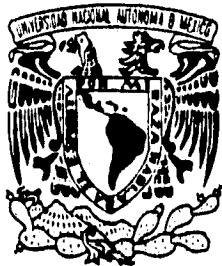


57
24



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA
DE MÉXICO**

CAMPUS "ARAGON"

**T D M A (TIME DIVISION MULTIPLE
ACCESS) "ACCESO MULTIPLE POR
DIVISIÓN DE TIEMPO".**

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:

INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA

P R E S E N T A N:

URIEL SALINAS VELAZCO

L U I S M E L O O L G U I N

ASESOR: ING. DONACIANO JIMÉNEZ VAZQUEZ

ENEP



ARAGON

SAN JUAN DE ARAGÓN, EDO. DE MÉXICO 1996

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

Biblioteca Central



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.

ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DEL TIEMPO

TDMA

INTRODUCCIÓN

- I.- CONFIGURACIÓN DE UNA ESTACIÓN TERRENA**
- II.- SISTEMAS DE ACCESO MÚLTIPLE**
- III.- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DEL TIEMPO TDMA**
- IV.- COMUNICACIÓN DIGITAL**
- V.- CALCULO DE ENLACE**

APÉNDICE A

CONCLUSIONES

BIBLIOGRAFÍA

ÍNDICE		Pag.
INTRODUCCIÓN.....		1
CAPITULO I		
CONFIGURACIÓN DE UNA ESTACIÓN TERRENA		
I ESTACIONES TERRENAS		
1.1.1	INTRODUCCIÓN.....	3
1.1.2	BANDAS DE OPERACIÓN.....	4
1.1.3	ANTENAS.....	4
1.1.4	EL TRANSMISOR.....	6
1.1.5	EL RECEPTOR.....	7
1.1.6	POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA RADIADA PIRE.....	8
II CARACTERÍSTICAS Y MANTENIMIENTO DE LAS ESTACIONES TERRENAS SEGÚN EL C.C.I.R		
1.2.1	DISEÑO DE ANTENAS RECOMENDACIÓN RC 580-1.....	9
1.2.2	ANTENAS UTILIZADAS EN LAS ESTACIONES TERRENAS PARA SERVICIO FIJO POR SATÉLITE.....	10
1.2.3	ASPECTOS MECÁNICOS Y DE ESTRUCTURA.....	10
1.2.4	CARACTERÍSTICAS DE ORIENTACIÓN Y SEGUIMIENTO.....	11
1.2.5	CARACTERÍSTICAS Y PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO.....	12
1.2.6	FACTOR DE CALIDAD.....	15
1.2.7	PERDIDAS POR TRAYECTORIA Y ATENUACIÓN.....	15
1.2.8	MODULACIÓN.....	17
III INFRAESTRUCTURA GENERAL		
1.3.1	CLASIFICACIÓN DE UNA ESTACIÓN TERRENA.....	23
1.3.2	ESTACIONES PEQUEÑAS DEFINIDAS POR INTELSAT.....	24

CAPITULO II SISTEMAS DE ACCESO MÚLTIPLE

I SISTEMAS DE ACCESO

2.1.1	INTRODUCCIÓN	27
2.1.2	ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA	27
2.1.3	ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DEL TIEMPO	28
2.1.4	ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE CÓDIGO	28

II CONSIDERACIONES DE INGENIERÍA DEL SISTEMA

2.2.1	CAPACIDAD	30
2.2.2	FUENTE DE RF Y ANCHO DE BANDA	30
2.2.3	INTERCONECTIVIDAD	31
2.2.4	ADAPTABILIDAD DE CRECIMIENTO	31
2.2.5	ADAPTABILIDAD DE MÚLTIPLES SERVICIOS	31
2.2.6	INTERFACE TERRESTRE	31
2.2.7	COMUNICACIÓN SEGURA	31
2.2.8	COSTOS EFECTIVOS	31

III DEFINICIONES

32

IV SISTEMA FDMA

2.4.1	(SSB / FDM) FM / FDMA : ANALÓGICO MCPC	33
2.4.1.1	CÁLCULOS DE CAPACIDAD	35
2.4.2	ADC / TDM / PSK / FDMA : DIGITAL SCPC	36
2.4.2.1	CÁLCULOS DE CAPACIDAD	36
2.4.3	ADC / SCPC / PSK / FDMA : DIGITAL SCPC	37
2.4.3.1	ACTIVACIÓN POR VOZ	39
2.4.3.2	CANAL DIGITAL UNITARIO	40
2.4.3.3	CÁLCULOS DE CAPACIDAD	41
2.4.4	NBP / SCPC / FM / FDMA : ANALÓGICO SCPC	41
2.4.5	CONTROL AUTOMÁTICO DE FRECUENCIA (AFC)	42
2.4.5.1	CÁLCULOS DE CAPACIDAD	42

V SISTEMA TDMA

43

	VI SISTEMA CDMA	44
	VII CONTROL DE ERROR	
2.7.1	DETECCIÓN DE ERROR	48
2.7.2	REDUNDANCIA	48
2.7.3	CODIFICACIÓN CONTEO EXACTO	48
2.7.4	PARIDAD	48
2.7.5	REDUNDANCIA VERTICAL Y HORIZONTAL (VRC)	49
2.7.6	CHEQUEO DE REDUNDANCIA LONGITUDINAL Y HORIZONTAL	49
2.7.7	CHEQUEO DE REDUNDANCIA CÍCLICA	49
	V III CORRECCIÓN DE ERROR	
2.8.1	SUSTITUCIÓN DE SÍMBOLO	50
2.8.2	RETRANSMISIÓN	50
2.8.3	CORRECCIÓN DE ERROR EN ADELANTO (FEC)	51
	 CAPITULO 3 TDMA	
	I ADC / TDM / PSK / TDMA : TRANSPONDER TOTAL TDMA	53
	II SINCRONIZACIÓN DE RÁFAGA	56
	III AGRUPAMIENTO ESTRUCTURAL	58
3.3.1	RÁFAGA DE REFERENCIA	58
3.3.2	RÁFAGA DE TRAFICO (TBS)	59
3.3.3	TIEMPO DE GUARDA	59
	IV ESTRUCTURA DE LA RÁFAGA	
3.4.1	SECUENCIA DE RECUPERACIÓN DE PORTADORA DE RELOJ	60
3.4.2	LA PALABRA ÚNICA (UW)	60
3.4.3	CANAL DE SEÑALIZACIÓN	64
3.4.4	TRAFICO DE DATOS	66

	V EFICIENCIA DE LA TRAMA	66
	VI ESTRUCTURA DE LA SUPERTRAMA	
3.6.1	SINCRONIZACIÓN Y ADQUISICIÓN DE TRAMA	71
3.6.2	RECEPCIÓN DE TRAMA DE ADQUISICIÓN Y TRAMA DE SINCRONIZACIÓN	73
	VII CÁLCULOS DE CAPACIDAD	75
	VIII BANDA ANGOSTA TDMA	77
	IX ASIGNACIÓN POR DEMANDA	78
	X DIFUSORA CONMUTADA Y SATÉLITE CONMUTADO TDMA	78
	XI VENTAJAS DEL SISTEMA TDMA	79

CAPITULO 4 COMUNICACIÓN DIGITAL

I COMUNICACIÓN DIGITAL

4.1.1	LIMITE DE SHANNON PARA CAPACIDAD DE INFORMACIÓN	83
4.1.2	RADIO DIGITAL	84

II FSK

4.2.1	TRANSMISIÓN FSK	85
4.2.2	ANCHO DE BANDA EN FSK	85
4.2.3	RECEPCIÓN FSK	88
4.2.4	CORRIMIENTO MÍNIMO FSK (MSK)	89

III PSK

4.3.1	MODULACIÓN BINARIA BPSK	91
4.3.2	TRANSMISIÓN BPSK	92
4.3.3	ANCHO DE BANDA BPSK	94
4.3.4	RECEPCIÓN BPSK	97

IV CODIFICACIÓN M-ARIO

4.4.1	QPSK	99
4.4.2	TRANSMISIÓN QPSK	99
4.4.3	ANCHO DE BANDA QPSK	102
4.4.4	RECEPCIÓN QPSK	104
4.4.5	QPSK OFFSET	106

V EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA

4.5.1	RECUPERACIÓN DE PORTADORA	108
4.5.2	SQUARING LOOP	108
4.5.3	COSTAS LOOP	109
4.5.4	REMODULADOR	109

VI PSK DIFERENCIAL (DPSK)

4.6.1	TRANSMISIÓN PSK DIFERENCIAL BINARIO (DBPSK)	110
4.6.2	RECEPCIÓN DBPSK	112

VII PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR (BER) 112

VIII FUNCIÓN DE ERROR EN PSK

4.8.1	RENDIMIENTO DE ERROR EN FSK	118
-------	-----------------------------------	-----

CAPITULO 5 CALCULO DE ENLACE

I ECUACIÓN DE ENLACE ASCENDENTE

5.1.1	RELACIÓN DE PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO	120
5.1.2	PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE	122
5.1.3	PERDIDAS POR DISPERSIÓN	122
5.1.4	POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA RADIADA	123
5.1.5	RELACIÓN SEÑAL A RUIDO	124

II CALCULO DE UN ENLACE (PANAMÁ - LA HABANA)

5.2.1	GANANCIA DE ANTENA	125
5.2.2	FIGURA DE MÉRITO DE LA ESTACIÓN TERRENA	125
5.2.3	ANCHO DE BANDA	126
5.2.4	ÁNGULO D ELEVACIÓN	126
5.2.5	DISTANCIA AL SATÉLITE	127
5.2.6	PERDIDAS POR DISPERSIÓN	127
5.2.7	RELACIÓN PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO	127
5.2.8	PERDIDAS ATMOSFÉRICAS	128
5.2.9	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO	128
5.2.10	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA	128
5.2.11	POTENCIA NOMINAL REQUERIDA POR PORTADORA ...	129
5.2.12	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO DESCENDENTE	130

III CALCULO PARA LA ESTACIÓN TERRENA DE LA HABANA

5.3.1	DISTANCIA AL SATÉLITE	130
5.3.2	PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE	130
5.3.3	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO DESCENDENTE	131
5.3.4	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA	131
5.3.5	RELACIÓN PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL	132
5.3.6	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA	133
5.3.7	RELACIÓN PORTADORA A RUIDO REQUERIDA	133
5.3.8	PORCENTAJE DE POTENCIA	133
5.3.9	FACTOR DE CALIDAD	134
5.3.10	CALCULO DE LA POTENCIA DEL HPA	134

APENDICE A	135
------------------	-----

CONCLUSIONES	153
--------------------	-----

BIBLIOGRAFIA	155
--------------------	-----

INTRODUCCIÓN:

Con el advenimiento de la digitalización de las señales analógicas, se produce una profunda transformación en los conceptos de transmisión, esto conlleva a un desarrollo de técnicas que aunque conocidas en teoría no era posible su consolidación por la infraestructura inexistente en sistemas computacionales.

El múltiple acceso vía satelital y la amplia explotación del espectro radioeléctrico es una herramienta importante para la creciente demanda de intercambio de información. El propósito de este trabajo es contribuir en una muy pequeña parte la demanda de información en cuanto a las formas de enlace de los sistemas satelitales por lo que se estructura desde la perspectiva de un enfoque más objetivo sin tocar los aspectos históricos y evolutivos de los satélites. Así entonces se plantea muy brevemente la conformación de una estación terrena para pasar a las dos técnicas mas frecuentemente usadas en la actualidad FDMA y TDMA y converger en las técnicas de modulación digital para dar paso a el calculo de un enlace satelital y finalmente conjuntar en un apéndice los datos técnicos de un equipo de TDMA el cual fue tomado de la red de TELECOM aprovechando para agradecer las facilidades otorgadas así como sus comentarios al coordinador de dicha red.

Quizá el enfoque del trabajo no se oriente directamente hacia TDMA, como se hubiera pretendido. Más la idea fundamental permanece ya que se plantea la esencia del sistema sin entrar en complicaciones ni arduas presentaciones matemáticas que hacen tedioso el interés. Se trata el sistema FDMA porque es la tecnología que inicia el múltiple acceso y por tanto no podemos rebasar su injerencia. El sistema CDMA solamente es mencionado pues su desarrollo aun es limitado. Se dedica un capítulo completo a los sistemas de modulación digital mas frecuentemente usados en sistemas satelitales como son FSK PSK (BPSK QPSK DPSK). Así entonces se da inicio con una breve estructuración de una estación terrena que es la base para una visión global de los sistemas satelitales.

CAPITULO 1

CONFIGURACIÓN DE UNA ESTACIÓN TERRENA

I.- ESTACIONES TERRENAS

- 1.1.1.- INTRODUCCIÓN
- 1.1.2.- BANDAS DE OPERACIÓN
- 1.1.3.- ANTENAS
- 1.1.4.- EL TRANSMISOR
- 1.1.5.- EL RECEPTOR
- 1.1.6.- POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA RADIADA (PIRE)

II.- CARACTERÍSTICAS Y MANTENIMIENTO DE LAS ESTACIONES TERRENAS SEGUN EL C.C.I.R.

- 1.2.1.- DISEÑO DE ANTENAS. RECOMENDACION 580-1
- 1.2.2.- ANTENAS UTILIZADAS EN LAS ESTACIONES TERRENAS PARA SERVICIO FIJO POR SATELITE.
- 1.2.3.- ASPECTOS MECÁNICOS Y DE ESTRUCTURA
- 1.2.4.- CARACTERÍSTICAS DE ORIENTACIÓN Y SEGUIMIENTO
- 1.2.5.- CARACTERÍSTICAS Y PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO
- 1.2.6.- FACTOR DE CALIDAD
- 1.2.7.- PERDIDAS POR TRAYECTORIA Y ATENUACIÓN
- 1.2.8.- MODULACION

III.- INFRAESTRUCTURA GENERAL

- 1.3.1.- CLASIFICACION DE UNA ESTACION TERRENA
- 1.3.2.- ESTACIONES PEQUEÑAS DEFINIDAS POR INTELSAT

I.- ESTACIONES TERRENAS

1.1.1.- INTRODUCCIÓN

Una estación terrena es parte complementaria de una red de comunicación satelital, y donde se lleva a cabo el procesamiento de la señal desde banda base a niveles de radiofrecuencia o viceversa para su transmisión ó recepción hacia el satélite que es el punto intermedio entre estaciones terrenas.

Una estación terrena se compone de varios elementos y equipos interconectados entre sí (el término se usa indistintamente si el equipo es fijo o móvil). En la figura 1.1 se muestra el diagrama de bloques básico de una estación terrena.

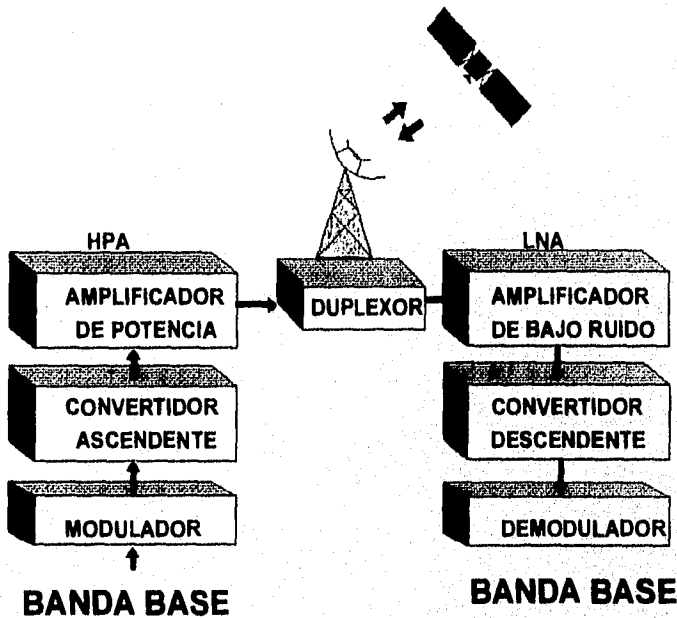


fig. 1.1 Diagrama a bloques de una estación terrena.

En el diagrama ningún módulo se indica redundante pero en la práctica es conveniente utilizar equipo de respaldo. Por lo general se utiliza la misma antena para recibir como para transmitir, utilizándose un dispositivo de acoplamiento llamado duplexor, si es que la aplicación así lo requiere.

1.1.2.- BANDAS DE OPERACIÓN.

Los sistemas de comunicación emplean las frecuencias del espectro electromagnético, dentro de este espectro las frecuencias de trabajo de un satélite de comunicación se localizan en la zona de microondas SHF (super altas frecuencias) y EHF (extremada alta frecuencia) que a su vez se subdividen en bandas de operación. Esto es representado gráficamente en la figura 1.2.

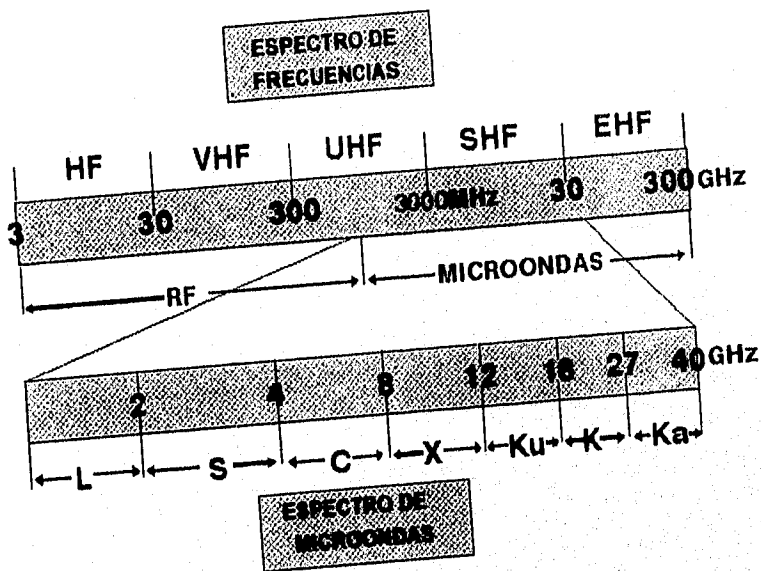


Fig.1.2 Espectro electromagnético

1.1.3.- ANTENA

Es uno de los subsistemas más importantes de la estación terrena. Ya que es el elemento radiador o receptor de la portadora de radiofrecuencia modulada.

Las características más importantes de una antena son su ganancia y el patrón de radiación.

GANANCIA.- Es una comparación de la salida, en una dirección específica de la antena, con respecto a una antena de referencia (llamada isotrópica). Esta ganancia se mide en decibeles, con relación a la potencia radiada o recibida por la antena isotrópica.

Por tanto es deseable tener la mayor ganancia posible en la dirección en la que se recibe o transmite, y la mínima en las zonas fuera de esta dirección. Una antena isotrópica por definición es una antena ficticia que radia simultáneamente con la misma densidad de potencia en todas direcciones y alrededor de ella. Se emplea como referencia y se supone que recibe la misma potencia de alimentación que la antena real.

La ganancia debe tener un valor definido que se asocia con la dirección de máxima radiación, la cual dentro de un patrón de radiación forma un lóbulo principal, que se encuentra en función de los parámetros intrínsecos de la antena (diámetro de antena, concavidad, rugosidad de la superficie, etc.). A mayor diámetro mayor estrechamiento del lóbulo principal, y un mejoramiento de la ganancia.

Las antenas más utilizadas en microondas y satélite son del tipo parabólico. Una antena parabólica refleja las señales que llegan a ella y las concentra en un punto común llamado foco, así mismo las señales que provienen del foco, las refleja y las concentra en un haz muy angosto de radiación. Este foco coincide con el foco geométrico del paraboloide en revolución que representa matemáticamente a la antena y en el que se coloca el alimentador, que por lo general es una antena tipo corneta; el tipo de alimentador define la ganancia final de la antena y las características de los lóbulos. Existen varios tipos de alimentadores, pero los más utilizados son el Fomial, Descentrado y Cassegrain. La figura 1.3 muestra un sistema típico Cassegrain.

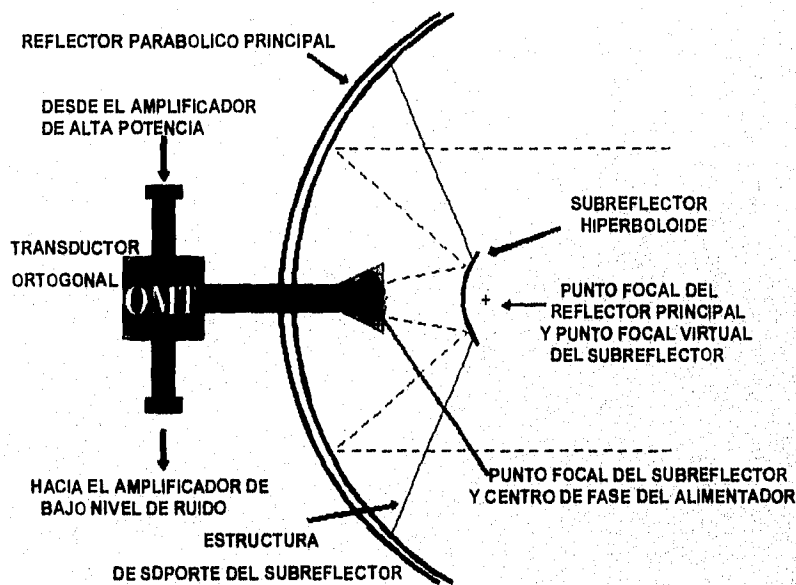


Fig. 1.3 Antena tipo CASSEGRAIN

1.1.4.- EL TRANSMISOR

El equipo transmisor consiste básicamente de tres módulos:

- a).- Modulador
- b).- Convertidor ascendente (Up converter)
- c).- Amplificador de alta potencia (HPA)

a).- *En el modulador se efectúa el proceso electrónico donde se combina la forma de la señal original con una señal portadora, siendo las modulaciones más comunes la analógica FM y la digital PSK. Por tanto se modifica el ancho de banda de frecuencias y la posición de la información dentro del espectro electromagnético. Este proceso de modulación a frecuencias intermedias es el primero en su ascenso de conversión a microondas. Ya que la frecuencia intermedia no es adecuada para radiarla efectivamente a la atmósfera es necesario elevarla a otra frecuencia.*

b).- *Convertidor ascendente (up converter); traslada la señal de frecuencia intermedia (70 Mhz - 1 Ghz) a una frecuencia mucho más alta para poder radiarla efectivamente a la atmósfera, pero aún con esta frecuencia el nivel de potencia es muy bajo, por lo que es necesario amplificarla, esta función la realiza el amplificador de alta potencia (HPA), del cual existen fundamentalmente dos tipos: El tubo de onda progresiva TWT y el Klistron. En algunas ocasiones la potencia que va a transmitirse es tan poca o tan baja que no es necesario usar amplificadores tan potentes como el TWT o el Klistron, por lo que se utilizan amplificadores de baja potencia o LPA hechos con tecnología de estado sólido. Su potencia de salida es de unos cuantos watts y la mayoría funciona con transistores de efecto de campo (FETS).*

c).- *Amplificador de Alta Potencia (HPA) uno de los amplificadores más ampliamente usados es el TWT (traveling wave tube) que se muestra en la figura 1.4. El TWT emplea el principio de modulación de velocidad en la forma de ondas guiadas. La señal de radiofrecuencia es amplificada al viajar por la estructura llamada helix (hélice). La hélice puede pensarse como una línea coaxial especial de transmisión con gran inductancia por unidad de longitud. La inductancia proporciona al circuito coaxial una velocidad de fase mucho menor que en el espacio libre. Bajando la velocidad de propagación hasta igualar la velocidad de los electrones que se dirigen al colector. Conforme el haz y la señal de entrada se mueven juntas, sus campos interactúan para producir la modulación en velocidad de los electrones, los cuales transfieren energía a la señal por lo que esta se ve amplificada. Debido a que es posible perder todo el enlace si el amplificador llegase a fallar, es común encontrar sistemas donde hay amplificadores de redundancia. Generalmente el nivel de potencia a la salida del convertidor de subida es pequeño en comparación con el que debe aplicarse a la entrada del amplificador de potencia para que este funcione adecuadamente, es común adicionar un amplificador excitador entre el convertidor de frecuencia y el amplificador de potencia como una etapa de amplificación a niveles de potencia intermedia.*

TWT

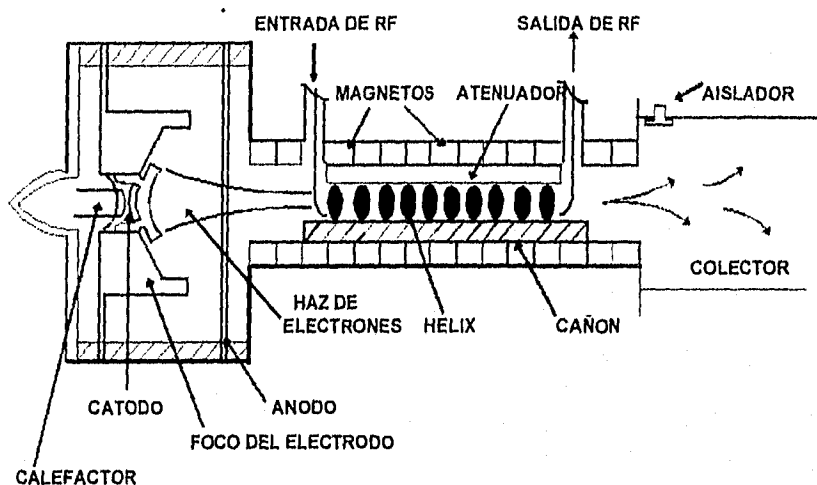


Fig. 1.4. Tubo de Onda Progresiva

Este tubo presenta un ancho de banda de 500 Mhz, y tiene un alto consumo de potencia, presentando un sistema de enfriamiento independiente. Dentro del ancho de banda es posible transmitir hasta 24 canales de televisión o su equivalente en canales telefónicos, pero al ocupar todo el ancho de banda con portadoras múltiples los productos de intermodulación aumentan, para evitar estos se dejan bandas de protección y se reduce la potencia de salida (BACK OFF).

1.1.5.- EL RECEPTOR

Al recibir la antena la señal proveniente del satélite es entregada a un amplificador de bajo ruido (LNA). Debido a que la señal que se ha recibido tiene una baja intensidad es muy sensible a cualquier efecto de ruido que se pueda añadir antes de ser amplificada a un nivel aceptable. La antena y el amplificador de bajo nivel son los elementos más importantes de una estación terrena receptora ya que ambos definen la calidad de operación. La ganancia de recepción de una antena es su parámetro más importante designándose como G . Por lo que respecta al amplificador de bajo nivel su parámetro a considerar es la temperatura de ruido y en cuanto este sea más bajo será mejor la calidad en la recepción, ya que el ruido que se añade a la señal es menor y la calidad de recepción aumenta. Pero también a través de la antena se infiltra ruido por lo que la magnitud de este se calcula en función de la temperatura

de ruido de la antena, la suma de ambas determinan casi completamente la temperatura total del sistema de recepción T .

A la relación G/T se le conoce comúnmente como figura de mérito o factor de calidad. Y define las cualidades de recepción de una estación terrena, y sus unidades son dB/°k.

A la salida del amplificador de bajo ruido van conectados en cadena un convertidor de bajada y un demodulador. La salida del amplificador se conecta al convertidor de bajada el cuál transfiere toda la información a una frecuencia intermedia. Dicha señal aún se encuentra modulada por lo que la etapa siguiente consiste en demodularla para obtener la señal en banda base. Realmente no es posible obtener una señal semejante a la que fue transmitida ya que diversos factores se encargan de distorsionarla (lluvia, nieve, etc.). Esto determina la importancia del bloque de demodulación en la calidad final del enlace.

1.1.6.- POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA RADIADA (PIRE)

En una cobertura satelital se delimitan una serie de contornos que indican la caída de la señal en función de la distancia al centro de dicha cobertura, estas cifras representan niveles de potencia medidos en dBw.

Pero en realidad el término que expresa el valor de la cobertura no es la potencia de el amplificador de salida del satélite sino la suma de tres elementos lo cual es llamado PIRE y queda representado de la siguiente forma:

$$PIRE = P_t - L_f - G_{Tx} \quad (1-1)$$

Donde:

P_t - Potencia nominal de salida del tubo de onda progresiva

L_f - Perdidas de acoplamiento antena-transmisor.

G_{Tx} - Ganancia de la antena emisora.

Estos valores de PIRE en cualquier cobertura son cifras de potencia al inicio de la operatividad del satélite y son valores máximos (saturación del transponder). Sin embargo no es conveniente que trabajen en el nivel de saturación por lo que se sustrae un determinado valor de potencia al indicado en la cobertura lo que se conoce como BACK-OFF.

De esta forma el transponder de un satélite puede trabajar a una potencia nominal (full-transponder), lo que implica que una sola portadora ocupa todo el ancho de banda optimizando su uso ó también esta potencia y ancho de banda puede ser dividido entre dos portadoras o entre una portadora y otro tipo de servicio (half-transponder). Ambos modos de operación son comúnmente utilizados dependiendo de los requerimientos de transmisión y de la técnica de acceso.

Teniendo en consideración que la característica entrada-salida del amplificador es no-lineal y al presentarse dos o más portadoras se producirán internamente señales adicionales e indeseables que a la salida se sumaran a la información adicional, distorsionándola produciéndose así el llamado ruido de intermodulación.

Como la potencia total de entrada al amplificador es la suma de las potencias de las portadoras es preciso operar al amplificador de potencia en un punto de trabajo inferior al de saturación, para reducir así el ruido de intermodulación y su efecto sobre la información original.

Siempre que exista más de una portadora en el amplificador de potencia, se producirá ruido de intermodulación y cuanto mayor sea su número, mayor será el ruido y su efecto; por lo tanto, mientras más portadoras se deseen amplificar con el mismo dispositivo al mismo tiempo, será preciso operar en un punto más bajo al de saturación, y será menor la cantidad de potencia a la salida.

II.- CARACTERÍSTICAS Y MANTENIMIENTO DE LAS E.T. SEGÚN EL C.C.I.R.

1.2.1.- DISEÑO DE ANTENAS. RECOMENDACIÓN 580-1 (Rc 580-1)

Las antenas parabólicas por ser altamente directivas presentan un haz principal (que apunta directamente hacia el satélite) y una serie de lóbulos secundarios que deben cumplir con los requerimientos de la Recomendación 508-1. Por lo tanto en base a (Rc 580-1) se toman las siguientes consideraciones:

- Que la utilización eficaz del espectro radioelectrico es un factor esencial en la órbita de los satélites geoestacionarios.

- Que las características de los lóbulos laterales de las antenas en las E.T. es uno de los factores que determinan la separación mínima entre satélites.

- Que el diagrama de radiación de las antenas influye directamente en el PIRE fuera del eje principal de radiación y en la potencia recibida por los lóbulos laterales.

Por lo tanto se recomienda que :

1.- La antenas que funcionen con un satélite geoestacionario con una relación:

$$D/\lambda > 150 \quad (1-2)$$

D.-diámetro de antena

λ . - la longitud de onda

que hayan sido instaladas antes de 1988 la **ganancia** G, de los lóbulos laterales no debe exceder de:

$$G = 29 - 25 \times \log \theta \quad (1-3)$$

θ .- es el ángulo con respecto al eje del lóbulo principal

El requisito debe cumplirse para cualquier dirección fuera del eje principal que forma un ángulo menor o igual a 3° con la órbita de los satélites geoestacionarios y para la que $1^\circ \leq \theta \leq 20^\circ$

2.- Antenas con una relación:

$$D/\lambda \text{ entre } 11 \text{ y } 150 \quad (1-4)$$

Las instaladas después de 1988, la ganancia G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 32 - 25 X \log \theta \quad (1-5)$$

Requisito que debe cumplirse para cualquier dirección fuera del eje principal que forma un ángulo menor o igual a 3° con la órbita de los satélites geoestacionarios y para la que $1^\circ \leq \theta \leq 20^\circ$.

3.- Antenas con una relación:

$$D/\lambda \leq 100 \quad (1-6)$$

Las instaladas a partir de 1989, la ganancia G de los lóbulos laterales no exceda:

$$G = 52 - 10 X \log (D / \lambda) - 25 X \log \theta \quad (1-7)$$

Las antenas instaladas después de 1991 tengan una ganancia G del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 49 - 10 X \log (D / \lambda) - 25 X \log \theta \quad (1-8)$$

Estos requisitos se cumplen para valores de θ comprendidos entre $(100/D)^\circ$ y $(D/5)^\circ$ no siendo este último menor a 70° .

1.2.2.- ANTENAS UTILIZADAS EN LAS ESTACIONES TERRENAS PARA SERVICIO FIJO POR SATÉLITE (S.F.S.)

- Características de las antenas de las estaciones terrenas.
- Ganancia elevada en la dirección de las señales deseadas.
- Ganancia mínima en las otras direcciones.
- Gran eficiencia.
- Baja temperatura de ruido.
- Orientable en cualquier dirección.
- Buena calidad de recepción o transmisión, que no disminuya debido al viento o condiciones meteorológicas desfavorables.
- Alta discriminación de las señales con polarización ortogonal.

1.2.3.- ASPECTOS MECÁNICOS Y DE ESTRUCTURA

La estructura debe mantener y asegurar en forma precisa la posición y altitud del reflector y reviste fundamental importancia ya que de su construcción depende la

facilidad para orientar y simplificar los movimientos que faciliten la localización inmediata del satélite en órbita geoestacionaria. Existen dos configuraciones básicas:

- a).- Montaje Az-El (azimuth-elevación)
- b).- montaje polar.

Montaje Az-El.- Es el montaje más ampliamente usado en los reflectores parabólicos el cual utiliza dos planos de movimiento uno horizontal paralelo al suelo: Azimuth y otro perpendicular a la superficie: Elevación.

El sistema polar viene como una respuesta a una necesidad, más que a un diseño específico. Es un método tradicionalmente usado en los observatorios astronómicos para los telescopios ópticos y radiotelescopios. Ya que los satélites se encuentran situados sobre el ecuador su movimiento se realiza sobre un plano inclinado de tal forma que explora un amplio arco del ecuador.

Resistencia Mecánica.- Es ineludible considerar también las condiciones meteorológicas adversas (vientos fuertes), o simplemente el anclaje o fijación en cualquier tipo de situación (techos, edificaciones, etc.), Por lo que las especificaciones mecánicas y de resistencia al viento deben garantizar una inmovilidad suficiente para asegurar una continuidad en la recepción de la señal aún en condiciones difíciles.

Tanto en los montajes polares como los de Az-El, la fijación más común es del tipo columna o pedestal. Donde el peso de la parábola no corresponde directamente con el esfuerzo que sufre en la base (el esfuerzo cortante y momento flector) a velocidades de viento elevadas.

Debe mantenerse y realizarse con precisión la forma de las superficies reflectoras para todas las condiciones de funcionamiento, para evitar pérdidas de ganancia con el consiguiente aumento de los lóbulos laterales, estas pérdidas pueden evaluarse de la siguiente manera:

$$\text{Pérdidas de ganancia} = 0.00761 e^2 f^2 \quad (1-9)$$

donde :

e = error de la superficie en mts.

f = frecuencia.

1.2.4.- CARACTERÍSTICAS DE ORIENTACIÓN Y SEGUIMIENTO

En la mayoría de los sistemas las pérdidas de la señal debidas a los errores de orientación deben de ser de unas décimas de decibel lo cual puede conseguirse por seguimiento automático; el cuál puede realizarse por diferentes métodos, de los cuales el más sofisticado deduce las señales de error a partir de la desalineación del haz de la antena con la dirección del satélite, y el más sencillo es el de seguimiento escalonado o simple que imita el proceso manual de encontrar la cresta de la señal recibida.

1.2.5.- CARACTERÍSTICAS Y PRINCIPIOS DE FUNCIONAMIENTO

De acuerdo a la fabricación del disco, estos pueden construirse en aluminio, chapa de acero, fibra de vidrio y otras resinas plásticas.

Estableciéndose una clasificación inicial en función del montaje tenemos:

- a).- Parábolas de una pieza
- b).- De sectores o pétalos. (Su fabricación puede ser de lamina o rejilla).

Una segunda clasificación que ilustra eléctricamente el comportamiento de los distintos tipos de paraboloides es la siguiente:

- a).- Foco primario
- b).- Offset
- c).- Cassegrain

Foco Primario.- Es un reflector único y cuya alimentación es simétrica con respecto a su eje ; al estar situado el foco en el sentido de incidencia de la energía electromagnética que recibe el reflector genera una zona de sombra en la parábola dejando una pequeña parte de su superficie central fuera sin operar esta aparente perdida de rendimiento ha dado lugar a las parábolas de tipo Offset.

Offset.- Son antenas no simétricas (realmente son una sección de una antena de foco primario) que evita el efecto anterior al quedar desplazado el iluminador de la línea de vista del satélite.

Cassegrain.- es el tipo de parábola más habitual para estaciones terrenas de gran demanda de trafico.

Una antena Cassegrain es la combinación de dos reflectores, la geometría de este sistema emplea un contorno parabólico como disco o plato principal y un contorno hiperbólico como disco o reflector secundario.

La geometría del sistema se muestra en la figura 1.5

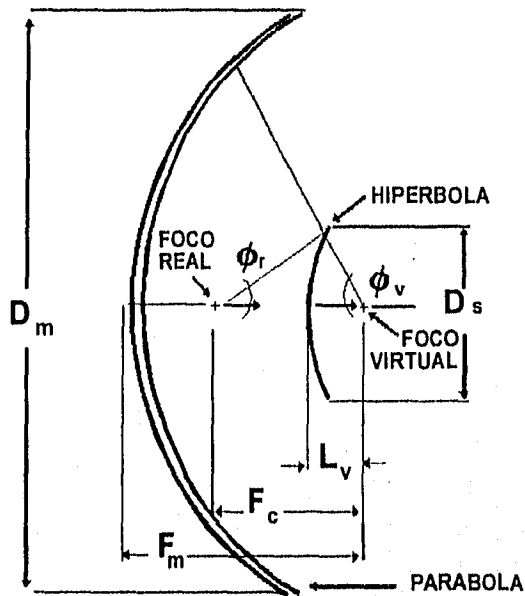


Fig.1.5 Geometría de antena

En esta figura uno de los dos focos de la hipérbola representa el punto de foco real y donde se localiza el alimentador. El otro foco es un punto virtual que también coincide con el foco del paraboloide.

Las siguientes relaciones describen completamente al sistema. En la figura se muestran siete parámetros, tres son dependientes de los otros cuatro, las ecuaciones que describen esta dependencia, para el disco principal es:

$$\tan^{1/2} f_v = \pm 1/4 [D_m/F_m] \quad (1-10)$$

El signo positivo se aplica para el tipo Cassegrain, el negativo para el tipo Gregoriana.

Para el disco secundario:

$$1/\tan f_v + 1/\tan f_r = 2 [F_c/D_s] \quad (1-11)$$

$$1 - [\sin^{1/2} (f_v - f_r) / \sin^{1/2} (f_v + f_r)] = 2 [L_v/F_c] \quad (1-12)$$

Típicamente los parámetros de la figura 1.5. D_m , F_m , F_c y f_r se determinan bajo condiciones de rendimiento y limitaciones de espacio, f_v , D_s y L_v pueden ser calculados. Es interesante notar que el valor del parámetro f_r , el cuál determina el ancho del haz requerido por el alimentador, puede ser especificado independientemente de la relación $[F_m/D_m]$ el cuál determina la forma del plato principal.

Antena Gregoriana

En las antenas de este tipo la parte cóncava del subreflector y no la convexa, se encuentra frente al alimentador. Como se representa en la Fig 1.6

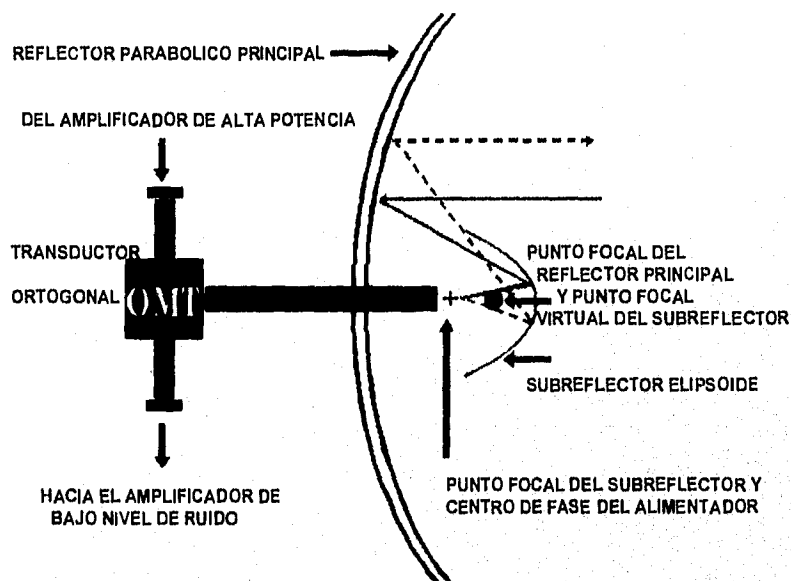


Fig.1.6 Antena Gregoriana

El transductor ortogonal (OMT).- Consiste en una doble guía de onda que separa las dos polarizaciones obteniéndose así desacoplamientos mayores a 35 dB. Siendo además el elemento más apropiado en sistemas donde las exigencias de calidad representen el parámetro fundamental.

Temperatura de ruido.- Existen básicamente tres contribuciones de ruido:

Ruido de Amplificador.- A temperatura ambiente los electrones de un conductor se desplazan en un movimiento aleatorio individualmente aunque el promedio de desplazamiento global es nulo. Este movimiento aleatorio puede asimilarse en una pequeña fluctuación de corriente eléctrica susceptible de ser detectada como un ruido aleatorio. Midiendo la potencia de ese ruido se observa que es directamente proporcional a la temperatura física del conductor medida en la escala absoluta de temperatura de ahí que se exprese esa medida de ruido en términos de una temperatura a escala Kelvin. En el caso de semiconductores aparecen otros fenómenos de generación de ruido de origen no térmico, tales como el ruido Schottky o ruido impulsivo. Como se menciono anteriormente las dos partes adicionales que contribuyen a la temperatura de ruido son el ruido de antena (temperatura de antena), que se genera en el suelo del entorno de la parábola y cuyo nivel dependerá de la elevación de la misma. Una antena con una elevación de 90° (paralela al suelo) no presenta teóricamente ningún ruido térmico. Como caso extremo, una antena parabólica totalmente enfocada sobre el suelo captara el ruido térmico del mismo, que esta evaluado en 290° K a 25° C (3 dB a 25° C). Y por ultimo la contribución del ruido atmosférico (cielo y lluvia).

Los amplificadores típicos con refrigeración criogénica tienen una temperatura de ruido de unos 20°K, con lo que la temperatura total del sistema, incluidas las guías de onda, llega a ser de unos 70°K. En el caso de que no se utilice refrigeración la temperatura puede ser de unos 80 a 120°K.

1.2.6.- FACTOR DE CALIDAD

También conocido como factor de mérito o figura de mérito es una medida de la sensibilidad de la estación receptora, siendo además independiente de los parámetros del satélite. Expresa la relación entre la ganancia de la antena y la temperatura de ruido presente a la entrada del receptor del satélite. Su forma matemática se define de la siguiente forma.

$$G / T = 10 \times \log [\text{ganancia de la antena} / \text{temperatura de ruido del sistema}] \quad (1-13)$$

1.2.7.- PERDIDAS POR TRAYECTORIA Y ATENUACIÓN

En una comunicación satelital la señal de radio durante su trayectoria sufren pérdidas por propagación en el espacio libre, las cuales dependen de la longitud de onda y la distancia pero además son afectadas por la atmósfera baja y la ionosfera. A frecuencias menores de 1 GHz, el ruido cósmico y la atenuación ionosférica son los factores más importantes que provocan problemas. A frecuencias mayores de 10 GHz, los factores que pueden llegar a ser más significativos en su atenuación son la lluvia y el ruido inducido por los gases atmosféricos.

a).-Atenuación por gases atmosféricos.- Las moléculas de oxígeno y agua que se encuentran en la atmósfera absorben parcialmente las ondas de radio durante su trayectoria a través de la atmósfera. Esta atenuación puede ser calculada en base a los coeficientes de absorción de oxígeno y del vapor de agua y se encuentra dada por:

$$A_{atm} = g_o L_o + g_a L_a \quad (1-14)$$

Donde:

g_o .- Coeficiente de absorción del oxígeno (dB/Km)

g_a .- Coeficiente de absorción del agua (dB/Km)

L_o .- Longitud efectiva del oxígeno 4 Km.

