

173



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

Zejan

FACULTAD DE INGENIERIA

EVALUACION Y COMPARACION DE DIVERSAS
TECNICAS DE ACCESO PARA TRANSMISION DE
DATOS, EMPLEANDO EL SISTEMA DE SATELITES
MEXICANOS.

FALLA DE ORIGEN

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A N :
COLUMBA SANTANDER EMBRIZ
LEOS JACOBDO SEGURA HERNANDEZ



DIRECTOR DE TESIS:

ING. VICTOR MANUEL TORRES GODINEZ

MEXICO, D. F.

1995

**TESIS CON
FALLA DE ORIGEN**



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

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

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

AGRADECIMIENTOS

Columba Santander Embriz

Con amor, respeto y admiración dedico esta tesis a todos y cada uno de los miembros de la familia a la que pertenezco, por el apoyo incondicional que siempre me han brindado.

Sr. Heladio Santander Ortiz

Sra. Agustina Embriz de Santander

Mario Santander Embriz

Ceferina Santander Embriz

Santiago Santander Embriz

Dionicio Santander Embriz

Fidel Santander Embriz

Micaela Santander Embriz

Ma. Eugenia Santander Embriz

Jorge Santander Embriz

A mis grandes amores:

Roberto Escobar Sánchez

Roberto Fabián Escobar Santander

Leos Jacobo Segura Hernández

A mis esposa Dora Elia, quien siempre me ha impulsado con esa fuerza y coraje que le caracteriza y de quien siempre puedo esperar un aliento ya que gracias a ello he logrado este paso tan importante y deseado para mi.

A mi hijo Pablo Esteban porque en él veo reflejados tantos anhelos y esperanzas, muchos de ellos ya realizados, y que me recuerda a cada momento que la vida nunca termina, sino que es un comenzar constante.

A toda mi familia: mi padre Leos, mi madre Ana, mis hermanos René, Gastón y Emilio, que desde siempre han estado conmigo en todo momento, por sus desvelos, apoyo y cada uno de esos momentos que me han dado el valor para seguir enfrentando las cosas como son: fáciles o difíciles.

En ningún momento dejaremos de agradecer el inmenso apoyo y la gran paciencia que siempre demostró el Ing. Victor Manuel Torres Godinez, a quien debemos tantos conocimientos y consejos que quedaron plasmados en este trabajo, formando parte esencial del mismo. Gracias.

EVALUACIÓN Y COMPARACIÓN DE DIVERSAS TÉCNICAS DE ACCESO PARA TRANSMISIÓN DE DATOS, EMPLEANDO EL SISTEMA DE SATÉLITES MEXICANOS.

ÍNDICE

Introducción

Capítulo I.- Ventajas de las comunicaciones digitales

- 1.1.- Relativa inmunidad al ruido.**
- 1.2.- Versatilidad en el procesamiento de las señales.**
- 1.3.- Sistemas de acceso al satélite.**

Capítulo II.- Establecimiento de las ecuaciones y parámetros necesarios para el cálculo del enlace vía satélite.

- 2.1.- ¿Qué y cómo es un enlace vía satélite?**
- 2.2.- Características y ecuaciones del enlace de subida.**
- 2.3.- Características y ecuaciones del enlace de bajada.**
- 2.4.- Formulación matemática del enlace.**
- 2.5.- Efectos de ruido, temperatura y ganancia.**
- 2.6.- Efectos de atenuación por atmósfera, apuntamiento y seguimiento del satélite.**
- 2.7.- Comportamiento del enlace para datos**

INDICE

Capítulo III.- Sistemas de modulación y sus características.

- 3.1.- Modulación digital coherente y no coherente
- 3.2.- Tipos de códigos.
- 3.3.- Especificaciones de los satélites mexicanos.

Capítulo IV.- Descripción general del sistema.

- 4.1.- Diagrama a bloques del sistema y la descripción de cada etapa.
- 4.2.- Características técnicas del satélite México II
 - Posición orbital
 - Número de transpondedores.
 - PIRE/Transpondedores en los límites de la República Mexicana.
 - Densidad de flujo de saturación
 - Figura de Mérito
 - Polarización de recepción
 - Frecuencias centrales de recepción de cada uno de los transpondedores
 - Polarización de transmisión
 - Frecuencias centrales de transmisión de cada uno de los transpondedores
 - Footprints para banda Ku y otras bandas

Capítulo V.- Cálculo del enlace.

- 5.1.- Enlace de bajada. Determinación de las especificaciones técnicas de las estaciones remotas.
- 5.2.- Análisis de disponibilidad.
- 5.3.- Cálculo de enlace entre diferentes ciudades, empleando diversas técnicas de acceso

INDICE

Conclusiones- Recomendaciones, en base a los cálculos efectuados, del esquema ó esquemas de acceso que más conviene.

Apéndices

A.- Tablas para el cálculo de atenuación debido a la lluvia

B.- Curvas de BER vs E/No para sistemas de modulación

C.- PIRE de los Satélites Morelos y Solidaridad

Bibliografía

CAPITULO I

Las comunicaciones digitales, han llegado a tener un auge importante no sólo en las comunicaciones terrestres sino también en las comunicaciones vía satélite, debido a sus características. A continuación se mencionan algunas de ellas, como significativas, aunque no son las únicas.

1.1. RELATIVA INMUNIDAD AL RUIDO

El ruido es el principal problema que se presenta en la transmisión de información y esto se hace aún más palpable en la transmisión analógica, ya que no es tan fácil el poder recuperar la señal original cuando por ejemplo esta es muy atenuada por el medio de transmisión. Si de alguna manera pudiésemos amplificar la señal, también se amplificaría el ruido contenido en la misma, por lo que este método no resultaría efectivo, si por alguna razón la señal se viera modificada en su forma variando el contenido de la misma, sería muy difícil el poder aplicar un cierto criterio para corregir errores.

En la transmisión digital, estos tipos de problemas no son tan serios, ya que existen medios de corregir los errores que pudiesen presentar la información.

Debido a que la señal digital sólo tiene dos valores posibles, es factible, aun cuando la señal haya sido atenuada en forma considerable, poder distinguir un valor de otro y de esta manera poder recuperar la información transmitida. Cuando existe demasiado ruido en el canal de transmisión, este se suma a la señal, pero para el caso de la transmisión digital esto no afecta demasiado debido a la notoria diferencia que existe entre los valores posibles de esta, ya que se sumaría tanto al nivel inferior como al nivel superior manteniéndose su diferencia.

Aunado a esto, existen diversos métodos de detección y corrección de errores, entre los que podemos mencionar los códigos de bloques de comprobación de paridad que detectan y pueden corregir varios bits de una trama de información. Esto definitivamente nos ayuda mucho a recuperar información que pudiera haberse perdido en el trayecto de la transmisión. Sin embargo, el usar estos métodos implica el disminuir la velocidad de transmisión de información efectiva, ya que para esta detección se requiere de la introducción de bits adicionales conocidos como bits de redundancia necesarios para dichos procesos de detección y corrección, sin embargo, esta recuperación de información no es posible en la transmisión en forma analógica.

1.2. CAPACIDAD DE INTEGRARSE CON OTRAS SEÑALES

Una ventaja más de la transmisión digital es que permite la integración de la información en varias formas. Las señales analógicas como voz y video, se pueden convertir a forma digital y por lo tanto pueden ser combinadas con datos para su transmisión, conmutación, procesamiento y recuperación de la información.

1.3.- VERSATILIDAD EN EL PROCESAMIENTO DE LAS SEÑALES DIGITALES

También se debe considerar dentro de las ventajas de la transmisión digital, el hecho de que este tipo de señales requieran menor número de equipo de procesamiento comparado con las señales analógicas. Estas últimas requieren muchas veces de amplificadores complejos, osciladores muy estables, filtros con una gran selectividad que suelen ser bastante caros debido a lo específico de sus componentes y otras serie de elementos, sin los cuales se llegan a tener muchos problemas en el manejo de las señales analógicas.

En cambio, las señales digitales requieren de muy poco equipo para el manejo de las mismas, o por lo menos, no es necesario que sea tan complejo como para el caso de las señales analógicas; en ocasiones sólo es necesario un amplificador no muy potente y un regenerador de señales, tanto para la transmisión como para la recepción digital.

1.4.- MÉTODOS DE ACCESO MÚLTIPLE AL SATÉLITE (FDMA Y TDMA)

El uso de los satélites, tanto para las comunicaciones internacionales, como para las nacionales, se ha visto muy extendido en los últimos años y esto se puede observar en el tráfico telefónico, el cual se envía en forma rutinaria entre las naciones miembros de las organizaciones Intelsat, lo cual sólo era posible anteriormente a través de cables submarinos tendidos en los océanos.

Es entonces cuando la importancia de los satélites se ve incrementada por la relevante aportación tecnológica que da a las comunicaciones y sobre todo su capacidad única de transmisión de mensajes con destinos múltiples a un gran número de usuarios separados por grandes distancias. A estos métodos, en los cuales se transmite la información en forma simultánea por las estaciones terrestres para compartir el satélite, se conocen como técnicas de acceso múltiple. Este concepto se deriva del multiplexaje de las señales a frecuencias de banda base que se utilizan en las transmisiones terrestres.

Estas técnicas se pueden clasificar de acuerdo a su nivel funcional, su nivel mecánico o de acuerdo al tipo de tráfico, confiabilidad, etc. La clasificación básica se fundamenta en los tres recursos de un satélite: frecuencia, tiempo y espacio, de donde se derivan los esquemas siguientes:

- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA (FDMA)
- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE TIEMPO (TDMA)
- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE CÓDIGO (CDMA)
- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE TIEMPO Y FRECUENCIA (FATMA)

Estos esquemas son considerados como ortogonales ya que no existe coherencia entre ellos. Una representación gráfica de estos se muestra en la siguiente figura.

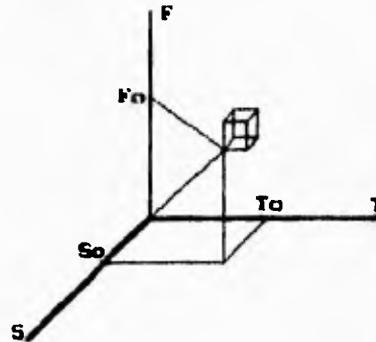


figura 1.1

Por su importancia y uso, los esquemas FDMA Y TDMA se estudiarán a detalle en los siguientes capítulos.

1.4.1.- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE FRECUENCIA (FDMA)

Este es uno de los sistemas más comunes de acceso a los satélites y es ampliamente usado en los sistemas de comunicaciones, consiste básicamente en que cada estación terrena que pertenece a una red de satélites pueda transmitir una ó más portadoras a diferentes frecuencias.

Existen diversas bandas de frecuencia para su uso comercial por satélite. La más común es la banda C que consta de una banda central de 500 MHz centrada en 6 GHz en el enlace de subida (hacia el satélite) y centrada en 4 GHz en el enlace de bajada (hacia la tierra), esto se muestra en la siguiente figura:

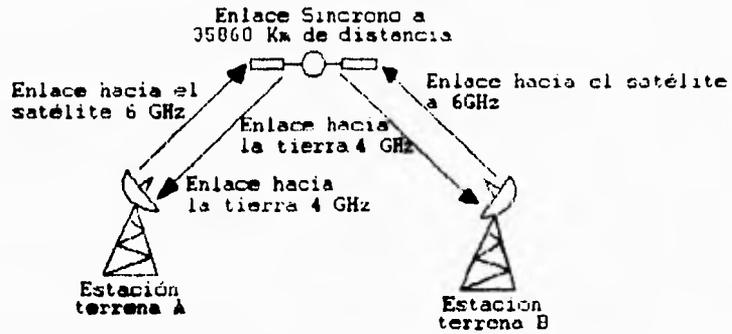


figura 1.2.

Normalmente los 500 MHz se dividen en 12 bandas de 36 MHz cada una que son servidas por un transpondedor y estas a su vez, se dividen en un cierto número de canales de frecuencia, lo cual depende del tipo de aplicación o de la señal que se vaya a manejar.

En este tipo de sistema cada portadora puede emplear cualquier modulación analógica, como modulación en frecuencia, o modulación digital, como llaveo por cambio de fase (PSK).

El mayor problema de operación de FDMA es la presencia de productos de intermodulación en el ancho de banda de las portadoras generales, las cuales se producen porque un amplificador de ondas progresivas TWTA (de las siglas Travel Wave Tube Amplifier) común en el transpondedor del satélite, amplifica las múltiples portadoras. Este amplificador presenta no-linealidad tanto en amplitud como en fase. Su característica se muestra en la figura siguiente:

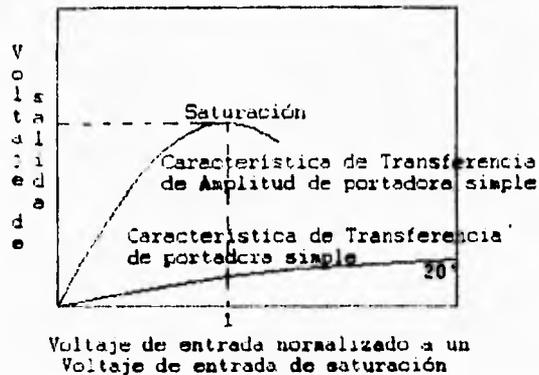


figura 1.2.

Al incrementarse el número de portadoras, es necesario operar el TWTA cerca de la saturación para suministrar la potencia requerida por portadora, y así reducir el efecto de ruido térmico en el enlace de bajada. Pero cerca de la saturación la característica de transferencia de amplitud de entrada/salida del TWTA es altamente no lineal y consecuentemente, el nivel de productos de intermodulación se incrementa y afecta todo el desempeño del sistema. En términos de diseño de amplificación, la potencia de salida promedio TWTA debe incrementarse hasta antes de la saturación para reducir efectos de intermodulación. Al mismo tiempo el TWTA debe suministrar potencia adecuada de transmisión para cada portadora. Adicionalmente, al transmitir varias portadoras por un mismo transpondedor, se deben utilizar bandas de guarda entre los canales adyacentes para minimizar la interferencia entre dichos canales, disminuyendo por lo tanto, la eficiencia de utilización del ancho de banda del transpondedor. El tamaño de estas bandas de guarda debe de considerar las bandas laterales residuales de cada señal transmitida, así como los corrimientos de frecuencia de los osciladores que controlan las frecuencias de los convertidores de frecuencia empleados.

Desde el comienzo de la utilización de la modulación analógica (como frecuencia modulada) en los satélites, han sido muy utilizados los sistemas FDMA para modulación de

portadoras en comunicación y probablemente serán empleados en equipos venideros por largo tiempo, a pesar de los avances en el desarrollo de los sistemas de los satélites digitales. Existen dos técnicas principales de FDMA en operación actualmente:

a) **transmisión multicanal por portadora (MCPC)**, donde la frecuencia de transmisión, multiplexa varios canales de teléfono, de portadora suprimida, banda lateral única, dentro de una banda ensamblada, la cual modula en frecuencia una portadora de RF y es transmitida al transpondedor FDMA del satélite. Este tipo de operación es conocido como FDM-FM-FDMA.

b) **transmisión de canal único por portadora (SCPC)**, esta técnica tiene gran aplicación cuando se desean interconectar estaciones terrenas de muy baja capacidad o demanda de tráfico. Consiste en que a cada canal de telefonía se le asigna una frecuencia de portadora, misma que es modulada por la señal de voz en FM o PSK. Dado que las llamadas son aleatorias, el espectro del transpondedor se puede aprovechar eficientemente utilizándolo únicamente mientras tengan información que enviar. Cuando una estación A termina de transmitir su información, la frecuencia de portadora que se le había asignado pasa a un banco de frecuencias controlado por una computadora central. Si otra estación B desea entonces establecer un enlace, la computadora central le asignará una de las frecuencias disponibles en el banco y quizás se le otorgue la misma frecuencia que antes había utilizado la estación A.

Como el sistema funciona con base a este banco de frecuencias y al criterio de servicio a quien pida primero la técnica recibe el nombre de DAMA (Demand Assignment Multiple Access o Acceso Múltiple de Asignación por Demanda).

1.4.2.- ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISIÓN DE TIEMPO (TDMA)

Debido a las deficiencias que presenta el esquema anterior, en cuanto a la presencia de productos de intermodulación y el no poder aprovechar completo el ancho de banda del transpondedor, se pensó en la utilización del transpondedor del satélite de tal manera que se eliminarán estos inconvenientes.

El concepto básico de TDMA consiste en usar una sola portadora de banda ancha que ocupa todo el transpondedor. Entonces, se puede trabajar con el transpondedor en saturación, aunque en esta región no tenga un comportamiento lineal, de igual manera, las estaciones terrenas también podrán operar en la saturación. Por lo tanto, las características de operación para este esquema, son:

- A cada estación terrena se le asigna secuencialmente un intervalo de tiempo para que utilice todo el transpondedor en la manera que más se ajuste a sus necesidades.

- En su forma más simple, a todas las estaciones se les asigna secuencialmente intervalos de tiempo de la misma longitud.

- Para operar más eficientemente, cada estación debe tener la flexibilidad de variar su velocidad de transmisión, de modo que las ranuras de tiempo asignadas deben de ser de longitud variable, o bien, las estaciones que así lo necesitan deben tener preferencia y para poder transmitir con mayor frecuencia.

- La mayoría de los sistemas operan bajo asignación por demanda. Para ello se tiene un canal de control que informa a todas las estaciones sobre las asignaciones efectuadas y recibe nuevas solicitudes. A este canal se le denomina algunas veces como canal de servicio.

El sistema TDMA es muy atractivo, pero tiene la desventaja de que requiere de equipo muy eficiente de sincronización ya que el problema no es únicamente la asignación de los intervalos de tiempo de las estaciones terrenas, también se deben considerar los desplazamientos del satélite con respecto a su posición normal.

1.4.3 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO (CDMA)

La técnica de acceso múltiple por división de código permite a la señal ser superpuesta encima una de la otra, por lo que varias señales pueden ser accedidas al mismo

tiempo sin el peligro de que choquen entre sí, lo que implica que no se impide el avance de una a otro señal permitiéndose el avance.

En realidad, la información de cada una de las fuentes es apilada una encima de la otra de la forma en que pasa a través del canal. Pero es necesario algo que identifique a cada señal en este agrupamiento de las mismas, es ahí donde el significado de la palabra "codigo" viene a ser util, por lo que a cada señal se le asignara un codigo que identifique a cada una de las señales y permita diferenciarlas entre si.

Para que esto pueda llevarse a cabo se deben tener en cuenta dos aspectos: 1) Escoger el código o etiquetas que no sean confusas y 2) Designar un receptor el cual se encargue de distinguir una de la otra, como se muestra en la siguiente figura.



1.4.4. ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO Y FRECUENCIA (FATMA).

Es una nueva tecnología con la cual, determinado equipo distribuido geográficamente puede compartir una capacidad común en un canal de comunicaciones (por ejemplo: un transpondedor de un satélite). Esto es importante debido a que permite a los usuarios, minimizar los costos de renta al no pagar capacidades de tiempo completo que no utilizan. Esta tecnología permite al usuario una gran versatilidad en lo que se refiere al equipo inicial y su crecimiento, adaptándose a las necesidades del usuario.

Para explicar lo anterior, tomemos en cuenta la siguiente lista de requerimientos que una red debe permitir manejar:

- 1) Se requiere cambiar la capacidad de la red rápida y fácilmente.
- 2) Se requiere manejar la red desde un punto de la misma, sin que la red se paralice si este punto de control se deshabilita temporalmente.; de hecho, podríamos querer observar la red desde cualquier punto de la misma.
- 3) Se requieren poder agregar nuevos servicios, nuevas localidades o nuevos circuitos, sin interrupción de la comunicación.
- 4) Se requiere enviar diferentes tráficos a diferentes destinos sin necesidad de nuevas inversiones.
- 5) Finalmente, se requieren agregar nuevos dispositivos a la red, sin necesidad de grandes conocimientos técnicos.

Para comenzar, visualicemos el equipo que se requiere para el esquema de FATMA, en la siguiente figura:

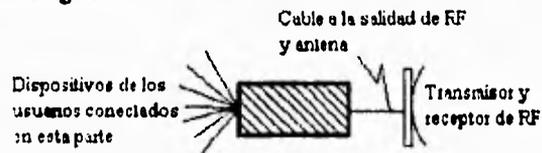


figura 1.3

En la figura anterior, se muestra sólo un bloque, del cual se transmite y recibe del satélite y al cual, están conectados los usuarios: no hay multiplexores externos, no hay múltiples transmisores o receptores y no hay que integrar diferentes equipos de diferentes distribuidores que requieren de diferentes softwares para su manejo.

FATMA puede incrementar la capacidad en dos dimensiones, tanto en tiempo, como en TDMA, en frecuencia, como en SCPC o FDMA. Con FATMA manejamos una sola unidad (como se mostró en la figura 1.3) para realizar los cambios necesarios (software), sin ningún cambio en el equipo (hardware). De hecho, como se verá más adelante, sólo será necesario una computadora (tipo laptop), sin la necesidad de enviar a una persona a la localidad remota.

En las demás técnicas de acceso al satélite, el manejo de la red se realiza a través del manejo de equipo, teniendo que paralizar, en ocasiones, la red completa. En cambio, en FATMA, los cambios en la red, se realizan a través de software, pudiéndose llevar a cabo el control, desde cualquiera de varias localidades. En ausencia de un controlador, la red funciona normalmente. Para realizar estos cambios solo es necesario una computadora tipo laptop, la cual se conecta a la localidad que se llevará a cabo. En cambio, en otros productos el manejo de la red, se hace demasiado complejo, tanto que se requieren de estaciones de trabajo o plataforma especializadas para el control de los mismos.

En la siguiente figura se muestra un diseño de red para FATMA:

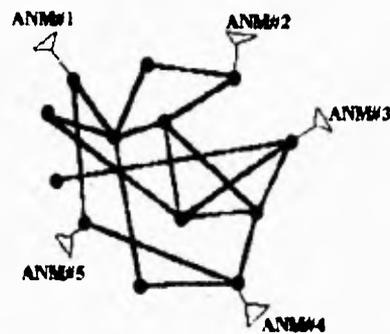


figura 1.5

La mayoría del tráfico manejado por las diversas técnicas de acceso, tiene características muy dinámicas en cuanto a su dirección y volumen. Tal es el caso del tráfico telefónico y la videoconferencia. FATMA tiene características para estos casos. Entre ellas, podemos mencionar las siguientes:

- 1) establecer conexiones entre dos cualesquiera localidades (punto a punto).
- 2) entre cualquier número de localidades (punto a multipunto).
- 3) entre todas las localidades (malla completa).
- 4) actuando como estación de radiodifusión para todas las localidades, y
- 5) actuando como transmisor dirigido para algunas localidades

Todas estas modalidades se pueden apreciar en la siguientes figuras

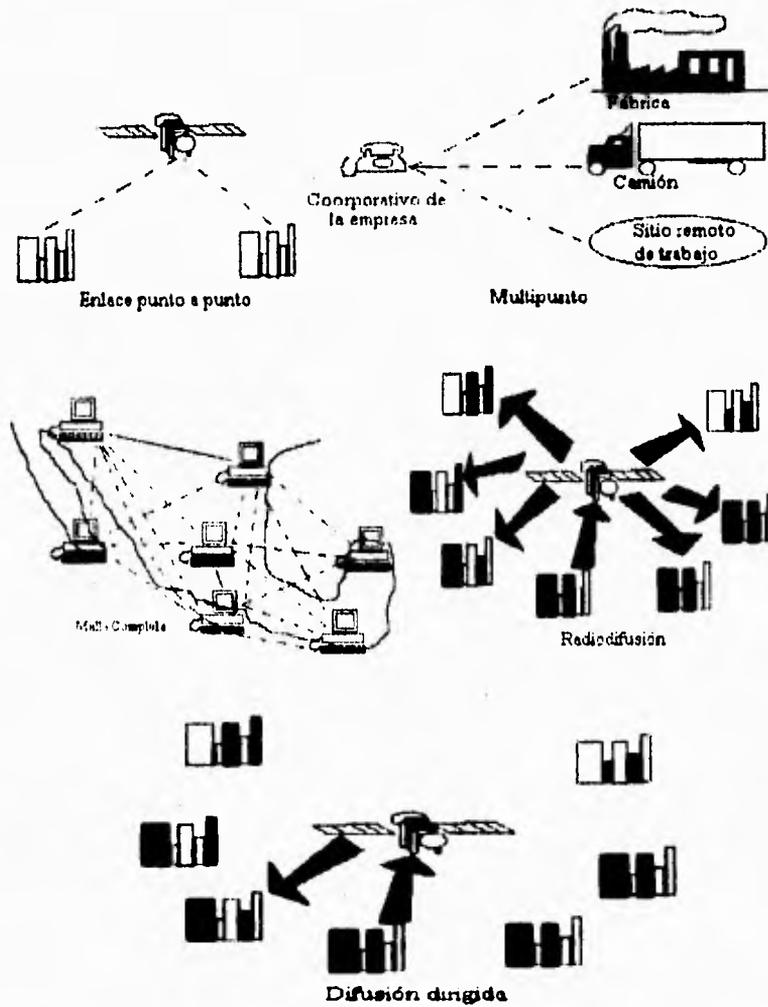


figura 1.6

Otra característica de FATMA es que permite gran libertad para enviar servicios mezclados de diferentes tipos y capacidades.

Existen principalmente cuatro categorías de servicios en FATMA

- 1) Servicios de líneas privadas.
- 2) Servicios de Circuitos Conmutados
- 3) Servicios compartidos
- 4) Servicios de emergencia

Para concluir, FATMA ofrece una gran flexibilidad y especialmente opciones sobre como utilizar los servicios que se requieren para determinada empresa.

A continuación se muestra una comparación de los diferentes esquemas de acceso al satélite con FATMA.

Características	FDM-FDMA	SCPC-DAMA	TDMA	CDMA	VSAT's	FATMA
Líneas Privadas	si	no	si	no	si	si
Líneas Conmutadas	no	si (8kbp)	si (16kbp)	si (8kbp)	no (8kbp)	si (4 8kbp)
Teléfono de calidad de pago	si	no	si	no	no	si
Datos Conmutados	no	no	no	si	si	si
Vídeo Conmutado	no	no	no	no	no	si
Comutación de Paquetes	no	no	no	si	si	si
Red de Conectividad Universal	no	si	si	no	no	si
Cualquier tamaño de población	no	si	no	si	si	si
	población pequeña	población grande ²	≤61 localidad	muy baja ³	muy baja ³	
Servicios de baja tasa	2.4 kbp	8 kbp	2.4 kbp	50 tps	1.2 kbp	50 tps
Redes grandes capacidades	45 Mbps	56 kps	60 Mbps	19.2 kbp	1.5 Mbps	240 Mbps

¹ Solo para servicios por debajo de 1.2 kbps

² Si, pero medidas para redes de 85 localidades que han mostrado una severa degradación de la capacidad debida a interferencia por intermodulación por múltiples portadoras

³ Tecnologías VSAT y CDMA que se permiten aumentar la capacidad de localidades. Por lo tanto, pueden soportar grandes localidades, pero solo si el mayor tráfico ocurre en ráfagas y muy ligero. Sin embargo pequeñas poblaciones (menores a 100 localidades) vuelven a estas tecnologías ineficientes o costosas debido a los costos del centro y al equipo de control de la red

CAPITULO II

2.1. QUE Y COMO ES UN ENLACE VÍA SATÉLITE

Un enlace vía satélite es muy similar en operación a un enlace de microondas terrestres, por lo tanto, para su diseño, se le considerará como tal, con la diferencia que para el enlace satelital se requerirá de un repetidor en un punto situado a una altura de 35,800 Km de distancia aproximadamente sobre el Ecuador.

