MHz.

En el receptor, para cada línea la cromaticidad correcta es reconstruida en base a la señal de diferencia de color que esté presente en el momento y a la señal de diferencia de color que se transmitió durante la línea anterior y se almacenó en una línea de retardo, en forma similar a como lo hace un sistema PAL.

1.4.3.4 Sistemas MAC

El primer sistema de multiplexaje de componentes analógicas (MAC) fue concebido en el Reino Unido por la Independent Broadcasting Authority (IBA). La principal característica de estos sistemas es el multiplexaje en el tiempo de las señales de imagen analógicas (luminancia y cromaticidad) con compresión en el tiempo y de una señal digital que contiene el sonido, datos y sincronización. Estos sistemas fueron diseñados para hacer un mejor uso de los canales de radiofrecuencia definidos para la difusión de TV directa por medio de satélites. Se necesita equipo especial (unidades interiores y exteriores) además del receptor usual de TV y del equipo usado en el satélite, aunque el equipo de interior puede ser muy sencillo para algunos estándares.

Capítulo 1. Tipos de señales

El formato básico de la trama TDM para todos los estándares MAC se muestra en la figura 1.3.

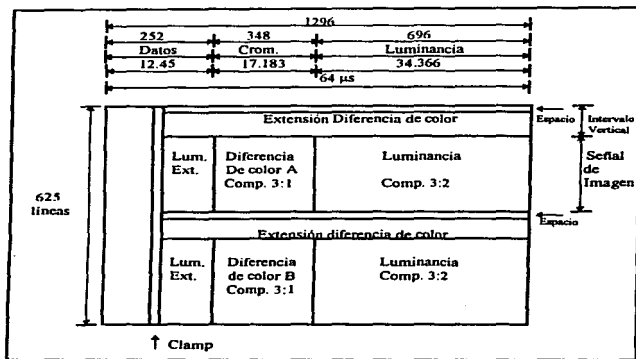


Figura 1.3 Estructura de trama para una señal MAC estándar 625/50

Para un uso apropiado de las zonas de “datos” e “intervalo vertical” en la figura, se puede cambiar la razón de aspecto de la imagen 4:3 por un valor más favorable. MAC es por lo tanto una poderosa herramienta para los estándares de TV más avanzados y posiblemente para la televisión de alta definición. Cada línea de 64 μ s está subdividida en 1296 intervalos, con el correspondiente reloj de frecuencia $1296/64 = 20.25$ MHz. Los 1296 intervalos son usados para datos e información de crominancia y luminancia, como se muestra en la figura 1.3. El tiempo de compresión de la información de imagen para obtener una señal analógica multiplexada en el tiempo se realiza con técnicas digitales, muestreando la señal de video a 20.25 MHz.

En los paquetes C-MAC originalmente propuestos por IBA, las señales correspondientes al sonido y los datos son insertadas en intervalos de líneas en blanco de la señal de video modulada en RF en forma de una portadora modulada

digitalmente. En el momento de la transmisión, el multiplexaje por división de tiempo se lleva a cabo en IF, conmutando entre una señal analógica de video modulada en frecuencia y una señal digital de sonido y datos modulada en FSK, mientras la continuidad de la fase es mantenida por la radiofrecuencia transmitida. El sistema C-MAC ha sido adoptado por el Reino Unido y por los países del norte de Europa para los sistemas de satélites TVBS.

En los sistemas D2-MAC desarrollados por la EBU (*European Broadcasting Union*) y en los B-MAC desarrollados en Estados Unidos y Canadá, las señales de sonido digital y de datos son insertados en intervalos de líneas en blanco en banda base. Las velocidades de sonido y datos que se alcanzan con estos sistemas son más pequeñas que con el sistema C-MAC. El D2-MAC funciona con 7 MHz de ancho de banda en redes de cable, pero no se ha logrado una compatibilidad total entre las redes de satélites y las de cable. Este sistema será usado por Francia (satélites TDF) y Alemania (TV-SAT).

El sistema B-MAC se ha estudiado para aplicaciones de señales de televisión de 625 y 525 líneas. Debido a que hay un alto grado de semejanza entre los dos sistemas, es posible que un solo receptor reciba ambos sistemas B-MAC. Este sistema ha sido adoptado por Japón.

En los sistemas C y D2-MAC es posible obtener anchos de banda para video mayores de 7 MHz para la luminancia y de 3 MHz para las señales de diferencia de color. Anchos de banda de esta magnitud pueden ser necesarios en un futuro para obtener una resolución más alta para pantallas más grandes.

La forma de onda de una señal MAC también se adapta bien a un proceso de *scrambling* (revoltura) para propósitos de acceso condicionado, debido a la línea de almacenamiento en el decodificador MAC.

Los sistemas MAC usan compresión en tiempo en el extremo transmisor (y expansión en el extremo receptor) de la señal de luminancia y las señales de diferencia de color. La compresión en tiempo se realiza tomando ventaja del ancho de banda grande que está disponible, pero debe ser limitada a una relación 3:2 para luminancia y 3:1 para las diferencias de color, debido a que el ruido se incrementa con el cubo del radio de compresión.

1.4.4 Televisión de alta definición

Para hacer atractiva al consumidor la transmisión de televisión directa vía satélite debe haber una mejora en los estándares de la señal que contiene la imagen.

Desde 1970 la NHK (Nippon Hoso Kiokay) ha estudiado el problema de la televisión de alta definición (HDTV) en sus dos aspectos principales: estándares

Capítulo 1. Tipos de señales

de producción y transmisión. El estándar de producción, llamado alta visión, está basado en un barrido de 1125 líneas con un *interleaving* de 2:1, una frecuencia de cuadro de 60 Hz, y una razón de aspecto de 16:9. El ancho de banda resultante para la luminancia es de 20-25 MHz, mientras que para cada señal de crominancia se requiere un ancho de banda de 7 MHz. El ancho de banda de la crominancia permite una relación de resolución espacial luminancia-crominancia, igual que la de los sistemas PAL. Si las señales de sonido y datos se consideran también, se requiere un ancho de banda de 40 MHz.

El estándar de transmisión, conocido como MUSE (*Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding*), reduce el ancho de banda de la imagen a 8.1 MHz aproximadamente (en banda base), usando tramas de memoria y compensadores de movimiento para reducir la redundancia inherente de la señal de televisión y hacer más eficiente el uso de líneas y intervalos de *flyback*. La disponibilidad de una trama de memoria en el receptor es la última etapa del desarrollo después de :

- Ausencia de cualquier memoria en al televisión monocromática
- Presencia de una línea de retardo analógica en los receptores PAL-SECAM
- Presencia de una línea digital de memoria en los receptores MAC

La eficiencia ganada con respecto a la televisión convencional por un mejor manejo de los intervalos de *flyback* es

$$\left(1 + \frac{12.45}{51.55}\right) \left(\frac{1 + 25}{287.5}\right) - 1 = 35 \%$$

La redundancia en la señal de la imagen se reduce con una técnica de submuestreo en espacio y tiempo, la cual usa una trama de memoria. La trama se subdivide en dos campos, y solo uno de cada cuatro pixeles se transmite por cada campo. En otras palabras, si N es el número de pixeles en una trama, y N/2 en un cuadro, solo N/8 pixeles se transmiten por cada cuadro. En la figura 1.4 se muestra la estructura de un sistema MUSE.

En el extremo receptor los pixeles pertenecientes a cuatro cuadros sucesivos son los empleados para la reconstrucción de la imagen, usando interpolación lineal para calcular los pixeles perdidos. Para imágenes de movimiento rápido se deben usar algoritmos especiales para la compensación de movimiento. El sistema trabaja con un retardo de dos tramas, debido a que la trama de memoria de dimensión N debe recibir cuatro cuadros produciendo $4N/8=N/2$ pixeles para empezar a desplegar las señales de video. Sólo después de este intervalo de tiempo es posible

empezar a leer la información escrita en la mitad de la memoria de trama, mientras que la otra mitad se usa para escribir la información nueva que está llegando.

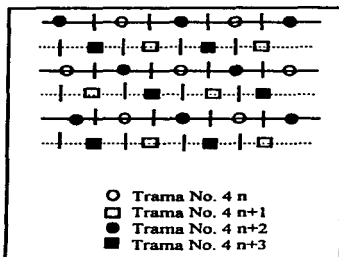


Figura 1.4 Estructura de muestreo de un sistema MUSE

En el caso óptimo de imágenes con movimiento lento, sólo se necesita el submuestreo espacio-tiempo con una reducción de redundancia de 4:1. Al combinar esto con el uso óptimo de los intervalos de flyback se puede obtener una reducción de ancho de banda de 5.4:1. Tomando en cuenta el sonido, datos, y los compensadores de movimiento, es posible enviar un canal HDTV con el estándar MUSE a través de un canal de RF de 27 MHz definido por la WARC'77 para difusión de televisión vía satélite.

Una propuesta diferente está bajo consideración en Europa en base al desarrollo futuro de los sistemas MAC. Aunque la recomendación podría no estar de acuerdo, se ha decidido ya que la MAC de alta definición será compatible con el sistema MAC.

En los Estados Unidos la compatibilidad también es el problema a resolver. Debido a la existencia de un gran número de redes de televisión por cable, las terminales satelitales deben ser capaces de funcionar como cabezeras de cable (*cable heads*).

Sin embargo la compatibilidad para difusión satelital HDTV está lejos de ser absoluta. La difusión satelital ya ha impuesto el uso de diferentes bandas de frecuencia (K_u en lugar de VHF o UHF) así como técnicas de modulación. (FM en lugar de VSB). Se podría, por lo tanto, argumentar que la conversión de una señal

Capítulo 1. Tipos de señales

incompatible HDTV a PAL implicaría solo un incremento de costo marginal para el receptor del satélite, gracias al uso de tecnología VLSI. El argumento, es sin embargo, usado para proteger los intereses industriales de varios países, así que se puede anticipar que la oportunidad ofrecida por HDTV, para la creación de un sólo estándar mundial, será olvidada y al menos existirán tres estándares al mismo tiempo.

1.4.5 Objetivos de desempeño para una señal de televisión

La recomendación 567 de la CCIR estipula que al razón de la luminancia nominal de la amplitud de la señal al cuadrado del ruido promedio ponderado en la banda de 0.01 a 5 MHz, no debe ser menor de 53 dB, durante más del 1% del cualquier mes y no menor de 45 dB durante más del 0.1% de cualquier mes. La ponderación mencionada toma en cuenta la sensibilidad del espectador promedio a las componentes de frecuencia del ruido .

1.5 Datos

1.5.1 Introducción

Las comunicaciones de datos pueden ser definidas como la transmisión de información digital (usualmente en forma binaria) desde una fuente a un destino. La fuente original de datos y el receptor son de forma digital, aunque los datos pueden ser transmitidos en forma analógica o digital.

Una red de comunicaciones de datos puede ser tan simple como dos computadoras personales conectadas a través de una red telefónica pública o puede ser una compleja red de una o más computadoras mainframe y cientos de terminales remotas.

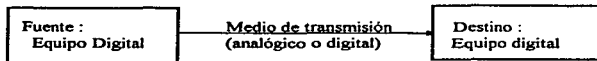


Figura 1.5 Circuito de comunicación de datos

La figura 1.5 muestra un diagrama de bloques simplificado de un circuito de comunicaciones de datos. Hay una fuente de información digital, un medio de transmisión, y un destino. Los equipos en la fuente y el destino son digitales y

procesan información en forma de pulsos. El medio de transmisión puede ser alguno de los siguientes : par de cobre, un coaxial, microondas , un satélite o una fibra óptica.

1.5.2 Configuraciones

Se pueden distinguir dos tipos de configuraciones para los circuitos de datos : punto a punto y multipunto. Un configuración punto a punto involucra sólo dos sitios o estaciones, mientras que una configuración multipunto involucra tres o mas estaciones.

1.5.3 Topologías

La topología o arquitectura de un circuito de comunicaciones de datos identifica la forma en que varios sitios están conectados dentro de la red. Las topologías más comunes son punto a punto, estrella, bus, anillo o lazo y malla. Todas son configuraciones son multipunto a excepción de la primera. La figura 1.6 muestra varias configuraciones de circuitos y topologías usadas en las redes de comunicaciones de datos.

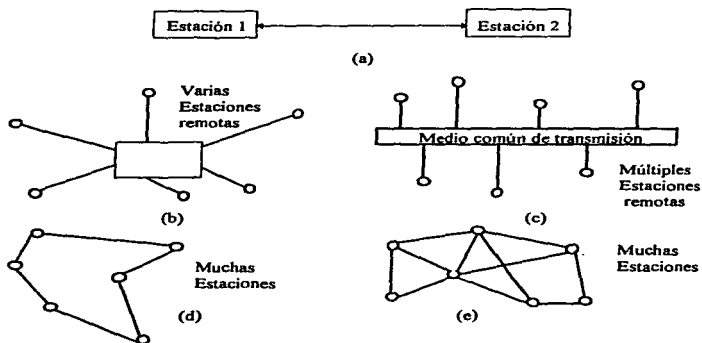


Figura 1.6 Topologías de redes de datos : (a) Punto a punto; (b) Estrella; (c) Bus; (d) Anillo o lazo ; (e) Malla

Capítulo 1. Tipos de señales

1.5.4 Modos de transmisión

Básicamente hay cuatro modos de transmisión para circuitos de comunicaciones de datos : *simplex*, *half duplex*, *full duplex* y *full/full duplex*.

Simplex. En modo simplex, la transmisión de datos es unidireccional ; la información puede ser enviada en una sola dirección.

Half duplex (HDX). En modo half-duplex, la transmisión de datos se realiza en ambas direcciones, pero no al mismo tiempo.

Full duplex (FDX). En modo full duplex, la transmisiones se llevan a cabo en ambas direcciones simultáneamente, pero deben ser entre las mismas dos estaciones.

Full/full duplex (F/FDX). En el modo F/FDX, la transmisión es posible en ambas direcciones al mismo tiempo pero no entre las mismas dos estaciones (una estación está transmitiendo a una segunda estación y recibiendo de una tercera estación al mismo tiempo). F/FDX sólo se puede implementar en circuitos multipunto

1.5.5 Códigos de comunicaciones de datos

Los códigos de comunicación de datos son usados para codificar caracteres alfanuméricos y símbolos (puntuación, etc.). Básicamente hay tres tipos de caracteres empleados en los códigos de comunicación de datos : caracteres de control de enlace de datos, usados para facilitar el flujo ordenado de datos entre la fuente y el destino ; caracteres de control gráfico, los cuales involucran la sintaxis o presentación de los datos en la terminal receptora ; y los caracteres alfanuméricos, que son usados para representar los diversos símbolos usados por las letras, números y puntuación.

En seguida se describirán dos de los códigos más usados para codificación de caracteres como son el *American Standard Code for Information Interchange* (ASCII), y el *Extended Binary-Coded Decimal Interchange Code* (EBCDIC).

ASCII. Es un conjunto de caracteres de 7 bits el cual tiene 2^7 o 128 códigos. Con ASCII, el bit menos significativo (LSB) se conoce nominalmente como b_0 y el más significativo (MSB) como b_6 . El bit b_7 no es parte del código ASCII sino que se reserva generalmente como bit de paridad, el cual se explicará más adelante. En

realidad, con cualquier conjunto de caracteres, todos los bits son igualmente significativos debido a que el código no representa un número binario ponderado. En los códigos de caracteres es común referirse a los bits por su orden ; b_0 es el bit de orden cero, b_1 es el bit de primer orden y así sucesivamente hasta b_7 que es bit de séptimo orden. En ASCII el bit de orden más bajo es b_0 y en una transmisión serial es el que se transmite primero. ASCII es el código más usado actualmente .

EBCDIC. Es un código de caracteres de 8 bits desarrollado por IBM y usado ampliamente en equipo IBM y compatibles. Con 8 bits, se pueden formar 2^8 o 256 códigos, lo que hace a EBCDIC el conjunto de caracteres más poderoso. El LSB se designa b_7 y el MSB como b_0 , por lo tanto, en una transmisión serial b_7 se transmite primero y b_0 al final.

1.5.6 Control de errores

Un circuito de comunicación de datos puede ser de unos cuantos metros hasta de miles de kilómetros, y el medio de transmisión puede ser un simple trozo de alambre o un complejo sistema de microondas, satélite o fibra óptica. Por lo anterior y debido a las características no ideales que están asociadas a cualquier sistema de comunicaciones, es inevitable que ocurran errores durante la transmisión y por ello es necesario desarrollar e implementar un proceso de control de errores. El control de errores se puede dividir en dos categorías : detección de errores y corrección de errores.

1.5.6.1 Detección de errores

La detección de errores es simplemente el proceso de monitorear los datos recibidos y determinar cuando ha ocurrido un error en la transmisión. Las técnicas de detección de errores no identifican cual bit (o bits) es el erróneo, solo identifican que un error ha ocurrido. El propósito de la detección de errores no es prevenir la ocurrencia de errores sino evitar que no sean detectados. La manera en que un sistema responda a la transmisión de errores depende de cada sistema y varía considerablemente. Las técnicas más comunes para detección de errores son : redundancia, codificación de cuenta exacta y chequeo de redundancia cíclica (CRC).

1.5.6.1.2 Redundancia

Comprende la transmisión de cada caracter dos veces. Un error ocurre cuando no se recibe el mismo caracter en una sucesión doble. El mismo concepto se puede usar para mensajes. Si no se recibe la misma secuencia de caracteres en sucesión doble, en el orden exacto, ha ocurrido un error de transmisión.

1.5.6.1.3 Codificación de cuenta exacta

Con codificación de cuenta exacta, el número de 1's en cada caracter es el mismo. Un ejemplo de codificación de cuenta exacta es el código ARQ en el que cada caracter contiene tres 1's y por lo tanto una simple cuenta de números 1's recibidos puede determinar si ha ocurrido un error en la transmisión. Una parte del código ARQ se muestra en la siguiente tabla:

Código ARQ de cuenta exacta

Código binario							Caracter		
Bit	1	2	3	4	5	6	7	Letra	Figura
	0	0	1	1	0	1	0	A	
	0	0	1	1	0	1	0	B	7
...									
	0	0	1	0	1	0	1	Y	6
	0	1	1	0	0	0	1	Z	+

1.5.6.1.4 Paridad

Se puede decir que esta es la técnica de detección de errores más simple. Utiliza chequeo de redundancia vertical y horizontal. Cuando se usa paridad, un solo bit (llamado bit de paridad) se agrega a cada caracter para forzar un número total de 1's en el caracter, incluyendo el bit de paridad, y así tener un número impar (paridad impar) o un número par (paridad par). Por ejemplo, el código ASCII para la letra "C" es 43 hex o P1000011 binario, donde el bit P representa el bit de paridad. Hay tres 1's en el código, sin contar el bit de paridad. Si se usa paridad par, el bit P se hace 1 y el número total de 1's es cuatro, un número par.

Se puede ver que el bit de paridad es independiente del número de 0's en el código y de los pares de 1's. Para la letra "C", si todos los bits 0's son ocultados, el código es P1____11. Para paridad impar, el bit P es un 0 y para paridad par el bit

P es un 1. Si se excluyen los pares de 1's, el código puede ser P1_____ o P_____1_, y nuevamente el bit P es 0 para paridad impar y 1 para paridad impar.

1.5.6.1.5 Chequeo de redundancia cíclica (CRC)

Probablemente CRC es el esquema de detección de errores más confiable. Con CRC aproximadamente el 99.5 % de todos los errores de transmisión es detectado. CRC se usa generalmente con códigos de 8 bits como EBCDIC o con códigos de 7 bits cuando no se usa paridad.

En los Estados Unidos el código CRC más común es CRC-16, el cual es idéntico al estándar internacional V.41 de la CCITT. CRC-16 usa 16 bits para formar la secuencia de detección de errores (una secuencia de bits que al ser comparada con cierto patrón en el receptor indica la ocurrencia o no de un error). Básicamente el carácter CRC es el residuo de un proceso de división. Un mensaje polinomial de datos $G(x)$ se divide por una función polinomial $P(x)$, se descarta el cociente y el residuo se trunca a 16 bits y se agrega al mensaje como una secuencia de detección de errores. Para la generación del CRC no se utiliza un proceso de estándar de división aritmética sino un proceso de sustracción sucesiva, el residuo se deriva de una operación XOR. En el receptor, la ráfaga de datos y la secuencia de detección de errores se dividen por la misma función $P(x)$. Si no hay errores el residuo debe ser cero.

El número de bits en el CRC es igual al exponente más alto de polinomio $P(x)$.

1.5.6.2 Corrección de errores

Básicamente hay tres métodos de corrección de errores: sustitución de símbolos, retransmisión y corrección de errores por adelantado (FEC)

1.5.6.2.1 Sustitución de símbolos

Fue diseñada para ser usada en un ambiente humano, esto es, cuando un ser humano está en la terminal receptora y tiene que analizar los datos recibidos y tomar decisiones en base a su integridad. En sustitución de símbolos, si un carácter se recibe erróneamente, es substituido por un caracter no definido por el código que se este usando. Por ejemplo, si el mensaje "Hola" tiene un error en el primer caracter, el mensaje sería desplegado como "?ola". Un operador podría discernir cual es el

Capítulo 1. Tipos de señales

mensaje correcto inspeccionando el contexto en el que se encuentra el mensaje y una retransmisión sería innecesaria. Sin embargo, si el mensaje "\$i,000.00" se recibe, un operador no podría determinar cual es el carácter correcto, y se requeriría una retransmisión.

1.5.6.2.2 Retransmisión

Como su nombre lo implica, es el proceso que se realiza cuando un mensaje se recibe con errores y la terminal receptora automáticamente solicita la retransmisión del mensaje completo. El proceso de retransmisión se conoce comúnmente como ARQ el cual, en la antigua terminología de las comunicaciones vía radio, significa *Automatic Request for Retransmission*. ARQ es el método más confiable de corrección de errores, aunque no siempre es el más eficiente. Los errores en el medio de transmisión ocurren en forma interrumpida. Si se utilizan mensajes cortos, la probabilidad de que ocurra un error durante la transmisión, es pequeña. Sin embargo, los mensajes cortos requieren más acuses de recibo (*acknowledgments*) y líneas de retorno que los mensajes largos. Los acuses de recibo y líneas de retorno para control de errores son formas de encabezados (caracteres adicionales a los datos que deben ser transmitidos). Para los mensajes largos se requiere menos tiempo de retorno, aunque la probabilidad de que ocurra un error de transmisión es más alta que para un mensaje corto. Se puede demostrar estadísticamente que un mensaje entre 256 y 512 caracteres tiene el tamaño adecuado para usar ARQ para detección de errores.

1.5.6.2.3 Corrección de errores por adelantado (FEC)

FEC (Forward Error Correction) es el único esquema de corrección que realmente detecta y corrige errores de transmisión en el extremo receptor sin solicitar una retransmisión.

En esta técnica de corrección de errores se agregan bits al mensaje antes de que éste sea transmitido. Uno de los códigos más usados para corrección de errores es el código Hamming, desarrollado por R.W. Hamming. El número de bits en el código Hamming depende del número de caracteres en el dato. El número de bits Hamming que debe ser agregado al mensaje se obtiene de la siguiente expresión.

$$2^n \geq m + n + 1 \quad (1.14)$$

donde

n = número de bits Hamming

m = número de bits en el dato

Para determinar la condición lógica de los bits de Hamming, se expresan todas las posiciones que contienen 1's, dentro de los bits del dato, en números binarios de n bits y se realiza una operación XOR entre ellos, el resultado de la última XOR es la secuencia en código Hamming a utilizar para ese dato. Los n bits Hamming se insertan en cualquier posición dentro de los bits del dato. La secuencia a transmitir será entonces de $n + m$ bits. En el receptor, para detectar la posición de un bit erróneo, se extraen los bits Hamming y se realiza una operación XOR entre ellos y el número binario que representa la posición de cada uno de los 1's que contiene el dato. El resultado de la última XOR indicará el número binario de la posición en la que se encuentra un bit erróneo y para corregirlo únicamente será necesario complementarlo. En caso de que no haya errores el resultado de la última operación XOR es cero.

El código Hamming descrito anteriormente detecta sólo un bit erróneo. No puede ser usado para identificar errores en varios bits o errores en los bits Hamming. El código Hamming, como todos los códigos FEC, requiere que se agreguen bits a los datos, lo que hace que se aumente la longitud del mensaje transmitido. El propósito de los códigos FEC es reducir o eliminar el tiempo utilizado en retransmisiones. Sin embargo, la adición de bits FEC a cada mensaje también consume tiempo de transmisión, pero obviamente se realiza un balance entre ARQ y FEC y los requerimientos del sistema determinan cual es el mejor método para un sistema en particular.

1.5.7 Sincronización de reloj o bit

La sincronización de reloj asegura que el transmisor y receptor estén de acuerdo en un instante preciso para la ocurrencia de un bit. Cuando una cadena continua de datos se recibe, es necesario identificar cuales bits pertenecen a cuales caracteres, cual bit es el menos significativo de los bits del dato, el bit de paridad y el bit de paro. Esencialmente la sincronización de bit equivale a identificar el inicio y el fin del código de caracteres. En los circuitos de comunicaciones de datos se utilizan dos formatos para conseguir la sincronización de bit: asincrónico y síncrono.

Capítulo 1. Tipos de señales

1.5.7.1 Formato asíncrono de datos

En los datos asíncronos, cada carácter es encajonado entre un bit de inicio y uno de fin .

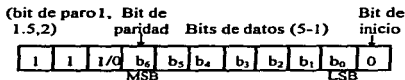


Figura 1.7 Formato asíncrono de datos

En la figura 1.7 se muestra el formato usado para encajonar un carácter para transmisión asíncrona de datos. El primer bit transmitido es el bit de inicio y siempre es un 0 lógico. Los bits del código de caracteres son transmitidos en seguida del bit de inicio, del LSB al MSB. El bit de paridad, si se usa, se transmite directamente después del MSB del carácter. El último bit transmitido es el bit de paro, el cual siempre es un 1 lógico. Puede haber 1, 1.5 ó 2 bits de paro.

Se utiliza un 0 lógico como bit de inicio porque una condición de desocupado (sin transmisión de datos) en un circuito de comunicación es identificada por la transmisión de 1's continuos. Por lo tanto, el bit de inicio del primer carácter es identificado en el receptor de datos como una transición de alto a bajo, y el bit que sigue inmediatamente al bit de inicio es el LSB. Todos los bits de paro son 1's lógicos, lo cual garantiza una transición de alto a bajo al inicio de cada carácter. Después de que el bit de inicio es detectado, los datos y el bit de paridad son sincronizados dentro del receptor. Si los datos son transmitidos en tiempo real, el número de 1's que indican una condición de no transmisión variará entre cada transmisión. Durante este *tiempo muerto*, el receptor simplemente esperará la ocurrencia de otro bit de inicio antes de empezar a sincronizarse en el siguiente carácter.

1.5.7.2 Formato síncrono de datos

Para los datos síncronos, en lugar de encajonar cada carácter independientemente con bits de inicio y de paro, se transmite un solo carácter de sincronización, llamado carácter SYN al inicio de cada mensaje. Por ejemplo, para el código ASCII el carácter de sincronización es 16H. El receptor no hace caso de los datos de entrada hasta que no recibe el carácter SYN, entonces se sincroniza en los siguientes y los interpreta como un carácter. El carácter que se usa para indicar el fin de una transmisión varía con el tipo de protocolo usado y la clase de transmisión que sea.