L_a .- Longitud efectiva del agua 2 Km

Esta longitud efectiva de oxígeno y agua es una distancia de atmósfera hipotética de densidad constante, en la cual las ondas de radio se propagan con una atenuación idéntica a la atmósfera real, los valores son 4 km y 2 Km respectivamente. Los coeficientes de absorción de O_2 y H_2O se muestran en la figura 1.7.

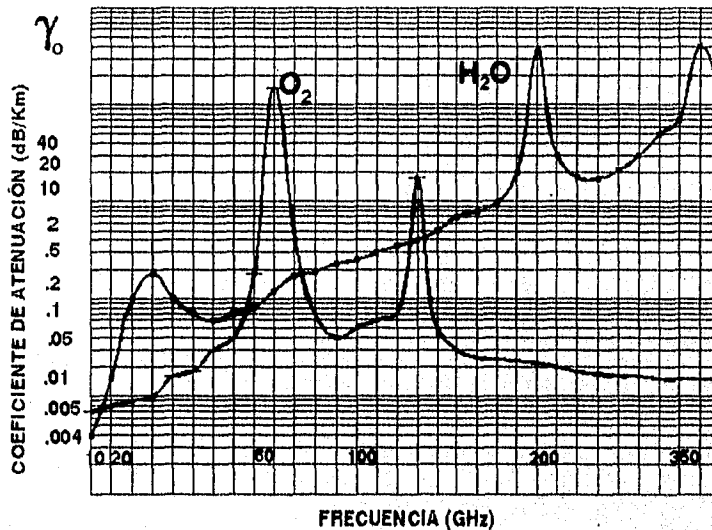


Fig.1.7 Atenuación por gases atmosféricos

b).- Atenuación por lluvia.- En su trayectoria las ondas de radio pasan a través de las gotas de lluvia las cuales la absorben y dispersan. Cuando la longitud de onda de la señal es extremadamente grande con respecto al tamaño de la gota la atenuación se le atribuye a la absorción, mientras que el efecto de dispersión aumenta cuando la longitud de onda decrece.

1.2.8.- MODULACIÓN

Los sistemas que emplean señales analógicas para modular una onda portadora son de empleo muy generalizado y continuaran siéndolo para ciertas aplicaciones debido a su sencillez y buenas características. Sin embargo el desarrollo de sistemas utilizando señales de impulsos o digitales ha permitido una forma alternativa de modulación que es llamada modulación de impulsos. Sus propiedades particulares para sistemas digitalizados los hacen ser superiores a los sistemas analógicos existentes.

La base de la modulación de impulsos es la utilización de una señal portadora digital que se modula por una señal analógica. Esto puede llevarse a cabo de varias maneras y da origen a tipos específicos de modulación de impulsos.

Los métodos de conversión analógico a digital más frecuentemente usados en sistemas de comunicación son:

- a).-PCM : Modulación por pulsos codificados
- b).-DPCM : Modulación diferencial de pulsos codificados
- c).-DM : Modulación delta.

PCM.- Modulación por pulsos codificados.

Es una técnica de conversión de señales analógicas a forma digital la cual realiza tres funciones que se muestran en la figura 1.8 y donde se incluye muestreo cuantización y codificación:

El teorema del muestreo establece que la componente espectral de frecuencia más alta de una función definida en el tiempo $m(t)$ será f_m , entonces un muestreo instantáneo de dicha función deberá realizarse a una velocidad de $f_s > 2f_m$ para incluir así la mayor información del mensaje original. En la figura se ilustra la aplicación del teorema a un canal de voz donde el ancho de banda se encuentra limitado por $f_m = 3.4$ KHz y es muestreado a una frecuencia de $f_s = 8$ Kilomuestras por segundo la señal muestreada $m(t)$ $s(t)$. Como la señal moduladora se compone de un grupo continuo de valores, se divide en un grupo finito de magnitudes discretas entre un límite superior y un límite inferior. Esta técnica de división recibe el nombre de cuantización, una señal cuantizada es una aproximación de la señal analógica. Existen dos tipos de cuantización: la cuantización uniforme, en la que los niveles se encuentran separados uniformemente, y la no uniforme donde la separación es desigual.

Los impulsos cuantizados son codificados normalmente en grupos, de acuerdo con el código binario. Cada grupo de impulsos representa su nivel cuantizado como un número binario y el número máximo de impulsos en un grupo depende del número total de niveles cuantizados elegidos para el sistema.

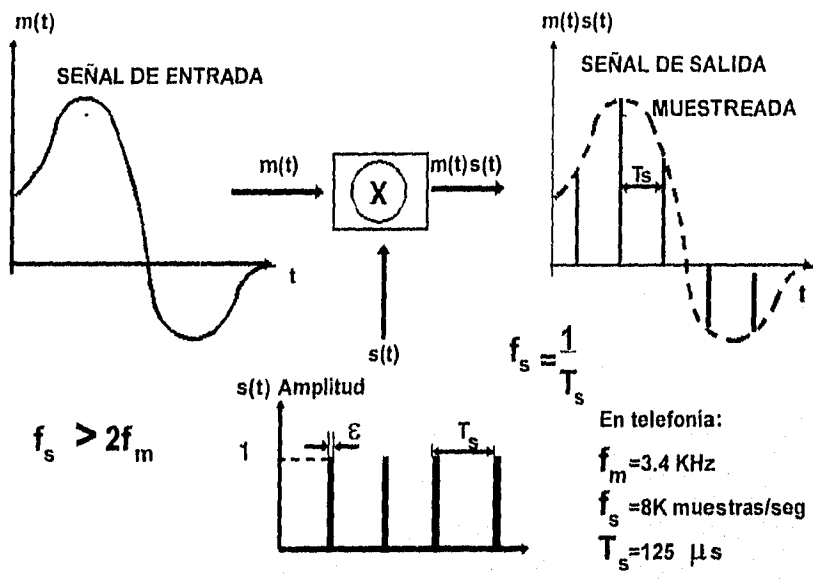


Fig.1.8 Muestreo de una señal

Es usual utilizar 128 niveles para representar señales de voz, ya que $2^7 = 128$, por lo que normalmente se usan grupos de 7 impulsos con cuantización no uniforme. Las diferencias entre los niveles de las señales analógica y cuantizada conduce a una incertidumbre que se conoce como ruido ó error de cuantización.

Este error es proporcional al tamaño del escalón d por tanto a mayor número de niveles de cuantización menor porcentaje de error. Experimentalmente se ha encontrado que un promedio aceptable de señal-ruido, se obtiene con $2^8=256$ niveles de cuantización. Lo que representa 8 bits de información por muestra cuantizada.

Si el número de niveles de cuantización es grande (> 100) se puede asumir que el error de cuantización tiene una densidad de probabilidad uniforme y vendrá dado por:

$$p(E) = \frac{1}{d} \quad (1-15)$$

$$-\frac{d}{2} \leq E \leq \frac{d}{2}$$

- p(E).- densidad de probabilidad de error
- d.- tamaño del escalón
- E.- error

En la región lineal de operación el valor promedio cuadrático del error cuantizado es:

$$\int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} E^2 p(E) dE = \frac{1}{d} \int_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} E^2 dE \quad (1-16)$$

$$\frac{1}{d} \left. \frac{E^3}{3} \right|_{-\frac{d}{2}}^{\frac{d}{2}} = \frac{d^2}{12}$$

Si la raíz media cuadrática (rms) o eficaz de la señal de entrada $m(t)$ es M_{rms} entonces la relación señal-ruido cuantizado viene dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{M_{rms}^2}{\frac{d^2}{12}} = 12 \frac{M_{rms}^2}{d^2} \quad (1-17)$$

M_{rms} .-valor eficaz de la señal de entrada $m(t)$
 S/N.- relación señal a ruido

Además por lo que se refiere al ruido, es posible una reducción del mismo utilizando cuantización no uniforme, basándose en una escala logarítmica. Esto equivale a utilizar niveles muy próximos para los valores de señal pequeños y niveles muy separados para valores grandes de la señal. Aparentemente, los valores grandes de señal parecen ocultar el ruido cuantizado. También es conocido como compresor a un cuantizador no uniforme y al conjunto compresor y expansor se le llama compansor. Un estudio detallado del ruido en los sistemas PCM revela que introduce errores causados por la incertidumbre en enviar un cero o un uno en correspondencia a un nivel dado. Tales errores equivalen a ruido adicional en el sistema, los cuales pueden solamente reducirse utilizando un gran número de niveles. Una evaluación del cociente S/N de un sistema PCM muestra que para valores de dicho cociente inferiores a 10, este aumenta exponencialmente con la anchura de banda. Como esto es también cierto para un sistema ideal como el propuesto por Shannon, la comparación con un sistema ideal indica que las exigencias de potencia de un sistema PCM para condiciones similares de un error mínimo en la transmisión, son de alrededor de 8 dB más grandes que en caso ideal. Por lo que necesitara aproximadamente 6 veces la potencia que tiene un sistema ideal lo que implica un rendimiento del orden del 17%.

b).- DPCM. Modulación Diferencial Por Pulsos Codificados.

Este tipo de modulación es un esquema de codificación predictivo el cual aprovecha la correlación existente entre muestras cercanas de la señal de entrada para reducir la redundancia estadística bajando con esto la tasa de transmisión. En

lugar de cuantizar y codificar los valores de muestreo como se da en PCM, en DPCM se calcula el valor de la siguiente muestra, con base en la muestra previa, de ambos valores se obtiene la diferencia. Esta diferencia de las dos señales es la predicción de error, la cual es cuantizada y codificada y transmitida, en la parte de recepción se realiza el proceso inverso reconstruyéndose la señal original de la predicción de errores cuantizados. El diagrama a bloques de un sistema DPCM se muestra en la fig 1.9.

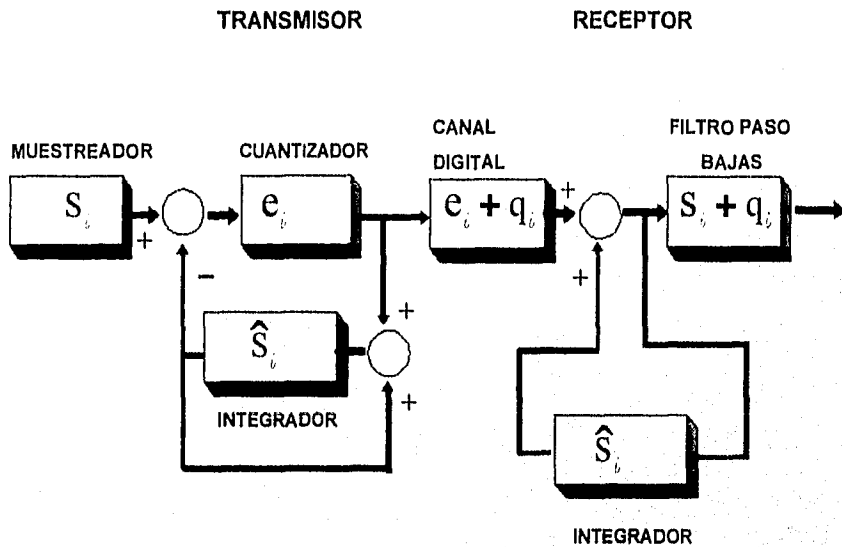


Fig. 1.9 Diagrama a bloques de un modulator DPCM

Aquí $\{s_i\}$ es la secuencia de valores muestreados y $\{\hat{s}_i\}$ es la secuencia de predicción y $\{e_i\}$ es la secuencia de predicción de error la cual es cuantizada y codificada para su transmisión.

$$\{e_i\} = \{s_i - \hat{s}_i\} \quad (1-18)$$

Cuando el número de niveles de cuantización N es grande ($N > 8$) y una predicción lineal es usada cada $\{\hat{s}_i\}$ puede ser expresada como:

$$\hat{s}_i = a_1 s_{i-1} + a_2 s_{i-2} + a_3 s_{i-3} + \dots$$

donde: (1-19)

a_i - Coeficientes de predicción

C).- La modulación delta.

La señal de entrada $S_i(t)$ es comparada con una aproximación de la misma señal de entrada pero en forma de escalón $S_o(t)$ la diferencia entre ambas es pasada a través de un comparador cuya salida cuantizada es igual a $\pm\Delta$ dependiendo del signo de $(S_i(t) - S_o(t))$. Así durante el muestreo la aproximación es incrementada o decrementada por Δ , dependiendo si esta por encima o por debajo del nivel de la señal analógica. Produciendo una forma de onda de impulsos de la cual se genera $S_o(t)$ por integración. Ya que solo existen 2 pasos de impulsos posibles la señal que realmente se conforma para su transmisión es una forma de onda binaria, como se representa en la figura 1.10, los impulsos transmitidos son integrados y pasados por un filtro pasa bajas que elimina las componentes de alta frecuencia indeseadas.

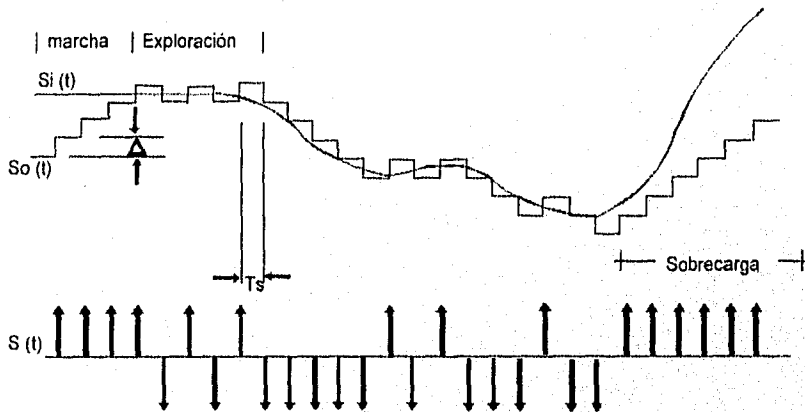


Fig. 1.10 Forma de onda en modulación delta

La señal recibida después de la integración da lugar a una onda tipo escalón que sigue aproximadamente a la señal original y por tanto las diferencias entre ambas resultara como ruido de cuantización la figura 1.11 muestra este proceso de modulación:

Para ampliar más este proceso de modulación sea la señal $S_o(t) < S_i(t)$ por lo que el primer impulso tiene $\pm\Delta$ de ponderación. Cuando se realmente e integra, ese impulso produce un cambio en la altura de $S_o(t)$ e $\pm\Delta$. Este proceso continua hasta que $S_o(t) > S_i(t)$ lo que da lugar a un impulso negativo. Si $S_i(t)$ permanece constante, $S_o(t)$ presenta un comportamiento de exploración conocido como ruido inactivo y se

transmitirán impulsos alternados. Al cambiar $S_i(t)$ el cambio en $S_o(t)$ es seguido en forma escalonada.

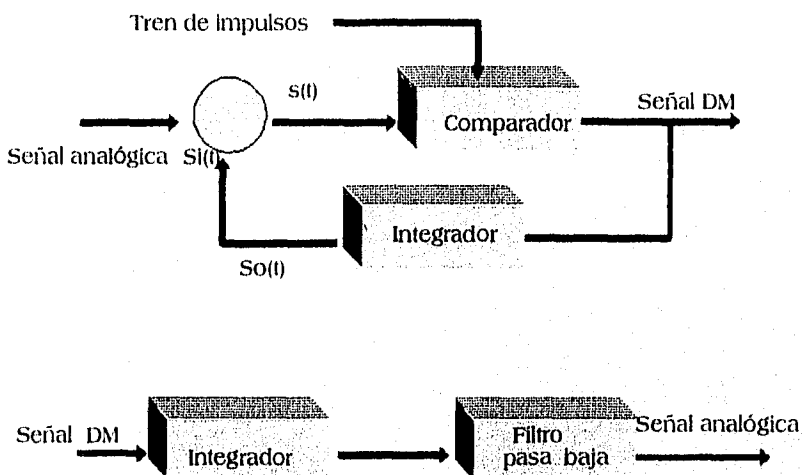


Fig.1.11 Modulación Delta

Si la velocidad de cambio es muy grande se produce un fenómeno de sobrecarga lo que es una limitación básica en la modulación delta. La señal $S_p(t)$ transmitida es una representación binaria que indica solo la polaridad de la diferencia entre $S_i(t)$ y $S_o(t)$ en $t=KT$. La condición para una transmisión adecuada se obtiene cuando:

$$\frac{d}{dt} = [S_i(t)] \times T_s \leq \sigma \quad (1-20)$$

donde:

S_i - señal - de - entrada

T_s - periodo - de - muestreo

σ - magnitud - del - escalon

III.- INFRAESTRUCTURA GENERAL

1.3.1.- CLASIFICACIÓN DE UNA E.T.

En la infraestructura de una estación terrena incluye todos los locales, edificios y obras de ingeniería civil. Su tamaño depende del tipo de estación y de los servicios que cursa la estación terrena. Según la reglamentación de INTELSAT que define ocho tipos de estaciones:

a).- Las estaciones de norma A son las más ampliamente utilizadas, funcionan en las bandas de 6/4 GHz y están equipadas con antenas de gran diámetro superior a los 15 m. amplificadores de muy bajo nivel de ruido, amplificadores de gran potencia en transmisión. Pueden cursar cualquier tipo de tráfico y pueden adaptarse a cualquier incremento o modificación del tráfico.

b).- Las estaciones de norma B funcionan también en la banda 6/4 GHz y poseen antenas de tamaño medio (unos 11m) y con cadenas de comunicaciones para recepción y transmisión bastantes sencillas. Debido a sus limitaciones de modos de transmisión, a su limitada capacidad de recepción de televisión y a los elevados costos de segmento espacial, solo son rentables cuando se limitan a capacidades de tráfico pequeñas o medias.

c).- Las estaciones de norma C funcionan en las bandas de 14/11 GHz con antenas de unos 11 mts. de diámetro y se utilizan normalmente en transmisiones de mensajes de alta capacidad.

d).- Las estaciones de norma D funcionan en las bandas de 6/4 GHz y están diseñadas en forma específica para ofrecer un servicio básico de satélite a las comunidades rurales y alejadas.

e).- Las estaciones de norma E funcionan en las bandas de 14/11 GHz o de 14/12 GHz y el tamaño de sus antenas va desde 3½ a 10 mts. y son diseñadas específicamente para servicios comerciales de INTELSAT totalmente digitales.

f).- Las estaciones de norma F funcionan en las bandas de 6/4 GHz y el tamaño de sus antenas va desde 5 a 10 mts. están diseñadas para dar servicios totalmente digitales y ofrecer redes de servicio integrales para la aplicación de servicios comerciales internacionales y nacionales.

g).- Las estaciones de norma G funcionan en las bandas de 6/4 y 14/11 ó 14/12 GHz y tienen una amplia gama de tamaños de antena. Las características de calidad de funcionamiento no incluyen los siguientes parámetros:

- PIRE máximo por portadora
- método de modulación
- factor de calidad (G/T)

- ganancia de transmisión
- calidad del canal

h).- las estaciones de norma Z se utilizan en aplicaciones nacionales con las mismas restricciones que la anterior.

1.3.2.- ESTACIONES PEQUEÑAS DEFINIDAS POR INTELSAT

Abarcando un amplia gama de estaciones de servicio fijo por satélite tienen en común los siguientes aspectos generales:

- diámetro de antena desde 7 a 3 mts. o menos inclusive
- puntería de antena: no requiere seguimiento
- amplificador de transmisión: unos 500 w (tubo de RF) a 1 w (estado sólido).
- modos de comunicación: FDMA-SCPC TDMA - PCM-TDMA con velocidad binaria media de (25 Mbits/s)
- transmisión de televisión FM

Las aplicaciones posibles de las estaciones pequeñas incluyen:

- recepción de televisión para distribución local
- comunicación a zonas remotas
- comunicación de emergencia
- comunicación con plataformas marinas
- comunicación rural
- transmisión y distribución de datos
- transmisión de facsímil y correo electrónico
- teleconferencia y videoconferencia
- redes de comunicación de empresas .

CAPITULO 2

SISTEMAS DE ACCESO MÚLTIPLE

I.- SISTEMAS DE ACCESO

- 2.1.1.- INTRODUCCION
- 2.1.2.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA)
- 2.1.3.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA)
- 2.1.4.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO (CDMA)

II.- CONSIDERACIONES DE INGENIERIA DEL SISTEMA

- 2.2.1.- CAPACIDAD
- 2.2.2.- FUENTE DE **RF** Y ANCHO DE BANDA.
- 2.2.3.- INTERCONECTIVIDAD.
- 2.2.4.- ADAPTABILIDAD DE CRECIMIENTO.
- 2.2.5.- ADAPTACION DE MULTIPLES SERVICIOS.
- 2.2.6.- INTERFACE TERRESTRE.
- 2.2.7.- COMUNICACION SEGURA.
- 2.2.8.- COSTOS EFECTIVOS.

III.- DEFINICIONES.

IV.- SISTEMA FDMA.

- 2.4.1.- (SSB/FDM)FM/FDMA: ANALOGICO MCPC.
- 2.4.1.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD.
- 2.4.2.- ADC/TDM/PSK/FDMA: DIGITAL MCPC.
- 2.4.2.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD.
- 2.4.3.- ADC/SCPC/PSK/FDMA: DIGITAL SCPC.
- 2.4.3.1.-ACTIVACION POR VOZ
- 2.4.3.2.-CANAL DIGITAL UNITARIO
- 2.4.3.3.-CALCULOS DE CAPACIDAD.
- 2.4.4.- NBP/SCPC/FM/FDMA: ANALOGICO SCPC.
- 2.4.5.- CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA (AFC).
- 2.4.5.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD

V.- SISTEMA TDMA.

VI.- SISTEMA CDMA.

VII.- CONTROL DE ERROR.

2.7.1.- DETECCION DE ERROR.

2.7.2.- REDUNDANCIA.

2.7.3.- CODIFICACION CONTEO EXACTO.

2.7.4.- PARIDAD.

2.7.5.- REDUNDANCIA VERTICAL Y HORIZONTAL (VRC).

2.7.6.- CHEQUEO DE REDUNDANCIA LONGITUDINAL Y HORIZONTAL

2.7.7.- CHEQUEO DE REDUNDANCIA CICLICA

VIII.- CORRECCION DE ERROR

2.8.1.- SUBSTITUCION DE SIMBOLO.

2.8.2.- RETRANSMISION.

2.8.3.- CORRECCION DE ERROR EN ADELANTO (FEC).

I.- SISTEMAS DE ACCESO

2.1.1.-INTRODUCCIÓN

El Acceso Múltiple es definido como la técnica en la cual mas de un par de estaciones terrenas pueden usar simultáneamente el transponder de un satélite. Con el uso de esta técnica se explotan las ventajas geométricas de los satélites. Lo que representa el uso optimo de una red satelital, la mayor parte de las aplicaciones en comunicaciones por satélite, involucran un número de estaciones terrenas que se comunican entre sí a través de un canal del satélite. El concepto de acceso múltiple involucra sistemas que hacen posible interconectar múltiples estaciones terrenas y enlazar sus comunicaciones directamente a un solo transponder. El transponder puede ser accedido por una sola o múltiples portadoras. Esas portadoras pueden ser moduladas por uno o múltiples canales de banda base que incluyen voz, datos, o señales de comunicación de video. Aunque hay muchas implementaciones específicas de sistemas de acceso múltiple, solo hay tres tipos de sistemas fundamentales:

2.1.2.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA):

Es la técnica donde el espectro radioeléctrico del transponder se divide en secciones o ranuras de frecuencia, esta configuración es invariable y cada estación terrena debe transmitir siempre a la frecuencia central asignada por lo que también se le conoce como acceso múltiple por división de frecuencia con asignación fija. Una alternativa para aprovechar al máximo las ranuras de frecuencia; así como la potencia del satélite cuando el tráfico es esporádico es la técnica llamada DAMA ó asignación por demanda, aquí las ranuras de frecuencia son asignadas durante el tiempo que la estación la requiere, por lo tanto cuando la estación deja de transmitir la ranura es liberada quedando disponible para cualquier otra estación que lo solicite. Por lo que la frecuencia portadora para cada estación cambia en el tiempo moviéndose en el espectro radioeléctrico del amplificador. Esta asignación se lleva a cabo mediante una estación que coordina la asignación de frecuencias disponibles. Así cada vez que se asigna una frecuencia la estación coordinadora debe a su vez comunicar a la estación receptora a la frecuencia a la que debe de recibir y sintonizarse solo hasta que ambas estaciones estén debidamente coordinadas en sus frecuencias de operación.

Un sistema que actualmente funciona de esta forma es el sistema SPADE usado por INTELSAT, en el que cada ranura tiene su propia frecuencia, y su ancho de banda es ocupado por un solo canal telefónico, (800 ranuras en un transponder de 36 MHz) 400 ranuras son empleadas para los canales de ida y 400 para los de retorno es conocido también como sistema SCPC canal único por portadora que maneja tanto telefonía digital como analógica o datos a baja velocidad, o casos especiales de canales de T.V . ocupando el transponder completamente lo que sería acceso múltiple unitario o SCPC de banda ancha, resumiendo el sistema FDMA accesa a un transponder usando múltiples portadoras. El ancho de banda asociado con cada portadora puede ser pequeño como el que se requiere para un solo canal de voz.

FDMA puede usar ambas transmisiones analógica o digital en ambos modos continuo o de ráfaga.

2.1.3.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DEL TIEMPO (TDMA):

TDMA es caracterizado por el uso de una sola frecuencia portadora y, donde el ancho de banda de la portadora ocupa en su totalidad al transponder y este ancho de banda es compartido entre todos los usuarios en una fracción de tiempo. Aunque la ventaja primaria de TDMA es realizada en el arreglo de portadora por transponder, hay casos en donde el ancho de banda de TDMA puede ser una fracción del ancho de banda del transponder. La operación en modo de ráfaga es solamente conveniente para la transmisión digital TDMA. En este tipo de acceso un nodo es designado como estación de referencia el cual acepta la solicitud de las demás estaciones (secundarias) y coordina la forma de utilización del canal. La solicitud se envía como parte de la transmisión en curso dentro de una ráfaga de control. Cada cierto tiempo la estación de referencia transmite una trama de control que indica que estación puede emplear el canal y durante que periodo. Ya recibida la autorización, la estación secundaria ajusta su reloj para transmitir durante el intervalo asignado.

2.1.4.- ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO (CDMA):

CDMA es el método que transforma la señal en uso a una secuencia de código único para cada usuario. Los usuarios transmiten simultáneamente ocupando en su totalidad el ancho de banda del transponder al mismo tiempo. CDMA es conveniente solo para transmisión digital.

Todas las variaciones de esos sistemas básicos de acceso múltiple son empleadas en aplicaciones de comunicación comercial por satélite. El método original del FDMA utiliza múltiples canales por portadora (MCPC) derivadas de sistemas terrestres de multiplexaje por división de frecuencia (FDM). Un espectro típico ocupando el transponder usando este sistema se muestra en la figura 2.1 Ambas transmisiones digital o analógica pueden ser empleadas. En el caso de transmisión analógica múltiples canales son multiplexados por división de frecuencia (FDM), y ensamblados en una portadora modulada en FM. En el caso de transmisión digital se usa multiplexaje por división del tiempo (TDM) para combinar múltiples canales digitales. La señal de banda base digital esta entonces modulada sobre una portadora digital, usando típicamente modulación por corrimiento de fase (PSK). En ambos casos, las portadoras múltiples están presentes en el mismo transponder, y presentándose un deterioro debido a la dependencia no lineal del amplificador del transponder.

Por ejemplo si se usa transmisión analógica FDM/FM, el efecto AM o PM puede ser manifestado como una interferencia cruzada desde un canal a otro. La transmisión digital cuida de ser insensible a la interferencia cruzada porque la señal esta codificada en forma digital. Como se muestra en la figura 2.1 la portadora puede estar variando el ancho de banda (representando diferente número de canales) para la ranura de frecuencia. En todos los casos, una porción importante (quizá sea alta un 10%) del

ancho de banda total del transponder es consumida por la banda de guarda requerida para la separación espectral.

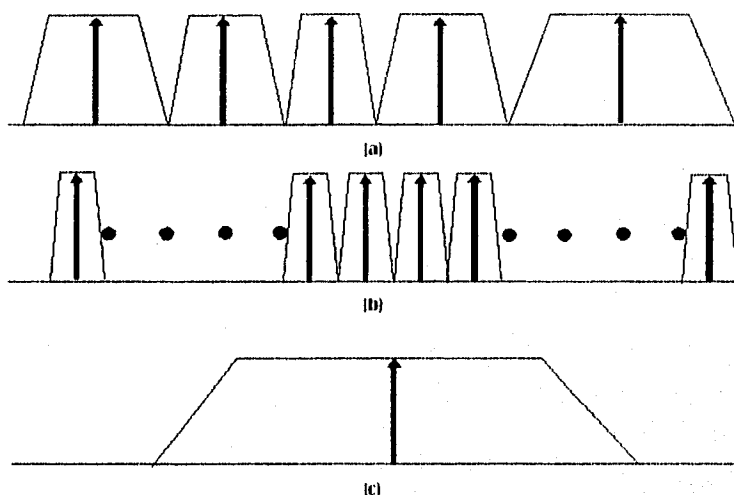


Fig. 2.1. Espectro del transponder (a) MCPC/FDMA: (b) SCPC/FDMA: (c) TDMA (portadora única)

Otro tipo de sistema FDMA emplea un solo canal por portadora (SCPC). Como se ilustra en la figura 2.1b un espectro SCPC consiste de muchas portadoras en ranuras de frecuencia adyacente, ocupando el ancho de banda del transponder. Cada portadora es modulada con la información de un solo canal voz o datos. La transmisión puede ser analógica (usando FM, o en algunos casos, AM, SSB-SC) o digital (usando PSK). Por otra parte, la operación de múltiples portadoras deteriora el funcionamiento del sistema ya que deben considerarse efectos de intermodulación por canales adyacentes. Este deterioro puede ser controlado operando al transponder en el punto final de su respuesta lineal.

A menudo un sistema SCPC es diseñado para operar en modo de ráfaga, usando portadoras activadas por voz. En cuyo caso, las portadoras individuales están apagadas durante los intervalos de silencio entre las ráfagas de habla en conversación normal de telefonía. En este caso la relación interferencia-portadora esta en función del número de portadoras individuales que están al mismo tiempo en un solo transponder. Representado un ahorro de aproximadamente 4dB debido a la reducción en el promedio de la potencia requerida al manejar solamente un canal activo. Una mejora es obtenida en la distorsión por intermodulación en adición a el ahorro de potencia debido a las características de encendido/apagado de la conversación.

Estas características son inherentes cuando usamos modulación AM SSB-SC. La utilización espectral en SCPC es afectada por la banda de guarda requerida por los

múltiples filtros de banda estrecha usados para conseguir la separación de canales. El segundo sistema básico usado en satélite es el de acceso múltiple TDMA. Como se ilustra en la fig. 2.1c una sola frecuencia portadora es utilizada, su ancho de banda es usualmente el equivalente a el total del ancho de banda del transponder. Este ancho de banda es utilizado en una fracción de tiempo por múltiples usuarios individuales. Usando una sola portadora que ocupe el total del ancho de banda del transponder reduciéndose substancialmente el deterioro de la señal debido a la no-linealidad del amplificador del transponder. Por lo tanto, un transponder operando con un sistema TDMA puede alcanzar significativas ventajas sobre FDMA al manejar la salida de el canal del satélite a máxima potencia. Porque el ancho de banda esta totalmente ocupado, la perdida en la utilización espectral es causada por un requerimiento de la banda de guarda. Otra vía de mayor flexibilidad de las redes TDMA para aplicaciones a pequeños sistemas es construyendo redes TDMA operando dentro de un sistema FDMA dentro de el ancho de banda en un mismo transponder. Aunque la efectividad de una banda angosta de TDMA comparada con el aprovechamiento de una portadora única es limitada, los requerimientos de algunos sistemas de redes favorecen la implementación de la banda angosta.

II.-CONSIDERACIONES DE LA INGENIERIA DEL SISTEMA.

Un sistema se diseña siempre viendo una técnica propia de acceso múltiple para conocer los requerimientos de los servicios de comunicación a ser suministrados. Para decidir cuál es la técnica más apropiada para la aplicación es necesario considerar un gran número de factores. Los factores que normalmente son usados para evaluar la efectividad de una técnica de acceso múltiple para una aplicación en particular son:

2.2.1.-CAPACIDAD:

La capacidad de un sistema de acceso múltiple es usualmente definida en términos de el número de canales de voz y/o canales de datos de una calidad específica que pueden ser acomodados usando la potencia y el ancho de banda de un solo transponder. Usualmente en un sistema seleccionado, la alta capacidad es lo mas deseable. Sin embargo, los requerimientos de la red nos puede conducir a la solución de un sistema con una capacidad menor, pero con un mayor factor de costo beneficio.

2.2.2.-FUENTE DE RF Y ANCHO DE BANDA:

La potencia y el ancho de banda son los parámetros fundamentales en un enlace satelital. La potencia y el ancho de banda disponibles en un sistema de comunicación por satélite están directamente relacionadas con el costo. Para usar la potencia disponible y el ancho de banda eficientemente, un sistema de acceso múltiple debe ser diseñado para que estén limitados el ancho de banda y la potencia simultáneamente.

2.2.3.-INTERCONECTIVIDAD:

La topología de las redes para varios servicios de comunicación determina los requerimientos de interconectividad. Una simple red punto a punto puede frecuentemente ser servida económicamente por otra técnica de transmisión de banda ancha, como fibra óptica. Sin embargo, en una topología multimodo, la habilidad de la técnica de acceso múltiple para proveer interconectividad entre múltiples usuarios a diferente tasa de datos y niveles de calidad hacen a los sistemas de satélites el método más efectivo en costo.

2.2.4.-ADAPTABILIDAD DE CRECIMIENTO:

Ya que la inversión en equipos de acceso múltiple puede ser una porción significativa del costo del sistema de estación terrena, el diseñador debe tener la habilidad para escoger la técnica que se adapte al crecimiento y cambio en el tráfico.

2.2.5.-ADAPTACION DE MULTIPLES SERVICIOS:

El aprovechamiento de las telecomunicaciones modernas dependen de técnicas digitales y transmisión de multiservicios. El uso de los servicios integrados de redes digitales (ISDN) implica que múltiples servicios como son voz, datos, y aplicaciones de imagen, facilitan parte de la misma transmisión. Múltiples sistemas de acceso deben ser diseñados para suministrar servicios ISDN.

2.2.6.-INTERFACE TERRESTRE:

Interconexión con facilidades terrestres existentes que suministran la "última milla" entre una estación terrena y el usuario es extremadamente importante para la economía total y las técnicas efectivas de los sistemas de acceso múltiple. Con más interconexiones digitales disponibles, se hace más atractivo el empleo de todas las técnicas digitales.

2.2.7.-COMUNICACION SEGURA:

Aunque en el pasado muchas de las consideraciones de la comunicación segura han sido relegadas a aplicaciones militares, modernos sistemas de comunicación comercial por satélite pueden ahora ver el problema de la protección de datos confidenciales de corporaciones y gobiernos en un satélite de comunicaciones dedicado que es invulnerable a las recepciones no autorizadas.

2.2.8.-COSTOS EFECTIVOS:

El costo por canal de implementación de acceso múltiple es una consideración importante para ingenieros de sistemas. Debido al dramático desarrollo de las técnicas digitales en los recientes años, su apreciable economía continua incrementándose. Sin

embargo las técnicas analógicas pueden ser mas leves en costos efectivos en ciertas situaciones.

III.-DEFINICIONES

No hay notación aceptada para la designación de varios niveles de señales procesadas dentro de un sistema de acceso múltiple. Para evitar confusión, debemos adoptar una notación, usando cuatro niveles de proceso para especificar cada método de acceso múltiple (fig. 2.2). Cuando leemos de izquierda a derecha, esta notación especifica la secuencia de proceso de la fuente de la señal para enlazarla al satélite. La siguiente abreviación se usara para especificar algunas combinación de procesos:

NBP	Banda base no procesada
ADC	Codificación analogica-digital (generalizada)
PCM	Modulación por pulsos codificados
ADPCM	Diferencial adaptiva PCM
DM	Modulación delta
SSB	Modulación en banda lateral única
SCPC	Canal único por portadora
MCPC	Canal múltiple por portadora
TDM	Multiplexaje por división del tiempo
FDM	Multiplexaje por división de frecuencia
PSK	Modulación por corrimiento de fase
FM	Modulación en frecuencia
FDMA	Acceso múltiple por división en frecuencia
TDMA	Acceso múltiple por división en tiempo
CDMA	Acceso múltiple por división de código.



Fig. 2.2. Niveles de proceso para notación

IV.-SISTEMAS FDMA

A continuación se describen dos tipos genéricos de sistemas FDMA. El primer tipo de sistema FDMA acomoda múltiples canales por portadora (MCPC), y el segundo emplea un solo canal por portadora (SCPC). En cada una de las dos clases de sistemas FDMA se describen ambas técnicas de transmisión analógica y digital. Para cada caso, la operación básica del sistema es discutida.

2.4.1.-((SSB/FDM)/FM/FDMA: ANALOGICO MCPC

La primera técnica de acceso múltiple que fue empleada en un satélite de comunicaciones, fue el sistema analógico MCPC. Este fue diseñado para transmisión analógica en sus inicios el desarrollo de jerarquías para el multiplexaje FDM estuvo fuera de crecimiento. La figura 2.3 muestra una implementación típica de este sistema. Canales individuales de voz son primero modulados en banda lateral única para configurar un multiplexaje en división de frecuencia. Los canales de banda de voz de sistemas de telefonía terrestre están enlazados al satélite y la estación terrestre con equipo de multiplexaje FDM el cual usa una señal de banda base en correlación conjunta con un plan de frecuencias asignado como se muestra en la fig. 2.3.

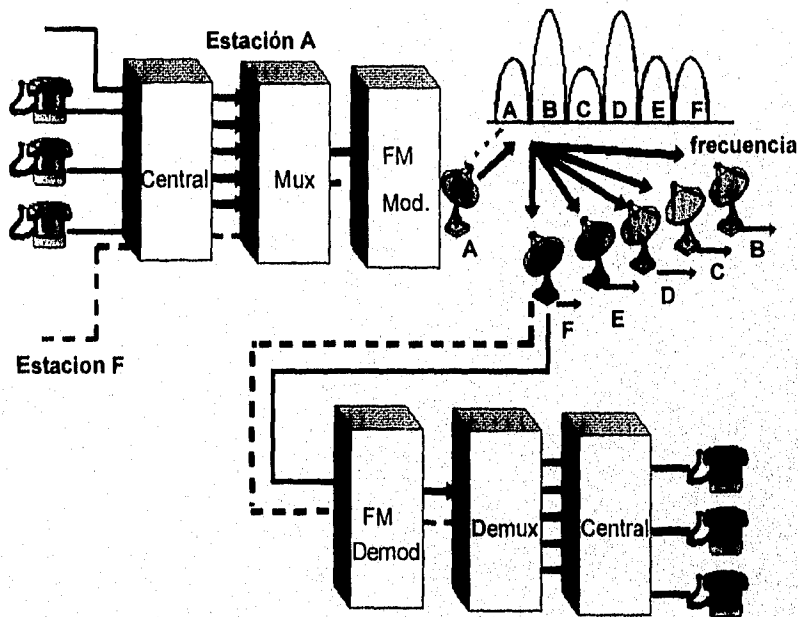


Fig. 2.3 Preasignación multidestino SSB/FDM/FDMA.

En cada estación, una banda base es modulada en frecuencia con portadoras preasignadas y transmitidas directamente al satélite ocupando una porción del ancho de banda del transponder. La estación demodula cada portadora recibida, usando equipos de multiplexaje FDM, y elimina canales asignados a otra estación. En el ejemplo de la fig. 2.3, un usuario localizado en el área de servicio de la estación A se le asigna la ranura de frecuencia apropiada de FDM. Ya que el usuario localizado en A esta intentando extenderse a la estación localizada en F, su información será asignada a la banda base del grupo F determinada por el equipo de multiplexaje. Otros usuarios intentan establecer un enlace con otras localidades que están asignadas a grupos apropiados dentro de el supergrupo de 60 canales de la banda base.

Esta señal de banda base compuesta es una portadora modulada en FM y transmitida a través del transponder a todas las otras estaciones de la red. En la estación F demodularán después solo los 12 canales del grupo F extraídos de la banda base, demultiplexados y entonces los canales de voz, se conectan con el sistema de telefonía local.

Este método fue por muchos años suministro de excelente calidad y servicio de voz, pero con tendencia a ser inflexible en la distribución y adaptación de la demanda de tráfico. También, porque de los altos requerimientos de hardware por canal, esto no se convierte en mas costos efectivos por el incremento del número de canales. Porque esta operación de usar múltiples portadoras, es un sistema sujeto a la limitación causada por la operación de la no-linealidad en el transponder. Por lo tanto en operaciones de acceso múltiple (múltiples portadoras) los sistemas no siempre operan a su máxima capacidad. Sin embargo para enlaces de alta densidad punto a punto, se puede ejecutar completamente la alta capacidad del transponder. En la figura 2.4 se muestra el diagrama a bloques de la organización de la estación terrena y el equipo usado en este sistema.

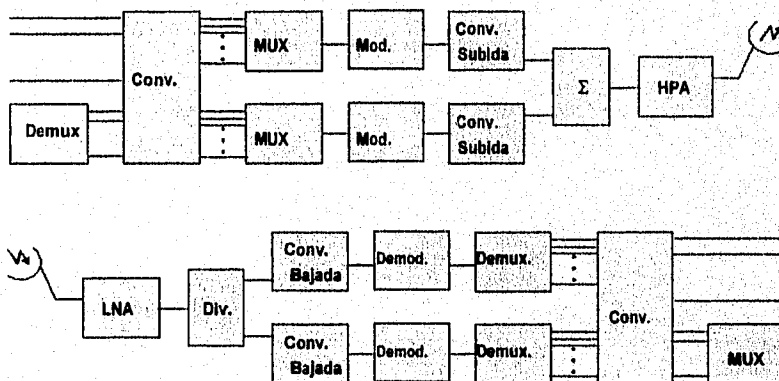


Fig 2.4. Equipamiento de una estación terrena para SSB/FDM/ FDMA.

La interconexión con las instalaciones terrestres requiere que ambos equipos el demodulador y modulador realicen una pausa y vuelvan a juntar la banda base FDM de acuerdo con el plan de frecuencias asignadas. Para cada banda base en FM hay una operación de modulación a una frecuencia intermedia (IF) seguida por un convertidor para trasladar la frecuencia de IF a una frecuencia de RF usada para el enlace. Cada portadora individual RF es entonces combinada y acondicionada por un amplificador de alta potencia y enviada finalmente a la antena del sistema. Del lado del receptor, la portadora del enlace de bajada es recibida, amplificada y canalizada a la portadora del ancho de banda apropiado. Cada frecuencia portadora primero es bajada y convertida a IF y demodulada en FM, empleando típicamente técnicas de extensión de umbral, estas se usan para reconstruir la banda base FDM. La banda base FDM es entonces demultiplexada y re-ensamblada para la propia configuración para interconectarla a las instalaciones terrestres.

2.4.1.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD:

En la realización de los cálculos del sistema requerido para determinar la capacidad del canal de portadora de los sistemas de acceso múltiple, debemos empezar por computar el total disponible de la densidad de portadora-a-ruido (C/No) en el enlace de RF hacia el satélite. El siguiente paso es determinar los requerimientos de la densidad de portadora-a-ruido de ambos para llevar a cabo la realización de los niveles de calidad en un solo canal o un grupo de canales portadores de voz, datos o señales de video. El C/No requerido es comparado con el C/No disponible para determinar la capacidad del canal.