Para poder transmitir a un satélite se debe conocer además de su altura o ángulo de elevación, su azimut, conociendo esta información es posible apuntar la antena transmisora a ese lugar en el espacio. La desviación en el apuntamiento debe ser menor o igual a 0.1 grados tomando en consideración que para las distancias de que se hablan, un grado equivale a 500 Kms.

La precisión en el apuntamiento es también de gran importancia en la transmisión debido a que se utiliza un haz concentrado para reducir al máximo las pérdidas por dispersión y evitar interferencias en satélites adyacentes.

El satélite necesita de una determinada potencia en recepción para detectar que se le está transmitiendo y así encender el transpondedor asignado a esa frecuencia ya que cuando no se está utilizando transpondedor alguno, estos están apagados para disminuir el consumo de energía. Lo anterior se ilustra en la siguiente figura:

Establecimiento de las ecuaciones y
parámetros necesarios para el Cálculo

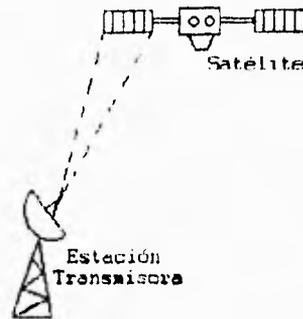


figura 2.1.

Ahora bien, una vez que el satélite ha detectado que está recibiendo una señal, enciende el transpondedor correspondiente y empieza a transmitir a la tierra. En este caso el haz de transmisión abarca una área grande y puede tener distintas formas dependiendo a la zona que se desee cubrir según se aprecia en la figura siguiente:

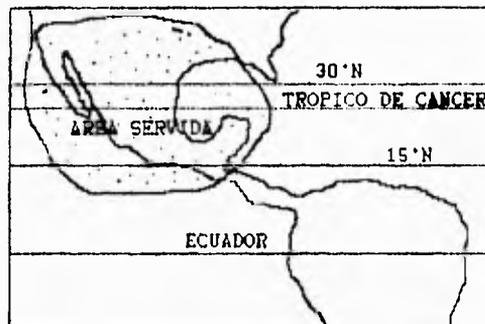


figura 2.2.

Un valor característico de potencia de transmisión real en un satélite es de 5 watts, por lo que, tomando en cuenta las atenuaciones que van a actuar sobre la señal retransmitida, las frecuencias a las que se trabaja y la distancia que ésta va a recorrer, se requieren antenas parabólicas cuyos diámetros fluctúan entre 3.6 y 11 metros y la selección de cada una depende de la Potencia Isotrópica Efectiva Radiada (PIRE) así como de la calidad de la señal deseada.

Un enlace de comunicaciones espaciales se compone de un enlace de subida y un enlace de bajada, con la finalidad de que ambas etapas pueden ser comprendidas, a continuación se analizan sus diagramas a bloques por separado y los factores que intervienen.

2.2. CARACTERÍSTICAS Y ECUACIONES DEL ENLACE DE SUBIDA

Enlace de subida se le denomina a la comunicación que establece una estación transmisora en la Tierra con un satélite activo colocada en el espacio. Su diagrama de bloques se muestra en la siguiente figura:

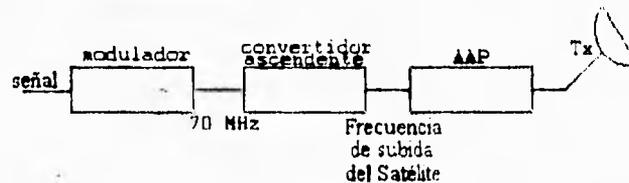


figura 2.3.

Se procesa la señal antes de modularla para preenfatar las componentes de alta frecuencia, con lo que se consigue mejorar la relación portadora a ruido (C/N) al compensar el incremento en la densidad del ruido ocasionado por el discriminador del receptor.

Si se considera a la fuente, de la cual va a partir la información que se manejará en el enlace, como una fuente isotrópica (es decir, que dicha fuente radia en todas direcciones con la misma intensidad), el transmisor y la antena transmisora se caracterizan por una Potencia Isotrópica Efectiva Radiada (PIRE) dada por:

$$PIRE = P_s g_t \text{ (watts)} \quad 2.2.1.$$

$$PIRE = P_s + G_t \text{ (dBw)}$$

donde P_s es la potencia de salida del transmisor dada en watts o en dBw, g_t es la ganancia en potencia de la antena de transmisión y G_t la misma ganancia expresada en dB,

generalmente la antena transmisora es de gran diámetro para generar un haz angosto, lo que permite proteger a otros satélites de la interferencia, además de incrementar la ganancia de la antena transmisora.

2.3. CARACTERÍSTICAS Y ECUACIONES DEL ENLACE DE BAJADA

Se le llama de esta manera al enlace que establece el satélite con una estación receptora en la tierra. A continuación se expone el diagrama a bloques que ilustra esta etapa.

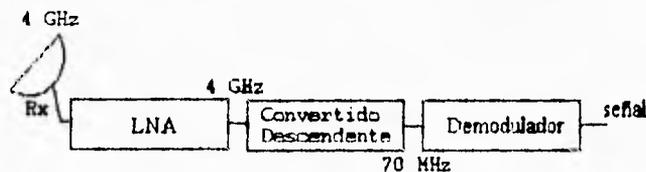


figura 2.4.

Por ejemplo, para banda C, se transmite a una frecuencia de 6 GHz desde la tierra hasta el satélite, aquí se recibe y se retransmite a la tierra en la frecuencia de 4 GHz. Al igual que los satélites, la estación receptora se caracteriza por la figura de mérito G/T, cuyo valor se determina a partir de la relación señal a ruido (S/N) deseada.

La señal recibida en la tierra por la antena receptora, es alimentada directamente al amplificador de bajo ruido (LNA) cuya ganancia varía alrededor de los 52 dB.

Una vez amplificada la señal en 4 GHz, esta se baja a una frecuencia de 770 MHz, después se obtiene la frecuencia intermedia de 70 MHz a partir de la cual, y aplicando demoduladores y filtros, se obtiene la señal retransmitida.

Haciendo referencia a las frecuencias de transmisión y recepción, un satélite tiene 12 o 24 transpondedores que utilizan para ambos casos el rango de frecuencias con separación de 40 MHz entre canal y canal, empezando con el de 3720 MHz y terminando en el de 4160 MHz, del mismo modo se recibe empezando con el de 5945 MHz y terminando con el de 6385 MHz respectivamente, dando origen a los 12 transpondedores con una separación de 2225 MHz entre las frecuencias de transmisión y la de recepción.

Sin embargo, si se transmite con polarización lineal ortogonal, esto es, una frecuencia con polarización vertical y la siguiente a sólo 20 MHz de separación con polarización horizontal, existe un discriminante de 25 dB que, aunados a los 15 dB de atenuación obtenidos por el corrimiento de frecuencia, se tienen los 40 dB de aislamiento que impiden la mutua interferencia, ya que sólo se trasladan las bandas laterales de energía, duplicándose de esta manera la capacidad del satélite.

2.4. FORMULACIÓN MATEMÁTICA DEL ENLACE

En la realización de un enlace de microondas vía satélite se deben considerar y calcular un gran número de parámetros para responder a las preguntas:

- a) ¿Hacia donde se encuentra el satélite con el que se desea trabajar?
- b) ¿Con qué potencia se debe transmitir desde la tierra para que a su vez el satélite tenga suficiente potencia para transmitirla a la tierra?
- c) ¿De qué diámetro deben ser las antenas transmisoras y receptoras?

Estas son algunas de las cuestiones que se deben estudiar para poder establecer un enlace vía satélite.

Existen básicamente tres factores que intervienen en un enlace de microondas vía satélite:

- Ruido
- Temperatura
- Ganancia

El conocer con precisión estos factores nos permite predecir el comportamiento que tendrá un enlace antes de llevarse a la práctica, por lo que si no se cumplen ciertas especificaciones, es posible hacer las modificaciones necesarias.

2.4.1. RUIDO Y RELACIÓN PORTADORA A RUIDO

Tanto en el satélite como en la estación receptora, la portadora de señal (C) llega a las antenas receptoras acompañadas de una cierta cantidad de ruido eléctrico (R_e) además del ruido (R_f) que se genera a la entrada del receptor. Como el ruido se distribuye uniformemente dentro de las frecuencias, el valor del ruido (R_s) dentro del sistema medio de los receptores está dado por:

$$R_s = R_e + R_f \text{ (watts)} \quad 2.4.1.$$

El propósito de este análisis, es el determinar la calidad de portadora de señal transmitida de un punto a otro, lo cual se define como la relación portadora (C) recibida con respecto al ruido (N) dentro del ancho de banda ocupado por la portadora modulada. Esta relación se define como C/N.

2.4.2. TEMPERATURA

La sensibilidad de la antena de la estación receptora es afectada no solamente por el ruido inherente del sistema sino también por el ruido ambiental, el cual se conoce como temperatura de ruido del sistema (T_s) y se compone de tres elementos básicos:

- a) Ruido térmico provocado por las pérdidas como disipación en la línea de transmisión del sistema, originadas por el movimiento aleatorio de electrones libres dentro de un conductor excitado por agitación térmica.
- b) Ruido de disparo ocasionado por el discreto aleatorio arribo de electrones en un amplificador.
- c) Ruido de Barkhausen ocasionado por el movimiento en los límites del dominio de materiales ferromagnéticos.

2.4.3 GANANCIA Y FIGURA DE MÉRITO

La relación G/T (Ganancia Temperatura) se conoce como figura de mérito y se utiliza para determinar el comportamiento de una estación terrena, en relación a su sensibilidad para detectar señales que provienen de un satélite. Entre más alto sea el valor de la relación, mayor es la capacidad de la antena para detectar señales débiles. Se define G/T como la relación de la ganancia del sistema receptor en un punto determinado con respecto a la temperatura total del sistema receptor.

La relación G/T forma parte de las especificaciones de la antena de un sistema de comunicaciones y está estrechamente relacionada con el factor de Portadora a Ruido (C/N).

La figura de Mérito se expresa generalmente en decibels sobre grados Kelvin (dB/°K). A continuación se presenta una gráfica que ilustra diferentes relaciones de ganancia y temperatura.

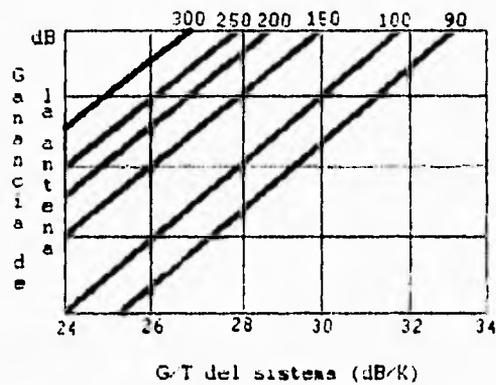


figura 2.5

Es importante hacer notar que la temperatura de ruido del sistema, está grandemente influenciada por la temperatura del amplificador de bajo ruido (T_{LNA}) utilizando en la recepción. Entre más bajo sea el nivel de T_{LNA} , mayor será el de G/T aunque también existirá un incremento en los costos del sistema. También es posible incrementar la figura de Mérito aumentando el diámetro de la antena receptora, aunque esto también repercutirá en los costos. Dicho de otra manera, es necesario buscar el mayor valor de G/T estableciendo una relación entre la temperatura de ruido del amplificador de bajo ruido y el diámetro de la antena que al mismo tiempo representará un equilibrio en el costo del sistema.

Mientras que la ganancia de un sistema puede calcularse con bastante precisión, la determinación de la temperatura de ruido del sistema, requiere de suposiciones debido a que algunos de los factores que contribuyen al ruido, se encuentran en el espacio exterior o fuera del alcance del hombre y sólo puede determinarse por experimentación y por aproximaciones.

Antes de proceder a establecer los parámetros que determinan cada etapa del enlace, es necesario conocer el ángulo de elevación y azimut que necesita la estación terrena para poder apuntar al satélite requerido, así como el factor de pérdida en el espacio, y todo ello en función de las coordenadas de la estación del satélite, para lo cual, se recurre a la siguiente figura:

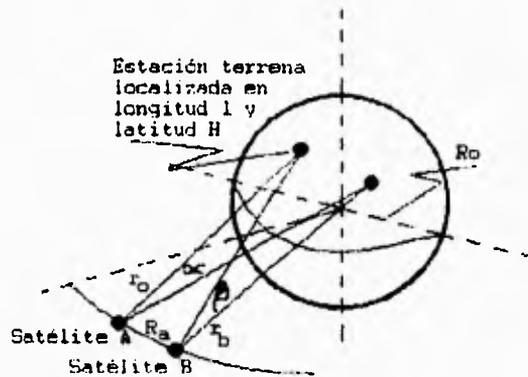


figura 2.6.

El radio de la órbita geostacionaria (R_g) ubicada sobre el Ecuador tiene un valor:

$$R_g = 6.11R_0 \quad 2.4.2$$

donde R_0 es el radio de la tierra (6361 Km)

La localización del satélite está dada por su coordenada (L_{sat}) de longitud. La distancia (línea de vista) de una estación terrena con longitud H, estará dada por:

$$r = R_0 [6.611^2 + 1 - 2(6.611 \cos H \cos \Delta L)]^{1/2} \quad 2.4.3$$

donde:

L Longitud de la estación terrena

ΔL Diferencia entre las longitudes de la estación terrena y el satélite

simplificando la ecuación 2.4.3 tenemos:

$$r = 42528 (1 - 0.295 \cos H \cos \Delta L)^{1/2} \quad 2.4.4.$$

Una vez conocida la distancia de la estación terrena al satélite es posible calcular la pérdida en el espacio que está dada por:

$$L_s = 185.02 + 10 \log (1 - 0.295 \cos H \cos \Delta L) + 20 \log f$$

2.4.5.

donde :

L_s factor de pérdida en el espacio (dB)

H Latitud de la estación terrena

ΔL Diferencia entre las longitudes de la estación terrena y el satélite

f frecuencia (GHz)

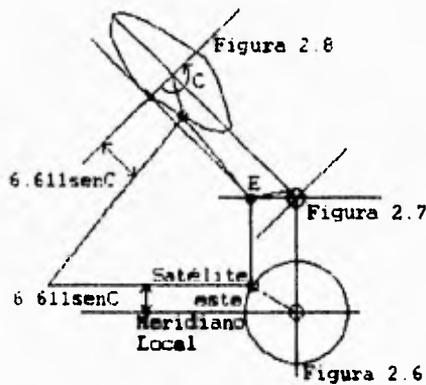
2.4.4. DETERMINACIÓN DE ÁNGULOS DE ELEVACIÓN Y AZIMUT PARA SATÉLITES GEOESTACIONARIOS.

Tomando como referencias las figuras 2.6, 2.7 y 2.8. siguientes, puede apreciarse un satélite localizado en un ángulo C, donde:

$$C = \text{Longitud del satélite (Z)} - \text{longitud del sitio (Y)} \quad 2.4.6.$$

También puede apreciarse el arco geosíncrono con un radio 6.611 veces mayor al de la tierra. Se establece un sistema de coordenadas de acuerdo al cual las coordenadas del satélite son:

$$(6.611 \text{ sen } C, 6.611 \text{ cos } C) \quad 2.4.7$$



La figura 2.7. corresponde a una vista lateral de la tierra con el plano ecuatorial limitado por el arco de la órbita geosíncrona representado por una línea horizontal.

Igualmente, se muestra un plano horizontal de la tierra a un ángulo X teniendo como latitud la línea tangencial a la misma. Los ángulos de azimut y de elevación para apuntar hacia un satélite se obtienen proyectando la posición del satélite sobre el plano horizontal de la tierra.

La figura 2.8 es una proyección del arco orbital sobre el plano local horizontal.

Esta es la vista del arco orbital por un observador a una gran distancia sobre su posición local en la tierra. La tarea para generar los ángulos locales de azimut y elevación es esencialmente acompañada por la proyección de las coordenadas rectangulares del satélite desde el plano orbital hacia el plano horizontal.

Es conveniente considerar que el plano local horizontal comienza paralelo al plano en el Polo Norte y es girado con respecto al eje $X-X$ 90° (latitud del sitio) esta rotación no cambia la coordenada $6.611 \text{ sen}C$, sin embargo se aprecia que con el giro se ha recortado la coordenada $6.611 \text{ cos}C$ por el $\text{sen}X$, de tal manera que las coordenadas del satélite en el plano local horizontal son:

$$(6.611 \text{ sen}C, 6.611 \text{ cos}C \text{ sen}X) \quad 2.4.6.$$

El ángulo C' medido en el plano local horizontal, está dado por:

$$C' = \tan^{-1} \frac{6.611 \text{ sen}X}{(6.611 \text{ cos}C \text{ sen}X)} = \tan^{-1} \frac{\text{tan}C}{\text{sen}X}$$

2.4.7

Nótese que en las figuras 2.6 y 2.8 el satélite se encuentra al Este del sitio y en consecuencia C y C' son negativas. El azimut se mide con respecto al Norte y en consecuencia es igual a $180^\circ - C'$ ó:

$$A = 180^\circ + \tan^{-1} \frac{\tan C}{\operatorname{sen} X} \quad 2.4.8.$$

La distancia al satélite en el plano horizontal corresponde a la hipotenusa del correspondiente ángulo recto teniendo catetos equivalentes a las coordenadas rectangulares:

$$R_1 = 6.611 [(\operatorname{sen} C)^2 + (\operatorname{cos} C \operatorname{sen} X)^2]^{1/2} \quad 2.4.9.$$

Refiriéndose a la figura 2.7, la altura del satélite sobre el plano local horizontal es:

$$H_1 = 6.611 \operatorname{cos} C \operatorname{cos} X - 1 \quad 2.4.10$$

y por lo tanto, el ángulo de elevación es:

$$E = \tan^{-1} \frac{H_1}{R_1} \quad 2.4.11$$

$$E = \tan^{-1} \left[\frac{\operatorname{sen} C \operatorname{sen} X - .0151263}{\sqrt{(\operatorname{sen} C)^2 + (\operatorname{cos} C \operatorname{sen} X)^2}} \right]$$

2.4.12

2.4.5. CARACTERÍSTICAS DEL ENLACE DE SUBIDA

Con el objeto de aprovechar al máximo la capacidad de un satélite, ya sea de 12 o 24 transpondedores, se desarrolló una técnica que permite alimentar dos señales distintas a un mismo transpondedor, teniendo cada una de ellas un ancho de banda de 17.5 MHz. A estas se les conoce como señales a medio transpondedor y su salida en el satélite está 3 dB por debajo de una señal a transpondedor completo. El análisis que a continuación se presenta está calculado para trabajar a transpondedor completo.

Consideramos una estación transmisora como la de la figura 2.9 que transmite con una potencia P_t y con una ganancia g_t .

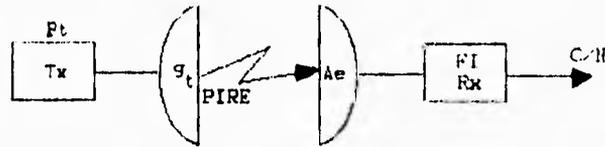


figura 2.9

La potencia Isotrópica Efectiva Radiada PIRE está dada por el producto $g_t P_t$. A una distancia r del transmisor y sobre el haz principal, la densidad de flujo S radiado es:

$$S = \frac{g_t P_t}{4\pi r^2} = \frac{\text{PIRE}}{4\pi r^2} = K_a P_c$$

2.4.13

donde:

K_a factor de atenuación atmosférica

P_c Eficiencia de polarización

El nivel de portadora C a la salida de la antena receptora con un área efectiva A_e m^2 captando un flujo S es:

$$P = A_e S = \frac{P_t G_t A_e}{4\pi r^2} = K_a P_c \quad 2.4.14.$$

Se ha podido observar experimentalmente que el valor de K_a y P_c son próximos a la unidad, consideración que se aplica en este análisis.

La Potencia Efectiva de Ruido está dada por:

$$R = K T_s B \quad 2.4.15$$

donde:

K Constante de Boltzman 1.38×10^{-23} Joules $^\circ\text{K} = -228.6$ dB

T_s Temperatura de ruido del sistema (afectado por el sistema receptor por unidad de ancho de banda)

B Ancho de banda de premodulación del receptor que generalmente corresponde al ancho de banda ocupado por portadora modulada.

La relación conocida como portadora a ruido C/N se obtiene a partir de las ecuaciones 2.4.14 y 2.4.14

$$C/N = \frac{P_t g_r A_e}{4\pi r^2 K T_s B} = \frac{(PIRE) A_e}{4\pi r^2 K T_s} \quad 2.4.16$$

El área efectiva de la antena receptora es función de la ganancia y de la longitud de onda de la señal con que se trabaja

$$A_e = g_r \lambda^2 \quad 2.4.17$$

donde g_r Ganancia en potencia de la antena receptora.

sustituyendo la ecuación 2.4.17 en 2.4.18

$$C/N = \frac{P_t g_r^2}{(4\pi r)^2 K T_s B} \quad 2.4.18$$

agrupando términos tenemos:

$$P/R = \left[\frac{\lambda}{4\pi r} \right]^2 (PIRE) \left[\frac{g_r}{T_s} \right] \quad 2.4.19$$

Al primer factor se le conoce como pérdida por dispersión o factor de pérdida en el espacio, lo cual también puede expresarse de la siguiente manera:

$$L_s = \left[\frac{1}{4\pi r^2} \right] \left[\frac{C_0}{f} \right] \quad 2.4.20$$

donde:

C_0 velocidad de la luz (3×10^8 m/s)

λ longitud de la onda

f frecuencia en Hz

El término g_r/T_s de la ecuación 2.4.19 es lo que se denomina figura de mérito anteriormente descrita como G/T.

Debido a la ventaja que representa el obtener los resultados en decibeles, utilizaremos los logaritmos en base diez, quedando las expresiones anteriores de la siguiente manera:

$$C/N = \text{PIRE} - L_s + G/T - 10 \log B + 228.6 \quad 2.4.21$$

donde $\text{PIRE} = 10 \log (\text{PIRE}) \text{ dBw}$

CO

$$L_s = 10 \log \frac{CO}{(4\pi)^2 r^2 f^2} \quad 2.4.22$$

$$L_s = 92.45 + 20 \log r (\text{Kms}) + 20 \log f (\text{Ghz}) \quad 2.4.23$$

$$G/T = 10 \log g_r / T_s \quad 2.4.24$$

El parámetro C/N puede definirse en función de la densidad de flujo "S":

$$C/N = S + G/T - 20 \log f (\text{Ghz}) - 12.45 - \log B (\text{Hz}) + 228.6 \quad 2.4.25$$

La cantidad PIRE requerida para la estación transmisora se obtiene de la densidad de flujo disminuida por las pérdidas asociadas:

$$\text{PIRE} = S + L + L_i (\text{dB}_w) \quad 2.4.26$$

donde L_i es el factor de envejecimiento (condiciones ambientales y error de apuntamiento)

Por lo tanto, la potencia de transmisión requerida está dada por:

$$P_T = \text{PIRE} - G_{\text{ant}} + L_g \quad 2.4.27$$

donde

G_{ant} = ganancia de la antena

L_g pérdidas en la guía de onda (con valor nominal de 1 dB aprox.)

Debido a que los satélites funcionan con transmisores y receptores, se caracterizan por una G/T en la parte correspondiente al enlace de subida y un PIRE del lado del enlace de bajada.

El valor de G/T típico para los satélites domésticos, varía de 1 dB/K a -6 dB/K, mientras que el PIRE a transpondedor completo fluctúa alrededor de 32 dB_w, aunque en realidad, este valor depende de la posición geográfica y del satélite que se utilizará en la estación terrena, para lo cual es necesario recurrir a mapas de contornos o "Foot Print".

Otro valor normalmente conocido es el de la densidad de flujo requerida para saturar el transpondedor con el que se desea trabajar. El valor, que en la mayoría de los casos asegura saturación, es el de -82 dB_w/m².

2.4.6 CARACTERISTICAS DEL ENLACE DE BAJADA.

Como ya se vió en la sección anterior, un enlace vía satélite, está afectado por varias atenuaciones que disminuyen la señal transmitida y que obligan a un incremento en la potencia de transmisión P_t.

Sin embargo, considerando que el cálculo de las atenuaciones está en función de "r", que es la distancia de la estación terrena al satélite (valor generalmente desconocido), es conveniente sustituir "r" por su valor en función de las coordenadas del sitio, que es un dato del dominio general.

Partiendo de las ecuaciones 2.4.22 y 2.4.23, tenemos:

$$L_s = 92.45 + 20 \log r + 20 \log f \quad 2.4.28$$

$$r = 42528 \{ 1 - 0.295 \cos H \cos \Delta L \}^{1/2} \quad 2.4.29$$

si:

$$L_s = 92.45 + 20 \log (42528) + 20 \log \{1 - 0.295 \cos H \cos \Delta L\}^2 + 20 \log t$$

Similarmente al enlace de subida, la relación señal a ruido del enlace de bajada está dado por:

$$S/N = (PIRE)_{SAT} - L_s + G/T_{ET} - 10 \text{ LOG } B + 228.6 - L_m$$

2.4.30

donde

$L_m = L_1$ de la ecuación 2.4.26

$(G/T)_{ET}$ figura de mérito de la estación terrena

Como ya se habló en secciones anteriores, es muy importante considerar la temperatura de ruido del sistema (T_s).

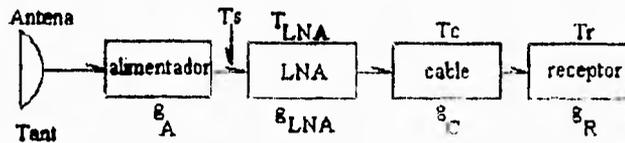


figura 2.10

De acuerdo con la figura anterior, se puede apreciar que para cada etapa de la recepción, existe una ganancia y una temperatura. La Temperatura T_s se comienza a medir a partir de la salida del alimentador. Si entre el alimentador y el amplificador de bajo ruido (LNA) hubiese un cable o guía de onda que los intercomunicara, sería necesario considerar otra temperatura T_c .