Para datos asíncronos no es necesario que los relojes de recepción y transmisión se sincronicen continuamente, solo es necesario que operen aproximadamente a la misma velocidad y estén sincronizados al inicio de cada carácter. Este es el propósito de bit de inicio, establecer un tiempo de referencia para la sincronización de carácter. Con datos síncronos, los relojes de transmisión y recepción deben de estar sincronizados debido a que la sincronización de carácter ocurre sólo al inicio del mensaje.

En los datos asíncronos, cada mensaje tiene 2 ó 3 bits sumados a cada carácter (1 de inicio y 1 ó 2 de paro). Estos bits son carga adicional y por lo tanto se reduce la eficiencia de la transmisión. Los datos síncronos tienen dos caracteres SYN (16 bits de más) sumados a cada mensaje. De lo anterior se puede concluir que los datos asíncronos son más eficientes para mensajes cortos y los datos síncronos para mensajes largos.

1.5.8 Objetivos de desempeño para una señal de datos

La recomendación CCIR 614 estipula que el BER para transmisiones satelitales de datos a 64 kbps en una frecuencia inferior a 15 GHz en un enlace que es parte de una red digital de servicios integrados (ISDN) no debe exceder de :

- 10^{-7} durante mas del 10% de cualquier mes
- 10^{-6} durante mas del 2 % de cualquier mes
- 10^{-3} durante mas del 0.03% de cualquier mes

No se han definido estándares para velocidades de datos diferentes de 64 kbps.

Capítulo 2
Técnicas de modulación

2.1 Modulación Analógica**2.1.1 Modulación en amplitud**

La modulación en amplitud (AM) es el proceso de cambiar la amplitud de una señal portadora de frecuencia alta de acuerdo a una señal moduladora, la cual contiene la información a transmitir.

Un modulador AM es un dispositivo no lineal con dos entradas: una portadora de amplitud constante y con una sola frecuencia (señal modulada) y la señal que contiene la información (señal moduladora).

Debido a la no linealidad del modulador la mezcla de señales que ocurre en el mismo es no lineal y la envolvente de salida es una onda compleja compuesta por la frecuencia de la portadora y la suma y diferencia entre la frecuencia de ésta y la de la señal moduladora. La diferencia entre la frecuencia suma o diferencia y la frecuencia de la portadora es igual a la frecuencia de la señal moduladora. Por lo tanto, una envolvente de AM contiene componentes de amplitud y frecuencia de la señal original.

F_a : Frecuencia de la señal moduladora

F_c : Frecuencia de la señal portadora

$F_c + F_a$ = Frecuencia Suma

$F_c - F_a$ = Frecuencia diferencia

La figura 2.1 muestra el espectro en frecuencia de una envolvente de AM de doble banda lateral (DSBFC, por sus siglas en inglés).

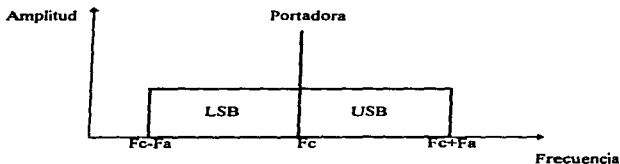


Figura 2.1

Capítulo 2. Técnicas de modulación

El espectro de AM se extiende desde F_c - F_a hasta F_c + F_a , donde F_a es la frecuencia más alta de la señal moduladora . La banda de frecuencias entre F_c - F_a y F_c es conocida como el lado inferior de la banda (LSB , por sus siglas en ingles) y cualquier frecuencia localizada en él es conocida como frecuencia del lado inferior (LSF , por sus siglas en ingles) . La banda de frecuencias entre F_c y F_c + F_a es conocida como el lado superior de la banda (USB , por sus siglas en ingles) y cualquier frecuencia localizada en él es conocida como frecuencia del lado superior (USF , por sus siglas en ingles) . Por lo tanto , el ancho de banda (B) de una onda de AM de doble banda lateral es igual a la diferencia entre la más alta USF y la más baja LSB . La portadora y todas las frecuencias dentro de los lados superior e inferior de la banda deben estar en radiofrecuencia para propagarse a través de la atmósfera.

Los sistemas de comunicación AM de doble banda lateral convencionales , como los discutidos anteriormente , tienen varias desventajas . Para empezar , en un sistema convencional AM al menos dos tercios de la potencia transmitida están en la portadora , sin embargo , no hay información en la portadora , la información está contenida en las bandas laterales . Por otro lado , la información contenida en el lado superior de la banda es idéntica a la contenida en el inferior . Por lo tanto transmitir ambos lados es redundante. En consecuencia , AM convencional es ineficiente en potencia de transmisión y ancho de banda .

Una alternativa a los sistemas DSBFC son los diferentes sistemas de comunicación de banda lateral , algunos de ellos ahorran ancho de banda , potencia o ambos.

La modulación en amplitud de una sola banda lateral con portadora suprimida (SSBSC) es una modulación en la cual la portadora es totalmente suprimida y una de las bandas laterales también , requiriéndose sólo la mitad de ancho de banda que en DSBFC y considerablemente menos potencia de transmisión , de hecho , en SSBSC la potencia total de transmisión es igual a la potencia para transmitir la porción de la señal que contiene la información. En cuanto a la forma de onda de la señal modulada ésta no es una envolvente sino simplemente una señal con una sola frecuencia igual a la frecuencia de la portadora más o menos la frecuencia de la señal moduladora , dependiendo de la frecuencia , LSF o USF , que se haya suprimido.

2.1.2 Modulación en Frecuencia

La Modulación en frecuencia (FM) y la Modulación en fase (PM , por sus siglas en inglés), son formas de modulación angular.

En la modulación angular el ángulo de fase (θ) de una onda senoidal varía con respecto al tiempo. Una onda modulada angularmente se expresa matemáticamente como :

$$M(t) = V_c \cos [\omega_c t + \theta(t)] \quad (2.1)$$

$M(t)$ = Portadora modulada angularmente
 V_c = Pico de amplitud de la portadora (V)
 ω_c = Frecuencia de la portadora , $2\pi F_c$
 $\theta(t)$ = ángulo de modulación

Es necesario que $\theta(t)$ sea establecida como función de la señal moduladora. Por lo tanto , si $V(t)$ es la señal moduladora ,el ángulo de modulación es expresado matemáticamente como :

$$\theta(t) = F[V(t)] \quad (2.2)$$

donde $V(t)$ es la señal moduladora = $V_a \sin \omega_a t$

En esencia , la diferencia entre FM y PM recae en cuál propiedad (frecuencia o fase) es variada directamente por la señal moduladora. Siempre que la frecuencia de una portadora es variada , la fase también es variada y viceversa. Si la frecuencia de una portadora es variada de acuerdo a los cambios en amplitud de una señal moduladora , resulta FM, si lo que varia es la fase tenemos entonces PM. Por lo tanto , FM directa es PM indirecta y PM directa es FM indirecta.

La figura 2.2 ilustra los dos tipos de modulación angular de una portadora senoidal por una señal moduladora con una sola frecuencia. Se puede ver que las formas de onda de FM y PM son iguales excepto por su relación en el tiempo (fase) . Por lo tanto es imposible distinguir entre una y otra sin conocer las características de la señal moduladora . La figura 2.2.a muestra la portadora sin modular y la 2.2.b la señal moduladora (ambas ondas senoidales). En la figura 2.2.c se puede ver la primera derivada de la señal moduladora (una onda cosenoidal) . La figura 2.2.c muestra la onda modulada en frecuencia cuya frecuencia instantánea es proporcional a la señal moduladora . Se debe notar que la desviación en frecuencia es máxima en los picos positivo y negativo de la señal moduladora y mínima en los cruces por cero (la desviación en frecuencia es proporcional a la señal moduladora, específicamente, a la amplitud de la señal moduladora) . También se puede observar en la figura 2.2.d que la desviación en fase es máxima en los cruces por cero de la señal moduladora y mínima en los picos positivo y negativo (la desviación en fase es proporcional a la pendiente de la señal moduladora) . Por lo tanto , para la señal

Capítulo 2. Técnicas de modulación

modulada en fase, la desviación en frecuencia es proporcional a la forma de onda mostrada en la figura 2.2.e, la cual es un coseno (la primera derivada de la señal moduladora). Se debe notar que la amplitud de las señales FM y PM permanece constante. Por lo tanto se puede concluir lo siguiente:

1. En la modulación en frecuencia la frecuencia instantánea es proporcional a la señal moduladora y la fase instantánea es proporcional a la primera integral con respecto al tiempo de la señal moduladora.
2. En la modulación en fase, la fase instantánea es proporcional a la señal moduladora y la frecuencia instantánea es proporcional a la primera derivada con respecto al tiempo de la señal moduladora.

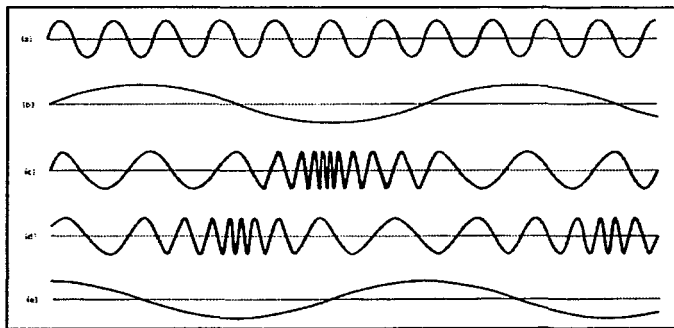


Figura 2.2 Modulación en fase y frecuencia de una portadora senoidal por una señal senoidal : (a) Portadora no modulada; (b) Señal moduladora; (c) señal modulada en frecuencia ; (d) Señal modulada en fase; (e) Primera derivada de la señal moduladora

Una onda modulada en fase o en frecuencia puede ser escrita en forma general como :

$$M(t) = V_c \cos [\omega_c t + \theta(t)]$$

donde :

$$\theta(t) = m \cos \omega_m t = \text{desviación instantánea de fase}$$

$$m = \text{índice de modulación}$$

y

$$m = K V_a \quad \text{para modulación en fase}$$

$$m = \frac{K_f V_a}{\omega_a} \quad \text{para modulación en frecuencia}$$

donde

$$V_a = \text{amplitud pico de la señal moduladora}$$

por lo tanto para PM

$$m = (\text{rad/V})(V_a) = \text{rad}$$

y para FM

$$m = \frac{(2\pi F \text{ rad/V})(V_a)}{2\pi F_a \text{ rad}} = \frac{\Delta F}{F_a} \quad (\text{adimensional})$$

$\theta(t)$ es desviación instantánea de fase y de la ecuación 2.1 se puede ver que es una función de $\omega_m t$. Por lo tanto, la desviación de fase varía a una tasa igual a ω_m (la frecuencia de la señal moduladora) y alcanza un valor pico máximo de $K V_a$ para PM y $K_f V_a / \omega_a$ para FM. Por lo tanto, para PM, m es la desviación pico de fase en radianes y es llamada índice de modulación. Para FM, el índice de modulación es una razón adimensional y es usada para describir la intensidad de la modulación. En las relaciones descritas anteriormente se puede ver que para la modulación en fase m es independiente de la frecuencia de la señal moduladora. Sin embargo, para la modulación en frecuencia, el índice de modulación es inversamente proporcional a

Capítulo 2. Técnicas de modulación

la frecuencia de la señal moduladora . También , para ambas modulaciones , el índice de modulación es directamente proporcional a la sensibilidad de desviación (K o K_1) y a la amplitud de la señal moduladora (V_a).

Con FM es más común expresar el índice de modulación como una desviación de frecuencia pico dividida por la frecuencia de la señal moduladora. Matemáticamente, el índice de modulación es :

$$m = \frac{\Delta F}{F_a} \quad (2.3)$$

$\Delta F = K_1 V_a =$ desviación pico de frecuencia (Hz)

En FM el porcentaje de modulación es la razón de la desviación de frecuencia real producida y la máxima desviación de frecuencia permitida por normas internacionales , en forma de porcentaje. Matemáticamente el porcentaje de modulación es :

$$\% \text{ modulación} = \frac{\Delta F (\text{real})}{\Delta F (\text{máximo})} \times 100 \quad (2.4)$$

En un modulador en frecuencia o en fase , una señal moduladora de una sola frecuencia produce un infinito número de frecuencias laterales , cada una de ellas desplazada de la portadora un múltiplo integral de la frecuencia de la señal moduladora. Sin embargo la mayoría de las frecuencias laterales son muy pequeñas en amplitud y pueden ser ignoradas bajo ciertos criterios. Las funciones de Bessel son una herramienta que permite identificar las componentes en frecuencia que son más representativas . Sea :

$$M(t) = V_c \cos (\omega_c t + m \cos \omega_a t)$$

la expresión de una señal modulada angularmente y

$$\cos (\alpha + m \cos \beta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos (\alpha + n\beta + \frac{n\pi}{2}) \quad (2.5)$$

una identidad de Bessel donde $J(m)$ es la función de Bessel de primera clase de n -avo orden y de argumento m . Si se aplica 2.6 a 2.1 , resulta :

$$M(t) = V_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m) \cos(\omega_c t + n \omega_m t + \frac{n\pi}{2}) \quad (2.6)$$

Desarrollando la ecuación 2.7 para los primeros cuatro términos resulta :

$$M(t) = V_c \{ J_0(m) \cos \omega_c t + J_1(m) \cos [(\omega_c + \omega_m)t + \pi/2] + J_1(m) \cos[(\omega_c - \omega_m)t + \pi/2] - J_2(m) \cos[(\omega_c + 2\omega_m)t] - J_2(m) \cos [(\omega_c - 2\omega_m)t] + \dots \} \quad (2.7)$$

Las ecuaciones 2.7 y 2.8 muestran que una señal moduladora de una sola frecuencia produce un infinito número de grupos o conjuntos de frecuencias laterales , cada uno de ellos desplazado de la portadora en un múltiplo integral de la frecuencia moduladora. Un conjunto de banda lateral incluye una frecuencia lateral superior y una inferior . Los sucesivos conjuntos de bandas laterales son llamados bandas laterales de primer orden , bandas laterales de segundo orden y así sucesivamente; y sus magnitudes están determinadas por los coeficientes $J_1(m)$, $J_2(m)$, etc ..., respectivamente. Los valores de J_n son relativos a la amplitud de la portadora sin modular . Por ejemplo , $J_2 = 0.35$ indica que la amplitud del segundo conjunto de frecuencias laterales es igual al 35% de la amplitud de la portadora sin modular (0.35 V_c) . Una frecuencia lateral no se considera significativa a menos que su amplitud sea igual o mayor que 1 % de la amplitud de la portadora sin modular ($J_n \geq 0.01$). Conforme m se incrementa, el número de bandas laterales significativas también se incrementa . Por lo tanto , el ancho de banda de una señal modulada angularmente es directamente proporcional al índice de modulación.

El ancho de banda de una onda modulada angularmente es una función de la frecuencia de la señal moduladora y del índice de modulación . En la modulación angular , se producen múltiples conjuntos de bandas laterales y en consecuencia el ancho de banda es significativamente más amplio que para la misma onda modulada en amplitud.

Cuando la modulación angular es de índice bajo (índice de modulación < 10 rad) , la mayor parte de la información de la señal está contenida en el primer conjunto de bandas laterales y el ancho de banda mínimo requerido es aproximadamente igual al doble de la frecuencia más alta de la señal moduladora. Para determinar el ancho de banda requerido de una señal de índice alto (desviación de fase pico > 10 rad) se utiliza un método conocido como cuasiestacionario. En esta herramienta se asume que la señal moduladora está cambiando muy lentamente

Capítulo 2. Técnicas de modulación

, de tal forma que si la tasa de cambio de la frecuencia de la señal moduladora es muy lenta, el ancho de banda es determinado por la desviación de frecuencia pico a pico. Por lo tanto , para índices grandes, el ancho de banda mínimo requerido es igual a la desviación de frecuencia pico o al doble de la desviación de frecuencia pico.

En resumen, para índices de modulación bajos , el ancho de banda es aproximadamente :

$$B = 2 F_a \quad (2.8)$$

y para una modulación de índice alto , el mínimo ancho de banda requerido es :

$$B = 2(\Delta F) \quad (2.9)$$

El ancho de banda real requerido para pasar todas las bandas laterales significativas de una onda modulada angularmente es igual a dos veces el producto de la frecuencia más alta de la señal moduladora y el número de bandas laterales significativas, el cual se determina a partir de la tabla de funciones de Bessel. Matemáticamente , la regla para determinar el ancho de banda de una onda modulada angularmente usando las tablas de Bessel es :

$$B = 2(n \times F_a) \quad (2.10)$$

donde

n = número de bandas significativas

F_a = Frecuencia más alta de la señal moduladora

Carson estableció un regla general para estimar el ancho de banda de un sistema modulado angularmente , sin importar el índice de modulación que se estuviera manejando. Esta establece que el mínimo ancho de banda requerido para una onda modulada angularmente es el doble de la suma de la desviación de frecuencia pico y la frecuencia más alta de la señal moduladora. Matemáticamente la regla de Carson es :

$$B = 2(\Delta F \times F_a) \quad (2.11)$$

La regla de Carson es una aproximación y arroja como resultado anchos de banda de transmisión menores que los que son determinados usando las funciones

de Bessel y la ecuación 2.11 . El ancho de banda requerido real es una función de la forma de onda de la señal moduladora y de la calidad de transmisión deseada.

Los sistemas de microondas y satélites que usan modulación en frecuencia están siendo gradualmente reemplazados por sistemas digitales de alta capacidad. Sin embargo, debido al rápido incremento en la demanda de telecomunicaciones a grandes distancias, los sistemas con modulación en frecuencia seguirán siendo útiles por algún tiempo más. En los sistemas de microondas y satélites que utilizan modulación en frecuencia , una frecuencia intermedia (típicamente entre 60 y 80 MHz) es modulada en frecuencia por una señal de espectro de banda ancha y elevada posteriormente en frecuencia al rango de Gigahertz para su transmisión. El espectro de la señal modulada en frecuencia se puede extender desde algunos kilohertz hasta varios Megahertz . En consecuencia, es conveniente usar modulación en frecuencia de banda angosta con bajos índices de modulación para minimizar el ancho de banda que se está transmitiendo. Se debe tener en cuenta que FM de banda angosta equivale únicamente a usar bajos índices de modulación y a que se genere sólo un conjunto de bandas laterales significativas. Aun así el ancho de banda puede ser bastante amplio , dependiendo del ancho de banda del espectro de la señal moduladora.

2.2 Modulación Digital

En los últimos años los sistemas de comunicación analógicos tradicionales que usan modulación en amplitud (AM), modulación en frecuencia (FM), o modulación en fase (PM) están siendo reemplazados con modernos sistemas de comunicación digitales , los cuales ofrecen varias ventajas sobre los tradicionales sistemas analógicos : facilidad de procesamiento , de multiplexaje e inmunidad al ruido.

El término comunicaciones digitales cubre una amplia área de técnicas de comunicación, incluyendo transmisión digital y radio digital. El radio digital se refiere a la transmisión de portadoras analógicas digitalmente moduladas entre dos puntos de un sistema de comunicaciones.

La propiedad que distingue a un sistema de radio digital de un sistema convencional de radio que emplea AM ,FM o PM, es que en un sistema de radio digital las señales moduladora y la demodulada son pulsos digitales y no señales analógicas. Radio digital usa portadora analógicas como lo hacen los sistemas convencionales. Esencialmente, hay tres técnicas de modulación que son usadas en

sistemas de radio digital : *codificación por desviación de frecuencia, codificación por desviación de fase y modulación en amplitud por cuadratura (FSK, PSK y QAM , por sus siglas en ingles, respectivamente) .*

2.2.1 Codificación por desviación de frecuencia, FSK

FSK es una forma de modulación digital relativamente simple pero de bajo desempeño. FSK es una forma de modulación angular de envolvente constante similar a la modulación en frecuencia convencional, excepto que la señal moduladora es una secuencia de pulsos binarios que varían entre dos niveles discretos de voltaje.

Con FSK binaria, el centro de una frecuencia portadora es cambiado (desviado) por el dato binario de entrada. En consecuencia, la salida de un modulador FSK es una función escalón en el dominio de la frecuencia. Conforme la señal binaria de entrada cambia de un 0 lógico a un 1 lógico y viceversa, la salida FSK cambia entre dos frecuencias : una marca o frecuencia de 1 lógico y un espacio o frecuencia de 0 lógico. Con FSK, hay un cambio en la frecuencia de salida cada vez que la condición lógica de la señal binaria de entrada cambia. En consecuencia, la velocidad de cambio a la salida es igual a la velocidad de cambio a la entrada. En modulación digital, la velocidad de cambio en la entrada del modulador se llama velocidad de bit (*bit rate*) y sus unidades son bits por segundo (bps). La velocidad de cambio a la salida del modulador se llama *baud* o *velocidad baud* y es igual al recíproco del tiempo de un elemento de señalización de salida. En FSK, la velocidad de cambio a la entrada y salida son iguales , por lo tanto la velocidad de bit y la velocidad baud son iguales. La entrada y salida de un transmisor FSK binario simple se muestra en la figura 2.3.

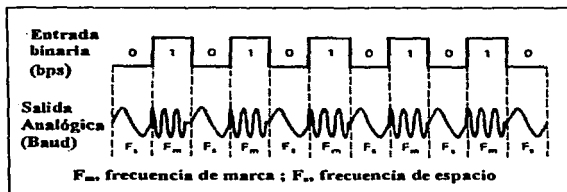


Figura 2.3 Transmisor binario FSK

Debido a que FSK es una forma de modulación en frecuencia, la expresión del índice de modulación usada en FM es válida también para FSK. El índice de modulación está dado por

$$IM = \frac{\Delta F}{F_a}$$

donde

IM = índice de modulación

ΔF = desviación de frecuencia (Hz)

F_a = frecuencia moduladora (Hz)

El peor caso para el índice de modulación es el índice que produce el ancho de banda de salida mas amplio, esto se produce cuando la desviación de frecuencia y las frecuencias moduladoras están en sus valores máximos.

En un modulador FSK, ΔF es la desviación pico en frecuencia de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia de descanso y la frecuencia espacio o marca (o la mitad de la diferencia entre las frecuencia marca y espacio). La desviación pico en frecuencia depende de la amplitud de la señal moduladora . En una señal digital binaria, todos los 1's lógicos tienen el mismo voltaje y todos los 0's lógicos tienen el mismo voltaje; en consecuencia, la desviación de frecuencia es constante y su valor siempre es el máximo. F_a es igual a la frecuencia fundamental de la entrada binaria la cual bajo la condición del peor caso (1's y 0's alternantes) es igual a la mitad de la velocidad de bit. En consecuencia, para FSK,

$$MI = \frac{\frac{|F_m - F_a|}{2}}{\frac{F_b}{2}} = \frac{|F_m - F_a|}{F_b} \quad (2.12)$$

donde

$$\frac{|F_m - F_a|}{2} = \text{desviación pico de frecuencia}$$

$$\frac{F_b}{2} = \text{frecuencia fundamental de la señal binaria de entrada}$$

Para FM convencional, el ancho de banda es directamente proporcional al índice de modulación, en consecuencia en FSK el índice de modulación permanece

generalmente abajo de 1.0, por lo tanto se produce un espectro de salida relativamente de banda angosta.

Debido a que FSK es una forma de modulación en frecuencia de banda angosta, el mínimo ancho de banda es dependiente del índice de modulación. Para un índice de modulación entre 0.5 y 1 se generan uno o dos grupos de frecuencias laterales significativas, por lo tanto, el mínimo ancho de banda es dos o tres veces la velocidad de bit de entrada.

2.2.2 Codificación por desviación de fase (PSK)

PSK es otra forma de modulación digital angular de envolvente constante. PSK es similar a la modulación de fase convencional a excepción de que en PSK la señal de entrada es digital y binaria y un número limitado de fases de salida son posibles.

2.2.2.1 Codificación binaria por desviación de fase (BPSK)

En codificación binaria por desviación de fase (BPSK) hay dos fases de salida posibles para una portadora. Una fase de salida representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico. Conforme la señal digital de entrada cambia, la fase de la portadora de salida varía entre dos ángulos que están 180° fuera de fase.

La figura 2.4 muestra un diagrama de bloques simplificado de un modulador BPSK. El modulador balanceado actúa como un switch inversor de fase. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital, la portadora es transferida a la salida en fase ó 180° fuera de fase respecto de la portadora de referencia generada con el oscilador.

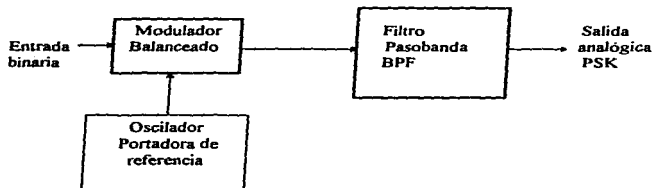


Figura 2.4 Modulador BPSK

En un modulador BPSK, la señal portadora de entrada es multiplicada por el dato binario. Si +1 V es asignado a un 1 lógico y -1 V a un 0 lógico, la portadora de entrada ($\text{sen } \omega_c t$) es multiplicada por +1 ó -1. En consecuencia, la señal de salida es +1 $\text{sen } \omega_c t$ o -1 $\text{sen } \omega_c t$; la primera representa una señal que está en fase con la frecuencia de referencia del oscilador, la última una señal que está 180° fuera de fase con respecto a la frecuencia de referencia del oscilador. Cada vez que la condición lógica de entrada cambia, la fase a la salida cambia. Es por ello que, para BPSK, la velocidad o tasa de cambio a la salida (baud) es igual a la velocidad de cambio a la entrada (bps), y el ancho de banda más amplio ocurre cuando la entrada de datos binaria es una secuencia alternante de 1's y 0's. La frecuencia fundamental (F_b) de una secuencia 1/0 alternante es igual a un medio de la velocidad de bit ($F_b/2$). Matemáticamente, la fase de salida de un modulador BPSK es

$$\theta = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{Frecuencia fundamental} \\ \text{de una señal binaria} \\ \text{modulada}}}{(\text{sen } \omega_a t)} \times \underset{\substack{\uparrow \\ \text{Portadora}}}{(\text{sen } \omega_c t)}$$

o

$$\frac{1}{2} \cos(\omega_c t - \omega_a t) - \frac{1}{2} \cos(\omega_c t + \omega_a t)$$

por lo tanto, el ancho de banda de Nyquist mínimo (F_n) es

$$\frac{\omega_c t + \omega_a t}{2\omega_a t} \quad \text{o} \quad \frac{\omega_c t + \omega_a t}{2\omega_a t}$$

y debido a que $\omega_a t = F_b/2$,

$$F_n = 2(F_b/2) = F_b$$

La figura 2.5 muestra relación entre la fase de salida y el tiempo para una señal BPSK. Se puede ver que el espectro de salida para un modulador BPSK es simplemente una señal de doble banda lateral con portadora suprimida, donde las frecuencias laterales más alta y más baja están separadas de la frecuencia portadora

Capítulo 2. Técnicas de modulación

por un valor igual a la mitad de la velocidad o tasa de bit. En consecuencia, el mínimo ancho de banda requerido (F_n) para soportar el peor caso de BPSK (modular una señal alternante 1/0) es igual a la velocidad o tasa de bit a la entrada.

