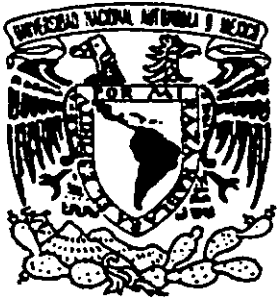


16  
2 ej.



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

## FACULTAD DE INGENIERÍA

### Integración de un Sistema de Comunicaciones TDM/TDMA vía Satélite

T E S I S  
QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO MECÁNICO ELECTRICISTA  
ÁREA ELÉCTRICA ELECTRÓNICA  
P R E S E N T A N :

**FERNANDO GABRIEL BRACHO MARZAL**  
**JAIME EDGAR LOZANO ORTEGA**

Director de tesis: Dr. Luis Andrés Buzo De la Peña  
Co-director: Dr. Víctor García Garduño

CIUDAD UNIVERSITARIA



TESIS CON  
FALLA DE ORIGEN

273569  
1999



Universidad Nacional  
Autónoma de México



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

**A ERICKA,**

Por estar conmigo y entregarse a nuestra relación,  
por todo el apoyo e insistencia  
para realizar esta tesis.

## **Gracias:**

A mi mamá, papá y el chivo.

A Horacio por todo el tiempo y dedicación al enseñarme y prepararme como persona e Ingeniero.

A Andrés y Guillermo junto con todos en Kb/TEL por todo lo que me han enseñado y me han dado.

A Federico por haberme dado la oportunidad de trabajar con él y enseñarme lo que es la Ingeniería y como trabajar con responsabilidad.

A Jaime por el último gran jalón para terminar.

A mis compañeros de facultad y de trabajo, César, Ale (Monsi), Roberto, Irving, Lalo, Alex, y todos los que no mencione y que siempre estuvieron y estarán.

A mi tío Héctor, tío José Luis, Tía Mela, Tía Joy y todos mis tíos por estar pendiente y compartir las cosas con nosotros.

A mis Abuelos.

A Reggie y Raúl (R2) por compartir nuestros logros y estar para apoyarnos.

A Enrique, Esperanza, Lili, Peri, Pancho, Mariana y Karla por el apoyo que siempre nos han dado.

A Juan Jo, Memo, Vargas y a todos los Olinco por estar junto con nosotros.

A Celine

A la UNAM, Ing. Jaramillo, Ing. Peralta y todos mis profesores que me formaron en el camino de la Ingeniería.

**A Humberto Lozano F. y Luz María Ortega R.,  
gracias por su ejemplo y por el amor que me  
han brindado siempre, los amo...**

**A Gerson, Greta y Nury, los cuatro somos  
matices distintos de un mismo color...**

**A Gaby, con tu abrazo, tu aliento y tu amor, es  
un placer compartir mi vida contigo, te amo...**

## **Gracias:**

Al Dr. Horacio Martínez, al Dr. Luis Andrés Buzo y a Fernando, por abrirme las puertas para participar en este proyecto tan importante para mí.

Al Instituto de Ingeniería División Instrumentación, especialmente al Ing. Rodolfo Peters Lammel por su apoyo y enseñanzas, así como a Ponciano por echarme siempre la mano.

A mis tíos y tías, especialmente a Amalia, Bety, Polo y Rafael por todos sus consejos y apoyo que me han brindado siempre y sobre todo a Hernán y Yolanda quienes han sido ejemplo e influencia fuerte en mi vida, pues me han hecho ver el mundo desde una perspectiva distinta y muy interesante.

A mis amigos Ricardo Ruiz, Luis y Pablo Robleda, Miguel Ángel Martínez, Alvaro Viesca, Enrique Sánchez, Edgar Blas, Vicky Aguilar, Karina Melgarejo y a todos mis compañeros de la Facultad y del Foto Club de Ingeniería.

A mis primos y primas, en especial a Marla, Gonzalo y Monserrat por su apoyo incondicional y su amor.

A Santiaguito.

Al Sr. y Sra. Olascoaga por su ayuda y comprensión.

**POR MI RAZA HABLARA EL ESPIRITU**

# INDICE

<b>1</b>	<b>INTRODUCCION</b>	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>SISTEMAS TDM/TDMA</b>	<b>10</b>
2.1	Arquitectura de sistemas TDM/TDMA	10
2.2	Tipos de sistemas TDM/TDMA	11
2.2.1	Full Duplex FD	11
2.2.2	Simplex o Time Division Duplex TDD	12
2.3	Protocolo TDM/TDMA	14
2.3.1	Secciones del protocolo TDM/TDMA	16
2.3.2	Canal TDM	17
2.3.3	Canal TDMA	17
2.3.3.1	Preámbulo	17
2.3.3.2	Información	18
2.3.3.3	Control	18
2.3.3.4	Tiempo de guarda	19
2.4	Ejemplos con diferentes tipos de tráfico	20
<b>3</b>	<b>ANTENAS</b>	<b>22</b>
3.1	Piezas que componen una antena	23
3.1.1	Bases o monturas	24
<i>El plato y los arneses</i>		25
3.1.2	El feeder o alimentador	25
3.2	Parámetros sobresalientes de antenas satelitales	25
3.2.1	Directividad	27
3.2.2	VSWR	28
3.2.3	Pérdidas por retorno	29
3.2.4	Polarización	30
3.3	Antenas utilizadas en el sistema	31
3.3.1	Montaje de RF tradicionales	31
3.3.2	Montaje de RF del tipo BUC + LNB	32
<b>4</b>	<b>EQUIPOS DE RADIO FRECUENCIA (RF)</b>	<b>33</b>
4.1	Equipos de transmisión	33
4.1.1	Equipos de transmisión tradicionales	33
4.1.2	Block Up Converters BUC	34
4.1.3	Conversión de subida	36
4.1.3.1	Proceso de conversión de subida	36
4.2	Equipos de recepción	38
4.2.1	Equipos de recepción tradicionales	38
4.2.2	Equipos Low Noise Block	38
4.2.3	Conversión de bajada	39
4.2.3.1	Proceso de conversión de bajada	39
4.3	Low Noise Amplifier (Amplificador de Bajo Ruido)	41
4.4	Divisor/Mezclador de potencia	42
4.4.1	Análisis del funcionamiento de un Divisor de Potencia básico	44
4.4.2	Influencia del desacoplamiento de impedancias	46
4.5	Segmento espacial	47

<b>5</b>	<b>MODEM</b>	<b>48</b>
5.1	QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)	49
5.1.1	Transmisor QPSK	54
5.1.2	Receptor QPSK	56
5.1.3	Consideraciones para el ancho de banda utilizando QPSK	57
5.2	$E_b/N_0$ (Energía por Bit sobre Densidad de Ruido)	59
5.3	FEC (Forward Error Correction)	61
5.4	Codificación en bloque	62
5.5	Codificación convolucional	63
5.6	Viterbi	64
5.7	Scrambler	68
<b>6</b>	<b>CONTROLADOR</b>	<b>69</b>
6.1	Descripción Funcional	74
6.1.1	Manejo SDLC	74
6.1.2	Manejo de X.25	75
6.1.2.1	Manejo de IP usando Proxy ARP	76
6.1.2.2	Manejo de IP con ruteo RIP	77
6.1.3	Conexión a Host	78
6.1.4	Conexión a red WAN	79
6.1.5	Protocolo TDM/TDMA	81
6.1.6	Sistema de Control y Administración	81
6.2	Estación Remota	82
6.2.1	Descripción del Hardware	82
6.2.1.1	Puerto de comunicación con el módem	82
6.2.1.2	Puerto de control del módem	83
6.2.1.3	Diagnóstico local	83
6.2.1.4	Puertos seriales de usuario	83
6.2.1.5	Puerto red local	83
6.2.2	Descripción del software	84
6.3	Estación Base	84
6.3.1	Descripción del Hardware	84
6.3.1.1	Puerto de comunicación con el módem	85
6.3.1.2	Puerto de control del módem	85
6.3.1.3	Diagnóstico local	85
6.3.1.4	Puertos seriales de usuario	86
6.3.1.5	Puerto red local	86
6.3.2	Descripción del software	86
6.4	Sistema de control y administración	87



<b>7. INTEGRACION DEL SISTEMA Y CONCLUSIONES .....</b>	<b>89</b>
7.1 Antena .....	89
7.1.1 <i>Especificaciones de la antena implementada</i> .....	89
7.2 Equipo de Radio Frecuencia RF .....	90
7.2.1 <i>Block Up Converters utilizados en el sistema</i> .....	90
7.2.1.1 <i>Especificaciones del BUC (-40°C a 60°C)</i> .....	91
7.3 Modem .....	91
7.3.1 <i>Características del modem utilizado en el sistema</i> .....	92
7.4 Controlador .....	93
7.5 Cálculo del enlace satelital para una señal de voz y datos .....	94
7.5.1 <i>Datos</i> .....	94
7.5.2 <i>Cálculos Preliminares</i> .....	95
7.5.3 <i>Enlace Ascendente</i> .....	96
7.5.4 <i>Enlace Descendente</i> .....	98
7.5.5 <i>Evaluación del Enlace</i> .....	100
7.6 Análisis económico del sistema .....	101
7.7 Valores del sistema en operación .....	101
7.8 Conclusiones .....	102
<b>Bibliografía .....</b>	<b>103</b>

# **1.INTRODUCCION**

En la actualidad el uso de sistemas satelitales es una de las mejores opciones de comunicación para sitios donde no existe otro tipo de vía de comunicación. Estos puntos de difícil acceso generalmente presentan un tráfico de moderado a pequeño, sin embargo un gran número de compañías requieren tener la conexión.

Algunas de estas compañías son:

- Bancos
- Casas de bolsa
- Compañías que necesitan conectar las plantas de producción con oficinas centrales
- Sistemas de control que requieren el monitoreo y captación de datos generados por sensores o terminales.

El objetivo de esta tesis es el de analizar y proponer un sistema diseñado específicamente para las necesidades existentes en México y países en vía de desarrollo (ya que estos no tienen un infraestructura favorable en materia de comunicaciones que abarque a todas sus ciudades y poblados), para así ofrecer una opción atractiva tanto en costo como en eficiencia.

Los enlaces punto a punto SCPC por satélite resultan muy caros para tráficos medianos o pequeños, en estos casos lo mejor es usar un sistema TDM/TDMA en el cual se comparte el uso de recursos.

En algunos casos los sistemas tradicionales TDM/TDMA son caros para algunas de estas compañías o el beneficio proporcionado por el sistema no resulta lo suficientemente alto para justificar el gasto. Si a estas compañías se les presenta un sistema con características similares y con un costo

considerablemente más bajo, el número de puntos requeridos sería mucho más alto.

Cuando se transmite una señal de información digital vía satélite, en primer lugar se realiza un proceso de modulación en los modems, posteriormente se incrementa la frecuencia de la señal modulada a través de los convertidores de subida y se incrementa la potencia de la señal con amplificadores de alta potencia, finalmente la señal modulada incrementada en frecuencia y potencia es radiada en dirección al satélite por la antena transmisora.

En el capítulo inicial se habla del TDM/TDMA (Time Division Multiple Access) que es una tecnología de acceso en comunicaciones inalámbricas que usa un canal común con un cierto itinerario de transmisión compartido entre varios puntos. En esta técnica varios usuarios utilizan un par de frecuencias de forma comunal, ya que este método de acceso comparte las frecuencias en el tiempo.

La base transmite de manera continua la información a todos los remotos. Los remotos la reciben, separan lo que está dirigido a ellos y lo procesan, lo demás se ignora. A esto se le conoce como TDM (Time Division Multiplex). El canal está multiplexado entre todos los remotos conectados recibiendo la información que se les envía.

Los remotos transmiten en el momento que la base les asigne el canal y solo transmitirá uno a la vez. Por lo tanto la mayoría del tiempo no están transmitiendo. A este tipo de acceso se conoce como TDMA (Time Division Multiple Access).

El equipo que se integrará será del tipo Full Duplex debido principalmente a que éste requiere un menor tiempo de sincronización entre los datos y por lo tanto no es necesario el uso de un modem demasiado complejo, lo que si pasaría utilizando un sistema simplex.

El protocolo se divide en dos componentes, el TDM y el TDMA. El primero se divide en dos secciones la sección de control y la sección de información

mientras que el TDMA se divide en pequeñas secciones llamadas "slots", los cuales son los que la base asigna a los remotos. La transmisión de un remoto se conoce como ráfaga o "burst".

En el tercer capítulo se trata el tema de las antenas utilizadas en el sistema y resulta importante indicar que esto se hace desde un punto de vista bastante práctico, pues es importante recalcar que el objetivo es realizar una integración y no así el diseño de la antena. Aquí lo realmente importante es decidir cual es la que mejor se adapta al sistema en base a su costo y sus características, estos datos son proporcionados por el fabricante.

En primer lugar se hace un recordatorio de los conceptos principales referentes a una antena como son su ganancia, área de apertura efectiva, ancho de haz, relación de ondas estacionarias (VSWR), así como el coeficiente de reflexión, las pérdidas por retorno, etc. Estos conceptos obviamente son muy importantes pues determinan las características de la antena aunque ya en la realización de un proyecto existen muchos más parámetros a tomar en cuenta, como lo son los diferentes tipos de bases, monturas, así como platos y ameses.

Otro aspecto importante es el "feeder" o alimentador, que es un aditamento generalmente en forma de cometa que se monta en el punto focal donde se concentra toda la energía para ser entregada o recibida la señal, también se hace mención de las antenas tipo "offset" ya que existen platos simétricos y platos con offset, en estos últimos el foco esta colocado más abajo del centro de la parábola lo cual permite que la reflexión no haga sombra con el alimentador.

También se aborda el tema de la polarización del frente de onda de la señal transmitida con respecto a la señal recibida, buscando siempre que exista ortogonalidad entre éstas, pues esto proporciona un mayor nivel de aislamiento por lo mismo una mejor eficiencia en este subsistema. También se hace mención de los dos tipos de montajes (para equipos de RF) existentes en las antenas que son los tradicionales y los de tipo BUC + LNB, aunque esto suena muy simple resulta muy importante tomarlo en cuenta ya que puede repercutir bastante en el momento de realizar la instalación del sistema.

En el cuarto capítulo se trata lo referente a los equipos de transmisión RF, sin duda la médula del enlace, aquí es donde se concentran los elementos más importantes del sistema pues son los que emiten la señal al satélite y se encargan también de la recepción de ésta, por lo mismo se analizan por separado tanto el módulo de recepción y el de transmisión.

Los equipos de transmisión se dividen principalmente en dos grupos, los tradicionales y los BUC "Block Up Converters". Los tradicionales tienen un oscilador sintetizable alrededor de los 13 GHz, suelen tener grandes dimensiones y necesitan estar conectados a corriente alterna en la base de la antena, mientras que los BUC's tienen un oscilador fijo a 13.05 GHz y la frecuencia intermedia en Banda-L es decir entre 950 MHz y 1450 MHz. Utilizando un ancho de banda de 500 MHz, el ancho de banda total de cualquier satélite de comunicaciones, se reduce mucho el costo porque hacer un sintetizable a tan alta frecuencia resulta extremadamente caro. El BUC es mucho más sencillo ya que solo se realiza una mezcla con un oscilador fijo y no es necesario filtrar la señal ya que las imágenes producidas quedan fuera del rango de transmisión y no causan ningún tipo de interferencia. Esta señal es introducida a un amplificador de alta potencia HPA (High Power Amplifier) el cual la amplifica y entrega a la antena.

Los equipos de recepción también se dividen en dos grandes grupos, los tradicionales y los Low Noise Block. Estos últimos reciben la señal de la antena y la envían a través de un Low Noise Amplifier LNA, un amplificador de bajo ruido para poder recibir la señal lo más limpia posible y de aquí pasa a un convertidor de bajada a una segunda etapa de amplificación. Se filtra y se sintoniza una segunda vez hasta entregar la señal en una frecuencia intermedia de 70 o 140 MHz.

También se describe y explica ampliamente el tema de los divisores de potencia o "splitters" los cuales se emplean para poder utilizar todo el equipo ya existente como lo es la antena y el radio (las partes más costosas de cualquier sistema satelital); estos dispositivos aceptan una señal de entrada y generan múltiples

señales de salida con una fase específica y amplitud característica. Las señales de salida básicamente poseen las mismas características y permiten que se alimente por medio de cada una de éstas a un remoto distinto.

Posteriormente se explica (a través de ecuaciones) cómo se efectúa tanto el proceso de conversión de bajada como de conversión de subida, y por último se detallan las características del equipo de Radio Frecuencia que se decidió utilizar en el sistema, (cabe aclarar que todo este arreglo está acoplado físicamente en la realidad y funcionando).

En el quinto capítulo se aborda el proceso de modulación y demodulación en el sistema y se habla de los dos principales tipos de codificación: en bloque y convolucional. Un código en bloque tiene una estructura formal y su ventaja viene de estas propiedades estructurales, de sus palabras, así como de la naturaleza algebraica de sus contenidos a través de los símbolos utilizados para representar una secuencia de información, mientras que la codificación convolucional difiere de otros tipos de decodificaciones en que cuando se encuentran en un lugar incorrecto dentro del árbol de secuencias, estos tienen la habilidad de buscar hacia atrás y hacia adelante cambiando previamente los bits de información de decodificación hasta que encuentre el patrón correcto dentro del árbol.

Posteriormente se describe el tipo de modulación, QPSK que es el que se utiliza en el sistema. Se usa QPSK porque esa modulación permite eficientar el uso del ancho de banda y es relativamente sencilla de implementar contra QAM y otras más eficientes y no requiere de mucha potencia.

Seguido a esto se describe el método de corrección de errores en adelante FEC el cual es un código convolucional que emplea la adición sistemática de bits llamados 'redundantes' en la parte final de los datos transmitidos en un enlace cuyos errores causados por el medio de transmisión pueden ser corregidos por el receptor a través de un algoritmo de decodificación. El método FEC que se propone y se utiliza en el sistema es el Viterbi, ya que el Viterbi presenta ventajas muy importantes y esto es trascendental en el enlace porque repetir un paquete con errores en cualquier sistema satelital resulta muy costoso en

tiempo, pues el darte cuenta que el paquete llegó con error requiere de 0.5 segundos, y resulta mas conveniente agregarle la redundancia que es bastante alta pero a fin de cuentas también es más rentable que tener que repetir el mensaje.

También se habla del scrambler que se utiliza para que sea fácil de recuperar el reloj al demodular ya que muchos protocolos de datos al no tener información que mandar, generan un patrón continuo con muchos "1" y como no hay cambios resulta difícil para la señal demodulada encontrar el reloj, el scrambler asegura que no haya repetición tanto de "1" como de "0".

En el sistema se utiliza un controlador de modems satelitales para implantar redes multiprotocolo de transmisión de datos bajo un esquema de multiacceso TDM/TDMA. Cada equipo, cuenta con dos puertos seriales para equipo terminal (puertos de usuario), un puerto para la transmisión de datos a/de el módem satelital, un puerto serial para control y administración del módem, y un puerto serial para diagnóstico local. La comunicación entre la Base y las Estaciones Remotas, se hace usando dos portadoras. La portadora entre Base y Remotas es continua, la portadora entre remotas y base es discontinua, y se comparte entre todas las remotas de acuerdo a las reglas del protocolo.

Por último, después de conocer las características de los distintos elementos que se utilizan en el sistema, se lleva a cabo la parte más interesante, la integración del sistema donde se describe el por qué de cada elemento, sus ventajas y desventajas, así como características más relevantes. Se concluye con un análisis económico general del proyecto en el cual se deduce que tan viable resulta el proyecto desde este aspecto.

## 2. SISTEMAS TDM/TDMA

TDM/TDMA (Time Division Multiple Access) es una tecnología de acceso en comunicaciones inalámbricas que usa un canal común con un cierto itinerario de transmisión compartido entre varios puntos. En éste capítulo se hará una descripción de este método de acceso, de su funcionamiento y de sus principales características.

### 2.1 Arquitectura de sistemas TDM/TDMA

La arquitectura básica de un sistema de este tipo es la mostrada en la figura 2-1. Como se puede ver en la figura se tiene un punto central, al cual llamaremos base, y varios puntos remotos. En la base se concentra toda la información del tráfico, se controla y administra el uso de los canales. Los puntos remotos son los sitios donde los usuarios entran al sistema.

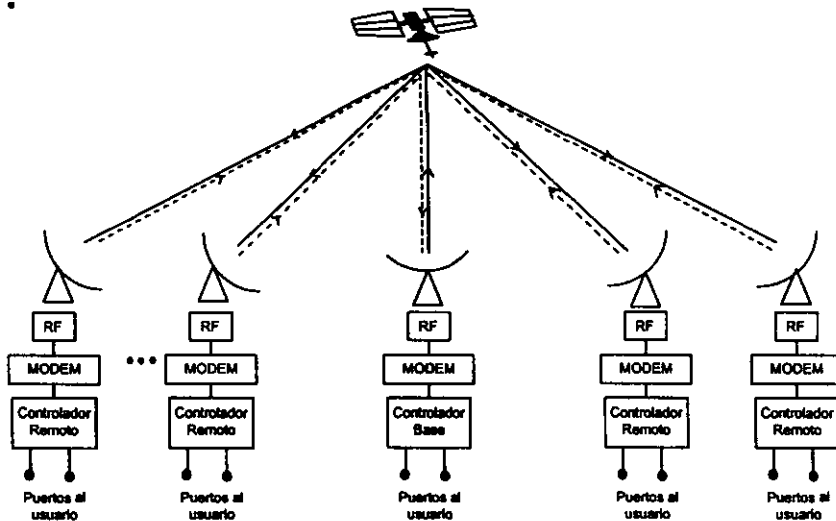


Figura 2-1. Sistemas TDM/TDMA

TDM/TDMA es un técnica de multi-acceso en el que varios usuarios comparten una o un par de frecuencias. Este método de acceso comparte las frecuencias en el tiempo.

La base transmite de manera continua la información a todos los remotos. Los remotos la reciben, separan lo que esta dirigido a ellos y lo procesan, lo demás se ignora. A esto se le conoce como TDM (Time Division Multiplex). El canal



esta multiplexado entre todos los remotos conectados recibiendo la información que se les envía.

## **2.2 Tipos de sistemas TDM/TDMA**

Los sistemas TDM/TDMA se pueden dividir en dos grandes grupos. Esta división se realiza diferenciando si el sistema es del tipo Full Duplex o Simplex, que se ven a continuación.

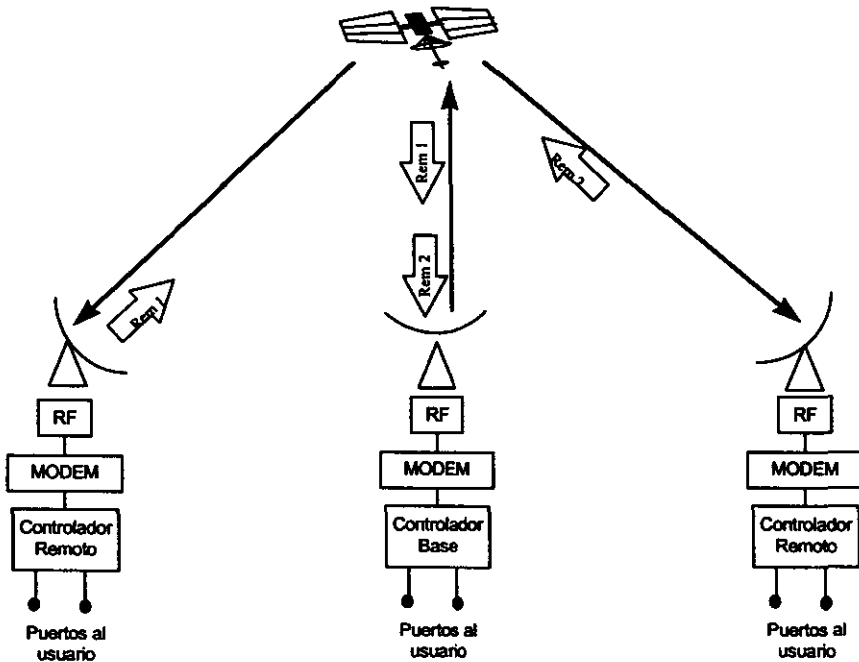
### **2.2.1 Full Duplex FD**

En esta técnica se utilizan dos portadoras diferentes. La comunicación entre la base y el remoto emplean una portadora continua. La comunicación entre los remotos y la base utiliza la otra portadora transmitiendo en ráfagas. El canal utilizado entre la base y los remotos se conoce como la portadora TDM mientras que en el otro sentido la portadora se conoce como TDMA. Ver figura 2-2.

En este tipo de sistemas la base esta transmitiendo continuamente y todos los remotos están recibiendo. Si la información que recibe un remoto en particular esta dirigida a él entonces la procesa, en el caso contrario deja pasar la información sin procesarla.

Los remotos, transmiten cuando la base se los indica. Solo es un remoto el que transmite en un cierto periodo. La información de cuando debe de transmitir cada remoto es proporcionada por la base continuamente por la portadora TDM.

Los sistemas full duplex requieren de un hardware simple y una lógica poco elaborada. El Hardware en los remotos es un demodulador capaz de recibir en forma continua y un modulador que transmite en forma de ráfagas. Es necesario que el equipo de Radio Frecuencia RF tenga la capacidad de transmitir ráfagas cortas y al terminar de transmitir apagar la portadora lo mas rápido posible. El tiempo que le tome en apagar la portadora esta relacionado con la eficiencia del sistema.



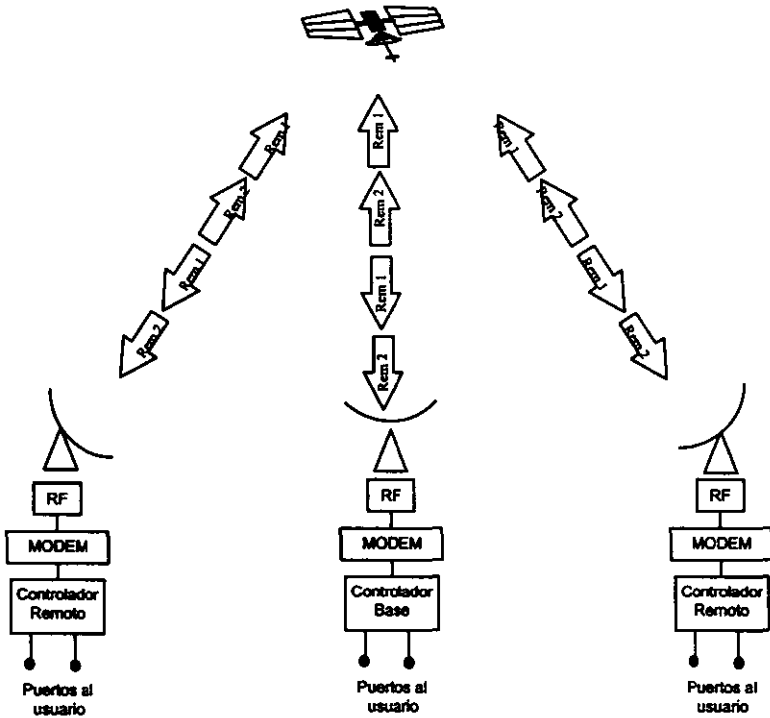
**Figura 2- 2. Sistemas Full Duplex**

El equipo de la base es mas complicado, puesto que el demodulador debe de ser capaz de recibir ráfagas de los diferentes remotos. Esto implica que se debe de resincronizar en un tiempo muy corto (en el orden de 16 a 32 símbolos por segundo). El modulador es muy sencillo ya que es un simple transmisor continuo.