De la ecuación 2.4.13, tenemos:

$$(G/T) = 10 \log g_u / T_s$$

2.4.31

Si tomamos en consideración que además de las ganancias y temperaturas, existen las pérdidas L_s , la ecuación 2.4.31 se convierte en:

$$(G/T) = 10 \log g_R - 10 \log T_S - I_n \quad 2.4.32$$

donde I_n es la pérdida de alimentación.

Partiendo de la figura 2.10, tenemos:

$$T_S = \frac{T_{ant}}{L_1} + \frac{(L_1 - 1) T_o}{L_1} + T_{LNA} + T_d + \frac{(F - 1) T_o}{G_N}$$

donde

L_1 es el factor de pérdida de línea de transmisión (típico 1.0045)

T_o es la temperatura ambiental considerada en 290 K

T_d es la temperatura por desacoplamiento equivalente a 3.0 K

F ruido en el convertidor de bajada del receptor con valor de 15 dB

G_N es la ganancia neta entre la entrada del LNA y la entrada del convertidor de bajada con valor típico de 41 dB

2.4.7 SISTEMA COMPLETO

Tomando en consideración que un enlace de comunicaciones vía satélite se compone de dos enlaces de RF en cascada, la relación portadora a ruido del enlace de subida $(C/N)_s$ y la relación de bajada $(C/N)_D$ deben combinarse para determinar el efecto neto de la transmisión dentro de la trayectoria total, lo cual se obtiene a partir de la siguiente ecuación

$$C/N_{TOT} = \frac{1}{\frac{1}{(C/N)_s} + \frac{1}{(C/N)_D}}$$

2.4.34

Es necesario tener en cuenta que para la ecuación anterior, se aplican en forma no logarítmica y que posteriormente se convierte a logaritmos de base diez para tener el resultado final en decibeles.

2.5 EFECTOS DE RUIDO, TEMPERATURA Y GANANCIA.

Ruido. Temperatura de ruido.- La potencia de ruido es usualmente cuantificada en términos de su temperatura. Si el equipo electrónico estuviera perfectamente aislado de interferencias externas, de todos modos habría ruido en dicho equipo debido al movimiento aleatorio de los electrones. Este ruido es llamado Ruido Térmico.

La potencia de ruido térmico que afecta un rango dado de frecuencias, es proporcional a la temperatura absoluta y al ancho de banda de las frecuencias en cuestión, es decir

$$P_r = KTB$$

2.5.1

donde

P_r es la potencia de ruido en watts

K es la constante de Boltzman (1.3×10^{-23} watts seg/K)

T es la temperatura en Kelvin

B el ancho de banda en Hertz

La temperatura de ruido de una fuente, es la que produce la misma potencia de ruido sobre el mismo rango de frecuencias.

Así, si una fuente de ruido crea ruido de potencia P_r , su temperatura de ruido, algunas veces llamada temperatura de ruido equivalente (EIN), es

$$T = P_r / KB$$

2.5.2

La temperatura de ruido del cielo es de aproximadamente 30 K. La directividad de una antena no sólo es para enfocar el haz, sino también para proteger la señal recibida de otras fuentes de ruido. La temperatura de ruido de la tierra vista desde el espacio, es en promedio de 254 K. Una antena de satélite con un ancho de haz igual al ancho proyectado de la tierra recibiría esta cantidad de ruido como fondo a las señales que vienen desde la tierra. Debido a las variaciones del terreno, haces dirigidos a alguna porción de la tierra reciben una temperatura de ruido ligeramente mayor a 254 K.

El ruido galáctico se refiere al ruido de las estrellas en la galaxia. Este ruido decrece rápidamente a altas frecuencias y tiene efectos despreciables arriba de 1 Ghz.

El ruido cósmico es otro ruido del espacio exterior y también es despreciable a frecuencias por encima de 1 Ghz. Los destellos de luz y las descargas electrostáticas en la atmósfera, son una fuente mayor de ruido por debajo de 30 Mhz. Afortunadamente son despreciables a las frecuencias utilizadas en los satélites.

El ruido atmosférico se origina principalmente de las moléculas de oxígeno y vapor de agua, las cuales absorben radiación. Consecuentemente, las frecuencias de las cuales la absorción atmosférica es alta, son las mismas en las que el ruido atmosférico es alto. La figura siguiente muestra las temperaturas de ruido de vapor de agua y oxígeno atmosférico.

Establecimiento de las ecuaciones y
 parámetros necesarios para el Cálculo

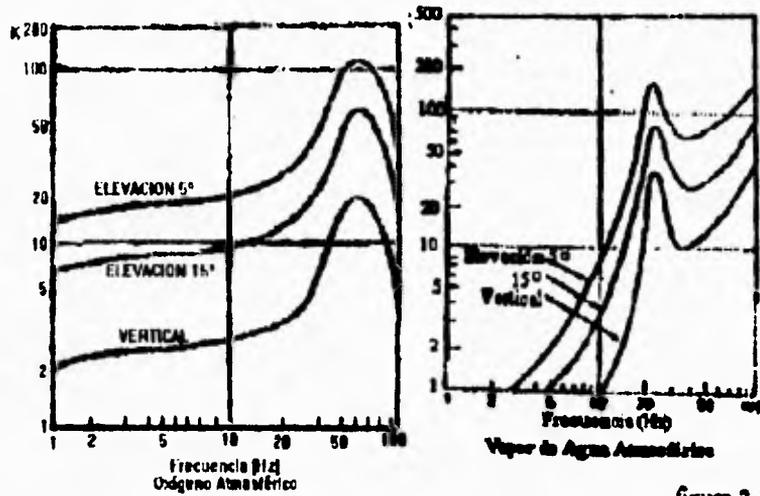
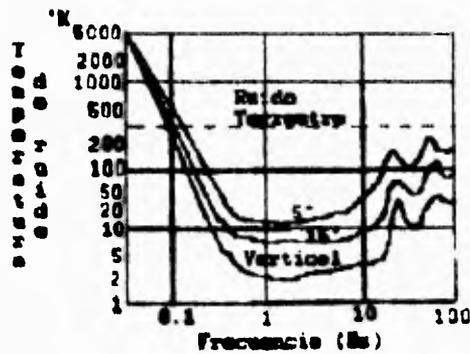


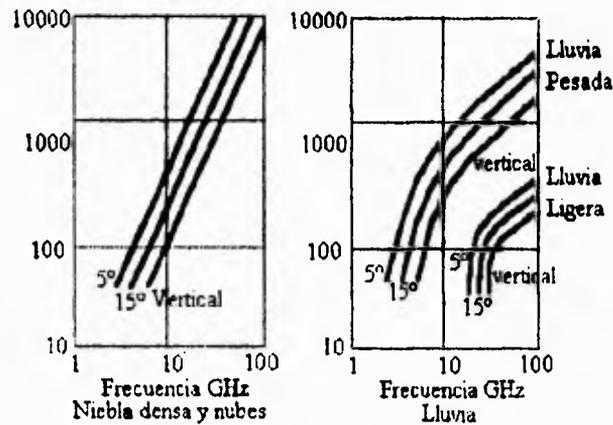
Figura 2 11

El ruido hecho por el hombre, el cual es una plaga a bajas frecuencias, tiene un efecto pequeño arriba de 1 Ghz. Surge principalmente de la maquinaria eléctrica y es mucho mayor en áreas industriales. Está virtualmente ausente en el espacio. La figura siguiente, muestra como afecta a la señal, la combinación de estos diferentes tipos ruido.



El ruido dominante que se recibe en el satélite, es la temperatura de ruido de la tierra. En la estación terrena hay una ventana de ruido entre el efecto del ruido cósmico y el efecto del vapor de agua.

La lluvia muy intensa causa más ruido en la estación terrena que todas las otras fuentes de ruido combinadas. Como es el caso de la absorción, este efecto es peor a frecuencias mayores. La siguiente figura muestra el efecto de lluvia, nubes y niebla intensas.



2.5.1 CONSIDERACIONES DE PROPAGACION E INTERFERENCIA RELACIONADA A LOS SISTEMAS DE COMUNICACION VIA SATELITE.

Atenuación debida a precipitación y nubes. El principal factor bajo consideración en este punto es la lluvia y la atenuación que causa debido a la tasa de precipitación, con la frecuencia (hasta 100 GHz) y con la disminución del ángulo de elevación. La atenuación por lluvia, normalmente puede ser ignorada en frecuencias inferiores a 5 GHz.

La nieve, especialmente si es seca, es mucho menos seria que la lluvia intensa, pero al derretirse puede ocasionar atenuaciones significativas. También la nieve en la antena y el alimentador, puede afectar más seriamente que la lluvia intensa.

El efecto de las nubes es pequeño, comparado con el de la lluvia y sólo es importante a frecuencias superiores a 30 GHz. La atenuación es proporcional al contenido líquido - agua, el cual puede variar de acuerdo al tipo de nubes. Las nubes con tormentas eléctricas (cúmulo nimbus) son las causantes de atenuaciones mayores.

Atenuación debida a la lluvia. Para predecir la atenuación debida a la precipitación a través de la trayectoria del enlace, es necesario obtener la información acerca de su distribución en tiempo y espacio.

Existe un modelo, desarrollado por la CCIR, para el cálculo de la atenuación, aunque es preferible utilizar, si se tienen, tablas con datos estadísticos e interpolar para la zona deseada.

Para una región dada, se requieren de los siguientes parámetros: altura sobre el nivel del mar de la estación terrena (ET), ángulo de elevación de la ET, latitud de la ET y frecuencia de operación de la ET. El procedimiento para el cálculo de la atenuación, consiste de los siguientes pasos:

1) altura de la isoterma 0° C (punto de congelamiento)

$$h_p = 5.1 - 2.15 \log \left\{ 1 + 10^{\frac{(\varphi - 27)}{25}} \right\} \text{ Km} \quad 2.5.3$$

2) altura de lluvia (h_R)

$$-h_R = C h_P \begin{cases} C = 0.6 & \text{para } 0^\circ \leq \varphi \leq 20^\circ \\ C = 0.6 + 0.2(|\varphi| - 20) & \text{para } 20^\circ \leq |\varphi| \leq 40^\circ \\ C = 1 & \text{para } |\varphi| \leq 40^\circ \end{cases} \quad 2.5.4$$

3) longitud del patrón transversal L_S

$$L_S = \frac{2(h_R - h_0)}{\{\text{sen}^2 \theta + 2(h_R - h_0) / R_e\}^{1/2} + \text{sen } \theta} \quad 2.5.5$$

(R_e , radio efectivo de la Tierra 8500 Km). Para $\theta \geq 10^\circ$ esta ecuación se puede simplificar a:

$$L_S = \frac{(h_R - h_0)}{\text{sen } \theta} \quad 2.5.6$$

4) proyección horizontal L_G

$$L_G = L_S \cos \theta \quad 2.5.7$$

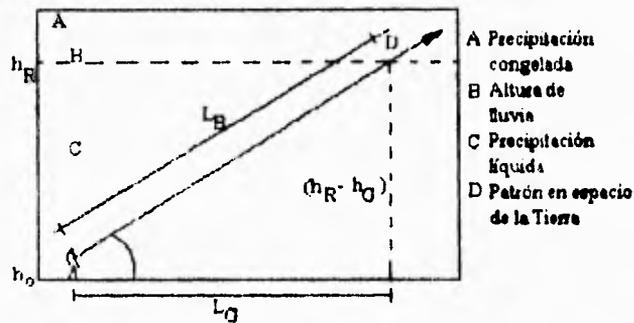


figura 2.1.1

5) factor de reducción $r_{0.01\%}$ del tiempo

$$r_{0.01\%} = \frac{90}{90 + 4 L_G} \quad 2.5.8$$

6) intensidad de lluvia $R_{0.01}$ excedido en 0.01% de un año promedio (con un tiempo de integración de un minuto). Si esta información no se puede obtener de fuentes locales de datos, se puede estimar en los mapas de climas y lluvia dados en las figuras y tabla del apéndice A.

7) atenuación específica Y_R

$$Y_R = k (R_{0.01})^\alpha \text{ dB/Km} \quad 2.5.9$$

Para usar la tabla de estos coeficientes, se necesitan realizar pasos adicionales para obtener k y α . Asumiendo que la lluvia está compuesta por gotas esféricas, los valores de k y α se estiman para un número de frecuencias entre 1 y 1000 GHz para varias temperaturas y tamaños de gota.

Para polarización lineal y circular, los coeficientes en la ecuación anterior se pueden calcular de los valores de la tabla 1 del apéndice A, usando las siguientes ecuaciones:

$$k = \frac{k_H + k_V + (k_H - k_V) \cos^2 \alpha}{2} \quad 2.5.10$$
$$\alpha = \frac{k_H \alpha_H + k_V \alpha_V + (k_H \alpha_H - k_V \alpha_V) \cos^2 \alpha}{2k}$$

8) atenuación que excede el 0.01% para un año promedio

$$A_{0.01} = Y_R L_S r_{0.01} \text{ dB} \quad 2.5.11$$

9) La atenuación a exceder para otros porcentajes en un año promedio, en el rango de 0.001% a 1.0%, se puede estimar usando la atenuación a 0.01% para un año promedio, usando:

$$A_p = b A_{0.01} p^{-a} \quad 2.5.12$$

donde el factor de conversión bp^a , se muestra en la siguiente figura, como función de p:

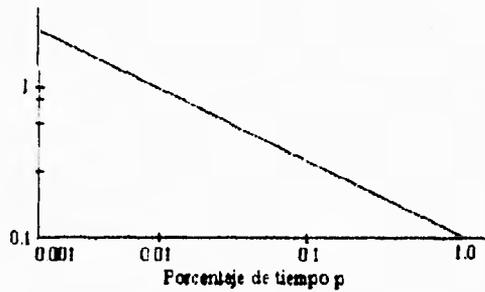


figura 2.18

2.5.2. DISPONIBILIDAD DEL SISTEMA.

De lo discutido anteriormente referente a que la inducción de atenuación por lluvia puede reducir significativamente la relación portadora a ruido del enlace, lo cual implica, que para un sistema digital, se incrementaría la probabilidad promedio de error de bit (BER). El efecto de lluvia se expresa en términos de la atenuación que excede un porcentaje P del año.

En el diseño de enlaces, los ingenieros del sistema, frecuentemente se enfrentan al problema de determinar este porcentaje P del año (conocido como outages) donde la probabilidad promedio de error de bit excede un valor específico P_b (llamado umbral P_b). Como un enlace de satélite involucra la parte de subida (de la estación maestra transmisora al satélite) y la parte de bajada (del satélite a la estación receptora), el outage umbral P_b es la suma del outage umbral P_b de subida (lluvia sólo en el enlace de subida), el umbral de outage P_b del enlace de bajada (lluvia sólo en el enlace de bajada) y la unión de los umbrales de outages P_b (lluvia en ambos enlaces).

En la práctica, la unión de los outages normalmente no es factible, especialmente para terminales móviles, pero cuando la suma de los outages de subida y de bajada es pequeña, esto es, menor a 1%, la unión de los outages se considera demasiado pequeña y puede ser despreciado. Este es el caso de estaciones terrenas muy grandes y fijas en la banda 14/12 GHz. Para estaciones pequeñas y móviles en la banda de 30/20 GHz, este puede no ser el caso y la suma de los outages de subida y bajada representan el límite inferior para el outages del enlace.

No existe una regla para la asignación de los outages de la unión, pero en general los outages de unión son mayores cuando las estaciones terrestres se encuentran en la misma región climática de lluvia y menor cuando no lo están. En cualquier caso se puede

creer que el outage de unión es mucho más pequeño en magnitud que la suma de los outages de subida y bajada.

Si P en por ciento del año, representa al outage del enlace con respecto al umbral P_B , la probabilidad promedio de disponibilidad del enlaces es:

$$P_{AL} = 1 - \frac{P}{100} \quad 2.5.13$$

La disponibilidad del sistema se define en forma usual como la disponibilidad del enlace desde la estación terrena transmisora a través del satélite y hasta la estación terrena receptora. Asumiendo que se presenta una falla en la estación terrena, el satélite falla y un outage de enlace ocurre simultáneamente y en forma independiente, la disponibilidad del sistema es

$$P_A = P_{A1} P_{A2} P_{AL} P_{AS} \quad 2.5.14$$

donde:

P_{A1} es la disponibilidad del lado transmisor de la estación transmisora.

P_{A2} disponibilidad del lado receptor de la estación terrestre receptora.

P_{AL} disponibilidad del enlace.

P_{AS} disponibilidad del satélite.

2.5.3 TEMPERATURA Y GANANCIA

En comunicaciones vía satélite, existe un parámetro denominado figura de mérito en el cual están involucrados la temperatura y la ganancia. Debido a que la señal recibida es muy débil, tanto en el satélite como en la estación terrena, es importante que la antena receptora y la parte electrónica introduzcan el menor ruido que sea posible. Para evitar pérdidas y ruido en las líneas que conectan la antena receptora a la parte electrónica, la antena tiene usualmente el preamplificador construido internamente como se muestra en la siguiente figura:

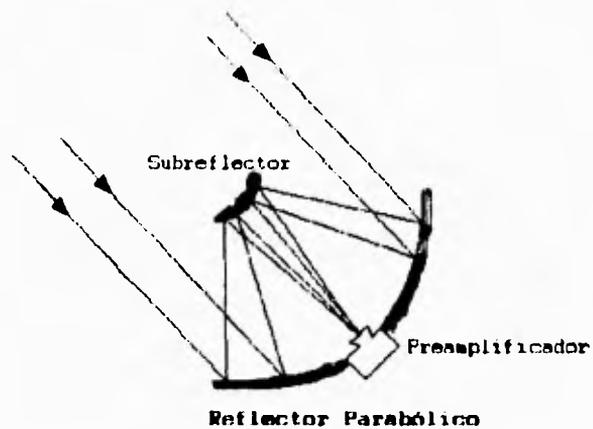


figura 2.14

La eficiencia de tal combinación usualmente se cuantifica como en la figura de mérito que es la relación de la ganancia a la temperatura de ruido.

$$\text{Figura de mérito} = G/T$$

donde:

G es la ganancia de la antena y del preamplificador
T es la temperatura de ruido del sistema receptor

La figura de Mérito se involucra con la relación señal a ruido resultante y por consiguiente indica la capacidad relativa del subsistema receptor para recibir una señal.

La figura siguiente gráfica algunos valores típicos para receptores con electrónica sin enfriamiento.

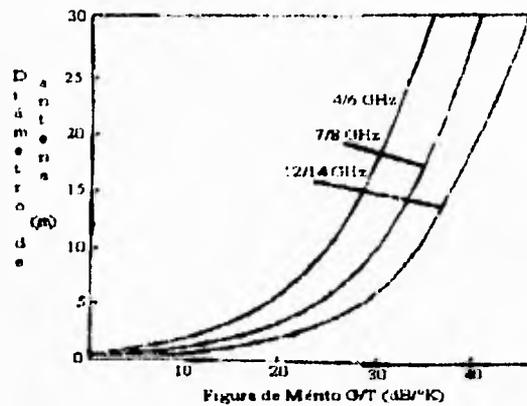


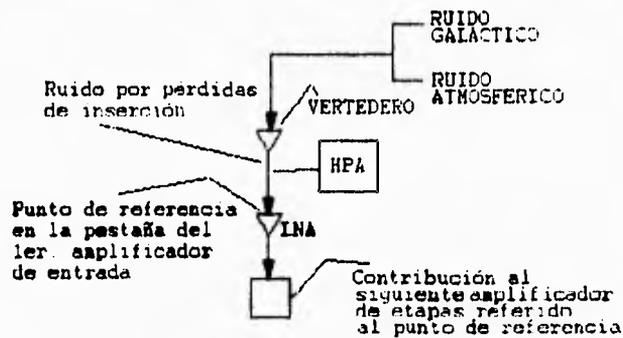
figura 2.15

La temperatura de ruido T del equipo receptor es originado, tanto por la estructura de la antena, como por la electrónica asociada. Las primeras estaciones terrenas usaron preamplificadores enfriados criogénicamente para reducir la temperatura de ruido. Actualmente, con satélites más potentes, se puede usar equipo receptor más barato con una figura de mérito menor. Teniendo tanto una antena más pequeña, como una temperatura de ruido mayor. Así que con una potencia de satélite mayor se puede tener equipo más barato.

Las componentes de ruido incluidas en T , pueden dividirse en 4 categorías:

- Ruido de antena
- Ruido de componente pasiva
- Ruido de escape (HPA)
- Ruido de amplificación

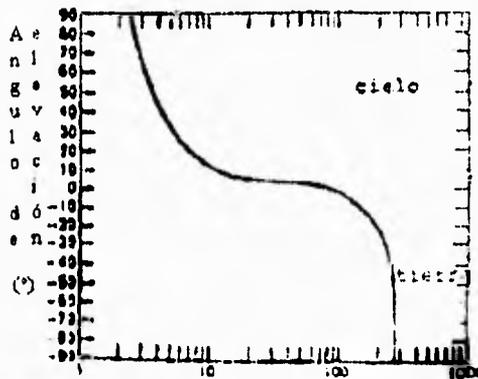
La siguiente figura representa las contribuciones de ruido gráficamente



REPRESENTACION GRAFICA DE LA CONTRIBUCION DE RUIDO

figura 2.16

La figura siguiente muestra, en forma aproximada, la variación de ruido del cielo con el ángulo de elevación a un ángulo de 5° se ve que la temperatura de ruido del cielo alcanza el orden de 25 K



Aproximación de la variación de ruido del cielo con el ángulo de elevación de la antena (GHz)

figura 2.17

Será visto también que el ruido de antena mínimo ocurre cuando la antena está en el zenith (es decir, un ángulo de elevación de 90°). Los ángulos de elevación son con

respecto al horizonte. Así el ángulo de elevación sería de 0° cuando la antena apunta directamente al horizonte. El derramamiento de antena se refiere a la energía radiada de la antena al suelo y dispersada por los elementos metálicos que sostienen los dispositivos de alimentación. La suma total del ruido de antena puede alcanzar 39 ó 40 K, 25 de los cuales es ruido del cielo.

Para calcular toda la temperatura de ruido del sistema T_{sys} de los diversos elementos en Tandem se hace uso de la cadena como sigue:

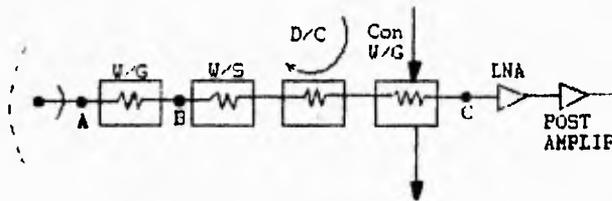


figura 2.18

donde A, B y C son puntos de referencia o planos de referencia. A es la base del punto radiador, B es la base del pedestal de la antena y C es el punto de entrada al amplificador de bajo ruido (LNA).

Para calcular la temperatura de ruido del sistema T_{sys} se puede decir que

$$T_{sys} = T_{ant} + T_r \quad 2.5.3$$

donde:

T_{ant} es la temperatura del ruido de la antena

T_r es la temperatura de ruido del sistema receptor

El primer paso es establecer un punto de referencia. Este es un punto arbitrario desde donde se calcula la ganancia de la antena así como su temperatura de ruido T_{ant} . La T_{sys} variará conforme varíe G, dependiendo del punto de referencia. Se puede apreciar que conforme el punto de referencia se mueva del alimentador de la antena, la ganancia

disminuirá y así también la temperatura de ruido. Sin embargo, la G/T para un sistema dado se mantendrá constante, sin importar la referencia. En la figura anterior, cada componente de pérdidas óhmicas es un generador de ruido, como lo es cada componente activo como el LNA y el postamplificador, el combinador, los amplificadores de FI y así sucesivamente. Las contribuciones de ruido a la izquierda del plano de referencia están incluidas en la temperatura de antena (T_{ant}) en la ecuación anterior y siempre incluye el ruido del cielo. A la derecha del plano de referencia, esto es, hacia el sistema, de todas las contribuciones de ruido se incluyen en T_f .

Para diferenciar entre pérdidas óhmicas y no óhmicas, se considera que todos los dispositivos con una pérdida de inserción están en la categoría óhmica y todas las pérdidas no asociadas con una pérdida de inserción son no óhmicas. Un ejemplo de pérdidas no óhmicas es el espacio libre. El análisis para determinar T_{sys} es una operación de dos pasos. es decir, T_{ant} y T_f se calcula separadamente y entonces se realiza la suma.

Cuando se calcula la contribución de ruido de una pérdida óhmica, la cual está dada en las unidades tradicionales de medición, el decibel, debemos considerar convertir el valor del decibel a su relación numérica equivalente.

$$\text{Pérdidas (dB)} = 10 \text{Log}_{10} (P_1/P_2) \quad 2.5.4.$$

sea $P_1/P_2 = L$, entonces:

$$\text{Pérdidas (Relación)} = \text{Log}_{10}^{-1}(L/10) \quad 2.5.5.$$

Suponiendo que en el punto de referencia B hubiera un pérdida de cubierta de 1dB y las pérdidas de la guía de onda a la base del pedestal fueran 1.3 dB. al calcular la relación de pérdidas se tendrían:

$$\text{Pérdidas (Relación)} = \text{log}^{-1} (2.3/10) = 1.698 \quad 2.5.6$$

Asumiendo que L_T sean las pérdidas totales de la red de la antena, incluyendo la cubierta (radome), expresada como una relación de pérdidas. Entonces:

$$T_{ant} = \frac{(L_T - 1)T_{amb} + T_s}{L_T} \quad 2.5.7$$

donde:

T_s es el ruido del cielo

T_{amb} es la temperatura ambiente, tradicionalmente dada como 290 K (17°C).

La temperatura de ruido del receptor T_r es el ruido recibido obtenido al referirse a los efectos de la contribución del LNA (y subsecuentes amplificadores o mezcladores) y las pérdidas del circuito de entrada al mismo plano de referencia como en el caso de la temperatura de ruido de la antena.

Cuando se calcula T_r se debe utilizar la fórmula de cascada tradicional para temperatura de ruido:

$$T_1 = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \frac{T_4}{G_1 G_2 G_3} + \frac{T_5}{G_1 G_2 G_3 G_4} \quad 2.5.8$$

donde T_1 es la temperatura de ruido del contribuidor de ruido n y G_n es la ganancia del contribuidor n ($n = 1, 2, \dots$).

La temperatura de ruido en el receptor T_r se expresa como:

$$T_r = (L_1 - 1) T_{amb} + T_{LNA} L_1 + \frac{T_{pa} L_1}{G_{LNA}} \quad 2.5.9.$$

donde L_j es la suma de las pérdidas desde el plano de referencia a la entrada del LNA, donde estas pérdidas se expresan como una relación. T_{LNA} es la temperatura de ruido de Kelvin del LNA, G_{LNA} es la ganancia del LNA y T_{pa} es la temperatura de ruido en Kelvin del postamplificador, donde sea necesario, o bien del mezclador.