Específicamente, en el caso de (SSB/FDM)/FM/FDMA, la aproximación típica es para calcular la capacidad usando un procedimiento interactivo entre las cuatro relaciones. FM es la moduladora de RF usada aquí. La primera aproximación básica es para determinar la densidad de portadora-a-ruido disponible en el canal de RF por cada portadora asociada al ancho de banda de cada portadora. El siguiente paso es estimar el número de canales que pueden ser multiplexados en una portadora en particular. Este es seguido por el resultado del cálculo de la relación señal-a-ruido después de la detección. El CCIR tiene especificado el estandar para las pérdidas de calidad en la transmisión de voz usando técnicas FDM. Esta universalidad es aceptada por estándares específicos para el peor de los casos (ocurrido el canal de alta frecuencia en el ensamble de FDM) no exceda 10,000 pW Op. Esto significa que el ruido es medido en la transmisión a un NIVEL DE PUNTO CERO (OTLP) usando el sofómetro pero no excediendo de 10,000 pW Op (Pico watts de operación). El nivel de la señal de prueba usado para hacer esta medición es una senoide localizada en la banda de voz a una frecuencia aproximada de 1KHz a un nivel de potencia de 1mW en el OTPL. Por lo tanto, el tono de prueba de la relación señal-a-ruido en el peor de los casos del canal de FDM no debe de exceder de:

$$\frac{S}{N} = \frac{10^3 \text{ w}}{10,000 \times 10^{12} \text{ w}} = 10^5 - \delta - 50 \text{ dB} \quad (2-1)$$

Usando esta relación señal-a-ruido como la comparación del estandar, podemos calcular el número de canales que pueden ser acomodados en un mínimo del nivel de calidad, usando transmisión FDM/FM. Para cada portadora, el procedimiento empieza por la estimación del número de canales. Si el resultado S/N es menor de 50 dB, nuestro número inicial estimado de canales es demasiado alto. Si el cálculo S/N excede 50 dB, el número de canales asumido es demasiado pequeño. El procedimiento, entonces es, después de cada suposición, para calcular el S/N y después incrementar o decrementar el número de canales por portadora en una sucesión aproximada en la que concluimos que el máximo número de canales que resulten en una relación tono de prueba-a-ruido del canal en el peor de los casos es de 50 dB. Este cálculo puede ser hecho por cada una de las portadoras del ancho de banda del transponder. La capacidad del transponder es entonces la suma de las capacidades de las portadoras individuales.

2.4.2.-ADC/TDM/PSK/FDMA: DIGITAL MCPC:

Es el segundo tipo de sistema MCPC empleado en la comunicación de satélites comerciales, MCPC digital, es usado para la transmisión en código digital de la señal de banda base. La información de la banda base para cada portadora típicamente consiste de múltiples canales de flujo de bits PCM-TDM. En Norte América esas señales son construidas usando jerarquía llamada portadora-T. En el Oeste de Europa la jerarquía CEPT es empleada. Este primer nivel de jerarquía en Norte América, DSI, ensambla 2464 Kb/s canales a una velocidad de 1.544 Mb/s. El primer nivel de jerarquía en Europa combina 3264 Kb/s canales a una velocidad de 2.048 Mb/s. Esas señales multiplexadas son moduladas en portadoras digitales, típicamente se emplean cuatro fases coherentes PSK. Los requerimientos de operación son similares a los usados en transmisión analógica FDM/FM, no requiriendo reloj de sincronización solo la simple coordinación de la frecuencia del sistema típico FDMA. El uso de TDM digital permite usar el potencial en el proceso de conferencia digital a condición de que un significativo incremento de la capacidad del canal de voz para tomar ventaja de multicanales silenciosos de telefonía usando técnicas de interpolación de conferencia. La codificación digital de banda base de canales individuales puede ser usada en técnicas severas. Aunque la técnica predominante en uso es PCM, por lo cual el buen desarrollo del estandar internacional, existen variaciones de modulación delta que también son usados en esta aplicación. Mas recientemente, el uso del diferencial adaptativo PCM (ADPCM) reduce el código estandar de voz a una proporción de 64 Kb/s a 32 Kb/s sin una significativa reducción de calidad. La exacta configuración empleada depende de los requerimientos del trafico.

2.4.2.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD:

Para los cálculos de capacidad de estos sistemas usualmente empezamos, con el cálculo de C/No disponible en el enlace de RF. Conociendo el C/No disponible y el ancho de banda de cada portadora, procedemos a calcular la capacidad del sistema. La

velocidad de bits requeridos para soportar cada canal depende del método utilizado para la codificación analógica-digital. Por ejemplo, si se emplea PCM, se requieren 64Kb/s por canal. Si se emplea ADPCM 32 Kb/s son suficientes. Con PCM 24 canales pueden ser multiplexados a 1.544 Mb/s. Con ADPCM más del doble de canales pueden ser multiplexados a la misma velocidad de bits. Con una velocidad de bits de 1.544 Mb/s, la velocidad de cambio de cuatro fases PSK será exactamente un medio de 1.544 Mb/s o 722 Khz. El ancho de banda de ruido requerido para modular la señal es típicamente 1.2 veces la velocidad de cambio ó 926 Khz. En adición a los requerimientos de las bandas de guarda entre portadoras adyacentes se consume un 20% adicional del ancho de banda. Por lo tanto, usando el ejemplo de 1.544Mb/s esas portadoras pueden ser acomodadas en un espacio de canal de 1111 Khz. Para determinar el nivel de potencia requerido, la tasa de error a la entrada aceptado puede ser especificado. Típicamente en transmisión digital una tasa de error de entrada aproximadamente 10^{-4} es asumida. Para calcular los requerimientos de la relación de la portadora-ruido de cada portadora empleamos la ecuación 2.2 reescrita como la suma de términos expresada en decibeles:

$$(C/N)_t = (E_b/N_o)_t - B_N + R + M_I + M_A \quad (2.2)$$

donde $(C/N)_t$ es la relación de portadora-ruido de la tasa de error de entrada. $(E_b/N_o)_t$ es la relación de energía de bit a densidad de ruido para el error de entrada. B_N es el ancho de banda del ruido asociado con esta portadora. R es la tasa de datos de la señal digital. M_I margen asociado con la implementación del modem, y M_A margen por interferencia de canal adyacente. Este resultado es convertido a densidad de portadora-ruido usando la siguiente relación:

$$(C/No)_t = (C/N)_t + 10 \log B_N \quad (2.3)$$

(C/No) debe entonces ser comparado con el total disponible de la densidad portadora-ruido para el transponder completo. Nótese que la suma de la densidad portador-ruido requerida para soportar cada portadora individual no puede exceder el total disponible de la densidad de portadora-ruido, la capacidad del canal puede ser calculada usando un procedimiento de aproximaciones sucesivas similar al usado en el caso de FDM/FDMA. Este procedimiento determinara el límite de la capacidad de potencia del sistema. El paso final es para determinar el límite de la capacidad del ancho de banda pero sumando el ancho de banda de todas las portadoras individuales. La verdadera capacidad del sistema es el máximo número de canales en los cuales el sistema tiene potencia simultánea y limitado ancho de banda.

2.4.3.-ADC/SCPC/PSK/FDMA: DIGITAL SCPC:

Otro importante clase de sistema FDMA que emplea técnicas (SCPC) donde cada voz y/o canal de datos es modulado por portadoras de radiofrecuencia separadas. El no multiplexaje está involucrado excepto dentro del ancho de banda del transponder, donde la división de frecuencia es usada para canalizar portadoras individuales, cada

una soporta la información de un solo canal, como se ilustra en la figura 2.1. La fig. 2.5 representa una típica organización de un sistema SCPC. El sistema terrestre conectado al equipo SCPC de la estación terrena un canal por canal básico. Asociado con cada señal que llega a la unidad del canal, el cual contiene todo el equipo requerido para convertir las señales de banda de voz o datos digitales en una portadora de RF modulada-PSK para transmisión hacia el satélite usando solo esas estaciones asignando parte del ancho de banda del transponder. Para establecer conversación entre dos localidades, un par de frecuencias del canal son seleccionadas, una para cada dirección de transmisión. En el lado del receptor, la unidad del canal asociado con cada portadora de radiofrecuencia contiene todo el equipo requerido para modular la portadora de radiofrecuencia y entregar cada señal de banda de voz o señales de datos digitales para el enlaces terrestres final.

La frecuencia portadora en el transponder del satélite puede ser preasignada para unidades de canales individuales, y usados exclusivamente por esas unidades de canal o ellas pueden ser asignadas por demanda.

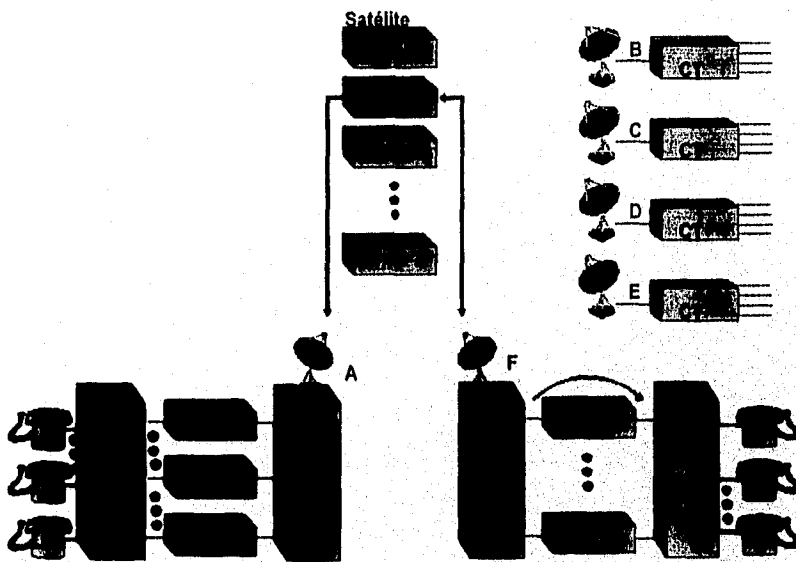


Fig. 2.5 Flujo de la señal en sistemas SCPC.

En asignación por demanda, ninguno de los canales finales esta permanentemente asociado con una frecuencia portadora en particular, y los canales están asociados a una conexión de demanda básica como la requerida. Cada una de las frecuencias portadoras dentro del ancho de banda del transponder llega ser parte de un conjunto de frecuencias disponibles que pueden ser asignadas a una unidad de canal. El primer sistema completo SCPC de asignación por demanda fue el sistema

SPADE, desarrollado para ser usado por Intelsat en 1960. Fuera del crecimiento de este sistema básico tiene incluidos muchos tipos de implementaciones SCPC, usando preasignación y demanda, tanto como técnicas de transmisión analógica y digital.

2.4.3.1.-ACTIVACION POR VOZ:

Una característica importante de el sistema SCPC es la habilidad para emplear portadoras activadas por voz. Esto significa que las portadoras de radio frecuencia están activadas (y por lo tanto consuman potencia) solamente durante la conversación. En conversación de telefonía normal un orador está hablando cuando el otro está escuchando. El titubeo normal y el silencio de puntuación crea una condición de silencio que ha sido estudiada intensivamente por investigadores del habla. Esto ha sido determinante para el promedio simple de conferencias activadas por voz y consumir solo el 40% de el tiempo total del canal disponible. Por lo tanto para encender y apagar las portadoras individuales durante los intervalos de silencio en el sistema SCPC puede ahorrar aproximadamente 4 dB de la potencia del satélite, y así poder acomodar una proporción grande de portadoras en un solo transponder. Por ejemplo, un transponder con un ancho de banda de 36 MHz soporta 800 canales SCPC utilizando un espacio de canal de 45 KHz. Se puede modelar éste ensamble de canales como una secuencia de pruebas de Bernoulli y aplicar la distribución binomial para estimar la ganancia de potencia. Para n canales independientes, con cada probabilidad (o actividad) igual a α , la probabilidad de que j o más estén activadas (portadoras encendidas) en algún instante está dada por:

$$P(n, j, \alpha) = \sum_{i=j}^n \binom{n}{i} \alpha^i (1-\alpha)^{n-i} \quad (2.4)$$

$$0 \leq j \leq n$$

Con 800 portadoras independientes y suponiendo un nivel de actividad en el canal de 0.38, durante condiciones de carga total con 400 troncales conectadas (400 conversaciones), la probabilidad de que más de 320 de esos canales contengan actividad de habla simultáneamente es menor de 0.1. Por lo tanto podemos considerar razonable las ventajas de la activación por voz que en este caso será una relación de 800/320, o 2.5. Esto se convierte en un ahorro de 4 dB. Nótese que la probabilidad es menor de 0.1, que son mas de 320 líneas, que serán activadas, regularmente durante las horas pico cuando todos los canales están en uso. Si el canal de datos llega a ser una porción significativa del tráfico total SCPC, la ventaja de la activación por voz disminuye porque el canal de datos está necesariamente lleno sin el canal de redundancia y los intervalos típicos de silencio y conversación. Si en la operación se usa (SSB/FDM/SSB)/FDMA o (SSB/SCPC/SSB)/FDMA, los beneficios del nivel de actividad acumulan ventajas sin requerir la participación de portadoras de voz. (ya que realmente no hay portadoras de verdad).

2.4.3.2.-CANAL DIGITAL UNITARIO:

La figura 2.6 muestra una implementación típica de un canal digital unitario SCPC. La banda base para la interface de éste canal puede ser cualquiera de las señales de banda de voz o datos de entrada digitales. En el caso de las señales de banda de voz, se usa la codificación digital PCM ó ADPCM. Un detector digital es usado para determinar la presencia de conversación activa y para proveer una señal de activación de portadora de RF, solo durante los intervalos de conversación activa. Esta portadora activada por voz aprovecha el modo implícito de transmisión de ráfaga que requiere sincronización de canal de ráfaga en ráfaga. Por lo tanto, para cada ráfaga de habla, la información delantera puede ser adicionada para permitir que el modem recupere la portadora, y el código para sincronizar y determinar el comienzo del mensaje activado por voz. La codificación de la señal de banda de voz es provista por un modem PSK, el cual modula una portadora en cuatro fases PSK para transmitir al satélite y permitir la operación de demodulación inversa. En éste caso los datos digitales de entrada, a la interface propia digital es provista junto con un canal de corrección de error codificado para improvisar la tasa de error sin incrementar el porcentaje de densidad de bits de energía-ruido.

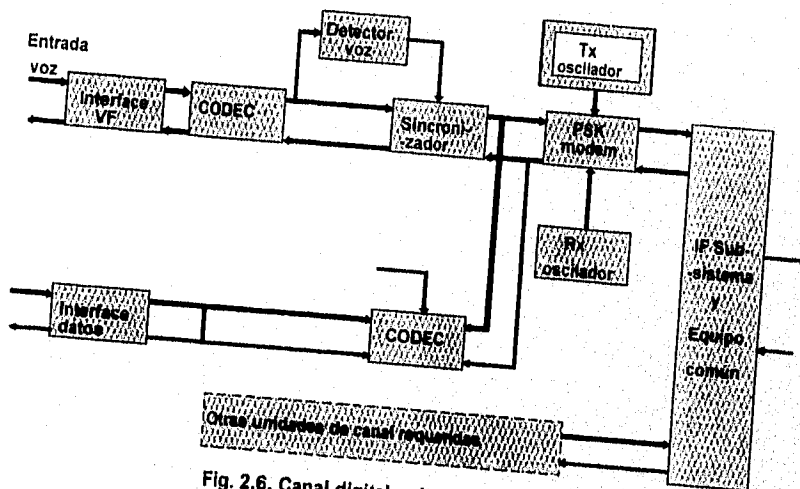


Fig. 2.6. Canal digital unitario SCPC

En el caso de portadoras preasignadas, el modem está provisto de frecuencias portadoras fijas desde un oscilador local. En el caso de la operación de asignación por demanda, se requiere una frecuencia sintetizada para crear la frecuencia del canal SCPC usada durante esa conversación. Las portadoras son moduladas en PSK para combinarlas en un subsistema IF y transmitir las a una estación terrena de subida y bajada.

2.4.3.3.-CALCULOS DE CAPACIDAD:

EL cálculo de la capacidad del sistema para SCPC digital sigue un procedimiento similar al usado en el sistema digital MCPC. Normalmente, el porcentaje de codificación de voz y el porcentaje del umbral de error están establecidos por los requerimientos del sistema. Por ejemplo, si el sistema SCPC usa una tasa de codificación de 64 Kb/s por canal, y el porcentaje de umbral de error de 10^{-4} , podemos proceder a calcular el porcentaje requerido de la densidad de portadora a ruido usando la ecuación (2.2). Asumiendo la modulación de cuatro fases PSK, y un ancho de banda de ruido de aproximadamente 1.2 veces la tasa de símbolos, así como un espacio entre canales de 1.2 veces el ancho de banda de ruido. El factor típico para la implementación del margen del modem (1.5 a 2 dB) y la interferencia del canal adyacente (0.5 dB). Entonces calculamos la relación de portadora a ruido y convertimos esta relación a densidad de portadora a ruido usando la ecuación (2.3). Esto requiere que la relación de la densidad de portadora a ruido por canal es entonces comparada con la relación de la densidad de portadora a ruido disponible. Porque el ancho de banda de cada portadora es idéntico, se determina el número de canales que pueden ser soportados en el ancho de banda del transponder, usando la formula:

$$\phi_B = \frac{B_T}{B_C} \quad (2.5)$$

donde:

B_T es el ancho de banda del transponder

B_C es el ancho de banda de cada canal.

Las ventajas de la activación por voz pueden ser usadas para incrementar la capacidad de la potencia-límite por un factor de 2.5 (4 dB). Esta capacidad de la potencia-límite de la activación por voz es entonces comparada con la capacidad del ancho de banda limite el cual es calculado usando la ecuación (2,5). La capacidad real es limitada por la disminución del ancho de banda y la capacidad de la potencia-límite.

2.4.4 NBP/SCPC/FM/FDMA: ANALOGICO SCPC:

La transmisión analógica puede también ser acomodada en una implementación SCPC. El sistema básico analógico SCPC, es el mismo como el que se muestra en la figura 2.5. El canal analógico unitario SCPC, sin embargo, usa modulación en frecuencia, como se ilustra en la figura 2.7. Del lado de la transmisión la señal de banda de voz está provista de un circuito de entrada el cuál limita los picos de la señal de FM. Este es seguido por un filtro VF para limitar el ancho de banda de la señal de banda base. Un detector analógico de conversación, es empleado para suministrar la operación de la portadora activada por voz, similar a la usada en SCPC digital. La unidad de retardo suministra el tiempo para el detector de habla que determina la diferencia entre la activación de habla y silencio. Normalmente FM/SCPC emplea un compresor/expansor del tipo silábico para improvisar la relativa calidad de voz subjetiva y una relación de la señal a ruido.

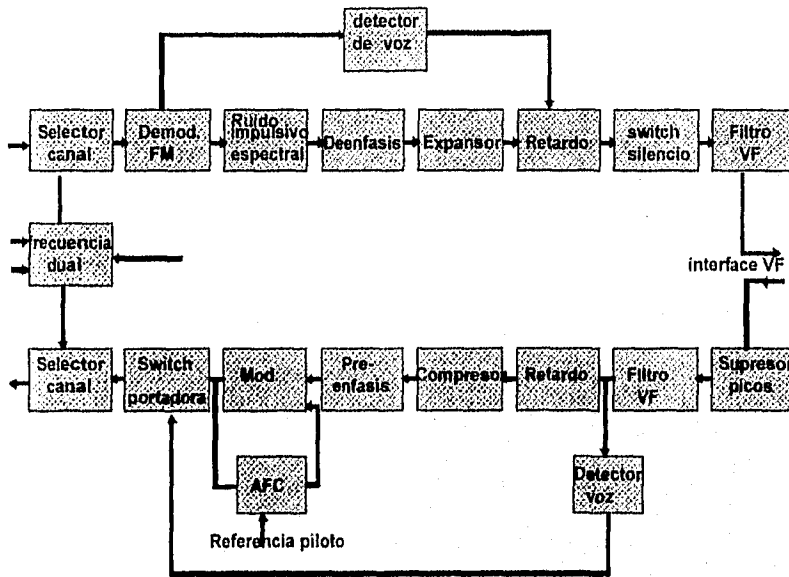


Fig 2.7 Canal unitario FM /SCPC

2.4.5.-CONTROL AUTOMATICO DE FRECUENCIA (AFC).

Otro aspecto importante del sistema SCPC es el uso del control automático de frecuencia (AFC) para resolver el problema de desplazamiento del espectro y minimizar la interferencia entre canales adyacentes. El problema es importante porque el ancho de banda angosto de cada canal individual SCPC, es comparado con el total del ancho de banda del transponder. Esto se compone por el número de canales y el potencial de interferencia de canales adyacentes. Por lo tanto, en un sistema el AFC es empleado por toda la implementación SCPC y controlar el centrado del espectro en una base individual de canal por canal. AFC es típicamente realizado desde un punto de vista por un sistema que transmite un tono piloto, localizado en el centro del ancho de banda del transponder. Este tono piloto es transmitido por una estación de referencia. Las otras estaciones en la red reciben al piloto y enlazan su sistema AFC a este. El sistema AFC controla la frecuencia de las portadoras individuales con el oscilador local (o frecuencia sintetizada en el caso de los sistemas de asignación por demanda).

2.4.5.1.-CALCULOS DE CAPACIDAD:

El primer paso en los cálculos de capacidad es asegurarse que los requerimientos para uso comercial de transmisión de FM sean conocidos. Esto es, el

ruido puede ser limitado en el canal VF a 10,000 pWOp, correspondientes a 50 dB de la relación del tono de prueba a ruido. En éste caso siempre se asume que la operación del sistema FM ésta arriba del umbral de FM. Esto típicamente implica que la relación mínima requerida de la portadora a ruido por canal debe ser menor de 10 dB. El margen de implementación del hardware (modem) y el margen de interferencia del canal adyacente adiciona 2 a 2.5 dB de la relación de la portadora a ruido requerida para un solo canal. Podemos proceder de una manera similar en el cálculo de SCPC digital, primero comparamos la tasa requerida de la densidad de la portadora a ruido por canal con la densidad total disponible de portadora a ruido, según la longitud de los parámetros de frecuencia de voz elegidos para proveer la relación de la señal a ruido (relación de prueba de tono a ruido) igual o menor a 50 dB. Si la relación de la señal a ruido excede de 50 dB, puede ser posible que se consiga una alta capacidad del canal, pero reduciendo la desviación de FM, por medio de la reducción del ancho de banda de FM, y conseguir más canales en el ancho de banda de un mismo transponder. Asumiendo que podemos negociar potencia y ancho de banda en el sistema FM de una manera que suministra ligeramente más de 50 dB de la relación de prueba de tono a ruido, la capacidad de potencia límite puede ser computada para comparar la densidad de portadora a ruido requerida por el canal para la densidad de portadora a ruido disponible total en el ancho de banda del transponder completo. El siguiente paso es incrementar este número de portadoras para una ventaja de actividad de voz de 2.5, eso determina la capacidad de la potencia límite. Este valor puede ser comparado con la capacidad del ancho de banda límite computada para calcular la relación del ancho de banda del transponder a el ancho de banda por canal. La capacidad verdadera es la menor de la potencia o capacidad límite del ancho de banda.

V.-SISTEMA TDMA.

En ésta sección se describe brevemente el sistema de acceso múltiple por división del tiempo TDMA (ya que es parte del capítulo siguiente) el cuál está en uso en aplicaciones de satélite comercial. El primer tipo de sistema es la clásica implementación TDMA el cuál emplea una sola portadora modulada que ocupa el total del ancho de banda del transponder. Este tipo de sistema es el más común para las redes TDMA y es también el más eficiente desde el punto de vista de la capacidad.

El acceso por división de tiempo es un protocolo de múltiple acceso, en el cual algunas estaciones terrenas enlazadas a un satélite usan una portadora única para la transmisión hacia el transponder en un tiempo dividido. Esto es todas las estaciones terrenas operan en el mismo transponder, estando permitido el tráfico de transmisión en períodos de tiempo definidos. La trama de TDMA cubre la distancia de radiación, así cada estación terrena tiene completamente disponible el ancho de banda del transponder para la transmisión. El tiempo de transmisión de la ráfaga está cuidadosamente sincronizado. Así entonces todas las ráfagas que llegan al transponder de estaciones terrenas enlazadas, por la red son cuidadosamente espaciadas en tiempo para no ser traslapadas. El transponder las recibe una por una, las amplifica y las retransmite de regreso. Así cada estación terrena, recibe una cascada

completamente agrupada de ráfagas y solo extrae la información que a ella se irradia. Un diagrama de operación simplificado se muestra en la fig 2.8

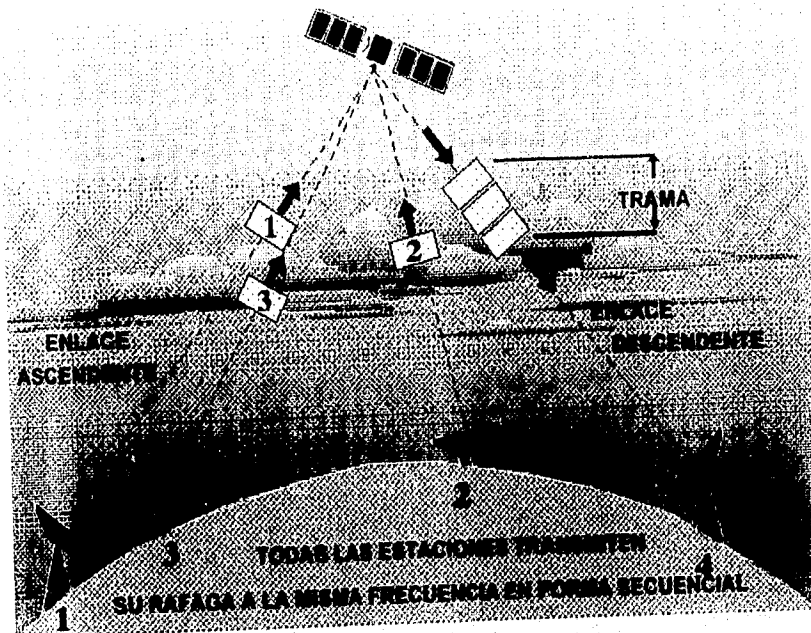


Fig 2.8 Acceso múltiple por división de tiempo.

Un nodo es designado como estación principal o de referencia, su función es aceptar las solicitudes de las otras estaciones (nodos secundarios) y coordinar la forma de utilización del canal. Las solicitudes son enviadas como parte de la transmisión en curso dentro de una ráfaga de control.

Cada cierto tiempo la estación de referencia transmite una trama de control que indica que estación puede emplear el canal y durante que periodo. Ya recibida la autorización, la estación secundaria ajusta su reloj para transmitir durante el intervalo asignado. Durante cada periodo o ranura de tiempo, el usuario de la red posee el control total del canal. Por tanto un sistema TDMA representa una solución adecuada para la creación de redes digitales con un número intermedio o alto de estaciones terrenas, con requerimientos de tráfico considerable.

VI.- SISTEMA CDMA.

En la operación del acceso múltiple por división de código (CDMA), varias estaciones utilizan la misma frecuencia portadora y el ancho de banda al mismo tiempo. Esta actividad al parecer utiliza una técnica la cual depende de la amplitud de

propagación del espectro de comunicación. Esta aplicación es esencialmente limitada a transmisión digital.

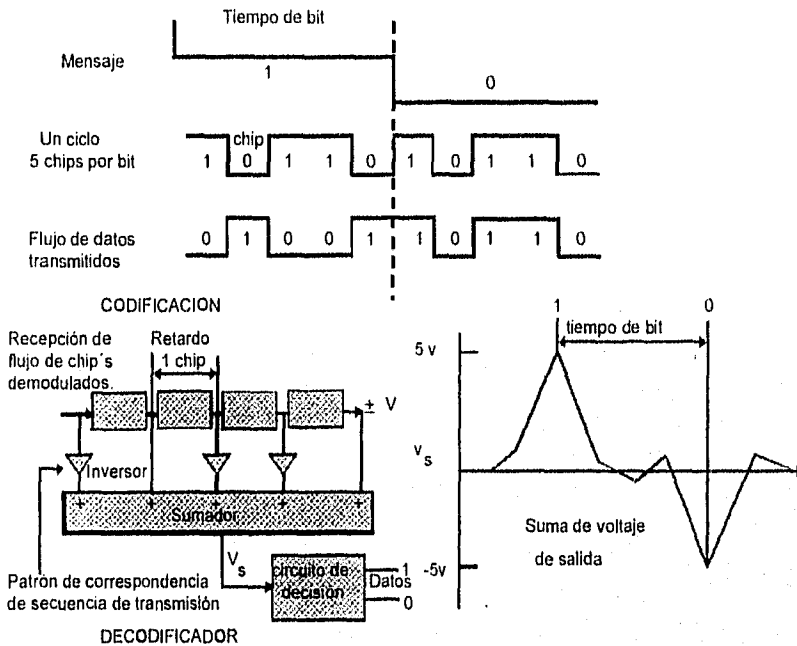


Fig 2.9 Principio de multiplexaje por división de código

En CDMA, cada bit del "mensaje" digital (por ejemplo un ADC/PCM bit corriente), es transmitida como una secuencia de bits. Esto es el mensaje original de bits está conformado como una secuencia de código predeterminado a una velocidad de bits que es alta. El ancho de banda requerido para la transmisión es tan grande como el que se requiere para la transmisión del mensaje. De cualquier modo a través del conocimiento previo de la secuencia de codificación, la recepción es capaz de reconstruir el mensaje bajo condiciones adversas extremas de la relación señal a ruido. Si varias estaciones transmiten simultáneamente en este modo, usan diferente secuencia de código, entonces para poder recibir una, todas las demás señales que son indeseables aparecen como componentes de ruido dentro de la tolerancia de la componente de ruido.

Para evitar confusiones entre los bits del mensaje y los bits de la señal transmitida, el segundo se describe como [chip] y la tasa a la cual es transmitido es llamada tasa de chip. El arreglo mostrado en la figura 2.9 no es generalmente empleado en sistemas reales CDMA, pero demuestra el principio de recuperación del mensaje original desde el lado receptor del flujo de chip.

Cuando la secuencia de chip para un bit del mensaje es un "1" alineado dentro de la línea de retardo, el sumador produce una salida de +5 unidades. Cuando la secuencia de chip para un bit de mensaje es un "0" alineado, el sumador produce una salida de -5 unidades.

Esas salidas están reconocidas y significan un bit de mensaje recibido "1" o "0" respectivamente. Otras veces, la salida del sumador será algún valor menor en magnitud que 5. La salida es ignorada en esos casos. Este arreglo de línea de retardo es actualmente un tipo especial de filtro cuya conducta puede ser más fácilmente descrita en el dominio del tiempo que en el dominio de la frecuencia y fase habitual. Porque esta acción es complementaria a la función de codificación, con lo que se satisface el criterio clásico de recepción de filtros complementarios dando un óptimo rendimiento en la presencia de densidad uniforme de ruido.

Como la energía de ruido de chip, u otras señales comparten la misma banda, son combinadas incoherentemente por el sumador, mientras la energía de los chips del mensaje deseado es combinada coherentemente, el sistema simple de recepción muestra un aparente incremento en la tasa de señal a ruido, llamada ganancia de proceso.

$$10 \log [\text{número de chip por bit}] \quad (2-6)$$

Seguramente, sin esos beneficios la recepción sería imposible, ya que con varias estaciones activas la relación aparente de señal a ruido mas otras señales puede ser mucho menor que la unidad (negativo en decibeles). Como consecuencia, del proceso la relación de ganancia del número de estaciones que pueden ser acomodadas en la misma banda por la técnica CDMA, es gran parte determinada por el número de chip por bit. Otro factor importante es el grado de igualdad entre los niveles de potencia de recepción de las diferentes estaciones. Si existieran diferencias sustanciales, la tasa de la debilitada señal a ruido mas otras señales puede ser demasiado pequeño, igual con el beneficio de la ganancia de procesamiento para permitir la extracción de los datos del mensaje con errores pequeños. En la practica, la secuencia de código es usualmente mas grande que cinco chip. De hecho, la secuencia puede ser extremadamente larga, y cada bit del mensaje puede ser codificado por solo una parte de éste.

Para que el sistema sea más efectivo, la secuencia de código debería tener esencialmente la misma secuencia de bits tanto estadísticamente como aleatoriamente. La secuencia será descrita como pseudoaleatoria los mensajes codificados con tal secuencia de código tienen un espectro de energía que es totalmente uniforme sobre el ancho de banda ocupado. Ya que tal distribución es característica del ruido, así como la secuencia de codificación de este tipo es llamada secuencia "pseudo-ruido" (PN). En adición a los requerimientos que la secuencia de codificación tiene, aparentemente aleatoria y estadísticamente hay otros criterios. En particular, para suministrar la gran separación entre las señales de diferentes estaciones, se necesita un aumento de correlación más la mitad de la secuencia de código asignado. Extensivamente el trabajo analítico tiene que ser hecho para generar catálogos de secuencia adecuada.

En la mayoría de los sistemas actuales CDMA, un enfoque diferente es usado para extraer el mensaje de bits en la recepción de los chip.

La figura 2.10 ilustra este principio. Este es un receptor de correlación, sin embargo requiere que la replica local de la secuencia de código sea del tiempo apropiado con respecto al tiempo del flujo de chip que pueden alinearse sobre muchos bits del mensaje para una secuencia grande.

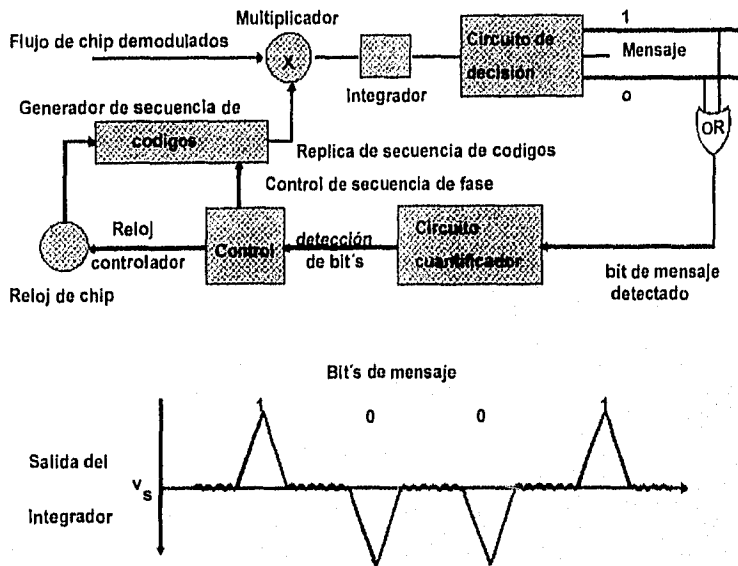


Fig.2.10 Decodificación de correlación cruzada

Como un resultado de las propiedades del ruido de las señales transmitidas, el proceso por el cual un receptor rechaza el ruido es el mismo por el cual el receptor rechaza las componentes de la señal de todos los mensajes indeseados. Una motivación para el estudio de esta técnica, igual que otras de transmisión de espectro extendido, fue la protección de interferencia para sistemas de transmisión militar. Con la información en el mensaje propagado sobre un espectro ancho, la interferencia puede necesitarse para mantener una densidad de energía sustancial sobre un ancho de banda total, requiriendo una gran potencia de interferencia global para una transmisión.

En un sistema modelo altamente idealizado, las tres técnicas de acceso múltiple FDMA, TDMA, y CDMA, podrán teóricamente producir capacidades idénticas. Tomando en cuenta los factores prácticos del sistema real, eso puede dar diferencias sustanciales. Las consideraciones de interferencia pueden ser limitadas en operación, como es frecuente en el caso del medio ambiente en los satélites de hoy, la operación CDMA puede ser especialmente atractivo.

VII.-CONTROL DE ERROR.

Un circuito de comunicación de datos puede ser corto de pocos metros o varios miles de kilómetros, y la transmisión puede ser mediante un simple par de cables o compleja como un sistema de microondas, satélite ó F.O. Por lo tanto debido a las características de transmisión no-ideales que están asociadas a los sistemas de comunicación son inevitables los errores que ocurren y es necesario desarrollar e implementar procedimientos para el control de error. Este control de error puede ser dividido dentro de dos categorías. La detección y la corrección de errores.

2.7.1.-DETECCION DE ERROR:

Es simplemente el monitoreo de los datos recibidos y la determinación de cuando ocurrió el error en la transmisión. Las técnicas de detección de error no identifican cual bit (bits) son erróneos, solamente cuando ha ocurrido. El propósito de la detección de error no es para prevenir errores de ocurrencia es para prevenir errores de ocurrencia no detectados. La técnicas más comúnmente usadas en circuitos de comunicación son; de redundancia, codificación de conteo exacto, paridad, chequeo de redundancia vertical y longitudinal y chequeo de redundancia cíclica.

2.7.2.-REDUNDANCIA:

Implica transmitir dos veces cada carácter, si el mismo carácter no es recibido dos veces sucesivas un error en la transmisión ha ocurrido. El mismo concepto puede ser usado para mensajes. Si la misma secuencia de caracteres no es recibida dos veces sucesivas en el mismo orden entonces un error ha ocurrido.

2.7.3.-CODIFICACION CONTEO EXACTO:

El número de 1's en cada carácter es el mismo. Un ejemplo de esta técnica es el esquema de codificación ARQ. Con codificación ARQ cada carácter tiene 3 unos y por lo tanto un simple conteo de 1's recibido en cada carácter puede determinar si existe un error en la transmisión.

2.7.4.-PARIDAD:

Es probablemente el esquema de detección de error más usado para sistemas de comunicación de datos y se emplea con chequeo de redundancia vertical y horizontal. Aquí un bit (llamado bit de paridad) es adicionado a cada carácter para forzar a un número total de 1's en el carácter, incluyendo el bit de paridad para cualquier número impar (paridad impar) o número par (paridad igual). Por ejemplo en el código ASCII la letra "C" es 43 en hexadecimal o P100011 en binario, con el bit P se representa la paridad, aquí hay 3 unos en el código no contiene entonces bit de paridad. Si se usa paridad impar el bit P se hace 0 reservándose el número total de 1's

a 3, en número impar. Si es usada paridad igual, el bit P se hace 1 y el número total de 1's es cuatro.

Puede observarse que el bit de paridad es independiente de el número de 0's dentro de el código y no afectado por los pares de 1's. Para la letra C si todos los bits 0's cayeron, el código es P1---11. Para paridad impar el bit P permanece en 0, y para paridad igual el bit P permanece en 1. Si un par de 1's son también excluidos, el código es también cualquiera P1---, P---1, o P---1--. De nuevo para paridad impar el bit P es un 0 y para paridad igual el bit P es un 1.

2.7.5.-REDUNDANCIA VERTICAL Y HORIZONTAL. (VRC)

Vertical redundancy checking, es un esquema de detección que usa paridad para determinar si ha existido error en la transmisión de un carácter. Por lo tanto VRC es algunas veces llamado paridad de carácter. Con VRC cada carácter tiene un bit adicionado de paridad ya sea impar o par.

2.7.6.-CHEQUEO DE REDUNDANCIA LONGITUDINAL Y HORIZONTAL (RC ó LRC)

Es un esquema de detección de error que usa paridad para determinar un error en un mensaje durante la transmisión por lo que algunas veces es llamado paridad de mensaje. Con LRC en cada posición de bit hay un bit de paridad. En otras palabras b_0 de cada carácter en un mensaje es comparado dentro de una función OR-exclusiva con el b_0 de todos los otros caracteres del mensaje, similarmente b_1, b_2 con sus respectivos bits de todos los otros caracteres. Esencialmente LRC es el resultado de la comparación en la función OR-exclusiva de los caracteres que forman el mensaje, por el contrario de VRC que hace la función OR-exclusiva de los bits en forma única del carácter. Con LRC solamente la paridad par es usada.

La secuencia de bits LRC es procesada en la transmisión antes de enviar los datos, después transmitidos como si fuera el último de el mensaje. En la recepción, el LRC es reprocesado y comparado con el LRC de la transmitido con el mensaje si son los mismos se asume que no hay error. Resumiendo el LRC es simplemente una secuencia de bits usada para la detección de error, detectando entre un 95% y 98%. LRC no detecta errores cuando un número igual de caracteres tiene error en la misma posición. Por ejemplo si b_4 en dos diferentes caracteres tiene un error, el LRC permanece invariable aún cuando existan errores.

2.7.7.-CHEQUEO DE REDUNDANCIA CICLICA:

Probablemente el esquema más seguro para detección de errores es (CRC) cyclic redundancy checking. Con CRC aproximadamente el 99.95% de errores es detectado. CRC es generalmente usado en código de 8 bits semejante a EBCDIC ó código de 7 bits cuando no se usa bit de paridad, El código CRC-16 es idéntico a el estándar internacional de CCITT V.4. Con el código CRC-16, 16 bits son usados para

la secuencia de chequeo de bloques (BCS) block check sequence. Esencialmente el carácter CRC es el residuo del proceso de división. Un mensaje polinomial $G(x)$ es dividido para generar una función polinomial $P(x)$ el cociente es eliminado, y el residuo es truncado a 16 bits y agregado a el mensaje, como el BCS. Con CRC, la división no se lleva a cabo como en el proceso aritmético normal. En lugar de el uso directo de la sustracción, el residuo es derivado de la operación OR-exclusiva. El la recepción el flujo de datos y el BCS es dividido por la misma función $P(x)$. Si no hay errores transmitidos, el residuo será cero.

El polinomio para CRC-16 es:

$$P(x) = x^{16} + x^{12} + x^5 + x^0 \quad (2-7)$$

donde: $x^0 = 1$

El número de bits en el código CRC es igual a el exponente mayor de el polinomio generador. El exponente identifica la posición del bit que contiene a 1. Por lo tanto b_{16}, b_{12}, b_5, b_0 , son 1's y todas las otras posiciones de bits son 0.

VIII.-CORRECCION DE ERROR.

Esencialmente existen 3 métodos de corrección de error y son: substitución de símbolo, retransmisión y control de error en adelante.

2.8.1.-SUBSTITUCION DE SIMBOLO:

Fue diseñado para usarse en un ambiente humano, por lo que una persona analiza y verifica los datos recibidos, si un carácter es recibido erróneamente la visualización de este carácter incorrecto se dará por un carácter indefinido dentro del código y será parecido a un signo de interrogación invertida, la cual substituirá al carácter erróneo. Si el carácter erróneo no puede ser distinguido por el operador se solicita la retransmisión, de otro modo tomara la decisión de la substitución del símbolo por el mensaje correcto y la retransmisión será innecesaria.

2.8.2.-RETRANSMISION:

Como el nombre lo dice, un mensaje es retransmitido cuando se recibe un error y la terminal receptora automáticamente solicita la retransmisión de el mensaje completo. Es frecuentemente llamada ARQ, que es un termino antiguo de radio comunicación que significa petición de retransmisión automática (automatic requeest for retransmission). ARQ es posiblemente el método más confiable de corrección de errores, aunque no siempre el más eficiente. Si se usan mensajes cortos, la probabilidad de un deterioro durante la transmisión es baja. De cualquier forma mensajes cortos requieren más reconocimiento y línea de retorno por lo que se hará mas extenso el mensaje, implicando que otros caracteres no puedan ser transmitidos. Con mensajes largos,

tiempos menores de línea de retorno son necesarios aunque la probabilidad o posibilidad de error en la transmisión será mas alta que para mensajes cortos. Esto puede verse estadísticamente para un bloque de mensajes entre 256 y 512 caracteres que es el optimo tamaño cuando se usa ARQ.

2.8.3.-CORRECCION DE ERROR EN ADELANTO (Forward error correction).

FEC, es solamente un esquema de corrección de error que realmente detecta y corrige errores transmitidos en la recepción final sin tener que solicitar la retransmisión. Con FEC, son adicionados bits a el mensaje antes de transmitirse. Un corrector de error de uso común es el código Hamming, desarrollado por R.W. Hamming de los laboratorios de la Bell. El número de bits en el código Hamming depende de el numero de bits en el mensaje. El número de bits que pueden adicionarse a el mensaje está determinado por la siguiente expresión

$$2^n \geq m + n + 1 \quad (2-8)$$

donde:

n = numero de bits de Hamming

m= número de bits de el carácter.