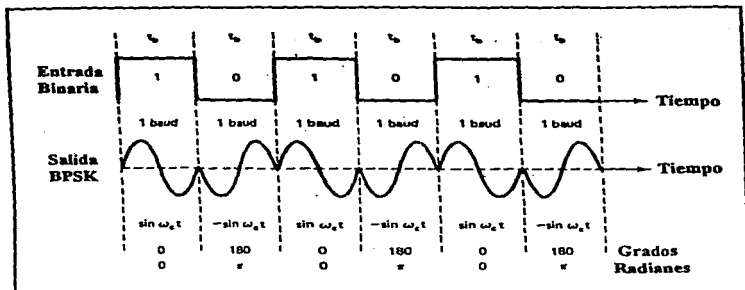


Figura 2.5 Relación entre la fase de salida y el tiempo para un modificador BPSK

2.2.2.2 Codificación por desviación de fase en cuadratura (QPSK)

M-ario es un término derivado de la palabra binario. M es simplemente un dígito que representa el número de condiciones de salida posibles. Las dos técnicas de modulación discutidas anteriormente (FSK binaria y BPSK) son por lo tanto sistemas binarios; sólo hay dos posibles condiciones de salida, una representa un 1 lógico y la otra un 0 lógico, por lo tanto hay sistemas M-arios donde $M = 2$. Cuando se utiliza modulación digital es muy ventajoso codificar a un nivel más alto que el binario. Por ejemplo, un sistema PSK con cuatro posibles fases de salida es un sistema M-ario donde $M = 4$. Si hubiera ocho posibles fases de salida, $M = 8$, y así sucesivamente. Matemáticamente

$$N = \log_2 M$$

donde

$$N = \text{número de bits}$$

M = número de condiciones de salida posibles con n bits

QPSK es otra forma de modulación digital angular de envolvente constante. QPSK es una técnica de codificación M -aria donde $M = 4$. En QPSK es posible tener cuatro fases a la salida del modulador para una sola frecuencia portadora. Debido a que hay cuatro diferentes fases de salida, debe haber cuatro diferentes condiciones de entrada. Ya que la entrada digital a un modulador QPSK es una señal binaria (base 2), para producir cuatro condiciones de entrada distintas se tiene que tomar más de un bit. Con dos bits hay cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10, 11. Por lo tanto con QPSK, la entrada binaria de datos es arreglada en grupos de 2 bits llamados dibits. Cada dibit genera una de las cuatro fases de salida. Por lo tanto, la velocidad de cambio a la salida (baud rate) es un medio de la velocidad de bit a la entrada.

En el diagrama de bloques de la figura 2.6 se muestra un modulador QPSK. Dos bits (un dibit) son sincronizados dentro del bit splitter. Después de que los bits han entrado serialmente, son sacados paralelamente en forma simultánea. Uno de los bits es direccionado al canal I y 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 está 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia.

Se puede ver que una vez que el dibit ha sido dividido dentro de los canales Q e I, la operación es la misma que en un modulador BPSK. Esencialmente, un modulador QPSK son dos moduladores BPSK combinados en paralelo. Nuevamente, si un 1 lógico = $+1V$ y un 0 lógico = $-1V$, son posibles dos fases a la salida del modulador balanceado I ($+\text{sen } \omega_c t$ y $-\text{sen } \omega_c t$) y dos más a la salida del modulador balanceado Q ($+\text{cos } \omega_c t$ y $-\text{cos } \omega_c t$). Cuando el sumador lineal combina las dos señales en cuadratura (90° fuera de fase) hay cuatro posibles fases resultantes $+\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, $+\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$, $-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, $-\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t$. La figura 2.7 muestra la relación entre la fase de salida y el tiempo para un modulador QPSK.

En QPSK, debido a que los datos de entrada son divididos en dos canales, la velocidad o tasa de bit en cada uno de los canales es igual a un medio de la velocidad de los datos de entrada ($F_b/2$) ya que lo que hace el bit splitter es extender los bits Q e I al doble de su longitud de bit a la entrada, en consecuencia, la frecuencia fundamental más alta presente en la entrada de datos de los moduladores Q e Y es igual a un cuarto de la tasa o velocidad de datos a la entrada (un medio de $F_b/2 = F_b/4$). Como resultado a la salida de los moduladores Q e I se requiere un ancho de banda Nyquist de dos lados mínimo e igual a un medio de la velocidad de bit de entrada ($F_n = 2 (F_b/4) = F_b/2$). Por lo tanto con QPSK, se lleva a cabo una compresión del ancho de banda (el ancho de banda mínimo es menor que la

Capítulo 2. Técnicas de modulación

velocidad de bit a la entrada). También, debido a que la señal de salida QPSK no cambia de fase hasta que dos bits (un dibit) se ha sincronizado dentro del bit splitter, la velocidad de cambio a la salida (baud) más rápida es igual a un medio de la velocidad de bit a la entrada. Con esto se puede ver que para BPSK el mínimo ancho de banda y el baud son iguales.

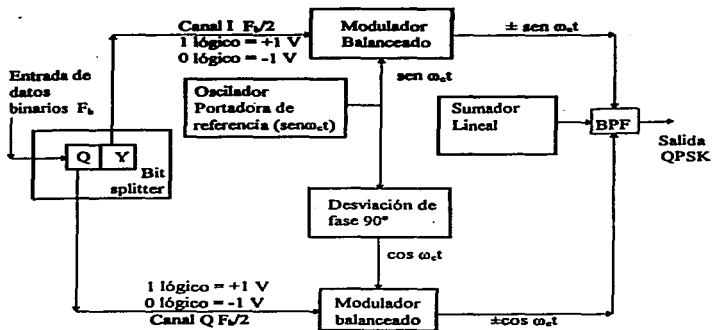


Figura 2.6 Modulador QPSK

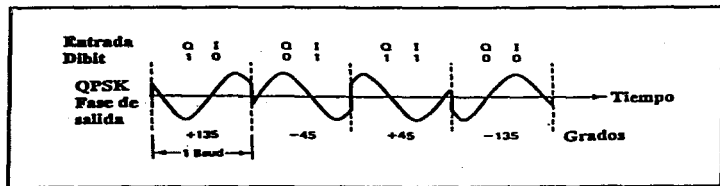


Figura 2.7 Relación entre la fase de salida y el tiempo para un modulador QPSK

La salida de los moduladores balanceados puede ser expresada matemáticamente como

$$Q = (\text{sen } \omega_a t)(\text{sen } \omega_c t)$$

donde

$$\begin{array}{ccc} \omega_a t = 2\pi \frac{F_b t}{4} & \text{y} & \omega_c t = 2\pi F_c t \\ \uparrow & & \uparrow \\ \text{Señal moduladora} & & \text{Portadora} \end{array}$$

Por lo tanto

$$\begin{aligned} \theta &= (\text{sen } 2\pi F_b t/4)(\text{sen } 2\pi F_c t) \\ &= (1/2) \cos 2\pi(F_c - F_b/4)t - (1/2) \cos 2\pi(F_c + F_b/4)t \end{aligned}$$

El espectro de la frecuencia de salida se extiende desde $F_c + F_b/4$ a $F_c - F_b/4$ y el mínimo ancho de banda (F_N) es

$$(F_c + F_b/4) - (F_c - F_b/4) = 2F_b/4 = F_b/2$$

2.2.2.3 8PSK, 16PSK

PSK de ocho fases (8PSK) es una técnica de codificación M-aria de ocho fases donde $M = 8$. A la salida de un modulador 8PSK hay ocho posibles fases. Para codificar 8 fases diferentes, los bits de entrada son considerados en grupos de tres bits llamados tribits ($2^3 = 8$).

En un modulador 8PSK, hay un cambio en fase a la salida por cada tres bits de entrada. En consecuencia, el baud para 8PSK es igual a $F_b/3$, que también es el mínimo ancho de banda.

PSK de dieciséis fases (16PSK) es una técnica de codificación M-aria donde $M = 16$ y 16 diferentes fases de salida son posibles. un modulador 16 PSK actúa en los datos de entrada en grupos de 4 bits ($2^4 = 8$) llamados quadbits. La fase de salida no cambia hasta que cuatro bits de salida han entrado al modulador. Por lo tanto la tasa de cambio (baud) y el mínimo ancho de banda son iguales a un cuarto de la velocidad de bit a la entrada ($F_b/4$).

Capítulo 2. Técnicas de modulación

En 16PSK la separación angular entre las fases adyacentes de salida es sólo de 22.5° , por lo tanto una señal 16PSK puede experimentar un cambio de fase de casi $\pm 11.25^\circ$ durante la transmisión y mantener aún su integridad. Debido a esto, 16PSK es altamente susceptible a los deterioros de fase introducidos por el medio de transmisión y por lo tanto se usa en pocas ocasiones.

2.2.3 Codificación por amplitud en cuadratura (QAM)

QAM es una forma de modulación digital en la que la información digital esta contenida tanto en la amplitud como en la fase de la portadora transmitida.

2.2.3.1 8QAM

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

La figura 2.8 muestra un diagrama de bloques de un transmisor 8QAM.

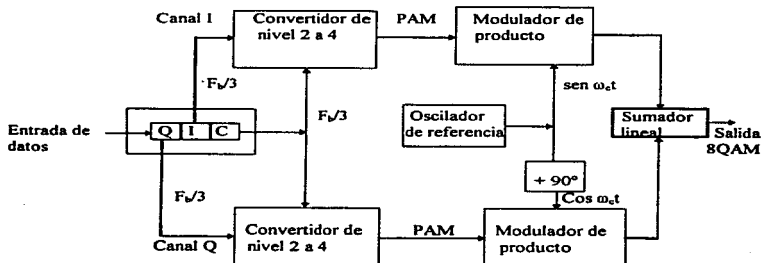


Figura 2.8 Diagrama de bloques de un transmisor 8QAM

Como se puede ver, la única diferencia entre un transmisor 8QAM y un transmisor 8PSK es la omisión de un inversor entre los convertidores de nivel 2 a 4 de los canales C y Q. Como en 8PSK, los datos de entrada son divididos en grupos de tres bits (tribits): los canales I, Q, y C, cada uno con una velocidad de bit igual a un tercio de la velocidad de datos de entrada. Nuevamente, los bits Q e I 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 es alimentado sin invertir a los convertidores de nivel 2 a 4 de los canales Q e I, las magnitudes de las señales PAM Q e I son siempre iguales. Sus polaridades dependen de la condición lógica de los bits Q e I y por lo tanto pueden ser diferentes. En la siguiente tabla de verdad para los convertidores de nivel 2 a 4 de los canales Q e I se puede ver que los valores de salida son los mismos para los dos convertidores.

I/Q	C	Salida
0	0	-0.541
0	1	-1.307
1	0	+0.541
1	1	+1.307

Por lo tanto se puede ver que hay dos amplitudes y cuatro fases de salida posibles.

En 8QAM, la velocidad de bit en los canales Q e I es un tercio de la velocidad binaria de entrada, igual que en 8 PSK. Como resultado, la frecuencia fundamental moduladora más alta y la velocidad de cambio a la salida más rápida en 8QAM son las mismas que para 8PSK. Por lo tanto, el ancho de banda mínimo que se requiere para 8QAM es $F_b/3$, el mismo que en 8PSK.

En la figura 2.10 se puede ver la fase y la amplitud, en relación al tiempo, a salida de un modulador 8QAM.

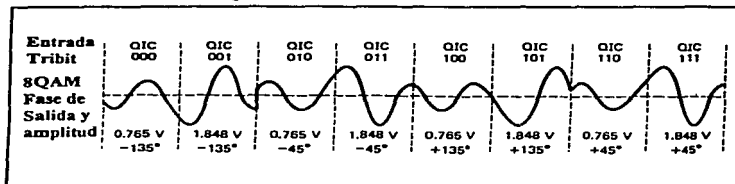


Figura 2.9 Fase y amplitud de salida, con respecto al tiempo, para 8QAM

2.2.4 Modulación de pulsos

La modulación de pulsos incluye diferentes métodos de transferir pulsos de una fuente a un destino. Los cuatro métodos mas usados son *modulación por ancho de pulso (PWM)*, *modulación por posición de pulso (PPM)*, *modulación por amplitud de pulso (PAM)* y *modulación por codificación de pulso (PCM)*.

1. PWM. Es conocido también como modulación por duración de pulso (PDM) o modulación por longitud de pulso (PLM). El ancho de pulso (porción activa del *duty cycle*) es proporcional a la amplitud de la de la señal analógica.

2. PPM. La posición de un pulso de ancho constante dentro de un OJO!!(preescrito) es variada de acuerdo a la amplitud de una señal analógica

3.PAM. La amplitud de un pulso de ancho y posición constantes es variada de acuerdo a la amplitud de una señal analógica.

4.PCM. La señal analógica es muestreada y convertida a una serie de números binarios de longitud fija para su transmisión. El número binario varía de acuerdo a la amplitud de la señal analógica.

PAM se usa como una forma intermedia de modulación con PSK, QAM y PCM y es rara vez empleada como tal en forma independiente. PWM y PPM son usadas principalmente en sistemas militares de comunicación . PCM es con mucho el método predominante en transmisión de pulsos y en consecuencia , será el que se trate más a detalle.

2.2.4.1 Modulación por codificación de pulsos (PCM)

PCM puede ser considerada como todo un sistema digital de transmisión. PCM es un sistema binario en el que los pulsos son de longitud y amplitud fijas.

La figura 2.10 muestra un diagrama de bloques de un sistema PCM de canal único. El filtro pasobanda limita la entrada analógica a un rango de frecuencia establecido. El circuito de muestreo y retención (*sample-and-hold*) muestrea periódicamente a la señal analógica de entrada y convierte las muestras a una señal PAM multinivel. El convertidor analógico digital (ADC) convierte las muestras PAM a una corriente de datos binarios en serie para ser transmitidos.

En el extremo receptor un convertidor digital analógico (DAC) convierte la serie de datos binarios o a una señal PAM multinivel. El circuito de muestreo y retención y el filtro pasobajas convierten la señal PAM a su forma analógica original.

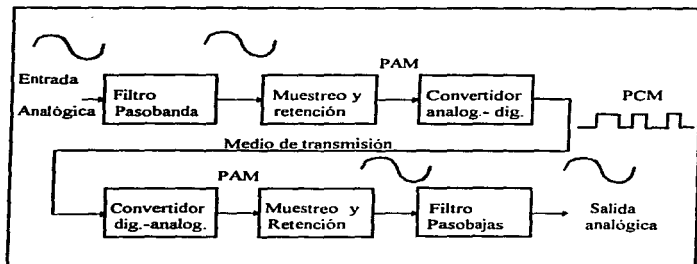


Figura 2.10 Diagrama de bloques de un sistema PCM

El propósito del circuito de muestreo y retención es muestrear periódica y continuamente a la señal analógica de entrada y convertir la muestra a una serie de niveles PAM de amplitud constante. Para que el ADC pueda convertir exactamente una señal a un código digital, la señal debe ser relativamente constante, de lo contrario, antes de que el ADC pueda completar la conversión, la entrada cambiará.

El teorema del muestreo de Nyquist establece la mínima tasa de muestreo (F_s) que puede ser usada para un sistema PCM. Para que una muestra pueda ser reproducida exactamente en el extremo receptor cada ciclo de la entrada analógica (F_a) debe ser muestreado al menos al doble. En consecuencia la mínima tasa de muestreo es igual al doble de la frecuencia más alta. Si F_s es menor que $2F_a$ podría haber distorsión. Esta distorsión es llamada *aliasing*. Matemáticamente, la mínima tasa de Nyquist es

$$F_s \geq 2 F_a \quad (2.13)$$

donde

Capítulo 2. Técnicas de modulación

F_s = mínima tasa de muestreo de Nyquist

F_a = frecuencia más alta a ser muestreada

En PCM, la señal analógica es muestreada y después convertida a un código binario. El código binario es transmitido al receptor, donde es convertido nuevamente a la señal analógica original. Los códigos binarios usados por PCM son códigos de n -bits, donde n puede ser cualquier número positivo mayor que 1. Los códigos que actualmente se utilizan para PCM son códigos signo-magnitud, donde el bit más significativo (MSB) es el bit signo y los bits remanentes son usados para indicar la magnitud. Por ejemplo para un código de n -bits donde $n = 3$, el bit más significativo es usado para representar el signo de la muestra (1 lógico = positivo, 0 lógico = negativo). Los dos bits restantes representan la magnitud. Con 2 bits de magnitud hay cuatro códigos posibles para números positivos y cuatro para números negativos. En consecuencia, hay un total de 8 códigos posibles ($2^3=8$). En la siguiente tabla se muestra el código que se ha descrito anteriormente

Signo	Magnitud	Nivel	Valor decimal
1	1	1	+3
1	1	0	+2
1	0	1	+1
1	0	0	+0
0	0	0	-0
0	0	1	-1
0	1	0	-2
0	1	1	-3

El código mostrado en la tabla anterior se llama código binario doblado (*folded binary code*). A excepción del bit de signo, los códigos en la mitad inferior de la tabla son una imagen de los códigos en la mitad superior. Hay que notar que en este tipo de códigos hay dos códigos asignados al valor de cero volts: 100 (+0) y 000 (-0). Para este ejemplo, la magnitud del escalón más pequeño es 1 V. Por lo tanto, el voltaje máximo que puede ser codificado con este esquema es +3 V (111) y -3 V (011). Si la magnitud de la muestra excede el intervalo de cuantización más alto ocurre lo que se conoce como *distorsión de sobrecarga*. Asignar códigos PCM a una magnitud absoluta es llevar a cabo un proceso de *cuantización*. La magnitud del escalón más pequeño se conoce como *resolución*, la cual es igual en magnitud al voltaje del bit menos significativo. La resolución es el mínimo voltaje diferente de 0 V que puede ser decodificado por el DAC en el extremo receptor.

Cada código tiene un *rango de cuantización* que es igual a la mitad de la resolución, pero debido a que hay dos códigos para 0 V, el rango para 0 V es también + o - un medio de la resolución. Por lo tanto, el máximo voltaje de entrada al sistema es igual al voltaje del código de mayor magnitud mas un medio del voltaje del bit menos significativo.

2.3 Eficiencia de Ancho de Banda

La eficiencia de ancho de banda o densidad de información es usada con frecuencia para comparar el desempeño de alguna técnica de modulación. En esencia, es la razón de la velocidad de bit de transmisión y el mínimo ancho de banda requerido para un esquema de modulación en particular. La eficiencia de ancho de banda se normaliza generalmente a un ancho de banda de 1 Hz y por lo tanto indica el número de bits que pueden ser propagados a través del medio por cada Hz de ancho de banda. Matemáticamente se expresa como :

$$\begin{aligned} \text{Eficiencia BW} &= \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bits/segundo}}{\text{hertz}} = \frac{\text{bits/segundo}}{\text{ciclos/segundo}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclo}} \end{aligned}$$

La siguiente es una tabla en la que se resumen las características más importantes y representativas de los tipos de modulación tratados a lo largo de este capítulo.

Modulación	Codificación	Ancho de banda (Hz)	Baud	Eficiencia de ancho de banda (bps/Hz)
FSK	Bit sencillo	$\geq F_b$	F_b	≤ 1
BPSK	Bit sencillo	F_b	F_b	1
QPSK	Dibit	$F_b/2$	$F_b/2$	2
8PSK	Tribit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
8QAM	Tribit	$F_b/3$	$F_b/3$	3
16PSK	Quadbit	$F_b/4$	$F_b/4$	4

Capítulo 3
Técnicas de Multicanalización

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

3.1 Introducción

El multiplexaje permite la transmisión de información (voz o datos) de más de una fuente a más de un destino a través del mismo medio de transmisión. La transmisión ocurre en el mismo medio pero no necesariamente al mismo tiempo. El medio de transmisión puede ser un par de cobre, un cable coaxial, microondas, un enlace satelital o un cable de fibra óptica. El multiplexaje se puede llevar a cabo de varias formas pero los dos métodos más comunes son *multiplexaje por división de frecuencias (FDM)* y *multiplexaje por división de tiempo (TDM)*

3.2 Multiplexaje por división de frecuencias (FDM)

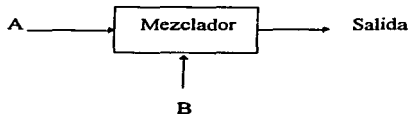
En FDM múltiples fuentes que originalmente ocupaban el mismo espectro de frecuencia son trasladadas a una banda diferente de frecuencia, en forma independiente, y transmitidas simultáneamente sobre el mismo medio. Por lo tanto muchos canales de banda angosta pueden ser transmitidos sobre el mismo sistema de banda ancha.

FDM es un esquema de multiplexaje analógico, la información que entra a un sistema FDM es analógica y permanece analógica a lo largo de la transmisión.

En FDM se asigna una banda única de frecuencias en el espectro de frecuencia, relativamente ancho, del medio de transmisión para cada canal de comunicación, bajo un esquema de continuidad en el tiempo. El canal de comunicación puede ser un canal de voz de 4 kHz de ancho, un canal telegráfico de 120 kHz (por ejemplo), un canal de radiodifusión de 15 kHz, un canal de datos de 64 kHz, o un canal de televisión de 6 MHz.

3.2.1 Mezcla de señales

La mezcla de las señales A y B se muestra en el siguiente diagrama :



Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

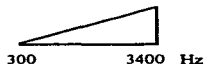
A la salida del mezclador estarán presentes las señales A y B , su suma y su diferencia en el dominio de la frecuencia, A, B, A+B y A-B respectivamente. Un proceso de mezclado como este será el que se repita muchas veces en un equipo FDM.

Se tomará un canal de voz de 4 kHz para ejemplificar algunos conceptos. Se considerará que los límites de frecuencia del ancho de banda de un canal telefónico, 300 Hz y 3400 Hz , son simples tonos de 300 y 3400 Hz . Se procederá ahora a analizar las posibles salidas de un mezclador cuya señal A sea un tono de frecuencia de 300Hz o uno 3400 Hz y cuya señal B sea un tono de 20 kHz. El primer caso que se analizará será el de una suma de señales a la salida del mezclador. Las salidas para los dos tonos son :

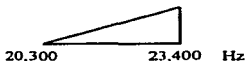
$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ + 300 \text{ Hz} \\ \hline 20,300 \text{ Hz} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ + 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 23,400 \text{ Hz} \end{array}$$

Un simple filtro pasobajas podría filtrar todas las frecuencias abajo de 20,300 Hz. Ahora hay que considerar que en lugar de dos frecuencias, se tiene un espectro continuo de frecuencias entre 300 Hz y 3400 Hz . La representación de este espectro se tiene en el siguiente triángulo :



Como resultado del proceso de mezclado se llevo a cabo una traslación en frecuencia, y el triángulo de frecuencias queda entonces :



Cuando se analizó la suma de señales y se filtraron las otras frecuencias se hizo una selección de la banda lateral superior del espectro.

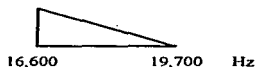
Analizando ahora la diferencia de señales se tiene que :

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 300 \text{ Hz} \\ \hline 19,700 \text{ Hz} \end{array}$$

$$\begin{array}{r} 20,000 \text{ Hz} \\ - 3,400 \text{ Hz} \\ \hline 16,600 \text{ Hz} \end{array}$$

Se puede ver que la traslación provocó ahora una inversión de frecuencias. La frecuencia más alta del canal de voz se convirtió en la más baja del espectro trasladado, el cual tiene la forma siguiente



Este proceso se llama inversión de banda lateral.

3.2.2 Plan de modulación de la CCITT

3.2.2.1 Introducción

Un plan de modulación fija el desarrollo de una banda de frecuencias llamada línea de frecuencia. Usualmente el plan de modulación es un diagrama que muestra el proceso de mezclado que se necesita, las frecuencias del oscilador local y las bandas laterales seleccionadas por medio de los triángulos usados previamente, en un proceso paso a paso desde la entrada del canal de voz hasta la salida de la línea de frecuencia. La CCITT ha recomendado un plan de modulación estándar con una terminología común, que permite que grandes redes telefónicas, de sistemas nacionales e internacionales, se interconecten, así como otros sistemas de telecomunicaciones.

3.2.2.2 Formación del grupo del estándar CCITT

El grupo estándar definido por la CCITT ocupa la banda de frecuencias de 60 a 108 kHz y contiene 12 canales de voz. Cada canal de voz tiene un ancho de banda nominal de 4 kHz y ocupa el espectro de los 300 a 3400 Hz. El grupo se forma a partir de la mezcla de cada uno de los canales de voz con una frecuencia portadora en particular asociada con el canal, seleccionándose entonces las bandas laterales más bajas. La distribución del grupo estándar se muestra en la figura 3.1

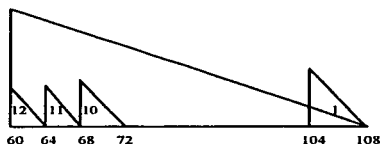


Figura 3.1 Distribución del grupo estándar CCITT

Se puede notar que la banda de 60-108 kHz del canal de voz 1 ocupa el segmento de frecuencia más alto y esto es una convención.

Se utilizan técnicas de modulación de portadora suprimida en todos los casos.

3.2.2.3 Formación del supergrupo del estándar CCITT

Un supergrupo contiene 5 grupos estándar CCITT, y esto equivale a 60 canales de voz. El supergrupo estándar ocupa la banda de frecuencias de 312 a 552 kHz. Cada grupo que conforma el supergrupo se traslada en frecuencia a la banda del supergrupo mezclándolo con la frecuencia portadora apropiada. Las frecuencias portadoras son 420 kHz para el grupo 1, 468 kHz para el grupo 2, 516 kHz para el grupo 3, 564 kHz para el grupo 4, y 612 kHz para grupo 5. En el proceso de mezclado se selecciona la banda lateral de las frecuencias más bajas.

3.2.2.4 Formación del grupo maestro básico y del grupo maestro superior (*Supermastergroup*) del estándar CCITT

El grupo maestro básico contiene 5 supergrupos (300 canales de voz) y ocupa el espectro de 812 a 2044 kHz. Se forma al trasladar los 5 supergrupos estándar, cada uno ocupando la banda de 312 a 552 kHz, usando un proceso similar al que se usó al formar un supergrupo.

El grupo maestro superior contiene 3 grupos maestros y ocupa la banda de 8516 a 12,388 kHz y el proceso de traslación en frecuencia es el mismo que el utilizado para formar los grupos estándar anteriores.

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

3.2.3 Carga en los sistemas FDM multicanal

3.2.3.1 Introducción

La mayoría del equipo FDM que se utiliza hoy en día maneja tráfico telefónico bajo un esquema full-duplex. Sin embargo, actualmente hay un marcado incremento en el uso de este tipo de facilidades para la transmisión de datos y facsímil.

El problema de capacidad de carga esencialmente abarca conversaciones humanas y cómo usuarios múltiples pueden cargar el sistema. Si un sistema se sobrecarga - los niveles de entrada son muy altos- el ruido de intermodulación y el *crosstalk* podrían llegar a ser intolerables y llevar eventualmente a la caída del sistema, pero si el sistema no se carga lo suficiente, la relación señal a ruido también se verá afectada .