Por otro lado, se requiere que el equipo de RF sea complejo ya que este debe de mantener aislados los canales de transmisión y recepción. Al mismo tiempo debe compartir la misma antena por lo que requiere aislantes (isolators), circuladores (circulators) y filtros. Esto eleva el costo del equipo de radio frecuencia.

### 2.2.2 Simplex o Time Division Duplex TDD

En este tipo de sistemas la base y el remoto utilizan la misma portadora (TDM/TDMA) para transmisión y recepción. En este caso también es la base la que indica cuando deben de transmitir cada uno de los remotos.



**Figura 2- 3. Sistemas Time Divlson Duplex TDD**

Para lograr que este tipo de sistemas funcione se requiere de un hardware complejo. En este caso tanto el remoto como la base deben sincronizarse en unos cuantos símbolos (16 a 32). Esto se verá a detalle en el capítulo 5.

El modulador de ambos equipos debe de tener la capacidad de transmitir en ráfagas. Mientras que el demodulador debe de tener la capacidad de recibir ráfagas. Esto hace que el hardware sea mas complejo y por lo tanto mas caro.

La ventaja de este tipo de sistemas es que solo requiere de una portadora. Y el equipo de radio frecuencia es mas sencillo ya que no debe tener ningún tipo de filtro, circulador o aislador que separe la portadora de salida y la portadora de entrada. Esto reduce el precio de los equipos de radio frecuencia.

## 2.3 Protocolo TDM / TDMA

En el sistema se decidió utilizar un protocolo de multiacceso Full Duplex a los canales satelitales, que como se acaba de explicar en el punto anterior, utiliza una portadora continua entre la Base y los Remotos, y una portadora discontinua, para comunicación entre los Remotos y la Estación Base.

La portadora continua está organizada en marcos, cuyo inicio sirve para sincronizar a todas las estaciones remotas. Cada marco lleva información de control del canal que reciben todas las estaciones remotas. La información de cada marco va direccionada a una estación específica, a un grupo de ellas o a todas (broadcast).

La comunicación entre remotas y Base se hace con una portadora TDMA bajo el control de la Estación Base.

Normalmente, el protocolo trabaja bajo una combinación de multiacceso en ALOHA segmentado, y asignación bajo demanda.

La información de control de cada marco en la portadora continua, define el número de ranuras de multiacceso que pueden ser utilizadas por cualquiera de los remotos, y también asigna ranuras de tiempo para uso de remotos específicos.

Un marco en el sentido Remotos Base, está dividido en tres secciones (o submarcos) la primera consiste de ranuras para reservación, la segunda sección consiste de las ranuras asignadas a alguno o algunos remotos, y la tercera consiste de las ranuras para enviar información bajo el esquema de multiacceso. Las ranuras de reservación, utilizan pocos recursos, y se puede diseñar el marco de forma que la probabilidad de bloqueo en reservación sea baja (menor de 10%) sin prácticamente afectar el ancho de banda disponible.

Cuando un remoto tiene información que transmitir, en un mismo marco envía un paquete de información en las ranuras de multiacceso y solicita reservación. En caso de que el paquete de información sufra una colisión, la probabilidad de recibir el paquete de reservación es muy alta, debido a la forma en que se configuran los marcos.

Esta forma de doble multiacceso mejora de manera importante el tiempo de respuesta para tráfico transaccional, entiéndase por tráfico transaccional el envío y recepción de mensajes muy cortos como pueden ser una consulta de número pin o el saldo en un cajero automático, además de mejorar el 'Throughput' (velocidad real de transmisión de datos) global del sistema. Una vez que se recibe una reservación, se atiende el remoto correspondiente, de acuerdo a las condiciones de tráfico y a un esquema de prioridades, hasta que vacía sus buffers.

También se tiene la opción de asignar ranuras de manera 'permanente' a uno o varios puertos remotos, para garantizar un ancho de banda. Esta asignación 'permanente' consiste en realidad en un esquema de prioridades, en donde el remoto que tiene asignada una ranura tiene acceso a ella todo el tiempo. Este esquema de asignación, cumple con las necesidades de asignación permanente, pero reduce el ancho de banda. Este esquema de manejo de canal permite el manejo eficiente tanto del tráfico transaccional como de la transferencia de archivos.

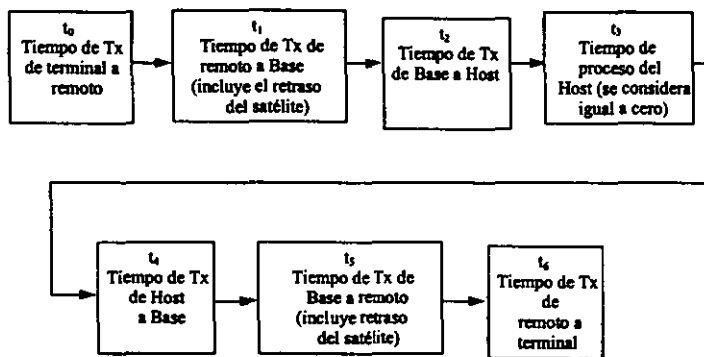
Cuando un remoto tiene varios puertos, se pueden definir prioridades entre ellos, de manera de no sacrificar el tiempo de respuesta de aplicaciones transaccionales.

Otra característica importante del protocolo, es que cuenta con un poleo de diagnóstico, el período del cual se define en cada estación desde el SCA (Sistema de Control y Administración). A través de este poleo se verifica el estado de cada una de las estaciones remotas, y en caso de problemas, éstos se reportan a través de una alarma en el SCA. Todos los parámetros del protocolo son configurables desde el SCA.

El protocolo es capaz de soportar un número importante (posteriormente se cuantifica este punto) de estaciones remotas. El número depende del tipo de tráfico que se genera y del tiempo de respuesta requerido.

Para calcular el número de estaciones remotas que se pueden soportar con una portadora, se desarrolló un simulador, que ha sido validado con mediciones en campo.

Definiendo como 'Tiempo de Transacción' (TT), el tiempo que se tarda un paquete en viajar a través de la red en ambos sentidos el diagrama de tiempos es el siguiente :



$$\text{Tiempo total} = t_0 + t_1 + t_2 + t_3 + t_4 + t_5 + t_6$$

**Figura 2- 4. Diagrama de tiempos**

### 2.3.1 Secciones del protocolo TDM/TDMA

Como ya se mencionó, el equipo que se integrará será del tipo Full Duplex pues es el óptimo para enlaces satelitales por lo tanto la descripción de las diferentes secciones del protocolo TDM/TDMA se enfocarán en este tipo de sistemas.

Los remotos transmiten su información en ráfagas bajo un cierto itinerario asignado por la base a cada remoto. Para cumplir con el itinerario se asignan ranuras de tiempo, estas ranuras están agrupadas en lo que se llama un marco (frame). Cada uno de los remotos tiene asignada una o varias ranuras por cada marco. El número de ranuras por marco depende de la configuración utilizada y del tráfico que tenga la red en ese momento.

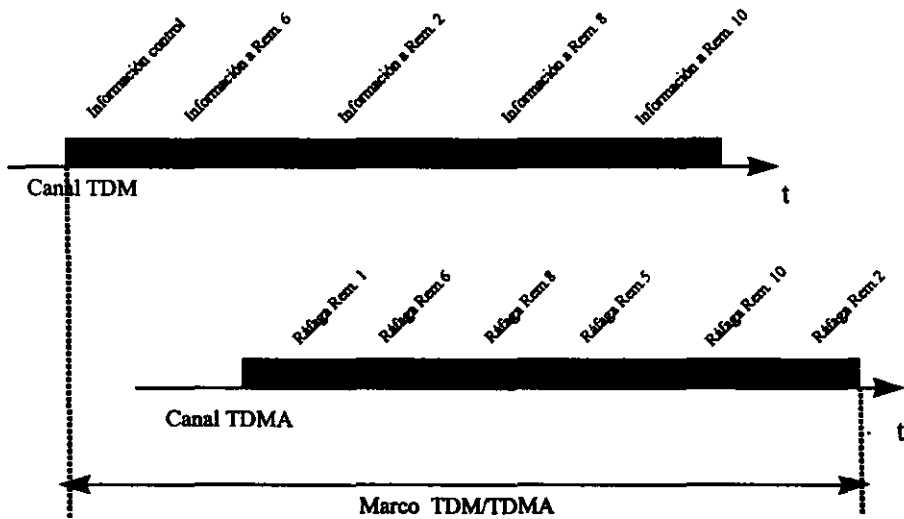


Figura 2- 5. Marco TDM/TDMA

A continuación dividiremos el protocolo en sus dos componentes el TDM y el TDMA:

## 2.3.2 Canal TDM

El canal TDM se divide en dos secciones. Este canal es muy sencillo ya que se transmite por un canal continuo.

La primera sección se localiza al principio de cada marco. Esta es la sección de control. En esta sección se les informa a todos los remotos un tiempo de referencia para que todos los remotos tomen la misma referencia y el orden en que se utilizará en el canal TDMA en ese marco.

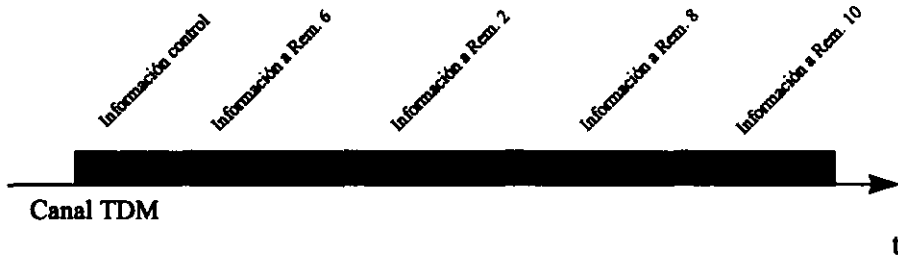


Figura 2 6. Canal TDM

A continuación se transmite la sección de información a cada uno de los remotos. Al principio de cada una de estas secciones se localiza el identificador el que indica a que remoto o a que remotos va dirigida la información que se encuentra a continuación.

## 2.3.3 Canal TDMA

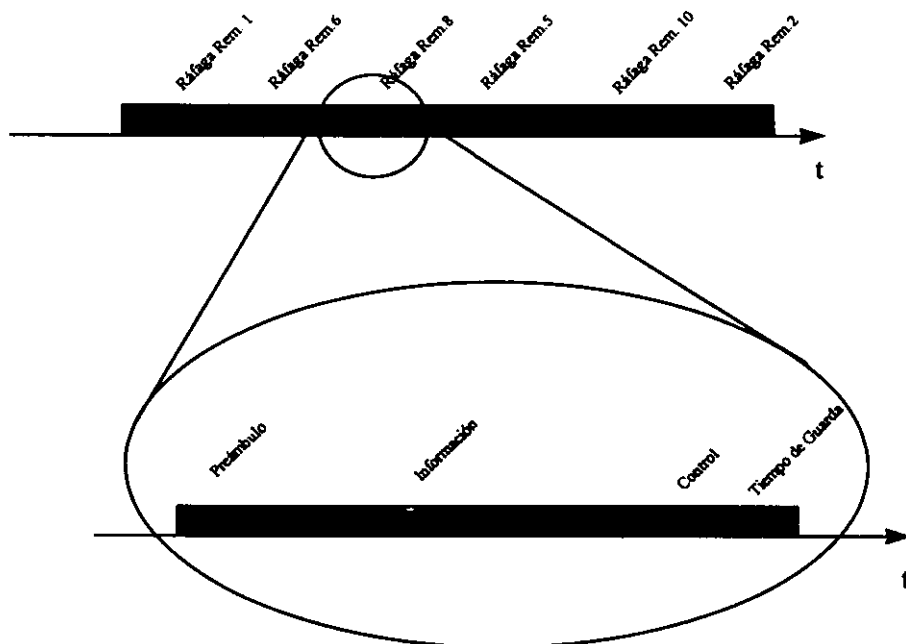
El canal TDMA esta dividido en pequeñas secciones (Slots). Estos slots son los que la base asigna a los remotos, mediante la sección de información en el canal TDM. El numero de slots entre un marco y otro puede ser diferente.

Los remotos transmitirán su información en el momento que se les haya asignado. La transmisión de un remoto se conoce como ráfaga (burst). La posición de la ráfaga no depende del numero del remoto, pueden estar en cualquier posición del marco, siempre y cuando se apegue al itinerario marcado por la base. Cada ráfaga esta dividida en varias secciones. Ver figura 2-7.

### 2.3.3.1 Preámbulo

El preámbulo es la primera sección de cada ráfaga. Este tiene como función la recuperación de la portadora y la recuperación del reloj.

El preámbulo es una secuencia de símbolos que permiten al demodulador detectar la portadora, recuperar la fase y regenerar la sincronización para poder empezar la comunicación con la base.



**Figura 2- 7. Ráfaga TDMA**

### 2.3.3.2 Información

En esta sección es donde va la información (los datos, la voz). Cada remota ocupa tantos slots para transmitir su información como le halla asignado la base. La longitud de la ráfaga dependerá de la cantidad de información que se desee transmitir y se haya reportado a la base en el marco anterior. El número de slots cambia dinámicamente según las condiciones de tráfico que imperen en ese momento. En algunos sistemas el tamaño de esta sección es fijo (determinado número de slots por remota). En otros el tamaño de esta sección es variable ( a veces cortas y otras largas).

### 2.3.3.3 Control

La sección de control identifica al remota ante la base. Le informa el número de secuencia de la información recibida por el canal TDM. Esto último con el fin de verificar que toda la información haya llegado correctamente. Además le proporciona la información para el control de la red. Por último le indica las condiciones de tráfico que tiene en sus puertos para que la base pueda calcular la necesidad de slots para el próximo marco.



### 2.3.3.4 Tiempo de guarda

El tiempo de guarda es necesario entre las ráfagas para garantizar que ninguna de las ráfagas colisionen o se encimen una sobre otra y se pierda la información. Por lo general el tiempo de guarda es igual al tiempo usado para liberar la información de los buffers de transmisión y para apagar la portadora por el equipo de RF.

No todos los sistemas de TDMA tendrán las mismas ráfagas y la longitud de cada ráfaga cambia de fabricante a fabricante.

## 2.4 Ejemplos con diferentes tipos de tráfico.

En las figuras 2-8 a 2-11, se muestran varias simulaciones para distintos tipos de tráfico, típicos de ambientes transaccionales. En las simulaciones se consideraron portadoras de 64K en ambos sentidos.

En la siguiente figura se considera el tráfico típico de terminales punto de venta. Como se observa en la figura, este tráfico es poco significativo para la velocidad considerada de las portadoras.

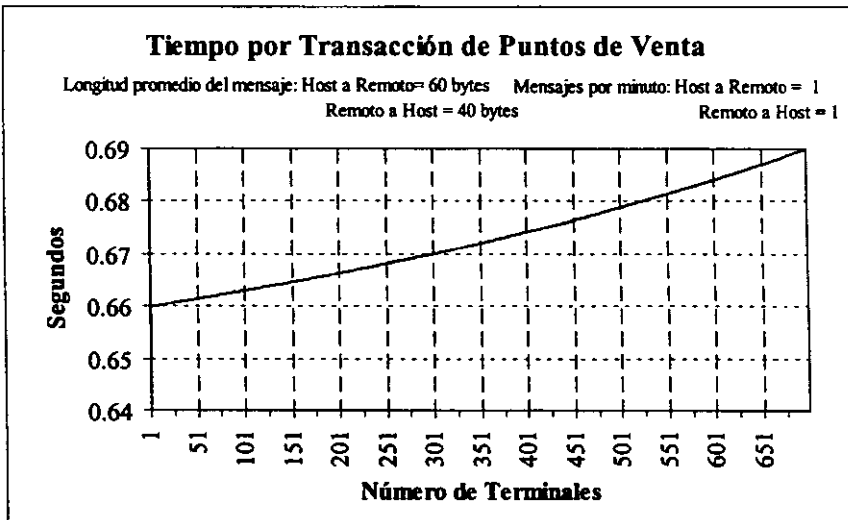
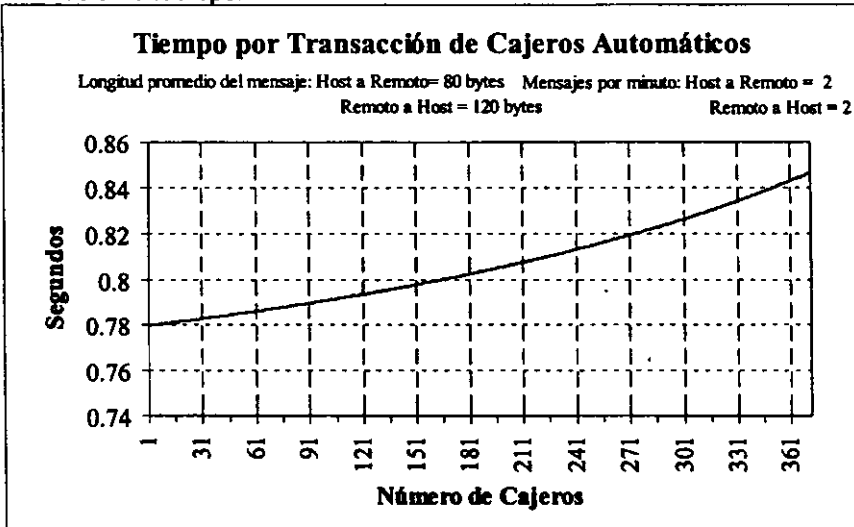


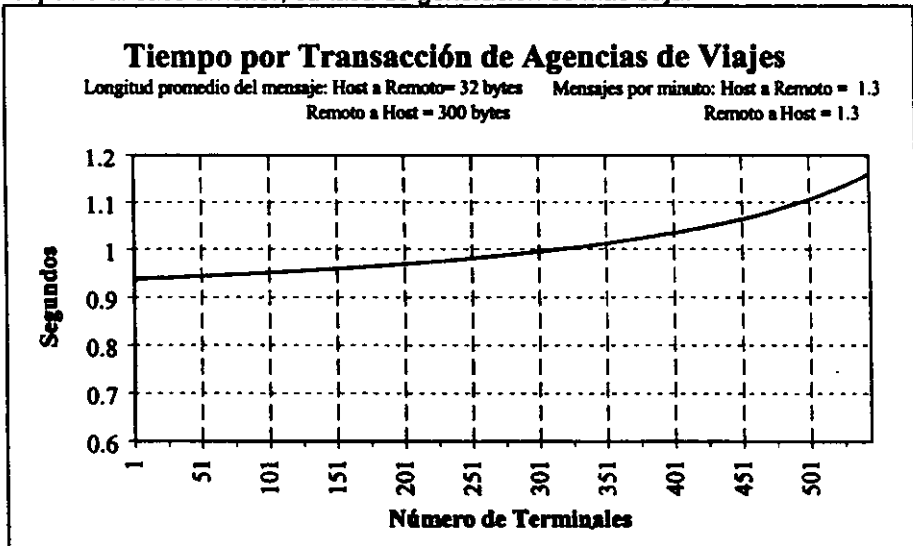
Figura 2-8

En la figura 2-9 se muestra la simulación considerando tráfico típico de cajeros automáticos. Fácilmente se soportan más de 350 de estos equipos, con tiempos de respuesta prácticamente iguales a los que se obtendrían con líneas dedicadas a 19200 bps.



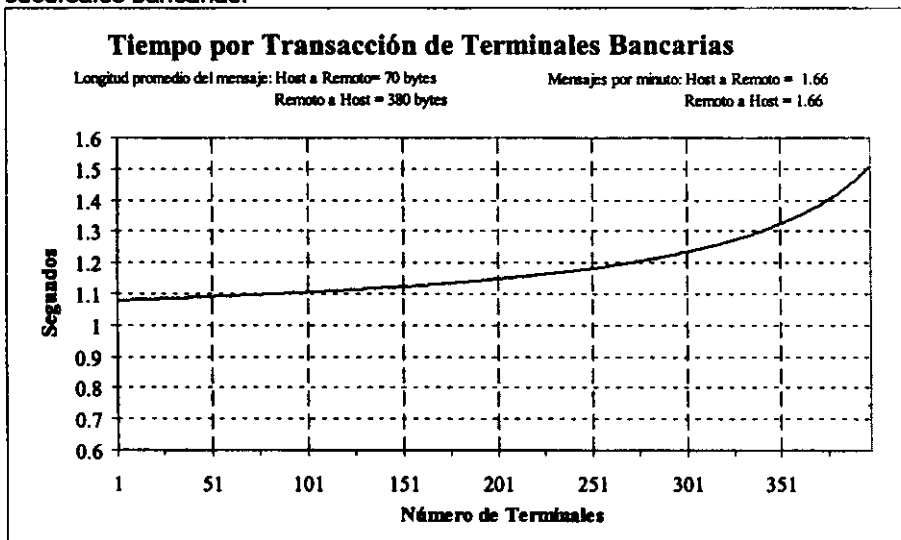
**Figura 2-9**

En la figura 2-10 se presentan los resultados de una aplicación típica de reservaciones aéreas. En este caso, aunque los paquetes son más grandes con respecto al caso anterior, su tasa de generación es más baja.



**Figura 2-10**

Finalmente en la figura 2-11 se muestra el tráfico de terminal típica de sucursales bancarias.



**Figura 2-11**

El número de sucursales que se pueden soportar con un par de portadoras depende del número de terminales por sucursal.

En el caso de minisucursales, con 5 terminales por sucursal, se soportan de manera adecuada 70. Mientras que si se consideran sucursales más grandes, con 15 terminales por sucursal, se pueden atender adecuadamente entre 20 y 25.

Normalmente, una red maneja una combinación de tráfico generado por diferentes dispositivos. Dada la mezcla de tráfico a manejar en el sistema, se pueden calcular los tiempos de transacción correspondientes.

### **3. ANTENAS**

Las antenas en los sistemas satelitales son un elemento muy importante, ya que el utilizar uno u otro tipo de antenas puede significar el éxito o fracaso en el enlace.

En este capítulo se expondrán las antenas parabólicas utilizadas hoy en día en los sistemas satelitales. Se hará hincapié en los parámetros sobresalientes de una antena satelital. En cuanto a la integración del sistema que nos atañe se pondrá especial interés en la forma en que se realiza el montaje del RF a la antena y los elementos que debe de llevar éste.

Hoy en día, comercialmente, las antenas son una pieza completamente estándar y existen varios fabricantes de éstas. Para el tipo de sistemas que nos interesa en este trabajo, los tamaños utilizados son de 1.8 y 2.4 metros de diámetro en los puntos remotos. En el caso de la antena en la base o punto central generalmente son entre 5 y 9 metros de diámetro. La selección del tamaño de las antenas depende exclusivamente del calculo del enlace.

Actualmente hay dos proveedores para antenas de 1.8 y 2.4m que distribuyen el 70% de las antenas de este tamaño, estos son Prodelin y Channel Master.

### 3.1 Partes que componen una antena

Podemos dividir a la antena en tres partes:

- La base o montura
- El plato y los herrajes
- EL feeder.

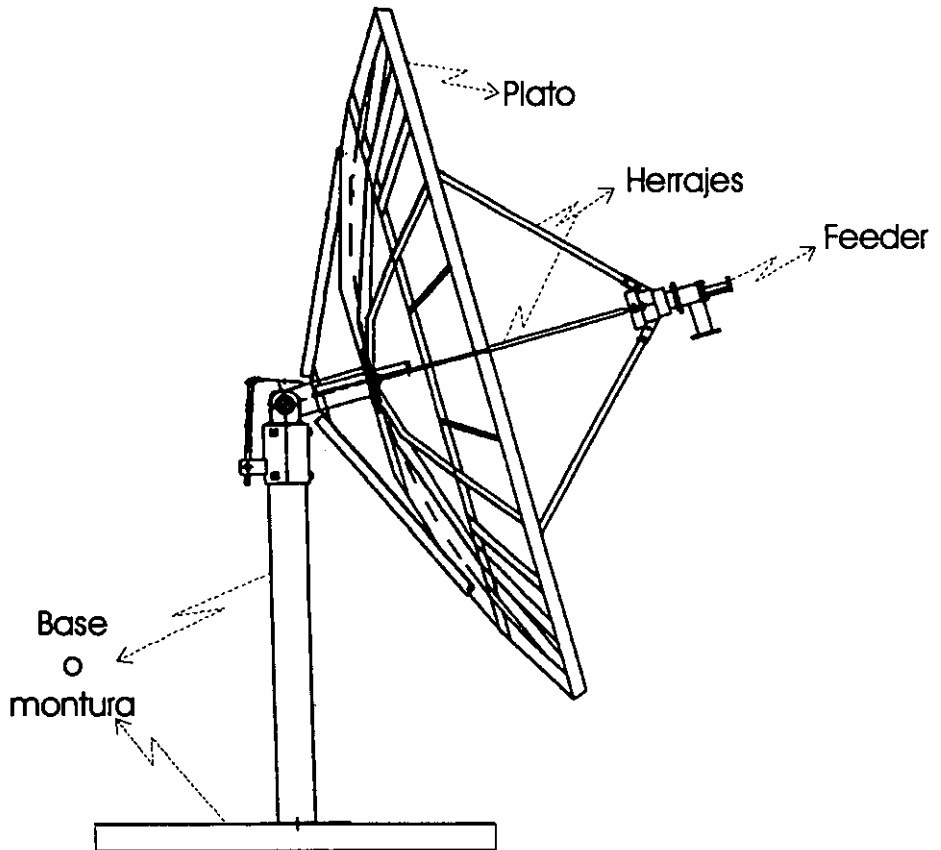
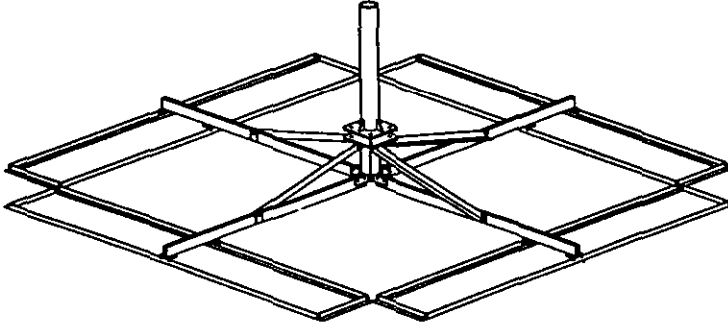


Figura 3-1 Partes de una antena parabólica satelital

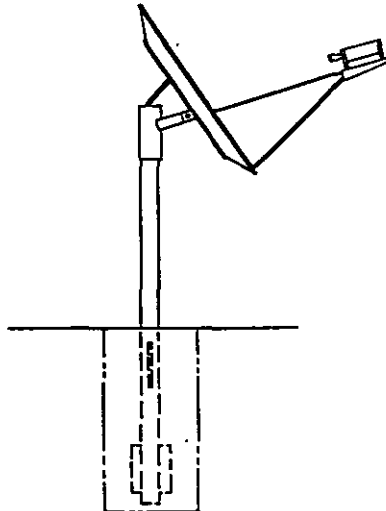
### 3.1.1 Bases o monturas

La base es generalmente un mástil de 4 pulgadas de diámetro exterior para el caso de antenas de 1.8 metros de diámetro y de 6.625 pulgadas de diámetro exterior para las antenas de 2.4 metros de diámetro.