CAPITULO 3

TDMA

I.- ADC/TDM/PSK/TDMA: TRANSPONDER TOTAL TDMA

II.- SINCRONIZACION DE RAFAGA

III.- AGRUPAMIENTO ESTRUCTURAL (CUADRO BASICO)

3.3.1.- RAFAGA DE REFERENCIA.

3.3.2.- RAFAGA DE TRAFICO (TBS)

3.3.3.- TIEMPO DE GUARDA.

IV.- ESTRUCTURA DE LA RAFAGA.

3.4.1.- SECUENCIA DE RECUPERACION DE PORTADORA Y RELOJ.

3.4.2.- LA PALABRA UNICA (UW).

3.4.3.- CANAL DE SEÑALIZACION.

3.4.4.- TRAFICO DE DATOS.

V.- EFICIENCIA DE LA TRAMA

VI.- ESTRUCTURA DE LA SUPERTRAMA.

3.6.1.- SINCRONIZACIÓN Y ADQUISICIÓN DE TRAMA.

3.6.2.- RECEPCION DE TRAMA DE ADQUISICION Y TRAMA DE
SINCRONIZACION.

VII.- CALCULOS DE CAPACIDAD

VIII.- BANDA ANGOSTA TDMA.

IX.- ASIGNACION POR DEMANDA

X.- DIFUSORA CONMUTADA Y SATELITE CONMUTADO TDMA

XI.- VENTAJAS DEL SISTEMA TDMA

I.-ADC/TDM/PSK/TDMA: TRANSPONDER TOTAL TDMA.

El concepto básico de TDMA se ilustra en la figura 3.1. Varias estaciones en la red usan una sola frecuencia portadora cuyo ancho de banda ocupa el total del transponder. La portadora es compartida en tiempo para dejar a cada estación transmitir su información, con modulación digital, usando ráfagas sincronizadas. Esto es, una estación recibirá información de una fuente continua, comprimida en pequeños intervalos de tiempo, y la transmitirá dentro de una ráfaga a alta velocidad en un tiempo correcto para que las ráfagas de todas las estaciones lleguen al satélite en intervalos secuencialmente sin interferencia de ráfaga. Todas las ráfagas recibidas de todas las estaciones son retransmitidas de el satélite a todas las estaciones. La sincronización se realiza por una estación de referencia definida cuyo tiempo de información y posición de ráfaga son usados como una referencia por todas las otras estaciones de la red en sus tiempos de transmisión.

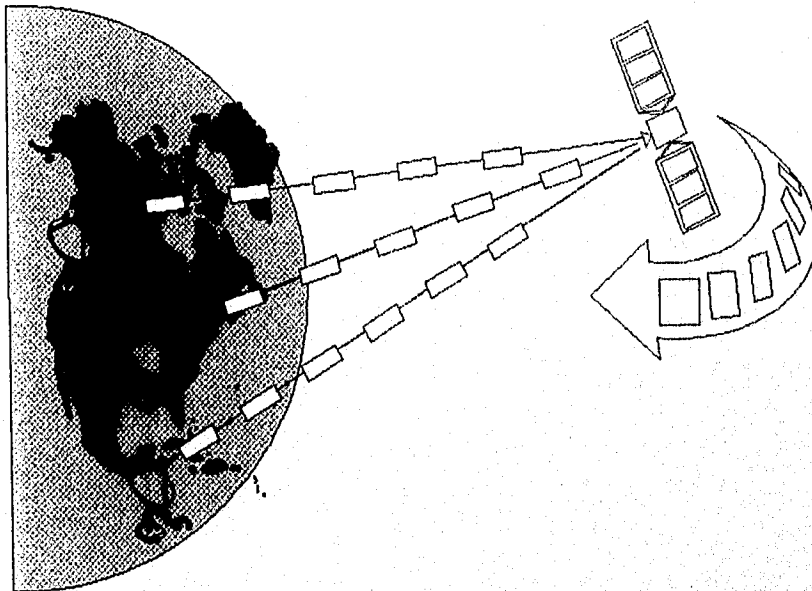


Fig. 3.1. TDMA.

Se usa una trama organizada para el control del interlasado de las ráfagas para las múltiples estaciones terrenas en sistema TDMA. Una trama usualmente empieza con una ráfaga de referencia transmitida por una estación de referencia primaria, y una estación de referencia secundaria usada como respaldo (BACKUP). A las dos ráfagas de referencia les siguen ráfagas de información transmitidas secuencialmente desde cada estación de la red.

La trama termina cuando la transmisión de la última estación es completada. Una nueva trama entonces empieza con la transmisión de la ráfaga de referencia seguida por el tráfico de cada estación en la red. El intervalo de tiempo de la trama, T_F , es de pocos mili segundos. La estructura de una ráfaga TDMA suministra una idea de como funciona el sistema. Por ejemplo, como se muestra en la figura 3.2, cada ráfaga contiene información de control y tráfico. La porción de control de la ráfaga es usualmente referido como el preámbulo. Una ráfaga de referencia consiste solo del preámbulo. Como se muestra en la figura 3.2, 176 símbolos (correspondientes a 352 bits en un sistema PSK cuatro fases) son usados para recuperar la portadora y el bit de tiempo de reloj. Típicamente, es complicado recobrar la portadora y el bit de tiempo de reloj. La siguiente porción del preámbulo es una secuencia de 48 bits, que constituyen la palabra única escogida por propiedades correlativas. Esta palabra única es esencialmente una palabra de sincronización de trama. La palabra única tiene una alta probabilidad de correcta detección y una baja probabilidad de falsa detección. Tan pronto como el sistema reconoce ésta palabra única, se actualiza el contador de tiempo para el comienzo de la trama y su posición en la misma. El siguiente elemento del preámbulo contiene información orientada al servicio, incluyendo un canal teletipo para control de sistema de redes y un canal de servicio dentro del cuál esta insertado un bit de referencia para uso en la realización del análisis de error cuando el sistema está en servicio.

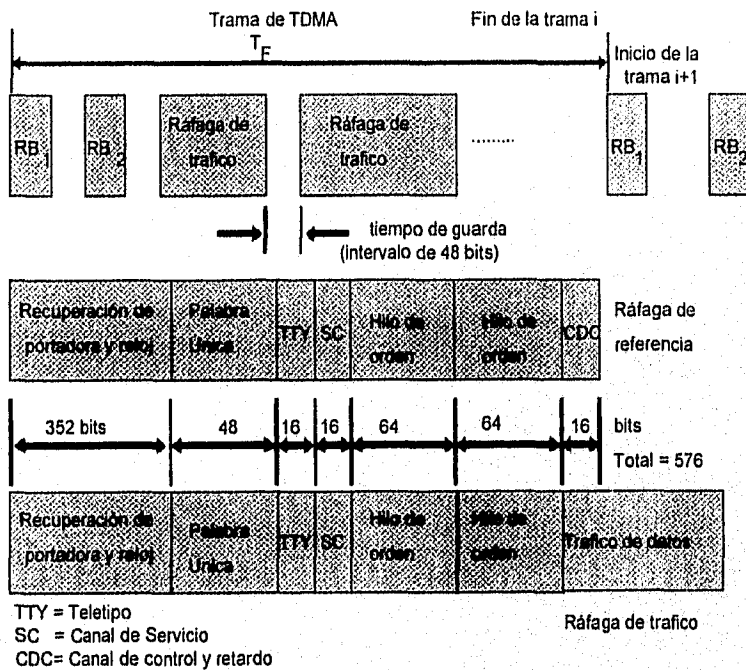


Fig. 3.2. Estructura de la ráfaga TDMA.

Un canal digital de hilo de orden por voz, esta también provisto en esta porción del preámbulo. Un canal de control de información, llamado canal de control y retardo, está también insertado dentro de la ráfaga de referencia para usarse por la estación de referencia para transferir información de adquisición, sincronización, control de sistema y monitoreo para otras estaciones en la red. Una ráfaga de transporte de tráfico usa la misma información del preámbulo como una ráfaga de referencia, con excepción del canal de control y retardo.

Siguiendo el preámbulo, el tráfico de datos consistente de voz, datos y quizás información de video multiplexada en el dominio del tiempo, es adicionado a la ráfaga y la ráfaga entera es transmitida en el tiempo apropiado dentro de la trama. Entre ráfagas un intervalo de tiempo de guarda está provisto para minimizar la probabilidad de traslape de ráfaga. Un diagrama de bloques de un sistema típico TDMA se muestra en la figura 3.3. Interfaces para varios tipos de señales están provistas entre equipos terminales TDMA y sistemas de telecomunicación terrestre. Señales típicas de información incluyendo voz, banda de voz de datos, datos digitales directos o imágenes en forma de facsímil o señales de televisión. Una interface específica esta provista para cada tipo de señal.

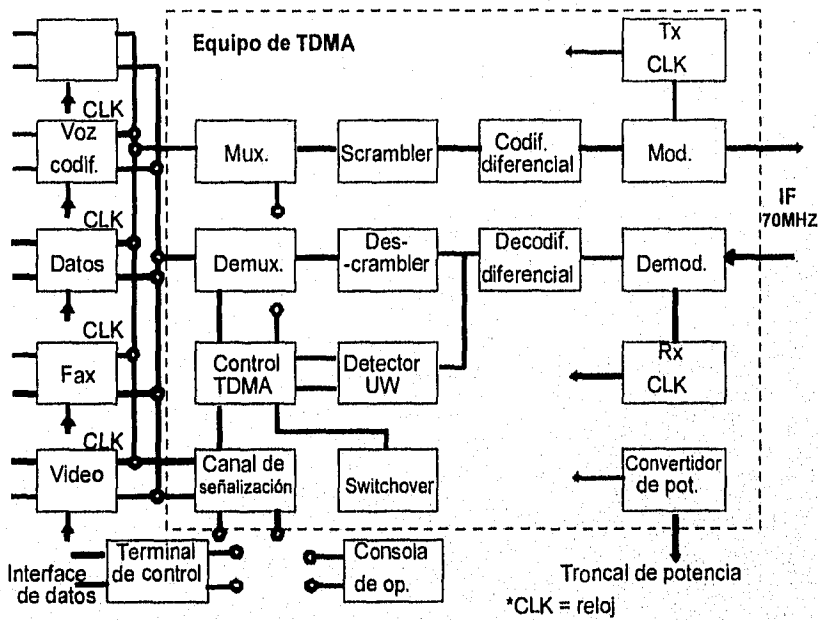


Fig. 3.3 Diagrama de terminal TDMA

Para el caso de señales de voz, la función de la interface es codificar las señales digitales que entran y multiplexar un número de canales juntos usando TDM.

En el caso de información de video, la conversión de analógico a digital es usualmente utilizada. Por cada uno de los módulos de interface, una función de compresión y expansión de datos debe estar siempre para crear subráfagas en el lado transmisor, y para convertir dentro de ésta subráfagas el flujo de datos continuos en el lado receptor. En cada modulo, una subráfaga se forma usando dos buffer de memoria operando en el modo ping-pong. El flujo de datos digitales son escritos dentro del buffer de memoria A como la tasa de datos de la señal. Al mismo tiempo, los datos escritos previamente en la memoria B son leídos a alta velocidad en un período corto de tiempo correspondiente a la longitud de la subráfaga. Cada memoria es leída y escrita alternadamente en modo ping-pong.

Este proceso es opuesto en el lado receptor, creando grupos de datos continuos de la subráfaga recibida. Cada módulo de interface es muestreado por un canal multiplexor que combina la subráfaga desde la salida de cada modulo de interface para formar la ráfaga de trafico completa. El multiplexor entonces suma la información apropiada del preámbulo para cada ráfaga y suministrar esto hacia un scrambler. El scrambler es solo aplicado para parte de la información transportada de la ráfaga y es usada para prevenir pausas que pueden ocurrir naturalmente en el flujo de datos creados desde un fuerte componente espectral en la señal modulada. Cada ráfaga es suministrada a un codificador diferencial y a un modulador de cuatro fase PSK, cuya salida es una señal IF de 70 MHz que a su vez es convertida en ráfagas de energía de RF en el tiempo apropiado para la transmisión hacia el transponder del satélite. Todas las categorías de multiplexores, incluyendo la ráfaga y subráfaga larga así como el tiempo de transmisión de ráfaga, están bajo el control de el controlador de TDMA, el cual puede ser accesado por ambas vías, el operador de consola o vía remota por un monitor separado y sistema de control. En el lado receptor, la ráfaga de RF es recibida y demodulada ráfaga por ráfaga y suministrando un detector de palabra única el que sincroniza el controlador de TDMA. La información del preámbulo es quitada y utilizada por el controlador de TDMA con el propósito de controlar redes adicionales. El descrambler es aplicado a el trafico de datos, que es entonces demultiplexado y enviado a el modulo de interface apropiado para después reconstruir del modo de ráfaga a una forma de señal continua.

II.-SINCRONIZACION DE RAFAGA:

Uno de los principales problemas en el diseño de un sistema TDMA es la sincronización de la ráfaga para múltiples usuarios en una red TDMA, dentro de una trama organizada donde la ráfaga está cuidadosamente conformada en la trama para no colisionarse. Hay dos pasos en el proceso de sincronización. El primero es la adquisición de fase, el cuál se refiere a el proceso por el cuál una estación terrena TDMA entra a la red. El segundo es la sincronización de fase, el cuál ocurre después de que el usuario a entrado a la trama TDMA y puede mantener la posición precisa de la ráfaga dentro de la trama durante la operación.

Mientras opera el sistema TDMA dentro de un solo transponder y la misma antena difusora, el problema de la sincronización de la red es simplificado por cada usuario al habilitarse para recibir la ráfaga todos los usuarios en la red. Mediante un lazo de

realimentación que puede ser establecido directamente al satélite para cada usuario individual, empleando ráfagas recibidas desde todas las estaciones en la red.

Durante el inicio o fase de adquisición, la ráfaga de referencia es la primera en ser transmitida. Ya que no existen otras ráfaga dentro de la trama, la posición de la ráfaga de referencia es seleccionada libremente. Cada ráfaga adicional de otras estaciones entran al sistema en sincronización primero con la ráfaga de referencia para establecer un tiempo de referencia local. El siguiente paso es transmitir una ráfaga abreviada, consistente solo de el preámbulo, siguiendo la recepción de la ráfaga de referencia. Inicialmente, este tiempo de retardo es estimado burdamente y puede ser determinado por diferentes caminos posibles. Un camino es transmitir una ráfaga de bajo nivel de potencia, el cuál es usado para buscar la propia localización sin interferencia significativa con una u otra ráfaga.

Otro método deseable es determinar el valor inicial del tiempo de retardo por computadora con un conocimiento previo de la localización exacta de la estación terrena y la distancia entre la estación de tierra y el satélite. Este método puede ser referido como una adquisición de fase de lazo abierto. La estación observa la posición de ésta ráfaga dentro de la trama durante cada trama, midiendo el error entre la localización actual de la ráfaga y está localización deseada, y redefine el tiempo de retardo estimado de cada trama subsiguiente. Cuando el error entre la actual y la localización deseada es suficientemente pequeño, la fase de adquisición es completada y la sincronización de fase puede empezar con la transmisión de la ráfaga completa, incluyendo el tráfico de datos. Este es seguido por la iniciación de un proceso de sincronización de lazo cerrado, por lo cual el error en la posición de la ráfaga es continuamente medido y el tiempo de retardo de la posición de la ráfaga es continuamente redefinido.

En el caso donde el sistema TDMA emplea un transponder de saltos o de operación multidifusora, el lazo cerrado a través del satélite no existe ya que las ráfagas de los otros usuarios no está disponible para cada usuario. Otros métodos de sincronización que pueden ser empleados, incluyendo sincronización de lazo abierto, el cual depende de la precisión del computo del tiempo de retardo conocido del satélite y la coordinación de la posición de la estación terrena debido a las variaciones en tiempo por los movimientos del satélite.

Otro método, se conoce como cooperativa realimentada, también puede ser empleada, donde la información de la posición del satélite y las variaciones de tiempo real en este son comunicadas a estaciones, intentando procesos de adquisición y sincronización a través de canales de control y retardo de la ráfaga de referencia. Ese método es muy complicado porque un usuario de TDMA puede solo ver un número pequeño del total de las ráfagas en la trama TDMA.

III.- AGRUPAMIENTO ESTRUCTURAL. (Cuadro básico).

Dentro de la red de TDMA cada estación terrena periódicamente transmite una o más ráfagas hacia el satélite. La señal que entra al transponder portando un tráfico de TDMA consistente en un grupo de ráfagas originadas en un grupo de estaciones terrenas. Este conjunto de radiaciones son agrupadas en una trama de TDMA. La cuál consiste en dos señales de referencia R_{B1} y R_{B2} , la información y un tiempo de guarda entre las señales. La longitud de la trama TDMA esta marcada por el periodo entre dos ráfagas de referencia R_{B1} continuas. La figura 3.4 ilustra este concepto.

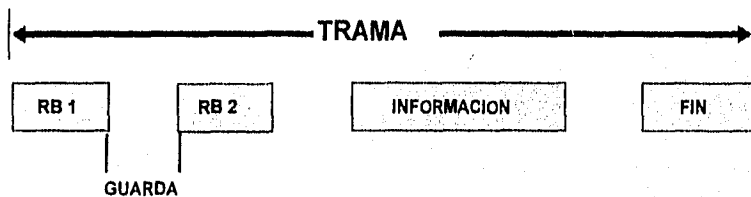


Fig.3.4 Cuadro básico

3.3.1.- RÁFAGA DE REFERENCIA.

Para fines de confiabilidad cada agrupamiento de TDMA normalmente emplea una ráfaga de referencia (R_{B1}) respaldada por otra ráfaga (R_{B2}). La ráfaga de referencia primaria P_{RB} puede ser cualquiera R_{B1} o R_{B2} , y la estación que transmitió la señal es designada como la estación de referencia primaria PRS. Una segunda ráfaga es transmitida por otra estación terrena quedando así asignada la estación de referencia secundaria (SRS) que permitirá una conmutación automática en caso de falla o bloqueo de la estación de referencia primaria, suministrándose así la continuidad del servicio en la red. Esta ráfaga de referencia no lleva información y es usada para sincronizar el tiempo para el acceso de todas las estaciones a un transponder en particular. Permitiendo así la integración de la trama de TDMA. El tráfico de estación TDMA toma este tiempo de referencia de la señalización primaria o de la señalización secundaria, cuando es bloqueada la estación de referencia primaria.

3.3.2.- LA RÁFAGA DE TRÁFICO TBS.

Cada estación que se accesa a un transponder puede transmitir una o más ráfagas de tráfico por una trama de TDMA y puede posicionarlas en alguna parte de la trama, de acuerdo a un plan de tiempo de radiación coordinándose de esta forma el tráfico entre estaciones. La longitud o ancho de esta ráfaga de tráfico depende de el agrupamiento de información en las portadoras y puede ser cambiado si se requiere. La localización de la ráfaga de tráfico está referenciada por un tiempo de ocurrencia de la ráfaga de referencia primaria. Por la detección de la ráfaga de referencia primaria, una estación de tráfico puede localizar y extraer la ráfaga de tráfico o porciones de esta. Derivándose de esto un tiempo de transmisión preciso para la llegada al transponder dentro de su posición asignada en la trama y evitando el traslape con radiaciones de otras estaciones.

3.3.3.-TIEMPO DE GUARDA.

Un pequeño tiempo de guarda es requerido entre las ráfagas originadas en las estaciones que se accesan a un transponder, para asegurar que estas radiaciones nunca se traslapen a su llegada al transponder. El tiempo de guarda puede ser bastante amplio para permitir diferentes tiempos de transmisión y un amplio rango de variación. El tiempo de guarda es normalmente igual al intervalo de tiempo usado para la detección del pulso que marca el inicio de una trama de recepción en una estación. Por tanto no se transmite información durante el tiempo de guarda.

En la trama de TDMA su longitud ó ancho es normalmente seleccionado por un rango de $0.75 < T_F < 20$ ms., para servicio de voz, esto es usualmente un múltiplo de 0.125 ms., el cual es un período de muestreo de PCM (8000 Hz tasa de muestreo). El ancho de la trama es elegido en un principio y permanece constante en un sistema TDMA. De cualquier manera, en el evento para un nuevo servicio se requiere un cambio en el ancho de la trama. Esto puede ser alterado para redefinir el número de bits por trama y almacenar este conteo en la memoria de la red.

IV.- ESTRUCTURA DE LA RÁFAGA.

En forma general la estructura de la ráfaga de referencia y de la ráfaga de tráfico se muestra en la fig. 3.5. Dentro de una estructura de trama.

Dentro de la ráfaga de tráfico, los bits de información son precedidos por un grupo de bits de referencia, como preámbulo esto es usado para la sincronización de la ráfaga así como para llevar la dirección y el control de la información. La ráfaga de referencia contiene solo el preámbulo por lo que no lleva datos. Normalmente el preámbulo consiste de tres partes contiguas. La secuencia de recuperación de portada y de reloj (CCR). La palabra única (UW). El canal de señalización que a su vez lleva el hilo de orden, código de identificación de estación y la señalización.

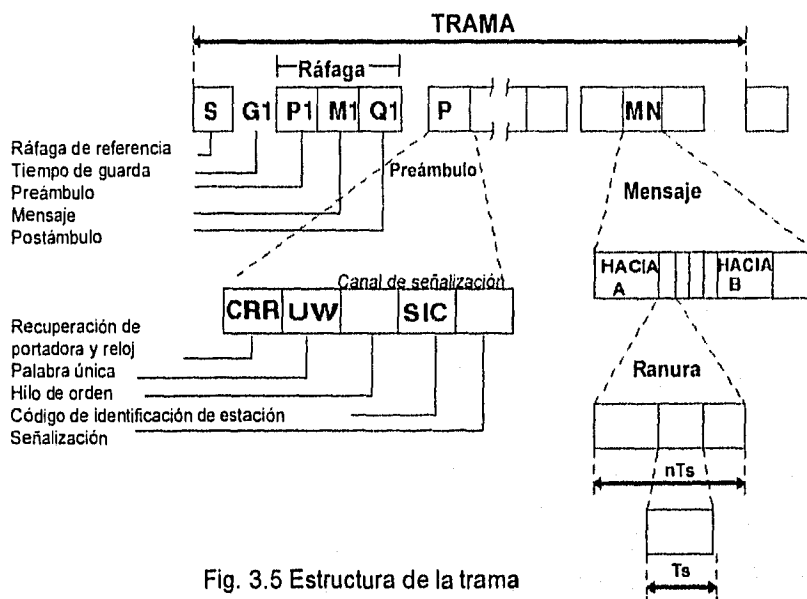


Fig. 3.5 Estructura de la trama

3.4.1.- SECUENCIA DE RECUPERACIÓN DE PORTADORA Y RELOJ.

Cada ráfaga inicia con una secuencia de bits o símbolos, el cual permite al demodulador de la estación terrena recuperar la fase de la portadora y regenerar el símbolo o bit de sincronización para la demodulación de datos. Normalmente, el ancho de la secuencia de recuperación de portadora y reloj dependen de la relación de portadora a ruido a la entrada del demodulador y en el rango de adquisición (portadora de frecuencia de incertidumbre). A una tasa alta de portadora a ruido y un pequeño rango de adquisición le corresponde una secuencia corta de CCR y viceversa. Típicamente una tasa alta de bit's del sistema requiere de una amplia secuencia CCR. Por ejemplo 300 a 400 bit's (150-200 símbolos) por 120 Mbps TDMA.

3.4.2.- LA PALABRA UNICA (UW).

Sigue a la señal de secuencia de recuperación de portadora y reloj, es usada en la ráfaga de referencia para proporcionar el tiempo de recepción de la trama esto permite a la estación localizar la posición de la ráfaga de trafico dentro de la trama. La palabra única en la ráfaga de trafico marca el tiempo de ocurrencia y suministra el tiempo de recepción, esto permite a la estación terrena la extracción de la sub-ráfaga buscada.

La palabra única es una secuencia de unos y ceros seleccionados por exhibir buenas propiedades de correlación para mejorar así la detección

En el demodulador la UW entra a un detector de correlación digital el cual es mostrado en la figura 3.6. Donde es correlacionada con un patrón de almacenamiento de sí misma. La correlación consiste en dos registros de corrimiento de N-etapas (N es el ancho de la UW), N- comparadores un sumador y un detector de entrada . Los datos se introducen y sincronizan en el registro de corrimiento, cada estado del registro de corrimiento es comparado y la salida será un cero lógico cuando el bit de datos o símbolo coincida con el bit de almacenaje o símbolo en la misma posición. La salida de los comparadores es sumada y reagrupada a la entrada del detector. Esta salida es una función escalón que representa el número de paridad entre la entrada de datos y el patrón de almacenamiento de la UW. Al máximo número de errores permitido se le llama ϵ , la correlación de errores debe ser igual o menor a ϵ para una detección adecuada. La detección de la palabra única ocurre en el instante de recepción del último bit ó símbolo, marcando el tiempo de recepción de trama si la (UW) corresponde a la ráfaga de referencia ó para marcar el tiempo de recepción de la ráfaga de trafico si la (UW) corresponde a la ráfaga de trafico.

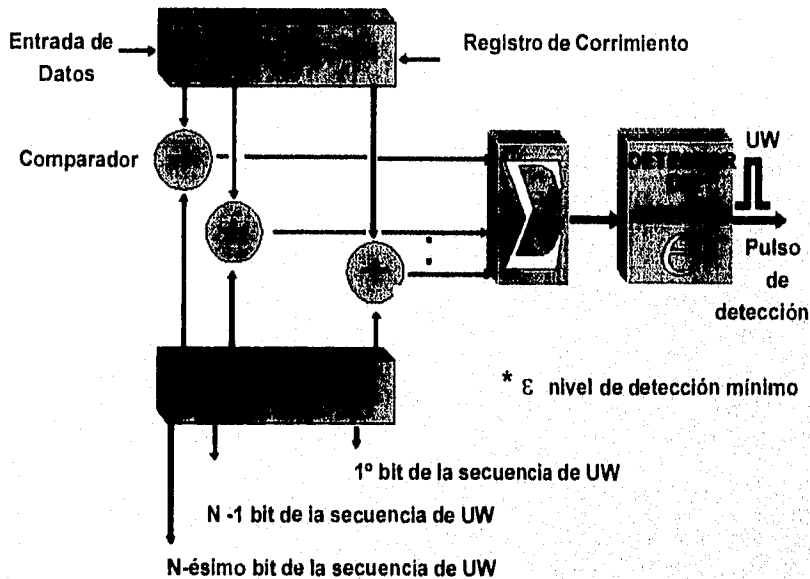


Fig.3.6 Detector de correlación.

La posición de cada ráfaga en la trama esta definida con respecto al tiempo de recepción de trama, y la posición de cada sub-ráfaga en la ráfaga de trafico está definida con respecto al tiempo de recepción de ráfaga. Considerar la detección de UW con exactitud es de suma importancia en un sistema TDMA.

Por ejemplo cuando la UW en la ráfaga de trafico es perdida la ráfaga completa también se pierde. Esto provoca impulsos o clicks en una transmisión de voz , mientras que

en una transmisión de datos el bloque es perdido y como resultado el BER (tasa de errores) también se eleva.

Una detección falsa de la UW en la ráfaga de referencia primaria genera un tiempo de recepción de trama falso y como consecuencia un incorrecto tiempo transmisión, ocasionando a la estación terrena una desincronización y un traslape de ráfagas. Una detección falsa es generada siempre que el ruido o datos coincidan con el patrón de almacenamiento de la UW expandiendo el número de bit's o símbolos, no coincidiendo entonces con ϵ . Una pérdida de palabra única ocurre cuando el ruido en un canal causa más errores que ϵ en la recepción de la secuencia de UW haciendo que el número de bit's o símbolos sobrepasen al detector. En general para un segmento dado de UW, incrementar ϵ hace bajar la probabilidad de pérdida de detección pero eleva la probabilidad de detección falsa. De otra forma bajando ϵ para mejorar la probabilidad de detección falsa se incrementa la probabilidad de pérdida de detección.

Basados en el razonamiento anterior la probabilidad de pérdida de detección para un segmento N de palabra única tenemos la probabilidad de tener $\epsilon + 1$ o más errores. Si p es el promedio de probabilidad de error para la recepción de datos entonces la probabilidad $p(i)$ que i bits o símbolos fuera de N está dada por la distribución binomial.

$$P(i) = \binom{N}{i} p^i (1-p)^{N-i} \quad (3-1)$$

donde:

$$\binom{N}{i} = \frac{N!}{i!(N-i)!} \quad (3-2)$$

La probabilidad de una correcta detección es entonces la suma de las probabilidades 0,1,2,..... ϵ errores.

$$P_c = \sum_{i=0}^{\epsilon} \binom{N}{i} p^i (1-p)^{N-i} \quad (3-3)$$

Como consecuencia la probabilidad de pérdida de detección P_M es simplemente el complemento, $P_M = 1 - P_c$ ó

$$P_M = \sum_{i=\epsilon+1}^N \binom{N}{i} p^i (1-p)^{N-i} \quad (3-4)$$

Esta probabilidad de pérdida de detección se muestra en la figura 3.7

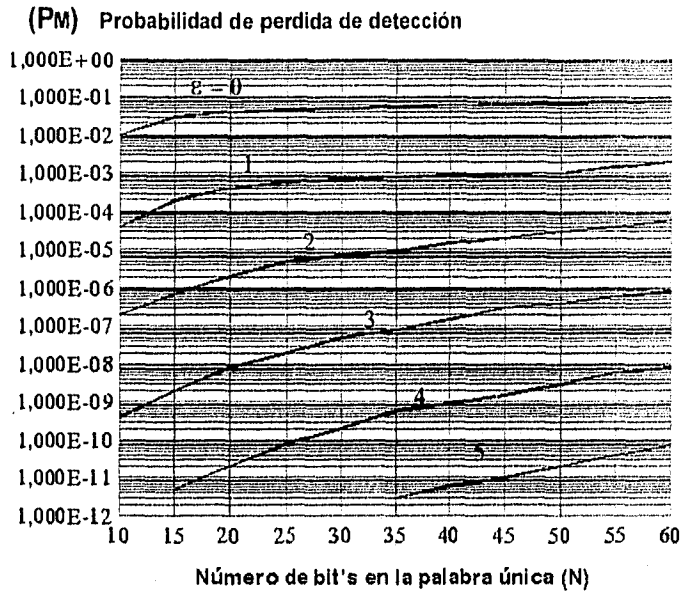


Fig.3.7 Probabilidad de perdida de detección.

La probabilidad de detección falsa P_F es dada por la probabilidad de datos al azar (el bit 1 ó 0 puede generar igual probabilidad). Para una UW de amplitud N existen 2^N combinaciones de datos al azar. Por tanto la probabilidad de ocurrencia de una combinación única correspondiente al patrón de almacenaje es de $1/2^N$ la cuál coincide cuando $\epsilon = 0$. Para un valor dado de ϵ , el total de posibles combinaciones en que $\epsilon = 0$ o escasos errores está dado por:

$$\sum_{i=0}^{\epsilon} \binom{N}{i} \quad (3-5)$$

Por lo tanto la probabilidad P_F será:

$$P_F = \frac{1}{2^N} \sum_{i=0}^{\epsilon} \binom{N}{i} \quad (3-6)$$

y es independiente de la probabilidad de error del enlace. La figura 3.8 muestra la gráfica donde puede concluirse que para una reducción de P_F bastará con incrementar a N ó bien reducir ϵ .

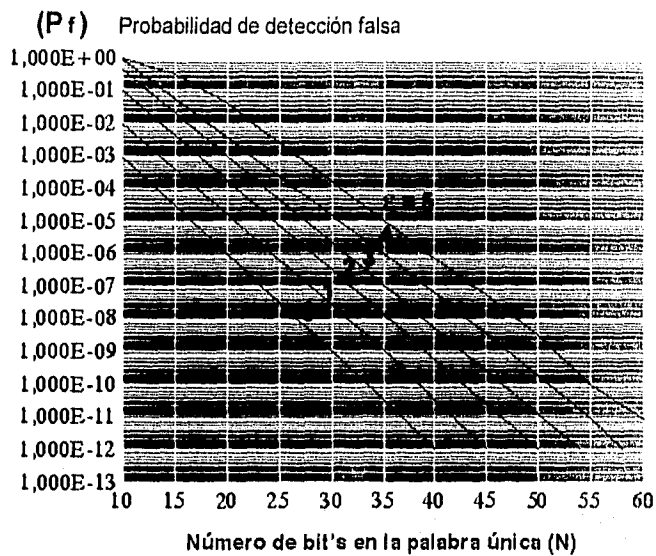


Fig. 3.8 Probabilidad de detección falsa

Es poco frecuente la pérdida de UW en contraste con una detección falsa. Se presenta como alternativa el uso de la técnica de apertura. La cual inicializa con el pulso de detección de la UW seguido de la trama de TDMA, donde todos los pulsos sin correlación son suprimidos permitiendo así la detección de la UW en un intervalo de tiempo específico.

3.4.3.- CANAL DE SEÑALIZACION.

En general el canal de señalización de la ráfaga de referencia (vea la figura 3.9) contiene las siguientes sub-ráfagas:

- a).- Un canal de hilo de orden.- Que porta voz (telefonía) y datos (teletipos) a través del cual las instrucciones son pasadas entre las estaciones.
- b).- Canal de administración.- El cual es enviado por la estación de referencia hacia todas las estaciones de tráfico portando instrucciones de administración de la trama como son los cambios de plan de tiempo de la ráfaga. El plan de tiempo de ráfaga describe la coordinación de tráfico entre estaciones esto define el límite de tiempo de las ranuras en la trama, o sea la posición de la ráfaga asignada a la estación. Esto también identifica la posición, longitud y estación fuente o destinataria correspondiente para las sub-ráfagas.

Este canal maneja el monitoreo y control hacia las estaciones de trafico cuando la estación de referencia desee obtener un reporte del estado y/o control del cambio de subsistemas en el trafico de estaciones remotas.

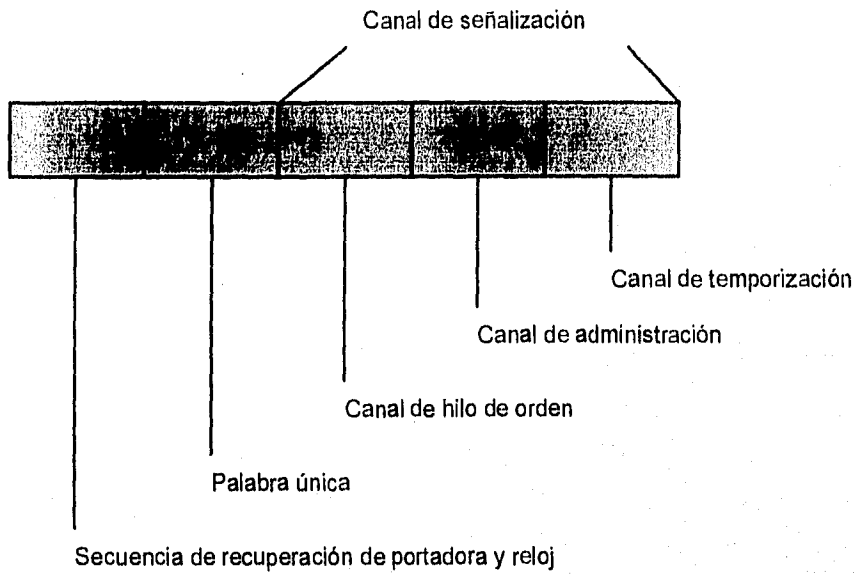


Fig 3.9 Canal de señalización de la ráfaga de referencia

c).- Canal de temporización de transmisión.- Que lleva información de adquisición y sincronización a las estaciones de trafico habilitándolas para ajustar el tiempo de transmisión de ráfaga de tal manera que las ráfagas transmitidas se accesen al transponder del satélite en la ranura de tiempo correcta dentro de la trama TDMA. También lleva el código de estado el cual permite a la estación de trafico identificar las ráfagas de referencia (primaria y secundaria).

Por su parte el canal de señalización (Vea la figura 3.10) de la ráfaga de trafico consiste de las siguientes sub-ráfagas:

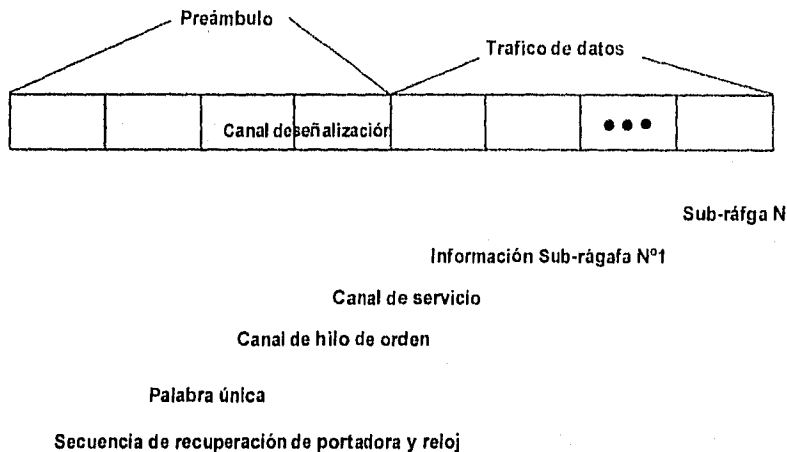


Fig 3.10 Canal de señalización de la ráfaga de tráfico

- a).- Canal de hilo de orden.- Que realiza las mismas funciones que el de la ráfaga de referencia.
 - b).- Canal de servicio.- Que reporta el estado de las estaciones de tráfico a la estación de referencia o también información referente a la tasa de BER y alarmas.
- Ademas ambas sub-ráfagas (referencia y tráfico) pueden llevar sub-ráfagas adicionales conteniendo el número de identificación de la trama (para propósitos de manejo), el número de identificación de estación y el tipo de ráfaga transmitida diferentes tipos de palabra única pueden emplearse para proporcionar la identificación de la ráfaga.

3.4.4.-TRAFICO DE DATOS

El tráfico de datos es llevado por la ráfaga de tráfico inmediatamente después del preámbulo. Su longitud depende del tipo de servicio y el número de canales requerido. Esta información es transmitida por sub-ráfagas continuas, su tamaño puede ser seleccionado de acuerdo a la velocidad de transmisión del canal, por ejemplo un canal PCM de voz equivalente a 64 Kbps, la longitud de la trama $T_f \approx 2$ ms la sub-ráfaga del canal de voz será 128 bits de longitud.

V.- EFICIENCIA DE LA TRAMA

Depende del porcentaje de la longitud de la trama T_f correspondiente al tráfico de datos. Para tener un valor adecuado de eficiencia las porciones de tiempo de guarda y preámbulo (overhead) deben minimizarse. La secuencia de recuperación de portadora y de reloj pueden ampliarse para proporcionar un tiempo de adquisición estable y disminuir la posibilidad de traslape entre sub-ráfagas.

La eficiencia η puede definirse como:

$$\eta = 1 - \frac{T_x}{T_f} \quad (3-7)$$

Si se tienen n ráfagas dentro de la trama entonces T_x (overhead) quedará expresada como:

$$T_x = nT_g + \sum_{i=0}^n T_{p,i} \quad (3-8)$$

donde:

T_g - tiempo de guarda entre ráfagas.

$T_{p,i}$ -preámbulo de las ráfagas.

El siguiente ejemplo muestra el calculo de la eficiencia basado en los siguientes parámetros:

- 1.- La longitud de la trama 15 ms
- 2.- La tasa de bits en la ráfaga es 90 Mbps.
- 3.- Cada una de las 10 estaciones transmite 2 ráfagas de trafico para un total de 20 ráfagas de trafico más 2 ráfagas de referencia.
- 4.- La longitud de la secuencia de recuperación de portadora y reloj es de 352 bits.
- 5.- La longitud de UW es de 48 bits
- 6.- El canal de hilo de orden es de 510 bits.
- 7.- El canal de administración 256 bits.
- 8.- El canal de temporización de transmisión 320 bits.
- 9.- El canal de servicio 24 bits.
- 10.- El tiempo de guarda 64 bits.

De lo anterior tenemos:

Número de bits en el preámbulo de la ráfaga de referencia:

$$352 + 48 + 510 + 256 + 320 = 1486 \text{ bits}$$

Número de bits en el preámbulo:

$$352 + 48 + 510 + 24 = 934 \text{ bits}$$

El número total de overhead $T_x = nT_g + \sum_0^{22} T_{p,i}$:

$$T_i = 22(64) + 2(1486) + 20(934) = 23060 \text{ bits}$$

$$T_f = (15 \text{ ms})(90 \text{ Mbps}) = (15 \times 10^{-3})(90 \times 10^6) = 1.35 \times 10^6 \text{ bits}$$

$$\eta = 1 - \frac{23060}{1.35 \times 10^6} = 98.82\%$$

VI.- ESTRUCTURA DE LA SUPERTRAMA.

Las dos funciones más críticas en una red TDMA, es el control de la posición de la ráfaga en la trama y la coordinación del tráfico entre estaciones que debido a la posición y longitud de la trama causa interrupción y traslape de las ráfagas. El control de la posición de la ráfaga puede ser llevado por la estación de referencia usando el canal de tiempo de transmisión, mientras la coordinación de tráfico es conseguido a través de el canal administración de la ráfaga de referencia.

Para suministrar el control y coordinación, la estación de referencia tiene que dirigir todo el tráfico en la red. Si hay N estaciones para ser dirigidas en la red, deberán ser N mensajes en el canal de tiempo de transmisión y N mensajes en el canal de administración, de la ráfaga de referencia.

Además para suministrar una comunicación casi libre de errores se emplea un código, el que más comúnmente se usa es el algoritmo de redundancia 8:1 en el cual los bits de información son repetidos 8 veces de acuerdo a un patrón predeterminado. Esto incrementa la ranura de tiempo asignado para cada mensaje en 8 veces, reduciendo la eficiencia de la trama.

Con objeto de reducir la longitud del preámbulo de la ráfaga de referencia y la ráfaga de tráfico, la estación de referencia puede enviar un mensaje por estación por trama en vez de N mensajes por N estaciones por trama. Para dirigir N estaciones en la red, el proceso toma N tramas. Por ejemplo la estación 1ª es controlada por la estación de referencia en la trama 1, la estación 2 por la uno en la trama 2, así sucesivamente, y finalmente la estación N por la uno en la trama N. El procedimiento es repetido de el mismo modo por las siguientes N tramas hasta completarse. Similarmente si el reporte de estado enviado por la estación de tráfico hacia la estación de referencia, u otra información enviada hacia otras estaciones, es enviada sobre N tramas y repetido hasta completarse, la longitud del preámbulo de la ráfaga de tráfico, que también se ve reducida. De este modo, N tramas pueden colocarse dentro de un grupo llamado Supertrama donde N es el número de estaciones dirigidas por la estación de referencia esto puede observarse en la fig. 3.11.

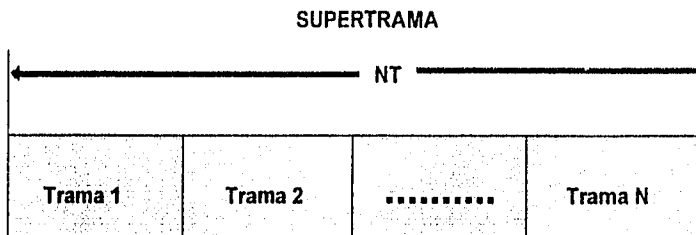


Fig.3.11. Supertrama.

Para identificar una trama en una supertrama un número de identificación es llevado en el canal de administración o en un canal separado dentro de la ráfaga de referencia por cada trama. Normalmente el número de identificación de la trama 1 sirve como marca de la supertrama. Alternativamente, diferentes palabras únicas pueden emplearse por las ráfagas de referencia y las ráfagas de tráfico para distinguir la marca de la supertrama de las marcas de las tramas.