3.2.3.2 Carga

En cuanto a la carga de los sistema multicanal FDM la recomendación G.223 de la CCITT establece :

Para el cálculo de la intermodulación abajo del punto de sobrecarga se asumirá que la señal multiplexada durante una hora de gran ocupación pueda ser representada por el espectro uniforme de una señal de ruido aleatorio cuyo nivel promedio de potencia absoluta a nivel de cero relativo - (en dBm0) - es

$$P_{av} = -15 + 10 \log N \quad (3.1)$$

donde N es igual o mayor que 240 y

$$P_{av} = -1 + 4 \log N \quad (3.2)$$

donde N es igual o mayor que 12 y menor que 240

En estas ecuaciones N es el número de canales de voz y todos los logaritmos son base 10.

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

3.2.3.3 Carga en canal único

Muchas compañías telefónicas han intentado estandarizar a -16 dBm0 la entrada para un solo canal telefónico a un equipo multicanal FDM. Con esta entrada, los picos en el nivel de conversación pueden alcanzar -3 dBm0. Las pruebas indican que tales picos no se presentan mas del 1 % del tiempo. Sin embargo, el valor convencional de la potencia promedio por canal de voz permitida por la CCITT es -15 dBm0. Esto asume una desviación estándar de 5.8 dB y un factor de actividad, ya tradicional, de 0.25.

3.2.3.4 Carga con señales de amplitud constante

La conversación en los sistemas multicanal tiene un bajo *duty cycle* o factor de actividad, el cual comúnmente es de 0.25. Otros tipos de señales transmitidas sobre equipo multicanal tienen un factor de actividad de 1. Esto significa que son transmitidas continuamente sobre tramas fijas de tiempo. Estas señales se caracterizan por tener una amplitud constante y se pueden mencionar como ejemplos de ellas : tonos telegráficos, tonos de señalización, tonos de prueba, señales de datos (moduladas especialmente en PSK y FSK) o facsimil (en modo digital o FM).

Para tener un factor de seguridad en sobrecarga se podría reducir el nivel, pero si se reduce mucho, la relación señal a ruido y la tasa de errores se verán afectadas.

Usando las expresiones de carga 3.1 y 3.2 se ve que es posible el uso de varios canales de datos o de telégrafo sin una consecuencia seria. Pero si se usa en forma exagerada el canal por un sistema datos-telégrafo-facsimil se debe usar otro criterio para determinar la carga soportada por el sistema. Para señales de amplitud constante típicas , la CCITT ha establecido niveles de transmisión a la entrada del canal modulador del equipo de portadoras FDM y estos son :

- Datos : -13 dBm0
- Señalización : -20 dBm0
- Telégrafo : -8.7 dBm0

3.3 Multiplexaje por división de tiempo (TDM)

3.3.1 Introducción

TDM (*Time Division Multiplexing*) es el intercalamiento en el tiempo de muestras de varias fuentes de tal forma que la información de estas fuentes puede ser transmitida en forma serial sobre un solo canal de comunicación.

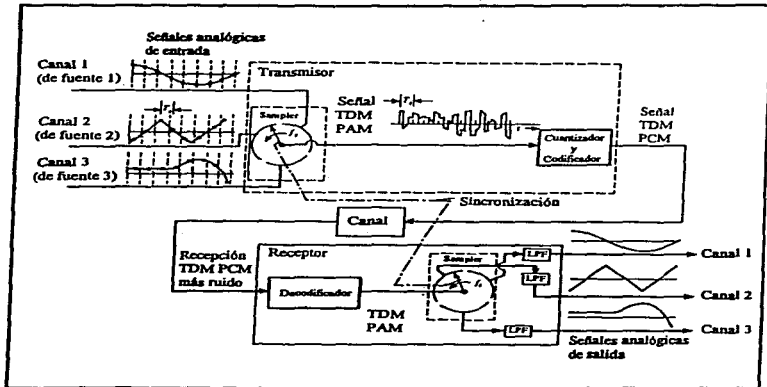


Figura 3.2 Sistema PCM TDM de tres canales

La figura 3.2 ilustra el concepto de TDM aplicado a tres fuentes analógicas que son multiplexadas en un sistema PCM. Por conveniencia, el proceso de muestreo se presenta junto con las correspondientes formas de onda TDM PAM. En la práctica, un switch electrónico se usa como muestrador (*sampler*). En este ejemplo el ancho de pulso de la señal TDM PAM es $T_s/3 = 1/(3f_s)$, y el ancho de pulso de la señal TDM PCM es $T_s/(3n)$, donde n es el número de bits usados en la palabra PCM. Aquí $F_s = 1/T_s$ denota la frecuencia de rotación del muestrador, y F_s satisface el criterio de Nyquist para la fuente analógica con el mayor ancho de

banda. En algunas aplicaciones donde el ancho de banda de las fuentes es muy diferente, la señal con mayor ancho de banda puede ser conectada a varias posiciones del switch en el muestreador de tal forma que sea muestreada un mayor número de veces que el resto de las señales.

En el receptor el muestreador tiene que estar sincronizado con la forma de onda entrante de manera que las muestras PAM correspondientes a la fuente 1, por ejemplo, aparezcan en la salida del canal 1. Esto se llama sincronización de trama. Se utilizan filtros paso bajas para reconstruir las señales analógicas a partir de las muestras PAM. Un filtrado deficiente podría causar que muestras de un canal PCM aparecieran en otro canal, aun cuando se mantuviera una perfecta sincronía de trama.

3.3.2 Sincronización de trama

Se necesita sincronización de trama en el receptor TDM para que la señal de datos multiplexada pueda ser ordenada y direccionada al canal de salida apropiado. La sincronía de trama puede ser proporcionada al circuito demultiplexor receptor enviando una señal de sincronía de trama desde el transmisor a través de un canal separado u obteniendo la sincronía de la misma señal TDM. Dada la simpleza del primer proceso de sincronización será el segundo caso el que se analice, además de que éste resulta más económico porque no se necesita dedicar todo un canal a la sincronización.

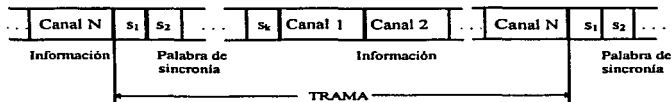


Figura 3.3 Formato de trama con sincronía TDM

Como se ilustra en la figura 3.3, la sincronía de la trama se multiplexa junto con la información en un sistema TDM de N canales transmitiendo una palabra única de sincronía de K bits al inicio de cada trama.

3.3.3 Líneas sincronicas y asincronicas

Los sistemas de transmisión de datos están diseñados para operar en líneas seriales de datos sincronicas o asincronicas. En un sistema sincrónico, cada dispositivo está diseñado de tal forma que su reloj interno permanece estable por un periodo largo de tiempo, y está sincronizado con el reloj maestro del sistema. Cada bit de datos está cronometrado en sincronía con el reloj maestro del sistema. La señal de sincronización puede ser proveída por una línea de reloj separada o incluida en la señal que contiene los datos. Además, la transmisión sincrónica requiere un alto nivel de sincronización que permita al receptor determinar el inicio y el fin de los bloques de datos. Esto se logra mediante el uso de sincronía de trama como se discutió previamente y a través de protocolos de enlace de datos.

En los sistemas asincronicos, el regulación del tiempo es precisa sólo para los bits dentro de cada caracter (o palabra). Esto se conoce también como señalización *start-end* debido a que cada caracter consta de un "start bit" que inicia el reloj receptor y termina con uno o dos "stop bits" que terminan la sincronización. Usualmente se utilizan dos *stop bits* con terminales que señalizan a tasas menores de 300 bits/seg, y un stop bit para tasas ≥ 300 bits/seg. Por lo tanto, con líneas asincronicas, el reloj receptor se inicia en forma no periódica y no se requiere sincronización con el reloj maestro. En TDM de tipo asincrónico se multiplexan las diferentes fuentes en un intercalamiento de caracteres en lugar de realizar un intercalamiento de bits. El sistema de transmisión sincrónico es más eficiente debido a que no se requieren bits de inicio y paro. Sin embargo, el modo de transmisión sincrónico requiere que la señal de sincronía se transmita junto con los datos y que el receptor se sincronice con ella.

El multiplexaje en el tiempo "inteligente" puede ser usado para concentrar datos que llegan de muchas terminales o fuentes y puede ser capaz de hacer una conversión de velocidades, códigos y protocolos. El hardware de un TDM inteligente consta de microprocesadores o minicomputadoras. Usualmente el sistema TDM conecta las líneas de entrada de datos que tienen datos en ese momento y desconecta las que no los tienen. Por lo tanto velocidad o tasa de salida de los datos del multiplexor es mucho menor que la suma de las capacidades de las líneas de entrada de datos. Esta técnica se llama multiplexaje estadístico; y permite que haya muchas más terminales conectadas en línea al sistema.

Los multiplexores también se puede clasificar en tres tipos generales. El primer tipo de multiplexor TDM es aquel que conecta líneas sincronicas. El segundo tipo conecta líneas cuasisincronicas. En este caso, los relojes individuales de cada fuente de datos de entrada no están exactamente sincronizadas en frecuencia. En consecuencia, habrá algunas variaciones en las velocidades de bit entre los datos

que lleguen de las diferentes fuentes. Además, en algunas aplicaciones las velocidades de reloj de los datos de entrada no están relacionadas por un número racional. En estos casos, la señal TDM de salida tendrá que tener un reloj con una velocidad mayor del valor nominal para dar cabida a aquellas entradas que no son sincrónicas. Cuando una nueva entrada de bits no está disponible en el tiempo del multiplexor (debido a la no sincronización), se insertan bits de relleno en la ráfaga de datos de salida. El tercer tipo de multiplexor en el tiempo es aquel que opera con fuentes asincrónicas y produce una salida asincrónica de alta velocidad (no requiere bits de relleno) o salidas sincrónicas de alta velocidad (requiere bits de relleno).

3.3.4 Jerarquías TDM

En la práctica, los multiplexores en el tiempo pueden ser agrupados en dos categorías. La primera categoría consta de multiplexores utilizados junto con sistemas digitales de cómputo para fusionar señales digitales de varias fuentes para transmisiones multiplexadas en el tiempo sobre líneas de alta velocidad hacia un dispositivo digital. La velocidad de salida de estos multiplexores se ha estandarizado a 1.2, 2.4, 3.6, 4.8, 7.2, 9.6, y 19.2 kbits/seg.

La segunda categoría de multiplexores por división de tiempo es usada por las compañías prestadoras de servicio telefónico, para combinar diferentes fuentes dentro de un señal digital TDM de alta velocidad para su transmisión sobre sus redes. Desafortunadamente los estándares adoptados por Norteamérica y Japón son diferentes de los adoptados en otras partes del mundo. Desde luego, esto lleva a complicaciones en las fronteras de los dos sistemas con diferentes estándares. Los estándares de Norteamérica y Japón fueron adoptados por AT&T primeramente y otro conjunto de estándares ha sido adoptado por la CCITT bajo los auspicios de la ITU.

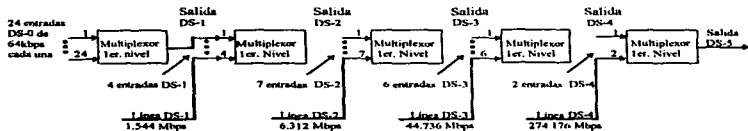


Figura 3.4 Jerarquía TDM digital Norteamericana

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

La jerarquía digital TDM norteamericana se muestra en la figura 3.4. La industria telefónica ha estandarizado las velocidades de bit a 1.544 Mbps, 6.312 Mbps, etc., y las designó como DS-1 para un sistema digital, tipo 1; DS-2 para una señal digital, tipo 2; etc. Se asume que todas las líneas de entrada en la figura 3.5 son ráfagas digitales binarias. Las entradas de nivel de multiplexaje más alto no se derivan siempre de los multiplexores de nivel más bajo. Por ejemplo, una señal analógica de televisión puede ser convertida directamente a una ráfaga de datos DS-3 (44.73 Mbps). En forma similar, las ráfagas DS pueden llevar una mezcla de información de una variedad de fuentes como video, voz, y computadoras.

El medio de transmisión que se usa en cada nivel de multiplexaje depende del nivel DS involucrado y lo económico de usar uno u otro medio para una aplicación en particular. Por ejemplo los niveles DS más altos pueden ser transmitidos sobre cable coaxial, fibra óptica, microondas o vía satélite. Una señal DS-1 se transmite usualmente sobre un par trenzado de cobre. Este tipo de transmisión DS-1 sobre un medio de par trenzado se conoce como sistema T1. La señalización DS-1 sobre un sistema T1 es muy popular por su bajo costo y su fácil mantenimiento. El estándar CCITT TDM correspondiente y que es usado por el resto del mundo se muestra en la figura 3.5.

Con el desarrollo de los sistemas de alta velocidad de fibra óptica, puede parecer que los estándares TDM originales no son adecuados. Un nuevo estándar TDM llamado SONET (*Synchronous Optical Network*) fue propuesto por Bellcore alrededor de 1985 y se convirtió en un estándar internacional adoptado por la CCITT en 1989. El estándar SONET se muestra en la tabla 3.1. La señal OC-1 es una señal óptica (luz) que es encendida y apagada (modulada) por una señal eléctrica binaria que tiene una velocidad de 51.84 Mbps. La señal eléctrica se llama señal STS-1 (*Synchronous Transport Signal* - nivel 1). Otras señales OC-N tienen velocidades de exactamente N veces la velocidad OC-1 y son formadas por una señal de luz modulada por una señal eléctrica STS-N. La señal STS-N se obtiene del *scrambling* (revoltura) de N señales STS-1.

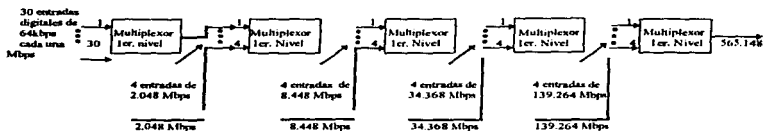


Figura 3.5 Jerarquía digital TDM CCITT

Capítulo 3. Técnicas de multicanalización

Nivel OC	Velocidad (Mbps)	Número equivalente de :		
		DS-3s	DS-1s	DS-0s
OC-1	51.84	1	28	672
OC-3	155.52	3	84	2,016
OC-9	466.56	9	252	6,048
OC-12	622.08	12	336	8,064
OC-18	933.12	18	504	12,096
OC-24	1,244.16	24	672	16,128
OC-36	1,866.24	36	1,008	24,192
OC-48	2,488.32	48	1,344	32,256

Tabla 3.1 Estándar SONET

Capítulo 4
Técnicas de acceso

4.1 Introducción

Acceso múltiple es el proceso por el cual un gran número de estaciones terrenas interconectan simultáneamente sus enlaces de voz, datos y televisión a través del satélite. El acceso múltiple es una cuestión fundamental para las comunicaciones vía satélite porque es el medio por el cual la capacidad de cobertura geográfica y la naturaleza de difusión del satélite son explotadas. Afecta todos los elementos del sistema, determina la capacidad del sistema y su flexibilidad y tiene una gran influencia en los costos de operación del enlace. El problema básico es cómo permitir a un grupo cambiante de estaciones terrenas compartir un satélite de manera que se optimice la capacidad del satélite, la utilización del espectro, la potencia del satélite, la interconectividad, la flexibilidad, la adaptabilidad a los diferentes tipos de tráfico, costos y aceptación del usuario. Usualmente todos estos elementos no pueden ser optimizados al mismo tiempo y se debe hacer un balance entre ellos para tener la mejor condición de operación que sea posible.

Se deben considerar dos variantes del acceso múltiple :

- Acceso múltiple a un canal repetidor en particular
- Acceso múltiple a un repetidor satelital

4.1.1 Acceso a un canal repetidor (transpondedor) en particular

Un canal (transpondedor) amplifica cada portadora cuyo espectro cae dentro de su banda en el momento en el que el canal está en un estado de operación. Los recursos ofrecidos por cada transpondedor, por lo tanto, pueden ser representados como un rectángulo en el plano del tiempo y la frecuencia. Este rectángulo representa el ancho de banda de un canal y la duración de su operación, como se puede ver en la figura 4.1.

En ausencia de precauciones especiales, las portadoras ocupan este rectángulo simultáneamente y se interfieren mutuamente. Para evitar esta interferencia, es necesario que cada estación terrena receptora esté habilitada para discriminar entre las frecuencias portadoras que recibe. La discriminación se puede lograr :

- Como una función de la localización de la portadora en el dominio de la frecuencia. Si el espectro de cada portadora ocupa una sub-banda diferente , el

Captulo 4. Técnicas de acceso

receptor podrá discriminar entre varias portadoras mediante una proceso de filtrado. Este es el principio del acceso múltiple por división de frecuencias (FDMA)

- Como una función de la localización en el tiempo de la portadora ; varias portadoras recibidas secuencialmente por el receptor pueden ser discriminadas a través de compuertas temporales aun si ocupan la misma banda de frecuencia. Este es el principio del acceso múltiple por división de tiempo (TDMA).

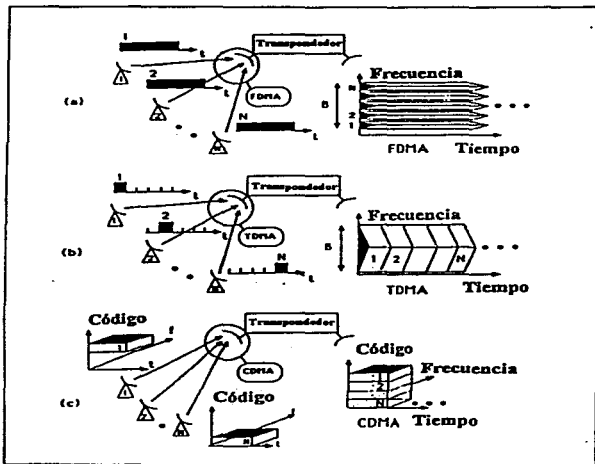


Figura 4.1 Principio del acceso múltiple. (a) FDMA ; (b) TDMA ; (c) CDMA. (B = Ancho de banda del transceptor)

- Por medio de la adición de una "clave" la cual es conocida por el receptor y es única para cada portadora. Esto asegura una identificación para cada portadora aun

cuando todas las portadoras ocupen la misma banda de frecuencia simultáneamente. La clave es asignada por medio de códigos pseudoaleatorios (Pseudo Noise (PN) codes), de ahí el nombre de Acceso Múltiple por División de Código (CDMA). El uso de tales códigos incrementa considerablemente el espectro de la portadora, en comparación con el que tendría si fuera transmitida sólo la información útil y esta es la razón por la que CDMA también es llamado Acceso Múltiple de Espectro Disperso (*Spread Spectrum Multiple Acces*, *SSMA*).

4.1.2 Acceso a un satélite

El acceso múltiple a un transpondedor en particular implica primeramente el acceso múltiple al satélite. Se logra acceder al satélite en función de la frecuencia (o polarización) de la portadora. Para cada portadora hay, por lo tanto, un acceso FDMA obligatorio al satélite junto con acceso FDMA, TDMA o CDMA a cada canal. En cualquier caso la ocupación espectral de una portadora no debe exceder el ancho de banda del transpondedor.

4.2 Acceso múltiple por división de frecuencias (FDMA)

FDMA es un método que acceso múltiple en el que el ancho de banda de un transpondedor es dividido en sub-bandas y cada sub-banda es asignada a las portadoras transmitidas por una estación terrena. Se usa un mecanismo de control para asegurar que dos estaciones terrenas no transmitan en la misma subdivisión al mismo tiempo. Esencialmente, el mecanismo de control designa una estación receptora para cada una de las subdivisiones. En los sistemas de asignación por demanda, el mecanismo de control es usado también para establecer o terminar el enlace entre dos estaciones terrenas. En consecuencia, cualquiera de las subdivisiones puede ser usada por cualquiera de las estaciones terrenas en cualquier instante de tiempo. En este tipo de acceso, las estaciones terrenas transmiten continuamente y el canal del satélite transmite varias portadoras simultáneamente en diferentes frecuencias. Se deben tener intervalos de guarda entre las bandas que ocupa cada portadora para evitar los efectos de las imperfecciones de los osciladores y filtros.

Dependiendo de las técnicas de multiplexaje y modulación usadas, se pueden considerar varios esquemas de transmisión. En cada caso, el canal lleva varias

Capítulo 4. Técnicas de acceso

portadoras simultáneamente y la característica de transferencia no lineal de los canales del satélite es el mayor problema que hay que considerar.

4.2.1 Esquemas de transmisión

Los diferentes esquemas de transmisión corresponden a las diferentes combinaciones de las técnicas de modulación y multiplexaje tratadas en los capítulos 2 y 3. La Figura 4.2 ilustra los esquemas más comunes.

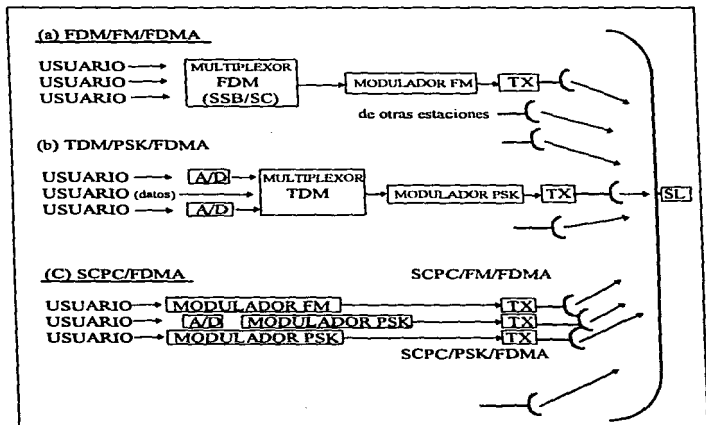


Figura 4.2 Configuraciones de transmisión FDMA. (a) FDM/FM/FDMA, (b) TDM/PSK/FDMA (c) SCPC/FDMA

4.2.1.1 FDM/FM/FDMA

Este esquema es mostrado en la figura 4.2a. Las señales en banda base de la red o de los usuarios son analógicas. Éstas son combinadas para formar una señal multiplexada en frecuencia (FDM). Esta señal analógica multiplexada modula en frecuencia a una portadora que accesa al satélite en una frecuencia en particular al mismo tiempo que otras portadoras en otras frecuencias desde otras estaciones. Para minimizar los productos de intermodulación, reduciendo el número de portadoras, se realiza ruteo de tráfico bajo el esquema de una portadora por estación transmisora. La señal FDM por lo tanto consta de todas la señales destinadas a las otras estaciones.

4.2.1.2 TDM/PSK/FDMA

Las señales en banda base de la red o de los usuarios son digitales y son combinadas para formar una señal multiplexada en el tiempo . La corriente binaria representando esta señal multiplexada modula una portadora usando PSK y accesa al satélite en una frecuencia en particular al mismo tiempo que otras portadoras en otras frecuencias de otras estaciones. Para minimizar los productos de intermodulación , y en consecuencia el número de portadoras, se utiliza ruteo de tráfico bajo el principio de una portadora por estación. La señal multiplexada TDM está compuesta, por lo tanto, de todas las señales temporales destinadas a las otras estaciones.

4.2.1.3 SCPC/FDMA

Las señales en banda base de los usuarios modulan una portadora directamente, en forma digital o analógica de acuerdo a la naturaleza de la señal considerada (SCPC). Cada portadora accesa al satélite en su frecuencia en particular y al mismo tiempo que otras portadoras en otras frecuencias de la misma estación terrena o de otras. El principio de ruteo de tráfico que se utiliza en este esquema es el de una portadora por enlace.

4.2.2 Interferencia de canal adyacente

Como se muestra en la figura 4.3, el ancho de banda del canal es ocupado por varias portadoras a diferentes frecuencias , el canal las transmite a todas las

estaciones terrenas en el área de cobertura de la antena del satélite. Las portadoras deben ser filtradas por el receptor en cada estación y esto se realiza más fácilmente cuando los espectros de las portadoras están separados uno del otro por una banda de guarda. Sin embargo el uso de bandas de guarda conduce al uso ineficiente del ancho de banda del canal y a un incremento en los costos de operación, por portadora, del segmento espacial. Se debe, por lo tanto, hacer un compromiso técnico y económico. Cualquiera que sea el compromiso elegido, parte de la potencia de una portadora adyacente a una portadora dada será capturada por el receptor sintonizado a la frecuencia considerada. Esta interferencia produce ruido, el cual es llamado interferencia de canal adyacente (ACI). Esta interferencia es adicional a la interferencia entre sistemas y es conveniente incluirla en el cálculo de $(C/N_0)_T$.

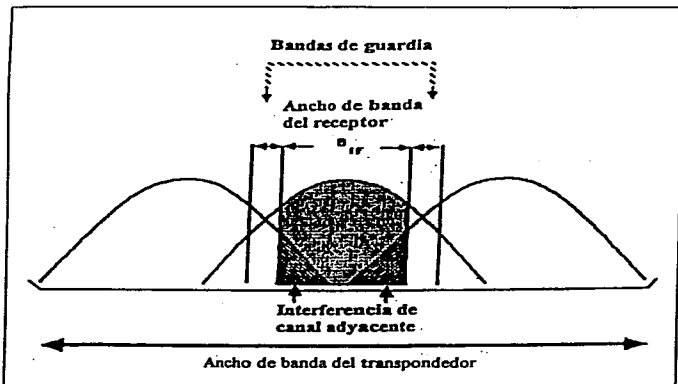


Figura 4.3 Espectro de un transpondedor usando FDMA con interferencia de canal adyacente

4.2.3 Intermodulación

Un transpondedor tiene una característica de transferencia no lineal (la relación entre la potencia de entrada y la de salida no es lineal). Dada la naturaleza de FDMA, el amplificador amplifica simultáneamente varias portadoras a diferentes frecuencias. La estación terrena tiene en sí un amplificador de potencia no lineal y este amplificador puede ser alimentado con varias portadoras a diferentes frecuencias. En general, cuando N señales sinusoidales a las frecuencias f_1, f_2, \dots, f_N pasan a través de un amplificador no lineal, la salida contiene no solo N señales a las frecuencias originales sino también señales no deseadas llamadas productos de intermodulación. Éstos aparecen a frecuencias f_{IM} y son combinaciones lineales de las frecuencias de entrada por lo tanto :

$$f_{IM} = m_1 f_1 + m_2 f_2 + \dots + m_N f_N \quad (4.1)$$

donde m_1, m_2, \dots, m_N son enteros positivos o negativos.

La cantidad χ es conocida como el orden de un producto de intermodulación tal que :

$$\chi = |m_1| + |m_2| + \dots + |m_N| \quad (4.2)$$

Cuando la frecuencia central del amplificador es grande comparada con el ancho de banda , que es el caso de un canal repetidor en un satélite , sólo los productos de intermodulación de orden impar caen dentro del ancho de banda del canal. Más aun, la amplitud de los productos de intermodulación disminuye conforme lo hace el orden de los productos. Por lo tanto, en la práctica, sólo productos de orden 3 y hasta los más pequeños de orden 5 , son significativos. En el caso de portadoras no moduladas de diferente amplitud, los productos de intermodulación son mayores a altas frecuencias si la portadora de mayor amplitud es la que tiene la frecuencia más alta y en bajas frecuencias si la portadora de mayor amplitud es la que tiene la frecuencia más baja. Con lo anterior se puede advertir la ventaja de colocar la portadora más poderosa en los extremos del ancho de banda del canal.