**Figura 3-2 Base de antena**

Este mástil puede estar enterrado, fraguado en cemento o en una estructura conocida como NPRM (Non Penetrating Roof Mounts). Estas últimas son unas estructuras que ocupan una gran área y tienen en el centro de la estructura el mástil. Estas estructuras son fijadas al suelo poniéndoles encima una carga (ladrillos, piezas de metal, etc...).



**Figura 3-3 Antena con mástil enterrado**

### **3.1.2 El plato y los herrajes**

El plato es la estructura parabólica que refleja toda la señal recibida al foco de la antena donde se encuentra el feeder.

Existen principalmente dos tipos de platos los de offset y los simétricos. En el caso de los de offset el foco está colocado más abajo del centro de la parábola lo que ayuda a la reflexión a no hacerse sombra con el feeder.

Las simétricas tienen la desventaja que se hacen sombra con el feeder.

Los platos se construyen con diferentes materiales. Para las antenas de 1.8 y 2.4 metros de diámetro se utiliza generalmente un compuesto en base a fibra de vidrio aunque hay fabricantes que las hacen de aluminio. Las antenas mayores a 2.4 metros de diámetro son generalmente de aluminio.

Los herrajes son las estructuras que detienen al "feeder" o alimentador y que permiten la alineación y fijación de la antena. Generalmente cuentan con el brazo principal y dos brazos de soporte. Para la alineación cuentan con sistemas para alinear tanto el azimut como el ángulo de elevación. Por último se tienen varios tornillos para fijar la antena una vez que está alineada.

### **3.1.3 El feeder o alimentador**

El feeder es la corneta que se monta en el punto focal. Esta corneta concentra toda la energía y entrega la señal en un conector de guía de onda. El tipo de guía de onda que se utiliza depende de la frecuencia de operación. En el caso de Banda Ku el tipo de conector generalmente es el WR-75 y en Banda C el tipo de conector es generalmente CPR-229.

Los fabricantes cuentan con un kit de instalación para los radios más comunes en el mercado. De esta manera uno solo pide la antena e indica el radio que va a usar y el proveedor de la antena entrega el kit completo.

## **3.2 Parámetros sobresalientes de antenas satelitales**

Por convención en los radioenlaces de microondas, tanto digitales como analógicos el subsistema de la antena ofrece una mayor gama de parámetros para conocer el nivel de calidad de esta en comparación con cualquier otro subsistema. Básicamente, este subsistema debe cubrir los siguientes puntos:

- Línea de Transmisión (cable coaxial o guía de ondas)
- Cuerpo de la Antena (superficie reflectora, soportes y herrajes)

- Alimentación de la Antena (corneta de alimentación, LNB Low Noise Converter, BUC Block Up Converter especialmente diseñados para la antena)

Otros elementos auxiliares en este subsistema son:

- Acopladores direccionales
- Circuladores
- Aisladores
- Enfasadores
- Reflectores auxiliares pasivos
- Monturas específicas para la instalación

Los parámetros sobresalientes de una antena que se deben tener en cuenta en el cálculo del enlace son los siguientes:

- Diámetro de la antena
- Ganancia de la antena (Transmisión y recepción)
- Banda de operación (Banda C o Banda Ku)
- Que cumpla con las reglas solicitadas por el proveedor del satélite (Satélites Mexicanos, Panamsat, Imarsat, etc...). Generalmente en estas reglas lo que piden es que la directividad de la antena sea alta.
- La polarización.
- La temperatura de ruido de la antena.

Arriba de los 2 GHz, lo óptimo es que la línea de transmisión utilizada sea una guía de ondas y la misma antena sea utilizada para la transmisión y la recepción, los requisitos que se deben cumplir son los siguientes:

- Ganancia de la antena en dirección del haz principal. Para los radioenlaces, se debe evitar una ganancia de la antena arriba de los 45 dB porque la potencia media del haz principal (menor a 1°) resulta altamente incrementada por la torre, estabilidad y rigidez de la montura.
- Potencia media del ancho de haz, que no afecte los requerimientos para la antena y el diseño de la torre.
- La atenuación del lóbulo lateral para que reduzca y prevenga la interferencia con otros sistemas que utilicen frecuencias muy cercanas.

La potencia radiada o recibida por una antena depende principalmente de su superficie de apertura, la ganancia  $G$  de la antena con un área de apertura  $A$  con respecto a una antena isotrópica, se puede expresar de la siguiente manera:

$$G = \frac{4\pi\eta A}{\lambda^2}$$



Donde  $A$  = área de apertura en las mismas unidades que  $\lambda$

$\eta$  = eficiencia de la antena, usualmente se toma como 55% para enlaces de satelitales

$\lambda$  = longitud de onda en la frecuencia de operación  $F_0$

La ganancia de la antena en decibeles se obtiene de la siguiente manera:

$$G_{dB} = 20 \log F_{MHz} + 20 \log D_f + 10 \log \eta - 49.92$$

Para una antena con 55% de eficiencia la ganancia en decibeles se obtiene por medio de la siguiente expresión:

$$G_{dB} = 20 \log F_{MHz} + 20 \log D_f - 52.5dB$$

donde  $F$  = la frecuencia de operación  $F_0$  en Megahertz

$D$  = diámetro de la apertura de la antena (en este caso el diámetro del reflector parabólico).

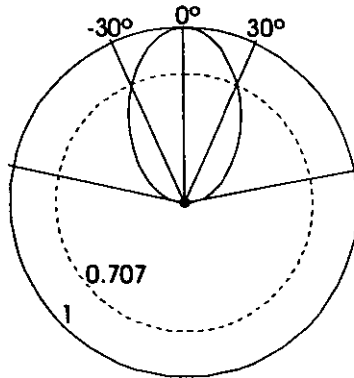
### 3.2.1 Directividad

La directividad es otro término normalmente utilizado para conocer la calidad de la antena. Esta se refiere al patrón de radiación de la antena y su lóbulo, el cual determina la ganancia de la antena. Una antena radia en cualquier dirección (con diferentes amplitudes para cada dirección por supuesto) por lo cual es necesario conocer su directividad tanto en el plano vertical como en el horizontal.

El ancho de haz es otro parámetro importante, el cual se conoce en base al patrón de radiación de la antena, tomando los puntos en los cuales el voltaje de la antena disminuye al 0.707 de su valor máximo; expresándolo en decibeles sería:

$$20 \log (E_{max} / E) = 20 \log (1 / 0.707) = 3 \text{ dB}$$

por lo cual estos 3 dB son tomados como base para la medida de la directividad de la antena, entre menor sea el ancho de haz mayor será la directividad de la antena, en el diagrama siguiente el ancho de haz es  $\theta_u = 2 \times 30^\circ = 60^\circ$ . Estos diagramas son regularmente graficados con una escala en decibeles.



**Figura 3-4 Patrón de radiación y ancho de haz**

### 3.2.2 VSWR

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) es otro parámetro importante utilizado para el conocimiento de la calidad de una antena. Este tiene que ver con el acoplamiento de impedancias entre el punto de alimentación de la antena y la línea de transmisión. La impedancia de entrada de la antena establece una carga sobre la línea de transmisión así como el equipo transmisor y receptor. Para aprovechar el máximo de energía que pasa por la antena, esta debe ser acoplada a la impedancia característica de la línea de transmisión o alimentador. Un desacoplamiento de impedancias genera reflexión de ondas sobre la línea de transmisión así como la generación de ondas estacionarias. Estas ondas estacionarias pueden ser caracterizadas por el voltaje máximo  $V_{max}$  y el voltaje mínimo  $V_{min}$  siguiendo cada una por un cuarto de longitud de onda en la línea:  $VSWR = V_{max} / V_{min}$ . Un parámetro similar es el coeficiente de reflexión ( $\rho$ ) que es la razón de la amplitud de la onda reflejada sobre la onda incidente. Ambos VSWR y  $\rho$  son representativos de la calidad del acoplamiento de impedancias y se relacionan mediante la siguiente expresión:

$$\rho = \frac{VSWR - 1}{VSWR + 1}$$

### 3.2.3 Pérdidas por retorno

Las "Pérdidas de Retorno" "RL" (Return Loss) son otro parámetro de desacoplamiento, el cual se define como la diferencia entre la potencia incidente sobre la discontinuidad por desacoplamiento y la potencia reflejada por esta misma discontinuidad. Las RL pueden ser relacionadas con el coeficiente de reflexión por la siguiente ecuación:

$$RL_{dB} = 20 \log(1/\rho)$$

Obviamente, lo óptimo es un RL lo más alto posible, exagerando, de unos 30 dB, y la potencia reflejada lo más baja posible. El VSWR debe de ser menor que 1.5 : 1.

En un reflector de una antena parabólica el punto de alimentación está localizado en el foco  $f$  de la parábola, para aperturas con un diámetro mayor en relación con la longitud de onda y con una iluminación uniforme, el ancho de haz puede ser calculado por medio de la siguiente expresión:

$$\theta = 142 / \sqrt{G} \text{ (en grados)}$$

donde

$$\sqrt{G} = \log^{-1}(G/20)$$

con  $G$  expresado en decibeles.

En la realidad los reflectores parabólicos nunca son reflejados uniformemente, lo cual reduce las ganancias de la antena, por lo que resulta vital para el éxito de un enlace el direccionamiento correcto de la antena.

### 3.2.4 Polarización

Gracias a la manipulación de la geometría del acoplamiento del feeder con la antena, es posible manipular el frente de onda del plano eléctrico de la señal transmitida, en donde  $E$  y  $H$  tienen una orientación bien definida. Para una polarización frontal en el frente de onda, se adopta la convención del campo eléctrico  $E$  vertical u horizontal. La generación de señales con polarización lineal esta basada en la capacidad de la longitud de la sección cuadrada de la guía de ondas para propagar un campo en los modos  $TE_{1,0}$  y  $TE_{0,1}$ , con una ortogonalidad orientada. Lo que se busca es la emisión de señales en un modo ya sea vertical u horizontal y efectuar la recepción en el modo ortogonal correspondiente, a esto se le conoce como polarización cruzada. La guía de onda cuadrada radía tratando de abarcar toda la corneta ("feeder"), de forma similar, por medio de la emisión de señales a través de una guía de onda circular, se puede generar tanto una rotación mano-izquierda como manoderecha en el frente de onda, ofreciendo dos tipos distintos de polarizaciones ortogonales circulares.

El ensamble utilizado en la guía de onda para obtener esta polarización dual es conocido como "diplexor" o como "juntura de modo ortogonal" OMT (Ortogonal Mode Transducer). En adición a la generación del efecto de polarización, el OMT tiene la cualidad de dar aislamiento entre los puertos transmisor y receptor que pueden estar en el rango de 50 dB si la antena presenta un acoplamiento adecuado, generalmente se obtiene un aislamiento de 20 a 30dB.

Para una polarización lineal, la discriminación entre los campos verticales y horizontales pueden llegar hasta 50 dB, aunque los efectos diurnos en el acoplamiento o con precipitación pueden reducir este valor a 30 dB. Para mantener el nivel óptimo de discriminación, antenas muy grandes son equipadas con un circuito lógico retroalimentado que acciona un servomecanismo que manipula la geometría del feeder con la antena. La polarización circular no alcanza aislamientos mayores a 30 dB pero ésta tiende a ser más estable y no requiere de manipulación en su acoplamiento. Esto hace que la polarización circular sea más recomendable para sistemas que incluyen terminales móviles. Uno de los parámetros importantes de la calidad de la antena es como ésta preserva la polarización ortogonal.

### 3.3 Antenas utilizadas en el sistema

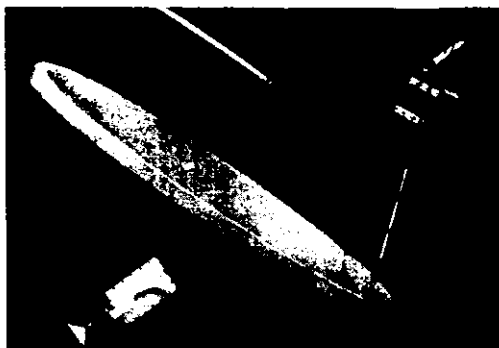
Aquí hablaremos de dos tipos de equipo de radio frecuencia aunque las diferencias de estos equipos se tratarán después en el capítulo correspondiente. En este momento solamente se tratará el montaje de estos dos tipos de radio en la antena.

#### 3.3.1 Montaje de RF tradicionales

Los RF tradicionales son equipos generalmente grandes (40 X 30 X 30 cm) que se instalan sobre el brazo principal de la antena. Junto al feeder se debe de colocar generalmente un OMT (orthogonal mode transducer). El extremo común del OMT se conecta al feeder directamente. Dependiendo del fabricante existen varias formas de conectar los RF al feeder.

##### Caso 1

El lado de recepción del OMT se conecta a un Transmit Reject Filter y un LNA (Low Noise Amplifier) que a su vez se conecta al RF. El lado de transmisión se conecta a través de una guía de onda al RF.



**Figura 3-5 Antena con montaje RF tradicional**

##### Caso 2

Otros fabricantes bajan una guía de onda para recepción y otra para transmisión.

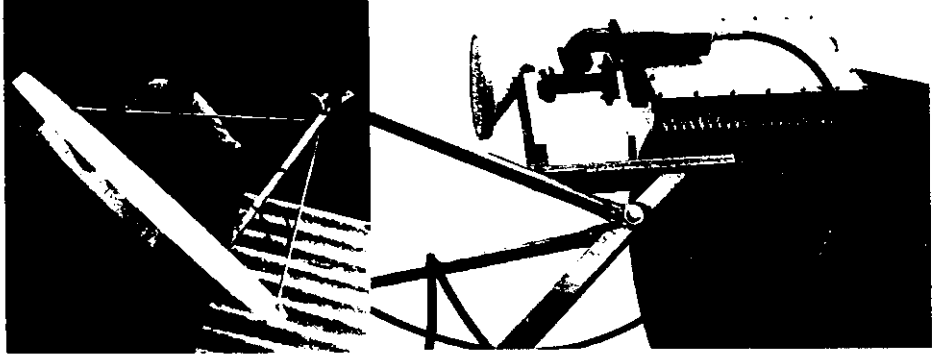
##### Caso 3

No cuentan con un OMT externo, bajan una guía de onda directamente del feeder al RF teniendo internamente el OMT, el transmit reject filter y el LNA.

El transmit reject filter es un filtro que evita el paso de la señal que se esta transmitiendo a la sección de recepción. El LNA es un amplificador de bajo ruido

### 3.3.2 Montaje de RF del tipo BUC + LNB

El montaje de este tipo de equipo se realiza directamente en el feeder. Se coloca el OMT. Directamente al OMT se coloca el BUC (Block Up Converter) del lado de transmisión y el reject transmit filter acoplado directamente un LNB del lado de recepción.



**Figura 3-6 Montaje tipo BUC + LNB**

Como se puede apreciar en el montaje del RF del tipo BUC + LNB es mucho mas sencillo y requiere de menos piezas. Dadas esta dos ultimas condiciones la instalación del equipo es mas barato ya que requiere de un número menor de accesorios y horas hombre para realizar la instalación de la antena y la montura del RF.

## 4. EQUIPOS DE RADIO FRECUENCIA (RF)

Los equipos de radio frecuencia son los que transmiten la señal al satélite y los que reciben la señal del satélite. En el área satelital siempre se han tenido los módulos de transmisión y de recepción separados. En este capítulo hablaremos de los equipos de RF haciendo esta misma división.

### 4.1 Equipos de transmisión

Los equipos de transmisión los podemos dividir en dos grandes grupos, los hasta hoy en día tradicionales que transmiten en un transpondedor preseleccionado (56 MHz), o la nueva generación que transmiten en cualquier parte del espectro del satélite (500 MHz). Para referencia llamaremos a los primeros tradicionales y a los segundos Block Up Converters BUC.

#### 4.1.1 Equipos de transmisión tradicionales

Los equipos tradicionales y más usados hoy en día se pueden ver en la figura 4-1. El diagrama de bloques presentado está simplificado.

Reciben la señal a transmitir en una frecuencia intermedia FI que puede estar en una de las siguientes dos opciones, el que se encuentre en una u otra solo depende del fabricante. Los dos rangos utilizados son:

- 70 MHz  $\pm$  18 MHz. Es decir pre-sintonizada en un ancho de banda de 36 MHz o,
- 140 MHz  $\pm$  36 MHz o sea pre-sintonizada en un ancho de banda de 72 MHz.

Esta señal debe llegar completamente limpia, es decir solo la portadora o portadoras que se pretenden transmitir. No debe tener ningún tipo de espurias o armónicas en todo el ancho de banda.

Esta señal es introducida en los convertidores de frecuencia los cuales entregan la señal subida en frecuencia al High Power Amplifier HPA y esta sección la amplifica y entrega a la antena.

La conversión en frecuencia se realiza en dos pasos: el primer paso convierte la señal de FI de 70 MHz a una señal en el rango de 1GHz, generalmente banda-L. Esta señal es filtrada para remover todas las armónicas e imágenes generadas a la hora de mezclarla. Esta etapa es relativamente sencilla ya que utiliza un oscilador fijo y un filtro paso banda entonado a una frecuencia específica.

El segundo paso es mas complicado ya que dada una señal de control o una serie de jumpers se selecciona la frecuencia final de salida. Esto implica pasar por un segundo mezclador, pero en este caso el oscilador es un oscilador variable. Al salir del mezclador la señal debe de pasar por otro filtro paso banda para poder remover las imágenes, armónicas y espurias generadas por el segundo. Al final llega al HPA donde se da la amplificación que sea necesaria y la señal es transmitida.

Estos equipos suelen tener grandes dimensiones y necesitan estar conectados a corriente alterna en la base de la antena.

Estos equipos tienen un costo comercial entre los 12,000 y 15,000 dólares dependiendo de la banda de transmisión y de la potencia de salida. El precio incluye la parte de recepción.

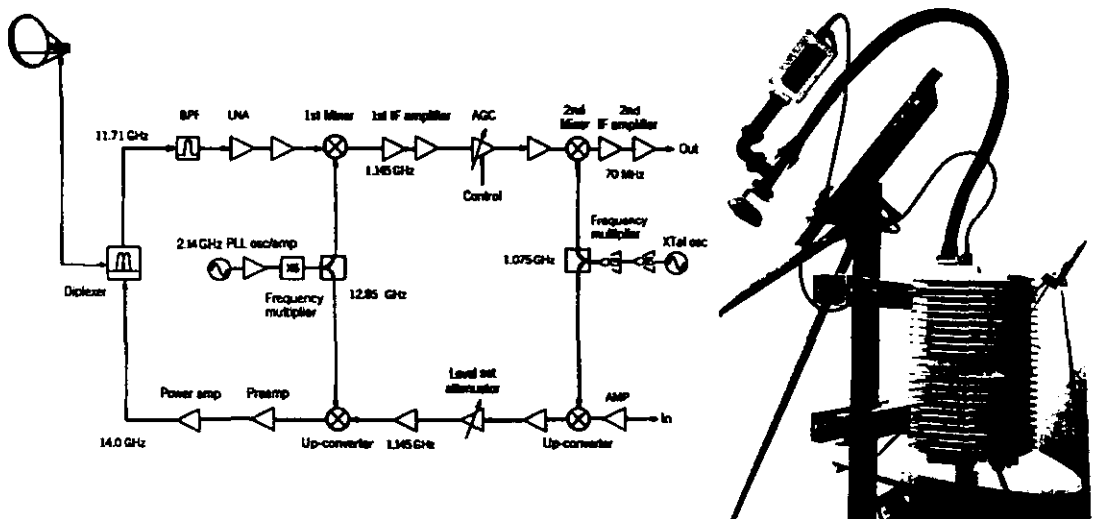


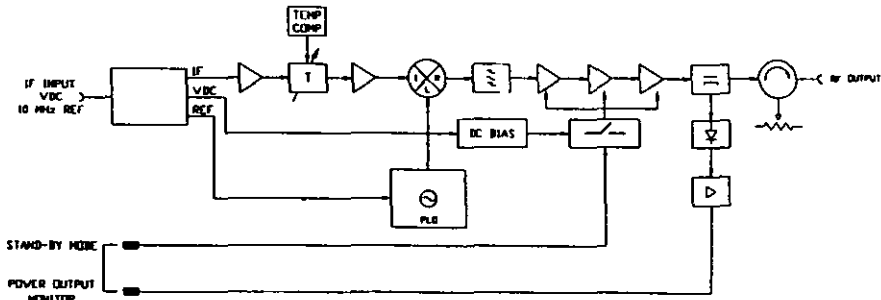
Figura 4-1 Equipo de transmisión tradicional

#### 4.1.2 Block up converters BUC

Este tipo de equipo es considerablemente mas sencillo que los tradicionales como se puede apreciar en la figura 4-2.



UPCONVERTER  
C & KU BAND



**Figura 4-2 Block Up Converter**

Este tipo de equipo recibe la frecuencia intermedia en Banda-L, es decir entre 950 MHz y 1450 MHz, utilizando un ancho de banda de 500 MHz –el ancho de banda total de cualquier satélite de comunicaciones–.

Esta señal que debe llegar completamente limpia es decir solo la portadora o portadoras que se pretenden transmitir, no debe tener ningún tipo de espurias o armónicas en todo el ancho de banda. En este caso cabe hacer notar que el ancho de banda que debe entregar el modem es mucho mas amplio y por lo tanto es mas difícil entregarlo limpio.

Esta señal es introducida al convertidor de frecuencia el cual entrega la señal subida en frecuencia al High Power Amplifier HPA y esta sección la amplifica y entrega a la antena.

En este caso el convertidor de frecuencia es mucho mas sencillo ya que solo se realiza una mezcla con un oscilador fijo y no es necesario filtrar la señal ya que las imágenes producidas quedan fuera del rango de transmisión y no causarán ningún tipo de interferencia.

El oscilador debe ser muy preciso ya que si su estabilidad no es buena la portadora transmitida por este equipo interferirá con alguna portadora adyacente. Para poder tener esta estabilidad a un bajo costo es necesario suministrar un oscilador de referencia a 10 MHz. Esta señal de 10 MHz es proporcionada al BUC por medio del mismo coaxial de frecuencia intermedia.

Este tipo de equipo no requiere de alimentación en la base de la antena ya que la alimentación es proporcionada a través del cable de frecuencia intermedia.

El costo comercial de este equipo va de los 2,500 a 3,500 USD y varía en función de la banda de transmisión y de la potencia de salida.

### 4.1.3 Conversión de Subida

El upconverter (UC) recibe la portadora FI modulada, entregada obviamente por el modulador, y levanta esta frecuencia FI  $\omega_0$  al valor requerido para efectuar el enlace de subida del RF a una frecuencia  $\omega_u$ . Esto se logra por la suma de la frecuencia  $\omega_0$  con la frecuencia  $\omega_l$  del oscilador local (OL). Este proceso de conversión de subida se puede efectuar básicamente en dos formas diferentes, por medio de un proceso de conversión única o a través de un proceso de conversión dual, el cual es una cascada de dos conversiones únicas como se muestra de forma teórica a continuación.

#### 4.1.3.1 Proceso de conversión de subida

Para explicar este proceso consideramos una portadora FI expresada por  $\cos(\omega_0 t + \phi)$  y la portadora generada por el oscilador local (OL) como  $\cos \omega_l t$ . El resultado del proceso de mezclado arroja el siguiente producto (asumiendo que  $\omega_l > \omega_0$ ):

$$\cos(\omega_0 t + \phi) \cos \omega_l t = \frac{1}{2} \cos[(\omega_l - \omega_0)t - \phi] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_l + \omega_0)t + \phi]$$

Por lo que, si contamos con un oscilador variable, podemos seleccionar la frecuencia del oscilador local  $\omega_l$  y así controlar la frecuencia del enlace de subida  $\omega_u = \omega_l - \omega_0$ , y utilizar el filtro paso banda a la salida para seleccionar la banda lateral de subida. Ahora, considerando el proceso de conversión dual, la primera conversión para la portadora FI  $\cos(\omega_0 t + \phi)$  por medio de la primera portadora del oscilador local  $\omega_{l1} t$  se ve en la siguiente expresión, (asumiendo que  $\omega_{l1} > \omega_0$ ):

$$\cos(\omega_0 t + \phi) \cos \omega_{l1} t = \frac{1}{2} \cos[(\omega_{l1} - \omega_0)t - \phi] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_{l1} + \omega_0)t + \phi]$$

Posteriormente el primer filtro pasobanda selecciona la banda lateral de subida  $\cos[(\omega_{l1} + \omega_0)t + \phi]$  y se realiza la segunda conversión a través del segundo oscilador local OL cuya portadora es  $\cos \omega_{l2} t$  que arroja la siguiente expresión (considerando  $\omega_{l2} > \omega_{l1} + \omega_0$ ):

$$\cos[(\omega_{l1} + \omega_0)t + \phi] \cos \omega_{l2} t = \frac{1}{2} \cos[(\omega_{l2} - \omega_{l1} - \omega_0)t - \phi] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_{l2} + \omega_{l1} + \omega_0)t + \phi]$$

El segundo filtro pasobanda selecciona la banda lateral de subida  $\cos[(\omega_{l2} - \omega_{l1} - \omega_0)t + \phi]$ , y así  $\omega_u = \omega_{l2} + \omega_{l1} + \omega_0$ . Esto significa que tanto  $\omega_{l1}$  como  $\omega_{l2}$  pueden ser arbitrariamente escogidos siempre que cumplan con las limitantes  $\omega_{l1} + \omega_{l2} = \omega_u - \omega_0$ ,  $\omega_{l2} > \omega_{l1} + \omega_0$  y  $\omega_{l1} > \omega_0$ .

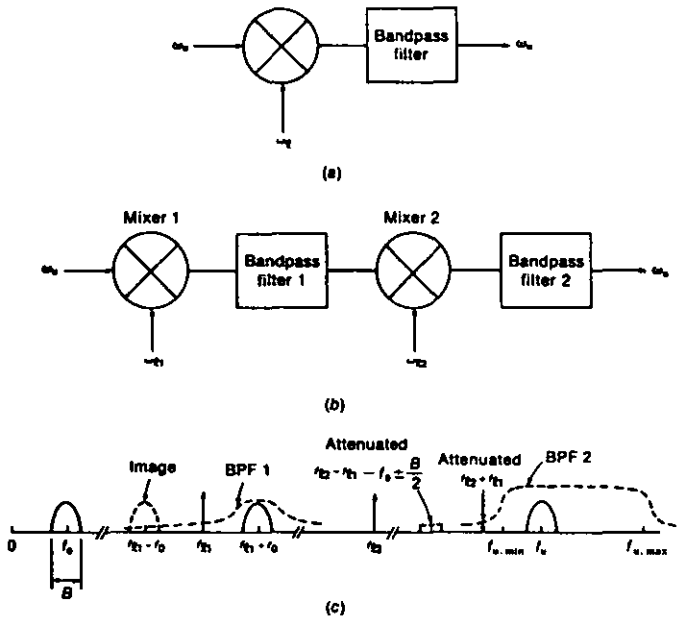


Figura 4-3 Diagrama esquemático de un UpConverter

Durante el proceso de conversión única, se ha visto que el cambio de la frecuencia de la portadora del enlace de subida  $\omega_u$ , (transmitiendo para un transpondedor diferente), requiere de dos cambios: uno en la frecuencia del oscilador local  $\omega_l$  y otro en el filtro pasobanda, el último siendo inflexible e inaceptable en muchas estaciones terrenas. Por el contrario, en el proceso de conversión dual, la segunda frecuencia  $\omega_{l1} + \omega_0$  es fijada y seleccionada para que sea lo suficientemente larga para el espectro de la frecuencia de subida  $\omega_{u,max}$  a  $\omega_{u,min}$  que son de 500 MHz en la banda Ku (14 a 14.5 GHz). La banda lateral no deseada  $\omega_{l2} - \omega_{l1} - \omega_0$  queda siempre fuera del espectro de la frecuencia del enlace de subida y así el segundo filtro paso banda puede ser diseñado para cubrir completamente el ancho de banda del enlace de subida y cualquier cambio en la frecuencia de subida  $\omega_u$  requerirá solo un cambio en la frecuencia del segundo oscilador local  $\omega_{l2}$ , al cual se le llama normalmente frecuencia ágil de conversión de subida).