Cuando el número de estaciones N en la red es fija o es conocida, es fácil diseñar el canal de servicio de las ráfagas de tráfico tal que este mensaje puede ser transmitido sobre N tramas. Por ejemplo algún mensaje transmitido por el canal de servicio de la ráfaga de tráfico es limitado a un máximo de 40 bits. Si es usado el algoritmo de codificación de redundancia 8:1 para el mensaje, este tomara 320 bits para la transmisión. Suponiendo $N = 10$ (e.i. supertrama consistente de 10 tramas) entonces la supertrama necesitara transmitir el mensaje de 320 bits con 32 bits por trama. Esto es, el canal de servicio ocupara una ranura de tiempo de solo 32 bits. Aunque la tasa de transmisión del mensaje es ahora de 4 bits por trama, la eficiencia de la trama se incrementa significativamente comparada con la transmisión de 320 bits por trama (40 bits de mensaje por trama). Cuando el número de estaciones N en la red es variable, considerando que la red puede crecer, y si el asignamiento por demanda es empleado puede ser apropiado transmitir los mensajes en el canal de servicio de la ráfaga de tráfico y los mensajes de asignamiento por demanda en una ráfaga corta de la supertrama (SSB), superframe short burst.

Esto es cada una de las N estaciones transmite un (SSB) una vez por supertrama. En otras palabras, cada trama de una supertrama contiene un (SSB) de una estación designada esto se ilustra en la fig. 3.12.

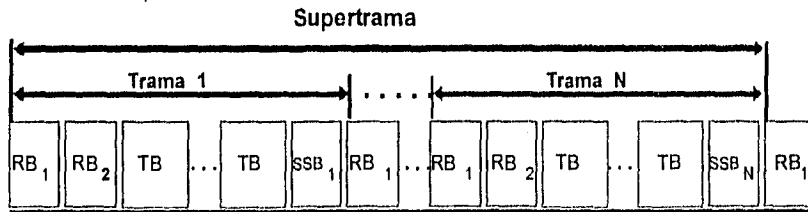


Fig. 3.12 Ráfaga corta en supertrama

Del ejemplo anterior la (SSB) debe localizarse en una ranura de tiempo de 320 bits para un mensaje de 40 bits con una redundancia de 8:1 nótese que la tasa de datos es sin embargo 40 bits por supertrama.

La ventaja de colocar el canal de servicio en el (SSB) en vez de en la ráfaga de tráfico es la de incrementar la eficiencia de la trama cuando la estación transmite más de una ráfaga de tráfico por trama. Ya que el mensaje en el canal de servicio de todas las ráfagas de tráfico en la misma trama originadas de la misma estación son normalmente idénticas, por comodidad de diseño. La redundancia del mensaje reduce la eficiencia de la trama. Un (SSB) se muestra en la fig. 3.13

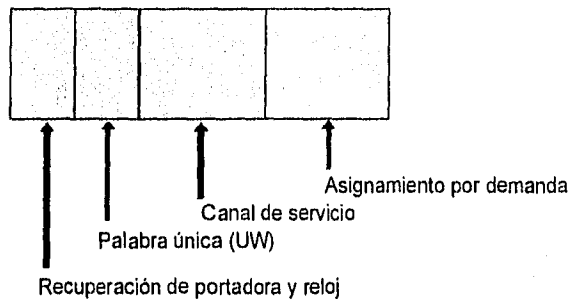


Fig.3.13. Canal de servicio dentro de una ráfaga corta.

3.6.1.- SINCRONIZACION Y ADQUISICION DE TRAMA.

En sistemas TDMA una estación de tráfico puede realizar dos funciones: En la recepción, la estación de tráfico es capaz de recibir ráfagas de tráfico provenientes del satélite. En la transmisión, la estación puede ser capaz de transmitir ráfagas de tráfico destinadas para otras estaciones, periódicamente cada trama es dirigida hacia el transponder sin traslaparse con las ráfagas de otras estaciones de tráfico.

Como se menciono anteriormente, el tiempo de referencia en un sistema TDMA es suministrado por la ráfaga de referencia primaria. Para detectar la palabra única de la ráfaga de referencia primaria, la estación de tráfico puede establecer el tiempo de recepción de trama (RFT) receive frame timing, el cual es definido como el instante de ocurrencia de el último bit o símbolo de la palabra única (UW) de la ráfaga de referencia primaria. También el último bit o símbolo de la (UW) de la ráfaga de tráfico marca el tiempo de recepción de ráfaga (RBT) receive burst timing.

Del ejemplo anterior la (SSB) debe localizarse en una ranura de tiempo de 320 bits para un mensaje de 40 bits con una redundancia de 8:1 nótese que la tasa de datos es sinembargo 40 bits por supertrama. La ventaja de colocar el canal de servicio en el (SSB) en vez de en la ráfaga de tráfico es la de incrementar la eficiencia de la trama cuando la estación transmite más de una ráfaga de tráfico por trama. Ya que el mensaje en el canal de servicio de todas las ráfagas de tráfico en la misma trama originadas de la misma estación son normalmente idénticas, por comodidad de diseño. La redundancia del mensaje reduce la eficiencia de la trama. Un (SSB) se muestra en la fig. 3.13.

Esta compensación (en bits o símbolos) esta contenida en el plan de tiempo de ráfaga recibida el cual es almacenado en el primer termino de la memoria de la estación de

trafico. Usando el plan de tiempo de ráfaga recibida, la estación de trafico puede extraer ráfagas de trafico proyectadas por esta en la trama recibida.

Para transmitir una ráfaga de trafico que llega al transponder dentro de una posición asignada en la trama, la estación de trafico debe establecer un tiempo de transmisión de trama (TFT) transmit frame timing, el cual marca el inicio de la transmisión de trama de la estación, y un tiempo de transmisión de ráfaga (TBT) transmit burst timing, el cual marca el inicio de la ráfaga de trafico hacia el satélite. La posición de la ráfaga de trafico dentro de la trama transmitida es determinada por la compensación entre el tiempo de trama transmitido y el tiempo de ráfaga transmitido, esta compensación esta contenida en un plan de tiempo de transmisión de ráfaga, almacenada en el primer termino de la memoria de la estación de trafico. Si la estación de trafico transmite una ráfaga de trafico en el tiempo de transmisión de trama, esta llegará al transponder al mismo tiempo que la ráfaga de referencia primaria que marca el inicio de la trama en el transponder. Algunas ráfagas de trafico transmitidas durante este tiempo de transmisión de ráfaga caerán en una posición apropiada en la trama de TDMA.

En este sentido, la ráfaga de trafico de alguna estación que se accesa al transponder caerá en una posición preasignada en la trama del transponder y el traslape de la ráfaga no ocurrirá.

El proceso de adquisición de el tiempo de recepción de trama y el tiempo de transmisión de trama es llamado adquisición de trama recibida (RFA) receive frame acquisition y adquisición de trama transmitida (TFA) transmit frame acquisition respectivamente.

El proceso de mantener estos tiempos es llamado sincronización de tramas recibidas (RFS) receive frame synchronization y sincronización de trama transmitida (TFS) transmit frame synchronization. El proceso de adquisición es necesario cuando la estación de trafico inicia o reinicia operaciones. El proceso de sincronización es necesario por los movimientos de órbita del satélite. Un satélite en órbita geoestacionaria esta sujeto a pequeñas perturbaciones causadas por la luna y el sol. Una órbita geoestacionaria puede ser especificada en términos de el ángulo de inclinación relativo con respecto a el plano ecuatorial (norte-sur a la deriva) y el (este-oeste a la deriva).

La órbita excéntrica puede causar una variación de altitud pico a pico de 0.2% en el radio de órbita geoestacionaria (42, 164 Km) o aproximadamente 85 Km. El este-oeste ó norte-sur una variación pico a pico al final de la vida de el satélite de aproximadamente 0.2° ó 150 Km (estación de custodia de $\pm 0.1^\circ$). Todas estas variaciones introducen un rango máximo de variación de $(85^2 + 150^2)^{1/2} = 175$ Km o aproximadamente 0.575 ms de retardo en la dirección de propagación entre la estación terrena y el satélite. La máxima variación en ambos sentidos será aproximadamente de 1.15 ms. Como resultado, el máximo corrimiento de Doppler es $1.15 \text{ ms}/8 \text{ h} \approx 40 \text{ ns/s}$ donde 8 h es el tiempo durante el cual el satélite se mueve de su posición nominal a la posición de máxima variación de retardo. Este corrimiento de Doppler causa errores en la posición de la ráfaga al ingresar al transponder. Por lo tanto la sincronización de la ráfaga es necesario para mantener una correcta recepción y transmisión. Generalmente la sincronización puede manejarse solo una vez; de lo contrario puede producir errores. En suma todas las estaciones de trafico en una red TDMA pueden presentar los cuatro siguientes procedimientos en orden para sincronizar las ráfagas de trafico con las ráfagas de referencia:

- Adquisición de trama de recepción.
- Sincronización de la trama de recepción.
- Adquisición de la trama de transmisión.
- Sincronización de la trama de transmisión.

La adquisición y la sincronización de la trama de recepción son conseguidas por la detección de la UW de la ráfaga de referencia. Existen dos formas de detección de la UW. El modo de búsqueda y el modo de rastreo. En el modo de búsqueda se emplea una apertura total por la estación de tráfico para detectar. En este modo el umbral ó límite ϵ es puesto a 0. Así que la UW se considera detectada solo cuando es recibida una secuencia exactamente igual al patrón de almacenamiento. Cuando la UW es detectada, el modo de búsqueda se cambia inmediatamente hacia el modo de rastreo con una apertura de ventana angosta igual a la amplitud de el tiempo de guarda entre ráfagas, y el límite de detección se incrementa hasta ϵ . Esta ventana de apertura para detección de UW es centrada un periodo de trama posterior a su detección.

Si la UW es perdida por la apertura de ventana, el centrado de la siguiente ventana de apertura será localizada un periodo de trama después. Para sistemas de TDMA de 90 Mbps un corrimiento de Doppler de 40 ns/s es equivalente a 3.6 bps. Si la apertura de ventana se toma como ± 32 bits aproximadamente, como posición esperada de la UW, la ráfaga de tiempo se saldrá fuera aproximadamente de esta apertura 9.8 seg.

3.6.2.- RECEPCION DE TRAMA DE ADQUISICION Y TRAMA DE SINCRONIZACION.

La secuencia para que entre en operación una estación de tráfico es primero la recepción de la trama de adquisición. Este procedimiento en el cual la estación detecta la UW de la ráfaga de referencia para establecer el tiempo de recepción de trama. Este proceso se aplica tanto para la ráfaga de referencia RB₁ como RB₂ mediante el modo de búsqueda. Cuando una UW es detectada en la ráfaga de referencia se procede a el cambio a modo de rastreo. Normalmente la ráfaga de referencia se declara adquirida si se detecta la UW en tres tramas consecutivas. Si la UW es perdida en alguna de las tres tramas consecutivas, el proceso es restaurado por la ráfaga de referencia. El proceso de recepción de trama de sincronización inicia cuando la ráfaga de referencia se declara adquirida. Usando el modo de rastreo de UW para periódicamente rastrear la detección de la ráfaga de referencia usando una apertura angosta cuyo centro se localiza una trama después de la detección de la UW en la ráfaga de referencia. La ráfaga de referencia puede ser declara sincronizada si la UW es detectada N veces durante M tramas consecutivas donde $M > N$. El tiempo de recepción de trama es el instante de ocurrencia de el último bit de la UW en la ráfaga de referencia.

Para obtener la ráfaga de referencia cuando se declara no adquirida por el procedimiento RFA, o cuando se declara no sincronizada por el procedimiento RFS, el procedimiento que se aplica es el de auxilio de recepción de trama de adquisición (ARFA) si el tiempo de trama de recepción de otra ráfaga de referencia en la trama esta disponible, ya que la posición relativa de la ráfaga de referencia RB₁ con respecto a la ráfaga RB₂ es

conocida debido a el plan de tiempo de recepción de ráfaga que se encuentra almacenado por la estación de trafico, la UW de una ráfaga de referencia puede ser detectada en una ventana predictiva usando el tiempo de recepción de trama de otro ráfaga de referencia. El procedimiento ARFA es por lo tanto usado en el modo de rastreo de UW cuya ventana de apertura es centrada en el tiempo predicho derivado de el tiempo de recepción de trama de otra ráfaga de referencia y fijado entre dos ráfagas de referencia. Normalmente la ráfaga de referencia se declara adquirida cuando la UW es detectada por cuatro tramas consecutivas.

Cuando la ráfaga de referencia se declara sincronizada, el tiempo de recepción de trama se puede obtener. Ya que hay dos ráfagas de referencia en la trama, una de estas dos ráfagas lleva el estado codificado de referencia primaria y la otra de referencia secundaria. El tiempo de recepción de trama puede ser derivado de PRB o SRB (referencia primaria y referencia secundaria respectivamente) de acuerdo a el siguiente criterio:

a).- Cuando ambas ráfagas PRB y SRB se declaran sincronizadas el tiempo de recepción de trama debe derivarse de PRB. Cuando la UW de PRB ha sido perdida el tiempo es derivado de el tiempo interno de un número predeterminado de tramas.

b).- Cuando PRB no se ha declarado sincronizado (lo que significa que no ha sido adquirido) o cuando PRB no ha sido declarado sincronizado y la ráfaga SRB ha sido declarada sincronizada, el tiempo de recepción de trama puede ser derivado de SRB. Cuando la UW de SRB ha sido perdida el tiempo es derivado de el tiempo interno de un número predeterminado de tramas.

c).- Cuando la ráfaga PRB no se ha declarado sincronizada o cuando el PRB se declara no-sincronizada, y el SRB ha sido declarado no-sincronizado el tiempo de recepción de trama puede ser derivado de un tiempo interno por un número de tramas. Posteriormente, la estación tiene que iniciar el proceso RFA otra vez. El diagrama de flujo de este proceso se muestra en la fig. 3.14

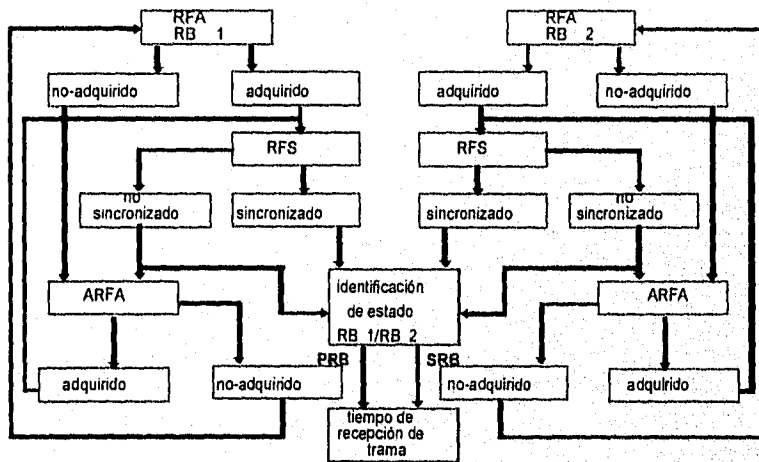


Fig 3.14. Tiempo de recepción de trama.

Una vez que el tiempo de recepción de trama ha sido establecido y mantenido por la trama de sincronización de recepción de trama el tiempo de recepción de ráfaga de cada ráfaga de tráfico puede ser derivado de la detección de la UW que emplea el modo de rastreo de UW con una ventana de apertura angosta centrada en la posición asignada de la ráfaga de tráfico

Esta posición asignada puede ser determinada por adición o compensación fijado por el tiempo de recepción de trama acorde a un plan de tiempo de recepción. Ya que hay dos ráfagas de referencia en la trama; el tiempo de recepción de trama es obtenido de la ráfaga de referencia primaria. Cuando la referencia primaria se declara no-sincronizada o no-adquirida, la estación de tráfico debe tomar este tiempo de recepción de la ráfaga de referencia secundaria.

El tiempo de compensación entre ambas esta contenido en el plan de tiempo de recepción de ráfaga, por medio de éste se habilita a las estaciones de tráfico para establecer el tiempo de transmisión de cualquier tiempo de recepción de trama. En resumen la ráfaga de referencia transmitida por la estación de referencia primaria forma la base para la adquisición y sincronización de recepción de trama de una red completa de TDMA. Es larga la ráfaga de referencia primaria en la trama, el instante de detección de el último bit o símbolo de la UW (la ocurrencia de detección de pulso de UW) marca el tiempo de recuperación de trama.

VII.-CALCULOS DE CAPACIDAD.

El primer paso para determinar la capacidad del canal TDMA es calcular la relación de portadora a ruido requerida para determinar la tasa de error de umbral. De nuevo usamos la ecuación (2.2) para determinar este valor. Mientras que la relación total disponible de la portadora a ruido es un poco mayor que la requerida para conseguir la calidad del servicio deseado, el sistema TDMA operará satisfactoriamente para el promedio de los datos seleccionados. Si la relación de portadora a ruido no es alta entonces, la tasa de bit TDMA debe ser reducido suficientemente para conseguir la relación de portadora a ruido requerida. Asumiendo que se escoge una porción de bit para llevar a la densidad de portadora a ruido al porcentaje requerido el cual no es mas grande que el disponible, podemos entonces proceder a calcular la capacidad TDMA usando la siguiente aproximación. La capacidad del canal de voz de un sistema TDMA puede ser computada como una función del número de accesos (o estaciones terrenas en la red) para calcular una relación de tasa de información del bit a la tasa de bit equivalente del canal de voz; se usa el siguiente método. Se deja el total disponible de la tasa de bits TDMA, entonces R_T vendrá dado por :

$$R_T = \frac{b_T}{T_F} \quad (3-10)$$

donde:

b_T es el número total de bits en la trama TDMA.

Dejando la tasa de bit del preámbulo, R_p

$$R_p = \frac{b_p}{T_f} \quad (3-11)$$

la tasa de bit de la ráfaga de referencia R_r , será

$$R_r = \frac{b_r}{T_f} \quad (3-12)$$

y el valor del bit del tiempo de guarda R_g será entonces

$$R_g = \frac{b_g}{T_f} \quad (3-13)$$

La tasa de bit disponible para la generación del tráfico de entrada, R_i , es:

$$R_i = R_r - n_r(R_r + R_g) - K(R_p + R_g) \quad (3-14)$$

La capacidad equivalente del canal de voz es entonces

$$\chi = \frac{R_i}{R_c} = \frac{R_r}{R_c} - \frac{n_r(R_r + R_g)}{R_c} - \frac{K(R_p + R_g)}{R_c} \quad (3-15)$$

donde R_c es la tasa de bit equivalente del canal de voz.

Se describirá brevemente otra clase de sistema TDMA que usa solamente una fracción del ancho de banda del transponder. Este puede ser usado por pequeñas redes TDMA el cual comparte el ancho de banda del transponder con otras portadoras en una configuración FDMA, el cual se conoce como Banda angosta.

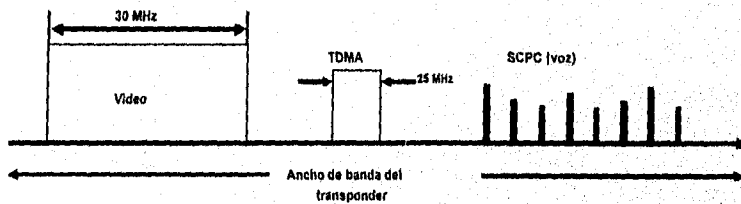


FIG.3.15. Organización multiservicio del transponder en banda angosta TDMA.

VIII.- BANDA ANGOSTA TDMA

Las señales TDMA son algunas veces transmitidas dentro de una sub banda del total del ancho del transponder. Como se ilustra en la figura 3.15 un solo transponder puede ser empleado para proveer múltiples servicios (video, SCPC, Y TDMA) en una configuración FDMA. Seguramente, esta aplicación TDMA no tiene la usual ventaja de la no intermodulación de una sola portadora , pero puede compartir fuentes con otros sistemas de acceso múltiple.

Una ventaja de esto es aprovechar las aplicaciones encontradas en la red que no requieren las fuentes completas de un transponder lleno y miles de canales.

Usando esta banda angosta TDMA, los requerimientos de la red son pocos, los cuales son empleados para comunicaciones corporativas o servicios regionales. Esta aplicación sin embargo disfruta la flexibilidad y interconectividad suministrada con TDMA, al igual que la excelente compatibilidad para transmisión digital. La tasa de datos para este tipo de sistemas están típicamente en el rango de 1544 Mb/s (DS1) a 6312 Mb/s (DS2). En contraste con la operación de el total del transponder TDMA operando a 60 Mb/s en un transponder de 36 MHz o 120 Mb/s en un transponder de 72 MHz. Un diagrama de bloques típico del sistema TDMA se ilustra en la fig.3.16.

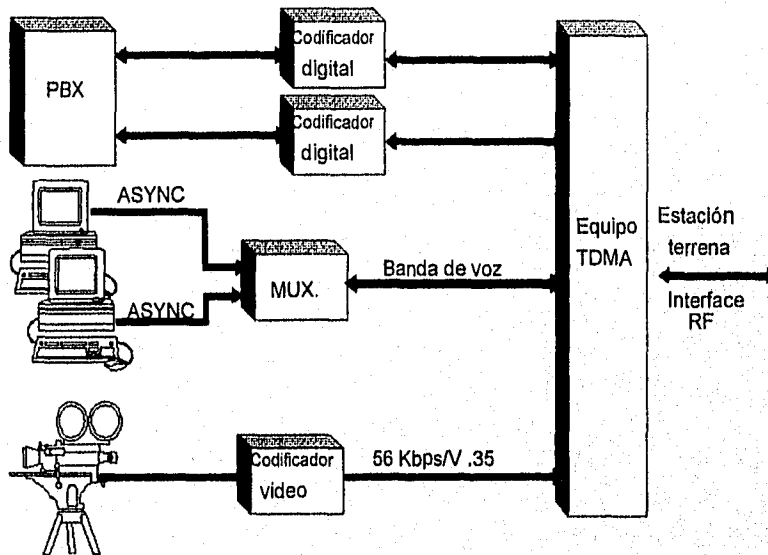


Fig.3.16. TDMA banda angosta.

IX.- ASIGNACION POR DEMANDA

El asignamiento por demanda en un sistema ascendente TDMA para la reasignación de capacidad a través de una reorganización de subráfagas dentro de la trama TDMA. Es llevada a cabo durante periodos de tráfico intenso, así la capacidad total del sistema TDMA puede ser dividida para que las ráfagas de las estaciones de tráfico pesado estén expandidas, mientras las rutas de tráfico encendido le son asignadas ráfagas cortas. Semejante a la reorganización de un plan de tiempo de ráfaga puede ser implementado en varias formas. El simple aprovechamiento del uso manual en el cual la operación del sistema reconfigura el plan de la red a través de la operación directa de la consola. Este es un método sofisticado el cual es típicamente controlado desde una localidad central con sitios remotos dependientes de este plan de tiempo de ráfaga de la estación central.

El nivel subsiguiente usa un sistema semiautomático el cual alcanza la asignación por demanda a través del uso de almacenamiento del plan de tiempo de ráfaga, diseñado para optimizar la distribución de capacidad para varias condiciones de redes. Este plan está desarrollado con un conocimiento previo de los requerimientos de la red, y las condiciones de cambio de tráfico durante ciclos de tiempo normal. En un sistema tal, el sistema de asignación por demanda puede ser implementado bajo control de operación simple, o este puede ser implementado basándose en un tiempo de reloj diario, el cual cambia entre varios planes de ráfagas igual a las condiciones de tráfico típico durante los cambios en un periodo de 24 Hrs.

Sin embargo un tercer nivel de consistencia sofisticada de un sistema automático, usa algoritmos de asignación por demanda complejos los cuales tienen la capacidad para reconfigurar instantáneamente el plano del tiempo de ráfaga, basándose en la distribución del tráfico instantáneo. Evidentemente el más sofisticado sistema, requiere que la computadora más poderosa sea la terminal TDMA. Esta sofisticación adicional afecta el costo, seguridad, y requiere de un sistema de mantenimiento. Probablemente el costo más efectivo es el del método semiautomático el cual emplea un proyecto previamente fijado. En la mayoría de los casos está es la solución del problema y aprovecha la distribución de capacidad ideal al tiempo del día.

X.- DIFUSORA CONMUTADA Y SATELITE CONMUTADO TDMA

Los satélites modernos de comunicaciones están típicamente diseñados con varias antenas locales difusoras que proporcionan servicios a diferentes regiones en la superficie terrestre. Cada difusora tiene asociados transponders de recepción y transmisión, y la interconexión entre receptor y transmisor es conmutable. Cada satélite está hecho típicamente para una red conmutada de RF que puede ser comandado desde tierra para establecer las conexiones que requiera el canal. La rápida configuración electrónica está provista por la conmutación del sistema para maximizar el flujo del tráfico. Tal sistema es usualmente posible para una estación y una difusora para comunicarse con las otras estaciones y difusoras. Cualquiera FDMA ó TDMA puede ser usado.

La utilización de TDMA tiene una ventaja en particular que permite el uso del satélite conmutado para selectivamente conecte difusoras individuales arriba o difusoras individuales abajo. La configuración típica de una red de un satélite de conmutación TDMA

ESTRATEGIA DE SALIDA DE LA COMUNICACIÓN

está ilustrada en la figura 3.17. Nótese que la estación transmisora puede enviar ráfagas a alguna estación que opere a través del satélite por simples ráfagas pegadas y direccionadas a la localización propia. La matriz de conmutación abordo es utilizada para seleccionar la ráfaga y dirigirla a su propia terminal en tierra, pero expandiendo el potencial dimensional de la red.

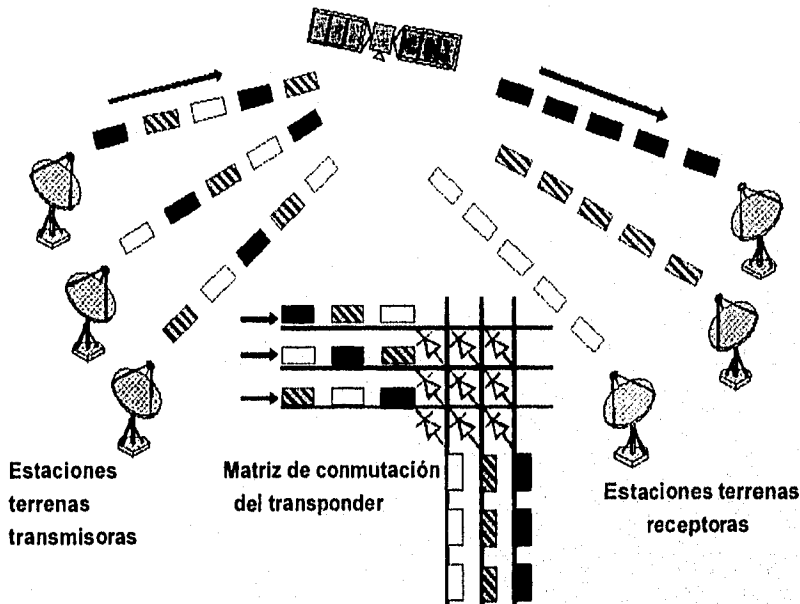


Fig. 3.17. Satélite de conmutación.

XI.- VENTAJAS DEL SISTEMA TDMA.

TDMA ofrece un número de ventajas sobre el sistema FDMA el cual ha dominado la primera generación de sistemas satelitales de acceso múltiple. Quizá la más significativa ventaja es la presencia de una sola portadora durante un instante de tiempo en el transponder. FDMA requiere transmisiones simultáneas de múltiples portadoras a través del TWT sabiendo que los TWT's, son amplificadores altamente no lineales, los productos de intermodulación por la presencia de múltiples portadoras es inevitable generando interferencia y degradando el rendimiento del canal individual. Para evitar esta complicación es común practicar en el sistema FDMA un back-off en el TWT lo que implica operar el amplificador por debajo de sus punto de saturación y reduciendo con esto la potencia de salida.

Por lo tanto mientras más portadoras se requiera amplificar será preciso operar en un punto cada vez más abajo. Con TDMA ya que solo una portadora aparece a la vez, la

distorsión por intermodulación causada por la no-linealidad del TWT es significativamente reducida.

El impacto de la no-linealidad en el sistema de cualquier forma no es totalmente eliminada ya que aparece una forma de interferencia intersimbólica la cual es minimizada por filtrado. Otra importante ventaja es la operatividad en el dominio del tiempo en lugar del dominio de la frecuencia para conseguir la selectividad. En un sistema FDMA la estación terrena tiene que transmitir y recibir con un amplio plan de frecuencias y con ello ampliar la gama de conversiones en los canales. TDMA es un sistema ideal para comunicaciones digitales ya que el sistema facilita el manejo tanto terrestre como dentro del panel del satélite en operaciones de asignamiento por demanda donde la duración del tráfico de la ráfaga se ajusta perfectamente al plan de demanda. De todo lo anterior puede resumirse en tres conceptos:

1.-TDMA requiere solo una portadora

Múltiples portadoras son optativas.

El transponder puede ser operado en saturación sin distorsión por intermodulación.

2.- Uso más eficiente del transponder.

No existe problemas entre bandas de guarda por múltiples frecuencias.

3.- TDMA es mucho más flexible.

Puede reconfigurarse.

Presenta un software controlado.

CAPITULO 4

COMUNICACION DIGITAL.

I.- COMUNICACION DIGITAL.

- 4.1.1.- LIMITE DE SHANNON PARA CAPACIDAD DE INFORMACION
- 4.1.2.- RADIO DIGITAL.

II.- FSK

- 4.2.1.- TRANSMISION FSK
- 4.2.2.- ANCHO DE BANDA EN FSK.
- 4.2.3.- RECEPCION FSK.
- 4.2.4.- CORRIMIENTO MINIMO FSK (MSK).

III.- PSK

- 4.3.1.- MODULACION BINARIA BPSK.
- 4.3.2.- TRANSMISION BPSK.
- 4.3.3.- ANCHO DE BANDA EN BPSK.
- 4.3.4.- RECEPCION BPSK.

IV.- CODIFICACION M-ARIO.

- 4.4.1.- QPSK.
- 4.4.2.- TRANSMISION QPSK.
- 4.4.3.- ANCHO DE BANDA QPSK.
- 4.4.4.- RECEPCION QPSK.
- 4.4.5.- QPSK OFFSET.

V.- EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA.

- 4.5.1.- RECUPERACION DE PORTADORA.
- 4.5.2.- SQUARING LOOP.
- 4.5.3.- COSTAS LOOP.
- 4.5.4.- REMODULADOR.

VI.- PSK DIFERENCIAL (DPSK).

- 4.6.1.- TRANSMISION PSK DIFERENCIAL BINARIO (DBPSK).
- 4.6.2.- RECEPCION DBPSK.

VII.- PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR (BER).

VIII.- FUNCION DE ERROR.

- 4.8.1.- RENDIMIENTO DE ERROR EN FSK.

I.-COMUNICACION DIGITAL.

El término comunicación digital abarca un amplia área de técnicas de comunicación incluyendo transmisión digital y radio digital. La transmisión digital constituye el envío de pulsos digitales entre dos o más puntos dentro de un sistema de comunicaciones. En radio digital se transmiten portadoras analógicas moduladas digitalmente entre dos o mas puntos. Los sistemas de transmisión digital requieren de facilidades físicas entre el transmisor y el receptor como pueden ser un par de alambres metálicos, cable coaxial o fibra óptica. En sistemas de radio digital el medio de transmisión es mediante el espacio libre o la atmósfera terrestre.

La figura 4.1 muestra un diagrama a bloques simplificado de ambos sistemas de transmisión digital y sistemas de radio digital. En los sistemas de transmisión digital la fuente de información original puede ser de forma analógica o digital. Si es de forma analógica esta puede ser convertida a pulsos digitales antes de la transmisión y convertirse a forma analógica al final en la recepción. En sistemas de radio digital, la señal moduladora de entrada y la señal demodulada de salida son pulsos digitales. Estos pulsos pueden originarse de una fuente digital tal como una computadora o un codificador binario.

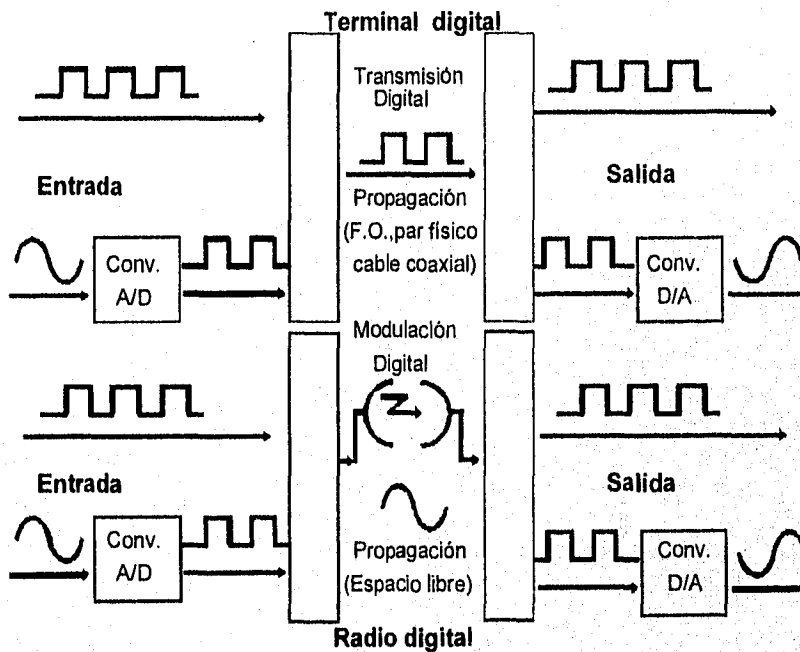


Fig. 4.1 Sistema de Comunicación Digital

4.1.1.-LIMITE DE SHANNON PARA CAPACIDAD DE INFORMACION.

La capacidad de información de un sistema de comunicación representa el número de símbolos independientes que pueden ser llevados a través del sistema por unidad de tiempo.

El símbolo básico es el dígito binario (bit). Por lo tanto es conveniente expresar la capacidad de información de un sistema en bits por segundo (bps).

En 1928, R. Hartley de la Bell Telephone Laboratories desarrollo una relación útil entre el ancho de banda , tiempo de transmisión y la capacidad de información. La ley de Hartley viene dada como :

$$I \propto B \times T \quad (4-1)$$

donde :
I = capacidad de información (bps)
B = ancho de banda (Hz)
T = Tiempo de transmisión (seg.)

De la ecuación 4 -1 puede observarse que la capacidad de la información es función lineal del ancho de banda y el tiempo de transmisión y directamente proporcional a ambos. Si cualquiera de los dos varía ocurrirá un cambio que será directamente proporcional a la capacidad de la información.

En 1948, C.E. Shannon (también de la Bell) publico un articulo en The Bell System Journal relacionado con la capacidad de información de un canal de comunicaciones para el ancho de banda y la relación señal a ruido. Matemáticamente la relación viene dada por :

$$I = B \log_2 \left[1 + \frac{S}{N} \right] \quad (4-2)$$
$$I = 3.32 B \log_{10} \left[1 + \frac{S}{N} \right]$$

donde :
I = capacidad de información (bps)
B = ancho de banda (Hz)
S/N= relación de potencia de señal a ruido

Entonces para un canal de comunicación, con un ancho de voz estandard con una relación de potencia señal a ruido de 1000 (30 dB) y un ancho de banda de 2.7 KHz el límite de Shannon para la capacidad de información es:

$$I = 2700 \log_2 (1 + 1000)$$
$$= 26.9 \text{ Kbps}$$

La formula de Shannon es fácilmente incomprendida. Ya que el resultado del ejemplo anterior indica que 26.9 Kbps pueden ser transferidos atraves de un canal de 2.7 KHz. Esto es cierto, pero no puede ser para un sistema binario. Para lograr una velocidad de transmisión de información de 26.9 Kbps atraves de un canal de 2.7 KHz cada símbolo transmitido puede contener más de un bit de información, por lo tanto para lograr el limite de Shannon para la

capacidad de información en sistemas de transmisión digital tenemos más de dos condiciones de salida (símbolos) que pueden ser usados.

4.1.1.-RADIO DIGITAL.

La propiedad que distingue un sistema de radio digital de un sistema de radio convencional de AM, FM, PM es que en sistemas de radio digital la modulación y la demodulación de las señales es por pulsos digitales. En radio digital se usan portadoras analógicas.

Esencialmente son tres las técnicas de modulación digital que se emplean y son frequency shift keying (FSK), phase shift keying (PSK), y quadrature amplitude modulation (QAM), modulación por corrimiento de frecuencia, por corrimiento de fase y modulación en cuadratura de amplitud respectivamente.

II.-FSK

Modulación digital por corrimiento de frecuencia es relativamente simple y de bajo rendimiento. FSK binario es una forma de modulación angular, de amplitud constante similar a la modulación de frecuencia convencional excepto que la señal moduladora es un pulso binario que varía entre dos niveles de voltaje, o desde otro punto de vista, como un cambio de forma de onda continua. La expresión general para una señal binaria FSK es:

$$v(t) = V_c \cos \left[\left(\omega_c + \frac{v_m(t) \Delta \omega}{2} \right) t \right] \quad (4-3)$$

donde:

$v(t)$ = forma de onda FSK

V_c = Amplitud máxima de portadora sin modular

ω_c = frecuencia de portadora (pulsación de la portadora).

$v_m(t)$ = señal moduladora binaria

$\Delta \omega$ = corrimiento de la frecuencia de salida.

De la ecuación 4-3 puede verse que con FSK binario la amplitud de la portadora V_c permanece constante con la modulación. De cualquier forma la frecuencia de la portadora (ω_c) cambia con un valor igual a $\pm \Delta \omega/2$. El corrimiento o desplazamiento de frecuencia ($\Delta \omega/2$) es proporcional a la amplitud y polaridad de la señal de entrada binaria. Por ejemplo un 1 binario podría ser +1 volt y un cero binario -1 volt produciendo un corrimiento o cambio de frecuencia de $+\Delta \omega/2$ y $-\Delta \omega/2$, respectivamente. En suma, la velocidad a la cual la portadora cambia su frecuencia es igual a la velocidad de cambio de la señal de entrada binaria $V_m(t)$ (esto es la velocidad de entrada de bit). De esta forma la frecuencia de salida de portadora se desvía entre $(\omega_c + \Delta \omega/2)$ y $(\omega_c - \Delta \omega/2)$ a una velocidad igual a f_m .

4.2.1.-TRANSMISION FSK.

Con FSK binario la frecuencia central de portadora es desviada por los datos binarios de entrada. Consecuentemente, la salida de un modulador binario FSK es una función escalonada en el dominio del tiempo. Como la señal de entrada binaria cambia de un 0 lógico a un 1 lógico, y viceversa la salida FSK conmuta entre dos frecuencias; una marca ó [1] lógico y un espacio ó [0] lógico.

Existe entonces un cambio en la salida de frecuencia cada vez que la condición lógica de la señal de entrada binaria cambia. Por lo tanto, la velocidad de cambio a la salida es igual a la velocidad de cambio de la entrada. En modulación digital, la velocidad de cambio a la entrada de el modulador es llamada el bit rate y sus unidades son el bit por segundo (bps). La velocidad de cambio a la salida de el modulador es llamada baud ó baud rate y es igual a el recíproco de el tiempo de señalización de un elemento de salida. En esencia, baud es la velocidad de los símbolos por segundo. En FSK, la velocidad de entrada y salida son iguales; por lo tanto el bit rate y el baud son iguales. Un transmisor FSK binario se muestra en la fig 4.2.

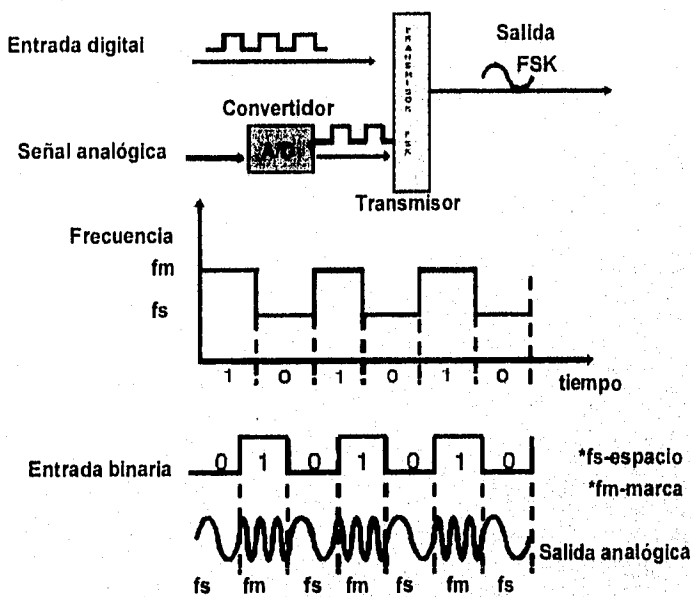


Fig. 4.2 Transmisión FSK

4.1.2.-ANCHO DE BANDA EN FSK.

En todos los sistemas de comunicación, el ancho de banda es una de las principales consideraciones cuando se diseña un sistema de transmisión en FSK. En la fig 4.3 se muestra un modulador FSK, estos moduladores son muy similares a los moduladores convencionales

de FM, y con mucha frecuencia son osciladores controlados por voltaje (VCO's). La rapidez de cambio a la entrada ocurre cuando la entrada binaria es una serie alternada de 1's y 0's. Por consiguiente, si solamente la frecuencia fundamental a la entrada es considerada, esta parte de la frecuencia de modulación es la mitad de la tasa de bit's de entrada.

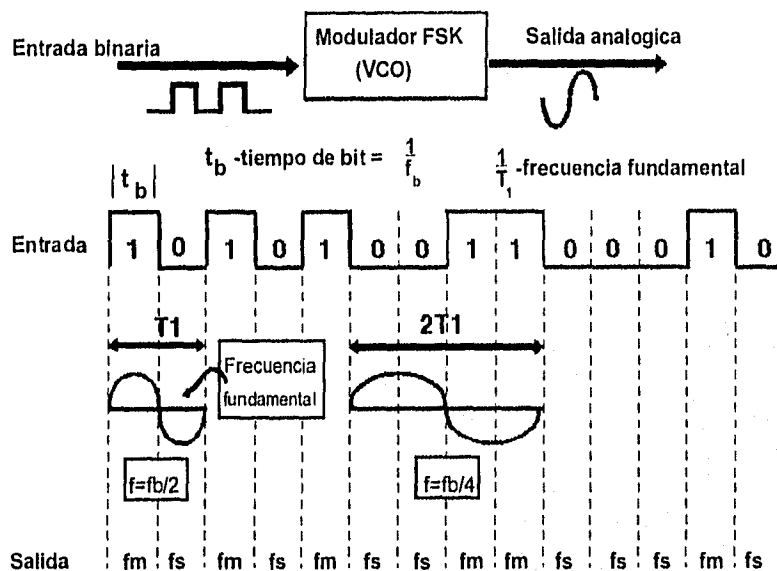


Fig.4.3 Modulación en FSK

La frecuencia de reposo del VCO es elegida tal que esta se encuentre a la mitad de la marca y un espacio de frecuencia. La condición de un 1 lógico a la entrada cambia el VCO de la frecuencia de reposo hacia la marca de frecuencia y la condición de un 0 lógico cambia el VCO del reposo hacia el espacio. Por lo tanto con una señal de entrada binaria cambiante de un 1 lógico a un 0 lógico y viceversa la frecuencia de salida del VCO cambiara desviándose hacia adelante o hacia atrás entre la marca y el espacio. Debido a que FSK es una forma de modulación de frecuencia, la formula para el índice de modulación usada en FM es también válida para FSK. Está viene dada de la siguiente manera:

$$MI = \frac{\Delta f}{f_a} \quad (4-4)$$

donde:

MI = índice de modulación (adimensional).

Δf = desviación de frecuencia (Hz).

f_a = frecuencia moduladora (Hz).

En el peor de los casos para el índice de modulación, es cuando se produce a la salida, el máximo ancho de banda, y es conocida como la tasa de desviación. Y para el peor caso de máximo ancho de banda ocurre cuando ambos, la desviación de frecuencia y la frecuencia moduladora se encuentran en sus máximos valores.

En un modulador FSK, Δf es la desviación de frecuencia máxima de la portadora y es igual a la diferencia entre la frecuencia de reposo, y cualquiera de la marca o espacio de frecuencia (o un medio de la diferencia entre marca y espacio). La desviación de frecuencia máxima depende de la amplitud de la señal moduladora. En una señal binaria todos los 1's lógicos tienen el mismo voltaje al igual que en su caso los 0's lógicos. Por consiguiente, la desviación de frecuencia es constante y siempre con el mismo valor f_a que es igual a la frecuencia fundamental de la entrada binaria que bajo el peor de los casos es igual a un medio de la velocidad de bit's f_b . Por consiguiente para FSK tendremos:

$$MI = \frac{\frac{|f_m - f_s|}{2}}{\frac{f_b}{2}} = \frac{|f_m - f_s|}{f_b} \quad (4-5)$$

donde:

$$\frac{|f_m - f_s|}{2} = \text{desviación de frecuencia}$$

f_b = velocidad de entrada de los bits

$\frac{f_b}{2}$ = frecuencia fundamental de la señal de entrada binaria.