Cuando las portadoras son moduladas, los productos de intermodulación no son mas que líneas espectrales debido a que su potencia se dispersa sobre un espectro que se extiende sobre una banda de frecuencias. Si el número de frecuencias es lo suficientemente alto, la superposición del espectro de los

Capítulo 4. Técnicas de acceso

productos de intermodulación conduce a una densidad espectral que es sensiblemente constante sobre todo el ancho de banda del amplificador lo que justifica el trato que se le da a los productos de intermodulación como si fueran ruido blanco.

4.2.4 Throughput de FDMA

La figura 4.4 muestra la variación relativa , con el número de canales telefónicos, de la capacidad total de un transpondedor de 36 MHz de ancho de banda para un satélite de cobertura global INTELSAT IV. El esquema de transmisión utilizado es FDM/FM/FDMA. Las portadoras son moduladas por señales multiplexadas de la misma capacidad. Conforme el número de portadoras se incrementa, el ancho de banda asignado a cada portadora debe decrecerse y esto lleva a la reducción de la capacidad de la señal multiplexada moduladora. Como la capacidad total es el producto de la capacidad de cada portadora por el número de portadoras, se podría intuir que la capacidad total permanecerá constante. Pero no es así, la capacidad total se decreta conforme el número de portadoras se incrementa. Esto resulta del hecho de que cada portadora está sujeta a una reducción en el valor de $(C/N_0)_T$ debido a que el back-off (diferencia que existe entre la potencia de salida y la potencia de saturación en el amplificador del transpondedor) es mayor cuando el número de portadoras es alto. La curva de la figura 4.4 representa, por lo tanto, el throughput de un sistema FDMA como función del número de accesos , mostrando la razón de la capacidad total real del canal (la fuente de ingresos para el operador de la red) y la capacidad potencial del canal (por la cual el operador de la red paga).

4.2.5 Conclusiones acerca de FDMA

FDMA se caracteriza por el acceso continuo al satélite en una banda dada de frecuencias. Esta técnica tiene la ventaja de la simplicidad y el uso de equipo probado. Sin embargo tiene las siguientes desventajas :

- Pérdida de flexibilidad en el caso de reconfiguración ; para dar lugar a variaciones de capacidad es necesario cambiar el plan de frecuencias y esto implica la modificación de las frecuencias de transmisión, recepción y los filtros pasobanda de las estaciones terrenas.

- Pérdida de capacidad cuando el número de accesos se incrementa debido a la generación de productos de intermodulación y a la necesidad de operar en una potencia de transmisión del satélite reducida.
- La necesidad de controlar la potencia de transmisión de las estaciones terrenas, de tal forma que las potencias de las portadoras son las mismas a la entrada del satélite, para evitar los efectos de captura. Este control debe ser realizado en tiempo real y se debe adaptar a la atenuación causada por la lluvia en el enlace de subida.

FDMA es la técnica de acceso más antigua y sigue siendo la más usada a pesar de sus desventajas. Tiende a seguir predominando dado las inversiones que se han hecho en sistemas FDMA en el pasado y sus ventajas operacionales como son la ausencia de sincronización entre las estaciones terrenas.

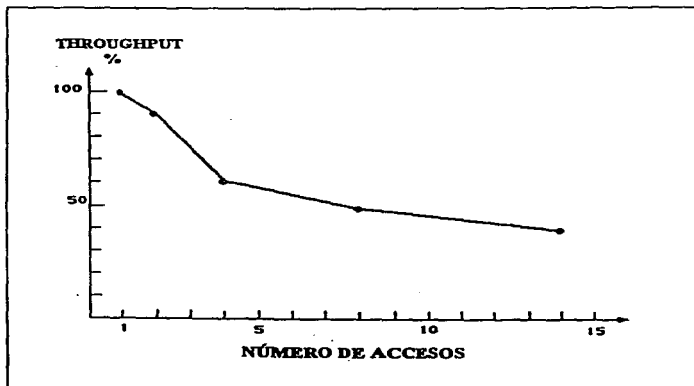


Figura 4.4 Eficiencia de una transmisión FDMA

4.3 Acceso múltiple por división de tiempo (TDMA)

La figura 4.5 muestra la operación de una red de acuerdo al principio del acceso múltiple por división de tiempo. Las estaciones terrenas transmiten en forma discontinua durante un tiempo T_B . Esta transmisión se llama burst. La transmisión de un burst es insertada dentro de una estructura de tiempo más larga de duración T_F llamada trama periódica y es la estructura de tiempo periódica dentro de la cual todas las estaciones transmiten. Cada portadora representada con un burst ocupa todo el ancho de banda del canal. Por lo tanto el canal maneja una portadora a la vez.

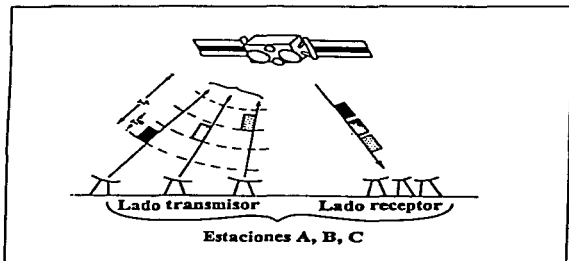


Figura 4.5 Operación de una red que usa la técnica de acceso TDMA

4.3.1 Generación del burst

El burst corresponde a la transferencia de tráfico desde la estación considerada. Esta transferencia puede ser hecha bajo el esquema de una portadora por enlace ; en cuyo caso la estación transmite $N-1$ bursts por trama, donde N es el número de estaciones en la red y el número de bursts P en la trama está dado por $P = N(N-1)$, o bajo el esquema de una portadora por estación, en el que la estación transmite un solo burst por trama y el número de burst P en la trama es igual a N . Cada burst, por lo tanto, viaja en forma de sub-bursts de tráfico de estación a estación. Debido al decremento de throughput del canal conforme el número de

bursts se incrementa el método de una portadora por estación es generalmente el más usado.

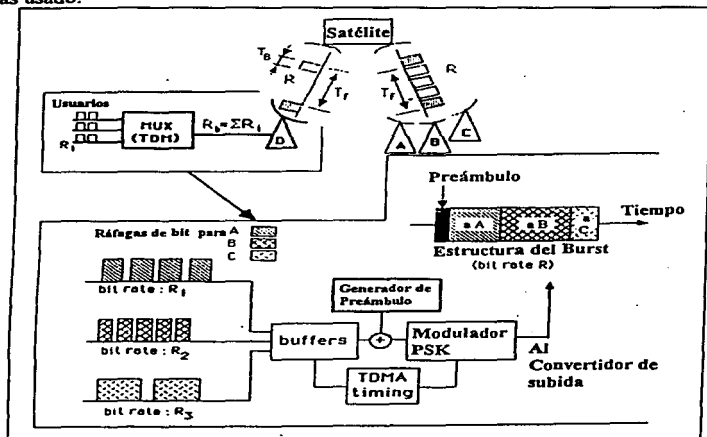


Figura 4.6 Generación de burst. R_i = Tasa de usuario (bits/s), R_b = tasa de información del multiplexor (bits/s), R = tasa en cada burst (bits/s), T_b = duración de trama (s), T_T =

La figura 4.6 ilustra la generación de un burst. La estación terrena recibe información en forma de una ráfaga binaria continua a una velocidad R_b de la red o de la interfaz del usuario. Esta información debe ser almacenada en un buffer de memoria mientras espera para la transmisión del burst. Cuando este tiempo llega, el contenido de la memoria es transmitido en un intervalo de tiempo igual a T_B . La velocidad de bit R que modula a la portadora esta dada por :

$$R = R_b(T_F/T_B) \quad (\text{bit/s}) \quad (4.3)$$

El valor de R es alto cuando la duración del burst es corta y en consecuencia el *duty cycle* (T_B/T_F) de transmisión de la estación es bajo. Se debe notar que R

representa la capacidad total de la red ; que es la suma de la capacidad de todas las estaciones en bit/s. Si todas las estaciones tienen la misma capacidad, el duty cycle representa el número de estaciones en la red.

De lo anterior se puede ver como TDMA es un tipo de acceso asociado con transmisión digital ; es fácil almacenar bits por un período de trama y limpiar una memoria digital en el período de tiempo equivalente a un burst. Llevar a cabo este tipo de acceso con información analógica no es fácil.

La estructura de un burst se puede ver en la figura 4.6. Ésta consta de un encabezado, o preámbulo, y un campo de tráfico. El encabezado tiene varias funciones :

- Permitir al demodulador de la estación terrena receptora, recuperar la portadora generada por el oscilador local en el transmisor.
- Permitir al detector en la estación terrena receptora sincronizar su bit de reloj con la tasa de símbolos .
- Permitir que la estación terrena identifique el inicio de un burst al detectar un grupo de bits llamado “palabra única” (UW, por sus siglas en ingles).
- Permitir la transferencia de mensajes de servicio entre estaciones y señalización.

El campo de tráfico está localizado al final del encabezado y es la parte que corresponde a la información útil. En el caso del esquema de una portadora por estación , en el que el burst transmitido por una estación lleva toda la información de esta estación a las otras estaciones, el campo de tráfico es estructurado en sub-bursts los cuales corresponden a la información transmitida por la estación a cada una de las otras estaciones.

4.3.2 Recepción del burst

En el enlace de bajada (downlink), cada estación recibe todos los bursts de la trama. La figura 4.7 ilustra el proceso en la estación terrena receptora.

La estación receptora identifica el inicio de cada burst de la trama por medio de la detección de la palabra única; entonces extrae la parte correspondiente al tráfico la cual está contenida en un sub-burst del campo de tráfico de cada burst. Este tráfico es recibido en forma discontinua a una velocidad de bit R . Para restaurar la velocidad de bit original R_b en forma de flujo binario continuo, la

información es almacenada en un buffer de memoria por un tiempo igual al período de una trama y liberada a una tasa R_b durante el arribo de la siguiente trama.

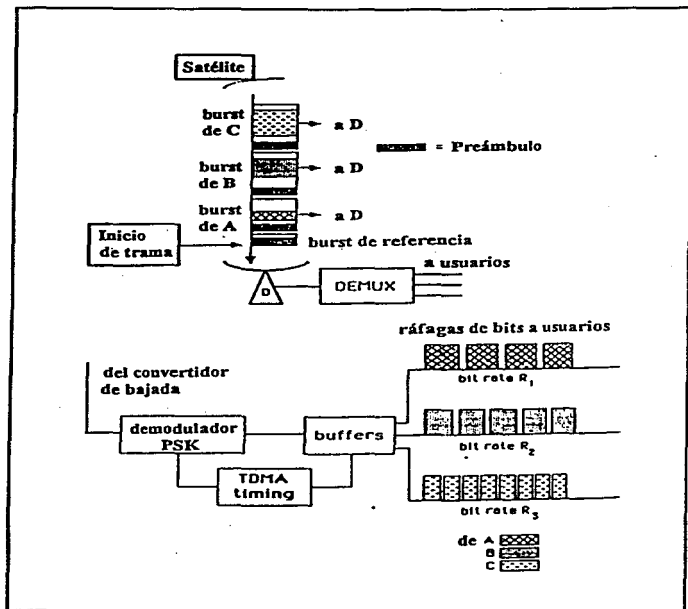


Figura 4.7 Recepción de un burst

4.3.3 Sincronización

La sincronización de las transmisiones de las diferentes estaciones de la red es vital en TDMA . Su propósito principal es evitar la recuperación de bursts de otras estaciones.

Cualquier estación n ($n = 1, 2, \dots, N$) debe transmitir su burst en forma tal que llegue al satélite con un retraso d_n con respecto al burst de referencia.

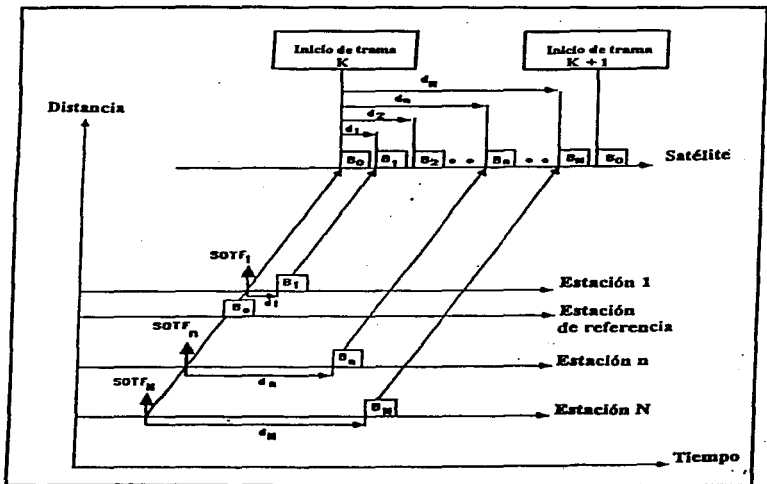


Figura 4.8 Asignación de bursts dentro de una trama.

Como se ve en la figura 4.8, el retardo d_n tiene un valor para cada estación. El conjunto de valores de d_n determina el acomodo de los bursts en la trama , el cual será adecuado cuando la estación n transmita con un retardo d_n con respecto al

inicio de la trama que esta siendo transmitida y el cual ocurre en el tiempo conocido como $SOTF_n$ (Start Of Transmit Frame). El tiempo $SOTF_n$ es el instante en el cual la estación debe transmitir para colocar su burst en la ranura de tiempo ocupada por el de referencia. El problema de la sincronización de la estación n es determinar el $SOTF_n$, una vez que este instante es conocido sólo es necesario que la estación transmita con un retardo d_n con respecto al $SOTF_n$.

Para satélites de un solo haz, la estación n recibe toda la trama. La detección de la palabra única del burst de referencia determina el inicio de la trama recibida $SORF_n$ (Start Of Receive Frame).

4.3.3.1 Sincronización Loop-Back

En este tipo de sincronización cada estación terrena recibe sus propias transmisiones a través del satélite y ajusta su reloj de tal forma que sus bursts de tráfico caigan dentro de la ranura apropiada. Cada estación ajusta su reloj al $SOFT_n$ definido de tal forma que, si transmiten en el $SOFT_n$, este burst de referencia dejará el transpondedor al mismo tiempo que los bursts de referencia de la estación de control. Este esquema permite que todas las estaciones en la red sincronicen sus relojes con respecto al satélite. Cualquier estación puede ser estación de referencia transmitiendo en cualquier momento su reloj indicando el $SOFT_n$ y la sincronización del resto de la red permanecerá sin cambio.

Una estación que desee entrar en la red debe ser capaz de transmitir algunos bursts iniciales y ajustar su reloj sin interrumpir el tráfico que ya está en progreso. Puede hacer esto usando bursts de baja potencia que no tienen efecto en el tráfico presente.

4.3.3.2 Sincronización cooperativa

La sincronización de loop-back requiere que una estación terrena tenga la capacidad de "oír" sus propias transmisiones conforme éstas son repetidas por el transpondedor. Esto no es posible en sistemas de ases múltiples o en sistemas TDMA de satélites conmutados además, no es una capacidad proporcionada por la clase de control de red sincronizada que puede monitorear la sincronización de todas las estaciones y automáticamente dar de baja cualquier red que esté fuera de sincronía. Por esta razón los sistemas Intelsat TDMA usan lo que se conoce como *sincronización cooperativa*; en la que una estación de control "escucha" a los bursts y envía instrucciones de sincronía a cada estación transmisora.

La clave en este tipo de sincronización es el tiempo de retardo, d_n , que debe transcurrir entre el inicio de una multitrama recibida (SORMF) y el inicio de una multitrama transmitida (SOTMF). Conocido el tiempo de SORMF, una estación puede contar los pulsos de reloj para determinar el inicio de cada trama de transmisión y el tiempo en el que podría transmitir su burst de tráfico en la trama de transmisión. En el sistema Intelsat TDMA, las estaciones de control transmiten valores d_n a toda la red cada 32 multitramas. Cuando una estación entra a la red utiliza el d_n que le fue proporcionado por la red como un punto de inicio para colocar su SOTMF y su adquisición inicial de bursts. La estación puede ser dada de baja rápidamente si la estación de control determina que interrumpe los procesos que están corriendo en ese momento en la red ; antes de ser dada de baja se le envía un código de “no transmisión” .

4.3.4 Throughput de TDMA

El throughput de una transmisión TDMA puede ser medido con la razón de la capacidad del canal con una sola portadora en operación (un solo acceso) y la capacidad del mismo canal para el caso de acceso múltiple. Se debe asumir que el ancho de banda está ocupado totalmente en ambos casos. En operación de una sola portadora, la capacidad de transferencia es $R = B\Gamma$, donde B es ancho de banda del canal (Hz) y Γ es la eficiencia espectral (razón de la capacidad en bit/s de una portadora al ancho de banda que ocupa en Hz) de la modulación. En el caso de acceso múltiple, la capacidad es $R(1-\Sigma t_i/T_F)$, donde Σt_i representa la suma de los tiempos no dedicados a la transmisión de tráfico (tiempos de guarda más los encabezados de los burst). El throughput es por lo tanto :

$$\eta = 1 - \Sigma t_i / T_F \quad (4.4)$$

La ecuación 4.4 expresa la razón del tiempo dedicado a la transmisión (que es la fuente de ingresos para el operador de la red) y el tiempo total de utilización del canal (por el cual el operador paga). El throughput es mayor cuando la duración de la trama T_F es alta y cuando Σt_i es pequeño.

El throughput depende del número de bursts P en la trama. Tomando p como el número de bits en el encabezado, g como la duración en bits del tiempo de guarda y asumiendo que la trama contiene dos burst de referencia, esto da :

$$\eta = 1 - (P + 2)(p+g)/R T_F \quad (4.5)$$

donde R es la velocidad de bit de la trama en (bit/s).

El throughput como una función del número de accesos, que es el número de estaciones N en la red, depende del arreglo de ruteo de tráfico adoptado, tal que :

- en el caso del arreglo de una portadora por enlace, $P = N(N-1)$
- en el caso del arreglo de una portadora por estación, $P = N$

Debido a que el throughput es bajo cuando P es alto, la ventaja de adoptar un arreglo de una portadora por estación es clara.

La variación del throughput como una función del número de bursts de tráfico P, se puede ver utilizando los valores del estándar INTELSAT/EUTELSAT en la ecuación 4.5. Tomando $p = 560$, $g = 128$, $R = 120.832$ Mbits/s y $T_F = 2$ ms resulta :

$$\eta = 1 - 2.85 \cdot 10^{-3}(P + 2) \quad (4.6)$$

Esta expresión está representada en la curva de la figura 4.9. Se debe notar el decremento lento (con respecto a la misma curva para FDMA) del throughput como función del número de accesos. Para un número de accesos igual a 50 , el throughput es todavía del 85 %.

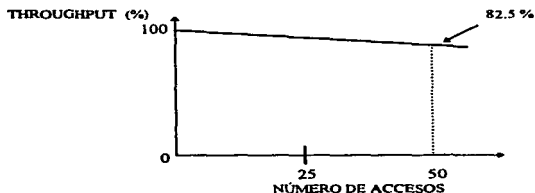


Figura 4.9 Eficiencia de un sistema TDMA INTELSAT/EUTELSAT

4.3.5 Conclusiones acerca de TDMA

TDMA se caracteriza por el acceso al canal durante una ranura de tiempo. Esto tiene ciertas ventajas :

Capítulo 4. Técnicas de acceso

- En cada instante el canal amplifica solo una portadora, la cual ocupa todo el ancho de banda del canal; no hay productos de intermodulación y la portadora se beneficia de la potencia de saturación del canal.
- El throughput de transmisión se mantiene alto para un número de accesos grande.
- No hay necesidad de control en la potencia de transmisión de las estaciones.
- Todas las estaciones transmiten y reciben a la misma frecuencia cualquiera que sea el origen o destino del burst, por lo que no se necesita la sintonización.

TDMA tiene, sin embargo las siguientes desventajas :

- La necesidad de sincronización
- La necesidad de dimensionar la estación para una transmisión a un alto throughput.

En general usar TDMA implica instalar equipo más costoso en las estaciones terrenas. El costo de este equipo, es, sin embargo, compensado por la mejor utilización del segmento espacial debido al alto throughput en el caso de un gran número de accesos. Sin embargo, el procesamiento digital conduce a una mayor simplicidad operacional.

4.4 Acceso múltiple por división de código (CDMA)

En CDMA las estaciones transmiten continuamente y al mismo tiempo en la misma banda de frecuencia del canal. Hay, por lo tanto, interferencia entre las transmisiones de las diferentes estaciones y esta interferencia es resuelta por el receptor que identifica la "clave" de cada transmisor; la clave es presentada en forma de una secuencia binaria, llamada código, el cual es combinado con la información útil en cada transmisor. El conjunto de códigos usado debe tener las siguientes propiedades de correlación :

- Cada código debe ser fácilmente distinguible de una réplica de sí mismo defasada en el tiempo
- Cada código debe ser fácilmente distinguible de otros códigos usados en la red.

La transmisión del código junto con la información útil requiere la disponibilidad de un ancho de banda mucho mayor que el que se requiere para transmitir únicamente la información con las técnicas descritas en el capítulo 2 y 3. Esta es la razón por la que al hablar de CDMA se habla de una técnica de espectro disperso (*spread spectrum*).

Se usan dos técnicas en CDMA :

- Secuencia directa (DS)
- Saltos de frecuencia (*frequency hopping* , FH)

4.4.1 Transmisión en secuencia directa (DS-CDMA)

En la figura 4.10 se ilustra el principio de la técnica de secuencia directa en CDMA; el mensaje binario a ser transmitido $m(t)$, con velocidad de bit $R_b = 1/T_b$, es codificado en NRZ tal que $m(t) = \pm 1$ y es multiplicado por la secuencia binaria $p(t)$, que también está codificada en NRZ tal que $p(t) = \pm 1$, con una tasa de bit $R_c = 1/T_c$ la cual es mucho mayor (de 10^2 a 10^6 veces) que R_b . El elemento binario de la secuencia se llama chip para distinguirlo del elemento binario (bit) del mensaje. La señal compuesta modula entonces a una portadora usando BPSK cuya frecuencia es la misma para todas las estaciones de la red. La señal transmitida $s(t)$ se puede expresar como :

$$s(t) = m(t)p(t) \cos \omega_c t \quad (V) \quad (4.7)$$

En el receptor la señal se demodula en forma coherente multiplicando la señal recibida por una réplica de la portadora. Sin tomar en cuenta el ruido térmico, la señal $r(t)$ en la entrada del filtro paso bajas (LPF) está dada por :

$$\begin{aligned} r(t) &= m(t)p(t) \cos \omega_c t (2 \cos \omega_c t) \\ &= m(t)p(t) + m(t)p(t) \cos 2\omega_c t \quad (V) \quad (4.8) \end{aligned}$$

El filtro paso bajas elimina las componentes de alta frecuencia y retiene sólo la componente de baja frecuencia $u(t) = m(t)p(t)$. Esta componente es multiplicada por el código local $p(t)$ en fase con el código recibido, de tal forma que $p^2(t) = 1$. En la salida del multiplicador se tiene :

$$x(t) = m(t)p(t)p(t) = m(t)p^2(t) = m(t) \quad (V) \quad (4.9)$$

Esta señal es entonces integrada en un período equivalente a un bit para filtrar el ruido. El mensaje transmitido es recuperado a la salida del integrador.

El espectro de la portadora $s(t)$, de potencia p , está dado por :

$$S(f) = P/R_c [\text{sen}(\pi(f-f_c)/R_c)/(\pi(f-f_c)/R_c)]^2 \quad (W/Hz) \quad (4.10)$$

y esta representado en la figura 4.11. Para propósitos de comparación, este espectro esta sobrepuesto sobre el que tendría la portadora si ésta hubiera sido modulada únicamente por el mensaje $m(t)$. Se puede apreciar que en la transmisión CDMA, $s(t)$ tiene un espectro que es ensanchado por la razón de dispersión R_c / R_b . Esta dispersión es el resultado de la combinación del mensaje con la secuencia de chips.

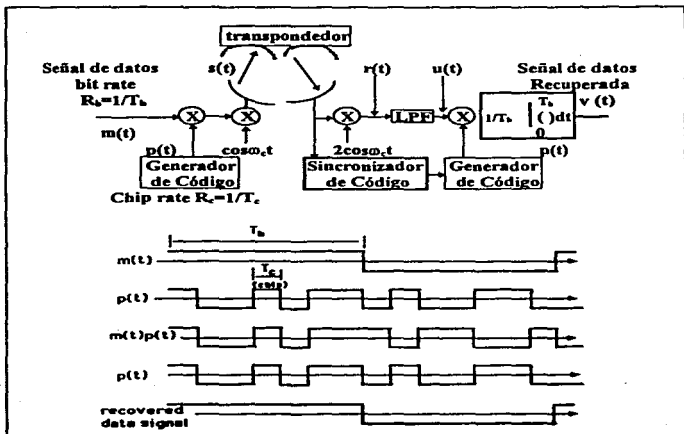


Figura 4.10 CDMA secuencia directa

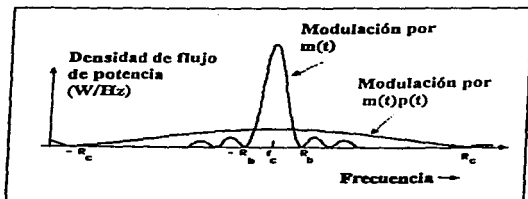


Figura 4.11 Espectro de una portadora en DS-SS junto con el espectro de la misma portadora modulada únicamente por el mensaje $m(t)$

4.4.2 Transmisión con saltos de frecuencia (FH-SS)

La figura 4.12 ilustra el principio de FH-SS. El mensaje binario a transmitir $m(t)$ tiene una velocidad de bit $R_b = 1 / T_b$, está codificado en NRZ y modula una portadora cuya frecuencia $f_c(t) = \omega_c(t)/2\pi$ es generada por un sintetizador de frecuencia controlado por un generador de secuencias binarias o códigos. Este generador entrega chips a una velocidad de bit R_c . Se utilizó BPSK para ilustrar el principio, pero pueden ser utilizados otros tipos de modulación, en especial FSK. La señal transmitida es, por lo tanto, de la forma :

$$s(t) = m(t) \cos \omega_c(t)t \quad (4.11)$$

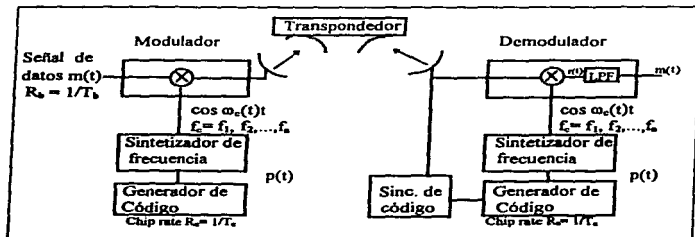


Figura 4.12 Salto de frecuencia (FH-SS)

Capítulo 4. Técnicas de acceso

La frecuencia portadora es determinada por un conjunto de $\log_2 N$ chips, donde N es el número de posibles frecuencias portadoras. La frecuencia cambia cada vez que el código ha generado $\log_2 N$ chips consecutivos. Por lo tanto la frecuencia portadora cambia en pasos. El paso de frecuencia es $R_{HF} = R_c / \log_2 N$.