2.6. EFECTOS DE ATENUACIÓN POR ATMÓSFERA, POR PERDIDA DE APUNTAMIENTO Y POR SEGUIMIENTO

Además de las pérdidas inherentes a la gran distancia que viaja la señal transmitida hacia el satélite, la atmósfera también causa pérdidas por propagación. Estas causas son principalmente:

- 1.- Oxígeno molecular
- 2.- Vapor de agua no condensado
- 3.- Lluvia
- 4.- Niebla y nubes
- 5.- Nieve y granizo
- 6.- Electrones libres en la atmósfera.

Las dos primeras se presentan relativamente constantes, mientras que las demás varían enormemente de acuerdo al clima y a las condiciones atmosféricas. En las siguientes figuras se muestran la absorción debida al oxígeno y al vapor de agua.

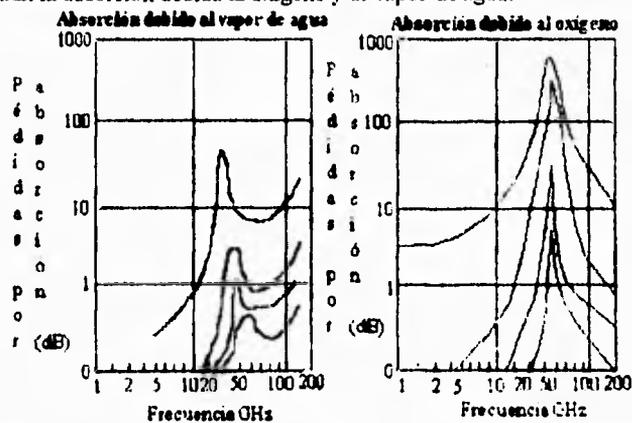


figura 2.19

La absorción es mayor para ángulos de elevación mayores debido a que el haz de radio tiene un mayor patrón a través de la atmósfera.

La absorción debida al oxígeno molecular tiene un agudo pico alrededor de 60 GHz, y a la debida a las moléculas de agua tiene un pico alrededor de 21 GHz. La absorción es causada debido a la onda de radio que cambia el nivel de energía rotacional de las moléculas, y los efectos de resonancia que ocurren a altas frecuencias. El nitrógeno atmosférico no tiene pico de resonancia de este tipo; el dióxido de carbono tiene uno arriba de 300 GHz.

Cuando existen electrones libres en la atmósfera de la tierra, las ondas de radio colisionan con ellos. Esto causa absorción debido a que la energía se transfiere a estos electrones. La densidad de electrones de la ionósfera se reduce durante las horas de oscuridad, por lo tanto la absorción disminuye considerablemente en la noche. La absorción de electrones afecta principalmente a las frecuencias de radio inferiores a los 100 MHz. Por lo tanto, esto tiene efectos despreciables en las bandas de UHF y SHF.

La figura siguiente es un diagrama compuesto que muestra la absorción causa por los electrones, oxígeno y vapor de agua. Se puede observar que hay una ventana en las bandas de UHF y SHF entre los 300 MHz y los 10 GHz.

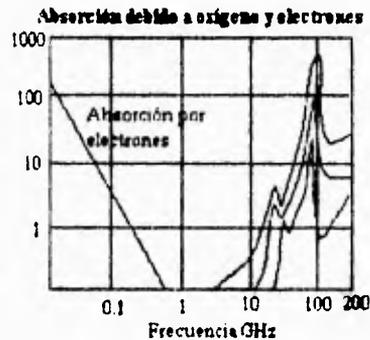


figura 2.20

Alrededor de los 40 GHz, la absorción atmosférica es grande. Contrario a esto hay una ventana opaca alrededor de los 30 GHz entre los picos de absorción del vapor de agua y el oxígeno. Han sido propuestos experimentos de satélite para investigar las propiedades de transmisión de esta ventana. La localidad de frecuencias WARC de 20/30 GHz permitiría a un satélite, librar el pico de absorción del vapor de agua, con un enlace de subida entre 27.5 y 29.5 GHz y un enlace de bajada entre los 17.7 y los 19.7 GHz. El enlace alternativo de bajada, ubicado entre los 19.7 y 21.1 GHz, queda exactamente en el pico de vapor de agua.

Las curvas mostradas corresponden a atenuación al nivel del mar. Si la estación terrena se encuentra en la montaña, las pérdidas se pueden reducir aproximadamente a la mitad.

2.6.F. MAL CLIMA

Las pérdidas discutidas anteriormente son relativamente constantes y predecibles. Las pérdidas causadas por lluvia y niebla varían ampliamente. La nieve y el granizo causan mucho menor atenuación que la lluvia y la niebla. Las figuras siguientes muestran las curvas de la atenuación típica para la lluvia fuerte y nieve. Sólo en raras ocasiones la

atenuación es peor que las líneas sólidas en estas figuras. La mayor parte de las lluvias se presentan en altitudes inferiores a 2 kilómetros, por lo tanto será conveniente tener los equipos receptores en la parte superior de las montañas.

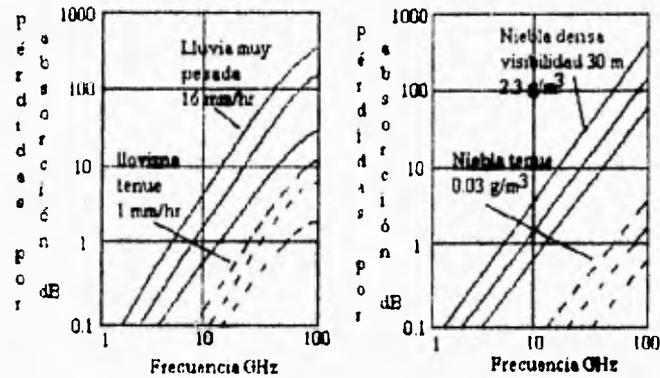


figura 2.21

Las lluvias tenues pueden expandirse sobre una área, pero son las tormentas severas las que pueden causar el principal problema y estas casi siempre tienen pequeñas extensiones. Entonces podría ser benéfico que las estaciones terrenas se encontrarán apartadas entre sí algunos kilómetros para recibir el patrón de transmisión. Cuando las estaciones cuentan con dos antenas separadas varios kilómetros y enlazadas al mismo centro de control, se le llama diversidad de estaciones terrenas.

2.6.2. EFECTOS DE PERDIDAS POR APUNTAMIENTO Y POR SEGUIMIENTO

A pesar de que el satélite se encuentra en una posición dada sobre el Ecuador de la tierra, debido a las fuerzas de atracción de otros cuerpos celestes (como el sol y los demás planetas del sistema solar entre otros) el satélite tiende a moverse en una forma elíptica formando "ochos" alrededor de su posición. Estos movimientos provocan que el apuntamiento que exista entre el satélite y las estaciones terrenas, que lo suponen fijo, se vea afectado y no se pueda recibir la señal adecuadamente.

Aunque las estaciones receptoras tienen conocimiento de ello, se toman precauciones para disminuir este efecto, podría llegar el momento en el cual, el satélite pueda desplazarse más allá de lo considerado, ocasionando que se disminuya la señal hasta niveles muy por debajo de los límites establecidos, la central que lo controla siempre debe conocer con precisión la posición exacta del mismo para que, en caso de que sucediera lo anterior, se pueda corregir la ruta del satélite mediante su sistema de propulsión, colocándolo dentro del rango correcto.

2.7. COMPORTAMIENTO DEL ENLACE PARA DATOS

Las características de los sistemas de transmisión digital son las siguientes:

- Rango de error de bit que se define como una probabilidad el número de bits erróneos a la salida del receptor.
- Ancho de banda requerido en el amplificador de frecuencia intermedia.
- Complejidad en el equipo transmisor y receptor.

En la siguiente figura se muestran los principales elementos de un sistema de comunicación digital. Los símbolos pueden tomarse de una fuente de datos, tales como computadoras, datos de un teletipo, etc. o bien de fuentes analógicas (voz, video, etc.) estos símbolos se muestran con un rango periódico $F_s = 1/T_s$ con muestras que se cuantizan antes de la transmisión por medio de un nivel K .

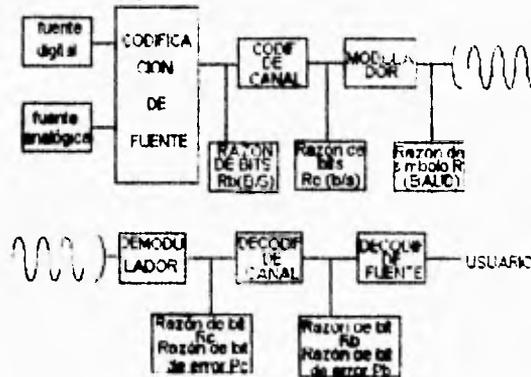


figura 2.22

Cada fuente de información se acopla a una fuente codificadora, la cual convertirá la información de la fuente con datos.

El codificador emplea ciertas técnicas para que la transmisión de información se lleve a cabo de una manera eficiente sobre el canal. Si el número de datos enviado por la fuente codificadora desde los $K = 2^n$ símbolos en una tasa de $1/T_s$ en K, entonces estos K símbolos pueden ser representados por $n = \log_2 N$ símbolos binarios. El rango de bits a la entrada del canal codificador es $K_b = 1/T_b$.

Dentro del canal codificador, los bits de información podrían sufrir ciertas alteraciones. Para contrarrestar lo anterior, se hace uso de r bits de redundancia para a bits de información, con ello se lleva a cabo un control a la vez que se corrigen los errores. De esta forma, el rango de bits de a la salida del codificador R_o es mayor al de la entrada del canal codificador R_b . La relación $R_b/R_o = n/n+1$ es conocida como rango de código.

Por otra parte, el modulador genera M símbolos de s bits codificados sucesivamente y los trasladan a las señales del canal $S_i(t)$, $i = 1, 2, 3, \dots$. Un elemento de la señal $S_i(t)$ se transmite cada T segundos, de esta forma, el rango de símbolos (elementos de la señal por segundo) es: $1/T$ expresado en bauds.

La función del modulador consiste en mapear uno a uno los símbolos de las señales del canal, o producir cambios en éstas. Este proceso se llama modulación codificada diferencialmente.

En el extremo receptor, esta operación se lleva a cabo en forma inversa. Esto es, el demodulador interpreta la señal recibida como uno de los K símbolos del canal. El canal decodificador convierte la secuencia de bits a la salida del demodulador en símbolos de

datos los cuales, de no contener errores, corresponden a los símbolos de los datos transmitidos.

En un sistema satelital digital, la respuesta de una señal de satélite recibida en una estación terrena, es medida en términos de la probabilidad de error en la transmisión digital, la cual es una función de la relación de portadora a ruido, el tiempo de duración del bit de información T_b (o equivalente de la relación de bit de información $R = 1/T_b$) y del ancho de banda del ruido del canal del satélite.

Como se vio anteriormente, un enlace satelital consiste de un enlace de subida y un enlace de bajada. La calidad de la señal manejada en la subida, depende de que tan fuerte es la señal cuando ésta abandona la estación terrestre de origen, y de como la recibe el satélite. Asimismo, en el enlace de bajada, la calidad de la señal depende en que tan fuerte el satélite pueda transmitir la señal y como la reciba la estación terrena destino.

Una relación muy utilizada en las técnicas de comunicación digital, es la que existe entre el rango de error de bit y la relación señal a ruido E_b/N_0 , donde E_b se relaciona con la potencia de la portadora C , y el rango de error de bit se puede conocer por medio de:

$$E_b = \frac{C}{R_b} \quad 2.7.1$$

Considerando un sistema codificador digital, podemos definir la energía por bit transmitido, E_c , por medio de:

$$E_c = \frac{C}{R_c} \quad 2.7.2$$

donde R_c es el rango de bit transmitido en el enlace de radiofrecuencia.

El objetivo de un sistema SCPC se calcula en base en el conocimiento de la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), la relación de la ganancia de receptor a temperatura (G/T), la ganancia del satélite y la relación G/T de la estación terrestre.

Se toman cinco contribuciones de ruido dentro de las características de las estaciones terrestres, las cuales son: el ruido del enlace de subida (esencialmente en ruido de entrada del satélite), el ruido de intermodulación del satélite (debido a las no linealidades en los amplificadores del mismo), el ruido del enlace de bajada (ruido de entrada de la antena y la estación terminal), el ruido de FM o de fase (de todos los osciladores de translación) y ruido debido a la interferencia.

Cualquier diseño de un sistema debe incluir márgenes de operación para tomar en cuenta condiciones de la transmisión (lluvia, desalineamiento de la antena, etc.) y para la expansión del equipo.

Cuando se opera arriba del umbral, la relación señal a ruido de un sistema SCPC está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{3}{2} \frac{C/N_0 \delta f_s^2}{f_u^3 - f_l^3} \quad 2.7.3$$

donde

C/N_0 es la relación portadora a ruido

δf_s es la desviación pico de la señal

f_u es el límite de frecuencia superior del ancho de banda

f_l es el límite de frecuencia inferior del ancho de banda

donde R_c es el rango de bit transmitido en el enlace de radiofrecuencia.

El objetivo de un sistema SCPC se calcula en base en el conocimiento de la potencia isotrópica radiada efectiva (PIRE), la relación de la ganancia de receptor a temperatura (G/T), la ganancia del satélite y la relación G/T de la estación terrestre.

Se toman cinco contribuciones de ruido dentro de las características de las estaciones terrestres, las cuales son: el ruido del enlace de subida (esencialmente en ruido de entrada del satélite), el ruido de intermodulación del satélite (debido a las no linealidades en los amplificadores del mismo), el ruido del enlace de bajada (ruido de entrada de la antena y la estación terminal), el ruido de FM o de fase (de todos los osciladores de translación) y ruido debido a la interferencia.

Cualquier diseño de un sistema debe incluir márgenes de operación para tomar en cuenta condiciones de la transmisión (lluvia, desalineamiento de la antena, etc.) y para la expansión del equipo.

Cuando se opera arriba del umbral, la relación señal a ruido de un sistema SCPC está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{C}{N_0} \frac{\delta f_s^2}{f_u^3 - f_l^3} \quad 2.7.3$$

donde

- C/N_0 es la relación portadora a ruido
- δf_s es la desviación pico de la señal
- f_u es el límite de frecuencia superior del ancho de banda
- f_l es el límite de frecuencia inferior del ancho de banda

Para sistemas de SCPC, f_u es mucho mayor que f_c y la relación S/N está dada por:

$$\frac{S}{N} = \frac{3 C \delta f_s^2}{2 N_0 f_u^3} \quad 2.7.4$$

donde δf_s es la desviación pico de la señal.

La relación portadora a ruido debe ser calculada por:

$$C/N_{dB} = PIRE - L_p + G/T - K \quad 2.7.5$$

donde

PIRE es la potencia isotrópica radiada efectiva

L_p son las pérdidas de trayectoria entre antenas isotrópicas

G/T es la relación de la ganancia a temperatura de la estación terrena

K es la constante de Boltzman.

CAPITULO III

3.1. MODULACIÓN DIGITAL COHERENTE Y NO COHERENTE

La función de modulador digital es aceptar la trama digital de bits para ser enviados y modular esta información en una portadora sinusoidal de una manera adecuada para la transmisión sobre un canal de radio frecuencia (RF). Para poder transmitir los trenes de pulsos a través de enlaces por altas frecuencias, una portadora continua puede modularse en amplitud (ASK), fase (PSK) o frecuencia (FSK) en el sistema transmisor. Regularmente, la amplitud, fase o frecuencia de la portadora, es modulada por los valores binarios (o M-Arios) de los datos (o de los M valores de una forma codificada de los datos). La portadora modulada es enviada a través del canal de RF, donde puede ser modificada por el ruido, provocando errores de bits que se notarán en la demodulación de los datos. La función del demodulador, es aceptar la portadora modulada y hacer decisiones binarias (o M-Arias) para reconstruir la cadena de bits original.

La señal transmitida es primero demodulada en pulsos en la banda de frecuencias de la portadora en el sistema receptor para dar los pulsos en la banda de frecuencias de la portadora en el sistema receptor para dar los pulsos PCM en la banda base. Entonces los pulsos digitales binarios, sin distorsión de transmisión en sus formas de ondas, son regenerados por los pulsos demodulados a través del decodificador. La modulación y demodulación de la portadora de microondas son esenciales en el sistema de radioenlace PCM. Los pulsos binarios antes de la modulación y después de la demodulación son llamados pulsos de banda base.

A continuación se describirá brevemente las características de los esquemas de modulación mencionados anteriormente (PSK, FSK y ASK).

3.1.1. MANIPULACIÓN POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD ASK

Considérese una secuencia de pulsos binarios, como se muestra en las siguiente figura. Los unos (1's) hacen que la portadora este presente y los ceros (0's) la hacen ausente.

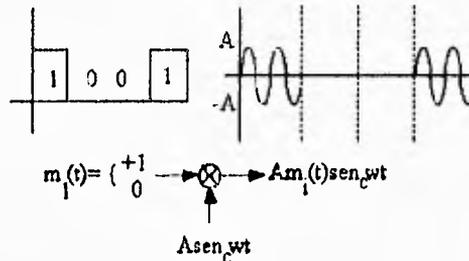


figura 3.1

Es evidente que el espectro de la señal ASK dependerá de la secuencia binaria particular a ser transmitida, la señal ASK es simplemente:

$$x_f(t) = x(t) \cos \omega_c t \quad 3.1.1$$

donde $x_c(t) = 1$ ó 0 , sobre un largo intervalo de T segundos. Al tomar la transformada de Fourier de esta señal y usando el teorema de desplazamiento de frecuencia, se obtiene:

$$x_c(\omega) = A/2 [x(\omega - \omega_c) + x(\omega + \omega_c)] \quad 3.1.2$$

El efecto de multiplicar por $\cos \omega_c t$ es simplemente defasar el espectro original de la señal binaria (señal de banda base) a la frecuencia ω_c (como se puede observar en la siguiente figura) que es en realidad la forma general de una señal de AM.

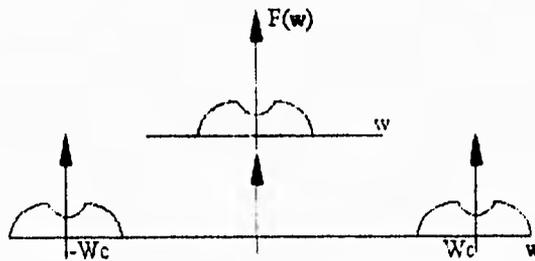


figura 3.2.

3.1.2 MANIPULACIÓN POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA FSK

Por simplicidad vamos a considerar una forma rectangular, por lo tanto:

$$x_c(t) = A \cos \omega_1 t$$

$$o \quad 3.1.3$$

$$x_c(t) = A \cos \omega_2 t$$

un 1 le corresponde la frecuencia ω_1 , un 0 a la frecuencia ω_2

En algunos sistemas, particularmente sobre líneas de teléfonos, las frecuencias ω_1 y ω_2 son similares al inverso del período ($1/T$), pero en general estas frecuencias son mucho mayores que este inverso de período. Una alternativa de la onda de FSK consiste en hacer $\omega_1 = \omega_c - \Delta\omega$, $\omega_2 = \omega_c + \Delta\omega$. Las dos frecuencias difieren entonces por $2\Delta\omega$. Entonces:

$$x(t) = A \cos(\omega \pm \Delta\omega)t \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad 3.1.4$$

entonces la frecuencia se desvía $\pm \Delta\omega$ respecto a ω_c . Esta $\Delta\omega$ es comúnmente la desviación de frecuencia. El espectro de frecuencia para FSK es en general un tanto difícil de obtener, lo cual es una característica de los sistemas FMI.

Si consideramos que el mensaje binario está formado de una secuencia alternativa 1's y 0's. Si las dos frecuencias son múltiplos del recíproco del período binario ($\omega_1 = m/T$, $\omega_2 = n/T$, m y n integrados) y son sincronizados en fase, como se considera en la ecuación (3.1.3), la onda FSK es una función periódica de la figura siguiente. Pero se puede notar que

esto puede ser visualizada como la superposición lineal de dos señales periódicas ASK tales como en la figura que a continuación se muestra.

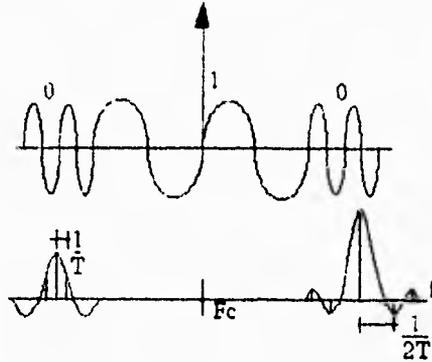


figura 3.3

3.1.3 MANIPULACIÓN POR CORRIMIENTO DE FASE

Para este caso se tiene que la señal de manipulación por corrimiento de fase esta dada por

$$x_c(t) = \begin{cases} \cos \omega_c t & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases} \quad 3.1.5$$

si se asume una forma rectangular. En este caso, un 1 en el flujo binario de banda base corresponde a una polaridad positiva y un cero a una polaridad negativa. La señal PSK corresponde esencialmente a un flujo binario sin retorno a cero, como se muestra en la figura siguiente:

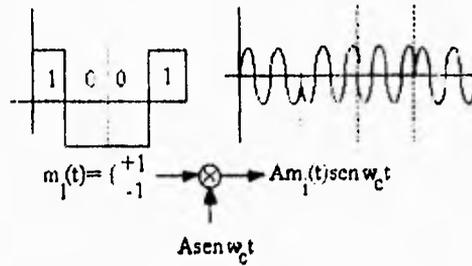


figura 3.4

Las señales ASK, FSK y PSK pueden producirse por medio de moduladores digitales, sin embargo dichos moduladores pueden ser implementados más simplemente alimentando la entrada de datos directamente a un conmutador, el cual puede seleccionar la forma de onda de la señal apropiada de una de las dos fuentes de la señal, para así construir la señal modulada. Algunos moduladores de este tipo son mostrados esquemáticamente en la siguiente figura:

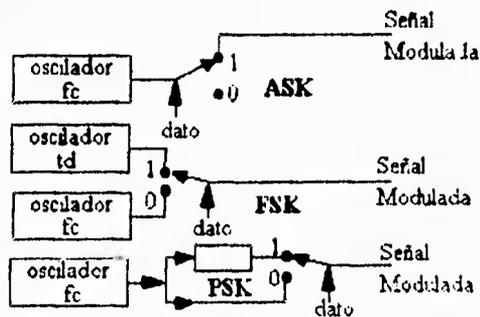


figura 3.5

El modulador ASK representado en la figura anterior simplemente conmuta una portadora en encendido o apagado; el modulador FSK en cambio conmuta entre dos señales de diferentes frecuencias; el conmutador de PSK introduce la señal del oscilador un retraso de media longitud de onda, lo que produce un cambio de fase de 180° a la señal modulada.

Con el proceso inverso de la modulación, es decir con la demodulación, se recupera la señal original de dos niveles o sea los unos y ceros que conforman el tren de pulsos de información.

Como la señal de PSK es tanto $+\cos \omega_c t$ como $-\cos \omega_c t$ en cualquier intervalo, su demodulación puede lograrse al detectar el signo en cada intervalo de tiempo, lo que equivale a detectar su fase. Se multiplica la señal de entrada por la señal $\cos \omega_c t$ la señal de referencia debe estar en fase con la portadora sin modular como sería recibida si se transmitiera al receptor. La salida del multiplicador es :

$$\pm x(t) = \cos^2 \omega_c t = \pm \frac{x(t)}{2} \{1 + \cos 2\omega_c t\} \quad 3.1.6$$

donde el signo depende del signo de la señal modulada. Cuando esta señal de salida es filtrada por un filtro paso bajas obtendremos $\pm x(t)$.

Obsérvese que para ASK, $x(t)$ es 1 ó 0 y para PSK es ± 1 por lo que para ASK utilizamos el mismo diagrama. Este tipo de demodulación se le conoce como detección sincrona o coherente debido a que la frecuencia local debe ser igual a la frecuencia de la señal recibida.

Un tipo alternativo de demodulador para señales PSK es el demodulador de la figura siguiente. Este tipo de demodulador evita el uso de la señal de referencia al comparar la señal en cada intervalo de tiempo con la del intervalo anterior.

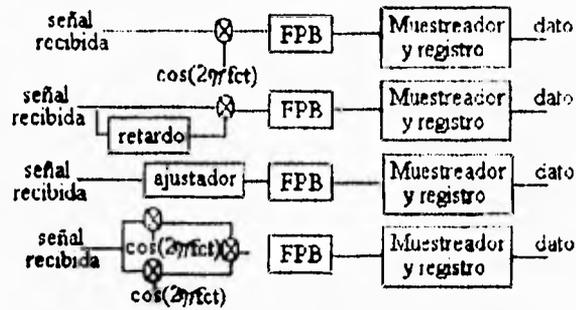


figura 3.6.

El diagrama de bloques del demodulador para señales FSK se muestra en la figura anterior. Este demodulador requiere dos señales de referencia. En cualquier intervalo de tiempo, la señal de FSK es tanto $\cos w_d t$ como $\cos w_c t$ y un análisis similar al que se hizo para PSK muestra que la entrada del filtro paso bajas es tanto:

$$x(t) \cos^2 w_d t = x(t) \cos w_d t \cos w_c t$$

o

$$x(t) \cos w_d t \cos w_c t = x(t) \cos^2 w_c t$$

3.1.7

En conclusión, existen dos aproximaciones básicas al proceso de demodulación, los cuales son la clave de efectividad de la técnica de demodulación. La primera es la detección coherente, la cual requiere conocer la fase de la portadora dentro de la señal portadora recibida. La segunda es la detección no coherente, la cual realiza decisiones sin conocer la fase de la portadora de la señal recibida.

Para visualizar la diferencia entre detección coherente y no coherente, consideremos el diagrama vectorial mostrado en la siguiente figura para un sistema de modulación en amplitud:

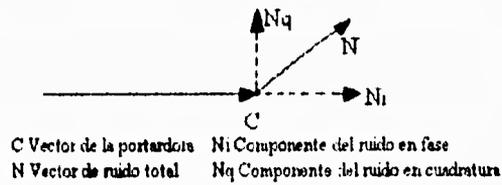


figura 3.7

La portadora representada por el vector C , es perturbada en el canal por un vector de ruido N . Si el demodulador puede detectar los cambios de fase aparente de la portadora recibida, y desarrollar una portadora de referencia de fase coherente, entonces se realiza la detección coherente. Nótese que la componente de ruido total, puede descomponerse en las componentes en fase (N_i) y en cuadratura (N_q). Si el receptor está fijo a la fase de la portadora entrante, únicamente la amplitud relativa de la portadora es desconocida, y de aquí sólo el ruido en fase (N_i) puede perturbar la señal y causar error en los bits. La componente en cuadratura (N_q) simplemente modifica la fase aparente de la portadora, cambio que el receptor ignora. En detección no coherente el receptor no permite saber la fase de la portadora de la señal, y de aquí que el vector total de ruido N afecta y modifica la amplitud aparente de la portadora al pasar ésta a través del canal de transmisión. Por lo tanto, ambas componentes, en fase y en cuadratura, afectan la salida del proceso de decisión en la detección no coherente.