Con banda angosta de FM convencional, el ancho de banda es función del Índice de modulación. Por consiguiente en FSK el índice de modulación sigue siendo bajo 1.0, esto produce un espectro de salida de FM de banda relativamente angosto. Este ancho de banda mínimo requerido para propagar la señal es llamado mínimo ancho de banda de Nyquist (f_N). Cuando la modulación es usada y se genera un espectro de salida de doble banda, el mínimo ancho de banda es llamado, mínimo ancho de banda de Nyquist con bandas laterales o mínimo ancho de banda de IF.

Para un modulador FSK con un espacio, reposo y marca de frecuencia de 60, 70 y 80 MHz respectivamente y una velocidad de entrada de bit de 20 Mbps, el baud de salida y el ancho de banda mínimo requerido serán.

substituyendo en la ecuación 4.5 tenemos:

$$MI = \frac{|f_m - f_s|}{f_b} = \frac{80\text{MHz} - 60\text{MHz}}{20\text{Mbps}} = 1.0$$

para un índice de modulación de 1.0, según tablas de Bessel se producen tres grupos de frecuencias laterales; cada frecuencia lateral es separada de la frecuencia central o de una frecuencia lateral adyacente por un valor igual a la frecuencia de modulación.

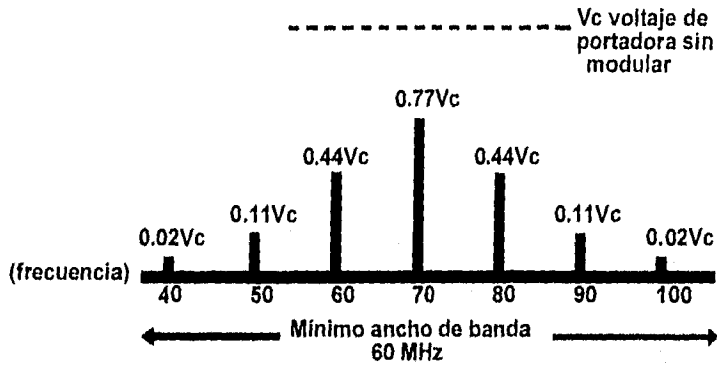


Fig. 4.4 Espectro de salida para un Modulador FSK

El espectro de salida se muestra en la figura 4.4, en el cual se aprecia que el mínimo ancho de banda de Nyquist para ambas bandas laterales es de 60 MHz y la velocidad de baud es de 20 Mbaud.

Porque para un modulador de frecuencia FSK de banda angosta, el mínimo ancho de banda depende de el índice de modulación. Para un índice de modulación entre 0.5 y 1.0 cualquier grupo de 2 ó 3 frecuencias laterales son generadas. De este modo el mínimo ancho de banda es 2 ó 3 veces la tasa de entrada de bit's.

4.2.3. RECEPCION FSK.

El circuito más comúnmente usado para demodulación FSK es el de fase cerrada (PLL) phase-locked loop, el cual es mostrado en el diagrama a bloques de la figura 4.5 este demodulador trabaja muy parecido a un demodulador de fase cerrada para FM. Como la salida del PLL se mueve entre la marca y el espacio de frecuencia, el error de voltaje de directa a la salida del comparador de fase sigue a el movimiento de frecuencia. Porque hay solamente dos entradas de frecuencia (marca y espacio), hay también solamente dos salidas

de error de voltaje. Uno representa a 1 lógico y el otro a un 0 lógico. Por lo tanto, la salida son dos niveles (binarios). Generalmente, la frecuencia natural de el PLL se hace igual a la frecuencia central del modulador FSK. Como resultado el cambio en el error de voltaje de DC sigue a el cambio de la entrada analógica de frecuencia y son simétricas alrededor de 0 V.

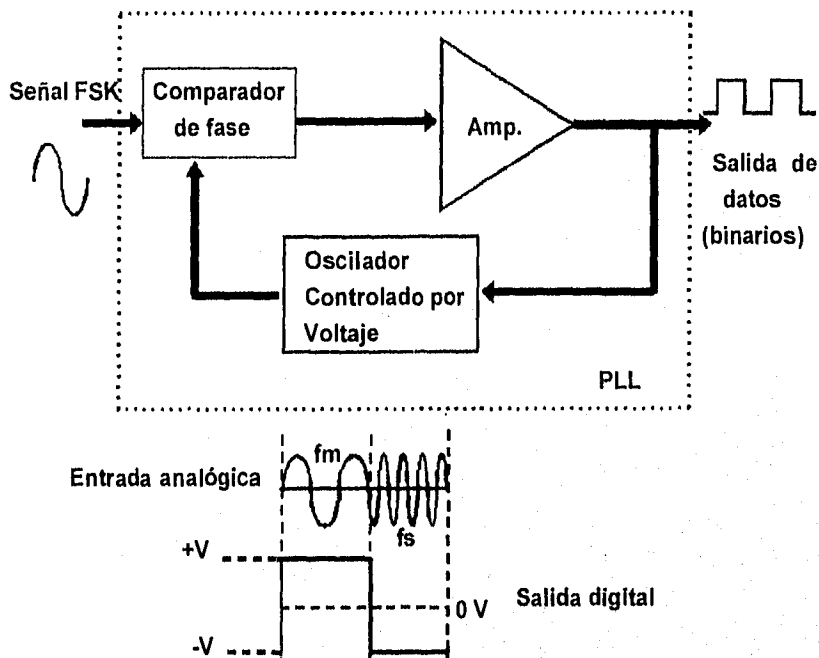


Fig. 4.5 Demodulador PLL-FSK

4.2.4. CORRIMIENTO MINIMO FSK (MSK).

Es una forma de corrimiento continuo en fase de FSK, continuous-phase frequency shift keying, (CPFSK). Esencialmente MSK es FSK excepto que la marca y el espacio de frecuencia son sincronizados con la velocidad de entrada de bits. Lo que significa sincronizar en forma precisa la relación de tiempo entre ambos, esto claro no implica que sean iguales. Con MSK, la marca y el espacio de frecuencia son seleccionados tal que son separados de la frecuencia central por un múltiplo impar de un medio de la velocidad del bit [f_m y $f_s = n(f_b/2)$, donde $n =$ entero impar]. Esto asegura que habrá una transición de fase suave en la salida analógica de la señal cuando los cambios de marca a espacio ó viceversa aparezcan discontinuos. Esto se representa graficamente en la fig. 4.6.

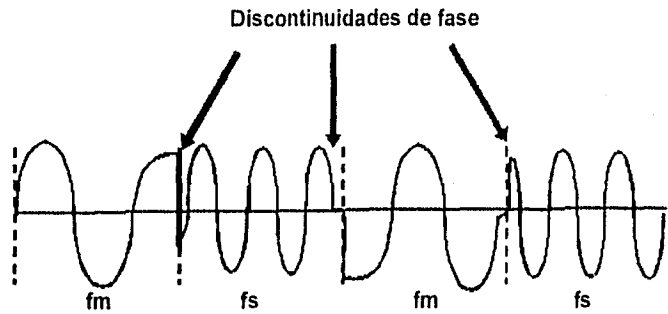


Fig. 4.6 Discontinuidad de fase

Esto puede ser visto cuando los cambios a la entrada de un 1 lógico a un 0 lógico ó viceversa, existe una discontinuidad de fase abrupta en la señal de salida analógica. Cuando esto ocurre, el demodulador tiene una perturbación que sigue al cambio de frecuencia; por consecuencia un error puede ocurrir.

La figura 4.7 muestra una forma de onda MSK de fase continua. Notándose que la frecuencia a la salida cambia suavemente. Consecuentemente no habrá una discontinuidad de fase. MSK tiene un mejor rendimiento de bit-error que el FSK convencional para una relación señal a ruido dada. La desventaja de MSK es que requiere de circuitos de sincronización, y por tanto una implementación más costosa .

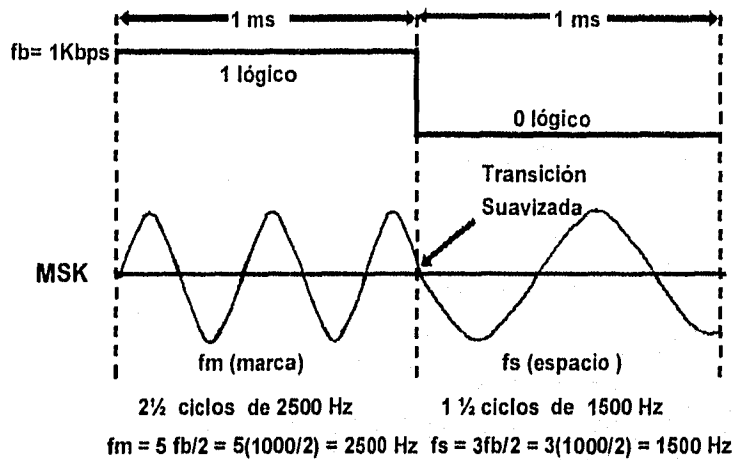


Fig. 4.7 Continuidad de fase para MSK

III.- PSK- MODULACION POR CAMBIO DE FASE.

Phase Shift Keying es otra forma de modulación digital angular, de amplitud constante. Es parecida a la modulación de fase convencional excepto que con PSK la señal de entrada es una señal digital binaria y un número determinado de fases de salida son posibles.

4.3.1.-MODULACION BINARIA BPSK.

Con BPSK, dos fases de salida son posibles para una frecuencia portadora simple. Una fase de salida representa a un 1 lógico y la otra a un 0 lógico. Como la señal digital de entrada cambia de estado, la fase de la portadora de salida se desplaza entre dos ángulos esto es 180° fuera de fase. Otro nombre para BPSK es desplazamiento por reversión de fase, phase reversal keying (PRK) y modulación bifásica, biphase modulation. BPSK es una forma de suprimir portadoras, modulando ondas completas con una señal de onda continua (cw).

4.3.2.-TRANSMISION BPSK.

La figura 4.8 muestra un diagrama a bloques simplificado de un modulador BPSK. Este modulador balanceado actúa como un interruptor reversible de fase. Dependiendo de la condición lógica de la entrada digital la portadora es transferida hacia cualquiera de ambas salidas, ya sea en fase ó 180° fuera de fase con el oscilador de referencia de portadora.

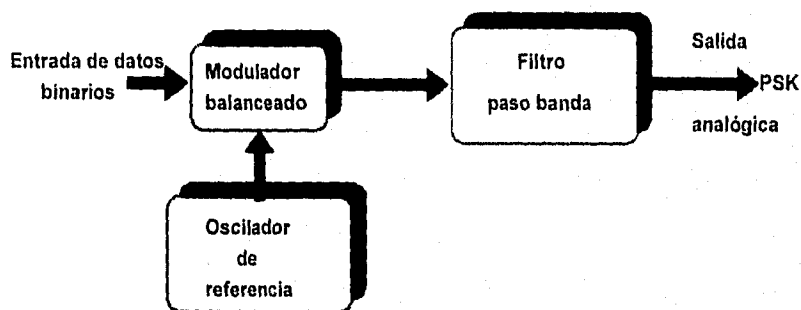


Fig. 4.8 Modulador BPSK

La figura 4.9(a) muestra un diagrama esquemático de un modulador de anillo balanceado. El modulador balanceado tiene dos entradas: una portadora está en fase con el oscilador de referencia y los datos binarios. Para que el modulador balanceado opere correctamente el voltaje de entrada digital tiene que ser mayor que el voltaje pico de portadora. Esto asegura que la entrada digital controla el estado de encendido y apagado de los diodos D_1 - D_4 . Si la entrada binaria es un 1 Lógico (voltaje positivo), el diodo D_1 y D_2 están parcialmente adelantados y encendidos, mientras que los diodos D_3 y D_4 están parcialmente atrasados y apagados fig 4.9(b). Con las polaridades mostradas, el voltaje es desarrollado a través del transformador T_2 en fase con el voltaje de portadora a través de T_1 . Consecuentemente la señal de salida está en fase con el oscilador de referencia.

Si la entrada binaria es un 0 lógico (voltaje negativo), Los diodos D_1 y D_2 estarán parcialmente atrasados y apagados, mientras los diodos D_3 y D_4 parcialmente adelantados y encendidos fig 4.9(c).

Como resultado, el voltaje de portadora es desarrollado a través del transformador T_2 180° fuera de fase con el voltaje de portadora a través de T_1 . Consecuentemente, la señal de salida es 180° fuera de fase con respecto al oscilador de referencia.

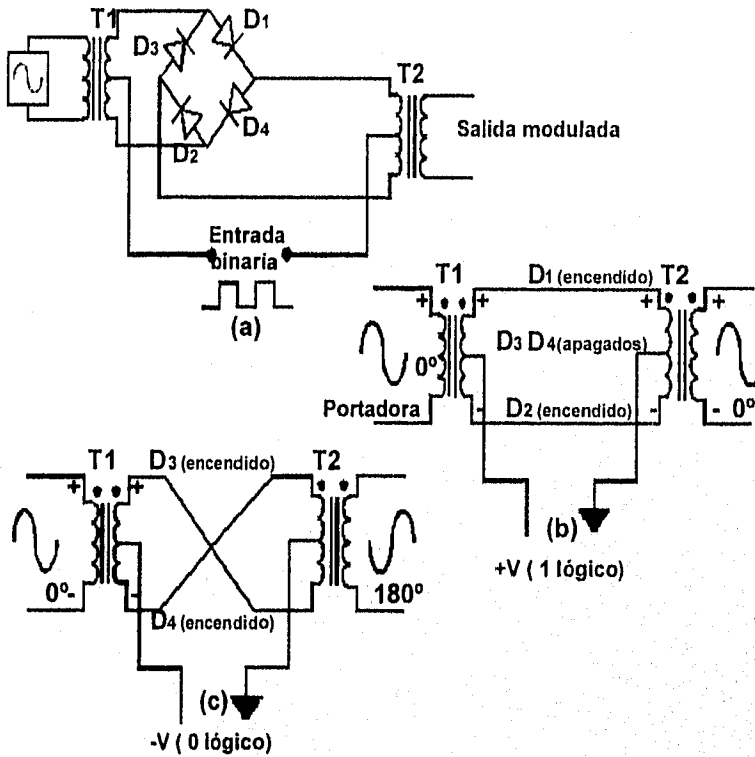


Fig.4.9 Modulador de anillo balanceado

La fig 4.10 muestra la tabla de verdad, el diagrama fasorial y el diagrama de constelación para un modulador BPSK. El diagrama de constelación, es algunas veces llamado diagrama espacial del estado de señal y es similar a un diagrama fasorial excepto que el fasor completo no gira. En el diagrama de constelación solamente la posición relativa de la punta del fasor es mostrada.

a). Tabla de verdad

Entrada binaria	Salida (fase)
0° Lógico	180°
1 Lógico	0°

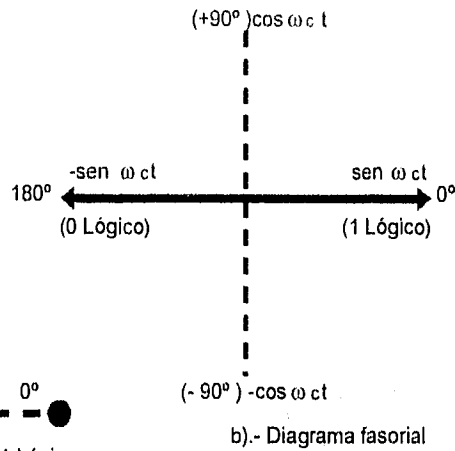
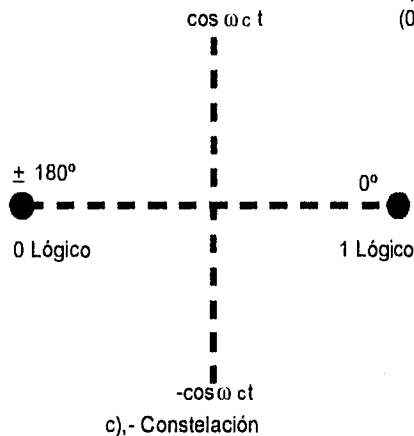


Fig 4.10 Modulación BPSK

4.3.3.-ANCHO DE BANDA EN BPSK.

Un modulador balanceado es un multiplicador donde la señal de salida es el producto de dos señales de entrada. En un modulador BPSK, la señal portadora de entrada es multiplicada por los datos binarios. Si +1 volt se asigna como un 1 lógico y -1 volt es asignado como un 0 lógico la portadora de salida ($\text{sen } \omega c t$) es multiplicada por cualquiera de los signos + ó - ; por consecuencia la señal de salida es cualquier ($+\text{sen } \omega c t$) ó ($-\text{sen } \omega c t$) ; la primera representa una señal que está en fase, con el oscilador de referencia, la otra señal está 180° fuera de fase con el oscilador de referencia. Cada vez que la entrada lógica condiciona un cambio, la salida cambia de fase. Por consiguiente para BPSK la velocidad de cambio a la salida (baud) es igual a la velocidad de cambio a la entrada (bps), y la amplitud del ancho de banda a la salida ocurre cuando los datos binarios de entrada son una secuencia alternativa de 1/0. La frecuencia fundamental (f_a) y la secuencia alternativa de bits 1/0 es igual a $\frac{1}{2}$ de la tasa de bits ($f_b / 2$). Matemáticamente la fase de salida de un modulador BPSK es:

$$\begin{aligned} \text{salida} &= (\text{sen } \omega_a t) \quad \times \quad (\text{sen } \omega_c t) \quad (4-6) \\ &\text{frecuencia fundamental} \quad \text{portadora} \\ &\text{de la señal moduladora} \quad \text{sin modular} \\ \text{ó} &\quad \frac{1}{2} \cos (\omega_c - \omega_a) t - \frac{1}{2} \cos (\omega_c + \omega_a) t . \end{aligned}$$

Por consiguiente, el mínimo ancho de Nyquist (f_N) entre bandas laterales es :

$$(\omega_c + \omega_a) - (\omega_c - \omega_a) = 2\omega_a$$

Y por lo tanto : $f_a = f_b / 2$

$$f_N = 2 \left(\frac{f_b}{2} \right) = f_b$$

La fig. 4.11 muestra la fase de salida para una forma de onda BPSK. El espectro de salida de un modulador BPSK es simplemente una señal de doble banda lateral con portadora suprimida donde la frecuencia superior e inferior son separadas de la frecuencia portadora por un valor igual a $1/2$ de la tasa de bits. Por consiguiente el mínimo ancho de banda requerido (f_N) que pasa para la señal de salida BPSK que en el peor de los casos es igual a la tasa de entrada de bits.

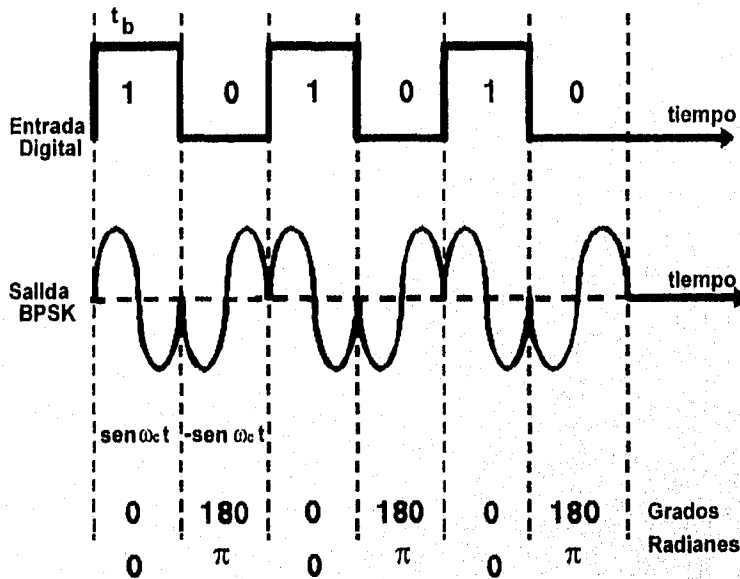


Fig 4.11. Fase de salida para un modulador BPSK

Para un modulador BPSK con una frecuencia de portadora de 70 MHz y una tasa de bits de entrada de 10 Mbps determinemos la máxima y la mínima frecuencia lateral, el espectro de salida, el mínimo ancho de banda de Nyquist y el baud. Por lo tanto sustituyendo en la ec. 4-6.

$$\text{salida} = (\text{sen } \omega_a t) \times (\text{sen } \omega_c t).$$

$$= [\text{sen } 2\pi(5 \text{ MHz})t] [\text{sen } 2\pi(70 \text{ MHz})t]$$

$$= \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz})t \quad -\frac{1}{2} \cos 2\pi(70 \text{ MHz} + 5 \text{ MHz})t$$

Banda lateral inferior

Banda lateral superior

Mínima banda lateral inferior (LSF):

$$\text{LSF} = 70 \text{ MHz} - 5 \text{ MHz} = 65 \text{ MHz}$$

Máxima banda lateral superior (USF):

$$\text{USF} = 70 \text{ MHz} + 5 \text{ MHz} = 75 \text{ MHz}$$

Por lo tanto, el espectro de salida para las condiciones de entrada binaria en el peor de los casos es la siguiente

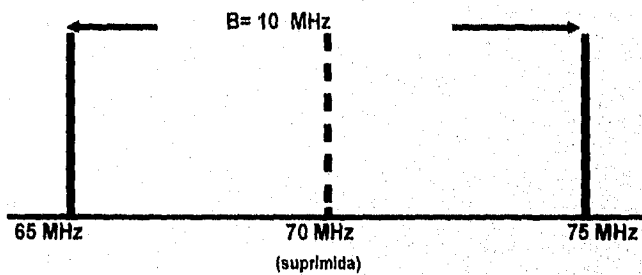


Fig. 4.12. Espectro de frecuencia para un modulador BPSK

El mínimo ancho de banda de Nyquist (f_N) es:

$$f_N = 75 \text{ MHz} - 65 \text{ MHz} = 10 \text{ MHz.}$$

$$\text{baud} = f_b = 10 \text{ Mbaud}$$

4.3.4.-RECEPCION BPSK.

En la fig. 4.13 aparece un diagrama a bloques de un receptor BPSK. La señal de entrada puede ser $(+\text{sen } \omega_c t)$ ó $(-\text{sen } \omega_c t)$ el circuito de recuperación de portadora coherente detecta y regenera la señal portadora, está es igual en fase y frecuencia a la portadora original transmitida. El modulador balanceado es un detector de productos la salida es el producto de dos señales de entrada (la señal BPSK y la portadora recuperada). El filtro paso bajas (FPL) separa los datos binarios recuperados de la señal demodulada compuesta. Matemáticamente el proceso de demodulación es el siguiente.

Para una señal de entrada BPSK de $(+\text{sen } \omega_c t)$ [1 lógico], la salida del demodulador balanceado es:

$$\text{salida} = (\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t \quad (4-7)$$

$$\text{sen}^2 \omega_c t = \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t. \\ \text{(salida filtrada)}$$

permitiendo una salida de $+\frac{1}{2} V = 1$ lógico.

Puede observarse que la salida de un modulador balanceado contiene un voltaje positivo ($+\frac{1}{2} V$) y una onda cosenoidal dos veces la frecuencia de portadora ($2\omega_c$). El filtro paso bajas (FPL) tiene una frecuencia de corte muy inferior a ($2\omega_c$) y así bloquea la segunda armónica de la portadora pasando solamente la componente constante positiva. Un voltaje demodulado positivo representa a un 1 lógico. Para una señal de entrada BPSK de $(-\text{sen } \omega_c t)$ [0 lógico], la salida del modulador balanceado es:

$$\text{salida} = (-\text{sen } \omega_c t) (\text{sen } \omega_c t) = -\text{sen}^2 \omega_c t \quad (4-8)$$

$$-\text{sen}^2 \omega_c t = -\frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega_c t) = -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_c t. \\ \text{(salida filtrada)}$$

permitiendo una salida de $-\frac{1}{2} V = 0$ lógico.

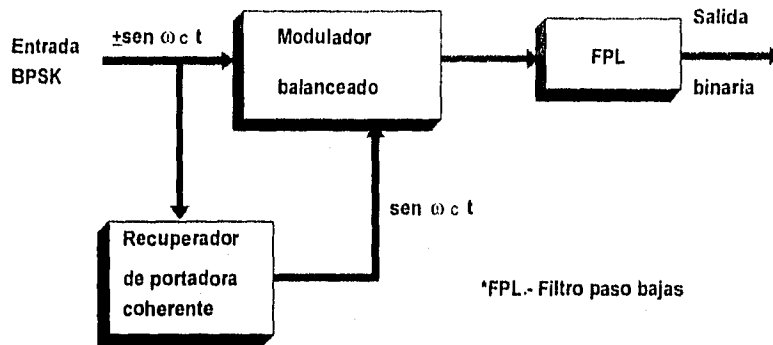


Fig. 4.13. Recepción BPSK

La salida del modulador balanceado contiene un voltaje negativo ($-\frac{1}{2} V$) y una onda cosenoidal dos veces la frecuencia de portadora ($2 \omega_c$). De nuevo el filtro paso bajas (FPL) bloquea la segunda armónica de la portadora y pasa solamente la componente negativa. Un voltaje negativo demodulado representa un 0 lógico.

IV.-CODIFICACION M -ARIO.

M - ario es un termino derivado de la palabra "binario ". M es simplemente la representación del número de condiciones posibles. Las dos técnicas de modulación digital (FSK y BPSK) son sistemas binarios con solamente dos condiciones posibles de salida, una representa un 1 lógico y la otra a un 0 lógico en estos sistemas M - arios, $M = 2$. Con modulación digital, muy frecuentemente es una ventaja codificar niveles binarios altos. Así un sistema PSK con cuatro posibles fases de salida, donde $M = 4$. Si son ocho posibles salidas M sería igual a 8. Por lo tanto esto se representa matemáticamente de la siguiente manera:

$$N = \log_2 M \quad (4 - 9)$$

donde:

N = numero de bits

M = número de posibles condiciones de salida con N bits.

Si 2 bits son permitidos para integrar un modulador entonces.

$$2 = \log_2 M \Rightarrow 2^2 = M \quad \text{Así } M = 4$$

$M = 4$ indica que con 2 bits, cuatro diferentes condiciones de salida son posibles. Para $N = 3$, $M = 2^3 = 8$ y así sucesivamente.

4.4.1.-QPSK.

Quaternary phase shift keying (QPSK), o en cuadratura PSK, como algunas veces es llamado, es otra forma de modulación angular, de amplitud constante. QPSK es una técnica de codificación M -aria donde $M = 4$ (de aquí el nombre de cuaternaria). Con QPSK son posibles cuatro fases de salida para una sola frecuencia portadora. Ya que tenemos cuatro diferentes fases de salida, existen cuatro diferentes condiciones de entrada ya que la entrada digital para un modulador QPSK es una señal binaria (base 2), para producir cuatro diferentes condiciones de entrada se toman más de un bit de entrada. Con 2 bits tenemos cuatro posibles condiciones: 00, 01, 10 y 11. Por lo tanto con QPSK la entrada de datos binarios son condiciones en grupos de 2 bits llamados dibits. Cada bit codificado genera una de cuatro posibles fases de salida; por tanto, para cada 2-bit registrados en el modulador, un cambio único de salida, por lo que la velocidad de cambio de salida (tasa de baud) es $\frac{1}{2}$ de la velocidad de entrada.

4.4.2.-TRANSMISION QPSK.

Un diagrama a bloques de un modulador QPSK se muestra en la figura 4.14 2bit's (un dibit) es registrado en el divisor.

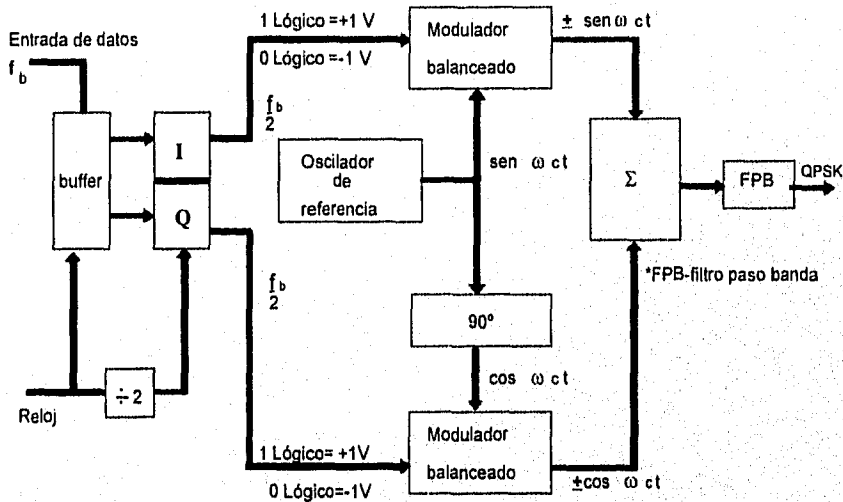


Fig. 4.14. Modulador QPSK

Después ambos bits, que entran en forma serie y simultáneamente saldrán en paralelo. Uno es direccionado hacia el canal I y el otro hacia el canal Q. El canal I modula una

portadora que está en fase con el oscilador de referencia y el canal Q modula una portadora que está 90° fuera de fase o en cuadratura con la portadora de referencia.

Puede observarse enseguida que un dabit se introduce en el divisor de canales I y Q. La operación es la misma que en un modulador BPSK. Esencialmente, un modulador QPSK son dos moduladores BPSK combinados en paralelo.

De nueva cuenta un 1 lógico = +1 V y para un 0 lógico = -1 V. Dos fases son posibles a la salida de un modulador balanceado I (+sen $\omega_c t$ y -sen $\omega_c t$), y dos fases son posibles a la salida del modulador Q (+cos $\omega_c t$ y -cos $\omega_c t$). Cuando la suma lineal combina las dos señales en cuadratura (90° fuera de fase) existen cuatro posibles fasores resultantes dados por la expresión :

$$(+\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t); (+\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t); (-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t); \text{ y } (-\text{sen } \omega_c t - \text{cos } \omega_c t).$$

Para el modulador QPSK construimos la tabla de verdad, el diagrama fasorial así como el diagrama de constelación.

Para una entrada binaria Q = 0 y I = 0, las dos entradas para el modulador I son: -1 y sen $\omega_c t$ y para el modulador Q son: -1 y cos $\omega_c t$.

Consecuentemente las salidas serán:

$$I (\text{modulador balanceado}) = (-1) (\text{sen } \omega_c t) = -1 \text{ sen } \omega_c t.$$

$$Q (\text{modulador balanceado}) = (-1) (\text{cos } \omega_c t) = -1 \text{ cos } \omega_c t.$$

y la suma lineal a la salida será:

$$-1 \text{ cos } \omega_c t - 1 \text{ sen } \omega_c t = 1.414 \text{ sen } (\omega_c t - 135^\circ).$$

Para los dabit codificados restantes (01, 10 y 11) el procedimiento es el mismo y los resultados se muestran en la figura 4-15.

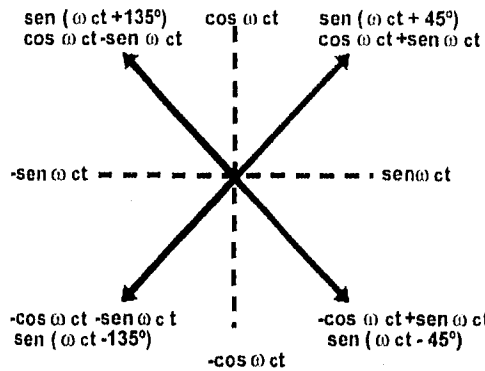
En la figura 4-15 puede verse que con QPSK cada uno de los cuatro posibles fasores de salida tienen la misma amplitud. Por lo tanto la información binaria puede ser codificada completamente en la fase de la señal de salida.

Esta característica de amplitud constante es la más importante característica de QPSK que lo distingue de QAM.

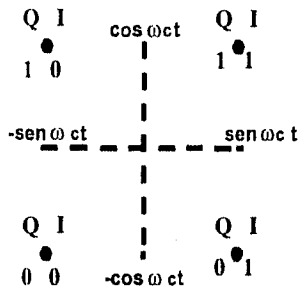
También puede verse en la figura 4.15(b) que la separación angular entre los fasores adyacentes en QPSK es de 90° por lo tanto una señal QPSK puede experimentar corrimientos en fase de 45° ó -45° durante la transmisión y retener la información codificada cuando sea demodulada en la recepción. La figura 4-16 muestra la fase de salida contra la relación de tiempo para un modulador QPSK.

Entrada		Salida (fase)
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	+135°
1	1	+45°

(a)



(b)



(c)

Fig. 4.15 Mod. QPSK(tabla de verdad, diagrama vectorial y constelación)

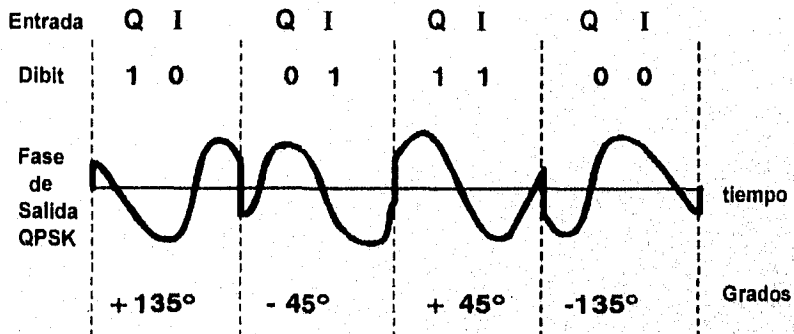


Fig. 4.16. Fase de salida para un modulador QPSK

4.4.3.-ANCHO DE BANDA QPSK.

Con QPSK, ya que la entrada de datos es dividida en dos canales la tasa de bits en cualquiera de los dos canales I y Q es igual a $\frac{1}{2}$ de la tasa de datos ($f_b/2$). Consecuentemente, la frecuencia fundamental presente en la entrada de datos para el modulador balanceado I y Q es igual a $\frac{1}{4}$ de la tasa de datos o sea ($\frac{1}{2}$ de $f_b/2=f_b/4$). Como resultado la salida del modulador balanceado I y Q requerirá una mínima doble banda lateral de Nyquist igual a $\frac{1}{2}$ de la tasa de bits de llegada ($f_N = \text{doble } f_b/4 = f_b/2$). Así con QPSK se realiza una compresión en el ancho de banda (el mínimo ancho de banda es menor que la tasa de bits de llegada). También, ya que la señal de salida QPSK no cambia de fase hasta que 2 bits (1 dicit) ha sido registrado en el divisor, la velocidad de cambio a la salida (baud) es también igual a $\frac{1}{2}$ de la tasa de bits de entrada. Al igual que con BPSK, el mínimo ancho de banda y el baud son iguales. La relación es mostrada en la figura 4.17. En la figura 4.17 puede observarse que en el peor de los casos, la condición de entrada para el modulador balanceado I o Q es el patrón de alternancia 1/0, el cual ocurre cuando la entrada binaria de datos tiene un patrón repetitivo de 1100. Un ciclo de transición rápida (una secuencia de 1/0) en el canal I ó Q toma el mismo tiempo que tomarían 4 bits de entrada. Consecuentemente la frecuencia fundamental a la entrada y la rapidez de cambio de la tasa a la salida del modulador balanceado es igual a $\frac{1}{4}$ de la tasa de bits de entrada.

La salida de un modulador balanceado puede expresarse matemáticamente como :

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

donde :

$$\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{4} t \quad \text{y} \quad \omega_c t = 2\pi f_c t$$

← fase moduladora

← fase de portadora sin modular.

$$\text{salida} = \left(\text{sen } 2\pi \frac{f_b}{4} t \right) (\text{sen } 2\pi f_c t)$$

Así

$$\frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{4} \right) t$$

El espectro de frecuencia se extiende de $f_c + f_b/4$ hasta $f_c - f_b/4$ y el mínimo ancho de banda (f_N) es:

$$(f_c + f_b/4) - (f_c - f_b/4) = \frac{2f_b}{4} = \frac{f_b}{2}$$

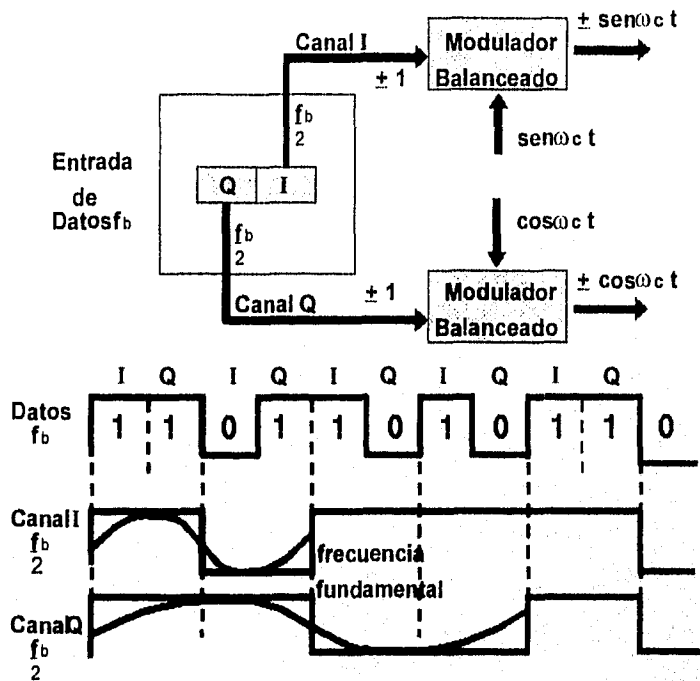


Fig. 4.17 Consideraciones de ancho de banda para un mod.QPSK.

Para un modulador con una tasa de datos de entrada (f_b) igual a 10 Mbps y una frecuencia portadora de 70 MHz, determinenemos las bandas laterales el mínimo ancho de banda de Nyquist (f_N) y el baud. Use el diagrama a bloques de QPSK.

La tasa de bits en ambos canales I Y Q es igual a $\frac{1}{2}$ de la tasa de transmisión de bit, por lo que tenemos:

$$f_{bQ} = f_{bI} = \frac{f_b}{2} = \frac{10 \text{ Mbps}}{2} = 5 \text{ Mbps}$$

La frecuencia fundamental que presenta cualquiera de los dos moduladores es :

$$f_a = \frac{f_{bQ}}{2} = \frac{f_{bI}}{2} = \frac{5 \text{ Mbps}}{2} = 2.5 \text{ Mhz}$$

la señal de salida es: $(\sin 2\pi f_d t)(\sin 2\pi f_c t)$

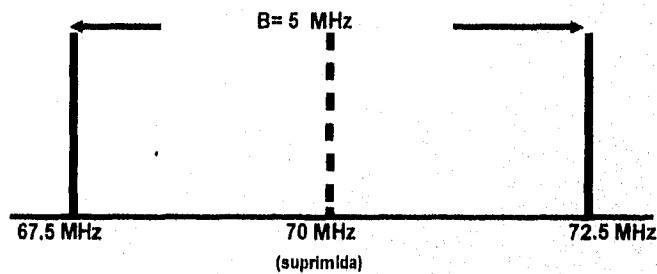
$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_d)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_d)t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 - 2.5) \text{MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 + 2.5) \text{MHz}]t \\ & \frac{1}{2} \cos 2\pi(67.5 \text{MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(72.5 \text{MHz})t \end{aligned}$$

El mínimo ancho de banda requerido de Nyquist es entonces:

$$f_N = (72.5 - 67.5) \text{MHz} = 5 \text{MHz.}$$

La tasa de símbolos es igual al ancho de banda por lo que

tasa de símbolos = 5 Megabaud. El espectro de salida es el siguiente:



Puede observarse que para la misma tasa de entrada de bits el mínimo ancho de banda requerido a la salida de un modulador QPSK es la mitad de lo que necesitaría un modulador BPSK al igual que la tasa de baud es la mitad de la que emplearía un modulador BPSK.

4.4.4.-RECEPCION QPSK.

El diagrama a bloques de un receptor QPSK se muestra en la fig. 4.18. El divisor (splitter) direcciona la señal de entrada QPSK, (I y Q) hacia el detector de productos y el circuito de recuperación de portadora. El circuito de recuperación de portadora reproduce la señal que se transmitió originalmente por el oscilador. Esta portadora recuperada debe coincidir en fase y frecuencia con la portadora transmitida. La señal QPSK es entonces demodulada en el detector de productos de I y Q, el cual generará los datos originales I y Q.

La salida del detector de productos alimenta a un circuito de combinación de bits donde serán convertidos los canales I y Q de paralelo a un de flujo de salida en serie. El ingreso de la señal QPSK puede ser alguna de las cuatro posibles fases mostradas en la fig. 4.15 para

mostrar el proceso de demodulación, permitamos que la llegada de la señal QPSK sea: $-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$, matemáticamente el proceso de demodulación es el siguiente:

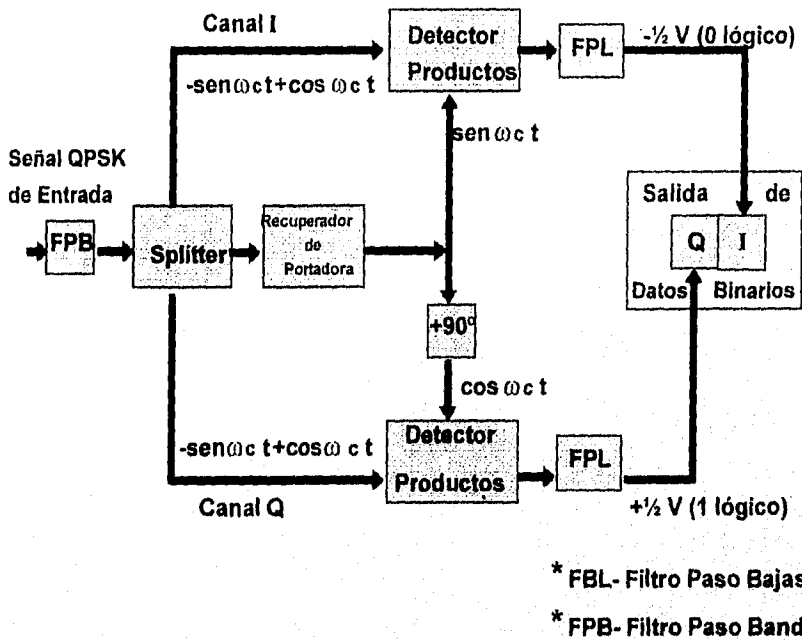


Fig. 4.18 Recepción QPSK

La señal QPSK recibida ($-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t$) entra en I y es llevada hacia el detector de productos al cual entra también ($\text{sen } \omega_c t$) del recuperador de portadora, la salida de este detector será entonces:

$$\begin{aligned}
 I &= \begin{matrix} (-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t) \\ \leftarrow \text{Señal de entrada QPSK} \rightarrow \end{matrix} \quad \begin{matrix} (\text{sen } \omega_c t) \\ \leftarrow \text{Portadora} \rightarrow \end{matrix} \\
 &= (-\text{sen } \omega_c t)(\text{sen } \omega_c t) + (\text{cos } \omega_c t)(\text{sen } \omega_c t) \\
 &= -\text{sen}^2 \omega_c t + (\text{cos } \omega_c t)(\text{sen } \omega_c t) \\
 &= -\frac{1}{2}(1 - \text{cos } 2\omega_c t) + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_c + \omega_c)t + \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_c - \omega_c)t \\
 &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{cos } 2\omega_c t + \frac{1}{2} \text{sen } 2\omega_c t + \frac{1}{2} \text{sen } 0 \\
 &\quad \text{Salida filtrada} \quad \text{Igual a } 0
 \end{aligned}$$

$$= -\frac{1}{2} V \text{ (0 lógico).}$$

De nuevo la señal QPSK recibida $(-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t)$ entra en Q y es conducida hacia el detector al cual entra también el recuperador de portadora pero desplazado 90° fuera de fase $(\text{cos } \omega_c t)$. La salida Q del detector será:

$$\begin{aligned} Q &= (-\text{sen } \omega_c t + \text{cos } \omega_c t) && (\text{cos } \omega_c t) \\ &\leftarrow \text{Señal de entrada} \rightarrow && \leftarrow \text{Portadora} \rightarrow \\ &= \text{cos}^2 \omega_c t - (\text{sen } \omega_c t)(\text{cos } \omega_c t) \\ &= \frac{1}{2} (1 + \text{cos } 2\omega_c t) - \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_c + \omega_c)t - \frac{1}{2} \text{sen } (\omega_c - \omega_c)t \\ Q &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \text{cos } 2\omega_c t - \frac{1}{2} \text{sen } 2\omega_c t - \frac{1}{2} \text{sen } 0 \\ &\text{Salida filtrada} && \text{Igual a 0} \\ &= \frac{1}{2} V \text{ (1 Lógico)} \end{aligned}$$

Los bits demodulados I y Q, (0 y 1) respectivamente corresponden a la constelación y al tabla de verdad de la fig. 4.15

4.4.5.-QPSK OFFSET.