Para evitar el cambio de signo en la fase de la portadora modulada, la misma banda lateral debe ser seleccionada después de cada conversión en proceso dual. El primer filtro pasobanda debe de ser diseñado para un ancho de banda igual al ancho de banda de la portadora modulada. Además, debe suprimir la primer señal generada por el oscilador local  $\omega_{l1}$  y la imagen de la banda lateral a  $\omega_{l1} - \omega_0 \pm B/2$ , donde  $B$  (rad/s) es el ancho de banda de la portadora a un nivel aceptable (normalmente en el rango de 100 dB abajo de la señal transmitida). En la práctica, se coloca un amplificador entre el primer filtro pasobanda y el segundo mezclador para darle más ganancia al upconverter.

## **4.2 Equipos de recepción**

En este caso también los dividiremos en dos grupos los tradicionales y los Low Noise Block LNB.

### **4.2.1 Equipos de recepción tradicionales**

Estos equipos reciben la señal de la antena y entran en un Low Noise Amplifier LNA, un amplificador de bajo ruido para poder recibir la señal lo mas limpia posible y de aquí pasa a un convertidor de bajada y una segunda amplificación. Se filtra y se sintoniza una segunda vez hasta entregar la señal en una frecuencia intermedia de 70 o 140 MHz.

### **4.2.2 Equipos Low Noise Block LNB**

Los LNB son unos bloques que incluyen un LNA, un convertidor de bajada y una serie de amplificadores. Estos equipos reciben a la entrada la señal de RF proveniente del satélite y entregan a la salida los 500 MHz del ancho de banda del satélite.

El conector de entrada RF de este tipo de equipos es una guía de onda que se conecta directamente con el OMT de la antena.

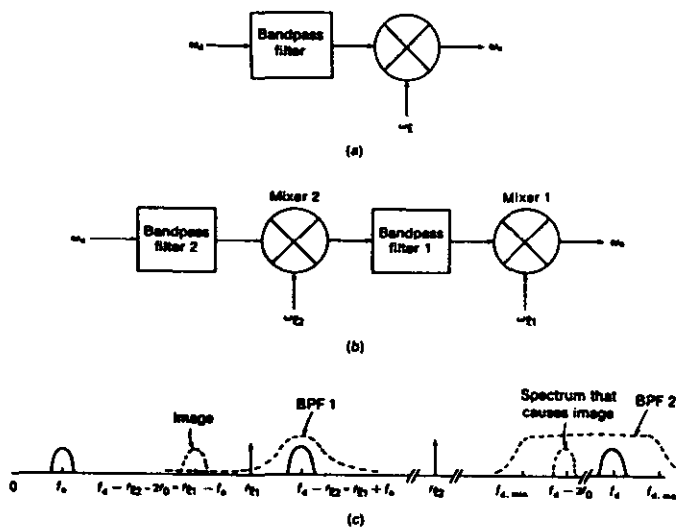
La señal de salida utiliza una frecuencia intermedia de 950 MHz a 1450 MHz (Banda-L). Generalmente la frecuencia intermedia es entregada por medio de un cable coaxial utilizando conectores F hembra.

Estos equipos son de unas dimensiones pequeñas, 15 cm X 4 cm X 4 cm (ancho X alto X profundidad). Son muy livianos y la alimentación la reciben por el mismo coaxial de frecuencia intermedia.

El costo de estos equipos depende de la estabilidad, de la ganancia y de la figura de ruido. El precio de estos equipos con las características necesarias para utilizarse en la integración es aproximadamente de \$300 USD.

### 4.2.3 Conversión de bajada

El "down converter" DC recibe la portadora modulada RF después de pasar a través de un amplificador de bajo ruido "low noise amplifier" y translada esta radio frecuencia  $\omega_d$  al espectro de frecuencias del enlace de bajada del satélite a la frecuencia intermedia  $\omega_o$ . Como en el upconverter, la conversión de bajada puede ser realizada con un proceso único de conversión o a través de un proceso dual, como se muestra en la figura 4-4.



**Fig 4-4 Diagrama esquemático de un Down Converter**

#### 4.2.3.1 Proceso de conversión de bajada

Una conversión de bajada realizada por medio de un proceso único resulta mucho más favorable económicamente hablando en comparación con un proceso dual. Para poder explicar la conversión de bajada por medio de un

proceso dual consideramos a la portadora RF expresada por  $\cos(\omega_d t + \phi)$  subida en la segunda portadora del OL  $\omega_{12} t$  (asumiendo que  $\omega_{12} t < \omega_d$ ):

$$\cos(\omega_d t + \phi) \cos \omega_{12} t = \frac{1}{2} \cos[(\omega_d - \omega_{12})t + \phi] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_d + \omega_{12})t + \phi]$$

El primer filtro pasobanda selecciona la banda lateral más baja  $\cos[(\omega_d - \omega_{12})t + \phi]$ , y la segunda conversión por medio de la portadora del primer OL  $\cos \omega_{11} t$ , considerando  $\omega_{11} < \omega_d - \omega_{12}$

$$\cos[(\omega_d - \omega_{12})t + \phi] \cos \omega_{11} t = \frac{1}{2} \cos[(\omega_d - \omega_{12} - \omega_{11})t + \phi] + \frac{1}{2} \cos[(\omega_d - \omega_{12} + \omega_{11})t + \phi]$$

La portadora FI de salida por supuesto es la banda lateral más baja  $\cos[(\omega_d - \omega_{12} - \omega_{11})t + \phi]$  y quedando entonces  $\omega_0 = \omega_d - \omega_{12} - \omega_{11}$ . Las frecuencias del OL  $\omega_{11}$  y  $\omega_{12}$  son arbitrariamente seleccionadas para satisfacer las condiciones de:

$$\omega_{11} + \omega_{12} = \omega_d - \omega_0, \quad \omega_{12} < \omega_d \quad \text{y} \quad \omega_{11} < \omega_d - \omega_{12}$$

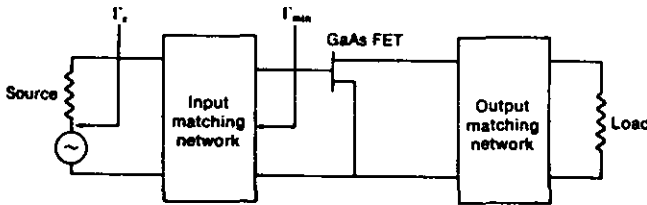
Como en la conversión de subida, la segunda frecuencia intermedia  $\omega_d - \omega_{12}$  es mezclada y seleccionada para ser lo suficientemente amplia para cubrir el espectro de frecuencia del enlace de bajada. Así, el segundo filtro pasobanda puede ser diseñado para cubrir completamente el enlace de bajada y cualquier cambio en la frecuencia de la portadora en el enlace  $\omega_d$  se efectuará manipulando la segunda frecuencia generada por el OL  $\omega_{12}$ . El diseño del primer filtro paso banda de un "dual down converter" es determinante ya que este debe suprimir la imagen de la banda lateral dentro de  $\omega_{11} - \omega_0 \pm B/2$  a un valor aceptable, donde  $B$  es el ancho de banda de la portadora en rad/s. (Esto es muy importante debido a que hay muchas otras portadoras dentro de este espectro de frecuencias para el enlace de bajada entre la portadora deseada  $\omega_d$  y cualquier espectro dentro del radio de frecuencias  $\omega_{12} + \omega_{11} - \omega_0 \pm B/2$  que será bajada en frecuencia dentro del ancho de banda  $B$  de la señal deseada). El filtro también debe hacer despreciable al máximo el retraso de la señal recibida, normalmente la imagen debe ser atenuada unos 70 dB y con un retardo pico a pico de 4 ns. En la práctica se implementa un amplificador entre el segundo mezclador y el primer filtro pasobanda para dar ganancia al downconverter.

### 4.3 Low Noise Amplifier (Amplificador de Bajo Ruido)

Debido a que la amplitud de la señal de recepción en el sistema es del orden aproximadamente de  $-120\text{dB}$  y aunado a que ésta acarrea ruido, es necesario la amplificación de la señal con un amplificador que genere el menor ruido posible con un buen nivel de ganancia. Es importante tener un buen acoplamiento entre la alimentación y el LNA con el fin de asegurar la máxima transferencia de energía hacia al LNA.

En general, existen dos tecnologías diferentes de amplificadores de bajo ruido utilizados en estaciones terrenas; el "amplificador paramétrico" y el amplificador "GaAs FET". El amplificador paramétrico ha sido utilizado desde los orígenes de los sistemas satelitales, y es capaz de otorgar temperaturas de ruido bajas, sin embargo se utiliza una tecnología superior y más reciente con los LNA GaAs FET, ya que tienen una muy pequeña longitud de puente (gate),  $0.5\ \mu\text{m}$ , que genera temperaturas de ruido realmente bajas así como mayor estabilidad, confiabilidad y bajo costo. Por ejemplo un GaAs FET termoelectricamente enfriado para un rango de  $11.7$  a  $12.2\ \text{GHz}$  genera una temperatura de ruido de  $150\ \text{K}$  a una temperatura de enfriamiento de  $223\ \text{K}$ .

Se puede observar en la siguiente figura una estación de bajo ruido de un LNA GaAs FET:



**Figura 4-5 Low Noise Amplifier**

su figura de ruido puede ser calculada con la siguiente ecuación:

$$F = F_{\min} + 4r_n \left( \frac{|\Gamma_s - \Gamma_{\min}|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)(1 + |\Gamma_{\min}|^2)} \right)$$

donde:  $F_{\min}$  = figura de ruido mínima del LNA

$\Gamma_s$  = coeficiente de reflexión de la fuente

$\Gamma_{\min}$  = coef. de refl. de la fuente que produce la mínima NF

$r_n$  = resistencia de ruido normalizada equivalente

## 4.4 Divisor/Mezclador de potencia

La mayoría de los usuarios de sistemas TDM/TDMA ya cuentan con redes satelitales, usualmente tienen uno o varios enlaces de tipo SCPC. Al incluir en su red un sistema TDM/TDMA prefieren utilizar todo su equipo existente como la antena y el radio (las partes mas costosas de cualquier sistema satelital).

Para poder utilizar estas componentes se utilizan los divisores y combinadores de potencia.

Con los combinadores se juntan (combinan) todas las portadoras a transmitir. Los combinadores tienen  $n$  entradas y una salida. De cada uno de los modems SCPC mas el modem TDM se conectan a las entradas del combinador y la salida única se alimenta al radio. Esta combinación se realiza en frecuencia intermedia (70 o 140 MHz).

Los divisores se utilizan para el proceso inverso, tienen una entrada y  $n$  salidas. La entrada viene del radio y las salidas se conectan a cada uno de los modems. Cada modem se sintoniza a la frecuencia deseada y recibe sus datos. Esta división se realiza en frecuencia intermedia (70 o 140 MHz)

Dentro del sistema es muy importante entregar una señal de nivel aceptable a los equipos remotos, por lo que el uso de divisores con varios puertos de salida que atenúen lo menos posible la señal y que no introduzcan ruido en la señal resulta vital. Básicamente, un divisor de potencia es un arreglo de elementos pasivos, que acepta una señal de entrada y genera múltiples señales de salida con una fase específica y amplitud característica. Las señales de salida básicamente poseen las siguientes características:

- Misma amplitud
- 0° de defasamiento entre cualquiera de las dos señales de salida
- Alto nivel de aislamiento entre cada una de las señales de salida
- Los siguientes niveles de pérdidas por inserción:

Número de puertos de salida	Niveles de Perdidas por Inserción (dB)
2	3.0
3	4.8
4	6.0
5	7.0
6	7.8
8	9.0
10	10.0
12	10.8
16	12.0
24	13.8
48	16.8



Como el divisor de potencia de  $0^\circ$  es un arreglo de elementos pasivos puede ser utilizado también como un combinador o mezclador de potencia, esto se logra aplicando cada señal independiente en cada uno de los puertos de entrada, que en este caso serían los puertos de salida. El vector suma de las señales insertadas aparecerá como una señal única de salida en el puerto de entrada del divisor de potencia que en este caso sería el puerto de salida del mezclador de potencia. Esto es muy importante ya que el mismo arreglo sirve para dos funciones distintas y sumamente importantes en el sistema.

El mezclador de potencia experimentará un nivel de pérdidas por inserción que varía dependiendo de la relación entre la fase y la amplitud de las señales que están siendo combinadas. Por ejemplo en un divisor/mezclador de potencia de 2 puertos de entrada y  $0^\circ$  de defasamiento, si las dos señales tienen el mismo nivel de amplitud y están en fase entonces la pérdida por inserción será de cero. De cualquier forma, si las señales tienen  $180^\circ$  de defasamiento las pérdidas por inserción son altísimas y si las dos señales tienen diferentes frecuencias, la pérdida por inserción será igual al valor teórico de 3 dB que se muestra en la tabla del punto anterior.

El mezclador de potencia también experimentará un nivel de aislamiento entre las señales aplicadas en los puertos de entrada. El nivel de aislamiento entre las señales de entrada depende principalmente del acoplamiento de impedancias en el puerto suma o de salida. Por ejemplo, en un mezclador de potencia de dos vías, si el puerto S está desconectado, entonces el aislamiento entre los puertos A y B sería de 6 dB y si el puerto S se encuentra con un acoplamiento de impedancias adecuado para máxima transferencia de potencia, el aislamiento entre los puertos A y B tendería a ser infinito.

Con los divisores/mezcladores de potencia se pueden implementar las siguientes funciones de procesamiento de señales:

1. Sumar o sustraer señales vectorialmente
2. Obtener varias señales de salida enfasadas, proporcionales al nivel de una señal común de entrada
3. Dividir e introducir señales en multi-salidas
4. Combinar señales de diferentes fuentes para obtener una señal única por el puerto de salida.
5. Otorgar la capacidad de obtener arreglos lógicos de RF

#### 4.4.1 Análisis del funcionamiento de un Divisor de Potencia Básico

La forma mas simple de un Divisor de Potencia es una conexión en forma de "T", la cual tiene una entrada y dos salidas; una señal aplicada a la entrada será dividida en dos señales de salida, iguales en amplitud y fase, el arreglo es simple y funciona, aunque con limitaciones.



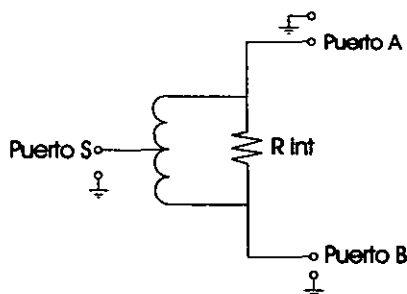
Figura 4-6 Divisor de potencia básico

Las dos obvias limitaciones son el desacoplamiento de impedancias y un bajo nivel de aislamiento. En un sistema de  $50 \Omega$ , cada salida debe ser conectada a una carga de  $50 \Omega$ , ofreciendo  $25 \Omega$  de impedancia en el puerto de entrada. De esta forma la impedancia buscada en el puerto de entrada presentará un desacoplamiento en el sistema de  $50 \Omega$ . Para corregir este desacoplamiento, es necesario la implementación de un transformador de  $25$  a  $50 \Omega$  en el sistema.

Por otro lado, consideremos el bajo nivel de aislamiento que es la otra seria limitación para este sencillo sistema. Supongamos que dos antenas son alimentadas por las entradas del sistema en forma de T utilizado como mezclador, si una de las antenas se fuera a corto con su frecuencia resonante, descargaría a la otra antena y en efecto borraría al receptor de entrada. De cualquier forma, contando con un diseño apropiado para el mezclador de potencia se garantiza un alto nivel de aislamiento entre las entradas, así que la antena en condiciones de corto en una de las entradas tendrá pocos efectos sobre la otra entrada causando aproximadamente un nivel de desacoplamiento del VSWR de 3:1 en el puerto de salida, en este caso, el receptor de entrada.

En un circuito "T" el aislamiento entre las salidas del mezclador de potencia depende principalmente al acoplamiento de impedancias en el puertos "O" de salida; si el puerto de salida esta abierto entonces los puertos de entrada no tendrán aislamiento entre ellos y si el puerto de salida tiene un acoplamiento adecuado el aislamiento sería de 3 dB.

Considerando el circuito del sistema "T" que se muestra a continuación:



**Figura 4-7 Circuito T**

El transformador tiene el mismo número de vueltas entre cada uno de los puertos, así, se puede definir como un autotransformador (con una razón de 2 a 1 vueltas) la impedancia entre la salida es 4 veces mayor que la impedancia entre el centro del transformador y uno de los extremos.

Se puede explicar cómo este circuito establece un alto nivel de aislamiento entre los puertos A y B de la siguiente forma:

Como mezclador de potencia, el aplicar una señal al puerto de entrada A causará flujo de corriente a través del transformador, experimentando un defasamiento de  $180^\circ$  para el instante en que arribe al puerto B; similarmente, la corriente circulará a través del resistor interno R y no experimentará un cambio de fase cuando arribe al puerto B. Cuando la resistencia interna R es igual al valor de la impedancia a través del transformador, entonces la corriente que llegue al puerto B será igual en amplitud pero opuesta en fase y se cancelará. Por lo tanto el resultado es que no habrá niveles de voltaje en el puerto B causados por la señal aplicada en el puerto A; de esta forma, el nivel de aislamiento entre los puertos es muy alto.

Adicionalmente, examinando el mismo circuito se puede determinar el nivel teórico de pérdida por inserción del sistema entre el puerto S y los puertos A y B. Como divisor de potencia, una señal aplicada en el puerto S se dividirá en señales idénticas que aparecerán en los puertos A y B haciendo al circuito simétrico. Si hay acoplamiento de impedancias entonces habrá máxima transferencia de potencia y la mitad de la potencia de entrada aparecerá en cada uno de los puertos resultando en una pérdida de 3 dB en cada puerto. Además, bajo las condiciones mencionadas, el circuito deja de tener pérdidas desde el momento en que el voltaje a través de la resistencia interna R es cero.

Por último, supongamos que tenemos un sistema de  $50 \Omega$ , obviamente con los puertos A y B con una terminal de  $50 \Omega$ , estos aparecen a través del transformador en serie, por lo tanto se requiere un transformador de  $100 \Omega$  de impedancia para un óptimo acoplamiento de impedancias. Desde que el transformador tiene una relación de impedancias de 4 a 1, la impedancia en el

puerto S es de  $25 \Omega$ , así que se debe de sumar 2 a 1 a la impedancia del transformador ( $50$  a  $25 \Omega$ ) en el puerto S, así la impedancia en este puerto es acoplada al sistema de  $50 \Omega$ ; es muy importante resaltar el hecho de que el valor de la resistencia interna R debe ser igual a la impedancia del transformador para obtener el máximo nivel de aislamiento, así que en este caso  $R = 100 \Omega$ .

#### **4.4.2 Influencia del desacoplamiento de impedancias sobre el aislamiento de las señales.**

Considerando el caso ideal en un mezclador de potencia de dos vías donde exista un aislamiento infinito entre los dos puertos de entrada, una señal aplicada en el puerto A será dirigida al puerto S, con una pérdida de 3 dB por la resistencia interna R, y debido al aislamiento infinito ninguna señal de entrada se reflejará al otro puerto de entrada y si el puerto S se encuentra correctamente acoplado, la suma de las señales también será transferida en su totalidad y nada se reflejará de regreso a los puertos de entrada. Cabe resaltar que esto se logra siempre y cuando el puerto de salida se encuentre con un buen acoplamiento de impedancias.

Para comprender mejor la importancia del acoplamiento de impedancias en el puerto de salida veamos el siguiente ejemplo:

Considerando una señal de entrada en el puerto A de +20 dBm, con un aislamiento perfecto, no habría ninguna reflexión de esta señal sobre el puerto B. Considerando la pérdida entre la entrada A y el puerto "O" de 3 dB debido a la resistencia interna R, llegan +17 dB al puerto S ignorando cualquier pequeña pérdida debida al transformador. Si hubiera un pequeño desacoplamiento en el puerto S que origine una señal reflejada de -20 dB, entonces la señal de -3 dBm (+17 dbm atenuados por 20 dB) es mandada de regreso a los puertos A y B, esta señal de 3 dB sufre otra pérdida de 3 dB al pasar hacia al puerto B y entonces el desacoplamiento resulta en una señal reflejada de -6 dB del puerto A hacia el puerto B. De esta forma, el aislamiento entre los puertos no es infinita, hay una señal de +20 dBm en el puerto A y una señal de -6 dBm en el puerto B por un aislamiento de 26 dB y todo ocasionado por un desacoplamiento en el puerto S.

De todo esto se puede concluir que es muy importante el tener un excelente acoplamiento en el puerto S del divisor de potencia para tener un alto nivel de aislamiento en los puertos donde se apliquen las señales del enlace y así no acarrear problemas al sistema. Por otro lado un desacoplamiento de impedancias tanto en el puerto A como en el puerto B no siempre es crítico y cuando el puerto S este bien acoplado.

Y en el caso que un divisor/mezclador de potencia donde la resistencia interna R no llegue a ser igual a la impedancia a través del transformador experimentará reflexión de potencia entre los puertos de entrada y esta misma resistencia es la que determina la capacidad de manejo de potencia dentro del divisor/mezclador de potencia, por lo que resulta otro aspecto importante para tomar en cuenta.

La tasa de acoplamiento de potencias especifica el nivel máximo de potencia que puede ser aplicado en la entrada cuando el puerto de salida se encuentra bien acoplado, y la disipación por carga interna se refiere a la tasa de potencia de acoplamientos internos en el divisor de potencia. Si se llega a tener un mal acoplamiento en el puerto de salida entonces puede haber señales reflejadas que excedan los límites de potencia de las terminaciones internas, por lo general la tasa de acoplamiento de potencias es mas alta que la carga por disipación interna.

## **4.5 Segmento Espacial**

El Sistema Mexicano de Satélites cuenta actualmente con los dos satélites Solidaridad que tienen todavía 13 años de vida por delante.

El segmento espacial se refiere al satélite, y el procesamiento de la señal de comunicación en él a grandes rasgos es la siguiente:

- Amplificador de potencia
- Conversión en frecuencia
- Cambio de polarización

La amplificación de potencia se realiza por medio del amplificador de alta potencia el cual proporciona la potencia para el enlace de bajada, es decir, para la comunicación E/T – Satélite; los amplificadores del satélite son tubos de onda progresiva (TWT) y amplificadores de estado sólido (SSPA). Cada transpondedor está asociado con su amplificador.

La conversión en frecuencia se refiere a la modificación que experimenta la señal de comunicación en el satélite; lo anterior se realiza para que no se interfieran las señales que llegan al satélite con las que salen de él. La diferencia entre la frecuencia ascendente y descendente está estandarizada en los satélites de comunicaciones y tienen un valor de 2.3 GHz en la banda Ku.

Para realizar el cambio de polaridad, la señal se encausa a los alimentadores que tienen polaridad diferente a la que tuvo a su entrada al satélite.

La señal es radiada por la antena del satélite en dirección a la superficie de la Tierra, generalmente a manera de haces conformados que describen las zonas de interés donde se desea dar el servicio de comunicación vía satélite conocidas como zonas de cobertura.

## 5. MODEM

Los Modems generan la señal modulada a transmitirse, conjuntando las características deseadas de la señal moduladora y de la señal portadora, la primera es la señal de información en formato digital, proveniente de las fuentes de información, y la segunda es la señal portadora, típicamente es una señal senoidal y generada internamente. La señal portadora es modulada digitalmente en fase (PSK) generalmente. Estos equipos proporcionan su señal de salida en el rango conocido como frecuencia intermedia y admiten a su entrada el rango de banda base.

Previo a la modulación, se integra a la señal de información una serie de bits que sirven como un código para la corrección de errores a fin de identificar y corregir algunos errores en la detección de la información en la recepción.

En la entrada de los modems la señal digital (moduladora) tiene una característica de velocidad digital dada en bits por segundo, estandarizada en velocidades que van desde 4.8 kbps hasta los 70 Mbps.

En este capítulo se describe el proceso de modulación-demodulación implementado en el sistema en el cual se utiliza una modulación QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) junto con el método de corrección de errores Viterbi y el Scrambler para facilitar la recuperación de reloj. En los siguientes puntos se definen las características de los elementos anteriormente nombrados así como sus pros y contras, sin pretender realizar un análisis muy profundo ya que cada uno de ellos sería motivo de una tesis diferente.

## 5.1 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying )

En la modulación QPSK se genera una transmisión de bits utilizando un ancho de banda considerablemente menor al de otros tipos de modulación. Uno de los elementos principales, es el flip-flop tipo "D" que funciona como un elemento de memoria de un bit, el cual registra el nivel de un bit durante un periodo de reloj a la cadena de datos.

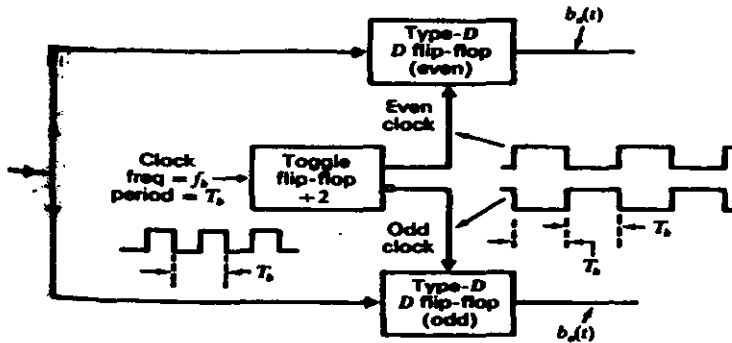


Figura 5-1 Modulación QPSK

El arreglo con el cual una cadena de datos  $b(t)$  genera una señal QPSK para transmisión se muestra en el siguiente diagrama así como sus formas de onda más relevantes; en ambos casos se considera la parte baja de la onda cuadrada como la parte que activa a los flip-flops.

La forma como esto funciona es la siguiente, el flip-flop 'T' (Toggle) funciona en base de una señal de reloj cuyo periodo de bit es  $T_b$ , e invierte ésta generando dos señales con el doble del periodo original que son el reloj par ("even clock") y un reloj impar ("odd clock") los cuales, como se puede deducir, tienen un periodo igual a  $2T_b$ . Las partes activas de cada reloj, lógicamente, están separadas por un periodo de bit  $T_b$ . La cadena de datos  $b(t)$  es aplicada a la entrada de datos a ambos flip-flops 'D', sincronizados por el reloj par y por el impar respectivamente. Los flip-flops van registrando bits alternados de la cadena de datos  $b(t)$  y manteniéndolos por dos intervalos de bit, esto es por un tiempo de  $2T_b$ ; así los flip-flops van registrando bits de la cadena de datos alternadamente (uno los pares y otro los impares).