La modulación digital de una portadora sinusoidal puede ser realizada en tres formas básicas como se mencionó anteriormente: manipulación de amplitud de encendido/apagado (OOK de las siglas on/off keying), manipulación por cambio de frecuencia (FSK de las siglas de frequency-shift keying) en la cual la frecuencia de la portadora se varía, y manipulación por cambio de fase (PSK de las siglas de phase-shift keying) en donde la fase de la señal se cambia de acuerdo con la transición de los datos.

Existen diversas variaciones y combinaciones de estas técnicas las cuales son utilizadas en la transmisión de señales digitales en pares físicos, cables coaxiales y sistemas de radio. Para aplicaciones de satélite, la más eficiente de estas técnicas es PSK con detección coherente. Estas técnicas tienen la característica deseable de transmitirse a señal envolvente constante con la información en las transiciones de fase de la portadora, prestándose a sí mismas para leerse para la detección coherente.

3.2. TIPOS DE CÓDIGO

En la introducción de esta tesis, se comenta sobre la necesidad de utilizar técnicas de codificación de mensajes. Esta necesidad se hace aún más patente después de estudiar un poco las consecuencias que trae consigo el ruido que se puede presentar en los canales utilizados en el envío de información de un punto a otro. Siempre existirá la presencia de este enemigo de las comunicaciones de una o de otra manera, por lo tanto, no sólo es necesario implementar equipo menos ruidoso, sino también buscar formas de recuperar la información aún a pesar del ruido. Es aquí en donde radica la importancia y aplicación de las técnicas de codificación de los sistemas de comunicación.

Ahora bien, en los sistemas de transmisión de datos, es deseable incorporar técnicas de codificación dentro de las funciones de los modems, para reducir la razón E_b/N_0 requerida para lograr un BER determinado. Esto, sin embargo, reduce la tasa efectiva de la información que puede transmitirse y por lo tanto, los ahorros en E_b/N_0 deben balancearse conjuntamente con la reducción de la tasa de información en un canal limitado en banda o potencia.

Para la codificación de datos, se pueden mencionar básicamente dos variantes de codificación para el control de errores en la transmisión:

-Aquella codificación que permita detectar que se produjeron errores en el trayecto de la transmisión.

-Aquella codificación que permita detectar y corregir los errores producidos.

Para el primer caso, el equipo receptor no puede ser capaz de realizar funciones de corrección de los errores, pero tiene la opción de poder enviar un mensaje al transmisor para que este repita el mensaje o bloques que fueron detectados con error. A esta técnica de codificación se le conoce como requisición de respuesta Automática ARQ (de Automatic Repeat Quest). Esta técnica en los enlaces vía satélite es poco atractiva debido al retraso que representa el viaje redondo de un cuarto de segundo. Adicionalmente a ello, se requerirá de un sistema nemomente para la retransmisión de los mensajes.

Para el segundo caso, el receptor utiliza los bits de redundancia para corregir los errores de la transmisión y reconstruir el mensaje original. A esta técnica se le llama Corrección directa de errores FEC (de Forward Error Correction). Esta técnica elimina los retrasos en retransmisión y requerimientos de sistemas de memoria involucrados en la técnica ARQ, y el aumento de complejidad en su implementación no es muy grande.

3.2.1. CÓDIGO DE CORRECCIÓN ARQ

En un sistema de corrección ARQ, como el que se muestra en la siguiente figura, los datos a ser transmitidos son organizados en bloques o en paquetes de N bits divididos en K bits de información y en $N-K$ bits de control y de servicio. La codificación de bloques se realiza con un número suficiente de bits de redundancia para lograr la capacidad de detección de error requerida.

-Aquella codificación que permita detectar que se produjeron errores en el trayecto de la transmisión.

-Aquella codificación que permita detectar y corregir los errores producidos.

Para el primer caso, el equipo receptor no puede ser capaz de realizar funciones de corrección de los errores, pero tiene la opción de poder enviar un mensaje al transmisor para que este repita el mensaje o bloques que fueron detectados con error. A esta técnica de codificación se le conoce como requisición de respuesta Automática ARQ (de Automatic Repeat Quest). Esta técnica en los enlaces vía satélite es poco atractiva debido al retraso que representa el viaje redondo de un cuarto de segundo. Adicionalmente a ello, se requerirá de un sistema nemamente para la retransmisión de los mensajes.

Para el segundo caso, el receptor utiliza los bits de redundancia para corregir los errores de la transmisión y reconstruir el mensaje original. A esta técnica se le llama Corrección directa de errores FEC (de Forward Error Correction). Esta técnica elimina los retrasos en retransmisión y requerimientos de sistemas de memoria involucrados en la técnica ARQ, y el aumento de complejidad en su implementación no es muy grande.

3.2.1. CÓDIGO DE CORRECCIÓN ARQ

En un sistema de corrección ARQ, como el que se muestra en la siguiente figura, los datos a ser transmitidos son organizados en bloques o en paquetes de N bits divididos en K bits de información y en $N-K$ bits de control y de servicio. La codificación de bloques se realiza con un número suficiente de bits de redundancia para lograr la capacidad de detección de error requerida.

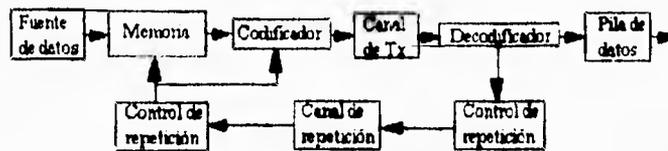


Diagrama e bloques de un enlace digital utilizando la técnica ARQ

figura 3.2

En esta técnica no se realiza corrección de errores en el decodificador, sino que cuando un error es detectado en un bloque, se realiza la retransmisión de ese bloque al enviar el decodificador de una señal de pedido de repetición a través de un canal auxiliar de dirección contraria a aquella en la que fluye la información. El transmisor es informado si un bloque de información ha sido recibido correcta o incorrectamente por medio de una señal de control de reconocimiento (ACK) o de no reconocimiento (NACK), enviada a través del canal auxiliar. Si una señal ACK es recibida, un bloque que no fue reconocido será transmitido, mientras que si la señal es NACK, el bloque que no fue reconocido será transmitido nuevamente. Como consecuencia se requiere una capacidad de almacenamiento para el bloque transmitido hasta que se reciba una señal ACK que determinará el envío de un bloque nuevo. Las características importantes del comportamiento de la técnica ARQ es la probabilidad de errores no detectados (típicamente ref 10-10) así como la eficiencia de throughput del sistema lo cual se define como la tasa de codificación "r".

Las principales ventajas de un control de ARQ son las siguientes:

- Probabilidad de errores no detectados muy baja
- Efectividad de la técnica en casi todos los tipos de canal.
- Simplicidad de la técnica del CODEC (codificador-decodificador).

La probabilidad muy baja de errores no detectados es la consecuencia de la potencia de los códigos detectores de error. Más aún, todos los bloques entregados al usuario son aceptados con la misma confiabilidad aún durante periodos de altos niveles de ruido, interferencia o cualquier otra característica degradada del canal.

El throughput del sistema depende fuertemente del número de retransmisiones solicitadas (en función de la calidad del canal) y en menor grado del código detector de error utilizado.

La selección de un código ARQ es mucho más fácil que la de uno FEC, y prueba de ello es que muchos códigos ARQ han sido estandarizados para detectar errores con una mínima cantidad de Hardware. Así mismo, debido a su poderío para detectar errores de cualquier tipo, la aplicación de la técnica ARQ se puede considerar casi independiente de las condiciones del canal.

El costo de un sistema ARQ es considerablemente menor que el de un sistema FEC debido a que solamente la presencia de un patrón de error debe ser detectada. Sin embargo, en el transmisor se requiere capacidad de almacenamiento lo cual puede resultar conflictivo para situaciones con largos retrasos de transmisión, tales como aquellos encontrados en enlaces de satélites.

Las principales desventajas de la técnica ARQ son:

- Se requiere de un canal auxiliar para la transmisión de las señales de control.
- Se puede presentar un retraso de decodificación variable.
- Se debe tener control sobre la fuente de datos y además se debe contar con capacidad para almacenamiento de bloque en el transmisor.

Una de las principales desventajas del sistema ARQ radica en el requerimiento del canal auxiliar de regreso para la transmisión de las señales de control. En algunos casos, como los sistemas de datos por teléfono, un canal de regreso es fácilmente disponible. Sin embargo, para algunos otros sistemas, la disponibilidad de un canal auxiliar de este tipo puede ser prohibitivo, o más aún, imposible.

La ocurrencia de retransmisiones induce un retraso de decodificación el cual es medido como el tiempo entre el primer arribo de un bloque al decodificador y su entrega al usuario. La transmisión múltiple del mismo bloque incrementa el retraso de decodificación y reduce la eficiencia de throughput. Además del retraso de decodificación, el retraso de propagación a través del enlace completo puede ser importante, y aún más, reduce el throughput de información.

Finalmente, durante los períodos de retransmisión, las fuentes de datos pueden ser interrumpidas para prevenir una acumulación indebida y una pérdida posible de los bits de información a la salida del codificador. Por lo tanto, se deben realizar consideraciones para proveer el control de la fuente y/o el almacenamiento para los bloques que esperan ser transmitidos. Dependiendo de la naturaleza de la fuente de datos, los requerimientos de control y almacenamiento pueden presentar un problema. La técnica ARQ no es práctica para servicios en tiempo real como es el caso de voz digitalizada.

3.2.2 CÓDIGO DE CORRECCIÓN FEC

En un sistema digital de comunicaciones que utiliza la técnica FEC, tal como el que se muestra en la figura siguiente, la fuente de información genera bits a una tasa de R bps.

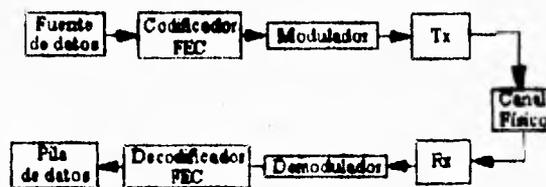


figura 3.3.

Estos bits son codificados para propósitos de corrección, donde por codificación se entiende el añadir bits de redundancia. La salida del codificador es una secuencia binaria a

una tasa R_s bps. Es posible relacionar la tasa de bits de entrada y de salida por medio de la tasa de codificación "r" definida como:

$$r = R/R_s \quad 3.2.1$$

Debido a que el proceso de codificación involucra un aumento en el número de bits por segundo a ser transmitidos, se requiere una mayor capacidad del canal. Esto significa un mayor ancho de banda en sistemas FDMA, ráfagas más largas en sistemas TDMA.

Una vez que la secuencia ha sido codificada, se modula y se transmite a través de un canal ruidoso. En el receptor, después del demodulador, el decodificador intenta reconstruir la señal original a una tasa de R bps. El propósito de dicha reconstrucción consiste en corregir cualquier error introducido en el canal. Al sistema codificador-decodificador se le conoce como CODEC DE DATOS.

Las ventajas principales del sistema FEC son las que a continuación se mencionan:

- No se requiere de un canal de regreso para la transmisión de señales de control.
- Se trabaja con una eficiencia de umbral (Throughput) constante.
- Se puede tener un rechazo total del sistema constante.

La técnica FEC se emplea cuando no se desea o no se puede disponer de un canal de retransmisión de información, como es el caso de aplicaciones de radiodifusión, o bien en el caso de comunicaciones vía satélite en donde el retraso involucrado en la propagación de la señales hace incosteable la utilización de un canal de retransmisión.

Por otro lado, las principales desventajas de la técnica FEC son las siguientes:

- Eficiencia de umbral moderada, la cual disminuye al emplearse códigos más poderosos.
- Dificultad en la selección del código de corrección de error así como de su algoritmo de decodificación en caso de requerirse una alta confiabilidad en la transmisión de datos.
- La confiabilidad de los datos recibidos es altamente sensitiva a cualquier degradación de las condiciones del canal de transmisión.

Para realizar una selección adecuada de los esquemas de codificación y decodificación, se requiere de un conocimiento detallado de las estadísticas de error del canal. Esto sin embargo, es un problema serio pues la mayoría de los canales presenta una combinación de patrones de errores independientes y de ráfagas. El problema consiste en que aquellos códigos que sirven para combatir errores independientes no son adecuados para errores en ráfagas, y por el contrario aquellos que sirven para combatir ráfagas no son propicios para errores aleatorios. Cualquiera que sea el tipo de canal, se deben seleccionar los códigos más poderosos para reducir el número de fallas, esto es, el valor de la redundancia de los códigos debe ser alta. Como consecuencia de esto, se presenta un valor bajo de la tasa de codificación incrementándose por lo tanto, la capacidad del canal requerida.

Un punto de interés lo representa el incremento en las degradaciones del canal debido a que se incrementa el número de errores no detectados a la salida del decodificador. Eso significa que en los periodos de alto nivel de ruido o interferencia en el canal, la técnica FEC entregara datos de confiabilidad baja al usuario.

Finalmente, el costo de los sistemas FEC representa un punto de alta importancia y está relacionado directamente con la tasa de codificación. Mientras más alta sea la redundancia del esquema seleccionado, mayor será el costo del codificador y del decodificador.

CAPITULO IV

DESCRIPCIÓN GENERAL DEL SISTEMA

4.1.- Diagrama a bloques del sistema y la descripción de cada etapa [Estación maestra-Satélite-estación(es) remota(s)].

Como ya se ha venido manejando, un enlace satelital está conformado de tres elementos fundamentales: la transmisión de la señal hacia el satélite desde la estación conocida como maestra, ya que es al que comienza la transmisión propiamente; la recepción, filtrado cambio de polarización y retransmisión de la señal en el satélite, hacia la estación o estaciones terrenas conocidas como estaciones remotas, las cuales reciben la señal y la procesan para obtener la banda base generada desde la estación maestra. De estas últimas regularmente existen varias que reciben la señal al mismo tiempo, aunque podrá existir sólo una de ellas.

El siguiente diagrama esquematiza lo anterior:



figura 4.1

Para banda C, las señales de 6 Ghz de frecuencia son recibidas en las antenas de reflector parabólico y convertidas a 4 GHz en dos de los cuatro receptores de banda ancha redundantes. Los canales pares e impares son separados al canalizarse en el multiplexor de entrada. El canal de ganancia es seleccionado en un atenuador comandable y los canales son enrutados hacia los TWTA's. Los multiplexores de salida combinan la señal de los canales pares e impares antes de enrutarlos hacia la transmisión por el alimentador del transmisor de modo dual del reflector parabólico de la antena.

En el equipo de banda Ku, el enlace de subida de 14 GHz se recibe mediante un arreglo planar y se convierte a señal de 12 GHz en uno de los dos receptores redundantes de banda ancha. los canales son separados en grupos pares e impares por el multiplexor de entrada, con un atenuador individual comandable por pasos.

En los párrafos siguientes se explica más a detalle la función de cada uno de los bloques de la figura anterior, como complemento de la descripción que se acaba de realizar.

Acometida de la señal.- Este bloque se encarga de procesar la señal de banda base que se entrega a la estación terrena. Esta señal puede ser de tipo analógica, digital o una combinación de ambas. Regularmente se utiliza esta última para mejor aprovechamiento del satélite. Por ello, las señales analógicas se deben digitalizar para poderlas combinar con las señales digitales. Por lo tanto, para este bloque se podría agregar un multiplexor que realice la combinación de las señales y entregue al modulador una señal única.

Modulador.- Este bloque se encarga de realizar los procesos de modulación a la señal para su fácil transmisión. Para señales analógicas se aplican métodos de modulación en amplitud en frecuencia o en fase. Para el caso de señales digitales, se pueden aplicar métodos como PSK, FSK O ASK dependiendo de las características y funcionalidad del sistema. A la salida del modulador se entrega señal en frecuencia intermedia (FI).

Convertidor de Subida.- La señal recibida del modulador se encuentra en FI alrededor de los 70 MHz. El convertidor de subida acepta la portadora modulada en FI y la traslada a la frecuencia del enlace de subida en RF en el espectro del enlace de subida hacia el satélite, mezclando las frecuencias intermedia de la señal con la frecuencia de un oscilador local. La conversión de subida puede ser realizada mediante el proceso de conversión simple

o mediante el proceso de conversión doble, que no es otra cosa que dos procesos simples en cascada, como se muestra en la siguiente figura:

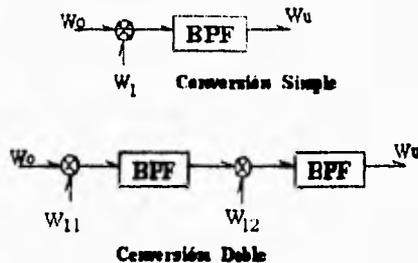


figura 4.2

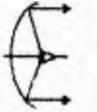
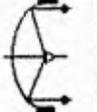
Amplificador de Alta Potencia. (HPA).- Es el elemento que se encarga de suministrar la potencia necesaria a la señal que se va a transmitir. Uno de los amplificadores de potencia más ampliamente utilizados, es el tubo de ondas progresivas TWTA (del inglés Traveling Wave Tube Amplifier). Este tubo utiliza el principio de modulación de velocidad en forma de ondas progresivas. La señal de RF que va a ser amplificada viaja a través de una estructura periódica llamada hélice. Los átomos emitidos del cátodo del tubo, son enfocados en un haz a través del eje de la hélice por un magneto cilíndrico y removidos al final del colector con el fin de liberar su energía en el campo de RF. La hélice disminuye la velocidad de propagación de la señal de RF a la velocidad del haz de electrones, el cual es controlado por el voltaje del cátodo.

Esto provoca una interacción entre el campo inducido por la señal de RF y los electrones, que resulta en una transferencia de energía del haz de electrones a la señal de RF ocasionando que sea amplificada. Otro tipo de amplificador de alta potencia es el amplificador de Klystron el cual puede proveer altas ganancias y mejores eficiencias que el TWTA, pero en un ancho de banda mucho menor en el orden del 2º. Para aplicaciones de alta potencia, se pueden emplear los amplificadores de diodo Impatt o los amplificadores de

GaAs FeET. Estos son amplificadores de estado sólido y ofrecen mucho mayor eficiencia que los anteriormente mencionados.

Tipos de Antenas.- Con el objeto de sobreponerse a las altas pérdidas que se tienen en los enlaces de subida y bajada, es necesario utilizar antenas con alta ganancia. Si la ganancia de la antena es grande, el ancho de banda es angosto, en cambio si la ganancia de la antena es baja se requiere una potencia de salida alta que deberá ser proporcionada por un amplificador de potencia (HPA) en la transmisión y una temperatura baja que es proporcionada por una amplificador de bajo ruido (LNA). Las antenas tipo reflector son las que más se han utilizado en sistemas de microondas y satélites. Estas antenas se pueden clasificar por su estructura geométrica en simétricas y asimétricas; alternativamente se pueden clasificar de acuerdo al número de reflectores en : reflector sencillo y reflector doble (dual) de acuerdo a la siguiente figura.:

ANTENAS DE REFLECTOR SIMPLE

Tipo		Tipo Estandar	Tipo Bajo Lado Lateral	Tipo haz multiformas	Tipo haz buscador
S i m e t r i c o	Forma				
	Nombre	Paraboloide	Ligado al absorbedor muc	Multi-haz	Reflector Esférico
A s i m e t r i c o	Forma				
	Nombre	Paraboloide de offset	Reflector de Corneta	Multi-haz offset	Doble curvado

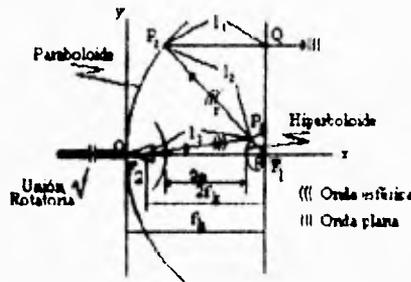
ESTA TESIS NO DEBE
SALIR DE LA BIBLIOTECA

ANTENAS DE REFLECTOR DOBLE

Tipo	Tipo Estándar	Tipo Bajo Lado Lateral	Tipo haz multiforma	Tipo haz buscador	
S i m e t r i c o	Forma				
	Nombre	Cassegrain estándar	Cassegrain modificada	Tipo 2-4 reflectores	Gregoriana estándar
A s i m e t r i c o	Forma				
	Nombre	Cassegrain abierta		Cassegrain offset	Gregoriana offset

figura 4.3

Antena Cassegrain.- Actualmente el uso de este tipo de antena se ha extendido a los principales fabricantes de estaciones terrenas. La antena cassegrain es un tipo de antena de doble reflector, con un reflector principal parabólico y un subreflector hiperbólico. El rayo se genera en el punto F_2 y es reflejado en el punto P_1 del subreflector; de aquí se refleja al punto P_2 del reflector, sale en una dirección paralela al eje del reflector y finalmente llega al punto Q en el plano de apertura como se puede apreciar en la siguiente figura



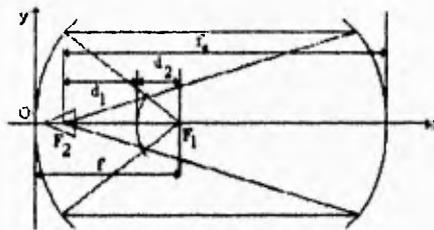
ANTENA CASSEGRAIN

figura 4.4

El comportamiento de una antena cassegrain puede ser evaluado empleando el concepto de parábola equivalente(figura 4.5). el cual es definido para una parábola la cual

tiene el mismo diámetro y longitud focal equivalente. La longitud focal equivalente viene dada por

$$F_e = \frac{d_1}{d_2} f = mf = \frac{e+1}{e-1}$$



Concepto de Parábola Equivalente

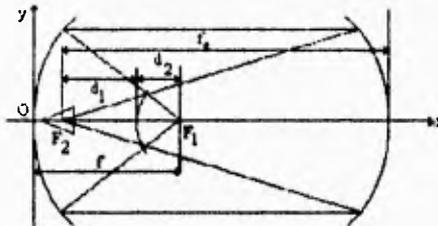
figura 4.5

Donde m es conocido como factor de magnificación (el cual puede tomar valores entre 0 e infinito), un valor entre 2 y 6 es empleado regularmente. Para el caso de las antenas cassegrain, la relación entre el diámetro y la longitud focal (f/d) es mayor que el de la parábola normal. En estas antenas el equipo de radio puede acomodarse en el espacio disponible al lado de la antena, esto facilita tener una guía de onda muy grande, permitiendo la flexibilidad en la instalación del equipo.

Antena Cassegrain Modificada.- Este tipo de antena tiene un reflector corneta como radiador primario, el subreflector es parabólico con el objeto de transformar la onda plana radiada del reflector, en una onda esférica. La abertura del diámetro del reflector corneta es grande en términos de la longitud de onda y el subreflector es colocado en la región del campo lejano del radiador primario. Esto se ilustra en la siguiente figura.

tiene el mismo diámetro y longitud focal equivalente. La longitud focal equivalente viene dada por

$$F_e = \frac{d_1}{d_2} \quad f = mf = \frac{e+1}{e-1}$$

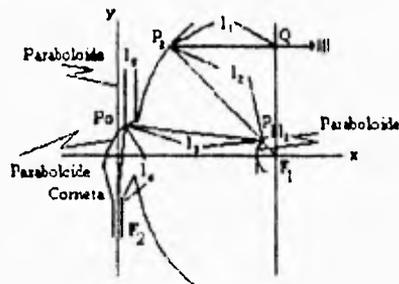


Concepto de Parábola Equivalente

figura 4.5

Donde m es conocido como factor de magnificación (el cual puede tomar valores entre 0 e infinito), un valor entre 2 y 6 es empleado regularmente. Para el caso de las antenas cassegrain, la relación entre el diámetro y la longitud focal (f/d) es mayor que el de la parábola normal. En estas antenas el equipo de radio puede acomodarse en el espacio disponible al lado de la antena, esto facilita tener una guía de onda muy grande, permitiendo la flexibilidad en la instalación del equipo.

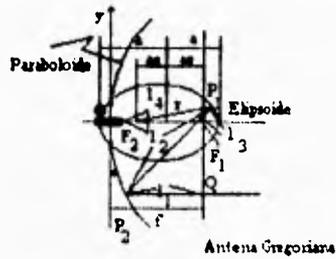
Antena Cassegrain Modificada. - Este tipo de antena tiene un reflector cometa como radiador primario, el subreflector es parabólico con el objeto de transformar la onda plana radiada del reflector, en una onda esférica. La abertura del diámetro del reflector cometa es grande en términos de la longitud de onda y el subreflector es colocado en la región del campo lejano del radiador primario. Esto se ilustra en la siguiente figura.



ANTENA CASSEGRAIN MODIFICADA

figura 4.5

Antena Gregoriana.- Es un tipo de antena con reflector dual, el reflector principal es parabólico y el subreflector es elíptico. A diferencia de la antena cassegrain, esta antena tiene un foco real (F_1) que enfoca todos los rayos emitidos del radiador como se muestra en la siguiente figura.



Antena Gregoriana

figura 4.7

Antena con sistema de alimentación por haz guiado.- Este tipo de antena se ha diseñado para que el equipo de radio sea instalado sobre el plano de tierra eliminando los posibles problemas que se tiene con el movimiento de la antenas. Esto es debido a que el espacio entre los reflectores de haz guiado juega el papel de la unión giratoria de la antena. Existen configuraciones para dos y cuatro reflectores.

En el caso de dos reflectores surgen algunos tipos de problemas mecánicos debido a la no simetría debida a que el eje de rotación del ángulo de elevación no coincide con el eje de rotación del ángulo de azimuth, además se tiene una dificultad eléctrica con las características de polarización cruzada las cuales varían con la rotación del ángulo de elevación, ya que la relación geométrica entre los dos reflectores cambian cuando varía el ángulo de elevación. La Dificultad anterior se puede eliminar utilizando una configuración de cuatro reflectores.

En esta configuración el eje del ángulo de azimuth se tiene en el espacio formado por el radiador primario y el primer reflector, mientras el eje del ángulo de elevación está entre el espacio del tercer y cuarto reflector. Puesto que el primer y el cuarto reflectores son planos no ocurre ninguna variación en la polarización cuando varía el ángulo de elevación. La estructura de este sistema hace que el segundo y tercer reflector mantengan una simetría perfecta del haz principal y no se genere una polarización cruzada entre los reflectores que guían el haz. La longitud física de los reflectores está en términos de la longitud de onda. Un esquema de lo anterior se muestra en la siguiente figura.