Offset QPSK (OQPSK) es una forma modificada de QPSK en donde la forma de onda de bit en los canales I y Q es desplazada en fase la una de la otra por $\frac{1}{2}$ tiempo de bit la figura 4.19 muestra un diagrama a bloques simplificado de la secuencia de alineación de bits y el diagrama de constelación para el modulador OQPSK.

Debido a que los cambios en el canal I ocurren exactamente en $t_b/2$ del canal Q y viceversa, nunca más hay una variación de bit dentro de la codificación del dibit, y por lo tanto nunca más hay un desplazamiento de 90° en la fase de salida. En QPSK convencional un cambio en el dibit de salida de 00 hacia 11 ó 01 hacia 10 provoca un desplazamiento de 180° en la fase de salida. Es por tanto una ventaja de OQPSK el desplazamiento limitado de fase durante la modulación, pero una desventaja son los cambios en la fase de salida que ocurren dos veces en la tasa de datos en cualquiera de los dos canales I ó Q.

Consecuentemente con OQPSK el baud y el mínimo ancho de banda es dos veces mayor que en QPSK. Para una tasa de transmisión dada OQPSK es algunas veces llamada OKQPSK (Offset - Keyed - PSK).

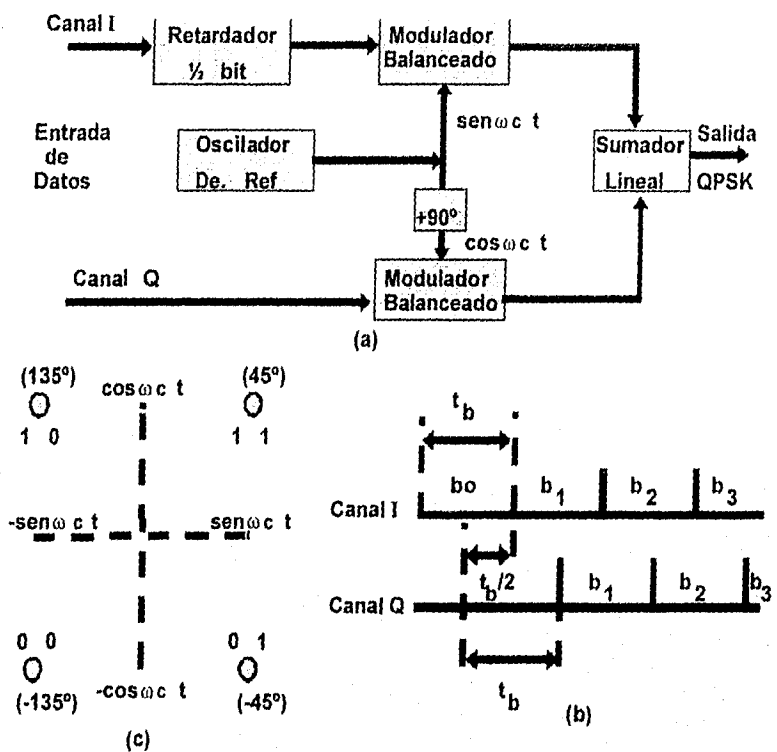


Fig. 4.19 Diagrama QPSK

IV.-EFICIENCIA DEL ANCHO DE BANDA.

La eficiencia del ancho de banda ó densidad de información es frecuentemente usado para comparar el rendimiento de una técnica de modulación con otra. En esencia, esto es la tasa de transmisión de bits para el mínimo ancho de banda requerido por un esquema particular de modulación, está eficiencia es generalmente normalizada a un ancho de banda de 1 Hz y de este modo indica el número de bits que pueden ser enviados a través de un medio por cada hertz de ancho de banda matemáticamente viene dado por:

$$\begin{aligned}
 \text{Eficiencia AB} &= \frac{\text{tasa de transmisión (bps)}}{\text{mínimo ancho de banda (Hz)}} && (4-10) \\
 &= \frac{\text{bits / seg}}{\text{Hz}} = \frac{\text{bits / seg}}{\text{ciclo / seg}} = \frac{\text{bits}}{\text{ciclos}}
 \end{aligned}$$

4.5.1.-RECUPERACION DE PORTADORA.

Es el proceso de extracción de fase coherente de la portadora de referencia de una señal recibida. Este proceso es también conocido como fase de referencia.

En las técnicas de modulación digital los datos binarios deben ser decodificados con extrema precisión en fase con respecto de la portadora transmitida. Dependiendo del método de codificación, la separación angular entre fasores adyacentes varía entre 30° y 180° , para la correcta demodulación de datos la fase de la portadora debe ser recuperada y comparada con la portadora recibida en el detector de productos, para determinar la fase de la portadora recibida es necesario generar una portadora en la recepción que este en fase coherente con el oscilador del transmisor. Esta es la función del circuito de recuperación de portadora.

Con PSK y QAM, la portadora es suprimida en el modulador y por lo tanto no es transmitida. Consecuentemente en el receptor la portadora simplemente no puede ser rastreada. En estos sistemas con portadora suprimida existen métodos recuperación tales como el Squaring loop, Costas loop y remodulador.

4.5.2.-SQUARING LOOP.

Es el método más comúnmente usado para recuperación de portadora en BPSK en la fig. 4.20(a) se presenta un diagrama a bloques, donde la señal BPSK recibida es filtrada e introducida al squared. El filtraje reduce el ancho espectral del ruido adicionado en la transmisión. El circuito de squaring elimina la modulación y regenera la segunda armónica de la frecuencia de portadora. Esta armónica es rastreada en fase por el PLL (demodulador de fase cerrada). La frecuencia de salida en VCO (oscilador controlado por voltaje) del PLL es entonces dividido por dos y usada como fase de referencia por el detector de productos.

Con BPSK, solo dos fases de salida son posibles: $\text{sen } \omega_c t$ y $-\text{sen } \omega_c t$; Matemáticamente la operación del circuito squaring puede describirse de la siguiente manera:

Para una señal recibida igual a $\text{sen } \omega_c t$ tendremos a la salida:

$$= (\text{sen } \omega_c t)(\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t$$

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

Salida filtrada

Para una señal recibida igual a $-\text{sen } \omega_c t$.

$$= (-\text{sen } \omega_c t)(-\text{sen } \omega_c t) = \text{sen}^2 \omega_c t$$

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

Salida filtrada

Puede observarse que en ambos casos la salida del circuito squaring contiene un voltaje constante ($\frac{1}{2} V$) y una señal con el doble de la frecuencia de portadora ($\cos 2 \omega_c t$). El voltaje constante es eliminado por el filtro, permitiendo solamente $\cos 2 \omega_c t$.

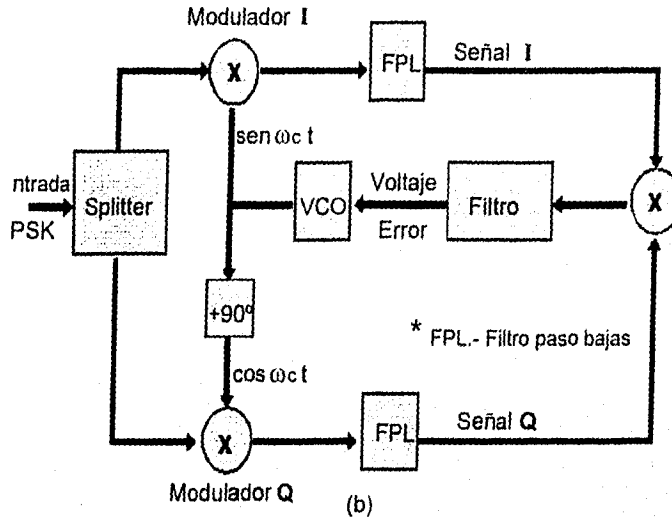
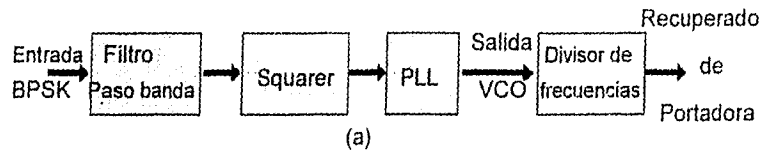


Fig. 4.20 (a) Circuito Squaring BPSK (b) Circuito Costas loop

4.5.3.-COSTAS LOOP.

Es un segundo método de recuperación de portadora, este circuito se muestra en la figura 4.20(b), y produce los mismos resultados que el circuito anterior pero en lugar del FPB emplea un PLL. Este esquema de recuperación usa dos recorridos simultáneos I y Q para obtener el producto de los componentes de la señal I y Q que dirige el VCO. Cuando está en fase I usa el VCO como entrada al PLL y cuando esta en cuadratura Q usa la señal desplazada del VCO 90° . Una vez la frecuencia del VCO es igual a la frecuencia de portadora suprimida, el producto de I y de Q produce un voltaje de error proporcional a la fase de error del VCO. El voltaje de error controla la fase y con esto la frecuencia del VCO.

4.5.4.-REMODULADOR.

Un tercer método para conseguir la recuperación de fase así como la coherencia de la frecuencia de portadora es el remodulador. El cual se representa en la fig. 4.21(a). Este produce un voltaje de error que es proporcional a dos veces la fase de error entre la señal de

llegada y la señal del VCO. El remodulador tiene un rápido tiempo de respuesta mucho mejor que los dos anteriores. Su empleo es para técnicas de codificación superior.

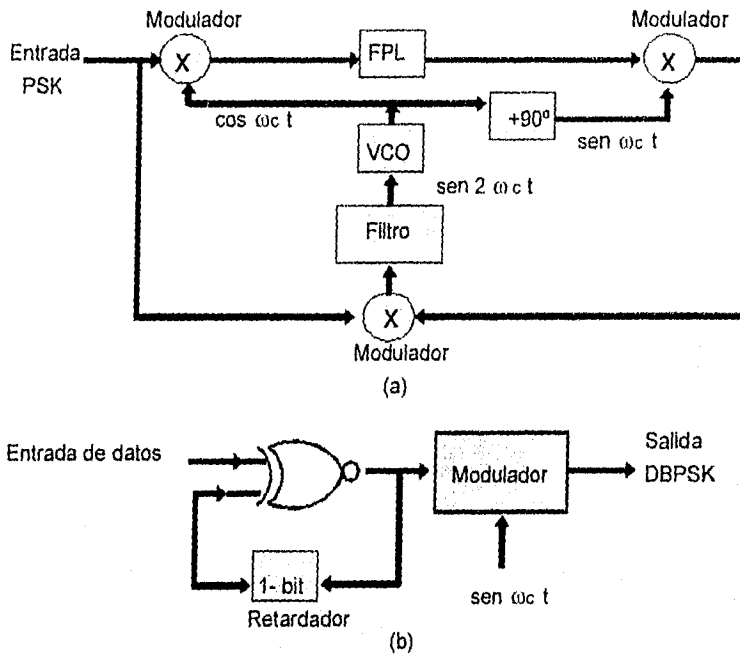


Fig. 4.21 (a) Circuito Remodulador (b) Demodulador DBPSK

VI.-PSK DIFERENCIAL (DPSK).

Es una forma alternativa de modulación digital donde la información binaria de entrada se encuentra en la diferencia entre dos señales sucesivas. Con DPSK no es necesario la recuperación de la fase de la portadora. En su lugar se recibe una señalización retardada por otra señal en un lapso de tiempo y es comparada con la siguiente señal recibida. La diferencia en la fase de las dos señales determina la condición lógica de los datos.

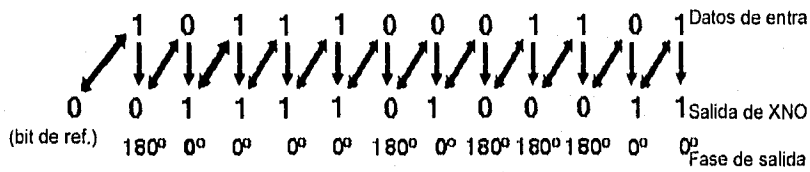
La fig. 4.21(b) muestra un diagrama a bloques simplificado de un transmisor diferencial binario PSK, los bits de información que llegan se introducen a una compuerta NOR exclusiva y de ahí hacia el modulador BPSK. Para el primer bit de datos no existe un bit de referencia por lo tanto para dar inicio es asumido un bit de referencia.

4.6.1.-TRANSMISION PSK DIFERENCIAL BINARIO (DBPSK).

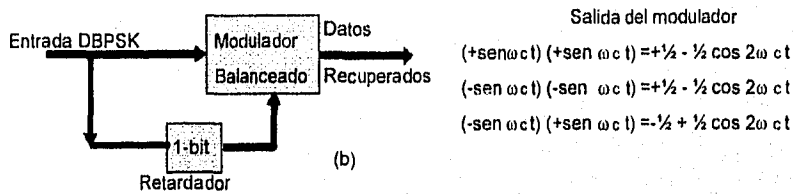
En la fig. 4.22(a) se asume un 0 lógico como referencia y la relación entre los bits de entrada y la salida generada por la compuerta NOR exclusiva y con esto la fase

correspondiente de los datos binarios a la salida del modulador. Si se asume una referencia inicial de un 1 lógico se tendrá a la salida el complemento.

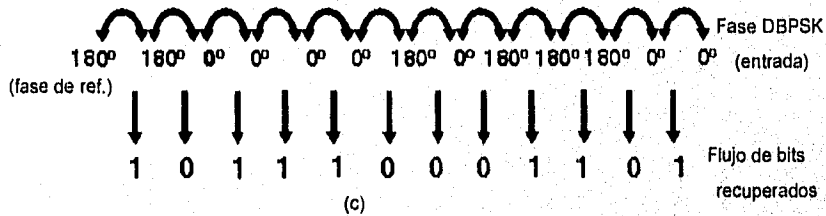
En la fig. 4.22(a) se puede observar que para entradas iguales en la compuerta siempre resultara un 1 lógico a la salida si son diferentes las salidas será un 0 lógico. El modulador de este sistema opera igual que un modulador BPSK donde un 1 lógico produce $+\text{sen } \omega_c t$ a la salida y un 0 lógico $-\text{sen } \omega_c t$



(a)



(b)



(c)

Fig. 4.22 Dem. DBPSK. Diagramas (a).-tiempo (b).-bloques (c).-secuencia

4.6.2.-RECEPCION DBPSK.

En la fig. 4.22(b);(c) se presenta un diagrama a bloques y una secuencia de tiempo para un receptor DBPSK la señal recibida es retardada en 1 bit de tiempo, para ser comparada con el siguiente elemento de la señal en el modulador. Si son iguales se generara un 1 lógico (+ voltaje) si son diferentes se genera un 0 lógico (-voltaje). Si la fase de referencia es incorrecta solamente el primer bit demodulado será un error la codificación diferencial puede implementarse para esquemas de modulación binaria superiores, a través de algoritmos diferenciales aún más complicados que para DBPSK. La ventaja primaria de BPSK es la sencillez con que puede ser implementado. Con DPSK no son necesarios circuitos de recuperación de portadora. Pero una desventaja de DPSK es que requiere entre 1 y 3 dB más en la relación señal a ruido para conseguir la misma tasa de error que en PSK.

VII.-PROBABILIDAD DE ERROR Y TASA DE ERROR (BER).

La probabilidad de error (P_e) y la tasa de error de bits (BER) son muy frecuentemente usados, intercambiándose a través de la práctica pero tienen significados ligeramente diferentes. $P(e)$ es matemáticamente un evento esperado de un porcentaje de error para un sistema dado.

BER es el registro de errores de bits o el rendimiento actualizado del sistema. Por ejemplo si un sistema tiene un $P(e)$ de 10^{-5} esto significa que matemáticamente se puede esperar un bit de error por cada 100, 000 bits transmitidos ($1/10^{-5} = 1/100, 000$). Si un sistema tiene un BER de 10^{-5} , esto implica que hubo un bit de error por cada 100, 000 bits transmitidos, la tasa de errores de bits es una medida que es comparada con la probabilidad de errores esperados para evaluar el rendimiento de un sistema.

La probabilidad de error es función de la relación de potencia señal a ruido (o más específicamente es la relación promedio de energía por bit a la densidad de potencia de ruido). La relación de portadora a potencia de ruido, es la relación promedio de la potencia de portadora (la combinación de potencia de portadora asociada con las bandas laterales) a la energía de ruido térmico. La potencia de portadora puede estar dada en watts o dBm donde:

$$C(dBm) = 10 \log \frac{C(\text{watts})}{0.001} \quad (4-11)$$

La energía de ruido térmico se expresa matemáticamente:

$$N = KTB (\text{watts}). \quad (4-12)$$

donde:

N = Energía de ruido térmico (w)

K = constante de Boltzmann (1.38×10^{-23} J/K)

T = Temperatura (K)

B = Ancho de banda (Hz)

Convirtiéndola a dBm:
$$N(dBm) = 10 \log \frac{KTB}{0.001} \quad (4-13)$$

matemáticamente la relación de portadora a energía de ruido es:

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{KT B} \cdot \text{adimensional} \quad (4-14)$$

donde:

C = Potencia de portadora (w)

N = potencia de ruido (w)

En dBm tendremos:

$$\frac{C}{N} (\text{dBm}) = 10 \log \frac{C}{N} = C(\text{dBm}) - N(\text{dBm}) \quad (4-15)$$

La energía por bit viene dada como :

$$E_b = CT_b \text{ (J/bit)} \quad (4-16)$$

donde:

E_b = energía por bit (J/bit)

T_b = tiempo por bit (s)

C = potencia de portadora (w)

En dBJ:

$$E_b (\text{dBJ}) = 10 \log E_b \quad (4-17)$$

y si

$T_b = 1/f_b$ donde f_b es el promedio de bit en (bps) E_b puede reescribirse como:

$$E_b = \frac{C}{f_b} \cdot (\text{J/bit})$$

$$E_b \cdot \text{dBJ} \Rightarrow E_b (\text{dBJ}) = 10 \log \frac{C}{f_b} = 10 \log C - 10 \log f_b \quad (4-18)$$

La densidad de potencia de ruido es la energía térmica de ruido normalizada para 1Hz de ancho de banda (es decir la energía de ruido presente en un ancho de banda de 1Hz). Matemáticamente la densidad de potencia de ruido es:

$$N_0 = \frac{N}{B} \text{ (w/Hz)} \quad (4-19)$$

donde:

N_0 = densidad de potencia de ruido (w/Hz)

N = energía o potencia de ruido térmico (w)

B = ancho de banda (Hz)

en dBm:

$$N_0(dBm) = 10 \log \frac{N}{0.001} - 10 \log B = N(dBm) - 10 \log B \quad (4-20)$$

Combinando las ecuaciones tendremos:

$$N_0 = \frac{KT B}{B} = KT(w/Hz) \quad (4-21)$$

$$En \cdot dBm \Rightarrow N_0(dBm) = 10 \log \frac{k}{0.001} + 10 \log T$$

La relación de energía por bit a densidad de potencia de ruido es usada para comparar dos o más sistemas de modulación digital a diferentes tasa de transmisión de bits.

La relación de energía por bit a densidad de potencia de ruido es simplemente la relación de energía de un bit a la potencia de ruido presente en un ancho de banda de 1 Hz. Así E_b/N_0 normaliza el ruido permitido dentro de un ancho de banda para todos los esquemas de modulación multifase. Matemáticamente viene dado como:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C/f_b}{N/B} = \frac{CB}{Nf_b} \quad (4-22)$$

donde:

$\frac{E_b}{N_0}$ es la relación de energía por bit a densidad de potencia de ruido.

Si reacomodamos los términos tendremos :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b} \quad (4-23)$$

donde :

$\frac{E_b}{N_0}$ = relación de energía por bit-densidad de potencia de ruido

$\frac{C}{N}$ = relación de portadora-ruido

$\frac{B}{f_b}$ = relación de ruido de ancho de banda por tasa de bits.

$$\frac{E_b}{N_0}(dB) = 10 \log \frac{C}{N} + 10 \log \frac{B}{f_b} = 10 \log E_b - 10 \log N_0 \quad (4-24)$$

De la ecuación (4-23) puede observarse que la relación $\frac{E_b}{N_0}$ es simplemente el producto de la relación portadora a ruido y el ruido en ancho de banda por tasa de bits, de lo cual se deduce que cuando el ancho de banda es igual a la tasa de bits entonces,

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N}$$

VIII.-FUNCION DE ERROR EN PSK.

El rendimiento del error de bit para varios sistemas de modulación multifase esta directamente relacionado con las distancias entre puntos en un diagrama de espacio estado. Como ejemplo, en el diagrama mostrado en la fig. 4.23(a), para BPSK se puede observar que para 2 señales (1 lógico y 0 lógico) se tiene la máxima separación (d) para un nivel de potencia dado (D). En esencia en BPSK las señales son opuestas, también se puede apreciar en la figura el vector de ruido (V_N) el cual al combinarse con el vector señal (V_S) se desplazan α grados formando el vector (V_{SE}) si el desplazamiento de fase excede $\pm 90^\circ$ estarán dentro de la región de error. Para BPSK se requiere un vector de ruido con suficiente amplitud y fase para producir un desplazamiento mayor a $\pm 90^\circ$ y por lo tanto producir un error. Para sistemas PSK la formula general para el punto de umbral es

$$TP = \pm \pi/M \quad (4-25)$$

donde M es el número de estados de la señal.

La relación de fase entre señales para BPSK (es decir defasadas 180°) ocurre solamente cuando una señal es exactamente la negativa de la otra.

La señal de error para otros sistemas multifase PSK pueden ser comparados con BPSK simple y determinar la distancia relativa entre puntos en un diagrama de espacio-estado simple. Para PSK la formula general para la máxima distancia entre puntos viene dada por:

$$\text{sen } \theta = \text{sen } \frac{360^\circ}{2M} = \frac{d/2}{D} \quad (4-26)$$

donde:

- d= distancia de error
- M = número de fases
- D = amplitud máxima de la señal

reagrupando la ecuación y dejando en función de d tenemos:

$$d = \left(2 \text{sen } \frac{180^\circ}{M}\right) \times D \quad (4-27)$$

En la fig. 4.23(b) se muestra el diagrama espacio-estado para una señal QPSK de la figura y de la ecuación puede observarse que solamente pueden lograrse desplazamientos de $\pm 45^\circ$. Así mismo el máximo desplazamiento para 8-PSK y 16-PSK son $\pm 22.5^\circ$ y $\pm 11.25^\circ$ respectivamente.

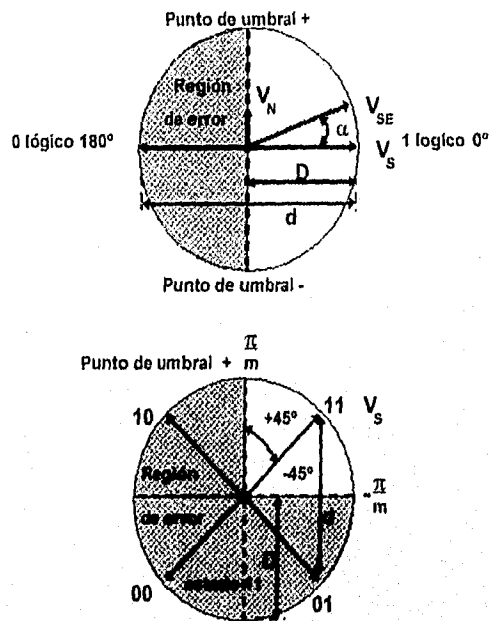


Fig. 4.23 Región de error . a).- BPSK , b).- QPSK

Consecuentemente para modulaciones superiores (es decir para valores mayores de M) la relación de energía por bit-densidad de ruido requerirá mayor energía para reducir los efectos de interferencia por los altos niveles de modulación y la reducida separación angular entre puntos así como también la reducción de la distancia de error. La expresión general para la probabilidad de error en un sistema PSK multifase es:

$$P(e) = \frac{1}{\log_2 M} \text{erf}(z) \quad (4-28)$$

donde:

erf = función de error

$$z = \text{sen} \frac{\pi}{M} \left(\sqrt{\log_2 M} \right) \left(\sqrt{E_b / N_0} \right) \quad (4-29)$$

Si se sustituye en la ecuación (4-28) puede observarse que para QPSK y BPSK se tiene el mismo error, esto es porque la reducción de 3 dB en la distancia de error para QPSK es absorbida por el decremento de 3 dB en el ancho de banda.

Así ambos sistemas suministran un óptimo rendimiento. En la fig. 4.24 se representa una gráfica de la tasa de error para sistemas de modulación multifase PSK 2,-4,-8,-16, y 32, en función de E_b / N_0 .

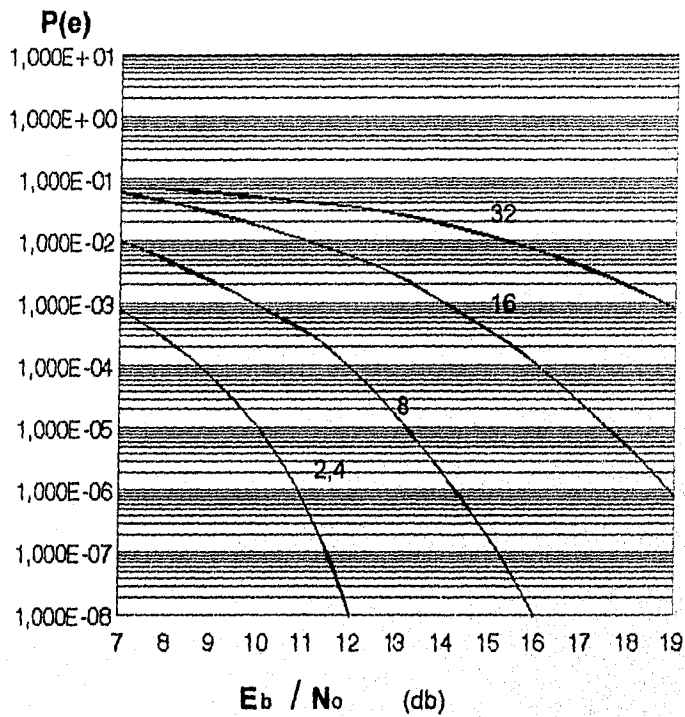


Fig. 3.24 Tasa de error para sistemas PSK

4.8.1.-RENDIMIENTO DE ERROR EN FSK.

La probabilidad de error para sistemas FSK es algunas veces evaluado de diferente manera que para PSK y QAM. Como existen solamente dos tipos de sistemas FSK no-coherente (asíncrono) y coherente (síncrono). En la primera la recepción y la transmisión no se encuentran en sincronía de fase y frecuencia y con FSK coherente la señal recibida está debidamente sincronizada con la señal transmitida. Por tanto para el primer caso se tendrá:

$$P(e) = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right) \quad (4-31)$$

y para el segundo (coherente):

$$P(e) = \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \quad (4-32)$$

CAPITULO 5

CALCULO DE ENLACE

I.- ECUACION DE ENLACE ASCENDENTE.

- 5.1.1.- RELACION DE PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO.
- 5.1.2.- PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE.
- 5.1.3.- PERDIDAS POR DISPERSION.
- 5.1.4.- POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA.
- 5.1.5.- RELACION SEÑAL A RUIDO.

II.- CALCULO DE UN ENLACE (PANAMA - LA HABANA).

- 5.2.1.- GANANCIA DE ANTENA.
- 5.2.2.- FIGURA DE MERITO.
- 5.2.3.- ANCHO DE BANDA.
- 5.2.4.- ANGULO DE ELEVACION.
- 5.2.5.- DISTANCIA AL SATELITE.
- 5.2.6.- PERDIDAS POR DISPERSION.
- 5.2.7.- RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO.
- 5.2.8.- PERDIDAS ATMOSFERICAS.
- 5.2.9.- RELACION PORTADORA A RUIDO.
- 5.2.10.- RELACION PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA.
- 5.2.11.- POTENCIA NOMINAL REQUERIDA POR PORTADORA.
- 5.2.12.- RELACION PORTADORA A RUIDO [DESCENDENTE].

III.- CALCULO PARA LA ESTACION TERRENA DE LA HABANA.

- 5.3.1.- DISTANCIA AL SATELITE.
- 5.3.2.- PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE.
- 5.3.3.- RELACION PORTADORA A RUIDO [DESCENDENTE].
- 5.3.4.- RELACION PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA.
- 5.3.5.- RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL.
- 5.3.6.- RELACION PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA.
- 5.3.7.- RELACION PORTADORA A RUIDO REQUERIDA.
- 5.3.8.- PORCENTAJE DE POTENCIA.
- 5.3.9.- FACTOR DE CALIDAD.
- 5.3.10.- CALCULO DE LA POTENCIA DEL HPA.

I.- ECUACION DE ENLACE ASCENDENTE.

La ecuación de enlace ascendente puede ser dada en dos formas, dependiendo de la información disponible. Si las características del receptor del satélite son dadas la ecuación [5-1] es más conveniente, si los parámetros de transmisión de la estación terrena son conocidos la ecuación [5-2] será la adecuada.

5.1.1.- RELACION DE PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO.

(Enlace Ascendente $[C/N_0]_{ASC}$) (dBHz)

$$[C/N_0]_{ASC} = DFS - G_{RX} - BOI + G/T_{SAT} - K - \mu \quad [5-1]$$

Donde:

DFS.- Densidad de Flujo de Saturación del Amplificador del satélite (dBw/m²).

G_{RX} .- Ganancia de Antena en Recepción (dB).

BOI.- (Back Off Input) Nivel de Protección de Entrada al amplificador del Satélite (dB).

G/T_{SAT} - Figura de Mérito del Satélite (dB/K).

K - Constante de Boltzman = -228.601 (dBw/K-Hz).

μ - Margen de Atenuación por Lluvia.

$$[C/N_0]_{ASC} = PIRE_{E/T} + G/T_{SAT} - L_s - k - \mu - L_A \quad [5-2]$$

Donde:

$PIRE_{E/T}$ - Potencia Isotrópica Radiada Efectiva De la Estación Terrena (dBw).

G/T_{SAT} - Figura de Mérito.

L_s - Pérdidas en el Espacio Libre.

L_A .- Pérdidas por Apuntamiento, Atmosféricas y Polarización.

La Figura de Mérito se calcula como:

$$G/T = G - T \text{ (dB/K)} \quad [5-3]$$

Donde:

G - Ganancia de Antena en recepción (dB).
T - Temperatura de ruido del receptor (dB-K).

Para antenas parabólicas tipo Cassegrain modificado, la ganancia de antena G se calcula:

$$G = 10 \log h[(\pi d/\lambda)]^2 \quad [5-3a]$$

Donde:

h.-Eficiencia de la antena (0.5 a 0.6 típico)
d.-Diametro de la antena (m)
 λ .-Longitud de onda c/f

La temperatura de ruido se expresa:

$$T = T_r + \left(\frac{l-1}{l}\right)T_g + \frac{T_{sky}}{a} + \left(\frac{a-1}{a}\right)T_{rain} + \frac{T_a}{l} \quad [5-3b]$$

Donde:

T_r - Temperatura de ruido de receptor y etapas siguientes (°K)

l - Factor de pérdida de guía de onda (°K).

T_g - Temperatura de guía de onda (°K).

T_{sky} .-Contribución de ruido de cielo (°K).

a - Factor de absorción por lluvia.

T_{rain} Temperatura de ruido por lluvia (°K).

T_a - Temperatura de antena

$$T_r = T_{LNA} + \sum_{m=2}^N \frac{T_m}{G_{m-1}} \quad [5-3c]$$

Donde:

T_{LNA} - Temperatura de ruido del receptor (LNA) (°K).
 T_m - Temperatura de ruido de las etapas subsiguientes (°K)
 g_{m-1} - Ganancia antes de la m-ésima etapa.

De las ecuaciones anteriores $u=1$, cuando se presentan condiciones de cielo despejado.

5.1.2.-PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE [L_s].

$$L_s = 20 \log\left(\frac{4\pi D}{\lambda}\right) \quad [5-4]$$

5.1.3.-PERDIDAS POR DISPERSION [L_p]

$$L_p = 10 \log(4\pi D^2) \quad [5-5]$$

Donde:

D - Distancia de la estación terrena al satélite.

La distancia D varía para un satélite geostacionario de 36000 a 41000 Km y viene dada por.

$$D = \sqrt{r_0^2 + R^2 - 2 \left[r_0 R \sin \left(E + \sin^{-1} \left(\frac{R}{r_0 \cos E} \right) \right) \right]} \quad [5-6]$$

Donde:

r_0 - Radio de orbita aprox. 42164.2 Km.

R - Radio de la Tierra aprox. 6378.155 Km.

E - Angulo de elevación está dado por:

$E = \Delta - \beta$

$$\Delta = \tan^{-1} \left[\frac{r_0 - R \alpha}{R \sin \beta} \right] \quad [5-6a]$$

$$\beta = \cos^{-1} \alpha \quad [5-6b]$$

$$\alpha = \cos \theta_1 \cos |\theta_s - \theta_L| \quad [5-6c]$$

Donde:

θ_1 = Latitud de estación terrena

θ_s = Longitud del satélite

θ_L = Longitud Estación terrena

5.1.4.-POTENCIA ISOTROPICA EFECTIVA RADIADA PIRE

$$PIRE = P_t - L_f + G_{tx} \text{ (dB)} \quad [5-7]$$

donde:

P_t - Potencia del Transmisor (dBw).

L_f - Perdidas por cables de alimentación, filtros (dB).

G_{tx} - Ganancia de antena en transmisión.

ó bien para una Estación Terrena:

$$PIRE_{ET} = DFS_{POR} + L_p. \quad [5-8]$$

$$DFS_{POR} = DFS_{SAT} - BOI + ATP + \left[10 \log \left(\frac{1}{N_{PORT}^0} \right) \right] \quad [5-8a]$$

Donde:

DFS_{PORT} - Densidad de Flujo de Saturación de Portadora (dB/m²)

BOI - (Back Off Input) Nivel de protección de entrada (dB)

ATP - Atenuador de Posición (dB).

N_{PORT}^0 - Número de Portadoras (dB).

L_p - Perdidas por Dispersión (dBm²).

5.1.5.-RELACION SEÑAL A RUIDO $[C/N]_{ASC}$:

$$\left[\frac{C}{N} \right] = \left[\frac{C}{N_0} \right]_{ASC} - 10 \log[BW] \quad [5-9]$$

Donde:

$$BW = (V_{Tx})(Rooll_{off})(Fact-Mod)$$

V_{Tx} - Velocidad de Transmisión.

Fact-Mod - Factor de Modulación.

$$V_{Tx} = V_{inf} / FEC \quad [5-9a]$$

II.-CALCULO DE UN ENLACE (PANAMA-LA HABANA)

PORTADORA DIGITAL PARA VOZ Y DATOS

DATOS DEL SATELITE:

SATELITE _____ SOLIDARIDAD
 LONGITUD _____ 109.2 °W
 BANDA DE OP _____ C
 FREC.ASC _____ 6.175 GHz
 FREC.DES _____ 3.950 GHz
 TRANSPONDER _____ N (36 MHz)
 BACK OFF INP _____ BOI= 9 dB
 BACK OFF OUT _____ BOO= 6 dB
 ATENUADOR/POSC _____ ATP= 4 dB

DATOS DE LA ESTACION TERRENA

	PANAMA	LA HABANA
LATITUD _____	8.58° N	23.08° N
LONGITUD _____	79.32°W	82.22° W
DIA.ANT _____	3.8 mts	2.4 mts
EFICIENCIA _____	0.6	0.6
TEMP.TOT/SIST _____	104.95°K	97.7°K

DATOS DE PORTADORA

VELOCIDAD _____ 64 Kbps
MODULACION _____ QPSK
ROOLLOFF _____ 14%
FEC _____ 1/2
Eb/No _____ 5.8
BER _____ 10E-7

MEMORIA DE CALCULO:

5.2.1.-GANANCIA DE ANTENA (Panamá)

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{6.175 \times 10^9} = 4.8583 \times 10^{-2}$$

$$G_{Tx} = 10 \log \left[0.6 \left(\frac{3.8\pi}{4.8583 \times 10^{-2}} \right)^2 \right] = 45.59 \text{ dB}$$

$$G_{Rx} = 10 \log \left[0.6 \left(\frac{3.8\pi}{7.5949 \times 10^{-2}} \right)^2 \right] = 41.71 \text{ dB}$$

Temperatura en [dB]

$$T = 10 \log [104.95^\circ \text{ K}] = 20.209 \text{ dB}^\circ \text{ K}$$

5.2.2.-FIGURA DE MERITO DE LA ESTACION TERRENA $[G/T]_{ET}$

$$\left[\frac{G}{T} \right] = G_{Rx} - T$$

$$\left[\frac{G}{T} \right] = 41.71 - 20.209 = 21.5 \text{ dB}^\circ \text{ K}$$

5.2.3.-ANCHO DE BANDA.

$$Bw_{Tx} = V_{Tx} [R_{OOLL} Off] [FM]$$

Donde:

$$V_{Tx} = \frac{V_{INF}}{FEC}$$

$$V_{Tx} = \frac{64}{0.5} = 128 KHz$$

FM = Factor de Modulación.

BPSK = 1

QPSK = 0.5

$$Bw_{Tx} = (128)(1.14)(0.5) = 72.96 KHz$$

Angulo de Azimuth

$$A = 180^\circ + A'$$

$$A' = \tan^{-1} \left[\frac{\tan(\theta_s - \theta_r)}{\text{sen } \theta_1} \right]$$

$$A' = \tan^{-1} \left[\frac{\tan(109.2^\circ - 79.32^\circ)}{\text{sen } 8.58^\circ} \right]$$

Por lo tanto : $A' = 75.444^\circ$

$$A_2 = 180^\circ + 75.444^\circ = 255.444^\circ$$

$$A_2 = 255^\circ 26'$$

5.2.4.-ANGULO DE ELEVACION E.

$$E = \Delta - \beta$$

$$\Delta = \tan^{-1} \left[\frac{r_0 - R\alpha}{R \text{sen } \beta} \right]$$

$$\alpha = \cos \theta_1 \cos |\theta_s - \theta_r| = 0.857367$$

$$\beta = \cos^{-1} \alpha = 30.97^\circ$$

$$E = \tan^{-1} \left[\frac{42164.2 - (6378.155)(0.857367)}{(6378.155)(0.5147057)} \right] - 30.97^\circ = 53.9178^\circ$$

$$E = 53^\circ 55' 4''$$

5.2.5.-DISTANCIA AL SATELITE.

$$D = \sqrt{r_0^2 + R^2 - 2 \left[r_0 R \sin \left(E + \sin^{-1} \left(\frac{R}{r_0 \cos E} \right) \right) \right]}$$

$$D = \sqrt{1.8185006 \times 10^9 - 5.0146243 \times 10^8} = 36291.021 \text{ Km}$$

5.2.6.-PERDIDAS POR DISPERSION.

$$L_p = 10 \log(4\pi D^2)$$

$$L_p = 10 \log[4\pi(36291.021 \times 10^3)^2] = 162.1880 \text{ dBm}^2$$

Perdidas en el espacio Libre

$$L_s = 20 \log \left[\frac{4\pi D}{\lambda} \right] = 199.45 \text{ dB}$$

5.2.7.-RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO $[C/N_0]_{ASC}$ (dBHz)

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{ASC} = PIRE_{E/T} + \left[\frac{G}{T} \right]_{SAT} - K - L_s - \mu - L_A$$

Donde:

$$PIRE_{E/T} = DFS_{PORT} + L_p$$

Además

$$DFS_{PORT} = DFS_{SATE} - BOI + ATP + \left(10 \log \left(\frac{1}{N^o_{PORT}} \right) \right)$$

ATP - ATENUADOR - DE - POSICION

$$DFS_{PORT} = -95.40 - 9 + 4 - 24.6239 = -125.023 \frac{dBW}{m^2}$$

$$PIRE_{E/T} = -125.023 + 162.188 = 37.165 dBW$$

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{ASC} = 37.165 + 3.4 + 228.601 - 199.45 - 0.9 = 68.8161 dBHz$$

m -Margen de atenuación por lluvia para banda C=0

5.2.8.-PERDIDAS ATMOSFERICAS

L_A -Atmosfericas+Apuntamiento+Polarización

$$L_{ATM} = 0.5 \text{ dB}$$

$$L_{APUNT} = 0.2 \text{ dB}$$

$$L_{POLZ} = 0.2 \text{ dB}$$

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{ASC} = 37.165 + 3.4 + 228.601 - 199.453 - 0.9 = 68.816 dBHz$$

5.2.9.-RELACION PORTADORA A RUIDO $\left[\frac{C}{N} \right]_{ASC}$ (dB)

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{ASC} = \left[\frac{C}{N} \right]_{ASC} - 10 \log[BW]$$

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{ASC} = 68.8121 - 10 \log(72.96 \times 10^3) = 20.18 dB$$

5.2.10.-RELACION PORTADORA A RUIDO $\left[\frac{C}{N} \right]_{ASC}$ DEL SISTEMA

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{ASC-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{N} \right)}{10} \right] + \log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{I} \right)}{10} \right] + \log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{X_{POL}} \right)}{10} \right] + \log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{X_{SATADY}} \right)}{10} \right]} \right]$$

$$\frac{C}{I} \text{.-Inter modulación} = 30dB.$$

$$\frac{C}{X_{POL}} \text{.-Polarización} = 27dB.$$

$$\frac{C}{X_{SATADY}} \text{.-Satélite - Adyacente} = 23.5dB$$

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{ASC-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{9.59 \times 10^{-3} + 1 \times 10^{-3} + 1.99 \times 10^{-3} + 4.466 \times 10^{-3}} \right] = 17.6812dB.$$

5.2.11.-POTENCIA NOMINAL REQUERIDA POR PORTADORA (dBw)

$$P_{NOM} = PIRE_{E/T} - G_{Tx} - L_A$$

$$P_{NOM} = 37.165 - 45.59 - 0.9 = -9.325(dBw)$$

$$P_{NOM} = \log^{-1} \left[\frac{-9.325}{10} \right] = 0.1168w$$

5.2.12.-RELACION PORTADORA A RUIDO DESCENDENTE $\left[\frac{C}{N_0} \right]_{DES}$

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{DES} = PIRE_{SAT} + \left[\frac{G}{T} \right]_{EIT} - K - L_s - \mu - L_A$$

Donde:

$$PIRE_{SAT} = PIRE_{SATU} - BOO + 10 \log \frac{1}{N^\circ PORT}$$

$$PIRE_{SATU} = 39.8 dBw - (caract - del - sat\acute{e}lite)$$

$$PIRE_{SAT} = 39.8 - 6 + (-24.62) = 9.176 dBw$$

ó también:

$$PIRE_{SAT} = DFS_{Tx} + ATP - BOI + L_p - PIRE_{EIT} + BOO - PIRE_{SATU} = 9.177 dBw$$

III.-CALCULOS PARA LA ESTACION TERRENA DE LA HABANA.