En la figura siguiente se muestra un diagrama de tiempos de los diferentes elementos y la cadena de datos  $b(t)$  respectivamente

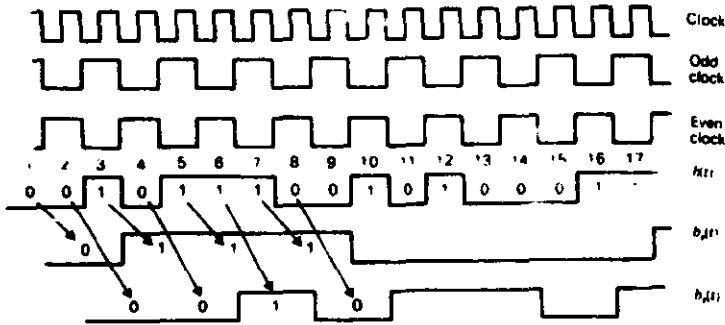


Figura 5-2 Diagrama de tiempos QPSK

Como se puede ver, la cadena de bits  $b_o(t)$  (la cual es la salida del flip-flop sincronizado por el reloj impar), registra el bit 1 y mantiene ese bit por un tiempo igual  $2T_b$ ; después registra el bit 3 por el mismo tiempo de  $2T_b$  y lo mismo con los siguientes bits impares. Por supuesto la cadena de bits  $b_e(t)$  sincronizada por el reloj impar, mantiene el bit por el mismo periodo igual a  $2T_b$  (cada uno de los bits alternados pares 2, 4, 6 etc.).

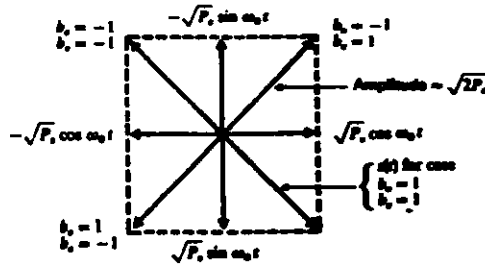
La cadena de datos  $b_e(t)$ , (que usualmente es  $b_e(t) = \pm 1$  volt), es sobrepuesta en un portadora  $\sqrt{P_s}$  cos  $\omega_0 t$ , y la cadena de bits  $b_o(t)$  (también  $\pm 1$  volt) es sobrepuesta en una portadora  $\sqrt{P_s}$  sin  $\omega_0 t$  por el uso de dos multiplicadores (moduladores balanceados), para generar dos señales  $s_e(t)$  y  $s_o(t)$ . Estas señales son posteriormente sumadas para generar la señal de salida a transmitir  $v_m(t)$ , que es igual a:

$$v_m(t) = \sqrt{P_s} b_o(t) \sin \omega_0 t + \sqrt{P_s} b_e(t) \cos \omega_0 t$$

como se puede verificar la potencia total normalizada de esta señal  $v_m(t)$  es  $P_s$ . En las formas de onda  $b_o(t)$  y  $b_e(t)$  los tiempos del bit son cada  $\frac{1}{2} T_b$ , de aquí que ambas  $s_e(t)$  y  $s_o(t)$  tengan anchos de banda nominales de la mitad de tamaño en comparación al ancho de banda que ocupa una modulación tipo BPSK; ambas  $s_e(t)$  y  $s_o(t)$  ocupan el mismo rango espectral pero no son identificables individualmente debido a la cuadratura de fases de sus respectivas portadoras.

Cuando  $b_o = 1$  la señal  $s_o(t) = \sqrt{P_s} \sin \omega_0 t$  y  $s_e(t) = -\sqrt{P_s} \sin \omega_0 t$  cuando  $b_o = -1$ . Correspondientemente, para  $b_e = \pm 1$   $s_e(t) = +\sqrt{P_s} \cos \omega_0 t$ . Estas cuatro señales pueden ser representadas por fasores como se muestra en la siguiente figura:





**Fig. 5-3 Diagrama de fasores QPSK**

Estas señales están en mutua cuadratura de fase. También están representados los fasores que representan las cuatro posibles señales de salida  $v_m(t) = s_o(t)$  y  $s_o(t)$ . Estas cuatro señales de salida tienen la misma amplitud  $\sqrt{2P}$ ; han sido identificados por sus valores correspondientes de  $b_0$  y  $b_1$ . Al final de cada intervalo de bit,  $b_0$  o  $b_1$  pueden cambiar, pero no lo pueden hacer ambas al mismo tiempo.

Lo más importante a mencionar con respecto a la modulación tipo QPSK es el hecho de que ocupa un ancho de banda menor que otras modulaciones, pero su complejidad es mayor.

Otra implementación es el modo Diferencial de QPSK (DQPSK), el cual es un método que obtiene una referencia de fase usando el último símbolo recibido. El demodulador hace su decisión basado en el cambio de fase del símbolo anterior con respecto al símbolo recibido en ese instante. Las siguientes curvas muestran la calidad de DQPSK con valores de BER contra  $E_b/N_o$ .

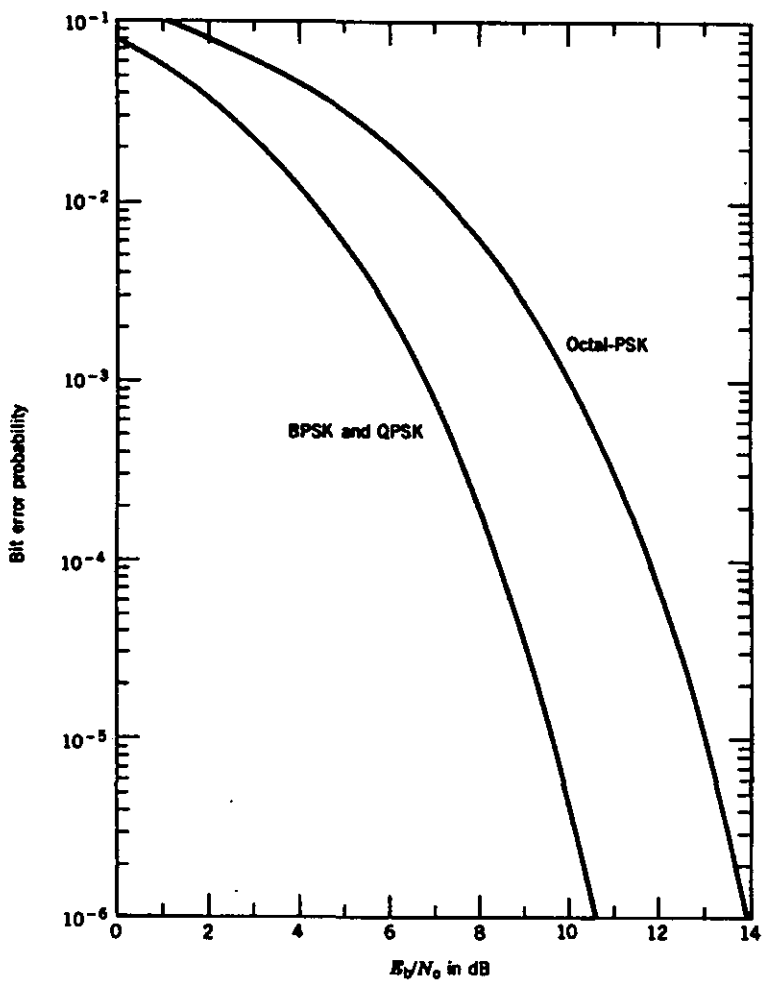
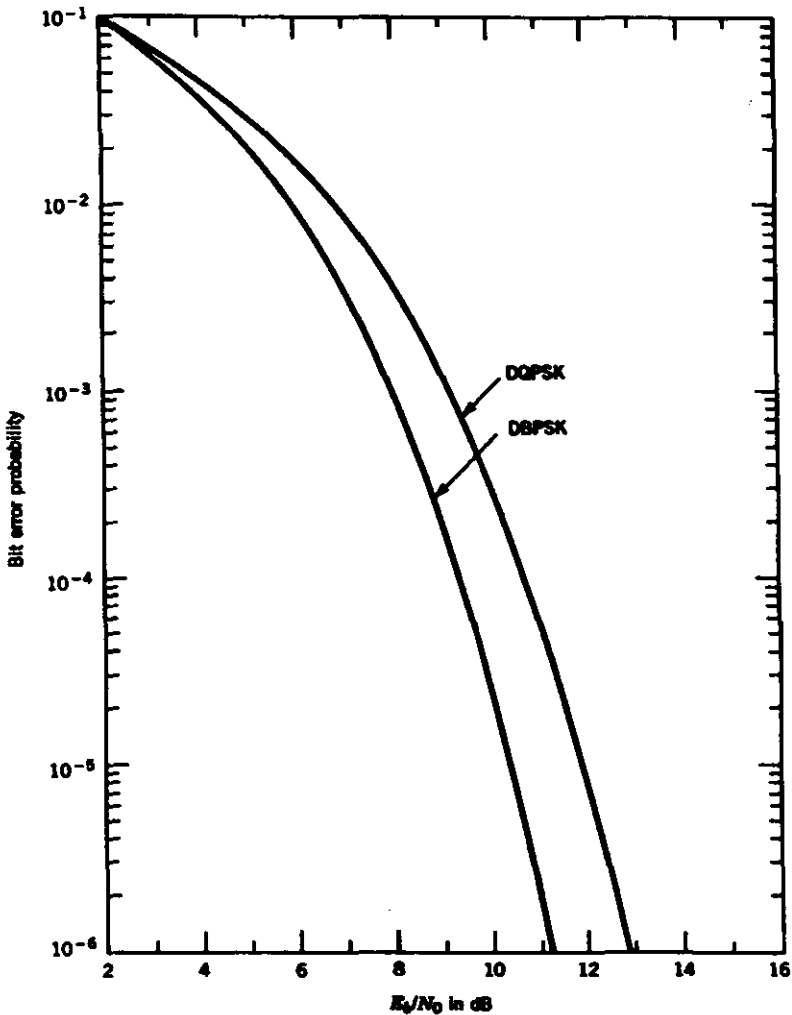


Figura 5 - 4a BER vs  $E_b/N_0$  utilizando QPSK



Bit error probability versus  $E_b/N_0$  performance of DBPSK and DQPSK

**Figura 5 – 4b BER vs  $E_b/N_0$  utilizando DQPSK**

Como ya se mencionó, con DQPSK se conoce la fase del símbolo anterior y en base a esto se deduce cual es el símbolo siguiente según su variación en fase, pero como se puede ver en las curvas, también se requiere una mejor relación "Señal a Ruido" es decir mayor potencia de transmisión para asegurar una menor tasa de errores ya que en DQPSK cada bit erróneo acarrea otro pues se manejan símbolos.

### 5.1.1 Transmisor QPSK

Como se ve en la figura 5-5, dos bits (un dibit) son introducidos al divisor de bits, después que los bits han sido correctamente accedados, son procesados simultánea y paralelamente. Un bit se va directamente al canal I y el otro al canal Q. El bit I modula una portadora que se encuentra en fase con el oscilador local de referencia, de aquí el nombre de canal "I" (In phase), mientras que el bit Q modula a una portadora que se encuentra a  $90^\circ$  fuera de fase o en cuadratura con el oscilador local, de aquí el nombre de canal "Q" (Quadrature).

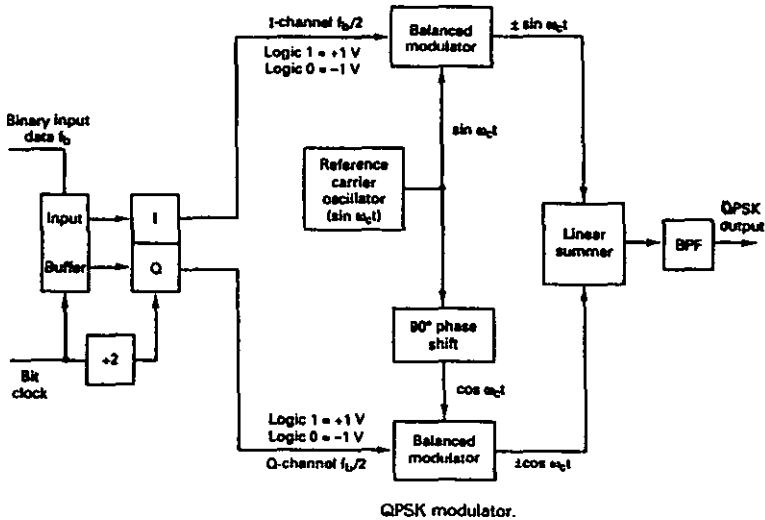
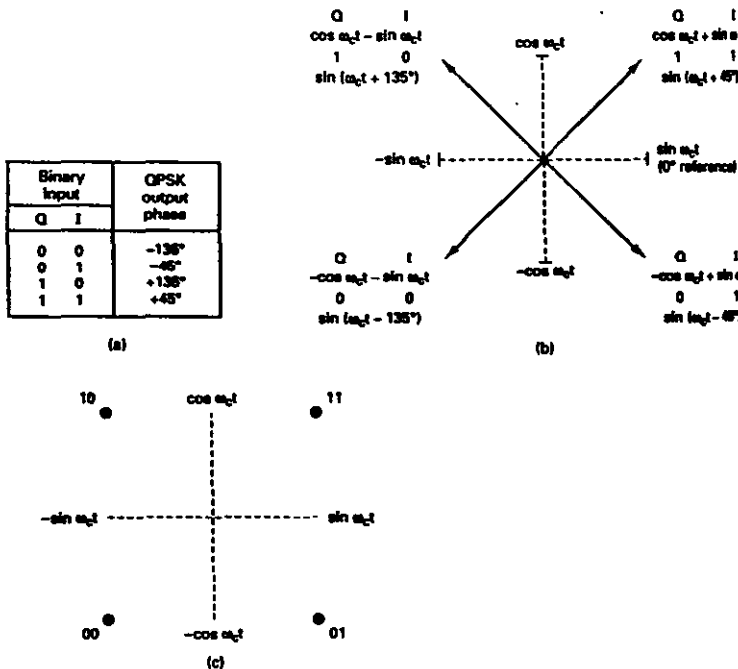


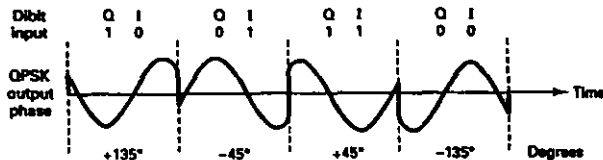
Figura 5-5 Transmisor QPSK

Una vez que el dibit ha sido dirigido a los canales I y Q, la operación es la anteriormente descrita para realizar una modulación QPSK, en la cual se manejan los siguientes niveles lógicos: 1 = +1V y 0 = -1V, con dos fases posibles a la salida del modulador balanceado I ( $+\sin \omega_c t$  y  $-\sin \omega_c t$ ) y otras dos para la salida del modulador Q ( $+\cos \omega_c t$  y  $-\cos \omega_c t$ ), cuando el sumador lineal combina las dos cuadraturas (señales  $90^\circ$  fuera de fase), se obtienen cuatro posibles resultantes:  $+\cos \omega_c t + \sin \omega_c t$ ,  $-\cos \omega_c t + \sin \omega_c t$ ,  $+\cos \omega_c t - \sin \omega_c t$ ,  $-\cos \omega_c t - \sin \omega_c t$ .



**Figura 5-6**  
**Modulador QPSK, tabla de verdad, fasores y diagrama de constelación**

En QPSK cada uno de los cuatro posibles fasores de salida tienen exactamente la misma amplitud; gracias a eso la información binaria puede ser codificada enteramente con la fase de la señal de salida. Esta característica de QPSK es la diferencia más importante en relación a otro tipo de modulaciones como QAM. Así, una señal QPSK puede ir a +45° o -45° cambiando de fase durante la transmisión y reteniendo la codificación correcta en la información cuando es demodulada en el receptor. La siguiente figura muestra la señal de salida contra el tiempo para un modulador QPSK.



**Figura 5-7**  
**Fase de salida VS tiempo para un modulador QPSK**

### 5.1.2 Receptor QPSK

Como se puede observar en la siguiente figura, el divisor de potencia direcciona la señal de entrada QPSK hacia los circuitos recuperadores de los canales I y Q. El circuito recuperador de la portadora reproduce la señal original producida por el oscilador de referencia, por lo que es importante que la señal reproducida tenga tanto la misma frecuencia como fase de la señal original. La señal QPSK es demodulada en los detectores de producto I y Q quienes generan los datos originales I y Q. Las salidas de los detectores de productos son alimentadas por el circuito combinador de bits, en el cual dejan de actuar en dos canales paralelos y se unen en una salida binaria única con la cadena de datos.

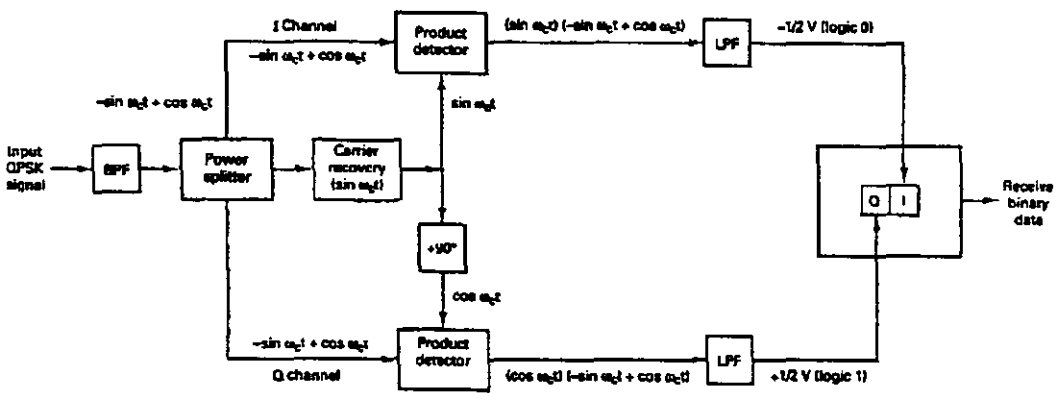


Figura 5-8  
Receptor QPSK

La señal QPSK regenerada puede llegar en cualquiera de los cuatro estados posibles de fases. Para ilustrar el proceso de demodulación, definamos la señal recuperada como  $-\sin \omega_c t + \cos \omega_c t$ . Matemáticamente, el proceso de demodulación se define como sigue:

La señal recibida  $\text{QPSK}(-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t)$  es una de las entradas del detector I de productos. La salida del detector I de productos es la siguiente:

$$\begin{aligned}
 I &= (-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t)(\sin\omega_c t) \\
 &\quad \text{(QPSK señal de entrada)(portadora)} \\
 &= (-\sin\omega_c t)(\sin\omega_c t) + (\cos\omega_c t)(\sin\omega_c t) \\
 &= -\sin^2\omega_c t + (\cos\omega_c t)(\sin\omega_c t) \\
 &= -\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t) + \frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_c)t + \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t + \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t \\
 I &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 0 \\
 &= -\frac{1}{2}V \text{ (0 lógico)}
 \end{aligned}$$

Por otro lado, si la señal recibida  $(-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t)$  es una de las entradas en el detector de productos Q. La otra entrada es la portadora recuperada con defasamiento de  $90^\circ$  ( $\cos\omega_c t$ ). Por lo que la salida del detector Q de productos es la siguiente:

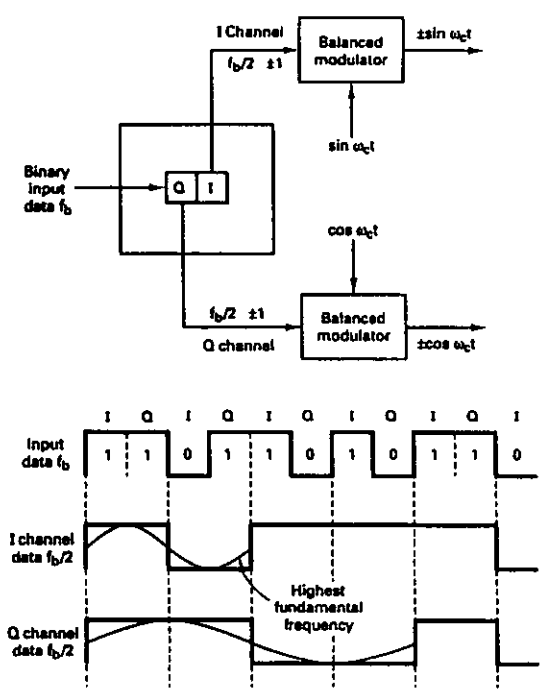
$$\begin{aligned}
 Q &= (-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t)(\cos\omega_c t) \\
 &\quad \text{(QPSK señal de entrada)(portadora)} \\
 &= \cos^2\omega_c t - (\sin\omega_c t)(\cos\omega_c t) \\
 &= \frac{1}{2}(1 + \cos 2\omega_c t) - \frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_c)t - \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t \\
 Q &= \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t - \frac{1}{2}\sin 0 \\
 &= \frac{1}{2}V \text{ (1 lógico)}
 \end{aligned}$$

Los bits I y Q demodulados (0 y 1 respectivamente), corresponden a la constelación de la tabla de verdad para modulación QPSK que se muestra en la figura 5-6.

### 5.1.3 Consideraciones para el ancho de banda utilizando QPSK

Desde que los datos de entrada son divididos en dos canales, la tasa de bits en cualquiera de los dos canales I o Q es igual a la mitad de la tasa de bits de entrada  $f_b/2$ . Esencialmente, el divisor de bits de entrada estrecha la longitud del bit, consecuentemente la frecuencia fundamental más alta se presenta cuando la tasa de datos en los canales I o Q es igual a un cuarto de la tasa de entrada  $f_b/4$ . Así con QPSK se realiza una compresión del ancho de banda, ya que el ancho de banda mínimo es menor a la tasa de datos de entrada. También, como la señal de salida del QPSK no cambia de fase hasta que dos bits (dibit) han sido introducidos dentro del divisor de dibits, el baud mas alto es también igual a

la mitad de la tasa de datos de entrada. Esta relación se observa de forma mas clara en la siguiente figura:



**Figura 5-9 Consideraciones del BW con QPSK**

Aquí se puede observar que el caso mas desfavorable para cualquiera de los dos canales es cuando se alterna un patrón 1/0, el cual ocurre cuando la entrada de datos binarios tiene un 1100 como patrón repetitivo. La frecuencia fundamental mas alta a la entrada y la tasa de cambios más rápida a la salida del modulador balanceado es igual a un cuarto de la tasa de bits de entrada. La salida del modulador balanceado puede ser expresado matemáticamente como:

$$\text{Salida} = (\text{sen } \omega_b t)(\text{sen } \omega_c t)$$



Donde:

$$\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{4} t \quad \text{es la fase modulada}$$

y

$$\omega_c t = 2\pi f_c t \quad \text{es la fase de la portadora no modulada}$$

así:

$$\begin{aligned} \text{salida} &= \left( \sin 2\pi \frac{f_b}{4} t \right) (\sin 2\pi f_c t) \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi \left( f_c - \frac{f_b}{4} \right) t - \frac{1}{2} \cos 2\pi \left( f_c + \frac{f_b}{4} \right) t \end{aligned}$$

En conclusión, se puede decir que para una modulación tipo QPSK se requiere de un ancho de banda de la mitad de tamaño al requerido por otro tipo de modulaciones como es el BPSK.

## 5.2 $E_b/N_0$ (Energía por Bit sobre Densidad de Ruido)

La eficiencia de un sistema digital de comunicaciones con ruido en el medio y con una densidad espectral de ruido unilateral igual a  $N_0$ , es comúnmente medido por una relación entre la energía por bit de información recibido requerida para mantener una tasa de error específica y la densidad de ruido ( $E_b/N_0$ ). Esta proporción puede ser expresada en términos del nivel de potencia de la señal recibida RSL por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{RSL}{N_0 (R_{bps})}$$

$E_b/N_0$  se expresa normalmente en decibeles:

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = RSL_{dBW} - 10 \log(\text{bit rate}) - N_0$$

Para un receptor operando a temperatura ambiente de 290K

$$N_0 = -204 \text{ dBW} + NF_{dB}$$

donde  $NF_{dB}$  es la figura de ruido del receptor, tomando en cuenta que  $N_0$  es el ruido en un ancho de banda de 1 Hz, por lo que la expresión finalmente queda como se muestra a continuación:

$$\frac{E_b}{N_0} = RSL_{dBW} - 10 \log(\text{bit rate}) - (-204 \text{dBW} + NF_{dB})$$

ó

$$\frac{E_b}{N_0} = RSL_{dBW} + 204 \text{ dBW} - 10 \log(\text{bit rate}) - NF_{dB}$$

Como se puede ver en las curvas de  $E_b/N_0$  vs BER (Bit Error Probability) cuando:

$$E_b/N_0 \rightarrow \infty \quad \text{entonces} \quad \text{BER} \rightarrow 0$$

Obviamente se busca obtener el valor mínimo de errores en el sistema, así que para aumentar  $E_b/N_0$  existen dos opciones:

**1.-Aumentar la potencia de transmisión**

- Equipos más potentes y antenas con mayor ganancia que requieren un gasto considerable
- Empleo de los equipos a su máxima capacidad.

**2.-Aumentar la Ganancia por codificación**

- Implementación de un sistema de corrección de errores (FEC) adecuado, que garantice una ganancia considerable en el sistema.
- Se requiere de un ancho de banda mayor que puede ir hasta al doble de tamaño con relación al ancho de banda utilizado para los datos, esto depende de cual sea la relación de bits redundantes por bits de información.

Es importante enfatizar el hecho de que todo el sistema debe de contar con un correcto acoplamiento de potencias para poder funcionar con el máximo de eficiencia.

### 5.3 FEC (Forward Error Correction)

FEC es un código convolucional para la corrección de errores que emplea la adición sistemática de bits llamados 'redundantes' en la parte final de los datos transmitidos en un enlace cuyos errores causados por el medio de transmisión pueden ser corregidos por el receptor a través de un algoritmo de decodificación. La siguiente figura muestra un sistema de codificación digital con FEC. La fuente de datos binarios genera bits de información a una tasa de  $R_s$  bits por segundo. Estos bits de información son codificados por el FEC a una tasa  $R$ . La salida del codificador es una secuencia binaria a  $R_c$  símbolos por segundo. Esta salida está relacionada con la tasa de bits de transmisión por la siguiente expresión.

$$R_c = \frac{R}{R_s}$$

La tasa de codificación  $R$ , es la relación entre la cantidad de bits de información con el monto de símbolos codificados por una transmisión binaria. Por ejemplo, si la tasa de información fuera de 2400 bps y la tasa de codificación fuera de  $\frac{1}{2}$ , entonces la tasa de símbolos ( $R_c$ ) sería de 4800 símbolos por segundo.

Simplificación de la Técnica FEC



Figura 5-10 Técnica FEC

La secuencia del codificador de salida es después modulada y transmitida sobre el medio de transmisión o canal. Posteriormente se efectúa la demodulación por el receptor. La tasa de salida del demodulador es de  $R_c$  símbolos por segundo, el cual alimenta al decodificador. La salida del decodificador llega al destino final de datos binarios recobrando una tasa de 2400 bits por segundo ( $R_s$ ).

Las ventajas principales de un sistema de FEC son:

- No se requiere un canal de retroalimentación como sucede con un sistema ARQ.
- Flujo constante de información (no hay pausas de parar y esperar).
- El retardo por decodificación es generalmente pequeño y constante.
- Ganancia considerable por codificación para un canal AWGN.

Sin embargo existen dos desventajas básicas para un sistema FEC:

- Se requiere de un mayor ancho de banda.
- El costo de la adición de elementos más complejos al sistema como lo son el codificador y el decodificador.