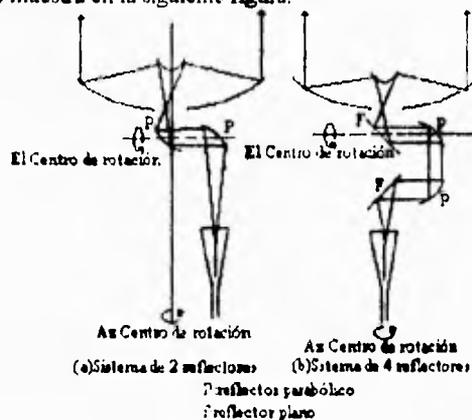


figura 4.8

Amplificador de Bajo Ruido (LNA).- Son los elementos que se encargan de amplificar las señales que se reciben, ya sea en el satélite o en la estación terrena y por lo tanto, deben de amplificar la señal con un índice muy bajo de ruido. Los amplificadores de bajo ruido más comúnmente empleados en las estaciones terrenas son los amplificadores paramétricos y los amplificadores GaAs FET. Los amplificadores paramétricos han sido empleados desde la concepción de las comunicaciones vía satélite y son capaces de proveer muy bajas temperaturas de ruido. El reciente desarrollo de los amplificadores GaAs Fet's, permiten a muchas estaciones de recepción (únicamente) emplear amplificadores GaAs Fet y tomar ventaja de su estabilidad, desempeño y bajo costo.

Convertidores de Frecuencia.- Estos elementos se encargan de realizar la conversión de frecuencia de subida a la frecuencia de bajada de manera similar a como se realiza en los convertidores de bajada que se explicarán a continuación.

Convertidores de Bajada.- Reciben la señal del modulador de portadora en RF del amplificador de bajo ruido y trasladan su radio frecuencia en el espectro de frecuencia del enlace de bajada del satélite, a frecuencia intermedia. De igual manera que en el enlace de subida, la conversión puede ser realizada con una conversión simple o con un proceso de conversión doble, como se muestra en la siguiente figura.

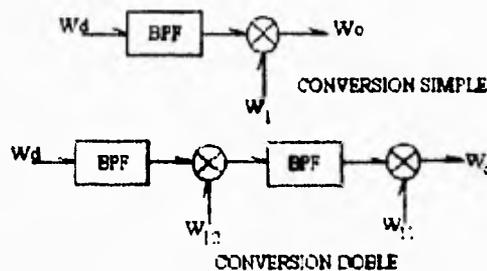


figura 4.9

Demodulador.- Realiza la función inversa del modulador visto anteriormente y dependiendo del tipo de este, es como se hará el proceso de demodulación para las señales analógicas o digitales.

Entrega de la Señal.- En esta parte del enlace es en donde se entrega la señal ya como se había transmitido desde su origen, es decir, en banda base y puede incluirse en esta parte, los procesos de demultiplexión para separarse las señales que se incluyeron en la señal que entrega el multiplexor. Finalmente se entrega la señal hacia las diferentes partes destino del enlace.

4.2.- Características Técnicas de los Sistemas Satelitales utilizados en México.

El sistema de Satélites, consiste inicialmente de dos satélites geostacionarios de telecomunicaciones lanzados en Mayo y Septiembre de 1985. Estos sistemas provieron una cobertura de haz angosto sobre la República Mexicana con repetidores híbridos en bandas C y Ku. Una nueva propuesta en los sistemas de antenas, permite la transmisión simultánea de las bandas C y Ku con el mismo conjunto de alimentadores de corneta iluminando a un reflector parabólico con polarización dual balanceada.

El sistema distribuyó sistema de televisión y servicio telefonía expandida a todo México. La programación de televisión es transmitida primeramente a los satélites de las principales ciudades. El sistema también dio servicio de transmisión de datos mejorado para negocios e industria. El servicio de televisión educativa también se provió a través de estaciones terrenas de bajo costo.

Las características técnicas que utilizaron ambos satélites (Morelos I y Morelos II) se describen a continuación:

-Posición orbital.- Para el sistema Morelos se asignaron inicialmente dos posiciones orbitales: 113.5°W que para el Satélite Morelos I y 116.8° para el Morelos II. (Comentar sobre las nuevas posiciones para otros satélites).

-Número de Transpondedores.- La carga útil de telecomunicaciones proporciona servicio de Banda C (4 a 6 GHz) con 12 transpondedores de 36 MHz en banda angosta y 6 transpondedores de 72 MHz en banda ancha. Esta combinación de transpondedores proporciona mayor capacidad de comunicación que un sistema de frecuencia simple que opera en una de las bandas actuales asignadas. La propuesta de sistema de antenas que utiliza tecnología de reflectores y arreglos planares, se utilizó en los satélites Morelos debido a los requerimientos de la capacidad de frecuencia dual (carga útil híbrida). Una ventaja clave de este sistema, es que no se requiere de despliegues múltiples de reflectores separados para banda C y Ku. En la figura siguiente se muestra una configuración en el satélite Morelos de los transpondedores anteriormente descritos.

-Niveles de PIRE para los diferentes transpondedores del sistema Morelos en el territorio de la República Mexicana.- En las siguientes figuras se pueden observar los valores típicos de PIRE para el sistema Morelos. Estos valores podrán disminuir debido a condiciones atmosféricas adversas, como lluvia, granizo, niebla, etc. o en su caso aumentar debido a un posible incremento en los niveles de la señal transmitida hacia el satélite, lo que de acuerdo a las características de transferencia de los TWTA's implica que también se incrementen los niveles de señal transmitida hacia las estaciones terrenas.

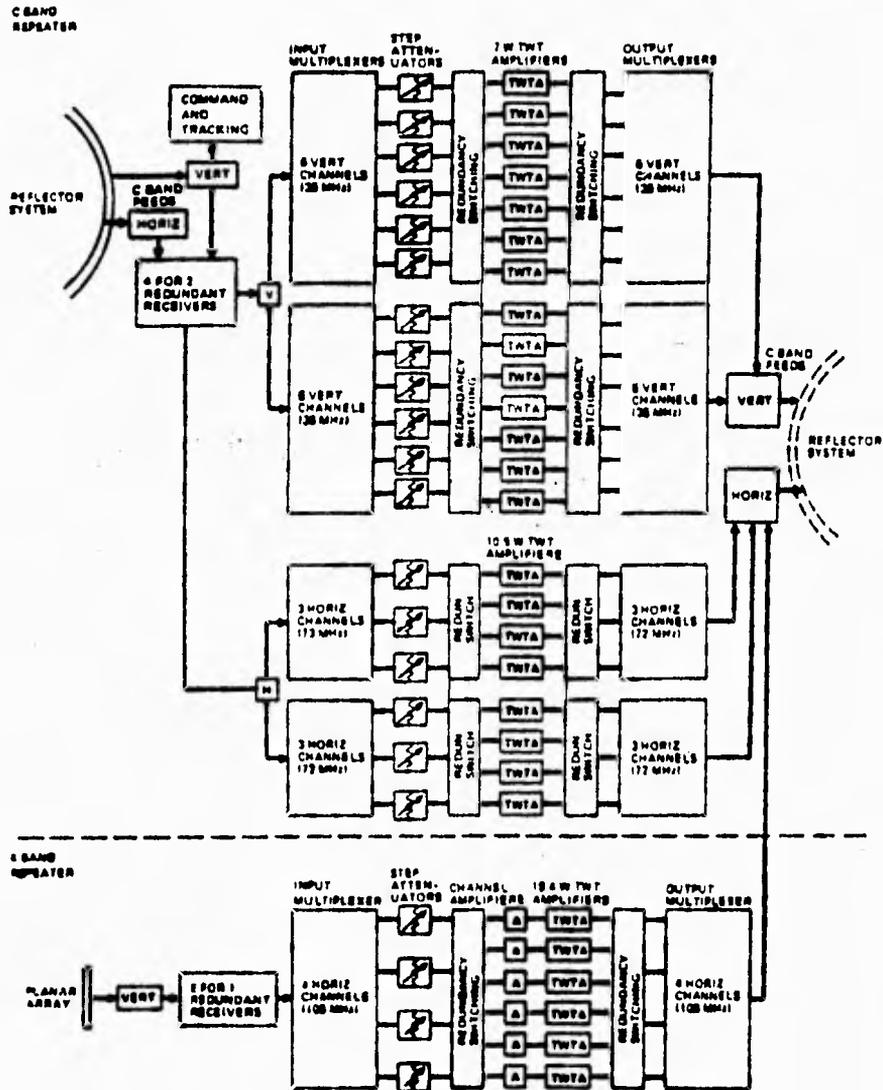


DIAGRAMA ESQUEMATICO DE LOS TRANSPONDORES DEL SATELITE MORELOS II



Figura 4.10



Figura 4.11

A manera de resumen, en la siguiente tabla se muestran los valores para el PIRE en el satélite.

PARÁMETRO	BANDA C		BANDA Ku
	BANDA ANGOSTA	BANDA ANCHA	
SALIDA TWT, dBw	8.5	10.2	12.9
PERDIDAS DE SALIDA, dB	1.7	1.2	1.1
GANANCIA DE ANTENA DE TRANSMISIÓN MÍNIMA, dB	29.2	30.2	32.2
PIRE, dBw	36.0	39.0	44.0

-Densidad de Flujo de Saturación.- Es el parámetro que nos indica a que nivel de potencia, en la cual el satélite trabajaría en saturación, puede reconocer el transpondedor una señal. Recordemos que la densidad de potencia es la potencia por unidad de área de una circunferencia con radio igual a la distancia del enlace. Los valores típicos de la densidad de flujo de saturación se encuentran resumidos en la siguiente tabla:

PARÁMETRO	BANDA C		BANDA Ku
	BANDA ANGOSTA	BANDA ANCHA	
DENSIDAD DE FLUJO DE SATURACIÓN(dB)	-89.5	-85.9	-88.8

-Figura de Mérito.- Los valores típicos de la figura de Mérito para los satélites Morelos, se encuentran en la siguiente tabla, tanto para banda C como para Banda Ku:

PARÁMETRO	BANDA C	BANDA Ku
Ganancia de antena receptora mínima, dB	30.3	30.5
Temperatura de ruido de antena receptora, K	270	270
Temperatura de ruido de repetidor, K	590	610
G/T, dB/K	+1.0	+1.1

-Polarización y Frecuencias Centrales de los Transpondedores.- En las siguientes figuras se podrán observar las frecuencias centrales para los diferentes tipos de transpondedores, tanto para los de banda ancha, como los de banda angosta. También se esquematizan las polarizaciones de estos mismos, en los enlaces de subida y en los de bajada.

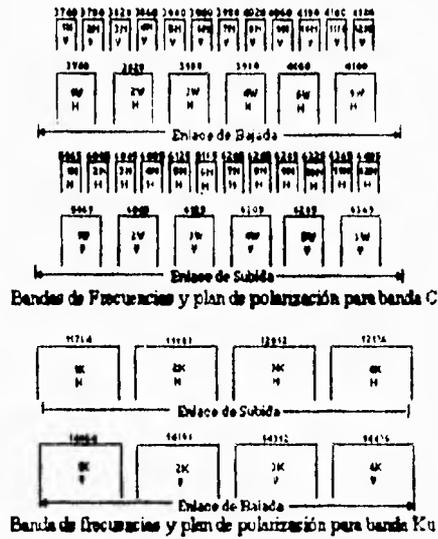
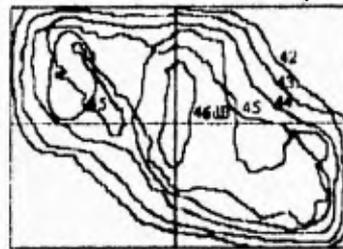


figura 4.12

Footprints para las Bandas C y Ku.- En las siguientes figuras se esquematizan los footprints (huella) de los satélites Morelos; estos valores podrán cambiar de acuerdo a condiciones atmosféricas ya mencionadas anteriormente.



figura 4.13



CONTORNO DE COBERTURA PARA BANDA Ku

figura 4.14

Como continuación del servicio de comunicaciones vía satélite, y dada la gran demanda que tiene los satélites Morelos I y II, a continuación se describen los satélites Solidaridad. Sus características técnicas son:

Carga útil:

Banda C: 12 transpondedores de 36 Mhz y 6 de 72 Mhz (10 - 16 watts, estado sólido)

Banda Ku: 16 transpondedores de 54 Mhz (42.5 watts, TWT)

Banda L: 1 transpondedor de 15 Mhz (4 x 21 watts, estado sólido, en paralelo)

Estabilidad: por tres ejes

Peso: 1,641 Kg

Potencia: 3,300 watts

Baterías: Nickel - Hidrógeno

Vida útil: 14 años

Sistema de propulsión: bipropelente

Lanzamiento: Noviembre 1993, Febrero 1994. Ariane 4

Dimensiones

2.7 x 3.5 x 3.1 m

2.4 x 1.8 m

7.2 m

21 m

Para estos satélites se tiene contempladas las siguientes coberturas internacionales y sus respectivos transpondedores:

Región 1: México, Sur de E.U., Guatemala, Belice, parte del Salvador y Honduras. 12 transpondedores de 36 Mhz y 6 de 72 Mhz en banda C

Región 2: México, Sur de E.U., Centroamérica, Cuba, El Caribe, Colombia y Venezuela. 4 transpondedores de 36 Mhz en banda C

Región 3: Ecuador, Perú, Bolivia, Uruguay, Chile, Argentina, Oeste de Brasil y Sur de Colombia. 4 transpondedores de 36 Mhz en banda C

Región 4: México, Sur de E.U. y Guatemala. 16 transpondedores de 54 Mhz.

Región 5: Chicago, Dallas, Houston, Los Angeles, Miami, New York, San Francisco, Tampa, Washington. 2 transpondedores de 54 Mhz.

Región 6: México.

En la siguiente tabla, podemos observar el número de transpondedores de carga útil para el sistema Solidaridad:

Carga útil	Versión "A"	Mejoras a "A"		Versión "B"	Mejoras a "B"	
		A-16 Ku	A-DBS		B-16 Ku	B-DBS
Banda C	18	18	18	18	18	18
Banda Ku	12	16	16 4 a potencia 4 veces mayor, DBS	14	16	16 4 a potencia 4 veces mayor, DBS
Banda L	1	1	1	0	0	0

CAPITULO V

5.1 ESPECIFICACIONES TÉCNICAS DE LAS ESTACIONES TERRENAS.

El sistema de Satélites Mexicanos (Morelos I, Morelos II, Solidaridad I y Solidaridad II) es un sistema de comunicaciones doméstico, proyectado para satisfacer las necesidades de comunicación, así como para apoyar el desarrollo de áreas como la educación y la actualización médica en México.

El sistema está compuesto de dos segmentos, que son:

El segmento espacial con dos satélites de comunicaciones iniciales híbridos (Banda C y Banda Ku), con capacidad de comunicaciones de 500 Mhz por banda, modelo HS376 de Hughes Aircraft Co. En la banda C se utiliza el reuso de frecuencia, por lo que se tiene el doble de carga útil cubriendo el mismo rango de frecuencias. Por ser de comunicaciones, los Morelos describen una órbita geosíncrona sobre el plano del ecuador y se encuentran localizados orbitalmente en 113.5° y 116.8° longitud oeste, respectivamente.

El segmento terrestre está formado por la infraestructura terrestre a lo largo de la República Mexicana y por la estación primaria CONTEL Iztapalapa de la Cd. de México, en la cual se encuentra el Centro de Control del Sistema.

Las funciones principales del centro de control son:

1.- Participar en el posicionamiento en órbita de satélites, así como en la recuperación de aquellos que han perdido su ruta o posición orbital asignada.

2.- Mantener a los satélites operando en su posición orbital óptima, con el fin de asegurar la confiabilidad en los servicios de comunicaciones, a los largo de su tiempo de vida.

3.- Recibir, procesar y analizar de manera continua, la información recibida del satélite (telemetría), con el fin de mantener la configuración y estado operativo de los equipos dentro de los valores establecidos.

4.- Transmitir comandos a través de al computadora y/o en forma manual, para cambiar la configuración del satélite y para corregir las desviaciones de su posición orbital.

5.- Medir la distancia entre la estación de control y el satélite (rango), la cual, junto con los datos de Az y El de la antena, sirven para determinar la órbita actual del satélite.

6.- Controlar en tiempo real a los satélites mediante dos computadoras PDP/1170 y registrar en cinta analógica y en bitácora las actividades realizadas para mantener un archivo del sistema.

El centro de control, se encuentra formado por los siguientes subsistemas:

Subsistema de Telemetría

Subsistema de Comando y Rango

Subsistema de Paneles de Estado y Control

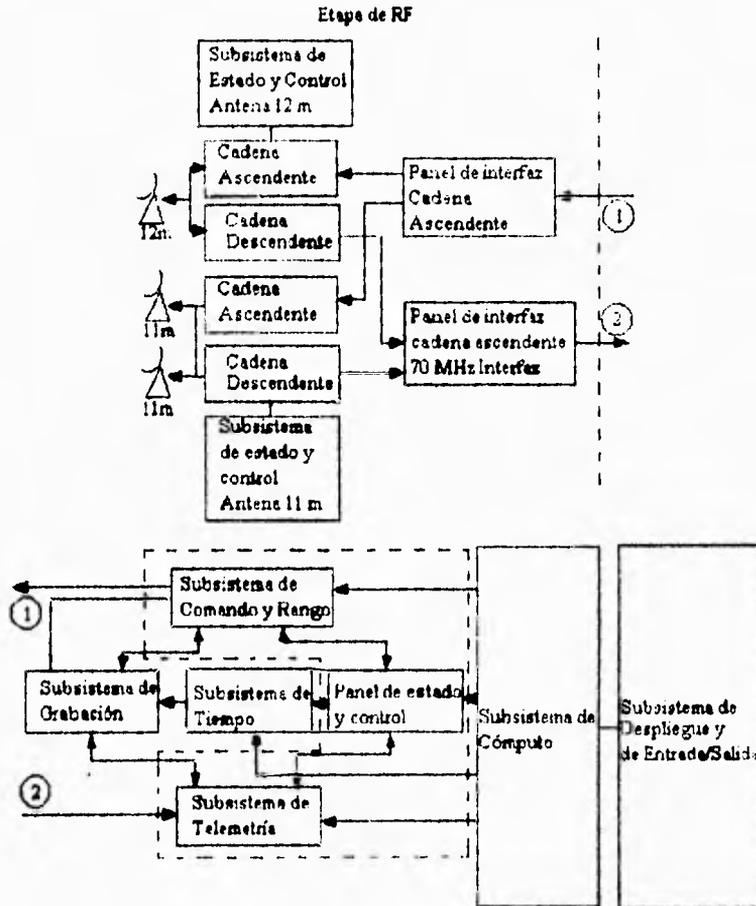
Subsistema de Tiempo

Subsistema de Grabación

Subsistema de Computadora y

Subsistema de Dispositivos de I/O y de Despliegue

Estos sistemas se pueden apreciar en la siguiente figura, junto con el Subsistema de radiofrecuencia que complementan la estación primaria de control.



Subsistema de Rf.- La estación primaria en Iztapalapa cuenta con un subsistema de RF que permite la transmisión / recepción de señales de control mediante una antena parabólica conocida como TT&C de 12m de diámetro, que se utiliza para el control y también como respaldo en caso de que alguna de las antenas de comunicaciones falle y dos antenas parabólicas de 11m nombradas T&C, las cuales no sólo turnan señales de control, sino que también se utilizan para procesar señales de comunicaciones.

Por otra parte, los sistemas de antena se complementan con el equipo de prueba llamada Sistema de Prueba Cerrado (TLC), el cual nos permite tener la facilidad de crear un circuito cerrado entre los enlaces de subida y bajada, con el objeto de calibrar al equipo de tierra antes de realizar la tarea de rango.

La Telemetría o señal de bajada (de dos flujos por satélite), es transmitida por el satélite a las siguientes frecuencias:

	Morelos 1	Morelos 2
Flujo 1	4199.125 Mhz	4199.625 Mhz
Flujo 2	4198.625 Mhz	4199.625 Mhz

y dependiendo de la antena que utilice el satélite para su transmisión la señal tendrá las siguientes características:

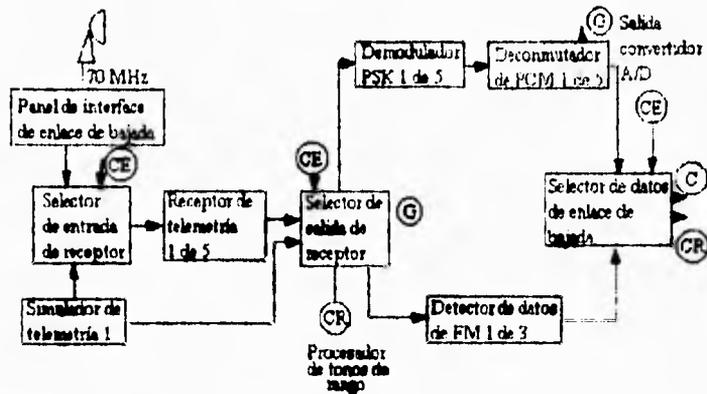
Antena	Omnidireccional	Parabólica
Banda	"C"	"C"
Polarización	Vertical	Horizontal
Modulación	PM	PM

La antena de tierra deberá estar perfectamente apuntada al satélite en cuestión de 0.1° de error (en azimut y elevación) debido a su gran directividad.

Subsistema de telemetría.

El subsistema de telemetría recibe la señal de 70 Mhz proveniente del subsistema de RF y se encarga de procesarla para entregar la señal de banda base correspondiente a cualquiera de los siguientes subsistemas, como se aprecia en la figura siguiente:

Subsistema de computadora, subsistema de grabación, subsistema de comando y rango.



Además, como puede verse en la figura, está relacionado con el subsistema de estado y control, por medio del cual se configura a los diferentes equipos del subsistema.

El subsistema consta del siguiente equipo:

receptor de telemetría, demodulador de PSK, deconmutador de PCM, detector de datos FM y el simulador de telemetría y comando.

Subsistema de comando y rango.

Este subsistema genera las instrucciones (comandos) que son enviadas al satélite para realizar algún cambio de configuración y/o correcciones orbitales requeridas. Además, genera la señal de rango que sirve para medir la distancia que existe entre la antena del Centro de Control y el Satélite.

Este subsistema consta de los siguientes equipos: generador de comandos sincrónico y el procesador de tonos de rango.

Subsistema de estado y control.

Este subsistema permite visualizar de manera rápida la configuración actual del equipo de control, además de poder configurarlo a control remoto. También consta de los paneles de estado y control de telemetría y de comando/rango. A su vez, los paneles contienen las unidades selectoras de datos de enlace de subida o bajada, selector de entrada o salida del receptor, selector de entrada / salida de computadora, sumario de fallas del sistema, etc. La interconexión entre enlace de subida y enlace de bajada está dada por la selección de generadores de comando y procesadores de tonos de rango incluida en ambos paneles como selector de datos de enlace de subida.

Subsistema de tiempo.

Este subsistema es el encargado de proveer la información de tiempo requerida por las grabadoras de cinta, las graficadoras de papel y las computadoras. Las dos fuentes de información de tiempo son el receptor de tiempo del GOES y un generador / lector de códigos de tiempo. El subsistema maneja dos códigos de tiempo que se diferencian entre sí por su velocidad: IRIG B a 100 pps e IRIG H a 1 pps. El subsistema consta de: receptor del Goes, generador / Lector de códigos de tiempo, selector de códigos de tiempo, reloj de tiempo universal (UTC), reloj de la misión.

Subsistema de grabación.

Es utilizado para guardar la información que se envía y la que se recibe del satélite, con el objeto de poder tener una bitácora de todo lo sucedido. Consta de los siguientes equipos: paneles de parcheo, grabadora de cinta analógica, panel de estado de cintas, graficadora de papel.

Subsistema de computadora.

Está formado por dos computadoras PDP/11-70, dos terminales LA-120, cuatro unidades de disco RM03, dos unidades de cinta, el selector de E/S de computador y una interfaz de posición de antena.

Los programas de Dinámica Orbital y de Control de Tiempo Real están cargados en ambas máquinas, las cuales se encuentran conectadas en paralelo con el objeto de tener siempre una computadora de respaldo.

La computadora que se encuentra en línea, se encarga del procesamiento en tiempo real y del control del equipo del centro de control. La computadora de respaldo, es utilizada para los cálculos de dinámica orbital y para dar servicio a los usuarios de las demás áreas del centro.

Subsistema de dispositivos de entrada/salida y de despliegue.

El subsistema está compuesto de dos impresoras P600, nueve terminales VT-102, dos terminales VT-100 y un control remoto.

Estos dispositivos permiten el acceso a los diferentes usuarios del sistema, para poder llevar a cabo las diversas tareas relacionadas al control de los satélites. También, por medio de ellos, se obtiene el despliegue de información requerido para el monitoreo y análisis de la salud de los satélites.

Además se cuenta con dos impresoras de copia fiel, las cuales permiten tener impresiones de la información desplegada por la terminal retrográfica que se encuentra en la sala de análisis orbital.

Áreas operativas del centro de control. El centro de control cuenta con seis áreas operativas, las cuales, trabajando de manera conjunta, tienen como objetivo mantener operando en óptimas condiciones al sistema de Satélites Mexicanos.

- **Área de control.**- formada por las secciones de control y nave espacial, se encarga del monitoreo y análisis de la información proveniente del satélite, así como de la ejecución de tareas propias de control (comando y rango). Esta área determina cuando es necesario un cambio de configuración en el satélite, debido a fallas del equipo o a temporadas de operación especial.

- **Área de dinámica orbital.**- se encarga de calcular la posición actual del satélite y en base a ello, determina el momento adecuado para su corrección. El personal de esta área proporciona al controlador en turno, un mensaje de maniobra con todos los datos requeridos para la ejecución de la misma.

- **Área de mantenimiento.**- asegura la continuidad de operación de los equipos de banda base y radiofrecuencia, proporcionando el momento preventivo y/o correctivo necesario.

- **Área de cómputo.**- encargado de mantener el software del sistema, la gente de cómputo no sólo supervisa la operación de la paquetería propia del mismo, sino que da apoyo a las demás áreas creando programas que faciliten sus labores.

- **Área de soporte técnico y entrenamiento.**- la capacitación del personal de nuevo ingreso al sistema es llevada a cabo por esta área, y se apoya en la actualización del personal existente. Por otra parte, se realizan estudios de nuevos proyectos que beneficien al sistema.

- **Área de comunicaciones.**- se encarga de monitorear el espectro de comunicaciones del satélite, con el fin de proporcionar el apoyo requerido por el usuario, en el momento del acceso al sistema o en las pruebas de sus equipos de comunicación.

Estaciones Terrenas Personales.

Las estaciones terrenas personales (Personal Earth Station, PES) de Hughes son VSAT's de muy bajo costo y alta capacidad, que forma parte Red Integral de Negocios por Satélite. (ISBN)

ISBN es una red privada de satélites que soporta las dos formas de comunicación: voz y datos y radiodifusión de vídeo entre el centro de control de datos de una compañía y sus secciones y sucursales. Una PES se debe localizar en cada sitio remoto de la red, proporcionando comunicaciones con la estación central localizada en el corporativo.