En el receptor la portadora es multiplicada por una portadora sin modular, la cual es generada bajo las mismas condiciones que en el extremo transmisor. Si el código local está en fase con el código recibido, la señal a la salida del multiplicador es :

$$r(t) = m(t) \cos \omega_c(t)t \times 2\cos\omega_c(t)t = m(t) + m(t) \cos 2\omega_c(t)t \quad (4.12)$$

El segundo término es eliminado por un filtro paso bajas (LPF) en el demodulador.

4.4.3 Throughput de CDMA

El throughput de CDMA puede ser considerado como la razón de la capacidad total proporcionada por el canal en el caso de un solo acceso (una sola portadora modulada sin dispersión de espectro), y la capacidad que ofrece el canal al transmitir varias portadoras moduladas en CDMA, simultáneamente. La capacidad total del canal es entonces el producto de la capacidad de una portadora por el número de portadoras, es decir, el número de accesos. La capacidad de una portadora es R_b y para obtener el número máximo de accesos en CDMA se considerará el caso de secuencia directa. Si se asume que las N portadora recibidas son de la misma potencia C y si la velocidad de la información llevada por esta portadora es R_b , la energía por bit de información es $E_b = C / R_b$. Despreciando el ruido termal en la potencia del ruido recibido a la entrada del receptor y tomando sólo la contribución del ruido de interferencia, la densidad espectral de la potencia del ruido N_o en la entrada del receptor es $N_o = (N-1)C / B_N$, donde B_N es el ancho de banda del ruido del receptor. Esto da :

$$E_b/N_o = B_N / R_b(N-1) \quad (4.13)$$

La eficiencia espectral $\Gamma = R_c/B_N$ de la modulación digital que se utilice puede introducirse en la expresión dando :

$$E_b/N_o = R_c / R_b(N-1)\Gamma \quad (4.14)$$

Ya que la calidad del enlace esta dada por un tasa de error el valor de E_b/N_o es fijo. De aquí que el número máximo de accesos N_{max} se puede deducir y está dado por :

$$N_{max} = 1 + (R_c / R_b) T (E_b / N_o) \quad (4.15)$$

La capacidad total máxima de la red es igual a $N_{max} R_b$. La capacidad de una sola portadora modulada sin dispersión de espectro y ocupando un ancho de banda B_N seria R_c . El throughput de CDMA está dado, por lo tanto, por la razón :

$$\eta = N_{max} R_b / R_c \quad (4.16)$$

4.4.4 Conclusiones acerca de CDMA

CDMA opera bajo el principio de transmisión en espectro disperso. La secuencia de código utilizada por el espectro disperso constituye la "firma" del transmisor. El receptor recupera la información útil reduciendo el espectro de la portadora transmitida a su banda original. Esta operación al mismo tiempo dispersa el espectro de los otros usuarios de tal forma que éstos aparecen como ruido de baja densidad espectral.

CDMA tiene las siguientes ventajas :

- Es simple de operar porque la transmisión no requiere de ningún tipo de sincronización entre las estaciones. La única sincronización es la del receptor con la secuencia de la portadora recibida.
- Ofrece útiles propiedades de protección contra la interferencia de otros sistemas y la interferencia debida a múltiples trayectorias ; esto hace que CDMA sea atractivo para redes de pequeñas estaciones con antenas de anchos de banda grandes y para comunicaciones móviles vía satélite.

La principal desventaja de CDMA es el bajo throughput que tiene; un gran ancho de banda del segmento espacial es utilizado para tener una capacidad total de la red baja con respecto a la capacidad de una portadora sin dispersar.

Capítulo 4. Técnicas de acceso

4.5. Asignación fija y por demanda

En cada uno de los tres modos de acceso fundamentales (FDMA, TDMA y CDMA) se le asigna a cada portadora una porción de los recursos ofrecidos por el satélite o por el canal (una banda de frecuencia, una ranura de tiempo o una fracción de la potencia total). Esta asignación puede ser definida en forma fija y definitiva (asignación fija) o de acuerdo a los requerimientos (por demanda).

Con asignación fija la capacidad de cada estación terrena es fijada independientemente del tráfico en la red terrestre en la que está conectada. Una estación terrena puede recibir una petición de tráfico de la red a la que está conectada que exceda la capacidad que tiene asignada. La estación entonces debe rechazar algunas peticiones ; esto produce una situación de bloqueo a pesar de que otras estaciones terrenas de la misma red pudieran tener capacidad de atender las peticiones rechazadas. Debido a esto, el recurso que ofrece la red satelital es escasamente explotado.

Con asignación por demanda el recurso ofrecido por el canal puede ser asignado de varias formas a varias estaciones de acuerdo con la demanda que de él exista. Existirá, por lo tanto, la posibilidad de transferir recursos de las estaciones con exceso de capacidad a las estaciones con demanda.

En cuanto al control de acceso, éste puede ser centralizado o descentralizado, es centralizado cuando el control de la asignación por demanda es realizado por una sola estación ; esto implica que las estaciones ordinarias de tráfico envían mensajes de petición de acceso y recursos a la estación central y ésta determina la asignación de los mismos y transmite esta asignación al resto de la red. El control es descentralizado cuando las estaciones transmiten sus peticiones en un canal de señalización común. Estas demandas son tomadas en cuenta por cada estación y el estado de los recursos es actualizado en cada estación.

El acceso fijo se recomienda para redes que tienen grandes volúmenes de tráfico entre un pequeño número de estaciones de alta capacidad. La asignación por demanda permite una mejor utilización de la red satelital cuando ésta está formada por un número elevado de estaciones de baja capacidad de acceso y con grandes variaciones en la demanda. Cada estación puede, por lo tanto, beneficiarse ocasionalmente de una gran capacidad que la que tendría en caso de tener un modo de acceso fijo. El control de la asignación implica el establecimiento del enlace en tiempos de un segundo aproximadamente. Cuando el enlace se requiere por varios minutos, como es el caso de las conversaciones telefónicas, no tiene consecuencias el tiempo que tarde en establecerse el enlace. La elección de uno u otro modo de asignación debe, por lo tanto, tomar en cuenta los siguientes aspectos :

- Especificaciones en el lado del usuario : densidad de tráfico, número de destinatarios, probabilidad de bloqueo.
- La ganancia que se obtendrá de una asignación por demanda ; esto implica la comparación del incremento en ingresos que resultará de un throughput alto para una probabilidad de bloqueo dada con el incremento en el costo involucrado en la instalación del equipo para manejar el acceso por demanda.

4.5.1 Asignación por demanda en FDMA , sistema SPADE

El sistema SPADE (*Single channel per carrier PCM multiple Access Demand Assigned Equipment*) es un ejemplo de un sistema de asignación por demanda en FDMA. Fue diseñado para usar un canal INTELSAT de 36 MHz de ancho de banda. El canal ofrece una capacidad de 800 canales digitales para portadoras moduladas en QPSK a una tasa de 64 kbits/s. Después de que un usuario hace una llamada, la estación a la cual este usuario está conectado transmite un mensaje en un canal de señalización común a todas las estaciones destino de la estación a la cual el usuario que fue llamado está conectado. En este mensaje se indica cual canal pretende ser usado entre los que están disponibles en un tiempo en particular. La estación llamada actúa en forma similar y todas las estaciones actualizan sus listas de canales disponibles quitando de ella los dos que acaban de ser asignados para las estaciones que acaban de establecer su enlace. Al final de la conversación, los canales vuelven a estar disponibles para nuevas asignaciones. Las portadoras son activadas por voz, esto es, la portadora es transmitida sólo en presencia de una conversación. Esto permite que el número de portadoras amplificadas por el canal se reduzca en una proporción igual al factor de actividad del canal telefónico.

El canal de señalización es un canal común de 160 KHz de ancho de banda. Las estaciones accesan en TDMA para intercambiar mensajes relacionados con el control de la asignación por demanda. Este control es descentralizado en todas las estaciones de la red.

4.6 Acceso aleatorio

Este tipo de acceso es muy conveniente para redes que tienen un gran número de estaciones y donde cada estación sólo transmitirá en periodos cortos y en forma aleatoria, por lo que habrá tiempos muertos largos entre cada mensaje. El acceso aleatorio permite la transmisión de mensajes con pocas restricciones en la duración límite de los burst que ocupan todo el ancho de banda del canal de transmisión. Esto

Capítulo 4. Técnicas de acceso

es, por lo tanto, acceso múltiple por división de tiempo y transmisión aleatoria. La posibilidad de colisiones entre bursts en el satélite es aceptada. En caso de colisiones, la estación terrena receptora enfrentará el problema del ruido de interferencia el cual puede dificultar la identificación del mensaje. La retransmisión de una parte o de todo el burst será entonces necesaria. Para solventar esta desventaja se han definido varios tipos de protocolos.

El desempeño de estos protocolos se mide en términos del throughput y del retardo en el medio de transmisión. Throughput es la relación del volumen de tráfico entregado en el destino y la máxima capacidad de transmisión del canal. El tiempo de transmisión (retardo) es una variable aleatoria. Su valor medio indica el tiempo promedio entre la generación de un mensaje y su correcta recepción en la estación destino.

Estos protocolos habían sido objeto de numerosos estudios desde 1970 sin que se les encontrase aplicación en las redes satelitales. Recientemente, su aplicación práctica ha llegado a ser de gran importancia en el contexto de las redes privadas que usan estaciones pequeñas (VSAT , *Very Small Aperture Terminals*) las cuales se han desarrollado ampliamente para permitir la comunicación vía satélite entre computadoras y terminales distantes.

En seguida se describirán tres tipos de protocolos basados en el principio de acceso aleatorio, se tratará primeramente el caso asincrónico ejemplificado con el protocolo ALOHA, el de los protocolos con sincronización al hablar de ALOHA ranurado o *Slotted ALOHA* (S-ALOHA) y por último el de los protocolos con asignación por demanda (DAMA).

La figura 4.13 ilustra el principio del acceso múltiple aleatorio usando al protocolo ALOHA para ello. Los paquetes son transmitidos por cada estación sin ninguna restricción en el tiempo de transmisión. Este es, por lo tanto, un protocolo totalmente asincrónico. En ausencia de colisiones (figura 4.13a), las estaciones destino transmiten un acuse de recibo (acknowledgment) en forma de un paquete corto de regreso (ACK).

La figura 4.13b ilustra el caso en el que se presentan colisiones. El receptor de la estación destino no puede identificar el mensaje y por lo tanto no envía un acuse de recibo, si éste no es recibido dentro de un intervalo fijo de tiempo después de la transmisión, la estación transmisora retransmite el mensaje. La nueva transmisión ocurre después de un tiempo aleatorio que es determinado independientemente en cada estación para evitar otra colisión.

Para el caso de poblaciones de grupos de usuarios homogéneos (la duración del paquete y la tasa de generación del mensaje son constantes) se puede expresar el tráfico transportado S (paquetes correctamente interpretados en el receptor) como

$$S = G \exp(-2G) \quad (\text{paquetes/time slot}) \quad (4.17)$$

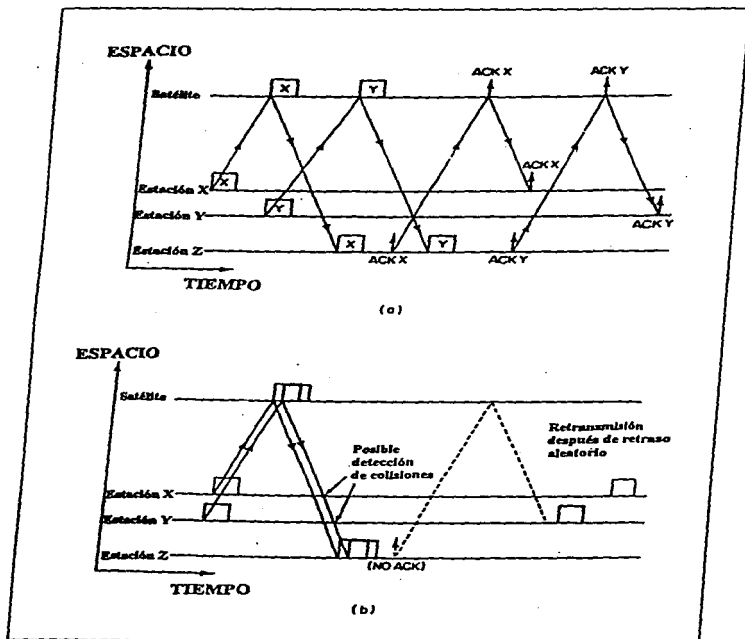


Figura 4.13 Diagrama en el tiempo y distancia que ilustra el principio del protocolo ALOHA de acceso múltiple aleatorio. (a) sin colisiones (b) con colisiones.

S y G están expresadas como un número de paquetes por ranura de tiempo (time slot) igual a la duración del paquete común. En consecuencia, S representa el throughput de salida. Esta curva se muestra en la figura 4.14 y aquí se puede observar la variación del tiempo de transmisión promedio como una función del throughput S. Se puede ver que el protocolo ALOHA tiene un throughput que no excede del 18 % y que el tiempo de transmisión promedio se incrementa rápidamente conforme el tráfico lo hace, debido a que hay un número mayor de colisiones y paquetes retransmitidos.

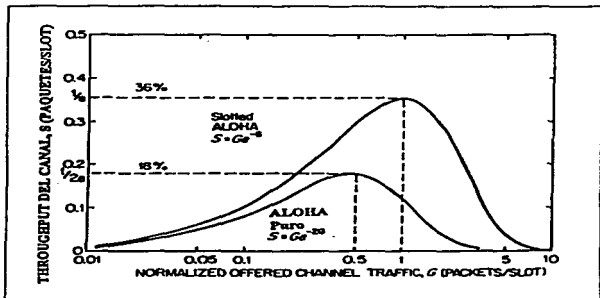


Figura 4.14 Eficiencia de transmisión para protocolos ALOHA

Slotted ALOHA es un protocolo de acceso múltiple con sincronización en el que las transmisiones de las estaciones se sincronizan de tal forma que los paquetes son ubicados en el satélite en *time slots* definidos por el reloj de la red y son iguales en duración al paquete común, por lo tanto no puede haber colisiones parciales; las colisiones se presentan cuando hay una superposición completa de los paquetes. El tiempo que dura una colisión se reduce, por lo tanto a la duración de un paquete mientras que con el protocolo ALOHA este tiempo es igual a la duración de dos paquetes como se muestra en la figura 4.15. Esto reduce la probabilidad de colisión a la mitad de un paquete y el throughput es entonces :

$$S = G \exp(-G) \quad (\text{paquetes/time slot}) \quad (4.18)$$

La curva está representada en la figura 4.14 y se puede apreciar claramente el incremento en el throughput debido a la sincronización.

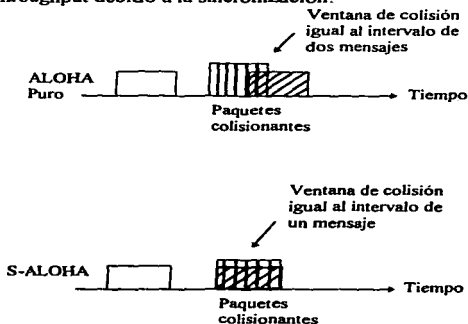


Figura 4.15 Diagramas de colisión en los protocolos ALOHA y S-ALOHA

Con los protocolos con asignación por demanda se pretende incrementar el throughput de transmisión por medio de un procedimiento de reservación de capacidad por adelantado conocido como DAMA (*Demand Assignment Multiple Access*, DAMA), mediante el cual una estación reserva una ranura de tiempo en particular dentro de una trama, para su uso particular.

La reservación puede ser implícita o explícita.

La reservación implícita es una reservación por ocupación, tal que cada ranura una vez ocupada por un paquete de alguna estación permanece asignado a esta estación por el resto de la trama. Este protocolo se llama R-ALOHA. La desventaja es que una estación está en posición de capturar todas la ranuras de una trama únicamente para ella. La ventaja es que no hay un tiempo de establecimiento para una reservación.

La reservación explícita implica que una estación envíe una petición para ocupar determinadas ranuras de tiempo para un control central. Dos ejemplos de estos protocolos son R-TDMA y C-PODA (*Contention based Priority Oriented Demand Assignment*). La desventaja de estos protocolos es el tiempo de establecimiento, el cual puede ser prohibitivo en algunas aplicaciones interactivas.

4.7 Conclusiones acerca de los modos de acceso múltiple

Hay una gran variedad de soluciones al problema del acceso múltiple a un repetidor. La elección de un tipo de acceso en particular depende sobre todo de consideraciones económicas, como son: los costos globales en términos de inversión y costo de operación y el beneficio en términos de los ingresos.

Se pueden dar algunas recomendaciones generales en base al tipo de tráfico que se va a manejar:

- Para tráfico caracterizado por mensajes largos que implique la transmisión continua o casi continua de una portadora, FDMA, TDMA y CDMA serían las técnicas de acceso apropiadas. El tráfico telefónico, las transmisiones de televisión y videoconferencia son ejemplos de sistemas que necesitan un acceso continuo. Si el volumen de tráfico por portadora es grande y el número de accesos es pequeño, FDMA ofrece la ventaja de una gran simplicidad operacional. Cuando el tráfico por portadora es pequeño y el número de accesos es grande, FDMA pierde mucha eficiencia en el uso del segmento espacial y TDMA y CDMA son buenas opciones. Sin embargo, TDMA requiere equipo costoso en la estación terrena. Para estaciones pequeñas expuestas a las interferencias de otros sistemas, CDMA puede ser una muy buena solución a pesar de su bajo throughput.

La selección de FDMA o TDMA también implica la elección entre un sistema de asignación fija o por demanda. Las consideraciones económicas siempre prevalecen; el incremento en ingresos que resulta de un tráfico más alto es comparado con el incremento en el gasto involucrado en la instalación del equipo de control para la asignación por demanda.

- Para el tráfico caracterizado por mensajes cortos y de generación aleatoria con tiempos muertos grandes entre mensajes, el acceso aleatorio es el más apropiado.

Capítulo 5
Definición de escenario

5.1 Longitud, Latitud y Altitud de la estación terrena

La ubicación de una estación terrena a través de su longitud, latitud y altitud es esencial para calcular tres importantes parámetros en el enlace satelital. Dos de ellos se refieren al apuntamiento de la antena en la estación terrena y son el azimut y la elevación, para calcularlos es necesario conocer la longitud y la latitud de las estaciones terrenas, así como la longitud del satélite. El tercero, y probablemente uno de los términos de mayor relevancia en la ecuación de enlace, es la atenuación, en especial la producida por la lluvia. La atenuación en las señales está directamente relacionada con la tasa de pluviosidad, es decir con la cantidad de lluvia que cae en un tiempo determinado. En el diseño de enlaces satelitales se emplean modelos matemáticos que han sido desarrollados a partir de estadísticas meteorológicas de acumulación de lluvia y cuyo objetivo es estimar el valor de las pérdidas por atenuación en diversas localidades. Los más utilizados son el modelo de Crane y el método propuesto por el CCIR en el informe 564 ; ambos modelos dividen al mundo por regiones de acuerdo a las diferentes características de pluviosidad, por lo que se puede distinguir la importancia de tener perfectamente ubicada a la estación terrena a través de sus tres coordenadas geográficas.

Dado que la atenuación es un punto que implica una revisión más a detalle, no solo matemática, será tratada por separado más adelante y el cálculo de la elevación y el azimut se verá como siguiente punto.

5.1.1 Elevación y azimut

Ambos se determinarán para el caso de un satélite geostacionario (aquel cuya órbita tiene un patrón circular con una velocidad angular igual a la de la Tierra).

Un satélite geostacionario parece ser estacionario con respecto a un punto determinado sobre la superficie terrestre. Por lo tanto, si una estación terrena está dentro del área de cobertura del satélite, ésta se puede comunicar con el satélite simplemente apuntando su antena hacia él. El apuntamiento adecuado de la antena se logra usando los ángulos de azimut A y elevación E , cuyo cálculo se basa en el conocimiento de la latitud q_1 y la longitud q_1 de la estación terrena y de la longitud q_2 del satélite. El ángulo de azimut se define como el ángulo medido en el sentido de las manecillas del reloj desde el norte verdadero hasta la intersección del plano horizontal TMP en el que se encuentra la estación terrena y el plano TSO (que pasa a través de la estación terrena, el satélite, y el centro de la estación terrena). El ángulo azimut está entre 0 y 360° . Dependiendo de la localización de la estación terrena con respecto al punto subsatélite (lugar donde una línea dibujada desde el

Capítulo 5. Definición de escenario

centro de la tierra hasta el satélite, cruza a través de la superficie terrestre. Para un satélite geoestacionario ideal este punto está en el ecuador a alguna longitud fija), el ángulo azimut está dado por:

1. Hemisferio norte

Estación terrena al oeste del satélite : $A = 180^\circ - A'$

Estación terrena al este del satélite : $A = 180^\circ + A'$

2. Hemisferio sur

Estación terrena al oeste del satélite : $A = A'$

Estación terrena al este del satélite : $A = 360^\circ - A'$

donde A' es el ángulo positivo definido en la figura 5.1 .

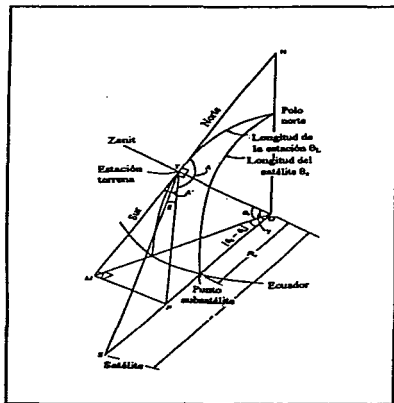


Figura 5.1 Azimut y elevación

El ángulo de elevación E está definido por el ángulo producido por la intersección del plano horizontal local TMP y el plano TSO con la línea de vista

entre la estación terrena y el satélite. Desde luego se tiene que asumir que la Tierra es una esfera perfecta con radio R_e . Tomando en cuenta la figura 5.2 se tiene

$$\begin{aligned}
 A' &= \tan^{-1}(MP/MT) \\
 &= \frac{\tan^{-1}(MO \tan|q_s - q_L|)}{R_e \tan q_i} \\
 &= \frac{\tan^{-1}[(R_e / \cos q_i) \tan|q_s - q_L|]}{R_e \tan q_i} \\
 &= \frac{(\tan|q_s - q_L|)}{\sin q_i} \quad (5.1)
 \end{aligned}$$

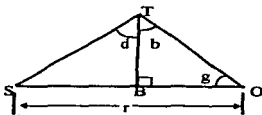


Figura 5.2 Triángulo para calcular la elevación

Para calcular el ángulo de elevación E , se tiene que considerar el triángulo TSO mostrado en la figura 5.2 y obtenido de la figura 5.1. Se tiene entonces que :

$$\begin{aligned}
 E &= b + d - 90^\circ \\
 &= (90^\circ - g) + d - 90^\circ \\
 &= d - g
 \end{aligned}$$

El ángulo g puede ser evaluado del triángulo TPO como sigue :

$$g = \cos^{-1}(R_e/OP)$$

Ya que $OP = MO/\cos|q_s - q_L| = R_e/\cos q_i \cos|q_s - q_L|$ como se puede ver de los triángulos MPO y TMO, se tiene

$$g = \cos^{-1}(\cos q_i \cos|q_s - q_L|)$$

Para evaluar el ángulo d de la figura 5.2 se debe notar que :

$$\begin{aligned}d &= \frac{\tan^{-1}(SB)}{TB} \\ &= \frac{\tan^{-1}(r - R_e \cos g)}{R_e \sin g} \\ &= \frac{\tan^{-1}(r - R_e \cos q_1 \cos|q_r - q_{rL}|)}{R_e \sin [\cos^{-1}(\cos q_1 \cos|q_r - q_{rL}|)]}\end{aligned}$$

Finalmente el ángulo de elevación E puede ser expresado por

$$E = \frac{\tan^{-1}(r - R_e \cos q_1 \cos|q_r - q_{rL}|) - \cos^{-1}(\cos q_1 \cos|q_r - q_{rL}|)}{R_e \sin [\cos^{-1}(\cos q_1 \cos|q_r - q_{rL}|)]} \quad (5.2)$$

donde r es el radio de la órbita geoestacionaria y es igual a 42,164.2 km.

5.2 Atenuación

5.2.1 Introducción

Como se mencionó anteriormente uno de los términos más importantes en la ecuación de enlace satelital (la cual se analizará a detalle en el siguiente capítulo) es el de las pérdidas atmosféricas, al cual se hará referencia como L_a .

Tanto en el enlace de subida como en el de bajada, la portadora pasa a través de la atmósfera. Recordando que el rango de frecuencias que se está manejando es de 1 a 30 GHz, sólo dos regiones de la atmósfera tienen influencia en la señal : la troposfera y la ionosfera. La troposfera se extiende prácticamente desde la superficie terrestre hasta una altitud de 15 km. La ionosfera está situada entre los 70 y 1000 km. Las regiones donde la influencia de estas dos capas es máxima son la cercana a la superficie terrestre, para la troposfera y la que se encuentra a una altitud de 400 km para la ionosfera.

Usualmente L_a es la suma de un término constante llamado absorción atmosférica y un término variable llamado atenuación, A . En la mayor parte de las frecuencias de interés comercial, la absorción atmosférica es de poca importancia (una cuantas décimas de decibel), y prácticamente desaparece ante el resto de los términos de la ecuación de enlace. La atenuación es cero en un clima limpio, lo que

se conoce como condiciones de *clear sky* o cielo limpio, pero se puede incrementar a valores muy altos durante condiciones de propagación desfavorables. Las fluctuaciones rápidas en la atenuación se conocen como cintilaciones, mientras que los incrementos de la misma en periodos largos se conocen como desvanecimientos o *fades*, los desvanecimientos por lluvia son un problema que se presenta para enlaces a frecuencias superiores a 10 GHz.

La atenuación puede afectar todos los tipos de enlaces satelitales, aquellos que utilizan polarización ortogonal para transmitir dos diferentes canales en una banda común de frecuencia se degradan además por depolarización. La depolarización es la transferencia de parte de la energía de una de las señales transmitidas en una polarización, a la señal que se transmite junto con ella en la polarización ortogonal correspondiente. Esto puede causar interferencia de co-canal y *crossstalk* en enlaces con polarización dual. La lluvia es la principal causa de depolarización.

Tanto la atenuación como la depolarización se producen por la interacción entre las ondas electromagnéticas que se propagan en un enlace satelital y todo lo que este presente en la atmósfera en ese momento. Los componentes atmosféricos pueden incluir electrones libres, iones, moléculas diversas y los llamados "hidrometeoros", entre los que se incluyen las gotas de lluvia, partículas de nieve, granizo, cristales de hielo flotante, etc., que pueden ser de una gran variedad de tamaños. Su interacción con las ondas electromagnéticas depende principalmente de la frecuencia, y efectos que son muy característicos a 30 GHz pueden ser despreciables a 4 GHz., aunque lo opuesto también sucede. Con una excepción (el efecto Faraday), todos los efectos de la propagación son más severos conforme la frecuencia se incrementa.