Para una transmisión de datos con una modulación como QPSK la relación "Señal a Ruido" ( $E_b/N_0$ ) requerida para mantener una determinada tasa de errores BER, es menor cuando se utiliza un sistema de Corrección de Errores en Adelanto FEC, por lo que la ganancia por codificación es la diferencia en los valores de  $E_b/N_0$ .

El uso de un método de FEC en comunicaciones satelitales puede proporcionar ahorros considerables, simplemente con la adición de algunos procesadores en los aparatos terminales del enlace. No existe ninguna razón de peso por la cual un sistema FEC no sea utilizado en sistemas digitales donde se requiera una ganancia adicional de 1 a 6 dB bajo condiciones adversas. Un sistema FEC con una correcta dispersión de códigos redundantes (interleaving), muestra grandes mejoras bajo condiciones atenuantes en el medio de transmisión.

En un enlace de bajada satelital donde por codificación el satélite pueda aumentar su ganancia por codificación en un 50% (3 dB) sin que esto afecte su eficiencia. Esto podría permitir el uso de un transmisor satelital con la mitad de potencia de salida gracias a la implementación de un sistema FEC. Los transmisores transpondedores son los elementos con mayor peso en los satélites: la reducción de la potencia de salida a la mitad permitiría disminuir el peso del transmisor a un 75% (incluyendo su fuente de poder). Las baterías pueden reducirse quizá hasta en un 50% (éstas son utilizadas para dar potencia al transpondedor durante eclipses satelitales), con la consiguiente reducción de celdas solares. No son solamente los ahorros en el costo directo de estos elementos, sino sobre todo por el espacio que ocupan en el transpondedor espacial para su puesta en órbita.

Bajo condiciones atenuantes, asumiendo errores inherentes, las ganancias de codificación van de 1 a 6 dB o más. El nivel de ganancia acumulable durante estas condiciones está en función del tipo de modulación (forma de onda), la tasa de codificación, el código empleado, el "constraint length", el tipo de decodificador y la aproximación de la demodulación.

Un sistema FEC se puede utilizar en dos modos, en bloque o convolucional.

## 5.4 Codificación en bloque

En las técnicas de codificación en bloques cada grupo de K bits consecutivos de información son codificados dentro de un grupo de N símbolos para la transmisión sobre un canal. Normalmente los K bits de información están localizados al principio de los N símbolos del código en bloque y los últimos N – K símbolos corresponden a los bits de chequeo de paridad. Los códigos en bloque contienen esta propiedad y están referidos como códigos sistemáticos. Los bloques son entidades completamente independientes unos de otros, así que un bloque no tiene capacidad de encadenamiento con otro; los bits de chequeo del bloque están únicamente relacionados a los bits de información del mismo bloque.

Como los N símbolos son utilizados para representar K bits, su tasa de código es R cuyo código en bloque sera igual a K/N bits por símbolos, ó:

$$R = \frac{K}{N}$$

Los códigos son frecuentemente descritos con una notación como ésta (7, 4), que significa que  $N = 7$  y  $K = 4$ . De aquí que los bits de información están almacenados en  $K = 4$  celdas designadas con este propósito y el diseño está hecho para cambiar  $N = 7$  veces. Los primeros  $K$  símbolos del bloque de salida son símbolos de información mientras que los últimos  $N - K$  símbolos son el semibloque de chequeo y juntos forman la palabra completa de  $N$  símbolos. Un bloque también puede ser identificado con la notación  $(N, K, t)$ , donde  $t$  corresponde al número de errores dentro de un bloque de  $N$  símbolos que el código corregirá.

Un código en bloque tiene una estructura formal y su ventaja viene de estas propiedades estructurales, de sus palabras, así como de la naturaleza algebraica de sus contenidos a través de los símbolos utilizados para representar una secuencia de información.

## 5.5 Codificación Convolutiva

Para la realización de este tipo de codificación existen varias técnicas distintas que van desde algunas sencillas realizadas con codificadores de umbral con retroalimentación, hasta unos más complicados de mayor calidad que ofrecen "Ganancia por codificación" como pueden ser el Viterbi y el decodificador secuencial. La eficacia de estas técnicas depende de su habilidad para almacenar una secuencia correcta y la designación eficiente de su procedimiento de búsqueda, que va descartando las secuencias no tan parecidas de una manera rápida y acertada, basándose en su algoritmo de búsqueda. Los decodificadores secuenciales difieren de otros tipos de decodificadores en que cuando se encuentran en un lugar incorrecto dentro del árbol de secuencias, tienen la habilidad de buscar hacia atrás y hacia adelante cambiando previamente los bits de información de decodificación hasta que encuentre el patrón correcto dentro del árbol. La frecuencia con la cual el decodificador tiene que buscar hacia atrás y hacia adelante del valor influye directamente en la tasa de errores BER.

Una propiedad importante dentro de la secuencia de decodificación es que si la longitud de control es suficientemente larga, la probabilidad de que el decodificador cometa un error tiende a cero (una tasa BER menor a  $1 \times 10^{-9}$ ). Una causa de error es el sobreflujo, que se define como una situación en la cual el decodificador es incapaz de realizar un número necesario de computaciones en el desarrollo de la búsqueda a través del árbol de secuencias. Si definimos una computación como una examinación completa a través del árbol de decodificación, un decodificador tiene un límite en el número de computaciones que puede hacer por unidad de tiempo. El número de búsquedas y

computaciones están en función del número de errores llegando a la entrada del decodificador y el número de computaciones que debe de hacer para decodificar un bit de información es variable. Un parámetro importante para un decodificador es el número promedio de computaciones por codificación de bit de información. Siempre y cuando la probabilidades de bits erróneos sean bajas también las probabilidades de que el decodificador sufra un sobreflujo también será baja con un desempeño general satisfactorio.

Anteriormente se ha asumido que la salida del demodulador maneja una decisión inflexible, por decisión "inflexible" nos referimos a una decisión firme e irrevocable. Manejando decisiones flexibles en vez de decisiones inflexibles, se obtendrían mejoras adicionales en la ganancia por codificación del orden de varios decibeles. Por decisión "flexible" se entiende que el dato de salida del demodulador es cuantificado en cuatro u ocho niveles (dos o tres bits de cuantificación respectivamente), y después los algoritmos de decodificación pueden utilizar esta información adicional para mejorar el BER de salida. Los algoritmos de decodificación secuencial y Viterbi utilizan este tipo de información de una manera eficiente, dándoles una ventaja sobre las técnicas de decodificación algebraica donde no se maneja información para decisiones flexibles.

El nivel de decisión flexible o cuantificación se indica convencionalmente por la letra  $Q$ , que indica el número de bits en la muestra de decisión de cuantificación. Si  $Q = 1$ , estamos tratando con un demodulador con decisión fuerte de salida,  $Q = 2$  indica un nivel de cuantificación de 4;  $Q = 3$  un nivel de cuantificación de 8, etc.

## 5.6 Viterbi

El método de codificación Viterbi es uno de los más comúnmente usados en los enlaces con códigos convolucionales. El algoritmo de decodificación del Viterbi logra máxima verosimilitud entre lo transmitido y lo recibido gracias a que toma ventaja del camino estructural de códigos convolucionales. Por camino de máxima verosimilitud nos referimos a la elección del camino más corto en el sentido probabilístico que deduce un decodificador Viterbi de todas las posibles combinaciones de datos a través de un enramado de las combinaciones que han sido transmitidas. A continuación se da una breve descripción de como un decodificador Viterbi, utilizando un demodulador realiza estas complicadas decisiones.

Para esta descripción utilizaremos de modelo un canal simétricamente binario BPSK, los errores en este canal son símbolos que codifica un '0' en vez de '1' y viceversa, asumiendo que esto sucede independientemente entre todos los símbolos con una probabilidad  $p$ . Si todas las secuencias de mensajes de entrada fueran exactamente igual de parecidas, el decodificador que minimiza la probabilidad de errores generando toda la gama de caminos de símbolos recibidos es aquel que examina la secuencia de recepción de corrupción de

datos, la cual podemos llamar  $y_2, \dots, y_j \dots$  y escoge la secuencia de datos correspondiente a la secuencia que fue transmitida o  $x_1, x_2, \dots, x_j \dots$  la cual es la más cercana a la secuencia recibida y es medida por la distancia de Hamming, que se define como el número mínimo de símbolos que difieren entre la secuencia transmitida y la secuencia recibida.

Considerando un diagrama de árbol típico, el procedimiento nos indica que el camino a ser seleccionado debe ser aquel que difiera en un número mínimo de símbolos con respecto a la secuencia de recepción.

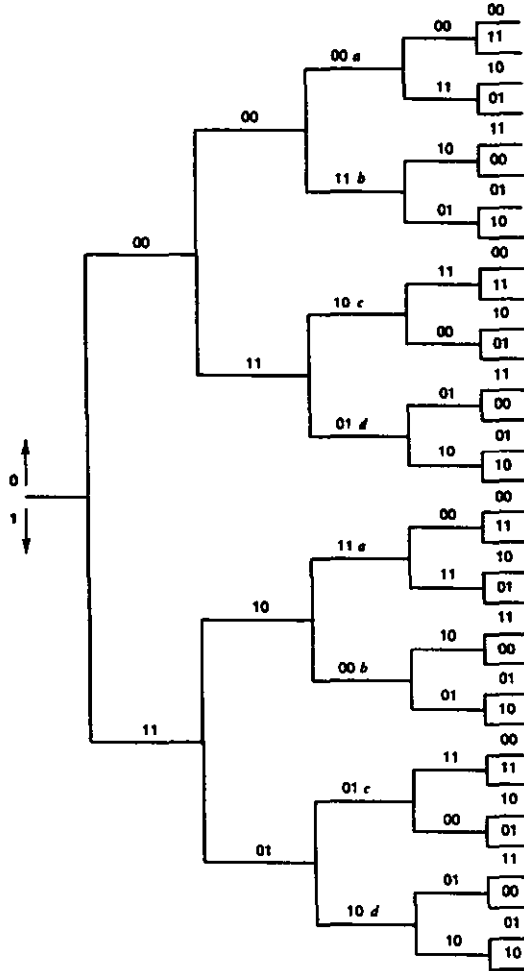
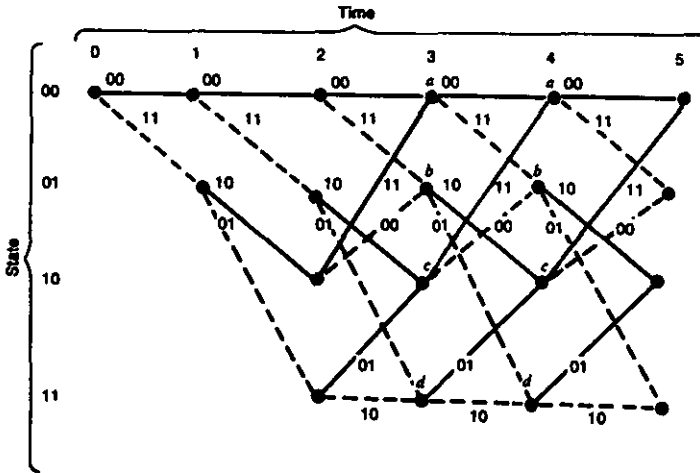


Figura 5-11 Arbol de Codificación

En el siguiente diagrama, el cual es una derivación del diagrama anterior, se muestra que las ramas del código transmitido se unen continuamente.



**Figura 5-12 Ramas de código transmitido**

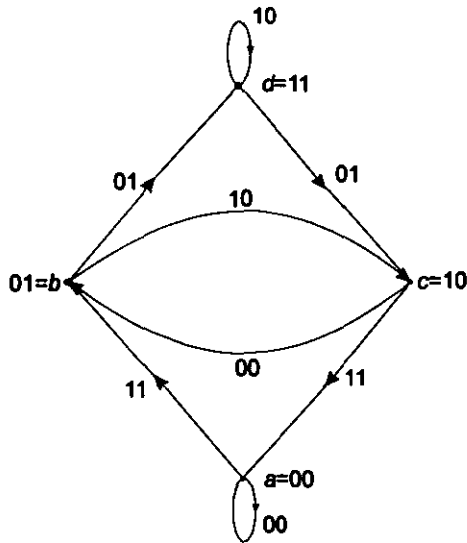
También es necesario considerar la secuencia entera de recepción que en cualquier momento decide sobre la secuencia transmitida más parecida a una distancia mínima. En particular, inmediatamente después de la tercera rama podemos determinar cual de los dos caminos marcados con la letra "a" es el más parecido para ser enviado. Por ejemplo, si 010001 es recibido, es claro que tendrá una distancia Hamming de dos con respecto a 000000 y una distancia de tres con respecto a 111011. Como consecuencia podemos excluir el camino más corto dentro del nodo "a". No importando cuales sean los próximos símbolos a recibir, estos afectarán a las distancias de Hamming solo sobre ramas subsecuentes, después de que estos dos caminos se hallan unido y exactamente en la misma forma. Lo mismo se puede decir de los otros tres caminos emergiendo de los otros tres nodos después de la tercera rama. A la distancia mínima entre dos caminos hacia un mismo nodo se le llama "survivor". Solo dos cosas tienen que ser bien recordadas: el camino con la distancia mínima a cada nodo de la secuencia recibida (o "survivor") y el valor de la distancia mínima o distancia de Hamming. Es necesario porque para el nodo del siguiente nivel debemos comparar dos caminos uniéndose a cada nivel de nodos, donde habrá "survivors" del nivel previo para diferentes nodos. Esto puede ser visto en la fig 5-13 donde la comparación en el nodo "a" después del cuarto camino es a través de los "survivors" de los nodos de comparación "a" y "c" después de la tercera rama. Por ejemplo, si la secuencia recibida sobre los primeros cuatro caminos es 01000111, el "survivor" en el tercer nivel de nodos



para el nodo "a" es 000000 con una distancia de 2 con el nodo "c" esta es 110101, también con una distancia de 2 con el survivor "a". De aquí, el survivor en el nodo "a" del cuarto nivel es la secuencia de datos 1100 que produce la secuencia de códigos 11010111, que tiene una distancia mínima de 2 a partir de la señal recibida.

En esta forma podemos proceder a través de la secuencia recibida, preservando en cada paso un camino sobreviviente y su distancia con la secuencia recibida, la cual es más comúnmente llamada "métrica". La única dificultad que puede surgir es la posibilidad de que en una comparación dada entre caminos que convergen las distancias o los métricos sean idénticos. En este caso simplemente se echa un volado, como se hace para las palabras codificadas en bloque a distancias iguales de la secuencia recibida. En caso de que se preservaran los dos contendores a la larga se recibirían los mismos símbolos que afectarían a ambos métricos en exactamente la misma manera y esto no tendría mayor influencia en nuestra decisión.

Otra descripción de este algoritmo puede obtenerse del diagrama de estado representado en la siguiente figura.



**Fig 5-13 Diagrama de Estado**

Suponiendo observar un camino alrededor del diagrama de estado llegando directamente al nodo "a" después de la  $k$  transición, aquellos símbolos codificados estarán a una distancia mínima de la secuencia recibida. Pero, claramente, el camino con una distancia mínima hacia al nodo "a" en el tiempo  $k$  puede solo ser uno de los siguientes dos candidatos: el camino con distancia

mínima al nodo "a" en el tiempo  $k - 1$ , y el camino más corto al nodo "c" en el tiempo  $k - 1$ . La comparación es realizada por medio de la adición de nuevas distancias acumuladas en la transición número  $k$  para cada uno de estos caminos para sus distancias mínimas (métricas) en el tiempo  $k - 1$ . Así el diagrama también representa el sistema para este decodificador. Con cada nodo o estado, se asocia un registro que guarda el camino más corto dentro del estado después de cada transición, así como el registro del métrico que también recuerda la distancia mínima de la secuencia recibida. Además, las comparaciones se realizan a cada paso entre los dos caminos que llevan a cada nodo así cuatro comparadores deben ser generados.

Eb/NO Decodificado (dB)	P <sub>B</sub>	R = 1/3		R = 1/2			R = 2/3		R = 3/4	
		K = 7								
6.8	10 <sup>-3</sup>	4.2	4.4	3.3	3.5	3.8	2.9	3.1	2.6	2.6
9.6	10 <sup>-3</sup>	5.7	5.9	4.3	4.6	5.1	4.2	4.6	3.6	4.2
11.3	10 <sup>-3</sup>	6.2	6.5	4.9	5.3	5.8	4.7	5.2	3.9	4.8
	Upper bound	7.0	7.3	5.4	6.0	7.0	5.2	6.7	4.8	5.7

#### 5-14 Ganancia por codificación (dB) con decisiones flexibles utilizando Viterbi.

## 5.7 Scrambler

El scrambler es una técnica utilizada para no perder la sincronía con el reloj de la cadena de datos. Esta técnica resulta ser bastante sencilla y funciona de la siguiente manera: cuando un equipo no tiene información que transmitir comienza a generar cadenas muy largas de "0" o "1" lo cual se visualiza como un nivel de DC y por lógica resulta difícil para el receptor de estos datos detectar el reloj del equipo transmisor; con el scrambling se rellenan estos intervalos con secuencias que contienen transiciones suficientes para que el reloj del receptor mantenga la sincronización. La secuencia de relleno debe de ser reconocida correctamente y reemplazar a la secuencia de datos originales (cuando realmente no hay datos trascendentes), esta secuencia de relleno es de la misma longitud que la original y no debe incrementar la tasa de datos. Los objetivos primordiales que pretende alcanzar esta técnica son los siguientes:

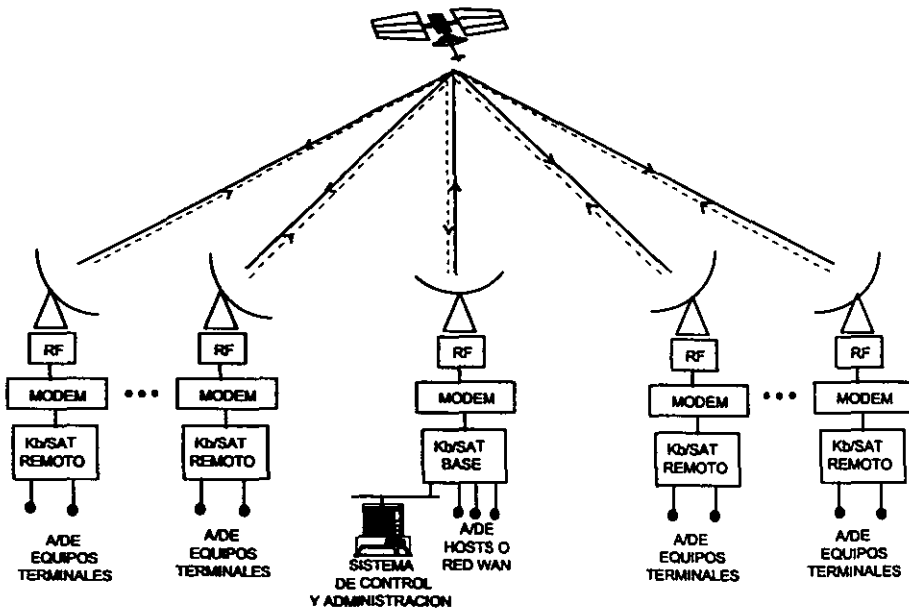
- No componente de DC
- Que no hayan secuencias largas de nivel-cero en la señal
- No reducción en la tasa de datos
- Capacidad de detección de errores

## 6. CONTROLADOR

Para el control de éste sistema satelital se utiliza un equipo denominado Kb/SAT, el cual es un controlador de modems satelitales. El Kb/Sat además se utiliza para implantar redes multiprotocolo de transmisión de datos bajo un esquema de multiacceso TDM/TDMA.

Una red Kb/SAT permite el transporte de varios protocolos usando de manera eficiente los recursos satelitales.

Las redes Kb/SAT tienen una topología tipo estrella, en donde el equipo controlador que se instala en el punto central es una Base Kb/SAT, y en los puntos extremos se instalan equipos Remotos Kb/SAT (Ver figura 6-1).



**Figura 6-1. Topología de una Red Satelital**

Cada equipo Kb/SAT Remoto, cuenta con dos puertos seriales de baja velocidad para equipo terminal (puertos de usuario), un puerto serial de alta velocidad para equipo terminal (puerto de usuario), un puerto para la transmisión de datos al/del módem satelital, un puerto serial para control y administración del módem y un puerto serial para diagnóstico local. Opcionalmente, se puede

tener un puerto de usuario Ethernet o Token Ring para conexión a una Red Local. Cada puerto de usuario se puede configurar de manera independiente con cualquiera de los protocolos disponibles.

El equipo Base Kb/SAT, cuenta con cuatro puertos seriales y un puerto Ethernet, para conexión con equipos de cómputo y/o redes WAN; y un puerto serial para diagnóstico local.

La comunicación entre la Base y las Estaciones Remotas, se hace usando dos portadoras. La portadora entre Base y Remotas es continua, la portadora entre remotas y base es discontinua, y se comparte entre todas las remotas de acuerdo a las reglas del protocolo.

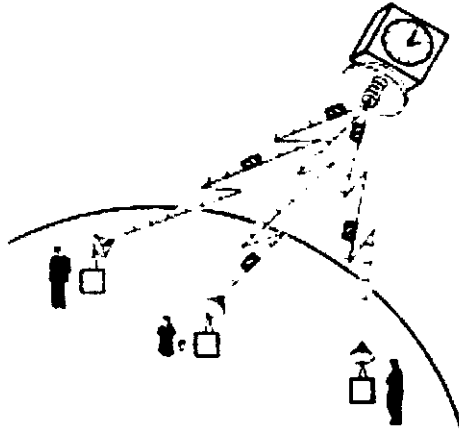
Todo el sistema se supervisa y configura desde un punto central, a través de un Sistema de Control y Administración (SCA).

El protocolo TDM/TDMA, se adapta en su funcionamiento dependiendo de las condiciones de tráfico; trabaja bajo un esquema combinado de ALOHA ranurado y asignación bajo demanda para condiciones de bajo tráfico transaccional y cuando aumenta la carga de tráfico o es necesario transferir archivos, domina el esquema de asignación bajo demanda.

La operación de un canal de transmisión satelital utilizando el protocolo ALOHA básico permite a los usuarios la transmisión de paquetes a su discreción, en un ambiente puramente aleatorio. Como resultado, existe una alta probabilidad de que al menos alguna porción de un paquete sea interferido por el de otro usuario, analizando la operación del canal, encontramos que la frecuencia de colisión de paquetes enviados da como resultado una reducción de la capacidad del canal hasta aproximadamente el 18% de la tasa de datos de éste.

A continuación se describe la técnica llamada ALOHA ranurado, en la cual la probabilidad de interferencia entre paquetes se reduce debido a la determinación de que los usuarios transmitan sus paquetes solo al principio de los intervalos de tiempo discreto. Esta técnica puede elevar la capacidad del canal al doble por medio de un pequeño incremento en el retraso promedio.

Un canal ALOHA normal es una maravilla de simplicidad, los usuarios transmiten siempre que lo deseen, sin preocuparse del estado del canal. Aunque la velocidad máxima de transmisión del canal puede disminuir hasta a un 18% de la tasa del canal, esta capacidad es útil para servir a un buen número de usuarios siempre y cuando ninguno de estos este asignado a usuarios inactivos. De cualquier manera la técnica básica ALOHA establece un periodo de tiempo sobre el cual todos los paquetes son vulnerables a sufrir interferencia.



**Figura 6-2 Canal ALOHA ranurado**

Estableciendo un canal ranurado, es decir, un canal con ranuras de tiempo discreto en los cuales los usuarios puedan transmitir sus paquetes, reduce la vulnerabilidad de colisión de los paquetes de datos. En la figura 6-2 se muestra un sistema ALOHA ranurado. Imaginemos que el reloj del satélite marca intervalos exactamente correspondientes a la longitud de un paquete. Cada usuario terminal puede escuchar el marcar del reloj gracias a la recepción del canal y sincroniza su transmisor en base al reloj. El protocolo de transmisión requiere que el usuario forzosamente espere hasta el principio de un periodo para que transmita un paquete. Siguiendo esta disciplina o los paquetes se traslapan completamente o no se interfieren en absoluto. En la figura se puede observar los dos paquetes más cercanos al satélite a punto de interferirse, sin embargo los demás paquetes en el sistema están libres de peligro de colisión. El protocolo ALOHA ranurado tiene dos desventajas. La primera es la alta complejidad de las terminales, no solo para sincronizar el tiempo de referencia para todos los usuarios, sino también con las pequeñas diferencias sobre la distancia actual entre cada remoto y el satélite, para que el tiempo de referencia sea el mismo, cada remoto debe de ser capaz de determinar el rango o distancia y el ajuste de tiempo en su transmisión. Otra desventaja es que la longitud del paquete y el tiempo resultante entre los ticks del reloj, determina el monto máximo de datos que puede transmitir un remoto en un momento dado, por ejemplo, un paquete de 1000-bits, que correspondería a una ranura de 20 milisegundos sobre un canal de 50,000 bit/seg, representa alrededor de 125 caracteres (aproximadamente dos líneas tecladas de tamaño normal). De cualquier forma, un usuario típico realiza operaciones por debajo de esta tasa en la mayor parte del tiempo.

Para realizar un análisis matemático, asumimos que cada paquete es llenado al máximo de longitud de la ranura y este no gasta ninguna capacidad entre el fin y el principio de un paquete y el principio del siguiente slot disponible.

A continuación se presenta el análisis para un canal ranurado ALOHA. Comenzando con las definiciones:

$s_i$  = probabilidad de que el usuario  $i$  transmita exitosamente un paquete

$g_i$  = probabilidad de que el usuario  $i$  transmita cualquier paquete (ya sea exitosa o defectuosamente)

Para que el usuario  $i$  transmita un paquete exitosamente, debe de transmitir su paquete en un momento en el cual ningún otro usuario este transmitiendo otro paquete. Matemáticamente, esto se puede establecer de la siguiente manera:

$$s_i = g_i(1 - g_1)(1 - g_2)(1 - g_3) \dots (1 - g_n)/(1 - g_i)$$

donde todos los términos están incluidos para todas los  $n$  posibles usuarios del canal. La expresión es dividida entre  $(1 - g_i)$  porque queremos excluir el término envolvente del usuario  $i$ , desde que esta es la probabilidad de éxito que se intenta calcular.

Si utilizamos el símbolo  $\Pi$  para indicar el producto de términos, esta expresión puede ser escrita:

$$s_i = g_i \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{j=n} (1 - g_j)$$

Asumiendo que todos los usuarios del canal son estadísticamente iguales, esto es, compartiendo la capacidad del canal en proporciones iguales y con la misma posibilidad de transmitir en cualquier instante, podemos escribir:

$$s_i = S/n$$

y

$$g_i = G/n$$

donde  $S$  y  $G$  son la velocidad de salida real y el tráfico en el canal, respectivamente.

Estas expresiones nos indican que la probabilidad de que un usuario envíe un paquete exitosamente,  $s_i$ , es un  $n^{\text{er}}$  del total de la velocidad real de salida del canal, de forma similar la posibilidad de realizar una transmisión es solamente un  $n^{\text{er}}$  del total de tráfico transmitido del canal.