PES efectivamente puede soportar intensas aplicaciones de datos y al mismo tiempo proporciona excelentes tiempos de respuesta para aplicaciones interactivas.

Las aplicaciones que pueden tener las PES son las siguientes:

- Punto de venta /verificación de crédito
- Control de inventarios
- SCADA/monitoreo y control de procesos
- Interconexión de redes locales
- Aplicaciones de datos interactivos y tipo batch
- Transmisión de facsimil/imágenes
- Voz
- Radiodifusión de vídeo

Sus características son:

- Comunicaciones digitales de alta calidad para todos los sitios de la red
- Antenas pequeñas: 0.75, 1.0, 1.2, 1.8 y 2.4 metros
- Capacidad de expansión de red al instante agregando sitios remotos y/o puertos por sitio
- Opciones de múltiples protocolos soportando un amplio arreglo de terminales
- Técnicas de acceso a satélites avanzadas
- Manejo de red centralizada usando una estación de trabajo inteligente con display basado en gráficas que hacen de la operación muy amigable
- Equipo durable con 4 años de tiempo promedio entre fallas

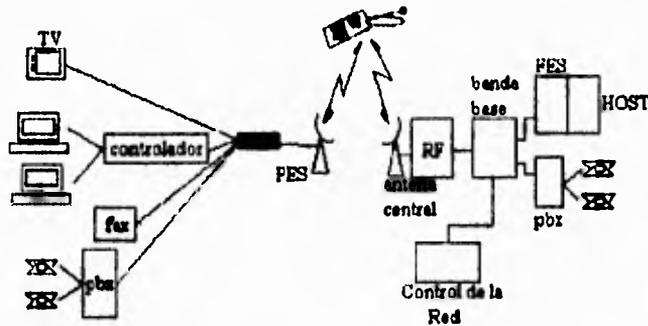
Las PES consisten de dos componentes básicos

- Unidad Externa (ODU).- una pequeña antena con unidad de radio frecuencia que permite la transmisión y recepción de señales. Desempeño de funciones que permiten la transmisión y conversiones de bajada de frecuencias intermedias, así como la recepción de señales y conversiones de subida a radio frecuencias. El tamaño de la antena depende de la tasa de datos utilizada en la cobertura del satélite.

- Unidad Digital Interior (DIU).- Convierte señales de y hacia frecuencias de banda base y provee interfaces para equipo de procesamiento de datos. En forma estándar, los DIU vienen con dos puertos, pero se pueden

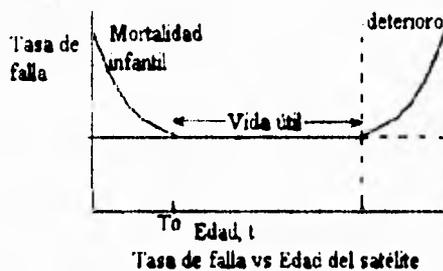
disponer de interfaces adicionales a través de una gran variedad de opciones expandibles. Puede soportar múltiples protocolos, permitiendo conectar interfaces en una gran variedad de equipo de procesamiento de datos y computadoras. El video se transmite en forma independiente de la voz y datos.

La siguiente figura esquematiza, las múltiples formas de señales y conexiones que nos permiten estas novedosas estaciones terrenas.



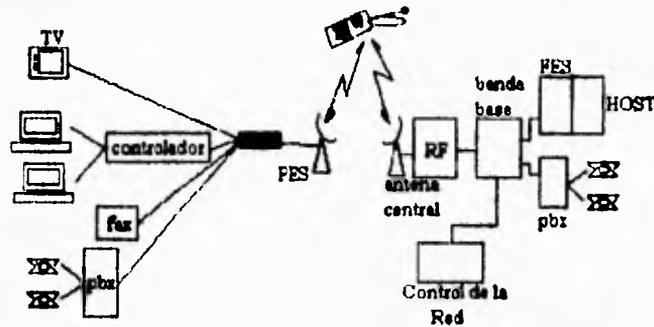
5.2.- ANÁLISIS DE CONFIABILIDAD.

La vida de los sistemas espaciales, depende de fallas aleatorias, deterioro y agotamiento de consumibles, en mayor medida, los impulsores. Cada uno de estos factores se predice de diferente manera. Las diferentes tasas de fallas se pueden observar en la siguiente figura.



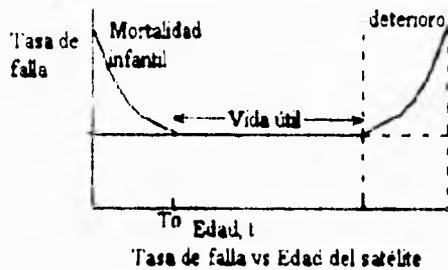
disponer de interfaces adicionales a través de una gran variedad de opciones expandibles. Puede soportar múltiples protocolos, permitiendo conectar interfaces en una gran variedad de equipo de procesamiento de datos y computadoras. El vídeo se transmite en forma independiente de la voz y datos.

La siguiente figura esquematiza, las múltiples formas de señales y conexiones que nos permiten estas novedosas estaciones terrenas.



5.2.- ANÁLISIS DE CONFIABILIDAD.

La vida de los sistemas espaciales, depende de fallas aleatorias, deterioro y agotamiento de consumibles, en mayor medida, los impulsores. Cada uno de estos factores se predice de diferente manera. Las diferentes tasas de fallas se pueden observar en la siguiente figura.



5.2.1.- Fallas aleatorias

Muy pocos eventos, como la muerte de la gente o fallas en los componentes, son generalmente del tipo de distribución de Poisson. Esto es, la probabilidad de exactamente n eventos, si el número promedio de tales eventos en un tiempo dado, es a, está dado por:

$$w(n) = \frac{a^n}{n!} e^{-a} \quad \text{donde } a = \lambda t$$

Si λ es la tasa de falla igual a a/t , la probabilidad de no fallar $w(0)$ o confiabilidad del sistema R, está dada por:

$$R = w(0) = e^{-a} = e^{-\lambda t}$$

La probabilidad de al menos una falla en cualquier periodo t es $(1 - e^{-\lambda t})$ y la densidad de probabilidad como una función del tiempo $w(t)$ es la primera derivada $\lambda e^{-\lambda t}$. El valor medio de tiempo para la primera falla T es simplemente la integral de $t w(t)$ sobre los posibles valores:

$$T = \int_0^{\infty} \lambda t e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}$$

5.2.2.- Deterioro.

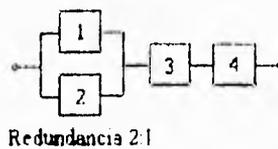
Los componentes como los cátodos de los TWT, se deterioran de acuerdo con una normal o distribución Gaussiana, en vez de fallar aleatoriamente, en tales casos la confiabilidad está dada por:

$$R = 1 - \int_0^t \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(t-\mu)^2}{2\sigma^2}} dt$$

en donde μ es la vida media y σ es la desviación estándar. Si es necesario considerar deterioro, la confiabilidad debida al deterioro, debe ser multiplicada por la confiabilidad de la falla aleatoria para determinar la compuesta. Los sistemas son diseñados normalmente para que los tiempos de deterioro sean muy largos comparados con el diseño de vida. Los cálculos exactos, considerando fallas aleatorias, deterioros y truncamientos debido a agotamientos de consumibles, involucran las tres densidades de probabilidad y no son necesarios en la mayoría de los sistemas.

5.2.3.- Modelado de sistemas

La confiabilidad global de un sistema en un modelo de series en los cuales la probabilidad compuesta de los sucesos (de no falla) es el producto de las confiabilidades de los subsistemas que lo constituyen. La confiabilidad de los subsistemas están generalmente en patrones de redes de series paralelos que dependen de la redundancia, como se muestra en la siguiente figura:



R es en cualquier caso la confiabilidad del bloque o la probabilidad del suceso y Q es $(1 - R)$ o la probabilidad de falla.

Tendremos por lo tanto, que la confiabilidad global R_0 de las combinaciones series paralelo dada por:

$$R_0 = (1 - Q_1 Q_2) R_3 R_4 = (R_1 + R_2 - R_1 R_2) R_3 R_4$$

Para altos niveles de complejidad, en donde se requiere del uso de una computadora para obtener la solución del problema, se deben considerar los subsistemas que comprenden componentes electrónicos y mecánicos para obtener una tasa de falla constante.

5.3 CALCULO DE ENLACES EMPLEANDO DIVERSAS TÉCNICAS DE ACCESO.

El desempeño de un enlace de radio frecuencia, está determinado por las características de las terminales de radio(transmisores, receptores y antenas), las características del medio de propagación y las posibles interferencias.

Suponiendo que se tiene una radiación isotrópica de potencia P_t en ondas esféricas y concéntricas y definiendo la ganancia G_t como la relación de potencia de la señal en cualquier dirección a la cual se desea irradiar isotrópicamente, el receptor, que se encuentra a una distancia R , la captará de acuerdo con la siguiente fórmula(2.4.14):

$$C = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t A_{ef}$$

en donde A_{ef} es el área efectiva de la antena receptora, la cual se calcula de acuerdo a la siguiente relación:

$$A_{ef} = \frac{G\lambda^2}{4\pi}$$

donde G es la ganancia de la antena. Entonces:

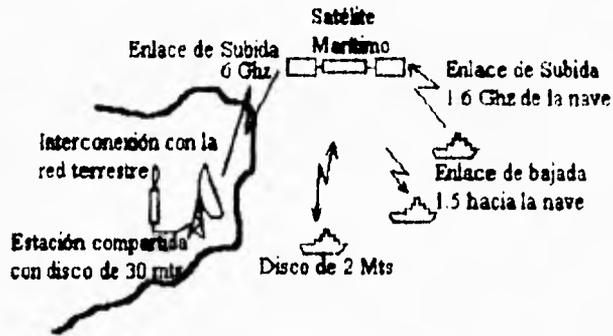
$$C = \frac{P_t}{4\pi R^2} G_t \left\{ \frac{G\lambda^2}{4\pi} \right\}$$

La potencia requerida para la transmisión de información puede ser determinada para que sea algo mayor en función de la relación portadora a ruido (C/N), que el ruido térmico presente. El valor de C/N depende de la tasa de información requerida, la relación señal a ruido requerida (para señales analógicas) o la tasa de error de bit (para señales digitales) y el sistema de modulación y su ancho de banda asociada.

A continuación se presentan algunos ejemplos para ilustrar la operación de los sistemas de acceso.

SISTEMA SCPC DIGITAL.

Para demostrar los cálculos de enlace y sus métodos de habilitación, tomaremos el ejemplo de un circuito SCPC en un sistema marítimo, como por ejemplo una estación terrena ubicada en la costa de Veracruz Ver. con algunas embarcaciones mercantiles. Se asume el uso de las bandas de 1.5/1.6 Ghz (banda L) para comunicaciones con las naves y una figura de mérito de $\frac{G}{T} = -4 \frac{dB}{K}$ con una antena de 2 metros de diámetro, como se muestra en la siguiente figura:



Enlace de subida (México - Satélite):

$$\frac{C}{N_o} |_{u} = \Omega - 10 \log \left(\frac{4\pi}{\lambda^2} \right) + \frac{G}{T} - 10 \log K - BO_i$$

en donde:

Ω es la densidad de flujo de saturación del satélite

$\frac{G}{T}$ figura de mérito del satélite

BO_i Back off de entrada del satélite

Para una frecuencia de subida hacia el satélite de 14260 Mhz (Banda Ku) y de los datos técnicos del satélite Solidaridad II, tenemos:

$$\frac{C}{N_o} |_{u} = -100.55 - 10 \log \frac{4\pi}{0.0214^2} + 7.55 - 228.6 - 7.5$$

$$\frac{C}{N_o} |_{u} = -100.55 - 44.55 + 7.55 + 228.6 - 7.5$$

$$\frac{C}{N_0} \Big|_{dB} = 83.55 \text{ dBHz}$$

Utilizando un sistema TDMA procedemos a calcular la capacidad del canal a utilizar en el satélite.

Utilizando por ejemplo PCM, se requieren 64 kbs por canal, con lo cual se pueden multiplexar 32 canales a 2.048 Mbs y utilizando modulación QPSK, la tasa de manipulación será exactamente la mitad de la anterior, es decir:

$$2048 / 2 = 1024 \text{ KHz}$$

El ancho de banda de ruido requerido para la señal modulada es típicamente 1.2 veces la tasa de manipulación, es decir:

$$1024 (1.2) = 1229 \text{ KHz}$$

Adicionalmente, se requieren bandas de guarda entre portadoras adyacentes, que consumen un ancho de banda del 20%, esto es:

$$1229 (1.2) = 1475 \text{ KHz}$$

Por lo tanto, utilizando 2.048 Mbs, esta portadora puede acomodar canales con un espaciamiento de 1475 KHz. Para determinar el nivel de potencia requerido, se debe especificar la tasa de error umbral aceptada, que para nuestro caso la tomaremos de 10^{-6} .

Para calcular la relación portadora a ruido requerida para soportar cada portadora, emplearemos la siguiente ecuación (en forma logarítmica):

$$C/N_{total} = (E_b/N_0)_t - B_N + R + M_L + M_A$$

donde C/N_{total} es la relación portadora a ruido en la tasa de error umbral, $(E_b/N_0)_t$ la relación energía de bit a ruido en la tasa de error umbral, B_N el ancho de banda del ruido asociado con esta portadora, R la tasa de datos de la señal digital, M_L un margen asociado con la implementación del modem y M_A un margen por interferencia de canales adyacentes.

Este resultado se convierte a densidad portadora a ruido adicionando el efecto del ancho de banda, es decir:

$$C/N_0 = C/N + 10 \log B_N$$

(C/N_0) se debe comparar con la densidad portadora a ruido para el transpondedor completo. Hay que notar que la suma de las densidades portadora a ruido requeridas para soportar cada portadora, no puede exceder la densidad portadora a ruido total disponible, por lo tanto, la capacidad del canal se puede calcular utilizando un proceso de aproximación sucesiva. El paso final es determinar la capacidad de ancho de banda limitada sumando los anchos de banda de las portadoras individuales. La capacidad real del sistema es el número máximo de canales en el cual el sistema, es simultáneamente limitado tanto en ancho de banda como en potencia.

En nuestro caso, calcularemos la densidad portadora a ruido para la tasa de error umbral

$$C/N_{0t} = (E_b/N_{0t}) + R + M_i + M_A$$

Tomaremos un margen por implementación de modem de 2 dB y 0.5 dB de margen por interferencia entre canales adyacentes

$$C/N_{0t} = -60 + 63 + 2 + 0.5 = 5.5 \text{ dB}$$

Comparando con la densidad portadora a ruido total, encontrada con anterioridad, nos arroja como resultado un total de 15 canales en el transpondedor. Si multiplicamos el ancho de banda de cada canal obtenido, da

$$15(1475 \text{ KHz}) = 22.125 \text{ Mhz}$$

que se encuentra muy por debajo de los 36 Mhz que nos puede proporcionar el transpondedor. Por lo tanto, 15 canales es la capacidad máxima del transpondedor.

Enlace de bajada (Satélite - Puerto de Veracruz)

Calculamos la distancia del enlace entre el satélite y el punto deseado

$$R = 42528 (1 - 0.295 \cos \theta_1 \cos |\theta_s - \theta_L|)^{1/2}$$

$$R = 42528 [1 - 0.295 \cos (191.2) \cos (109.2 - 96.08)]^{1/2}$$

$$R = 36,299.81 \text{ Km.}$$

Calculando ahora la densidad portadora a ruido del enlace de bajada

$$C/N_{0D} = \text{PIRE}_{\text{SAT}} - 20 \log (4\pi R d / c) + G/T - 10 \log k - \text{BO}_T$$

$$C/N_{0D} = 45.50 - 20 \log [4\pi(1643.5 \times 10^6)(36299.81 \times 10^3)/3 \times 10^8] + (-4) + 228.6 - 5.1 - 3$$

$$C/N_{0D} = 45.5 - 187.96 - 4 + 228.6 - 5.1 - 3$$

$$C/N_{0D} = 74.04 \text{ dB Hz}$$

Por lo tanto para el enlace total no quedaría

$$C/N_{0T} = [C/N_{0U}^{-1} + C/N_{0D}^{-1}]^{-1}$$

$$C/N_{0T} = \{[\text{antilog}(83.55/10)]^{-1} + [\text{antilog}(74.04/10)]^{-1}\}^{-1}$$

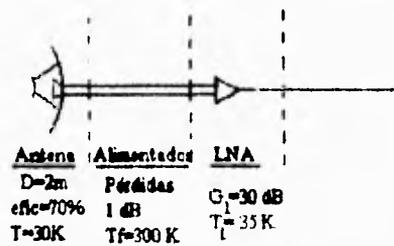
$$C/N_{0T} = 73.57 \text{ dB Hz}$$

SISTEMA FDMA.

Se desea conocer el número de canales telefónicos de 4 KHz por portadora y total, que 8 estaciones terrenas pueden transmitir para encontrar una relación $C/N_f = 14$ dB en la punta receptora. Estas estaciones trabajan en la banda L (Ku-L enlace de ida y L-Ku para el enlace de regreso) con los siguientes parámetros:

Punto transmisor	México, D.F.
Punto receptor	Veracruz, Ver.
Margen de propagación	2 dB
C/N _f (intermodulación)	26 dB
BO _o	3 dB
Δf (moduladora)	269 KHz

En la recepción se tienen las siguientes características:



Considérese un acceso FDMA al satélite.

Solución:

Enlace ascendente

Cálculo de la distancia al satélite

$$R = 42528 \sqrt{1 - 0.295 \cos(19.24) \cos(113 - 99.01)} = 36329 \text{ Km}$$

Pérdidas por espacio libre

$$L_s = 20 \log \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) = 20 \log \left[\frac{4\pi (36329 \times 10^3)}{0.0214} \right] = 206.74 \text{ dB}$$

Densidad portadora a ruido

$$\begin{aligned} \frac{C}{N_o} \Big|_u &= \text{DFS} - \frac{4\pi}{\lambda^2} + \frac{G}{T} - K = -100.73 - 44.55 - 7.73 + 228.6 \\ &= 91.06 \text{ dB} \end{aligned}$$

Considerando el ancho de banda

$$\Rightarrow 91.06 - 10 \log(36 \times 10^6) = 15.5 \text{ dB}$$

De la ecuación total del enlace

$$\frac{C}{N_t} = \frac{C}{(N_u + N_I + N_D)} = \frac{1}{\frac{N_u}{C} + \frac{N_I}{C} + \frac{N_D}{C}} \Rightarrow \frac{N_t}{C} = \frac{N_u}{C} + \frac{N_I}{C} + \frac{N_D}{C}$$

despejando C/N_D

$$\Rightarrow \frac{N_D}{C} = \frac{N_T}{C} - \frac{N_u}{C} - \frac{N_I}{C} \left\{ \begin{array}{l} \frac{C}{N_T} = 14\text{dB} \Rightarrow 25.12 \\ \frac{C}{N_u} = 15.5\text{dB} \Rightarrow 35.48 \\ \frac{C}{N_I} = 26\text{dB} \Rightarrow 398.11 \end{array} \right.$$

Sustituyendo valores:

$$\frac{N_D}{C} = \frac{1}{25.12} - \frac{1}{35.48} - \frac{1}{398.11} \Rightarrow \frac{C}{N_D} = 109.74 \Rightarrow 20.4\text{dB}$$

De la ecuación del enlace de bajada

$$R = 42528 \sqrt{1 - 0.295 \cos(19.12) \cos(113 - 96.08)} = 36419\text{Km}$$

en donde $\text{PIRE}_C = \text{PIRE}_{\text{SAT}} - 10 \log(8)$ ya que son 8 portadoras, por lo tanto:

$$\text{PIRE}_C = 45 - 9 = 36\text{dB}$$

Distancia del punto receptor al satélite

Pérdidas por espacio libre

$$L_s = 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda} = 20 \log \frac{4\pi(36419 \times 10^3)}{0.2} = 187.2\text{dB}$$

Para la figura de mérito, procedemos a calcular la ganancia de la antena y la temperatura del sistema como sigue

$$G = 20 \log \frac{\sqrt{\eta} \pi D}{\lambda} = 20 \log \frac{\sqrt{0.7} \pi (2)}{0.2} = 28.14\text{dB}$$

$$T_s = \alpha T_a + (1 - \alpha) T_r + T_1 = 0.79(30) - (1 - 0.79)(300) + 35 = 121.7\text{K} \\ \Rightarrow 20.85\text{dB}$$

$$G/T = 28.4 - 20.85 = 7.65\text{dB}$$

Procedemos a despejar el ancho de banda de la ecuación de bajada

$$\frac{C}{N_D} = \text{PIRE}_C - \text{BO}_0 - L_s - M + G/T - K - 10 \log B$$

por lo tanto

$$10 \log B = \text{PIRE}_C - \text{BO}_0 - L_s - M + G/T - K - \frac{C}{N_D} \\ = 36 - 3 - 187.2 - 2 + 7.65 + 228.6 - 20.4$$

$$= 59.65 \text{ dB}$$

es decir

$$B = 922,571 \text{ Hz} \approx 1000 \text{ KHz}$$

De la ecuación de FM

$$B_c = 2(\Delta f + f_m) = 1000 \text{ KHz}$$

por lo tanto

$$\Delta f + f_m = 500 \text{ KHz}$$

sustituyendo $\Delta f = 260 \text{ KHz}$ nos arroja un resultado de $f_m = 240 \text{ KHz}$. Entonces $240 \text{ KHz} \approx N \times 4 \text{ KHz} \Rightarrow N = 60$. Como son ocho portadoras las que comparten el transpondedor $N_T = 60 \times 8 = 480$ $N_T = 480$.

Para comparar, supongamos un acceso TDMA con modulación QPSK, entonces

$$B = (1.2 \times 32) \text{ KHz} = 38.4 \text{ KHz}$$

Para el transpondedor completo

$$36000 + 38.4 = 937.5$$

Si consideramos bandas de guarda, debemos tomar el 95 % del ancho de banda anterior

$$N = 937 \times 0.95 = 890 \text{ canales}$$

El incremento en número de canales de 480 (FDMA) a 890 (TDMA) se debe a que en TDMA el efecto por intermodulación, no restringe el ancho de banda como en FDMA.

SISTEMA TDMA

Para ejemplificar este acceso, se calculará el diámetro de antena necesario para recibir una señal de datos, utilizando el satélite Morelos II en banda Ku en la ciudad La Paz, B.C.S. considerand los siguientes datos

$$C/N_T = 17 \text{ dB}$$

$$\text{Potencia de transmisión } P_t = 10 \text{ w}$$

$$G/T = 8 \text{ dB}$$

$$\text{antena transmisora } D = 5 \text{ mts}$$

$$T_s = 115 \text{ K}$$

$$M = 3 \text{ dB}$$

Solución.

Ecuación de subida

$$\frac{C}{N}|_u = \text{PIRE} - L_s + \frac{G}{T} - K - 10 \log B$$

$$\text{PIRE} = 10 \log P_t + 10 \log \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = 10 \log 10 + 20 \log \frac{\sqrt{\eta} \pi D}{\lambda}$$

$$\text{PIRE} = 10 + 55 = 65 \text{ dB}$$

$$R = 42528 \sqrt{1 - 0.295 \cos(19.24) \cos(113 - 99.01)} = 36329 \text{ Km}$$

$$L_s = 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda} = 206.7 \text{ dB}$$

Por lo tanto, nuestra ecuación inicial estará dada por

$$G/N_u = 65 - 206.7 + 7.55 + 228.6 - 10 \log (36 \times 10^6)$$

$$G/N_u = 19 \text{ dB} \Rightarrow 79.43$$

De la ecuación del enlace total

$$\frac{C}{N_T} = \frac{C}{N_u + N_D} = \frac{1}{\frac{N_u}{C} + \frac{N_D}{C}} \Rightarrow \frac{N_T}{C} = \frac{N_u}{C} + \frac{N_D}{C}$$

$$\Rightarrow \frac{N_D}{C} = \frac{N_T}{C} - \frac{N_u}{C} = \frac{1}{50.12} - \frac{1}{79.43} \Rightarrow \frac{C}{N_D} = 21.3 \text{ dB}$$

Del enlace de bajada (en la Cd. de la La Paz)

$$\frac{C}{N_D} = \text{PIRE}_{\text{SAT}} - L_s + G/T - k - 10 \log B$$

$$G/T = \text{PIRE}_{\text{SAT}} - L_s - k - 10 \log B - \frac{C}{N_D}$$

$$R = 42528 \sqrt{1 - 0.295 \cos(24.10) \cos(113 - 110.18)} = 36362 \text{ Km}$$

$$L_s = 20 \log \frac{4\pi R}{\lambda} = 205.24 \text{ dB}$$

$$G/T = -49.50 + 205.24 - 228.6 + 10 \log (36 \times 10^6) + 21.3$$

$$G/T = 24 \text{ dB/K}$$

$$\Rightarrow G = 24 + 10 \log (115) = 44.61 \text{ dB} \Rightarrow 28906.8$$

De la ganancia de la antena

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \Rightarrow D = \sqrt{\frac{G \lambda}{\eta \pi}} = 1.75 \text{ m}$$

CONCLUSIONES

COMPARACION DE LAS TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE.

La amplia variedad de técnicas de acceso múltiple proveen de gran flexibilidad en las redes satelitales. En la siguiente tabla se resumen las características de las técnicas de acceso.

Características de las Técnicas de Acceso

FDMA				
Característica	SCPC	MCPC	TDMA	CDMA
Transmisión	Análogica o Digital	Análogica o Digital	Digital	Digital
Multiplexaje	Ninguna	FDM o TDM	TDM	TDM
Modulación	FM o PSK	FM o PSK	PSK de alta velocidad	Codificado por cto
Ancho de banda de portadora	0.7 x tasa de bit	depende del plan de frecuencia	Todo transpondedor o banda angosta	el Todo el transpondedor
Capacidad por Mhz o por el ancho del transpondedor	22 canales/Mhz solo par a voz	16 a 25 canales/Mhz	28 canales/Mhz	
Aplicaciones primarias	Estaciones de muy bajo tráfico	Enlace pesados de punto a punto	Número de estaciones intermedias, tráfico moderado	Aplicaciones Sensibles a la interferencia

Estas técnicas proveen cualquier tipo de transmisión, ya sea analógica o digital, en modo continuo o en ráfagas. El rango de capacidades va desde 14 hasta 28 canales por megahertz del ancho del transpondedor. Adicionalmente se puede agregar capacidad que puede ser acomodada a través del uso de procesamiento de señales. Por ejemplo, interpolación digital de voz, cuando se aplica TDMA, puede arrojar capacidades de aproximadamente 56 canales por megahertz de ancho de banda del transpondedor.