5.2.2 Efectos de la precipitación

La presencia de precipitación está definida como el porcentaje de tiempo durante el cual un nivel de intensidad es excedido. Bajas intensidades con efectos insignificantes corresponden a altos porcentajes de tiempo (típicamente 20 %); éstos son descritos como condiciones de "cielo limpio". Altas intensidades, con efectos significativos, corresponden a pequeños porcentajes de tiempo (típicamente 0.01 %); éstos son descritos como condiciones de "lluvia". Estos efectos pueden degradar la calidad del enlace por debajo de un nivel aceptable. La disponibilidad del enlace está, por lo tanto, directamente relacionada con las estadísticas de precipitación.

La intensidad de precipitación se mide con la tasa de precipitación R, expresada en mm/h. La estadística de precipitación temporal está dada por una

Capítulo 5. Definición de escenario

distribución de probabilidad acumulativa, que indica el porcentaje anual $p(\%)$ durante el cual un valor dado de tasa de precipitación R_p (mm/h) es excedido.

La distribución de probabilidad acumulativa mencionada anteriormente se conoce como curva de exceso ya que, como se dijo, indica el porcentaje de tiempo (usualmente el porcentaje de un año) en el que la tasa de lluvia excede un valor dado.

Existen modelos matemáticos en base a los cuales se construye la curva de exceso para una localidad, están basados en una acumulación total de lluvia y otros datos meteorológicos. Organizaciones como la NASA y el CCIR han publicado mapas y tablas para estimar la distribución de la lluvia en cualquier parte, aunque éstos no son siempre consistentes entre sí. La figura 5.3 presenta un ejemplo de la información que está disponible.

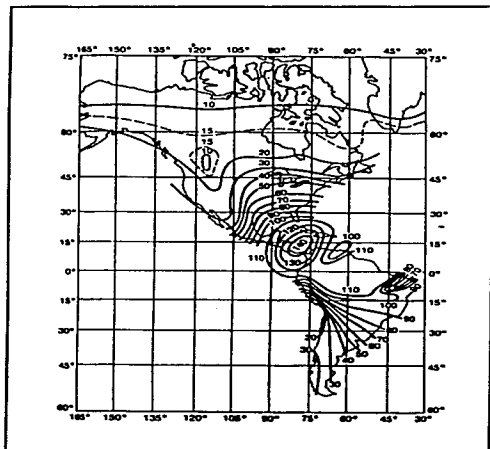


Figura 5.3 Perfiles de pluviosidad (mm/h) - Modelo del CCIR

En ausencia de datos precisos de precipitación para la localidad de una estación terrena en particular, se pueden usar los datos del reporte 563 del CCIR. Por ejemplo en Europa noroccidental se tiene una tasa de precipitación $R_{0.01}$ ($p = 0.01$ % es el porcentaje anual más usado para analizar sistemas y corresponde a 53 minutos por año) de alrededor de 30 mm/h , en regiones ecuatoriales $R_{0.01} = 120$ mm/h y hasta 160 mm/h en Centroamérica.

La precipitación provoca dos cosas :

- Atenuación
- Cross polarización

5.2.2.1 Atenuación por lluvia (Reporte 564 CCIR)

El valor de la atenuación debida a la lluvia A_{RAIN} está dado por el producto de una atenuación específica γ_R (dB/km) y la longitud efectiva de la trayectoria de la onda electromagnética en la lluvia esto es :

$$A_{RAIN} = \gamma_R L_e(\text{dB})$$

El valor de γ_R depende de la frecuencia y una intensidad de lluvia R_p (mm/h). El resultado es el valor de atenuación que es excedido durante un porcentaje de tiempo p . La determinación de A_{RAIN} se lleva a cabo en varios pasos :

(1) Cálculo de la altura de la lluvia h_R (km)

$$h_R = 3 + 0.028 \quad \text{si } 0 < \text{latitud} < 36^\circ$$
$$= 4 - 0.075 (\text{latitud} - 36) \quad \text{si latitud} \geq 36^\circ$$

(2) Cálculo de la longitud de la trayectoria en la lluvia :

$$L_s = (h_R - h_s) / \text{sen } E \quad (\text{válida para ángulos de elevación } E > 5^\circ)$$

$h_s =$ altura de la estación terrena sobre el nivel del mar (km)

(3) Cálculo de $r_{0.01}$, el factor de reducción para 0.01 % del tiempo, el cual toma en cuenta la no homogeneidad de la lluvia.

$$r_{0.01} = 1 / (1 + (L_s / L_0) \cos E)$$

Capítulo 5. Definición de escenario

donde $L_{01}(\text{km}) = 35 \exp(-0.015 R_{0.01})$

(4) Cálculo de L_e

$$L_e = L_{0.01} r_{0.01} \text{ (km)}$$

(5) Determinación de $R_{0.01}$, excedido por 0.01 % de un promedio anual, en el lugar donde se encuentra la estación terrena.

(6) Determinación de γ_r usando el nomograma de la figura 5.4 como función de $R_{0.01}$ y la frecuencia. En el caso de polarización circular de la onda, se toma el valor promedio de las atenuaciones obtenidas para cada plano.

(7) El valor de la atenuación debido a la lluvia, excedido por 0.01 % de un promedio anual es, por lo tanto :

$$A_{\text{RAIN}}(p = 0.01) = \gamma_R L_e(\text{dB})$$

El valor de la atenuación excedido por un porcentaje p entre 0.001 % y 1 % es

$$A_{\text{RAIN}}(p) = A_{\text{RAIN}}(p = 0.01) \times 0.12 p^{-(0.546 + 0.043 \log p)} \text{ (dB)} \quad (5.3)$$

esto se requiere algunas veces para estimar la atenuación excedida durante un porcentaje p_w de cualquier mes (el mes menos favorable). El correspondiente porcentaje anual está dado por :

$$p = 0.3 (p_w)^{1.15} \text{ (\%)}$$

Los valores típicos de la atenuación debida a la lluvia, excedida por un 0.01 % de un promedio anual, pueden ser deducidos con el procedimiento anterior para regiones donde la tasa de precipitación $R_{0.01}$ es excedida por 0.01 % para un promedio anual con un valor de 30 a 50 mm/h. Esto da alrededor de 0.1 dB a 4 GHz, 5 a 10 dB a 12 GHz, 10 a 20 dB a 20 GHz y 25 a 40 dB a 30 GHz.

La atenuación debida a las nubes o la niebla puede ser calculada usando el mismo procedimiento (Reporte 721 de la CCIR). La atenuación específica γ_c se calcula usando la siguiente expresión :

$$\gamma_c = KM \text{ (dB/km)}$$

donde $K = 1.1 \times 10^{-3} f^{1.8}$

f está expresado en GHz de 1 a 30 GHz, K en (dB/km)(g/m³) y M = concentración de agua en las nubes en (g/m³).

La atenuación debida a las nubes y a la niebla es pequeña comparada con la debida a la precipitación, excepto para nubes y niebla con alta concentración de agua. Para un ángulo de elevación $E = 20^\circ$, se puede esperar de 0.5 a 1.5 dB a 15 GHz y 2 a 4.5 dB a 30 GHz. Esta atenuación, sin embargo, se observa para un porcentaje mayor de tiempo.

La atenuación debida a las nubes heladas es más pequeña todavía. La nieve seca tiene un efecto muy pequeño. Aunque las nevadas húmedas pueden causar mayor atenuación que una tasa equivalente de lluvia, esta situación es muy rara y tiene poco efecto en las estadísticas de atenuación. La degradación de las características de la antena debido a la acumulación de nieve y hielo puede ser más significativa que el efecto de la nieve a lo largo de la trayectoria.

Los valores típicos de la atenuación debida a la lluvia, excedida por un 0.01 % de un promedio anual, pueden ser deducidos con el procedimiento anterior para regiones donde la tasa de precipitación $R_{0.01}$ es excedida por 0.01 % para un promedio anual con un valor de 30 a 50 mm/h. Esto da alrededor de 0.1 dB a 4 GHz, 5 a 10 dB a 12 GHz, 10 a 20 dB a 20 GHz y 25 a 40 dB a 30 GHz.

La atenuación debida a las nubes o la niebla puede ser calculada usando el mismo procedimiento (Reporte 721 de la CCIR). La atenuación específica γ_c se calcula usando la siguiente expresión :

$$\gamma_c = KM \text{ (dB/km)}$$

donde $K = 1.1 \times 10^{-3} f^{1.8}$

f está expresado en GHz de 1 a 30 GHz, K en (dB/km)(g/m³) y M = concentración de agua en las nubes en (g/m³).

La atenuación debida a las nubes y a la niebla es pequeña comparada con la debida a la precipitación, excepto para nubes y niebla con alta concentración de agua. Para un ángulo de elevación $E = 20^\circ$, se puede esperar de 0.5 a 1.5 dB a 15 GHz y 2 a 4.5 dB a 30 GHz. Esta atenuación, sin embargo, se observa para un porcentaje mayor de tiempo.

La atenuación debida a las nubes heladas es más pequeña todavía. La nieve seca tiene un efecto muy pequeño. Aunque las nevadas húmedas pueden causar

mayor atenuación que la producida por una tasa equivalente de lluvia., esta situación es muy rara y tiene poco efecto en las estadísticas de atenuación. La degradación de las características de la antena debido a la acumulación de nieve y hielo puede ser más significativa que el efecto de la nieve a lo largo de la trayectoria.

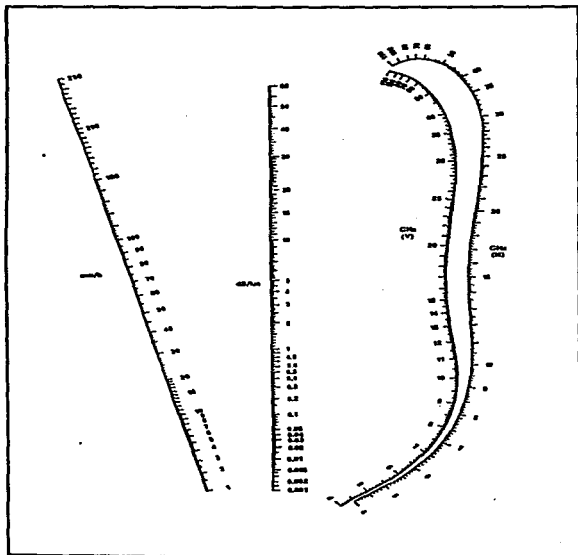


Figura 5.4 Nomograma para la determinación de la atenuación específica α como una función de la frecuencia (GHz) y la densidad de lluvia R(mm/h)

5.2.2.2 Cross-polarización

La cross-polarización ocurre como resultado de la atenuación diferencial y el intercambio de fase diferencial entre dos polarizaciones ortogonales. Estos efectos se originan por la forma no esférica de las gotas de lluvia. Un modelo aceptado comúnmente para una gota de lluvia es un esferoide ovalado con su eje mayor inclinado hacia la horizontal y con una deformación que depende del radio de una esfera de igual volumen. Se acepta que los ángulos de inclinación varíen aleatoriamente en espacio y tiempo. El ángulo de la polarización característica con respecto a la horizontal y a la "vertical" (esto es, la dirección perpendicular a la horizontal y a la trayectoria de propagación) se conoce comúnmente como ángulo de inclinación efectivo.

La relación entre la discriminación cross-polarizada XPD y la atenuación de la trayectoria copolarizada A_{RAIN} es importante para las predicciones basadas en estadísticas de atenuación. La siguiente es una aproximación que se hizo para mediciones a largo plazo en el rango de frecuencias entre 3 y 37 GHz.

$$XPD = U - 20 \log(A_{RAIN}) \quad (\text{dB})$$

donde

$$U = 30 \log(f) - D(E) + k^2 + I(t) \quad (\text{dB})$$

f es la frecuencia en GHz, E la elevación en grados y t el ángulo de inclinación con respecto a la horizontal para la polarización (para polarización lineal).

El término $D(E)$ varía con el ángulo de elevación E y está dado por :

$$D(E) = 40 \log(\cos E) \quad (\text{dB})$$

Sin embargo este término no establece la dependencia de la elevación para ángulos de elevación cercanos a 90° .

El término k^2 depende principalmente del grado de dispersión aleatoria de la inclinación de la gota de lluvia, promediado sobre una trayectoria.

El factor $I(t)$ se puede omitir para polarización circular. Representa, en forma aproximada, el mejoramiento de la polarización lineal con respecto a la polarización circular.

Los valores típicos de XPD son menores a 20 dB para 0.01 % del tiempo.

5.2.3 Atenuación debida a factores diversos

5.2.3.1 Absorción atmosférica

A frecuencias suficientemente altas, las ondas electromagnéticas interactúan con las moléculas de los gases atmosféricos lo que produce atenuación. Estas interacciones ocurren en frecuencias de resonancia. Las frecuencias de resonancia importantes, abajo de 100 GHz, son las del vapor de agua, centrada a 22.235 GHz y la del oxígeno, entre 53.5 y 65.2 GHz. Las bandas asignadas para satélites de comunicaciones se escogieron cuidadosamente para evitar estas frecuencias, y por lo tanto la absorción gaseosa no es importante en la mayor parte de los enlaces comerciales. La atenuación resultante es regularmente menor a 1 dB.

5.2.3.2 Refracción

La troposfera y la ionosfera tienen diferentes índices de refracción. El índice de refracción de la troposfera decrece con la altitud, es una función de las condiciones meteorológicas y es independiente de la frecuencia; en la ionosfera, por el contrario, depende de la frecuencia y del contenido electrónico en esta capa. La refracción es la causa de la curvatura de la trayectoria de una onda electromagnética, de la variación en su velocidad y tiene influencia también en el tiempo de propagación. Las variaciones del índice de refracción causan variaciones en el ángulo de arribo, en la amplitud y en la fase de la onda transmitida. El fenómeno de la variación del índice de refracción es muy problemático en la ionosfera, la variación se incrementa cuando la frecuencia es baja y la estación terrena está cerca del ecuador. La señal recibida varía en amplitud y la amplitud pico a pico de estas variaciones, a una frecuencia de 11 GHz, y latitudes medias puede exceder de 1 dB para 0.01 % del tiempo.

5.2.3.3 Efecto Faraday

La ionosfera es una porción de la atmósfera terrestre que contiene gran cantidad de iones y electrones. Se extiende desde los 100 km a los 400 km sobre la superficie terrestre. La ionosfera domina completamente el radio de propagación abajo de los 40 MHz, pero su efecto en las frecuencias usadas por la mayoría de los sistemas satelitales es relativamente menor.

La ionosfera introduce una rotación en el plano de polarización de una onda linealmente polarizada. El ángulo de rotación es inversamente proporcional al

cuadrado de la frecuencia. Es una función del contenido electrónico de la ionosfera y en consecuencia varía con el tiempo, las estaciones y el ciclo solar. Su magnitud es de varios grados a 4 GHz. Debido a que las variaciones cíclicas se pueden predecir, este efecto se puede compensar con la rotación necesaria en la polarización de la antena. Sin embargo, algunas perturbaciones son sorpresivas y no se pueden predecir. El resultado, para un pequeño porcentaje de tiempo, es una atenuación $L_{POL} (dB) = 20 \log (\cos \gamma)$ en la señal recibida y la aparición de una componente cross-polarizada, la cual reduce el valor de XPD.

5.2.3.4 Multitrayectorias troposféricas y efectos de la cintilación

Para ángulos de elevación menores de 5° , la porción troposférica de la trayectoria de propagación es tan larga que la turbulencia puede causar variaciones de amplitud y fase muy rápidas y las cuales son conocidas como cintilaciones. Además, las ondas electromagnéticas llegan simultáneamente a la antena receptora en varias trayectorias de propagación y, por interferencia entre ellas, se da un aumento en el desvanecimiento por multitrayectoria, llamado desvanecimiento por frecuencia selectiva. Por estas razones, los enlaces comerciales tratan de evitar ángulos de elevación bajos.

Capítulo 6
Programa para calcular
parámetros de enlace

6.1 Introducción

Un sistema de comunicaciones se debe diseñar de forma que cumpla con ciertos estándares de desempeño (*performance*), dentro de las limitantes que impongan la potencia del transmisor y el ancho de banda de RF. El criterio de desempeño más importante es la relación señal a ruido (S/N) en el canal que lleva la información que será entregada al usuario. En un sistema de comunicaciones vía satélite se debe tratar de garantizar un valor mínimo de la relación señal a ruido en los canales en banda base del receptor, el cual dependerá del tipo de señal que se esté transmitiendo y de los estándares internacionales que se hayan establecido para la misma, y también tratar de tener el menor número de limitaciones en lo que a la potencia de transmisión del satélite y el ancho de banda de RF se refiere.

La relación señal a ruido en un canal en banda base depende de las características del transmisor, del medio de transmisión, del receptor, del tipo de modulación usada en la señal en banda base y de los anchos de banda del canal en banda base en el receptor; la mayor parte de estos factores son considerados en el cálculo de la relación portadora a ruido (C/N), en base a la cual se calcula la relación señal a ruido (S/N).

Frecuentemente, con objeto de optimizar un enlace, es necesario cambiar en varias ocasiones los valores de los términos que intervienen en la ecuación para calcular C/N y estos cambios se reflejan a su vez en otros términos, así que casi siempre se tiene que recalcular prácticamente toda la ecuación. Es fácil de ver que lo anterior implica mucho tiempo e incrementa la probabilidad de que se cometa un error después de que se han repetido muchas veces las mismas operaciones, que aunque no son complejas, porque básicamente son sumas y restas de logaritmos, si requieren de que sean realizadas con la atención debida.

El ahorro de todo este tiempo de cálculos matemáticos es fundamentalmente el propósito del programa de cálculo de parámetros de enlace, que es objeto de este trabajo de tesis. El programa es una herramienta que ayuda a quien esté calculando un enlace a realizar de manera rápida las operaciones implicadas y a cambiar prácticamente todos los valores que intervienen y ver inmediatamente como afectó este cambio a la relación señal a ruido y a otros valores que proporcionan mucha información del desempeño que tendrá el enlace. De esta manera la mayor parte del tiempo que se invierte en el cálculo de los parámetros de un enlace será para optimizarlo, al encontrar los valores que le dan un mejor desempeño, y no para realizar operaciones matemáticas.

Capítulo 6. Programa para calcular parámetros de enlace

Además de que el programa ayuda a simplificar el trabajo invertido en los cálculos matemáticos también es de fácil manejo y ofrecer la posibilidad de ser usado por cualquier persona que tiene conocimientos básicos de computación. Esta característica, aunada al hecho de que las operaciones implicadas en los cálculos no son complejas, es la que determinó la elección de un lenguaje que permitiera crear interfaces amigables y de fácil manejo para el usuario, y que fuera lo suficientemente poderoso para satisfacer los requerimientos en cuanto a operaciones matemáticas se refiere. Después de analizar varias alternativas y de hecho después de realizar una primera versión del programa en lenguaje C, se vio que la mejor opción era *Visual Basic*, ya que ofrecía la posibilidad de manejar el programa en un ambiente de ventanas similar al de *Windows* y de una forma en la que el trabajo de programación para tenerlo es mínimo, a diferencia, por ejemplo, de la versión en lenguaje C, en la que realmente se complicó sobremanera el crear tan solo las ventanas y manejarlas a lo largo del programa, de tal forma que en un momento dado el código para manejar la interfaz de usuario representaba el 65 % aproximadamente del código total del programa y aun así las pantallas que se le presentaban al usuario no eran tan amigables y familiares para él como las de la versión final del programa. Por otro lado *Visual Basic* es lo suficientemente poderoso para realizar sin problemas las operaciones matemáticas implicadas en el cálculo de los parámetros del enlace.

Ahora bien, como ya se mencionó, el manejo del programa se hace a través de ventanas, cuatro de entrada de datos y una de resultados, en seguida se hará una descripción general del programa y de cada una de las ventanas.

6.2 Descripción general del programa

El primer paso en la estructuración del programa consistió en establecer cual sería la información que iba a ser dada por el usuario y los resultados que él esperaba obtener y le serían más útiles. Se decidió que los datos de entrada fueran proporcionados en cuatro pantallas, como se mencionó anteriormente, y la pantalla final fuera la de resultados, la cual podría ser llamada cada vez que se modificara un valor y se deseara ver como resultaba afectado el enlace. La información contenida en cada pantalla se verá más adelante cuando se trate a cada una de ellas por separado.

Puede parecer que cuatro pantallas para entrada de valores es exagerado pero es necesario aclarar que el usuario proporciona una gran parte de la información, seleccionando alguna opción de las cajas de selección que se estructuraron para la captura de datos del enlace.

Una vez que se definió la información que se necesitaba para realizar los cálculos y la que iba a proporcionar el programa a su vez, se procedió al diseño de las pantallas.

El diseño de las pantallas incluyó la agrupación de los valores de entrada y de resultados en base al elemento del enlace al que se refieren, indicando esto con una leyenda que acompaña a cada grupo, así como también el colocar los mensajes que indican que valor debe ser colocado en cada recuadro, señalando las unidades que corresponden a cada uno así como a que portadora deben asignarse, tratando de que su distribución fuera lo más manejable y representativa para el usuario. En cada pantalla también se colocaron los controles necesarios para efectuar las operaciones de avance y retroceso de las mismas y un control que permite recalcular los parámetros del enlace cuando se hace una modificación en los valores. Estos "controles" son simplemente botones que únicamente tienen que ser señalados con el *mouse* y dar un *click* en ellos para que sean activados.

Una vez que se tuvieron las pantallas armadas empezó la tarea de programación de cada uno de los elementos que contenían.

En *Visual Basic* la programación se realiza en cada uno de los componentes de una forma. Una forma es una pantalla o ventana similar a las de *Windows* en la que se pueden colocar una serie de controles, barras de menús, cajas de diálogo, menús de selección, etc. y cada uno de ellos es programado de manera independiente, incluso la forma, en la que generalmente se especifica la inicialización de variables y el estado de las propiedades de algunos controles.

La captura de la información en el programa se hace por medio de selección de valores en algunos menús y cajas de selección y llenando recuadros que almacenan la información en forma de texto, en cada uno de ellos se obtiene el equivalente numérico de la cadena introducida y éste último es asignado a una variable. Se debe señalar que este proceso de asignación se llevará a cabo hasta que el usuario de un *enter* después de teclear el valor. Automáticamente después de introducir cualquier valor el cursor aparece en el siguiente recuadro, por cuestiones de orden, pero en caso de que se quiera hacer algún cambio el cursor se puede colocar en el recuadro que se quiera con el *mouse*. Los cálculos en el programa se realizan en forma progresiva conforme se van obteniendo los valores de cada una de las variables, así que prácticamente hasta que se proporciona el último es cuando se tienen los resultados finales, antes de esto sólo se han calculado resultados parciales. Lo anterior es lo que sucede la primera vez que se dan los valores para un enlace, ya que una vez que se ha llegado a la pantalla de resultados por lo menos una vez, basta con cambiar el valor contenido en algún recuadro o la opción de algún menú y se recalcularán los resultados que sean afectados por esa variable.

Capítulo 6. Programa para calcular parámetros de enlace

Las expresiones matemáticas principales que se utilizan a lo largo del programa están contenidas en el anexo B de esta tesis.

Ahora bien, aunque cada elemento se programa en forma independiente, si existe la posibilidad de que el flujo del programa sea controlado y esto se logra definiendo cual será la primera pantalla y colocando controles de avance y retroceso en las pantallas subsiguientes, dando posibilidad al usuario de “navegar” en las mismas de acuerdo a sus necesidades ; únicamente durante la primera captura de valores el paso de una a otra pantalla está en cierta forma restringido pues no se pasará a la siguiente pantalla mientras no sean dados todos los valores que se solicitaron en la que está activa en ese momento, esto se hizo con el objeto de no tener errores cuando al realizar un cálculo en las pantallas siguientes se careciera de algún valor. Otra restricción que se hizo fue el ocultar (no aparece en pantalla) el botón de resultados hasta que no se llegara por lo menos una vez a la pantalla de resultados, pues realmente no tiene caso el ver como se modifican ciertos parámetros hasta que no se tiene un valor inicial con el cual comparar.

El programa maneja también seis bases de datos : *satelite.mdb*, *gama.mdb*, *senal.mdb*, *escena.mdb*, *carrier.mdb*, *enlace.mdb*. Las dos primeras son únicamente de lectura y son empleadas por las funciones y subrutinas que hacen diversos cálculos a lo largo del programa, *satelite.mdb* se utiliza además para desplegar los datos de un satélite en particular cuando esto se requiere. Las cuatro últimas son utilizadas para almacenar los datos de un enlace cuando éste es grabado por el usuario ; cada una de ellas corresponde a una de las pantallas de entrada de datos. Dada la transferencia de información continua que se realiza entre las bases de datos y el programa se intuye la conveniencia de tenerlos ubicados en el mismo subdirectorio del disco duro de una computadora con objeto de que los procesos de transferencia de datos se realicen de forma rápida, esto sería difícil de lograr si el programa y/o las bases de datos se tuvieran en discos flexibles. Los detalles acerca de la instalación adecuada del programa se mencionan en el manual de instalación del anexo A de esta tesis.

Básicamente son dos las operaciones que el usuario realiza a lo largo del programa, entrada de valores y modificación de los mismos, al termino de ambas lo que podrá obtener será la pantalla de resultados, en la que verá reflejado el cambio en los parámetros del enlace.

En la figura 6.1 se muestra un diagrama de flujo que indica la secuencia de las operaciones antes mencionadas.

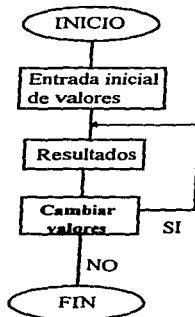


Figura 6.1 Diagrama de flujo de las operaciones principales del programa

Inicio

Esta acción correspondería a correr el ejecutable del programa (*SATELITE.EXE*) como se hace con cualquier archivo ejecutable de *Windows*.

Entrada inicial de valores

Corresponde al llenado de los recuadros y elección de opciones en cada una de las cuatro pantallas de entrada.

Resultados

Es la presentación de los valores que se obtuvieron para los parámetros principales del enlace. En la pantalla de resultados aparece un menú que permite

Capítulo 6. Programa para calcular parámetros de enlace

regresar a cada pantalla a modificar algún valor o dar por terminado el cálculo de parámetros. En caso de elegir terminar con los cálculos y demás operaciones de grabado o impresión, el programa llega a su **FIN** cuando se elige la opción *salir* del menú de la pantalla de resultados.

Cambiar valores

Cuando se opta por esta acción se tiene la posibilidad de cambiar valores en cualquiera de las pantallas de entrada de datos, en cada una de ellas hay un botón de resultados que permite regresar a la pantalla de resultados y ver que cambios hubo en los parámetros del enlace, una vez en esta pantalla se tiene nuevamente la opción de terminar o seguir modificando.

6.3 Pantallas de entrada de datos

La pantalla de inicio del programa se muestra en la figura 6.2. Esta pantalla tiene una barra de menú que presenta dos opciones :

- **Salir.** Termina con la ejecución del programa
- **Enlace.** Tiene dos opciones :
 - **Nuevo.** Permite empezar la captura de valores de un nuevo enlace a calcular.
 - **Ver.** Permite desplegar en pantalla un enlace calculado con anterioridad y que está almacenado en una base de datos (enlace.mdb). Si se elige esta opción aparece una caja de selección en la que se despliegan los nombres de los enlaces que hasta ese momento se tienen almacenados en la base de datos, con el *mouse* y un *click* posterior o con las flechas de desplazamiento y un *enter* se puede elegir alguno de ellos y en seguida aparecerán las cuatro pantallas de valores de entrada que en su momento fueron llenadas para el enlace elegido y su correspondiente pantalla de resultados.