Con la sustitución de estas expresiones, llegamos a:

$$S/n = G/n \prod_{j=1}^{n-1} (1 - G/n) = G/n (1 - G/n)^{n-1}$$

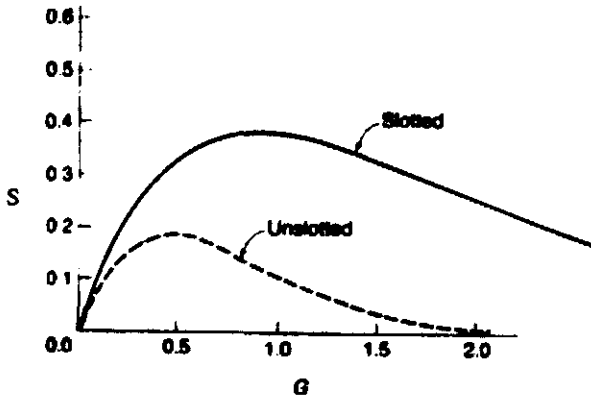
ó

$$S = G(1 - G/n)^{n-1}$$

Esta última expresión resulta debido a que tenemos el producto de  $n - 1$  términos idénticos, de la forma  $(1 - G/n)$ .

Si el número de usuarios es alto, se puede utilizar la propiedad del límite para la expresión  $(1 - x/n)^{n-1}$ , la cual es aproximadamente igual a  $e^{-x}$  cuando  $n \rightarrow \infty$ . Como resultado tenemos:

$$S = Ge^{-G}$$



**Figura 6-3 Canal ALOHA normal VS ALOHA ranurado**

En las siguientes secciones se presenta una descripción del funcionamiento de los diferentes componentes del sistema.

## **6.1 Descripción Funcional**

Una red Kb/SAT permite el transporte simultáneo de diferentes protocolos a través de una red satelital.

Los protocolos de usuario que se soportan actualmente son los siguientes:

- X.25
- X.28
- SDLC
- Poll Select (síncrono y asíncrono)
- IP (Ethernet y Token Ring)
- SLIP
- PPP/IP
- BSC
- Asíncronos (diferentes formatos)
- Terminales POS (VISA I, VISA II e ISO8583)
- ALC
- Frame Relay

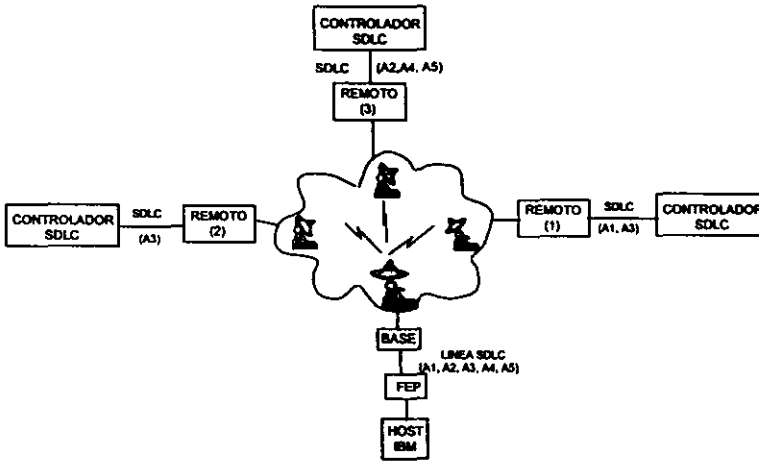
Cualquiera de los protocolos anteriores se puede configurar en los puertos de usuario.

### **6.1.1 Manejo SDLC**

En todos los protocolos que funcionan bajo esquemas de poleo, como es el caso de SDLC, Poll Select, etc., el poleo se genera localmente (local spoofing) con el fin de reducir el tráfico por el canal satelital, pero se garantiza la integridad de las sesiones.

En SDLC, la Base realiza funciones de multiplexor de direcciones (PU's), es decir, recibe una sola línea del Host, y distribuye las direcciones a los remotos como se muestra de manera esquemática en la figura 6-4.



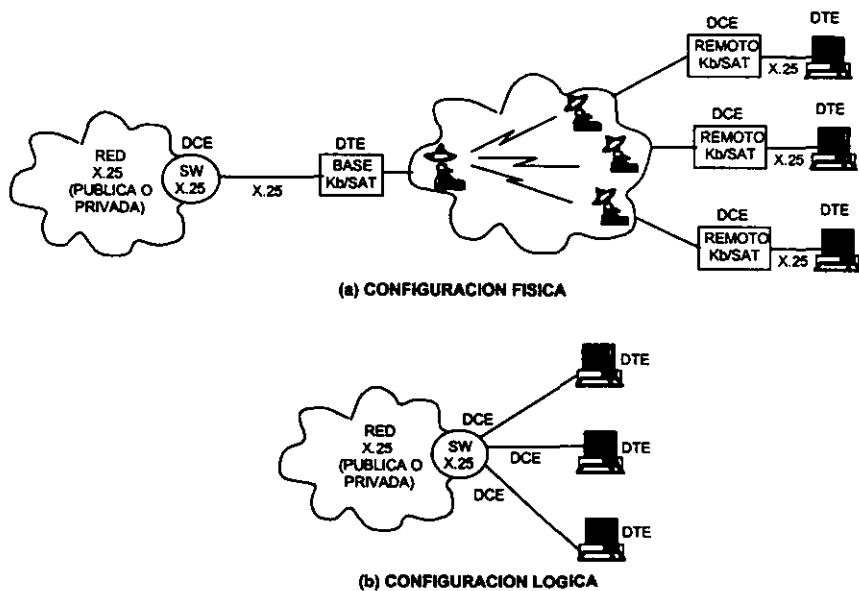


**Figura 6-4. Distribución de PUs en ambiente SDLC**

La misma funcionalidad se tiene en las diferentes versiones de Poll Select y protocolos similares.

### 6.1.2 Manejo de X.25

En el caso de X.25, se comporta como una extensión de una red convencional X.25. La Estación Remota funciona como un DCE, es decir, el nivel 2 (LAPB) se termina localmente, y la Base se comporta como un DTE que recibe una línea de un switch convencional o un Host X.25. El efecto final, es que los DTE's conectados a las estaciones Kb/SAT remotas, se comportan como si estuvieran conectados directamente al switch que se conecta a la estación Base. Se soportan PVC's y SVC's, así como prácticamente todas las facilidades de X.25. En la figura 6-5a se muestra esquemáticamente la configuración física de una red Kb/SAT con X.25, que es funcionalmente equivalente a la configuración de la figura 6-5b, es decir, es como si los DTE's remotos estuvieran conectados directamente al switch.

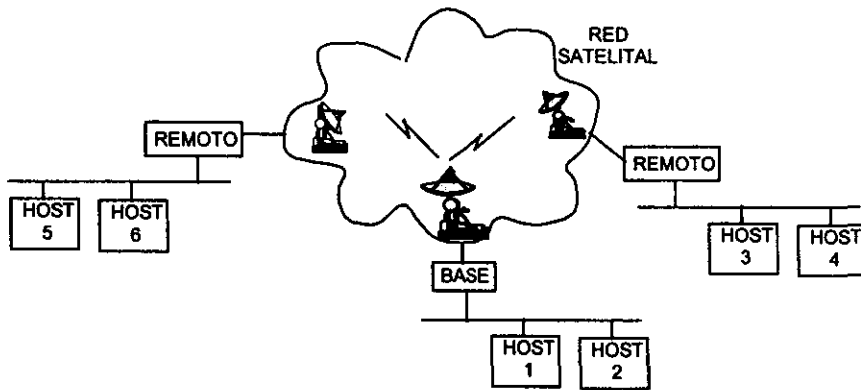


**Figura 6-5. Manejo de X.25 en una Red Satelital**

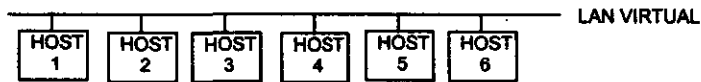
En el caso de la interfase LAN (Ethernet o Token Ring), los equipos Kb/SAT se pueden configurar para realizar diferentes funciones de ruteo.

### 6.1.2.1 Manejo de IP usando Proxy ARP

Una forma de manejar tráfico IP a través de una red Kb/SAT, es usando 'Proxy ARP' en la Base. De esta forma se puede compartir una misma clase C de una dirección IP en dos o más segmentos físicos. Desde un punto de vista lógico, todas las estaciones localizadas en las redes locales remotas, se comportan como si estuvieran conectadas al mismo segmento de red de la Base, esto se ilustra en la figura 6-6.



(a) CONFIGURACION FISICA



(b) CONFIGURACION LOGICA

**Figura 6- 6 Manejo de IP usando PROXY ARP**

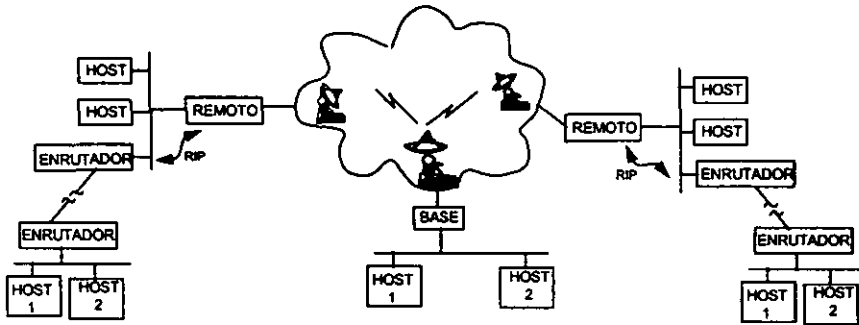
Esta forma de manejo de tráfico es adecuada para redes pequeñas, en donde las LAN's remotas no tienen conexiones a otras redes. Este esquema de manejo del protocolo IP, no modifica las tablas de ruteo de los equipos Puentes Enrutadores que pueden estar conectados al mismo segmento de la Base.

#### 6.1.2.2 Manejo de IP con ruteo RIP

Otra forma más general de manejo de tráfico IP, que ofrece una red Kb/SAT, es configurar la Base y los remotos como Puentes Enrutadores usando el protocolo de ruteo RIP.

Operando bajo este esquema, la red Kb/SAT se comporta como un sistema autónomo, que intercambia tablas de ruteo con equipos Puentes Enrutadores externos. De esta forma no se imponen restricciones a las direcciones de los segmentos conectados a equipos Kb/SAT.

Una red Kb/SAT operando bajo este esquema se muestra en la figura 6-7.



**Figura 6-7 Configuración de base y remotos como ruteadores con RIP**

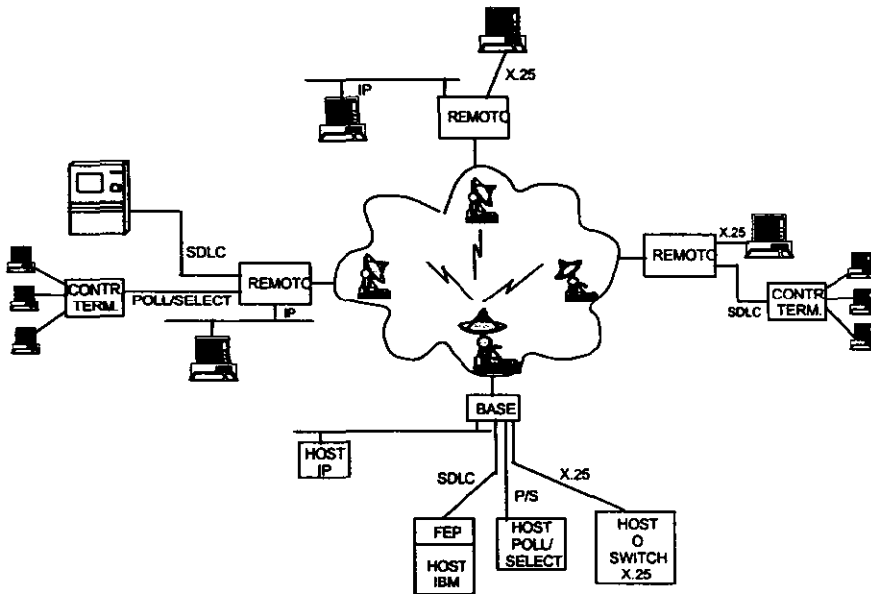
En la figura se muestra como la red Kb/SAT proporciona interconexión entre diferentes redes. La comunicación entre los equipos Kb/SAT y otros equipos Enrutadores se hace de acuerdo a los RFC's que definen el algoritmo RIP. Esta configuración permite conectividad entre todos los equipos de las diferentes redes.

En los equipos Kb/SAT, aunque externamente se comportan como cualquier enrutador RIP, se ha diseñado el intercambio de información entre ellos con el propósito de minimizar el tráfico por el canal satelital, tomando en cuenta la topología estrella de la red satelital.

### 6.1.3 Conexión a Host

En la estación base, se puede tener conexión directa a una o varias líneas de los equipos de procesamiento en alguno de los protocolos soportados, o se puede tener conexión a una red WAN a través de la cual se pueden transportar todos los protocolos de las estaciones remotas, ya sea directamente o a través de encapsulamiento.

En el primer caso, las líneas de Host se entregan directamente en la Base, es decir, si una red maneja SDLC, Poll Select, X.25 e IP, en la base se reciben líneas con estos protocolos, y la red Kb/SAT se encarga de distribuirlos a las estaciones remotas como se muestra en la figura 6-8.

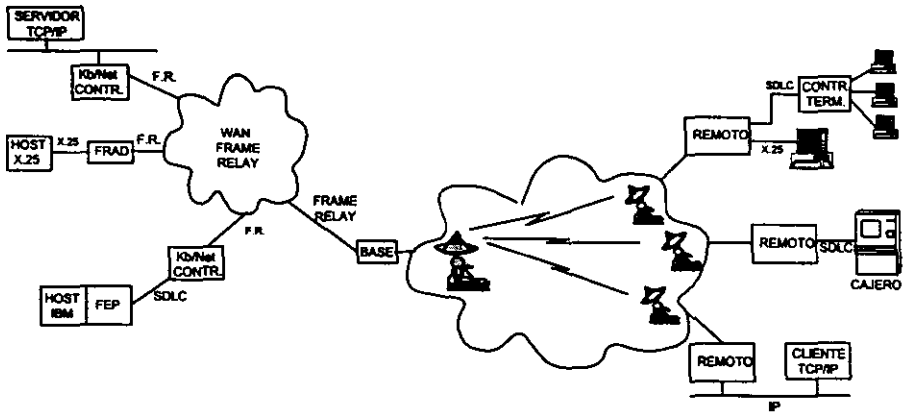


**Figura 6-8 Manejo multiprotocolo en una Red Satelital**

#### 6.1.4 Conexión a red WAN

Otra alternativa que ofrece la red Kb/SAT, es usar una red WAN para transportar a través de ella los diferentes protocolos que se manejan dentro de la red satelital. Los protocolos WAN que se soportan son X.25, Frame Relay e IP.

La diferencia entre configurar un puerto de la base como acceso a red WAN o conexión a Host, es que en acceso a red WAN los protocolos que se asignan al puerto (adicionales al protocolo nativo de la red de transporte), se encapsulan en el protocolo de la red WAN para su transmisión a través de ella, y en el destino, se efectúa el proceso de desencapsulamiento. Por ejemplo, usando una red Frame Relay para transporte, y manejando varios protocolos dentro de la red Kb/SAT, la configuración sería como se muestra en la figura 6-9.



**Figura 6-9 Transporte a través de Red WAN Frame Relay**

En la figura se muestra como la Base encapsula los diferentes protocolos en el protocolo de la red WAN para su transporte a través de ella. En el otro extremo, el protocolo se entrega en su forma original. Por ejemplo, en el caso de SDLC, la estación remota genera poleo local, cuando hay información que transmitir, se transporta a la Base usando el protocolo TDM/TDMA. En esta se encapsula en Frame Relay, y a través del correspondiente PVC se hace llegar al Host a través de un equipo controlador Kb/NET, cuya función es manejar la interfase SDLC con el Host (contesta los poleos) y se encarga de encapsular / desencapsular la información de la red Frame Relay, es decir, se comporta como un FRAD con local spoofing. Además de transportar la información SDLC entre el equipo remoto Kb/SAT y el controlador Kb/NET, es necesario manejar información adicional acerca del estado de la sesión. Por ejemplo, en caso de que un equipo terminal deje de contestar los poleos al equipo Kb/SAT remoto, se genera un mensaje para avisar al otro extremo del enlace y se genera una alarma.

De manera similar se manejan los demás protocolos.

Esta capacidad de los equipos Kb/SAT reduce el número de equipos requeridos para implementar una red, reduciendo las probabilidades de falla. En caso de usar una red WAN X.25, no es necesario usar equipos PAD ya que esta función la realizan los diferentes equipos Kb/SAT.

### **6.1.5 Protocolo TDM/TDMA**

El transporte de la información a través de la red satelital, se hace usando un protocolo propietario, que se adapta a las condiciones de tráfico. Bajo tráfico transaccional de baja intensidad, se comporta como ALOHA segmentado (con algunas modificaciones que mejoran la eficiencia), y cuando una estación requiere transmitir varios paquetes de información, se le asigna una ranura de tiempo mientras dura su transferencia, todo esto se hace de manera automática sin ninguna intervención del operador, mediante la detección del tamaño de los buffers. También se cuenta con un esquema de asignación permanente para garantizar un cierto ancho de banda a uno o varios puertos remotos.

De esta forma el protocolo TDM/TDMA permite el manejo eficiente tanto de tráfico transaccional como batch. Además, se tiene un esquema de prioridades, en donde se puede asignar mayor prioridad al tráfico sensible a retrasos, como es generalmente el caso de tráfico transaccional.

Para verificar el estado de las estaciones remotas, se tiene un poleo lento de diagnóstico, en donde periódicamente (el período se define por el usuario) se interroga a cada una de las estaciones remotas para verificar su estado, y en caso de falla se genera una alarma.

### **6.1.6 Sistema de Control y Administración**

El Sistema de Control y Administración (SCA), usa una PC 486, y está basado en Windows. Desde el SCA se pueden realizar las siguientes funciones de supervisión y control:

- Configuración de los puertos de las estaciones remotas
- Configuración de los parámetros de los protocolos utilizados
- Manejo de Alarmas
- Configuración de reportes
- Supervisión enlace satelital (tasas de error en la base y en cada una de las remotas)
- Configuración de modems
- Configuración de parámetros del protocolo TDM/TDMA

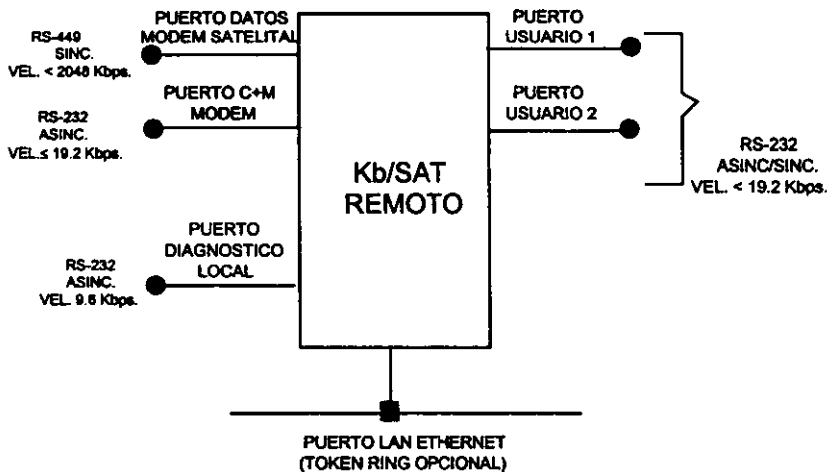
Para facilitar la integración con otros sistemas de administración, la estación del SCA se comporta como un agente SNMP, de manera que mediante este estándar se puede transmitir información a sistemas como HP Open View o Sun Net Manager.

## 6.2 Estación Remota

Inicialmente se describe la correspondiente al Hardware, y posteriormente todo lo referente al software de las estaciones remotas.

### 6.2.1 Descripción del Hardware

La estación remota cuenta con puertos de control y de comunicación con el módem, y puertos de usuario que se pueden configurar con diferentes protocolos, en la figura 6-10 se muestran de manera esquemática los diferentes puertos.



**Figura 6-10 Puertos Kb/Sat Remoto**

La descripción de los puertos es la siguiente:

#### 6.2.1.1 Puerto de comunicación con el módem

A través de este puerto se transmiten datos entre el controlador Kb/SAT y el módem satelital. El módem de las estaciones remotas es de recepción continua y transmisión a ráfagas.



Velocidad hasta 2048 Kbps, síncrono

Interfase RS-422/449, DTE

#### **6.2.1.2 Puerto de control del módem**

Este puerto se utiliza para configurar y supervisar el módem satelital

- Velocidad  $\leq$  19.2 Kbps, asíncrono
- Interfase RS-232

#### **6.2.1.3 Diagnóstico local**

Este puerto se usa para conectar una PC con fines de diagnóstico local.

- Velocidad  $\leq$  19.2 Kbps, asíncrono
- Interfase RS-232

#### **6.2.1.4 Puertos seriales de usuario**

Estos se dividen en alta y baja velocidad:

Tiene 2 puertos de baja velocidad, las características de estos puertos son las siguientes:

- Velocidad de hasta 19.2 Kbps, síncronos o asíncronos, DCE
- Interfase RS-232

Tiene 1 puerto de alta velocidad, las características de este puerto son las siguientes:

- Velocidad de hasta 2048 Kbps, síncronos o asíncronos, DCE o DTE
- Interfase RS-449 o V.35

#### **6.2.1.5 Puerto red local**

En la configuración estándar se tiene un puerto Ethernet, y opcionalmente se puede configurar el equipo con un puerto Token Ring

La interfase Ethernet estándar es 10Base-T, opcionalmente se puede solicitar interfase AUI o BNC.

## **6.2.2 Descripción del software**

Desde el punto de vista del usuario se tienen dos grupos de programas, el primero son los módulos de supervisión y configuración del equipo satelital (modem), el módulo de diagnóstico y el módulo de comunicaciones con el modem.

El segundo grupo de programas corresponde al manejo de protocolos en los puertos de usuario.

Cada uno de los puertos seriales se puede configurar de manera independiente con cualquiera de los siguientes protocolos:

- X.25
- X.28
- SDLC
- Poll Select (síncrono y asíncrono)
- SLIP
- PPP/IP
- BSC
- Asíncronos (diferentes formatos)
- Terminales POS (VISA I, VISA II e ISO8583)
- Red RS-485 con HDLC para manejo de terminales POS
- ALC
- Frame Relay
- IP

Cada protocolo se debe configurar en todos sus parámetros usando el SCA.

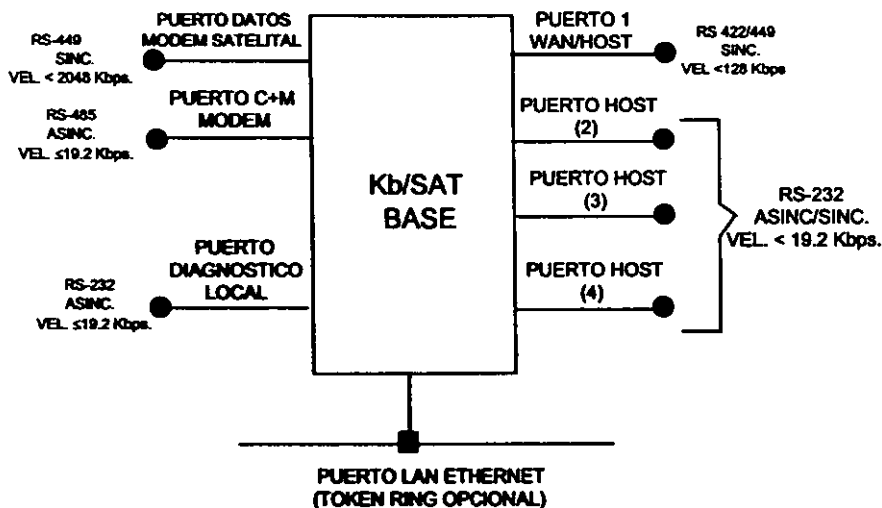
En el caso de la interfase Ethernet (o Token Ring) se deben configurar los protocolos a manejar y la función (ruteo o puenteo) de los equipos.

## **6.3 Estación Base**

La Estación Base es el punto central de la red, y es a través de ella que se controla el protocolo satelital TDM/TDMA y el acceso a los equipos de cómputo o a una red WAN.

### **6.3.1 Descripción del Hardware**

La Estación Base cuenta con un conjunto de puertos de control y comunicación con el módem, y con los puertos de usuario (ver figura 6-11).



**Figura 6-11 Puertos de la estación Base**

La descripción de los puertos es la siguiente:

#### 6.3.1.1 Puerto de comunicación con el módem

Este es el puerto a través del cual se transmiten datos entre el controlador Kb/SAT y el módem central, que es un módem de transmisión continua y recepción a ráfagas.

- Velocidad hasta 2048 Kbps, síncrono
- Interfase RS-449, DTE

#### 6.3.1.2 Puerto de control del módem

Este puerto se utiliza para configurar y supervisar el módem satelital

- Velocidad hasta 19.2 Kbps, asíncrono
- Interfase RS-232

#### 6.3.1.3 Diagnóstico local

Este puerto se usa para conectar una PC con fines de diagnóstico local.

- Velocidad hasta 19.2 Kbps, asíncrono
- Interfase RS-232

#### **6.3.1.4 Puertos seriales de usuario**

Se tienen 2 puertos de baja velocidad y uno de alta.

Las características de los dos puertos de baja velocidad son las siguientes:

- Velocidad de hasta 19.2 Kbps, síncronos o asíncronos, DCE
- Interfase RS-232

Las características del puerto de alta velocidad son las siguientes:

- Velocidad de hasta 2048 Kbps síncrono
- Interfase RS-449 o V.35

#### **6.3.1.5 Puerto red local**

En la configuración estándar se tiene un puerto Ethernet, y opcionalmente se puede configurar el equipo con un puerto Token Ring

La interfase Ethernet estándar es 10Base-T. Opcionalmente se puede solicitar interfase AUI o BNC.

#### **6.3.2 Descripción del software**

Desde el punto de vista del usuario se tienen dos grupos de programas, el primero son los módulos de supervisión y configuración del equipo satelital (módem), el módulo de diagnóstico y el módulo de comunicaciones con el módem. Además se cuentan con los módulos de protocolos de usuario, para conexión a los equipos de proceso o a una red WAN.

Como se describió con anterioridad, la Estación Base se puede conectar directamente a líneas de un equipo de procesamiento, en cualquiera de los siguientes protocolos:

- X.25
- X.28
- SDLC
- Poll Select (síncrono y asíncrono)
- SLIP
- PPP/IP
- BSC
- Frame Relay
- IP
- Asíncronos (diferentes formatos)
- ALC

Cualquiera de los 2 puertos de baja velocidad y el de alta se pueden configurar con cualquiera de los protocolos anteriores.

El manejo del puerto Ethernet (o Token Ring) se debe configurar de acuerdo a los protocolos que maneja y a las funciones de transporte de información. En el caso de IP, la Estación Base puede realizar funciones de ruteo, usando el protocolo RIP. Esta funcionalidad es necesaria cuando se tienen otros equipos Puentes Enrutadores en la red.

La Estación Base también se puede conectar a una red WAN a través del puerto de alta velocidad (puerto 1 de usuario) en los protocolos X.25 o Frame Relay, o a través del puerto Ethernet en IP.

## **6.4 Sistema de Control y Administración**

El Sistema de Control y Administración, corre bajo Windows, y su interfase está basada en procedimientos 'point and click', por lo que su uso es muy intuitivo, y cualquier persona acostumbrada a trabajar en Windows se familiariza con su uso en cuestión de minutos.