Angulo de Elevación Estación Terrena (La Habana)

$$E = \tan^{-1} \left[\frac{42164.2 - (6378.155)(0.8198346)}{(6378.155)(0.5726)} \right] - 34.93^\circ = 49.4229^\circ$$

5.3.1.-DISTANCIA AL SATELITE.

$$D = \sqrt{1.8185006 \times 10^9 - 4.786797067 \times 10^8} = 36603.564 Km$$

5.3.2.-PERDIDAS EN EL ESPACIO LIBRE.

$$L_s = 20 \log \left[\frac{4\pi(36603564)(3.950 \times 10^9)}{3 \times 10^8} \right] = 195.64 dB$$

Por lo tanto

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{DES} = 9.176 + 18.5 - (-228.601) - 195.64 - 1 = 59.637 \text{ dBHz}$$

5.3.3.-RELACION PORTADORA A RUIDO DESCENDENTE

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{DES} = \left[\frac{C}{N_0} \right]_{DES} - 10 \log(BW) = 59.637 - 10 \log(72.96 \times 10^3) = 11 \text{ dB}$$

5.3.4.-RELACION PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA $\left[\frac{C}{N} \right]_{DES-SIST}$

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{DES-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{N} \right)}{10} \right]} + \frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{I} \right)}{10} \right]} + \frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{X_{TPADY}} \right)}{10} \right]} + \frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{X_{SATADY}} \right)}{10} \right]} \right]$$

Donde:

$$\frac{C}{I} \text{ .- Inter mod ulación } = 18 \text{ dB.}$$

$$\frac{C}{X_{TPADY}} \text{ .- Transpoder }_{ADYACENTE} = 27 \text{ dB}$$

$$\frac{C}{X_{SATADY}} \text{ .- Satellite }_{ADYACENTE} = 16.36 \text{ dB}$$

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{DES-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{79.433 \times 10^{-3} + 18.849 \times 10^{-3} + 1.995 \times 10^{-3} + 23.078 \times 10^{-3}} \right] = 9.195$$

5.3.5.-RELACION PORTADORA A DENSIDAD DE RUIDO TOTAL

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{T-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{\frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{N_0} \right)}{10} \right]_{ASC}} + \frac{1}{\log^{-1} \left[\frac{\left(\frac{C}{N_0} \right)}{10} \right]_{DESC}}}} \right]$$

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{T-SIST} = 10 \log \left[\frac{1}{\frac{1}{\log^{-1}(6.8816)} + \frac{1}{\log^{-1}(5.9637)}} \right] = 59.1416dB$$

5.3.6.-RELACION PORTADORA A RUIDO DEL SISTEMA

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{T-SIST} = \left[\frac{C}{N_0} \right]_{T-SIST} - 10 \log(Bw)$$
$$\left[\frac{C}{N} \right]_{T-SIST} = 59.1416 - 10 \log(72.96 \times 10^3) = 10.51 dB$$

5.3.7.-RELACION PORTADORA A RUIDO REQUERIDA

$$\left[\frac{C}{N} \right]_{REQ} = \left[\frac{C}{N_0} \right]_{REQ} - 10 \log(Bw)$$
$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{REQ} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \log(Val_{Tx} + Over - Had)$$

Donde:

Over-Had.- Factor de Inicialización

Modulación BPSK=1

Modulación QPSK=2

Por lo tanto:

$$\left[\frac{C}{N_0} \right]_{REQ} = 5.8 + 10 \log(64 \times 10^3 + 2 \times 10^3) = 53.9954$$
$$\left[\frac{C}{N} \right]_{REQ} = 53.9954 - 10 \log(72.96 \times 10^3) = 5.36459 dB$$

5.3.8.-PORCENTAJE DE POTENCIA (%)

$$\% POT = \log^{-1} \left[\frac{PIRE_{SAT} - PIRE_{SATV} + BOO}{10} \right] \times 100$$
$$\% POT = \log^{-1} \left[\frac{9.176 - 39.8 + 6}{10} \right] \times 100 = 0.344\%$$

5.3.9.-FACTOR DE CALIDAD

$$FC = \left[\frac{C}{N} \right]_{T-SIST} - \left[\frac{C}{N} \right]_{REQ}$$

$$FC = 10.51 - 5.36 = 5.14$$

5.3.10.-CALCULO DE POTENCIA DEL HPA (dBw)

$$POT_{HPA} = PIRE_{E/T} - G_{Tx} + L_{HPA-ANT} + BOO$$

$$POT_{HPA} = 37.165 - 45.59 + 1 + 6 = -1.425dBw$$

$$POT_{HPA} = \log^{-1} \left[\frac{1.425}{10} \right] = 0.7202w.$$

APENDICE A

DOCUMENTACION TECNICA

INTRODUCCION

Este apendice contiene información importante concerniente a la documentación técnica del sistema TDMA, explicando en forma general las principales características de éste sistema. Así como información de un sistema domestico TDMA y dando un panorama general de sus principales características técnicas y funcionamiento.

A-I.-TDMA CONCEPTOS

Comparte el transponder del satélite con múltiples estaciones terrenas mediante ráfagas.

Las ráfagas no se traslapan.

Todas las estaciones operan con una misma frecuencia de portadora y en una sola fracción de tiempo.

Cada estación terrena TDMA temporalmente usa la información del búfer y periódicamente transmite hacia el satélite en partes pequeñas y altas velocidades.

A-1.1.- VENTAJAS

TDMA requiere sólo una portadora .

Múltiples portadoras son optativas.

El transponder puede ser operado en saturación, sin distorsión por intermodulación.

Por lo tanto no existen problemas por margenes de atenuación de entrada (IPBO) Input Power Backoff.

Uso mas eficiente del transponder.

No existe problemas entre bandas de guarda por múltiples frecuencias.

TDMA es mucho más flexible.

Puede reconfigurarse.

Presenta un software controlado.

A-1.2.- DESVENTAJAS

Tiempo crítico.

Todas las ráfagas llegan al satélite en orden y en un tiempo sin traslaparse.

TDMA tiempo de jerarquía.

Supertrama.

Ranura de tiempo.

Segmento 4 bit, simbolo de 2 bit.

A-1.3.- TDMA METODOS DE SINCRONIZACION

- Reloj controlado con un tiempo de referencia (Oscilador estable).
- Ráfaga de referencia (primaria y secundaria)

A-1.4.- ARREGLO DE RED

- TDMA puede sustentar todas las posibles configuraciones .
- Interconexión de red
- Red convencional (datos)
- Red principal (grupo de terminales remotas derivadas hacia una computadora central)
- Red de transmisión Simplex (de nodo central hacia nodos remotos).

A-1.5.- OPERACION NODAL INDEPENDIENTE

- Cada terminal TDMA individual e independientemente se sincroniza para una permanencia en la Red.
- No se requiere asistencia manual.
- Falla en el nodo (no afecta a otros nodos).
- La referencia primaria o secundaria automáticamente se activa (switchover).

A-1.6.- PARAMETROS DE RED

- TDMA es altamente flexible.
- El sistema puede ser cambiado o mejorado en operación.
- Cantidad variable de nodos (adición de nodos mediante la NCC).
- Conectividad internodal completa (construcción de mapas/conexión de circuitos) mediante la NCC.
- Canales individuales en GIBS pueden conectarse para diferentes nodos.
- DSIS/CEPT para voz.
- SPSD/DLM para datos.
- DUALIDAD DE CANAL para datos.
- VFDAMA.

A-1.7.- SELECCION DE VELOCIDAD DE RAFAGA

- Software moderno.
- Reemplazo de varios modems.
- Cambio del reloj dividiendo la tasa de la cadena.

A-1.8.- ARQUITECTURA DE TRAMA Y SUPERTRAMA

Las primeras 2 tramas o supertramas son primero para la ráfaga de referencia. La estructura de la supertrama estándar consta de 17 tramas (opcional a 31 tramas).

N+ 1 Ref /CSC ranura usada para TDMA respaldo loop de prueba de funcionamiento de satélite.

El tiempo de la supertrama es de 30 a 300 ms.

N ; N+1 nodo, tramas en supertramas.

En la estructura de la trama, CSC/Ref es la primer ráfaga de la trama seguida de las ráfagas de servicio al usuario.

El tiempo de la trama estándar es de:

15 ms. para la norma americana.

10 ms. para la norma europea.

Largas tramas son más eficientes porque requieren más RAM.

A-1.9.- ARQUITECTURA DE LA RAFAGA

TDMA usa 3 tipos principales de ráfaga.

a) Ref/ CSC . Trama primaria y control de contenidos de la red y DAMA (información de señalización).

b) NBC (canal de la red) lleva los mapas (BTPs) de la NCC hacia la red.

c) La ráfaga de servicio al usuario lleva información de voz y datos.

Cada ráfaga contiene:

BTCR Bit de tiempo de recuperación. (32 bit's).

BTCR es una serie de unos y ceros que definen la transición para un rápido tiempo de recuperación y de operación de los demoduladores en la recepción. .

A-1.10.- LA PALABRA UNICA

Define la localización física de la información dentro de cada ráfaga.

Define la inicialización de cada supertrama.

Define la ráfaga de referencia de todas las otras señalizaciones comunes (CSC) y las ráfagas de servicio del usuario local.

A-1.11.- INFORMACION

Inicia inmediatamente después de la palabra única

REF/CSC ráfagas contienen 256 bits de información

La información contenida en la ráfaga REF/CSC es usada para coordinar la operación de la red TDMA.

La ráfaga de servicio al usuario puede contener VOZ, DATOS, CORREO ELECTRONICO, FACSIMILE, O INFORMACION DE VIDEO.

A-1.12.- PREÁMBULO

Secuencia de unos y ceros define la transmisión para el demodulador.

Define en donde los bits de información serán localizados dentro de la ráfaga.

Distingue la ráfaga de referencia.
35 bits para CSC & información.

A-1.13.-INFORMACIÓN

Inicia inmediatamente después del preámbulo.
36 bytes (4 - paridad) para CSC.
16 bytes para NBC.

Servicio al usuario, la longitud depende del lapso de servicio y el número total de canales.

A-1.14.-TIEMPO DE GUARDA.

Compensa las diferencias en la frecuencia de reloj y el efecto Doppler.
8 bytes.
Fin (fail).
8 bytes.

A-1.15.-POSICIÓN DE LA RÁFAGA.

La posición relativa de cada ráfaga de información es especificada en términos de número de bytes después de REF/CSC el cuál adelanta a la trama.

NCC constituye BTP y enlaces de la red.

La terminal de referencia seleccionada es la estación de referencia primaria tiene que franquear el bit inicio en CSC.

La referencia/ CSC contiene un doble preámbulo. Todas las estaciones lo usan para identificar la estación de referencia primaria.

A-2.- CANAL DE SEÑALIZACIÓN COMÚN (CSC).

A-2.1.- APACIDAD DE SEÑALIZACIÓN

256 Bits de señalización internodal, 32 de los cuales son CRC (Cyclic redundancy check).

TDMA terminal de control .

Adquisición automática.

Sincronización automática.

Loop de prueba de respaldo en el satélite.

Manejo de llamadas DAMA.

Llama establece y libera.

Llamada ocupado/rdile tabla de mantenimiento.

Llamada activa de monitoreo.

Llamada operativa de monitoreo.

A-2.2.-CANAL DE ENVÍO DE RED (NBC)

NCC envía mensajes, mapas (BTP's) hacia la red vía NBC.
Formatea mensajes 8/16 bytes.
Siguiendo al CSC en la trama.
BTP's o mapas pueden ser cambiados sin interrumpir el servicio.
BTP's ejecutan un evento significativo (SET).
Expresándolo en términos de trama TDMA.

A-2.3.-PRUEBAS Y DIAGNÓSTICOS Y SWITCHOVER

Parte del equipo común de TDMA puede ser operado con equipo no redundante o redundante.

Se activa automáticamente cuando se detecta una falla.

Se activa manualmente desde la consola o NCC.

Detección de falla automática.

Detección de falla en línea.

Fallas incluyendo pérdida de Tx/RX de trama de sincronización, control de error de paridad, error de modem.

Diagnósticos.

A-2.4.-INTERFAZ DE USUARIO

GIB USUARIO.

Máximo de 25 (CT - 2100 TDMA).

Máximo de 31 (CT - 2000 TDMA).

Tipos.

Voz.

Video.

Datos.

GIB CANALES.

Máximo de 64/Gib.

2400 bps hasta 10 mbps.

A-2.5.-TIEMPO DE EVENTOS SIGNIFICATIVOS (SET)

Permite un cambio dinámico de BTP.

Permite un cambio en el plan de configuración de la red.

Sin interrupción del servicio.

No afecta a los circuitos permanece en servicio.

Expresado en términos de la supertrama de TDMA.

La estación de referencia periódicamente transmite una supertrama.

A-2.6.-RECEPCIÓN DE LA TRAMA (PROCESO DE INFORMACION DELA SUPERTRAMA)

Localiza la ráfaga de la referencia primaria

Sincroniza la trama de recepción de la ráfaga de referencia primaria.

Fija el Estado de sincronización

Después de la captura la terminal TDMA puede;

Monitorear el tiempo relacionado con el resto de la red. (especialmente la estación de referencia primaria)

Corrige algún tiempo derivado, causado por pequeñas diferencias de reloj en los cambios de viaje de ida y vuelta.

El proceso de cobertura de monitoreo y corrección de las diferencias de tiempo es llamado fijación del estado de sincronización.

A-2.7.-TIEMPO MAESTRO DE LA ESTACIÓN DE REFERENCIA TDMA

Si la estación de referencia primaria falla, la estación de referencia secundaria automáticamente asumirá el rol de la referencia primaria.

Todas las otras estaciones (no-referencia) en la red son informadas del cambio de referencia cuando la nueva estación de referencia marca el bit en la ráfaga del CSC.

Todas las estaciones en la red son monitoreadas por la ráfaga de CSC transmitida por la estación de referencia primaria y se usa esta ráfaga como un tiempo de referencia maestro.

Debido a la escasa diferencia en que oscilan las frecuencias entre los nodos en la red, cada terminal TDMA recibe y transmite correcciones para mantener la sincronización con la estación de referencia.

A-3.-COMPONENTES DE UN SISTEMA DOMESTICO

A3.1.-TERMINAL TDMA

A).- TDMA Equipo Común

Modem de ráfagas

Modem de Interface

Controlador TDMA

Consola operadora local

B).- Tarjeta de Interface de Grupo (GIBs)

Sistema de Monitoreo y Control (M&C)

Controlador

C).- Sistema de Unidad de Interface (SIU)

Centro de Control de Red (NCC)

A-3.2.-RÁFAGA DE MODEM QPSK 15-60 Mb/s

Propósito del Modem.
Modulación y Demodulación de la información digital en una portadora de FI a 70 Mhz.

Organización Física
Tarjeta de Modem Lógico
Tarjeta moduladora
Tarjeta receptora FI
Tarjeta demoduladora

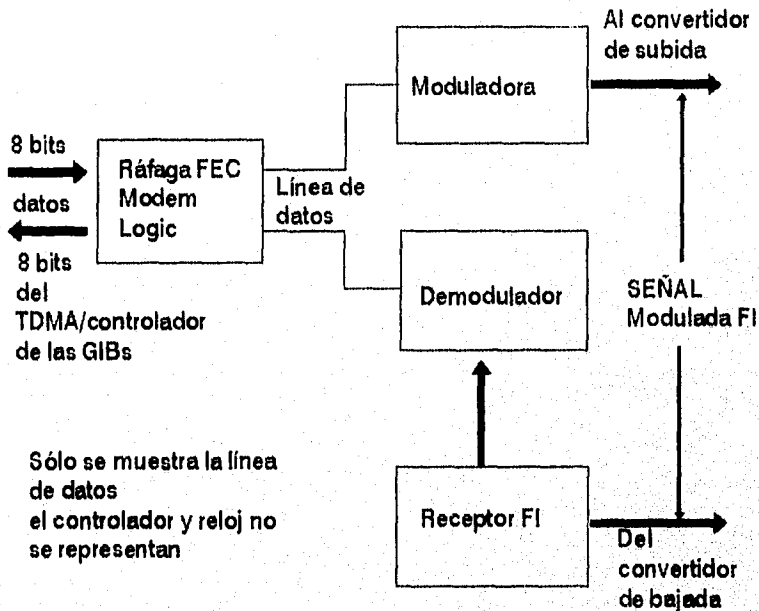


Fig. A-1 RAFAGA DE MODEM.

A-3.3.-CIRCUITOS EN LA TARJETA MODEM LOGIC

(FEC) Corrección de error en adelanto
Scrambler/Descramble - mezclador
Generador de preámbulo
Detector de palabra única

Diferencial/Decoder
Interface Digital Encryption
Rizo de prueba digital.

A-3.3.1.-FEC

Quando un FEC en un multiplexor 2:1 en el lado de la transmisión es usado para insertar 4 bits de paridad del FEC. Encoder para cada bloque (20 bits) o bloque parcial de datos. En la parte de la recepción los errores son corregidos en el bloque de datos emergente de la memoria.

A-3.3.2.-GENERADOR DE PREÁMBULO

La secuencia de unos y ceros define la transición para el demodulador.
Define donde los bits de información serán localizados dentro de la ráfaga.
Diferencia las ráfagas de referencia.
76 Símbolos para la ráfaga CSC.
44 Símbolos para la ráfaga de información.

A-3.3.3.-SCRAMBLER/DESCRAMBLER

8 Bits paralelos tomados de un generador de secuencia pseudoaleatoria de 215 - 1 = 32767

La secuencia pseudoaleatoria de 32767 bits, un segundo módulo adicionado a los datos (excepto al preámbulo) para remover las líneas espectrales en la transmisión de FI (esto previene altos picos de energía en una sola frecuencia cuando no hay datos o estos son constantes en la transmisión).

La adición de la secuencia pseudoaleatoria en el ingreso de datos es necesaria para:

Corrección del reloj y recuperación de la portadora en el demodulador.
El scrambler/descrambler ambos son circuitos idénticos.
Diferencial Encoding/Decoding.

El propósito es resolver la ambigüedad de fase en la portadora introducida por el demodulador.

La ambigüedad de fase es introducida por el demodulador a causa de:

El circuito de recuperación de portadora multiplica la modulación de FI (70 Mhz) por cuatro para remover la fase de la modulación.

El resultado es una señal filtrada de 280 Mhz dividida por cuatro para obtener la portadora de 70 Mhz.

La división puede iniciar en cuatro posibles fases.

Cambio de registro de paralelo a serie

Convierte los datos paralelos del encoder diferencial en datos seriales registrándolos en la tarjeta moduladora.

La salida convertida de paralelo a serial es dividida en dos partes.

Una suministra los símbolos al modulador.

La segunda es una entrada de 2:1 al multiplexor que controla al modo de operación:

Normal

Prueba digital de loop

Prueba digital de satélite

Prueba de loop de FI

Cambio de registro serie a paralelo

La recuperación de los símbolos de la tarjeta demoduladora es cargada dentro del cambio de registro serie a paralelo.

El byte de datos paralelos es cerrado

A-3.3.4.-DETECTOR DE PALABRA UNICA

Palabra única =16

El propósito principal es el de definir la localización de la primera información de símbolos en la ráfaga.

Se usa para distinguir la ráfaga de referencia de todas las otras ráfagas para marcar el inicio de una nueva supertrama.

Alineamiento de datos recibidos

Siguiendo al detector de palabra única los datos deben de ser reajustados una vez más con el reloj para suministrar o fijar la relación con el pulso de la palabra única.

Un CPU 6801 suministra un contador de error para la consola NCC y determinar el promedio de errores en servicio bajo condiciones de altos promedios de error.

El CPU 6801 coloca al oscilador de 120 Mhz dentro de un rango normal donde la corrección de la sincronización de la trama puede ser mantenida.

A-4.-TARJETA MODULADORA 15- 60 Mb/s

Transforma los datos P y Q de la secuencia recibida de la tarjeta modem logic, en una modulación de fase de 70 Mhz de portadora

Un oscilador de cristal genera la portadora de referencia de 70 Mhz requerida para la operación de la modulación QPSK.

Un switch electrónico controla la portadora de RF y un estado de off que permite la transmisión de la ráfaga.

Nivel de control de salida nominal para la señal amplificada QPSK

La señal de salida del modulador QPSK es filtrada en un pasabanda (BPF) para suprimir los sobre productos de la modulación.

Un monitoreo continuo de la transmisión asegura que, si la duración de la portadora excede la longitud de la trama la estación transmisora se detendrá.

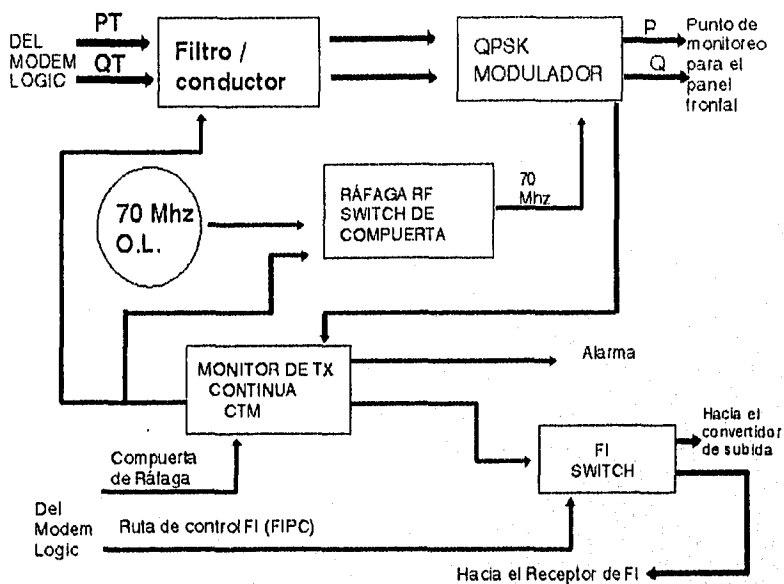


Fig. A-2 TARJETA MODULADORA.

A-5.-TARJETA DE RECEPCIÓN DE FI

Se compone de 2 circuitos principales:

a) Filtro amplificador de FI (5 estados).

Suministra la ganancia y garantiza un buen acoplamiento para controlar el voltaje del amplificador.

Descrimina las salidas de algunas señales de banda así como la interferencia de canales adyacentes.

Suministra una potencia elevada así como una alta ganancia reduciendo la intermodulación.

b) Circuito AGC

Amplifica la señal de QPSK hasta el nivel requerido por los circuitos en el demodulador.

Mantiene los picos de salida constantes sobre un nivel de entrada específicos para el demodulador (-17 -29 dBm).

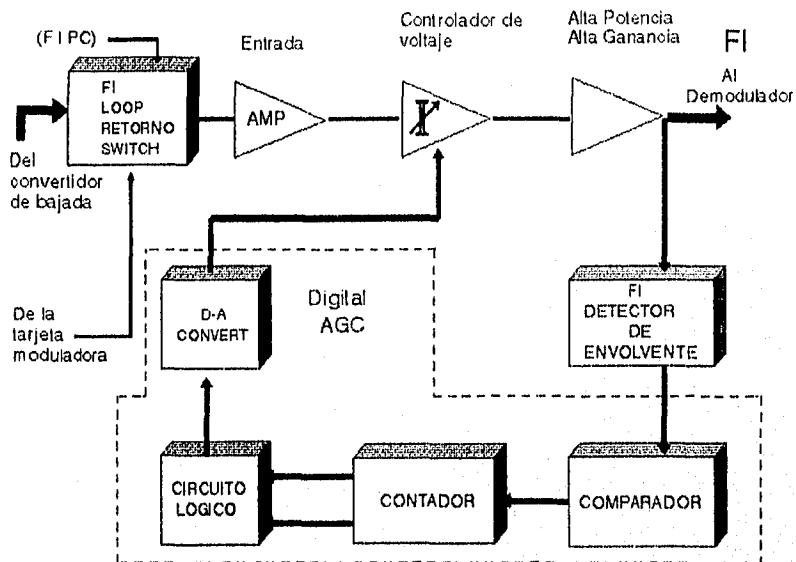


Fig. A-3 CIRCUITO -AGC

A-6.-TARJETA DEMODULADORA - QPSK RÁFAGA DE MODEM

Recupera los datos y la información de reloj contenida en la señal recibida en QPSK.

A-6.1.-FUNCION DE CIRCUITOS PRINCIPALES

Un demodulador coherente transforma la señal de FI (70 Mhz) modulada en fase dentro de la señal P y Q en dos flujos de datos.

P y Q son señales independientes que son alimentadas por un filtro paso bajas que maximiza la relación señal a ruido.

El regenerador reconstruye la forma de onda digital de las señales P y Q a una forma de onda analógica.

El circuito de recuperación de portadora (CR) captura la señal recibida QPSK para obtener una portadora no modulada que es subsecuentemente usada como demodulador coherente de la señal QPSK en banda base P y Q.

La portadora recuperada debe ser capaz de rastrear, en frecuencia y fase a la señal QPSK entrante, resultando una demodulación coherente.

La recuperación de tiempo de símbolo (STR), extrae el reloj de velocidad del símbolo de 30-200 Mhz (velocidad de la ráfaga de 60416 Mb/s) de la señal QPSK.

La señal QPSK entrante contiene información utilizable no directamente en la frecuencia de velocidad del símbolo, y una operación no lineal es ejecutada en la señal QPSK.

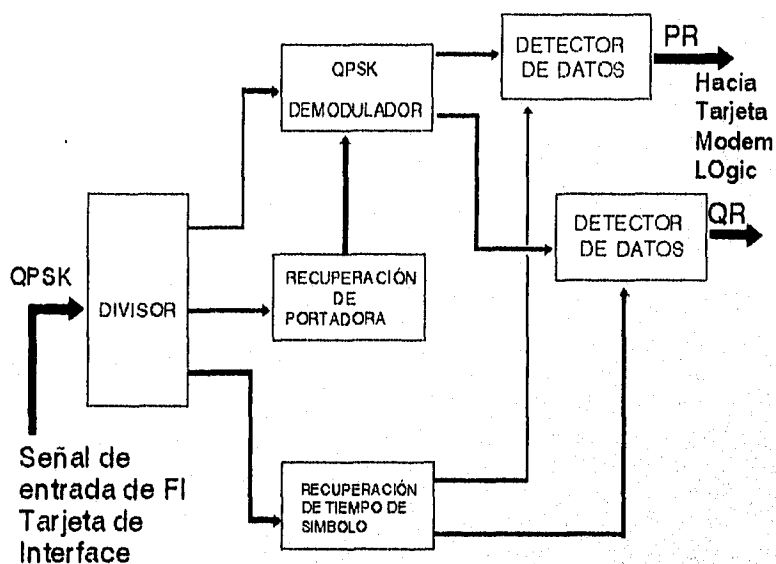


Fig. A-4 TARJETA DEMODULADORA

A-6.2.-(FEC) CORRECCIÓN DE ERROR EN ADELANTO

Se encuentra adicionada a la tarjeta del Modem Logic.

Permite a la terminal TDMA, codificar ráfagas seleccionadas antes de la transmisión de las ráfagas.

La terminal TDMA recibiendo las ráfagas puede detectar errores y corregirlos.

Usa el código (BCH) Bose-Chaudhuri-Hocquenghem.

Un código de bloques (BCH 127,112).

La expresión 127,112 significa que cada palabra de código de 127 bits, contiene 112 bits de información y 15 bits de paridad.

Pueden detectarse y corregirse hasta 2 bits por bloque.

TDMA terminal transmite 2 palabras de código en un bloque de 254 bits, 224 bits de información.

A-6.2.1.-FUNCIONES DE LA TARJETA (FEC)

- Codificar.
- Decodificar.
- Acumulador de errores contados.
- Circuito de control y de tiempo de recuperación.

A-6.2.2.-CODIFICADOR FEC

Genera los bits de paridad que serán transmitidos con cada bloque de información.

Un bloque siempre tiene cuatro bits de paridad así tenga 1 ó 28 bits de información.

A-6.2.3.-DECODIFICADOR FEC

Decodifica el block codificado para generar un síndrome.

Síndrome : Un patrón de bits el cual habilita el decodificador para identificar a aquellos bits en error.

Actúa en forma simple y doble en la corrección de error.

Contabiliza el número de errores corregidos en la ráfaga .

Al finalizar cada palabra , la respuesta es la siguiente.

Nº bits corregidos : Nº cambio

Un bits corregidos : Incremento

Dos bits corregidos : Incremento por dos

Triple detección de error : Cargar todos unos

Flujo cubierto de contador : Cargar todos unos

A-6.3.-CIRCUITO DE CONTROL DE TIEMPO

Los datos pueden ser formateados en bloques de 224 bits (28 bytes) con espacios de 32 bits (4 bytes) para permitir la paridad de bits.

La ráfaga de tiempo se incrementa por un factor de 8/7 sobre ráfagas no codificadas .

Control para codificación incluye la transmisión de un byte de reloj y una señal de compuerta codificada.

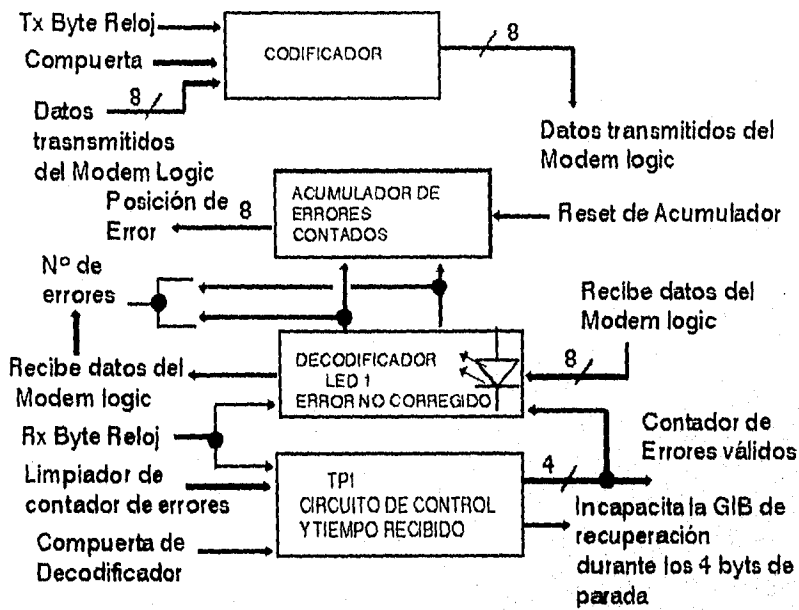


Fig. A-5 CIRCUITO DE CONTROL Y TIEMPO.

A-6.4.-TDMA LOOP/LOOP BACK (Pruebas)

Funciones de Diagnostico :

- Pruebas en loop a FI.
- Pruebas en loop back a FI.
- Pruebas en loop al satélite.

Nota : El controlador TDMA CSC construido especialmente solo para transmitir una trama para pruebas.

Las pruebas de loop en FI y satélite actúan automáticamente cuando el TDMA está deshabilitado o reseteado.

La prueba de loop de satélite actúa automáticamente en intervalos periódicos para verificar la integración del equipo común de respaldo.

A-6.4.1.-LOOP DE PRUEBAS

Prueba en loop de Diagnostico digital.

Verifica que la circuiteria digital en la tarjeta controladora y en la tarjeta del modem logic estén funcionando correctamente.

Loop de prueba para diagnóstico de FI.

Verifica que la circuitería de las tarjetas controladoras y de modem (analógico y digital) así como la tarjeta del modem logic (modulador y demodulador) de FI estén funcionando correctamente.

Loop de prueba en el equipo de respaldo del satélite.

El equipo de respaldo TDMA puede actuar este loop de prueba dentro de su operación normal sin interrupción.

Esta prueba se realiza usando la ranura del CSC en la trama N + 1 actuando una vez cada 64 supertramas.

Verifica que el respaldo TDMA este listo para entrar en servicio.

A-6.4.2.-LOOP BACK SATELITE EN BTP

El operador de NCC dentro del proceso de construcción del mapa puede realizar un loop back a un canal y alguna estación terrena.

Permite pruebas de BER.

Métodos de inicialización de loop back.

NCC específica/remoto loop back vía CSC.

Usando una terminal de datos sostenida con un loop local o remoto usando una interfase RS-449.

Operador/técnico actúa local /remoto loop back switch en el borde frontal de la Gib/Dlm.

A-6.4.3.-GIB/DLM TARJETA CANAL DE LOOP BACK

Loop back local.

Loops back el flujo de datos entran y salen por el mismo canal sin transmisión hacia el satélite.

GIB puede ser probada sin estar definida en la BTP o Loop back remoto.

La operación varía dependiendo del tipo de circuito que se este probando.

Tipos de Gib's de datos (HSSD, LSSD, MSSD O VDR). La tarjeta seleccionada envía un mensaje de control hacia la terminal remota del circuito de datos, direccionando a la terminal remota para que el loop del flujo de datos regrese hacia la estación emisora.

Gib's (DSIS, CEPT) solo actúa agregando loop back de todos los canales.

A-7.-CONSOLA OPERADORA LOCAL (LOC).

Funciones Primarias:

Sirve como interface entre el operador y ambas terminales de TDMA y sistema de monitoreo y control.

Para los mensajes entre la NCC y el nodo, casi todos los mensajes de la NCC hacia el nodo son dirigidos para la LOC y esta los releva hacia los subsistemas TDMA, M&C & GIB's.

Actividades realizadas por la LOC.

Despliegue del estatus de TDMA, M&C y subsistemas.
Despliegue del estado de todos los puntos de M&C.
Presentación y diagnóstico del Loop back del TDMA.
Configuración y control del nodo.
Presentación de los parámetros geográficos del satélite y de la estación terrena, tales como longitud, latitud y altitud.

A-8.-EQUIPO DE INTERFACE TERRESTRE (TIE).

Incluye todo el equipamiento de líneas de TDMA y el equipo común de la red terrestre.

- Chasis de las tarjetas de Interface.
- Fuentes de poder.
- Tarjeta de Interface GIB 's.
- Chasis posterior para GIB 's.

A-8.1.-BUS EN EL SISTEMA TDMA.

- Bus de tráfico.
- Manejo de tráfico entre modem digital y las tarjetas Gib's.
- Transfiere y controla el flujo de datos entre TDMA y la tarjeta de modem.
- Red buscadora de Gib (GSN).
- Transfiere la información entre las Gib's, modem digital, el Ct-5000 Des y la tarjeta controladora TDMA.
- GSN es un bus multipunto Rs-423.
- GSN es completamente redundante.

A-8.2.-COMUNICACIÓN LOC - GIB.

- Usa la GSN.
- La NCC se comunica indirectamente con las Gib's (a excepción de la NCC Gib).
- NCC envía el estado de la Gib requerido o el control de mensajes hacia la Loc de la estación local.
- Los mensajes intercambiados por la Loc y las Gib's usan el formato CSC.

A-8.3.-COMUNICACIÓN DE LOOP BACK.

El sistema TDMA suministra las facilidades de loop back para aislar la falla.

- Cada Gib actúa en loop back remoto o local.
- Cada canal de un multipuerto Gib puede ser loopeado en forma independiente.
- Loop back local.- El flujo de entrada de datos (de una red terrestre) es ruteada de regreso por el camino fuera de transmisión de cobertura del satélite.
- Loop back remoto.- El flujo de datos de otra estación es loop back en la Gib antes de ir fuera hacia la red terrestre y regresada por el camino de estación.

A-9.-TARJETA DE INTERFAZ DE GRUPO (GIB s).

A-9.1.-DE CONTROL DE RED (CENTRO NCC - GIB).

Características.

Comunicación con la red usando canales de señalización en la estructura de la trama de TDMA.

Red simple de NCC.

Terminales múltiple usuario.

DDD. Dial - up líneas de respaldo.

A-9.2.-CENTRO DE CONTROL DE RED NCC .

Capacidad Funcional.

1.- Control de Red.

Cobertura manual desde el nodo de referencia.

2.- Procedimiento de cambio de Estado/Alarma.

Marca el tiempo del estado de la alarma del mensaje en la red.

Suministra la activación de la alarma y su archivo alerta al operador de nuevas alarmas.

Archivo de Alarma .

Especifica al subsistema por nodo.

Todos los subsistemas por nodos.

Especifica los subsistemas a todos los nodos.

Todos los subsistemas todos los nodos.

A-9.3.- (NCC GIB)

Suministra la interfaz entre el CT - 350 NCC y el sistema de equipo TDMA.

Suministra la entrada para el CT - 350 NCC hacia toda la red del sistema completo.

La conexión entre la NCC y la Gib es mediante la interfaz RS- 232 - C operando a una velocidad de 9.6 Kb/s.

Una interfaz opcional es la IEEE - 488 adaptada al bus (GPIB/HPIB).

Sólo la NCC y la Gib son permitidas en la NCC y la interfaz Gib.

A-9.4.-NCC GIB HARDWARE

Consiste en tres secciones principales.

Unidad de control de procesamiento.

TDMA interfaz.

Red de búsqueda de Gib (GSN).

A-9.4.1.-GIB CARACTERÍSTICAS Y ESPECIFICACIONES

TDMA interface
DMA Interface.
TDMA terminal : CT - 2000/2100
Tiempo de trama : 10 - 15 ms.
Velocidad de ráfaga de bit : 3 - 60 Mb/s.
Interface del usuario.
Puerto : Uno.
Velocidad de datos : 9.6 Kb/s.
Interface eléctrica : RS - 232-C (estándar), HIPIB (opcional).

A-9.5.-CEPT GIB

Elementos de una Gib.
TDMA bus de interface.
Red buscadora de Gib.
Memoria de compresión y expansión.
Interface de usuario.
Detección automática de falla.
Características.

Todas las Gib's usan un first - in ; first - out (FIFO) memoria temporal para tope de datos.

Todas las Gib's contienen una cierta inteligencia que es suministrada por un microprocesador en la Gib.

La operación DAMA requiere una INTELIGENCIA adicional.

Permite la comunicación de la Loc hacia la Gib.

Capacidad para prueba en loop back.

CEPT .- Conferencia Europea de Administración Postal y Telecomunicaciones.

Suministra la interface entre la terminal CT - 2000/2100 y la troncal de multiplexaje de 2048 Kb/s. Conforme la recomendación G. 732.

Cada trama CEPT contiene 32 ranuras de tiempo en cada 8 bits.

La ranura de tiempo 0 (TS0) lleva la trama de sincronía.

La ranura de tiempo 16 (TS16) lleva el canal de señalización.

Una CEPT multitrama comprende 16 tramas CEPT 's .

GIB puede rutear datos y señalización de algún canal hacia otro canal en otra CEPT GIB en algún otro nodo.

Cada canal CEPT puede operar cualquier demanda pre-asignada ó asignada.

A-9.6.-CEPT DAMA PROCESADOR (CDP).

Propósito:

Suministra las capacidades DAMA para el CEPT GIB.

Incluye un tono receptor de multifrecuencia (MFTR).

Monitorea la transmisión de datos PCM (de la parte terrestre hacia el satélite), datos señalizados, y tonos de dial.

Establece y finaliza la llamadavia canal de demanda asignada

CONCLUSIONES:

La extensa variedad de las técnicas de acceso múltiple suministran gran flexibilidad en redes de satélites. La tabla 2.1 compara las características de los sistemas de acceso múltiple descritos en este capítulo. Esos sistemas suministran sus transmisiones analógico y digitales en modo de ráfagas continuas. El rango de capacidades del ancho de banda de un transponder es de 14 a 28 canales por megahertz. Adicionalmente las capacidades pueden ser acomodadas directamente al proceso del uso de la señal. Por ejemplo la interpolación digital de la voz cuando la aplicamos con TDMA, puede ser resultado del aprovechamiento de las capacidades de 56 canales por megahertz del ancho de banda de un transponder.

Tomándolo como grupo, esos sistemas de acceso múltiple suministran muchas opciones para el diseño de los sistemas, y cada técnica parece aplicarse mejor para un tipo de red en particular. Por ejemplo, las técnicas SCPC opera mejor en redes que consisten de un número grande de usuarios, cada uno con una densidad relativa de tráfico pequeña. Los sistemas SCPC suministran acceso múltiple a los canales individuales, por eso suministrándole a los usuarios las ventajas del acceso múltiple, aunque el usuario pueda no tener la densidad de tráfico necesaria para soportar mas acercamientos complejos. MCPC, analógico o digital, opera muy eficientemente en muchas aplicaciones de enlaces punto a punto con un par (uno o dos) de anchos de bandas, ocupando la portadora el ancho de banda del transponder. Esto, por supuesto, limita la capacidad del acceso múltiple, pero no suministra un gran número de canales por transponder. Como incrementamos el número de portadoras en el sistema, el acceso múltiple viene castigado y la capacidad del sistema es correspondientemente reducida. TDMA en la otra banda, suministra un buen compromiso para esas redes con un número intermedio de estaciones (entre 15 o 20) y tráfico moderado en cada estación. Esto suministra gran interconectividad y capacidades en las redes para esos sistemas. La aplicación de los sistemas TDMA está creciendo mucho más rápidamente que las otras técnicas usadas en satélites de comunicaciones modernas.

Como puede apreciarse, la capacidad de SCPC es insensible al número de usuarios de la red. Es por lo tanto la más adecuada para redes formadas por un gran número de usuarios de capacidad baja.

MCPC por su lado tiene un adecuado comportamiento cuando el número de estaciones es reducido y cuenta con una gran capacidad.

TDMA proporciona una capacidad adecuada a medida que la longitud de la trama, como función del número de accesos, es lo suficientemente larga para proporcionar una alta eficiencia de trama. Como puede notarse, con tiempos de trama relativamente bajos, la capacidad de TDMA se degrada con el número de accesos debido a la disminución de capacidad ocasionada por el overhead asociado con cada nueva ráfaga adicionada al sistema. Sin embargo, para tiempos de guarda grandes, la curva de capacidad TDMA es practicamente plana y es relativamente insensible al número de usuarios.

CARACTERÍSTICAS	FDMA/SCPC	FDMA/MCPC	TDMA	CDMA
-----------------	-----------	-----------	------	------

TRANSMISIÓN	ANALÓGICA DIGITAL	ANALÓGICA DIGITAL	DIGITAL	DIGITAL
MULTIPLEXAJE	NINGUNO	FDM ó TDM	TDM	TDM
MODULACIÓN	FM ó PSK (activado/voz)	FM ó PSK	PSK alta velocidad	AM ó PSK
PORTADORA (ancho de banda)	0.7 x tasa de bit	Depende del plan de frecuencias	Transponder completo	Transponder completo
Capacidad por MHZ del ancho de banda del Transponder	22 canales/MHZ voz solamente	16 a 25 MHZ	28 canales/MHZ	
APLICACIONES	Estaciones de tráfico bajo	Enlaces punto a punto	Tráfico moderado	Insensible a interferencia

Tabla 2.1 CARACTERÍSTICAS DE LOS TIPOS DE ACCESO MÚLTIPLE

BIBLIOGRAFÍA

- 1.- V CURSO INTERNACIONAL DE CAPACITACIÓN EN ING. DE TRANSMISIÓN DIGITAL.- ESCUELA NACIONAL DE TELECOMUNICACIONES (ENTEL).
- 2.- MANUAL CT200/2100 SYSTEM TIE.- SPAR.
- 3.- MANUAL CT-1000 M&C SYSTEM O&M.- SPAR.
- 4.- MODULATION, NOISE, AND SPECTRAL ANALYSIS. Mc GRAW HILL, NEW YORK 1965. PANTER P.F.
- 5.- TIME - DIVISION MULTIPLE - ACCESS SYSTEM (TDMA).- DR. S. JOSEPH CAMPANELLA. DR. DANIEL SCHAEFER.
- 6.- SATELITES DE COMUNICACION.- RODOLFO NERI VELA.
- 7.- INTRODUCCION A LA TELEINFORMATICA.- EDUARDO ALCALDE - JESUS GARCIA TOMÁS.
- 8.- DIGITAL SATELLITE COMMUNICATIONS.- TRI T. HA.
- 9.- RECEPCIÓN DE T.V. VIA SATELITE.- MANUAL DEL PROFESIONAL (TAGRA).
- 10.- COMUNICACIÓN DIGITAL POR SATELITE.- SERVICIOS A LA NAVEGACIÓN EN EL ESPACIO AEREO MEXICANO (SENEAM).
- 11.- MODULACION.- V/TEMAS DE TELECOMUNICACIÓN.- F.R. CONNOR.
- 12.- MICROWAVE ANTENNAS DERIVED/PETER W. HANNAN.
- 13.- ADVANCED ELECTRONIC COMMUNICATIONS SYSTEMS.- WAYNE TOMASI (Prentice-Hall Career & Technology).