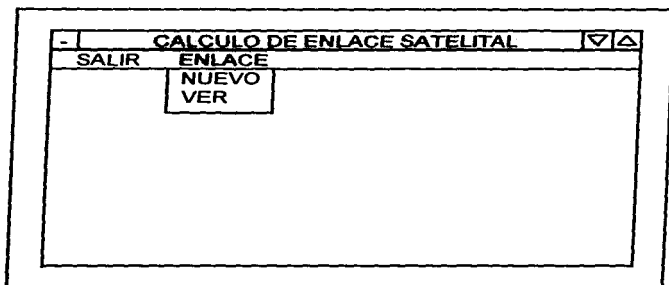


Figura 6.2 Pantalla de inicio

En los siguientes apartados se describen las pantallas que en secuencia aparecerán cuando se elige la opción nuevo de la barra de menú inicial.

6.3.1 Pantalla 1. Características de la señal

Como se observa en la figura 6.3 los valores de entrada que se introducen en esta pantalla son el tipo de señal, la modulación que se le va a aplicar y el tipo de multicanalización de la misma.

El programa está diseñado para que acepte solo determinadas combinaciones, en caso de que se elija alguna que no sea valida el programa despliega un mensaje de error y se permite que el usuario modifique su selección.

Las combinaciones válidas se muestran en la siguiente tabla :

Señal	Modulación	Multicanalización
Voz	FM	FDM
Voz	FM	Sin multicanalización
Voz	AM	Sin multicanalización
Voz	Digital	TDM
Televisión	FM	Sin multicanalización
Datos	Digital	TDM

CARACTERÍSTICAS DE LA SEÑAL

Elige el tipo de señal a usar en el enlace

- Voz
- Televisión
- Datos

Elige tipo de Modulación

- FM
- AM
- DIGITAL

Elige tipo de Multicanalización

- FDM
- TDM
- SIN MULTICANALIZACION

OK

Figura 6.3 Pantalla de Características de la señal

6.3.2 Pantalla 2. Características del satélite

En esta pantalla aparece primeramente una caja de selección en la que se despliegan todos los satélites que están almacenados en la base de datos *satellite.mdb*. Se pueden agregar más satélites a esta base, la cual está hecha en *access* cuando se requiera, aunque esta operación no está implementada dentro del programa. En el momento en que se elige el satélite con el que se trabajará se despliegan en pantalla sus características y dos recuadros más en los que el usuario tiene que indicar los nombres de los lugares donde se ubican las estaciones terrenas y con los que serán identificadas a lo largo del programa.

En la figura 6.4 se muestra la pantalla descrita anteriormente.

DEFINICION DE ESCENARIO

Escoja el satélite y transceptor o receptor de la lista presentada

Tipo de host (transmisión)	<input type="text" value="1"/>	Host =1 /Global =2
Localización del satélite - Longitud Este	<input type="text" value="227"/>	Grados
Ancho de banda del transceptor	<input type="text" value="36"/>	MHz
P.I.R.E. (Satélite)	<input type="text" value="43.1"/>	dBW
Densidad de flujo (Estación)	<input type="text" value="56.4"/>	dBW/m ²
Ajustador de Posición (ATP)	<input type="text" value="16"/>	dB
G/T Satélite	<input type="text" value="8.7"/>	dB/K
Interferencia de satélite sat. ascend.	<input type="text" value="116"/>	dB/Hz
Interferencia de cross sat. ascend.	<input type="text" value="112.5"/>	dB/Hz
Intermodulación en el HPA	<input type="text" value="106"/>	dB/Hz
Interferencia de satélite sat. descend.	<input type="text" value="18"/>	dBW/Hz
Interferencia de cross sat. descend.	<input type="text" value="107.5"/>	dB/Hz
Interferencia de canal sat. descend.	<input type="text" value="110"/>	dB/Hz
Densidad de intermodulación del satélite	<input type="text" value="88"/>	dB/Hz
TWTAs IN PIRE en el Transceptor	<input type="text" value="37"/>	
Interferencia de cross en el transceptor	<input type="text" value="18"/>	
Output Backoff	<input type="text" value="5"/>	dB
Input Backoff	<input type="text" value="7.5"/>	dB
Ancho de banda ascendente	<input type="text" value="32"/>	MHz
P.I.R.E.	<input type="text" value="37.568476"/>	dB
Densidad de flujo	<input type="text" value="32.411825"/>	dBW/m ²

Ubicación Estación Transmisora

Ubicación Estación Receptora

Figura 6.4 Pantalla de características del satélite

6.3.3 Pantalla 3. Frecuencias de operación, estaciones terrenas y condiciones de lluvia y confiabilidad

En la figura 6.5 se muestra la pantalla 3 completa, ya que sufrirá algunos cambios cuando lo que se esté calculando sea un enlace punto multipunto, como es el caso de una señal de televisión, para el que son eliminados algunos parámetros de recepción y transmisión en los extremos del enlace donde estas operaciones no se llevan a cabo.

En seguida se describirán los grupos de datos que integran esta pantalla.

DATOS DE ENTRADA		
Frecuencias de operación		
Banda de operación	<input type="text"/>	GHz
Frecuencia de subida	<input type="text"/>	GHz
Frecuencia de bajada	<input type="text"/>	
Estaciones terrenas		
Antenas de Transmisión		
Díametro	<input type="text"/>	m
Eficiencia	<input type="text"/>	%
Error de Ajustamiento	<input type="text"/>	dB
Atenuación de Guía de onda	<input type="text"/>	dB
HPA OBO	<input type="text"/>	dB
Ganancia	<input type="text"/>	dB
Potencia de transmisión	<input type="text"/>	W
Antenas de Recepción		
Díametro	<input type="text"/>	m
Eficiencia	<input type="text"/>	%
Ganancia	<input type="text"/>	dB
Figura de ruido del receptor	<input type="text"/>	dB
Pérdida del sistema de entrada	<input type="text"/>	dB
Temperatura de ruido de la antena	<input type="text"/>	°K
Temperatura de ruido del receptor	<input type="text"/>	°K
Condiciones de lluvia y confiabilidad		
Disponibilidad del enlace	<input type="text"/>	Adimensional
Milímetros en zona de lluvia	<input type="text"/>	0,23,29,42,49,63,95,145
Tipo de polarización en enlace de subida	<input type="text"/>	V,H,C
Tipo de polarización en enlace de bajada	<input type="text"/>	V,H,C
Altura Niv. del mar de la Est. Terrena	<input type="text"/>	km

Figura 6.5 Pantalla 3 de entrada de datos (Frecuencias de operación, estaciones terrenas y condiciones de lluvia y confiabilidad)

Frecuencias de operación

Se tienen que proporcionar como datos la *banda de operación del enlace*, la cual es escogida por el usuario en una caja de selección, y la *frecuencia de subida*. La frecuencia de bajada es calculada por el programa.

Estaciones terrenas

Los valores que se proporcionan para las antenas de transmisión y recepción son diferentes pero en ambos casos el usuario tiene que dar todos a excepción de la *ganancia* la cual es calculada por el programa.

Condiciones de lluvia y confiabilidad

El valor que se dé a las variables *milímetros en zona de lluvia, tipo de polarización en enlace de subida y tipo de polarización en enlace de bajada* sólo puede ser alguno de los que están indicados a la derecha de los recuadros correspondientes. En caso de que se introduzca un valor diferente, el programa despliega un mensaje de error, cuando el usuario acepta este error el cursor se coloca nuevamente en el recuadro para que el valor sea dado nuevamente.

Para el caso de la variable tipo de polarización, se aceptan como valores válidos las letras V, H y C, que equivalen a polarización vertical, horizontal y circular, respectivamente. La letra puede ser introducida en mayúsculas o minúsculas.

6.3.4 Pantalla 4. Ubicación geográfica de las estaciones y características de la portadora

Esta pantalla es la que más variantes sufre dependiendo del tipo de enlace que se esté calculando, aunque estos cambios se presentan únicamente en la sección de características de la portadora, ya que la que se refiere a la ubicación geográfica de las estaciones es la misma sin importar el tipo de enlace que se tenga.

En lo que se refiere a la ubicación geográfica de las estaciones el usuario tendrá que proporcionar la longitud oeste de las mismas y la latitud en un formato de grados, minutos y segundos y el programa calculará el equivalente decimal.

En la figura 6.6 se muestra la pantalla 4 para un enlace de voz, con modulación FM y con multicanalización FDM. Como se observa son cuatro las variables que introduce el usuario, una de ellas, el número de canales, será escogida del grupo contenido en la caja de selección que aparece en esta pantalla.

Cuando se tiene un enlace para una señal de voz, con modulación FM sin multicanalización, la pantalla que se le presenta al usuario difiere de la mostrada en la figura 6.6 únicamente en que el valor de *No. de canales* no se le solicita, ya que como se está trabajando bajo un esquema SCPC se asume que esta variable tiene un valor de 1.

La figura 6.7 muestra la pantalla 4 para un enlace de voz o datos con modulación digital y con multicanalización TDM. Como se observa en esta figura el usuario introduce valores por medio de cajas de selección o a través de los recuadros. En las cajas de selección para técnica de modulación puede elegir entre cuatro opciones: BPSK, QPSK, 8PSK y QAM; en la caja de selección de FEC puede elegir valores de $1/8$, $1/2$, $3/4$, y 1. Para este tipo de enlace en particular el usuario puede o no proporcionar el ancho de banda asignado a la portadora y el del

DATOS DE ENTRADA

Ubicación geográfica de las estaciones

Longitud DEST. Est. Terrena

Grados	Min.	Seg.	Grados	Min.	Seg.	Grados decimales
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	

Latitud Est. Terrena

Grados	Min.	Seg.	Grados	Min.	Seg.	Grados decimales
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	

Uplink Advantage from Beam Edge

Downlink Advantage from Beam Edge

Características de la portadora

Ancho de banda asignado a la portadora

<input type="text"/>	<input type="text"/>	MHz
<input type="text"/>	<input type="text"/>	

Ancho de banda del ruido de IF de la portadora

<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB
<input type="text"/>	<input type="text"/>	

Companding

<input type="text"/>	<input type="text"/>	S = Sf . N - No
<input type="text"/>	<input type="text"/>	

No. de Canales telefónicos

<input type="text"/>

Figura 6.6 Pantalla 4 para un enlace de voz con modulación FM y multicanalización FDM

ruido en frecuencia intermedia, ya que el programa puede calcularlos a partir de los datos de velocidad de información, técnica de modulación y el FEC, por lo que estos últimos siempre tendrán que ser dados. La velocidad de transmisión es un dato que el usuario no proporciona sino que se calcula a partir de la velocidad de información y el FEC. El valor calculado aparece en el recuadro correspondiente cuando se tienen los valores de las dos variables de las que depende y cualquier cambio que se haga en éstas se reflejará inmediatamente en la velocidad de transmisión también.

VALORES DE ENTRADA

Ubicación geográfica de las estaciones

Longitud OESTE Est. Terreno

Grados	Min.	Seg.	Grados	Min.	Seg.
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

Latitud Est. Terreno

Grados	Min.	Seg.	Grados	Min.	Seg.
<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>

UpLink Advantage from Beam Edge
Downlink Advantage from Beam Edge

<input type="text"/>	<input type="text"/>
----------------------	----------------------

Características de la portadora

Técnica de modulación

<input type="text"/>	<input type="text"/>
----------------------	----------------------

[1-BPSK,2-QPSK,3-8PSK,4-QAM]

Ancho de banda asignado a la portadora

<input type="text"/>	<input type="text"/>	MHz
----------------------	----------------------	-----

Ancho de banda del ruido de IF de la portadora

<input type="text"/>	<input type="text"/>	MHz
----------------------	----------------------	-----

Velocidad de información

<input type="text"/>	<input type="text"/>	kbits/s
----------------------	----------------------	---------

FEC

<input type="text"/>	<input type="text"/>	kbits/s
----------------------	----------------------	---------

Velocidad de transmisión

<input type="text"/>	<input type="text"/>	S-Sr, N-No
----------------------	----------------------	------------

No. de Portadoras asignadas

<input type="text"/>

Factor de actividad

<input type="text"/>

Modo Solomon

<input type="text"/>

Figura 6.7 Pantalla 4 para un enlace de voz o datos con modulación digital y multicanalización TDM

En la figura 6.8 se presenta la sección de *características de la portadora* para una señal de televisión, modulada en FM y sin multicanalización. Los anchos de banda de la portadora y del ruido los tiene que proporcionar el usuario directamente pero los que se refieren al *tipo de sistema* y *nombre del sistema* se escogen de la lista que presenta la caja de selección correspondiente. Hay dos tipos de sistema a elegir: 525/60 y 625/50. Las opciones de sistemas son: M, y unificado para el sistema 525/60, y B, G, H, I, unificado, D,K, y L para el de 625/50.

Después de que el usuario ha terminado de introducir todos los valores solicitados en la pantalla 4, debe oprimir con el *mouse* el botón de resultados para que aparezca la pantalla de resultados en la que podrá ver cuales son los parámetros calculados para el enlace en cuestión.

Características de la portadora		
Ancho de banda asignado a la portadora	<input type="text"/>	MHz
Ancho de banda del ruido de IF de la portadora	<input type="text"/>	MHz
Tipo de sistema	<input type="text"/>	3
Nombre del Sistema	<input type="text"/>	4

Figura 6.8 Pantalla 4 para un enlace de televisión con modulación FM sin multicanalización

6.4 Pantalla 5. Resultados

Los resultados que se presentan en esta pantalla son los mismos sin importar el tipo de enlace que se esté calculando, éstos están agrupados en base a la información que proporcionan.

En la figura 6.9 se muestra la pantalla de resultados, en la que aparecen los parámetros del enlace calculado.

En la parte superior de la pantalla se encuentra un menú que permite regresar a cada una de las pantallas y efectuar algunas acciones sobre el enlace que está presente en ese momento. Las tres opciones en este menú son :

- Cambiar valores . Permite regresar a cualquiera de las pantallas de entrada de datos para cambiar algún valor . Una vez que se han hecho las modificaciones deseadas basta con dar un *click* en el botón de resultados de cada pantalla para que vuelva a aparecer la pantalla de resultados y así el usuario podrá ver como resultaron afectados los parámetros del enlace con los cambios que acaba de hacer. Las opciones que tiene corresponden a cada una de las pantallas de entrada de datos y son :

- Señal
- Satélite
- Escenario
- Portadora

Capítulo 6. Programa para calcular parámetros de enlace

- **Enlace** . Permite realizar tres acciones sobre el enlace que está presente en ese momento cuando se elige alguna de las siguientes opciones :
 - **Nuevo** . Limpia el contenido de pantallas y variables para el enlace que se está calculando en ese momento y permite empezar uno nuevo.
 - **Grabar** . Almacena el enlace que está presente en ese momento en la base de datos satélite.mdb. Cuando se elige esta opción aparece una caja de diálogo que solicita al usuario un nombre clave con el cual identificar al enlace, la longitud de este nombre puede ser de 8 caracteres.
 - **Imprimir** . Imprime las cuatro pantallas de entrada de datos, así como la de resultados del enlace que este presente en ese momento.
- **Salir** . Termina con la ejecución del programa

- CALCULO DE ENLACE SATELITAL -					
CAMBIAR VALORES		ENLACE		SALIR	
RESULTADOS					
G/T con lluvia	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB/K		
Ángulo de elevación	<input type="text"/>	<input type="text"/>	Grados		
PIRE transmitido por la Estación terrena	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW		
CON EL ENLACE					
LUN LLUVIA					
C/N en operación	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB		
S/N	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB		
DIELO LIMPIO					
C/N en operación	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB		
S/N	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB		
Margen del enlace respecto a cielo limpio	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dB		
EFICIENCIA DEL ENLACE					
Para una portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	W		
Para todas las portadoras	<input type="text"/>	<input type="text"/>	W		
MHz TOTAL UTILIZADO					
PIRE por Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW		
% de PIRE por Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
% de PIRE por tipo de Port.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
% TOTAL de PIRE por enlace	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
PIRE por enlace	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW		
MHz ANCHURAS DE BANDA					
% de PFD por Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
% de PFD por tipo de Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
% de PFD por enlace	<input type="text"/>	<input type="text"/>	%		
Portadora 1 Portadora 2					
PFD por Enlace <input type="text"/> dBW/m ²					
ANCHO DE BANDA UTILIZADO EN EL SATELITE					
Ancho de B. por Portadora <input type="text"/> MHz					
Ancho de B. por tipo de Portadora <input type="text"/> MHz					
ANCHO DE B. TOTAL usado por enlace <input type="text"/> MHz					
% de ancho de banda usado por tipo de Portadora <input type="text"/> %					
Porcentaje de ancho de banda por Portadora <input type="text"/> %					
% Total de ancho de banda usado por enlace <input type="text"/> %					
COEFICIENTE POT./A. DE B. POR TIPO DE PORTADORA					
COEFICIENTE POT./A. de B. POR ENLACE <input type="text"/>					
VALORES DE C/T					
C/T de subida por Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T up por Interf. de Sat. Adp.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T up Cross Pol.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T up HPA Intermodulación	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T de Interf. Sat. Adp.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T de Cross Pol.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T de Canal Adp.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T de Intermod. del Sat.	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T de Interf. Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz
C/T TOTAL por Portadora	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	<input type="text"/>	dBW/MHz

Figura 6.9 Pantalla de resultados

Conclusiones

Básicamente el *software* que es trabajo medular de esta tesis surge de la necesidad de tener una herramienta que ayude a la optimización de enlaces de comunicaciones que se realizan vía satélite en aquellas instituciones, públicas y privadas, que continuamente tienen que efectuar los cálculos matemáticos que están implicados en la obtención de los parámetros de un enlace .

En base a los objetivos planteados en un principio, la versión final del programa tiene las siguientes características :

- Permite calcular 6 tipos de enlaces básicos vía satélite con tres tipos de señales, tres modulaciones y dos técnicas de multicanalización : voz /FM/FDM, voz/FM/SCPC, voz/AM/SCPC, voz/digital/TDM, datos/digital/TDM y televisión/FM/SCPC.
- Da posibilidad al usuario de optimizar el enlace que está calculando cuando éste realiza una entrada inicial de valores y un primer cálculo de parámetros de enlace y después modifica cualquier valor de entrada y observa los cambios en los resultados finales. Al realizar cualquier modificación el usuario inmediatamente puede ver que efecto tuvo en los parámetros del enlace y puede continuar con esta operación hasta que determine cuales son los valores óptimos.
- Proporciona al usuario una interfaz amigable en un ambiente familiar (Windows) para la entrada inicial de valores y para la lectura de los parámetros finales del enlace.
- Satisface los requerimientos básicos de manejo de archivos, al permitir operaciones de grabado, despliegue e impresión sobre los enlaces calculados
- Permite una mejor administración de los enlaces que se calculan, pues evita el papeleo en exceso al tenerlos almacenados en la base de datos y agiliza el proceso para consultar cualquier enlace calculado con anterioridad.
- Proporciona al usuario una gran cantidad de elementos y resultados numéricos que le permiten lograr una optimización técnica y económica del enlace.

Dadas las características antes mencionadas se puede afirmar entonces que los objetivos que se plantearon al inicio de este trabajo fueron cumplidos.

Es necesario señalar que esta tesis tiene una aportación académica importante también, ya que puede servir como material de consulta auxiliar en cursos

Conclusiones

relacionados con comunicaciones y en especial con aquellos que tratan sobre transmisión de señales vía satélite. El programa constituiría una buena herramienta para ejemplificar el peso y efecto de cada uno de los factores que intervienen en el cálculo de un enlace satelital.

Cabe aclarar que aunque los objetivos iniciales que se plantearon para el programa fueron cubiertos, éste puede ser mejorado y se puede incrementar su capacidad en cuanto a los tipos de enlaces que podría manejar. Por citar un ejemplo, la base de datos que contiene los parámetros de los satélites sólo puede ser modificada con el *manejador* de bases de datos, sería muy práctico implementar las funciones de agregar más satélites o borrarlos de la base, dentro del programa.

Otra mejora sería el que además de que los enlaces calculados con anterioridad puedan ser desplegados e impresos, estos puedan ser modificados nuevamente, en caso de que por alguna circunstancia se tengan que hacer cambios al enlace que se almacenó en la base de datos.

Es posible incrementar la capacidad del programa implementando las rutinas correspondientes a otros tipo de enlaces como sería por ejemplo una transmisión de televisión en algún sistema diferente de los que actualmente están considerados . Estos incrementos en su capacidad no resultarían muy difíciles, pues únicamente se deben agregar opciones en la cajas de selección y ocultar y/o solicitar alguna información extra al usuario y obviamente programar las operaciones necesarias en los nuevos elementos. El lenguaje en el que está hecho el programa permite que estas operaciones sean realmente sencillas de realizar y que la estructura anterior no sea modificada notablemente.

Bibliografía

1. Couch, Leon W. Digital and Analog communication system
Mac Millan 1990
2. Freeman, Roger L. Telecommunications System Engineering
John Wiley & sons 1989
3. Ha, Tri T. Digital Satellite Communications
Mc Graw Hill 1990
4. Maral, Gerard ; Bousquet, M. Satellite Communications Systems
John Wiley & sons 1993
5. Martin, James. Communications Satellite Systems
Prentice Hall 1978
6. Miller, Michael J. ; Vucetic, Branka. Satellite Communications : Mobile and Fixed Services
Kluwer Academic Publishers, Boston 1993
7. Morgan, Walter L. ; Gordon, Gary D. Principles of Communications Satellites
John Wiley & sons 1993
6. Morgan, Walter L. ; Gordon, Gary D. Communications Satellite Handbook
John Wiley & sons 1989
8. Pratt, Timothy ; Bostian, Charles W. Satellite Communications
John Wiley & sons 1986
9. Tirró, Sebastiano. Satellite Communication Systems Design
Plenum Press, New York 1993
10. Tomasi, Wayne. Electronic Communications Systems
Prentice Hall 1988

ANEXOS

Manual de instalación

El objetivo del programa es la obtención de los parámetros óptimos de un enlace via satélite a través del cálculo recurrente de éstos con diferentes valores de cada uno de los factores que intervienen en el enlace en cuestión.

Requerimientos

- Una computadora personal (486 en adelante) con disco duro , 4 MB en RAM, mínimo, y una unidad de disco flexible de 3 ½
- *Mouse*
- *Windows 3.11* instalado en la PC

Instalación

- Crear el subdirectorio *enlace* , en el directorio raíz del disco duro
- Copiar el ejecutable del programa , *SATELITE.EXE*, en el subdirectorio *enlace*
- Copiar las siguientes librerías en el subdirectorio *enlace* :
MSAJT110.DLL
MSAES110.DLL
VBRUN300.DLL
VBDB300.DLL
- Copiar las bases de datos *gama.mdb*, *satelite.mdb*, *senal.mdb*, *escena.mdb*, *carrier.mdb*, *enlace.mdb* en el subdirectorio *enlace*
- Crear con el administrador de programas de Windows un nuevo grupo de programas o elemento de programa para corre directamente el programa. En caso de que no se realice esta operación el programa se corre usando el administrador de archivos de Windows

Nota : El programa ejecutable, las librerías y las bases de datos están contenidos en los discos de instalación.

Expresiones matemáticas principales usadas en el programa

- P.I.R.E. de la estación terrena (dBW) = Potencia de transmisión - Error de apuntamiento - Atenuación de guía de onda - Output Back Off del HPA + Ganancia de transmisión

- Angulo de elevación (grados) = $\delta - \gamma$

$\gamma = \cos^{-1}[(\cos \text{latitud}_{ET})(\cos(\text{longitud}_{sat} - \text{longitud}_{ET}))]$, ET : Estación terrena

$\delta = \tan^{-1} \left[\frac{r - R_e \cos \gamma}{R_e \sin \gamma} \right]$, $r = 42\,164.2$ km (distancia promedio de la tierra al satélite)

$R_e = 6\,378.155$ km (radio medio de la tierra)

- Pérdida en el espacio libre (dB) = $20 * \log \left(\frac{4 * \pi * \text{diámetro} * \text{Frecuencia}_{\text{subida/bejada}}}{\text{Velocidad de la luz}} \right)$
- Ganancia de la antena (dB) = $20 * \log \left(\frac{\pi * \text{diámetro} * \text{frecuencia}_{\text{banda/subida}}}{\text{Velocidad de la luz}} \right) + 10 * \log(\text{eficiencia})$
- Temperatura de ruido total (°K) = Temperatura de ruido del sistema a cielo limpio + $\frac{\text{Temperatura de ruido de la lluvia}}{\text{Pérdida del atenuador de entrada}}$
- G/T de la estación con lluvia (dB(°K⁻¹)) = Ganancia de recepción de la antena - $10 * \log(\text{Temperatura de ruido total})$
- $\frac{C}{N_0} (\text{Hz}) = \frac{C}{kT}$, T = Temperatura de ruido
k = Constante de Boltzmann

$$C/T \text{ total por portadora} = 10 * \log \left[\frac{1}{10^{-(F1/10)} + 10^{-(F2/10)} + \dots + 10^{-(Fn/10)}} \right]$$

dB(W/°K)

donde Fn son: C/T_{up} , C/T_{vp} interferencia de satélites adyacentes, C/T_{up} crosspolarización, C/T_{up} intermodulación, C/T_{di} interferencia de satélites

Anexo B

adyacentes, C/T_{dn} crosspolarización, C/T_{dn} canal adyacente, C/T_{dn} intermodulación, C/T_{dn} interferencia de cocanal en el transpondedor, C/T_{dn} termal

- E_b/N_0 (dB) = C/T total por portadora - Constante de Boltzmann - Velocidad de transmisión

Relación Señal a Ruido para una transmisión telefónica en SCPC/FM

$$S/N \text{ (dB)} = 10 \log(3) + 10 \log[(\Delta F_r)^2 / (f_{\max})^3] + p + \omega + (C/N_0)_T$$

ΔF_r = desviación de frecuencia debido a la señal de prueba

f_{\max} = frecuencia máxima de un canal telefónico = 3400 Hz

p = mejoramiento debido a preenfasis (6.3 dB) y companding (17 dB)

ω = factor psfométrico (2.5dB)

Relación Señal a Ruido para una transmisión telefónica en FDM/FM

$$S/N \text{ (dB)} = 20 \log (\Delta F_r / f_{\max}) - 10 \log b + p + \omega + (C/N_0)_T$$

f_{\max} = frecuencia máxima de una señal multiplexada (está en función del número de canales multiplexados)

b = ancho de banda de un canal telefónico

Relación Señal a Ruido para una transmisión de televisión

$$S/N \text{ (dB)} = 10 \log (3/2) + 20 \log (\Delta F_{Tpp} / B_n) - 10 \log (B_n) + p + \omega + (C/N_0)_T$$

ΔF_{Tpp} = desviación de frecuencia

B_n = ancho de banda del ruido medido a la salida del receptor, es igual a la máxima frecuencia espectral de la señal de video o a 5 MHz cuando la medición de ruido se hace con el filtro de la recomendación 568 de la CCIR.