El SCA cuenta con dos grupos de funciones, el primero está relacionado con la configuración de los equipos, puertos de usuario (con protocolos asociados) y protocolo satelital. El segundo se enfoca en la supervisión del comportamiento del sistema.

Además se cuenta con la facilidad de cambiar versiones de software desde el SCA.

Las estaciones remotas se dan de alta o de baja desde el SCA. Para todas las estaciones remotas activas, cada uno de los puertos de usuario se debe configurar en lo referente a su interfase y al protocolo que va a utilizar. Dependiendo del protocolo seleccionado se deben definir los parámetros asociados (direcciones, relojes, etc.). Para cada uno de los protocolos disponibles existe una pantalla dedicada en el SCA y una sección en el manual de configuración.

El módem satelital se debe configurar en frecuencia de operación, potencia de salida y otros parámetros asociados al proceso de modulación y demodulación.

En el caso de los puertos de acceso a WAN, se deben definir además de los parámetros físicos del puerto, el o los métodos de encapsulamiento para los diferentes protocolos. Dependiendo del protocolo WAN utilizado, se definen los parámetros necesarios para el transporte de la información.

El protocolo satelital se debe configurar en sus parámetros de operación, y para esto se ofrece una pantalla dedicada a esta función. Dentro de los parámetros que se deben configurar están el tamaño de las ranuras, el número de ranuras de multiacceso, asignación de ranuras a algún remoto, etc.

En lo referente a supervisión, se presenta información acerca de los enlaces satelitales. Los diferentes protocolos configurados en los puertos, también generan alarmas según las definiciones de cada uno de los protocolos.

En caso de falla de alguna estación remota, cuando deja de responder, se genera la alarma correspondiente, esto se logra debido a que el protocolo TDM/TDMA, como se describió con anterioridad, genera un poleo de diagnóstico a todas las estaciones remotas.

El sistema es flexible en sus funciones para adaptarse a las necesidades de los usuarios.

Se tiene la capacidad de almacenar localmente en las estaciones remotas el tráfico generado en cualquiera de los puertos, durante un intervalo específico, y transmitir esta información al SCA para su análisis. Esta función es equivalente a un analizador de protocolos, y es muy útil para fines de diagnóstico.

Para integrarse con sistemas de administración estándar, los equipos se pueden comportar como un agente SNMP, y responder a comandos de un administrador maestro. En el SCA se mantiene una MIB con información básica acerca del comportamiento y de la configuración de la red.

## 7. INTEGRACION DEL SISTEMA Y CONCLUSIONES

Este capítulo, aunque redactado en pocas líneas, es el más rico en contenido de toda la tesis, ya que en él se puede constatar de forma concisa las ventajas que ofrece el sistema implementado.

### 7.1 Antenas

Se utilizó una antena parabólica con Offset marca "Prodelin". La parte que cambia de una antena a otra con relación a los radios utilizados son los herrajes del feeder. La diferencia de precios entre los herrajes es mínima. El costo de la antena es de 600 USD + 200 USD de los herrajes.

#### 7.1.1 Especificaciones de las antenas implementadas en el sistema.

<b>Especificaciones Eléctricas</b>	
<b>Frecuencia de Operación (GHz)</b> <i>Recepción</i>	10.95 – 12.75
<b>Frecuencia de Operación (GHz)</b> <i>Transmisión</i>	14.0 – 14.5
<b>Ganancia en banda media (<math>\pm 0.2</math>db)</b> <b>Antena 1.8m <math>\varnothing</math></b> <i>Recepción</i>	45.85 dBi
<b>Ganancia en banda media (<math>\pm 0.2</math>db)</b> <b>Antena 2.4m <math>\varnothing</math></b> <i>Recepción</i>	48.35 dBi
<b>Ganancia en banda media (<math>\pm 0.2</math>db)</b> <b>Antena 1.8m <math>\varnothing</math></b> <i>Transmisión</i>	46.5 dBi
<b>Ganancia en banda media (<math>\pm 0.2</math>db)</b> <b>Antena 2.4m <math>\varnothing</math></b> <i>Transmisión</i>	49.2 dBi
<b>3 dB Ancho de haz</b> <i>Recepción</i>	1.0°
<b>3 dB Ancho de haz</b> <i>Transmisión</i>	0.8°
<b>Temperatura de ruido de la antena (lineal)</b>	
10° elevación	49 K
20° elevación	38 K
30° elevación	35 K
40° elevación	34 K
<b>Aislamiento Cross-Pol (lineal)</b>	>30 dB (entre ejes)
<b>VSWR</b>	1.3:1 Max

<b>Especificaciones Mecánicas</b>	
<b>Material Reflector</b>	Fibra de vidrio reforzada con polyester
<b>Tipo de montura</b>	Eje dual, elevación sobre Azimuth, construcción de acero galvanizado
<b>Rango de ajuste de Elevación</b>	10° a 80°
<b>Rango de ajuste de Azimuth</b>	360° Continuos, ±45° de ajuste fino

## **7.2 Equipo de Radio Frecuencia RF**

El equipo tradicional de 2W tiene un costo de 12500 USD. A esto hay que agregar el kit para conectarlo a la antena, que cuesta 500 USD. El equipo de RF que esta compuesto de BUC + LNB tiene un costo mucho menor: el BUC de 1.4W cuesta 2050 USD, el LNB cuesta 400 USD y el kit de instalacion cuesta 120 USD.

Al comparar el total del costo de 13000 vs 2570 USD es clara la ventaja. La diferencia de 0.6 Watts no vale el sobreprecio.

Para portadoras hasta 512 Kbps con una antena de 1.8 m es suficiente con tener 1.4 Watts para lograr un enlace común a alta disponibilidad.

### **7.2.1 Block Up Converters utilizados en el sistema**

Estos Block Up Converters levantan una IF de un rango de 950-1450 MHz a 14.0-14.5GHz (banda Ku) de frecuencia de subida con una P(1dB) de salida. El oscilador local del BUC se enfasa con una referencia externa de 10MHz. La IF de 950-1450MHZ, junto con la referencia externa de 10MHz y la alimentación de 15 a 20V de CD se proporcionan a través de un cable a un conector N hembra. La carcasa del BUC es a prueba de agua y esta diseñado para montarse en la



antena. Otra característica del BUC es que se incluye un circuito de compensación de temperatura y un oscilador de autodesconexión de seguridad.

### 7.2.1.1 Especificaciones del BUC (-40°C a 60°C)

<b>Generales</b>	
Frecuencia IF de entrada	950-1450MHz
Frecuencia de salida	14.0-14.5GHz
Frecuencia del oscilador local	13050MHz
Frecuencia de referencia externa	10MHz
Estabilidad	Igual a la de la referencia externa
Potencia	P(1dB) +33dBm min

<b>Entrada</b>	
Puerto de Entrada VSWR	1.30 : 1 max
Impedancia	50 ohms
Rango de la señal IF de entrada	-30dBm a -15dBm
Max nivel soportado para la señal IF de entrada	10 dBm

<b>Salida</b>	
Potencia	P(1dB) +33dBm min
RF VSWR de salida	1.5:1 max

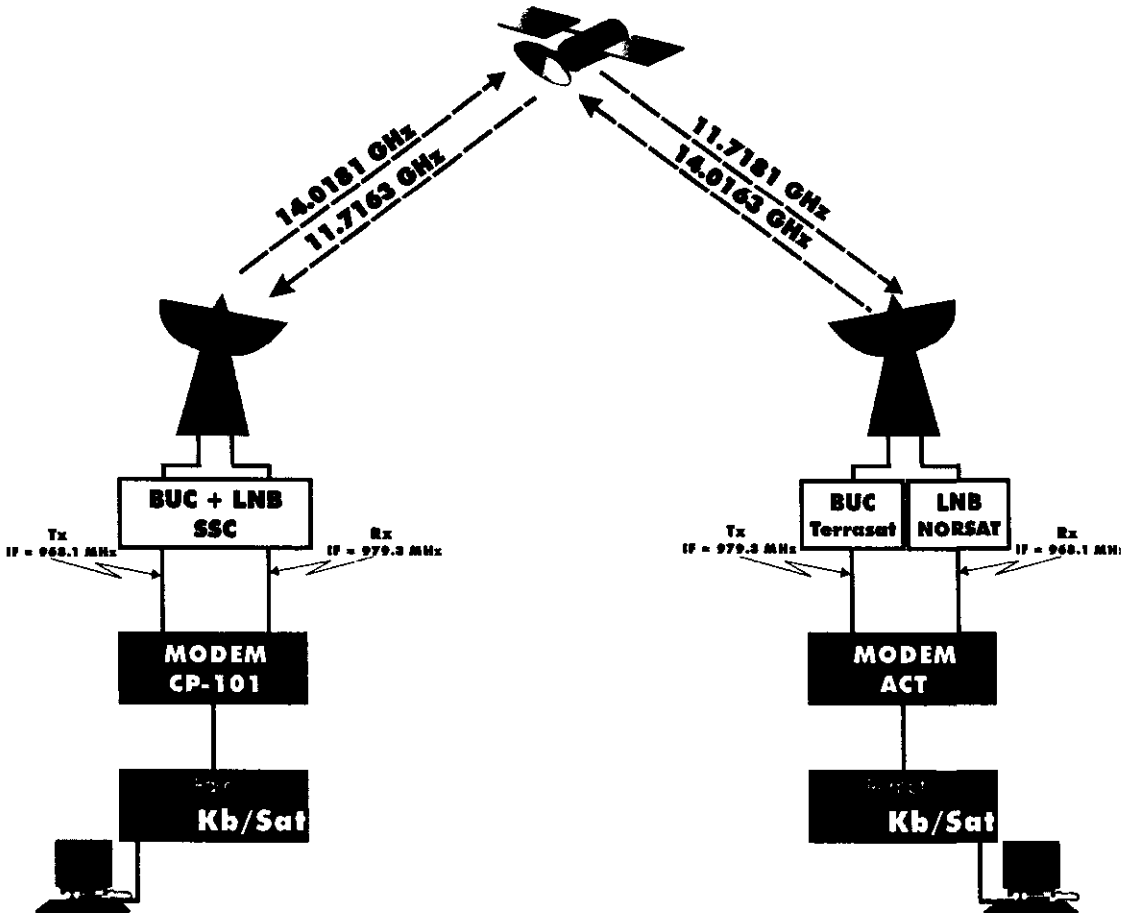
## 7.3 Modem

El siguiente módulo es el modem. Después de haber visto la descripción técnica se podría pensar que el modem en banda L debería ser mas caro que los modems tradicionales en 70 MHz. El costo de un modem de 70 MHz dependiendo de su velocidad, funcionalidad y marca va de 4500 a 8000 USD. En cambio, un modem de Banda-L tiene un costo de aproximadamente 2850 USD.

Este se logra gracias a que el diseño del modem en Banda L es mucho más nuevo y se utilizan componentes con alta densidad en circuitos integrados con capacidad de llegar hasta los 1.5 GHz, mientras el diseño del modem de 70 MHz es mucho más viejo, y aunque se han hecho actualizaciones muchos de sus componentes son discretos.

### 7.3.1 Características del Modem utilizado en el sistema

- Ideal para Full-Duplex, mandar y recibir datos
- Provee al transceptor de RF ahorros arriba del 50%
- Elimina la necesidad de una unidad indoor RF
- Frecuencia Intermedia de salida 950 – 1450 MHz
- Provee potencia de DC a 10 MHz de referencia para LNB/BDC y BUC
- Tasa de datos variables que van de 9.6 a 576 KBPS, 1 BPS de incremento
- Método Viterbi de corrección de errores (FEC), con tasas de símbolos  $\frac{1}{2}$  o  $\frac{3}{4}$ .
- Modulación QPSK



**Fig 7-1 Integración del Sistema**

## 7.4 Controlador

El controlador es casi el mismo para la base y el remoto, la única diferencia radica en el módulo de control para el modem y el tipo de arnes para realizar la conexión. El costo del controlador es de 2000 USD en los dos casos. Sus especificaciones técnicas son las siguientes:

	Base	Remoto
Tasa de Transmisión	Sobre 2048 Kbps	
Tasa de Recepción	Sobre 2048 Kbps	
Puertos de baja velocidad Tasa Interface	Dos Sobre 19.2 Kbps RS-232 DCE	Dos  Sobre 19.2 Kbps RS-232 DCE
Puerto WAN alta velocidad Tasa Interface	Uno Sobre 2048 Kbps V.35 (Standard) RS-449 (Opcional) RS-232 (Opcional) RS-422/EIA530 (Opcional)	
Puertos C+M Externos Tasa Interface	Uno Sobre 19.2 Kbps RS-485/RS-232	Uno Sobre 19.2 Kbps RS-485/RS-232
Puerto Local de Diagnóstica Tasa Interface	Uno Sobre 19.2 kbps RS-232 DTE	
Puerto LAN Interfaces	Uno (Opcional) <ul style="list-style-type: none"> <li>• Ethernet con interfaces 10Base-T, 10Base-2 (Standard)</li> <li>• Ethernet con interfaces 10Base-5, 10Base-2 (Opcional)</li> <li>• Ethernet con interfaces 10Base-T, 10Base-2, 10Base-5 (Opcional)</li> <li>• Token Ring 4 o 16 Mbps</li> </ul>	
Tarjetas WAN de Alta Velocidad Tasa Interface		Dos puertos por tarjeta Sobre 2048 Kbps V.35 (Standard) RS-449 (Opcional) RS-232 (Opcional) RS-422/EIA530 (Opcional)
Puertos Extras de Usuario Tasa Interfaces	Dos Sobre 19.2 Kbps RS-232 DCE	
Alimentación del Equipo	110/220 Vac 50/60 Hz	
Dimensiones	4826 x 40 x 1334 mm.	
Peso	5.7Kg.	
Temperatura de Operación	-10°C to +50°C	
Nivel de humedad sin condensación	90% @ 40°C	

## 7.5 Cálculo del enlace satelital para una señal de voz y datos

El cálculo del enlace vía satélite involucra el conocimiento de los equipos principales para el procesamiento de la información de una estación terrena (E/T) y del satélite, a continuación se muestran los cálculos para este enlace.

### 7.5.1 Datos

#### a) Del satélite

Satélite:	Solidaridad 1
Longitud:	109.2° Oeste
Banda de operación:	Ku
Frecuencia Ascendente:	14.0613 GHz
Frecuencia Descendente:	14.0181 GHz
Tipo de transpondedor:	9K (54MHz)
Región:	4

#### b) Señal a transmitir

Velocidad:	128 kbps
Modulación:	QPSK
ROLL OFF	14%
FEC	½
BER	10E-6

#### c) E/T Base y Remota

Localidad:	México DF	Cuernavaca, Mor.
Latitud:	19.35	18.93 °N
Longitud:	99.01	99.22 °O
Diámetro Antena:	2.4	1.8 m
Ganancia Antena Tx:	49.2	46.5 dBi

Ganancia Antena Rx:	48.35	45.85 dBi
Temperatura Total Sist:	25.2	22.6 dB°K
PIRE <sub>E/T</sub>	48.0	46.0 dB
E <sub>p</sub> /N <sub>0</sub>	5.7	5.7 dB

d) Datos del Satélite para las localidades de interés

Localidad:	México DF	Cuemavaca, Mor.
DFS	-101.8	-101.49
PIRE	49.9	49.6
G/T	10.3	9.99

## 7.5.2 Cálculos Preliminares

a) Ancho de Banda

$$AB = V_{w} (FEC)^{-1} (FM)(1 + \text{ROLL OFF})$$

$$AB = 128(0.5)^{-1} (0.5) 1.14$$

$$AB = 145.92 \text{ kHz}$$

b) Apuntamiento de Antena y distancia E/T satélite

b.1) México DF

b.1.1) Angulo de Azimuth

$$A' = \text{Tan}^{-1}(\text{Tan}(109.2 - 99.01) / \text{Sen } 19.35)$$

$$A' = 28.48^\circ$$

$$A = 180 + 28.48$$

$$A = 208.48^\circ$$

b.1.2) Angulo de elevación

$$E = \text{Tan}^{-1}[(42164.2 - 6378.155(\omega)) / (6378.155(\text{Sen}(\text{Cos}^{-1} \omega)))] - \text{Cos}^{-1} \omega$$

$$\omega = \cos 19.35 \cos [109.2 - 99.01]$$

$$\omega = 0.9286$$

$$E = 64.48^\circ$$

b.1.3) Distancia entre E/T México DF y Solidaridad 1

$$D = [42164.2^2 + 6378.155^2 - (2(6378.155 (42164.2)) \text{ sen } (E) + \text{sen}((6378.155 / 42164.2 \cos E )))]^{1/2}$$

$$D = 36316.426$$

## b.2) Cuernavaca

### b.1.1) Angulo de Azimuth

$$A' = \text{Tan}^{-1}(\text{Tan}(109.2 - 99.22) / \text{Sen } 18.93)$$

$$A' = 28.47^\circ$$

$$A = 180 + 28.47$$

$$A = 208.47^\circ$$

### b.1.2) Angulo de elevación

$$E = \text{Tan}^{-1}[(42164.2 - 6378.155(\omega)) / (6378.155(\text{Sen}(\text{Cos}^{-1} \omega)))] - \text{Cos}^{-1} \omega$$

$$\omega = \cos 18.93 \cos [109.2 - 99.21]$$

$$\omega = 0.9316$$

$$E = 65.02^\circ$$

### b.1.3) Distancia entre E/T México DF y Solidaridad 1

$$D = [42164.2^2 + 6378.155^2 - (2(6378.155 (42164.2)) \text{ sen } (E) + \text{sen}((6378.155 / 42164.2 \cos E )))]^{1/2}$$

$$D = 36293.591$$

## 7.5.3 Enlace Ascendente

### a) Relación portadora a densidad de ruido ascendente

$$(C/N_0)_{ASC} = \text{PIRE}_{E/T} + (G/T)_{SAT} - K - L_S - \mu - L_\Delta \text{ (dBHz)}$$

$$(C/N_0)_{ASC} = 48 + 10.3 - (-228.6) - L_S - 1 - 1$$

$$L_{S \text{ asc}} = 20 \log ((4\pi(14.0163E9)(36313.426E3)/3E8)$$

$$L_{S \text{ asc}} = 206.57 \text{ dB}$$

$$(C/N_0)_{ASC} = 48 + 10.3 - (-228.6) - 206.57 - 1 - 1$$

$$= 78.38 \text{ dBHz}$$

### b) Relación portadora a ruido

$$(C/N_0)_{asc} = (78.38)_{asc} - 10 \log (145.92E3)$$

$$= 28.58 \text{ dB}$$

### c) Relación portadora a ruido ascendente del sistema

$$\left( \frac{C}{N} \right)_{\text{asc sist}} = 10 \log \left[ \frac{1}{\frac{1}{A \log \frac{[C/N]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/I]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/X_{\text{pol}}]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/X_{\text{ady}}]}{10}}} \right]$$

c. 1) IPBO Back Off de entrada por portadora

$$\text{IPBO} = -101.8 - 48 + L_{p, \text{ASC}} + 20 + 0.5 + 1$$

$$L_{p, \text{ASC}} = 10 \log ((4\pi)(36316426^2))$$

$$= 162.2 \text{ dB}$$

$$\text{IPBO} = 33.9 \text{ dB}$$

c.2) C/I Intermodulación ascendente

$$C/I_{\text{intermod}} = C/N + 5 = 28.58 + 5$$

$$C/I_{\text{intermod}} = 33.58 \text{ dB}$$

c.3) C/X Polarización Cruzada Ascendente

$$C/X_{\text{pol cruz}} = -(-112.5) - 33.9$$

$$C/X_{\text{pol cruz}} = 78.6 \text{ dB}$$

c.4) C/X por satélite adyacente ascendente

$$C/X_{\text{sat ady}} = -(-112.5) - 33.9$$

$$= 78.6 \text{ dB}$$

$$\left( \frac{C}{N} \right)_{\text{asc sist}} = 10 \log \left[ \frac{1}{\frac{1}{A \log \frac{28.58}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{33.58}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{78.6}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{78.6}{10}}} \right]$$

$$\left( \frac{C}{N} \right)_{\text{asc sis}} = 27.4 \text{ dB}$$

## 7.5.4 Enlace Descendente

a) Relación portadora a densidad de ruido descendente

$$(C/N_0)_{ASC} = PIRE_{SAT} + (G/T)_{SAT} - K - L_s - \mu - L\Delta \text{ (dBHz)}$$

$$(C/N_0)_{ASC} = PIRE_{SAT} + (G/T)_{ET} - (-228.6) - L_s - 3.9 - 1 \text{ (dBHz)}$$

a.1) PIRE de Satélite

$$\begin{aligned} PIRE_{SAT} &= -(-101.8) - 20 + 8.5 - 162.2 + 48 - 4 + 49.9 \\ &= 22 \text{ dB W} \end{aligned}$$

a.2) Pérdidas por espacio libre descendente

$$L_{s \text{ des}} = 20 \log ((4\pi f_{R_x} \times \text{dis}) / 3E8)$$

$$L_{s \text{ des}} = 20 \log ((4\pi(14.0181 \times 10^9)(36293597) / 3E8)$$

$$L_{s \text{ des}} = 206.57$$

a.3) Figura de Mérito

$$(G/T)_{ET} = 45.85 - 10 \log (186 + \Delta T)$$

$$\Delta T = (1 - A \log (-3.9/10))(273^\circ\text{K})$$

$$\Delta T = 161.78^\circ$$

$$(G/T)_{ET} = 20.43 \text{ dB}^\circ\text{K}$$

$$(C/N_0)_{des} = 22 + 20.43 - (-228.6) - 206.57 - 4.9 = 59.56 \text{ dBHz}$$

b) Relación portadora a ruido descendente

$$(C/N)_{des} = 59.56 - 10 \log (145.9 \times 10^3) = 7.92 \text{ dB}$$

c) Relación portadora a ruido descendente del sistema

$$\left( \frac{C}{N} \right)_{sat}^{des} = 10 \log \left[ \frac{1}{\frac{1}{A \log \frac{[C/N]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/I]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/X_{pol}]}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{[C/X_{atm}]}{10}}} \right]$$



c.1) OPBO por portadora

$$\text{OPBO} = 4.0 - 8.5 + 33.9$$

$$\text{OPBO} = 29.4 \text{ dB}$$

c.1) OPBO por portadora

$$\text{OPBO} = 4.0 - 8.5 + 33.9$$

$$\text{OPBO} = 29.4 \text{ dB}$$

c.2) Intermodulación descendente

$$C/I_{\text{interno}} = -(-94.6) - 29.4 - 48.63$$

$$= 16.57$$

c.3) C/X polarización cruzada descendente

$$C/X_{\text{pcc}} = -(-106.5) - 29.4 - 48.63$$

$$= 28.47 \text{ dB}$$

c.4) C/X satélite adyacente descendente

$$C/X_{\text{sat ady}} = 22 - (-12 - 45.85) - 48.63$$

$$= 31.22 \text{ dB}$$

$$\left( \frac{C}{N} \right)_{\text{des sist}}^{\text{dec}} = 10 \log \left[ \frac{1}{\frac{1}{A \log \frac{7.92}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{16.57}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{28.47}{10}} + \frac{1}{A \log \frac{31.22}{10}}} \right]$$

$$(C/N)_{\text{DES SIST}} = 7.314 \text{ dB}$$

## 7.5.5 Evaluación del Enlace

a) Relación portadora a densidad de ruido total del sistema

$$\begin{aligned} \left(\frac{C}{N}\right)_{\text{sis}} &= 10 \log \left[ \frac{1}{\frac{1}{A \log(2.74)} + \frac{1}{A \log(0.7314)}} \right] \\ &= 7.27 \text{ dB} \end{aligned}$$

b) Relación portadora a ruido requerido

$$\begin{aligned} (C/N)_{\text{Req}} &= 5.7 + 10 \log(128E3) - 10 \log(145.92E3) \\ &= 5.13 \text{ dB} \end{aligned}$$

c) Margen de enlace

$$ME = 7.27 - 5.13$$

$$ME = 2.14 \text{ dB}$$

## 7.6 Análisis económico del sistema

Subsistema	Precio del equipo tradicional (Dólares)	Precio del equipo propuesto (Dólares)
Antena	Diámetro de 1.8 m 800	Diámetro de 1.8 m 800
RF	2 Watts de potencia 13000	BUC+LNB 1.4 W de pot. 2570
Modem	Tradicional 70 MHz 6000	Banda-L 2850
Controlador	Kb/Sat 2000	Kb/Sat 2000
<b>Total</b>	<b>21800</b>	<b>8220</b>

La diferencia de costos de los sistemas es de 13580 USD, y ambos funcionan con la misma eficiencia, desde el punto de vista económico consideramos que sobran las palabras para describir lo ventajoso que resulta el sistema propuesto.

## 7.7 Valores de operación en el sistema

ENLACE				Frecuencia de Acceso (MHz)	PIRE max de E/T (dBW)	PIRE max de Sat (dBW)	Vel. Port (kbps)	Mod	FEC	DISP %	POT %	BW (MHz)
Transmisor	Ant Ø (m)	Receptor	Ant Ø (m)									
México D.F	2.4	Cuemavaca	1.8	14016.3	46	18.36	128	QPSK	0.5	99.8	0.154	0.200
Cuemavaca	1.8	México	2.4	14018.1	46	18.36	128	QPSK	0.5	99.8	0.154	0.200

## **7.8 Conclusiones**

Los equipos actuales de satélite han sido probados durante los últimos 40 años, mientras que esta nueva tecnología está siendo probada y algunos sistemas ya se encuentran en operación.

En el mundo del satélite ya podemos ver el impacto de esta tecnología. Hace dos años solo una o dos compañías se aventuraron a realizar el desarrollo de los BUC. Hoy en día podemos citar a Terrasat, Sierra Com, Tampa Microwave, Advantech entre otras.

Los modems van un poco retrasados. Como producto terminado y listo para embarcar se encuentra ACT, compañías como Radayne y EF Data se encuentran trabajando en ello, mientras que compañías como Comstream ya están ofreciendo el sistema utilizando los BUC de Tampa y un modem al parecer propietario.

Gracias a esta nueva tecnología y a la correcta integración de elementos que la contienen, se pueden lograr sistemas muy eficientes con un ahorro muy importante, que indiscutiblemente determina la diferencia entre la realización y rentabilidad de un proyecto.

El sistema satelital que se plantea en este documento está implementado físicamente, se distribuye actualmente en México por Kb/Tel Telecomunicaciones y representa una opción real e importante en el área de las telecomunicaciones para nuestro país.

## **Bibliografía**

- **Principles of Communication Systems**  
Taub – Schilling  
Segunda edición  
Edit. McGraw-Hill
- **Digital Satellite Communications**  
Tri T. Ha  
Segunda edición  
Edit. McGraw-Hill
- **Radio System Design for Telecommunications (1-100 GHz)**  
Roger L. Freeman  
Primera edición  
Edit. Wiley-Interscience
- **Understanding Microwaves**  
Alan W. Scott  
Primera edición  
Edit. Wiley-Interscience
- **Digital Telephony and Network Integration**  
Bernhard E. Keiser – Eugene Strange  
Segunda Edición  
Edit. Van Nostrand Reinhold
- **Electronic communications systems**  
Tomasi, Wayne  
Segunda Edición  
Edit. Prentice Hall

- **Packet Switching**

**Rosner D. Roy**

**Primer edición**

**Edit. Lifetime Learning Publications**