Tomándolas en grupo, estas técnicas de acceso pueden ofrecer varias posibilidades en el diseño de sistemas y cada técnica parece aplicarse mejor para un tipo de red en particular. Por ejemplo, la técnica SCPC opera mejor en redes consistentes de un gran número de usuarios, cada uno con una densidad de tráfico relativamente pequeña. El sistema SCPC ofrece múltiples accesos en el nivel individual de canal, proviendo a

COMPARACION DE LAS TECNICAS DE ACCESO MULTIPLE.

La amplia variedad de técnicas de acceso múltiple proveen de gran flexibilidad en las redes satelitales. En la siguiente tabla se resumen las características de las técnicas de acceso.

Características de las Técnicas de Acceso

Característica	FDMA			
	SCPC	MCPC	TDMA	CDMA
Transmisión	Análogica o Digital	Análogica o Digital	Digital	Digital
Multiplexaje	Ninguna	FDM o TDM	TDM	TDM
Modulación	FM o PSK	FM o PSK	PSK de alta velocidad	Codificado por cto
Ancho de banda de portadora	0.7 x tasa de bit	depende del plan de frecuencia	Todo el transpondedor o banda angosta	el Todo el transpondedor
Capacidad por Mhz o por el ancho del transpondedor	22 canales/Mhz solo par a voz	16 a 25 canales/Mhz	28 canales/Mhz	
Aplicaciones primarias	Estaciones de muy bajo tráfico	Enlace pesados de punto a punto	Número de estaciones intermedias, tráfico moderado	Aplicaciones Sensibles a la interferencia

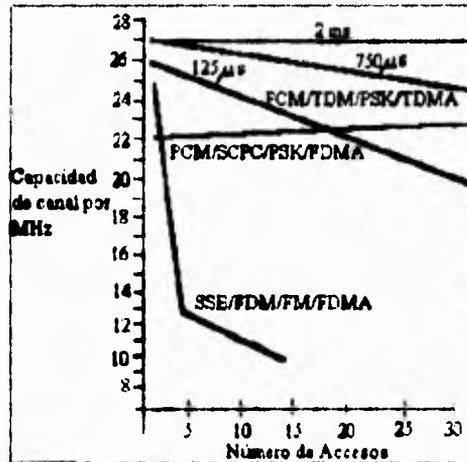
Estas técnicas proveen cualquier tipo de transmisión, ya sea analógica o digital, en modo continuo o en ráfagas. El rango de capacidades va desde 14 hasta 28 canales por megahertz del ancho del transpondedor. Adicionalmente se puede agregar capacidad que puede ser acomodada a través del uso de procesamiento de señales. Por ejemplo, interpolación digital de voz, cuando se aplica TDMA, puede arrojar capacidades de aproximadamente 56 canales por megahertz de ancho de banda del transpondedor.

Tomándolas en grupo, estas técnicas de acceso pueden ofrecer varias posibilidades en el diseño de sistemas y cada técnica parece aplicarse mejor para un tipo de red en particular. Por ejemplo, la técnica SCPC opera mejor en redes consistentes de un gran número de usuarios, cada uno con una densidad de tráfico relativamente pequeña. El sistema SCPC ofrece múltiples accesos en el nivel individual de canal, proviendo a

pequeños usuarios las ventajas de las técnicas de acceso. MCPC en cualquiera de sus aplicaciones analógica o digital, opera muy eficientemente en aplicaciones fuertes de enlaces punto a punto con unas pocas portadoras (una o dos) de banda ancha ocupando el transpondedor. Esto, por supuesto, limita la capacidad de los accesos múltiples, pero ofrece un gran número de canales por transpondedor. Al incrementar el número de portadoras en el sistema, las fallas comienzan a aparecer.

Por otro lado TDMA ofrece un buen sistema para aquellas redes con un número intermedio de estaciones (quizás de 15 a 20), y tráfico moderado en cada estación. Ofrece excelentes capacidades de interconectividad para estos sistemas. Las aplicaciones de sistemas TDMA se encuentran en constante crecimiento, más que el resto de los sistemas de acceso.

La siguiente figura es un diagrama de la capacidad por megahertz del ancho de banda del transpondedor contra el número de acceso o estaciones terrenas en una red particular.



Esta figura ilustra la capacidad relativa de cada sistema de acceso, dependiendo del tamaño de la red, expresada en términos de número de usuarios. Note que la capacidad de SCPC es prácticamente insensible al número de usuarios en la red. Por lo tanto es conveniente establecer una red de muchos usuarios con pequeñas capacidades. Los sistemas MCPC, por otro lado, funciona bien cuando el tamaño de los accesos es muy pequeño. Al incrementar el número de accesos (incrementado el número de portadoras) las múltiples fallas comienzan a entorpecer la capacidad rápidamente. TDMA ofrece excelentes capacidad en función del número de accesos, tanto como de la longitud de la trama que alteran la eficiencia de la misma. Nótese que con tramas de tiempo corto, la capacidad del sistema TDMA se degrada con el número de accesos ya que se erosiona la capacidad debido a la saturación asociada con cada nueva ráfaga agregada al sistema. Sin embargo para grandes tramas de tiempo, la curva de capacidad del sistema TDMA cambia y se vuelve prácticamente insensible al número de usuarios.

APENDICE A

**METODO DE CCIR PARA EL CALCULO DE ATENUACION DEBIDO A
PRECIPITACIONES PLUVIALES**

1.- Pérdidas debidas a la precipitación y la nebulosidad en los enlaces por satélite.

1.1 Introducción.- El método utilizado para calcular las pérdidas, descrito a continuación, se explica en el informe 564 del CCIR.

1.2 Método para predecir la atenuación por la lluvia.- Para calcular la atenuación media a largo plazo debida a la lluvia a lo largo de un trayecto oblicuo en un emplazamiento determinado, deben utilizarse los siguientes parámetros:

$R_{0,01}$: índice de pluviosidad en un punto durante el 0.01% de un año medio (mm/h) en el emplazamiento.

h_s : altura sobre el nivel medio del mar del emplazamiento de la estación terrena (km).

θ : ángulo de elevación (grados)

φ : latitud de la estación terrena (grados)

f : frecuencia (GHz)

El método comprende las etapas siguientes

1) Cálculo de la altura de la lluvia

$$h_R (\text{km}) = \begin{cases} 4.0 & \Rightarrow 0 < \varphi < 36 \\ 4.0 - 0.075(\varphi - 36) & \Rightarrow \varphi \geq 36 \end{cases}$$

2) Cálculo de la longitud del trayecto oblicuo, L_s , por debajo de la altura de la lluvia utilizando la fórmula:

$$L_s = \frac{2(h_R - h_s)}{\left[\sin^2 \theta + \frac{2(h_R - h_s)}{R_e} \right]^{1/2} + \sin \theta} \text{ km} \quad \text{para } \theta < 5^\circ$$

en donde R_e es el radio equivalente de la Tierra (8500 km)

Para $\theta \geq 5^\circ$, la ecuación anterior puede simplificarse del siguiente modo:

$$L_s = \frac{h_R - h_S}{\text{sen}\theta} \text{ km}$$

3) Cálculo de la proyección horizontal, L_G , a partir de la longitud del trayecto oblicuo utilizando la fórmula

$$L_G = L_S \cos\theta$$

4) Cálculo del factor reductor, $r_{0.01}$, para el 0.01% del tiempo a partir de la fórmula

$$r_{0.01} = \frac{1}{1 + 0.045L_G}$$

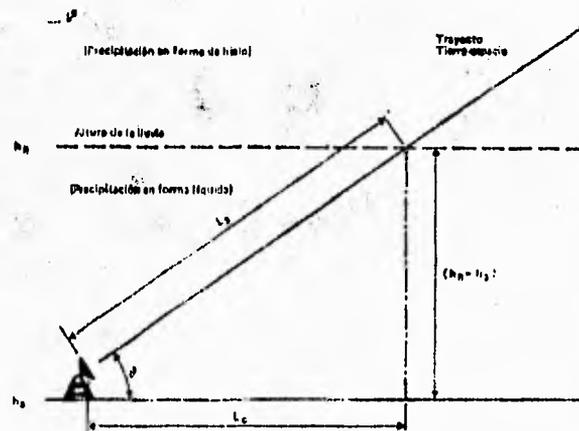


FIGURA AP-A.1 - Presentación esquemática de un trayecto Tierra-espacio que da los parámetros que han de tenerse en el proceso de predicción de la intensidad

fig AP -A.1

5) Evaluación de la intensidad de lluvia $R_{0.01}$, utilizando fuentes locales de datos, superada durante el 0.01% del año medio (con un tiempo de integración de un minuto). Si no puede obtenerse esta información de las fuentes locales, puede deducirse una estimación de los mapas de las zonas hidrometeorológicas de la figura AP-A.2 (informe 563).

6) Cálculo del coeficiente de atenuación γ_R (dB/km) utilizando los valores apropiados de k y α dados en el informe 721 y aplicación de la siguiente fórmula

$$\gamma_R = k(R_{0.01})^\alpha \text{ dB/km}$$

γ_R puede calcularse también mediante el monograma de la figura AP-A.3. Para determinar la atenuación en caso de polarización circular, se obtiene una buena aproximación tomando la media aritmética de la atenuación con polarización horizontal y vertical.

7) Cálculo de la atenuación que debe excederse durante otros porcentajes del año, entre 0.001% y el 1%, a partir de la atenuación que debe excederse durante el 0.01% del año medio mediante la siguiente fórmula

$$A_p = 0.12 A_{0.01} \cdot p^{-(0.546 + 0.043 \log p)}$$

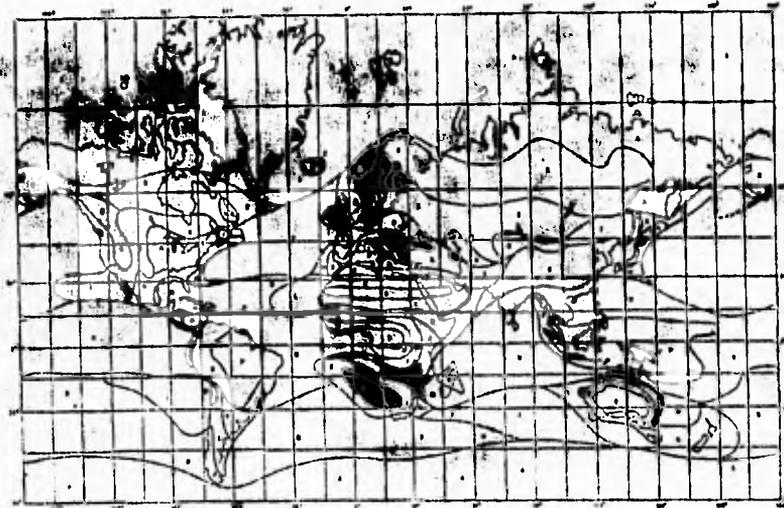


FIGURA An.12^a Zonas hidrometeorológicas
(Véase también el cuadro An.1.1)

fig AP-A.2

Intensidad de lluvia R_p (mm/h) excedida

tiempo	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P
1.0	<0.5	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
0.3	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0.1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0.03	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
0.01	8	12	15	19	22	28	30	32	35	42	60	63	95	145
0.003	14	21	26	29	41	54	45	55	45	70	105	95	140	200
0.001	22	32	42	42	70	78	65	83	55	100	150	120	180	258

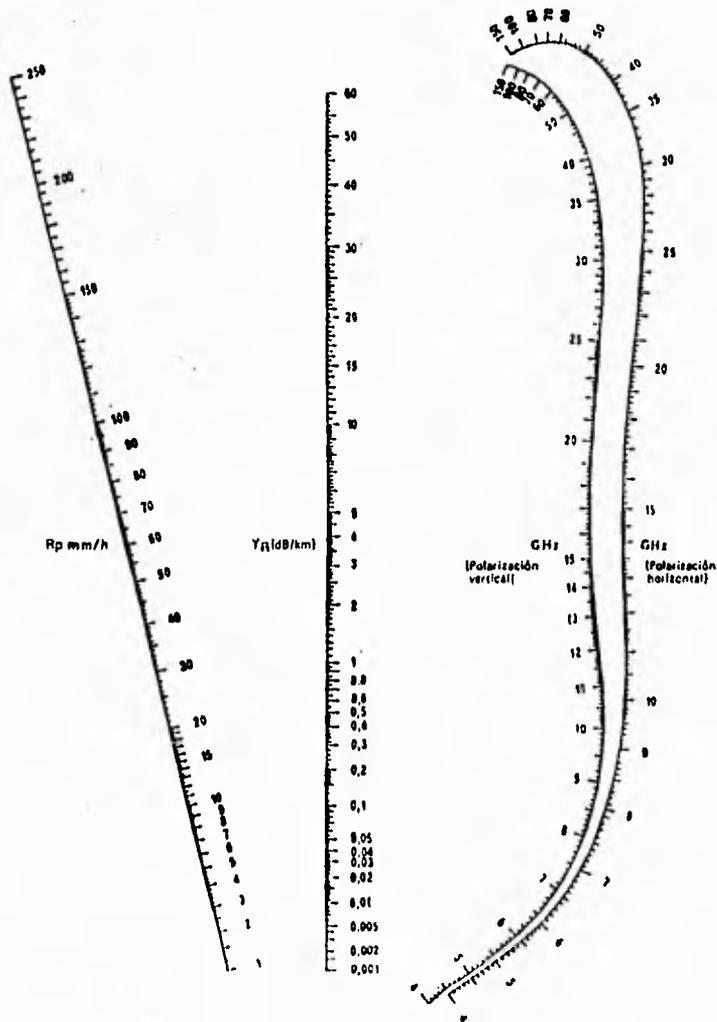


FIGURA An.1.3 - Coeficiente de atenuación por la lluvia γ_R

fig AP-A.3

Mapa de la distribución de regiones pluviales en México

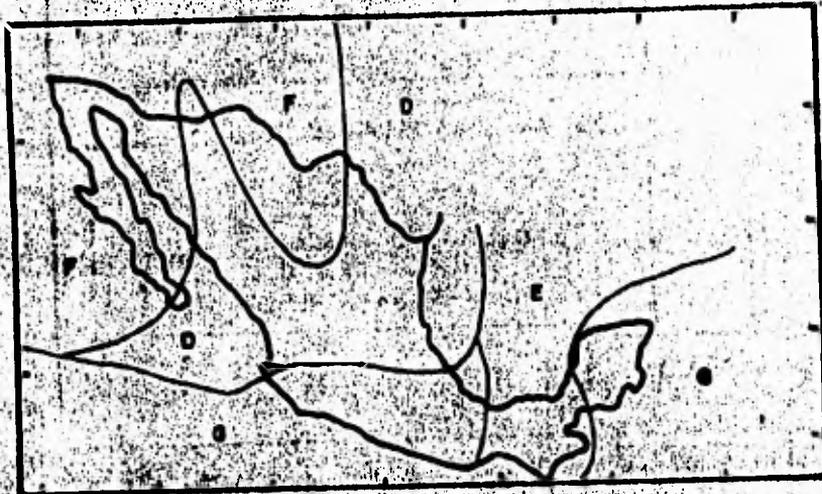


fig AP-A.4

APENDICE B

**GRAFICAS DE PROBABILIDAD DE ERROR DE BIT
PARA DIFERENTES ESQUEMAS DE MODULACION**

Gráfica de probabilidad de error de bit contra densidad de potencia para una señal CPFSK (Continuous Phase Frequency Shift Keying).

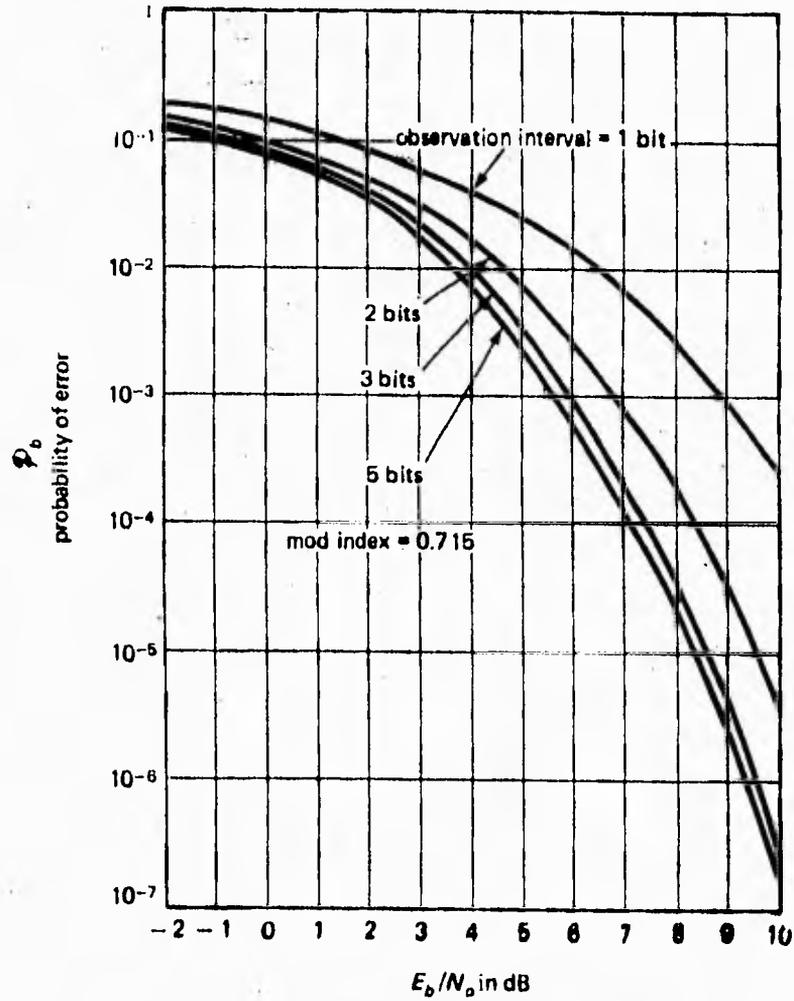


Fig. 11-24 Upper bound on error rate for optimum detection of Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFSK) where single bit decisions are made over an n bit observation interval. The mod index is 0.715 .

Gráfica de probabilidad de error de bit contra densidad de potencia para una señal MPSK donde $2^n = M$.

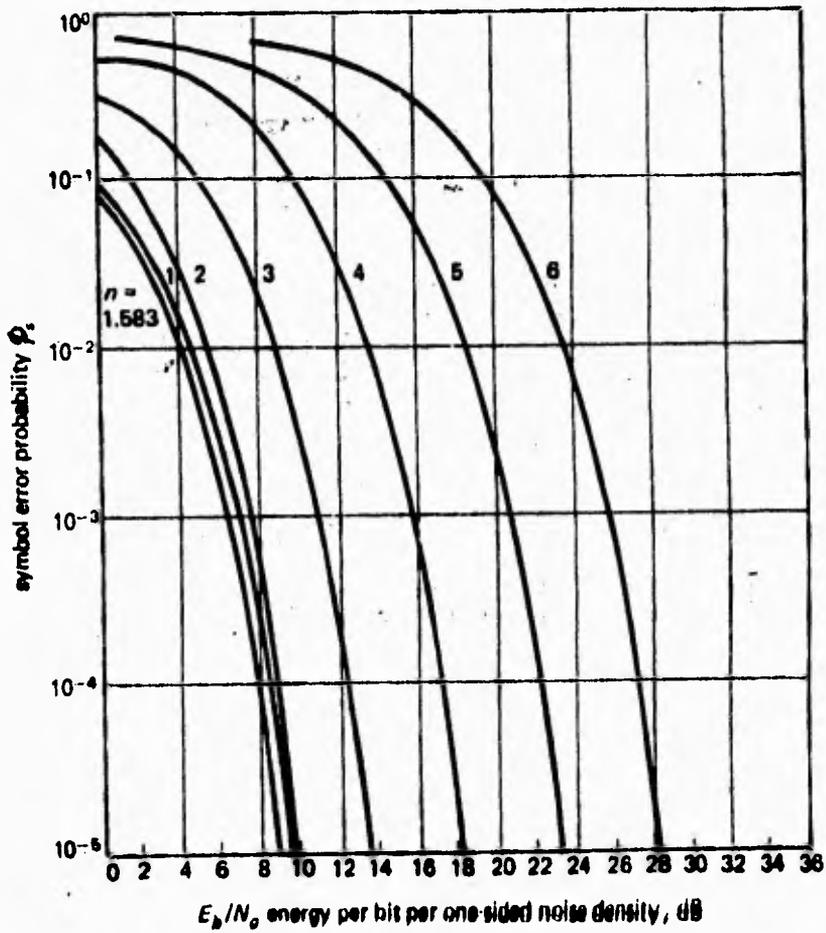


Fig. 11-25 Symbol-error probability Φ_s for matched filter detection of MPSK where $2^n = M$

Gráfica de comparación de detección coherente de MPSK (curva sólida) con detección coherente diferencial MDPSK (curva punteada) para varios valores de M :

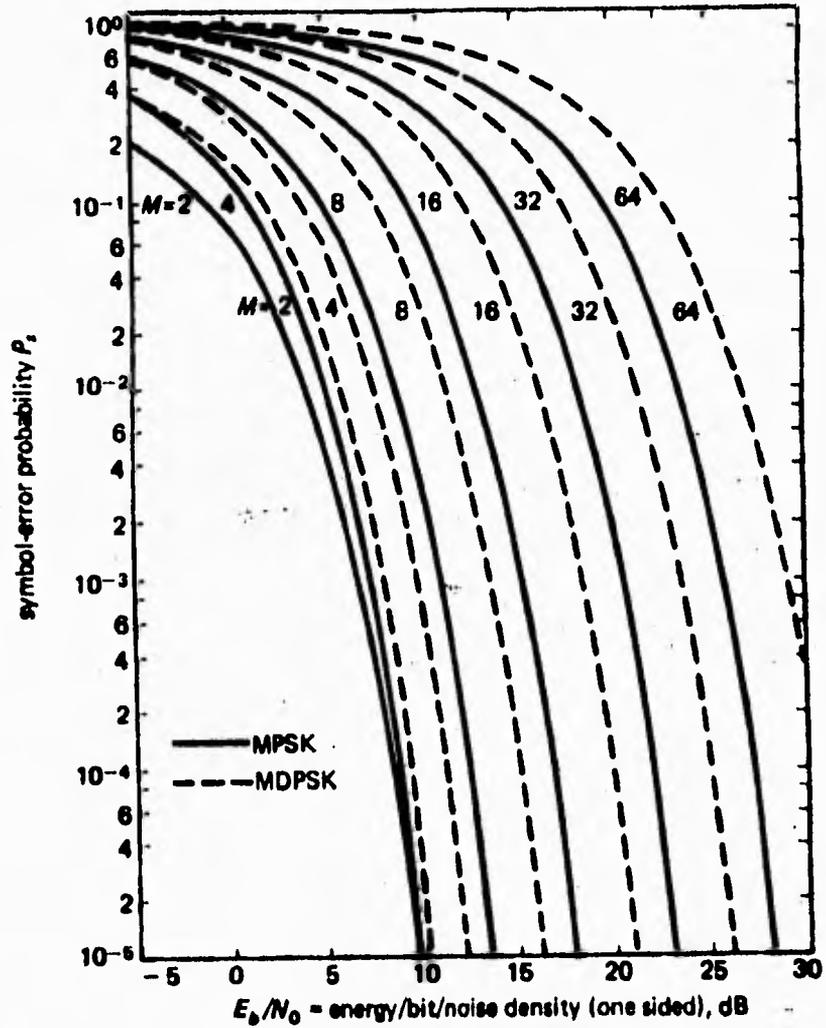


Fig. 11-29 Comparison of coherent detection of MPSK (solid curve) with differentially coherent detection of MDPSK (dashed curve) for various values of M ; signal phase shifts are in increments of $2\pi/M$ rad.

Gráfica de probabilidad de error para detección coherente diferencial (DCPSK) para varios valores de frecuencia normalizada a un bit con duración T seg.

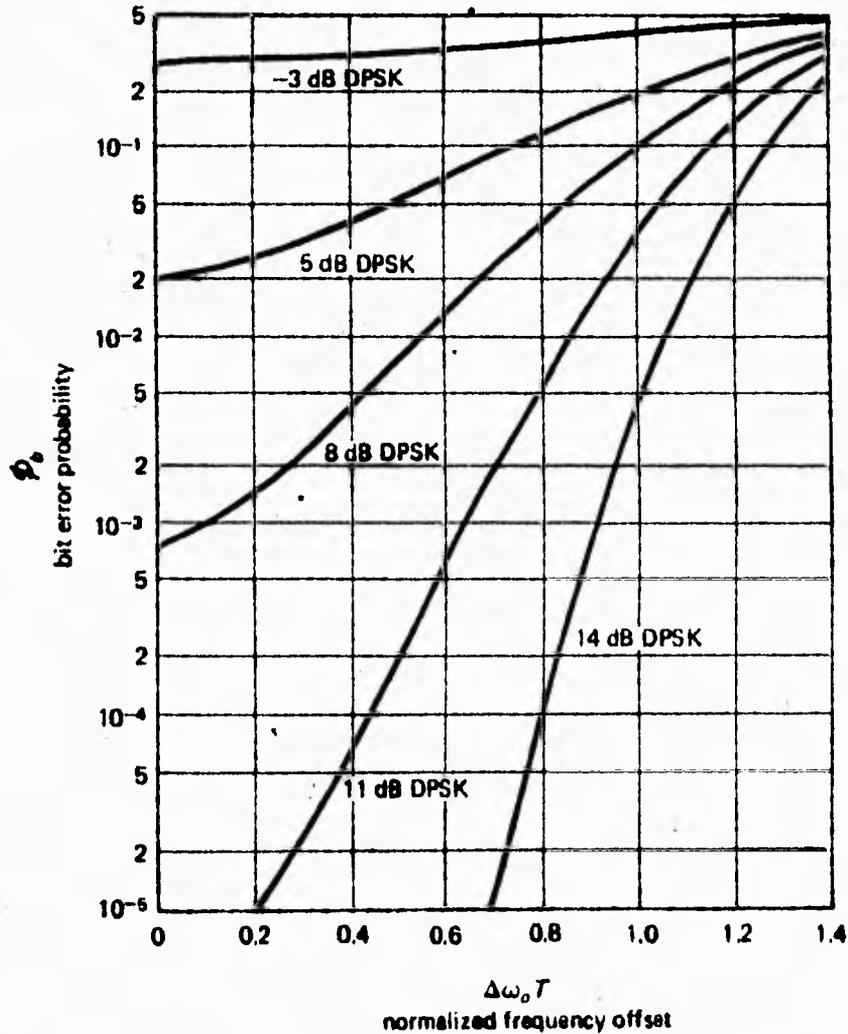


Fig. 11-30 Bit error probability for differentially coherent detection of PSK(DCPSK) for various values of frequency offset $\Delta\omega_0 T$ normalized to bit duration T sec [From Henry, 1970]

Gráfica de probabilidad de error para detección coherente diferencial (DCPSK) para varios valores de frecuencia normalizada a un bit con duración T seg.

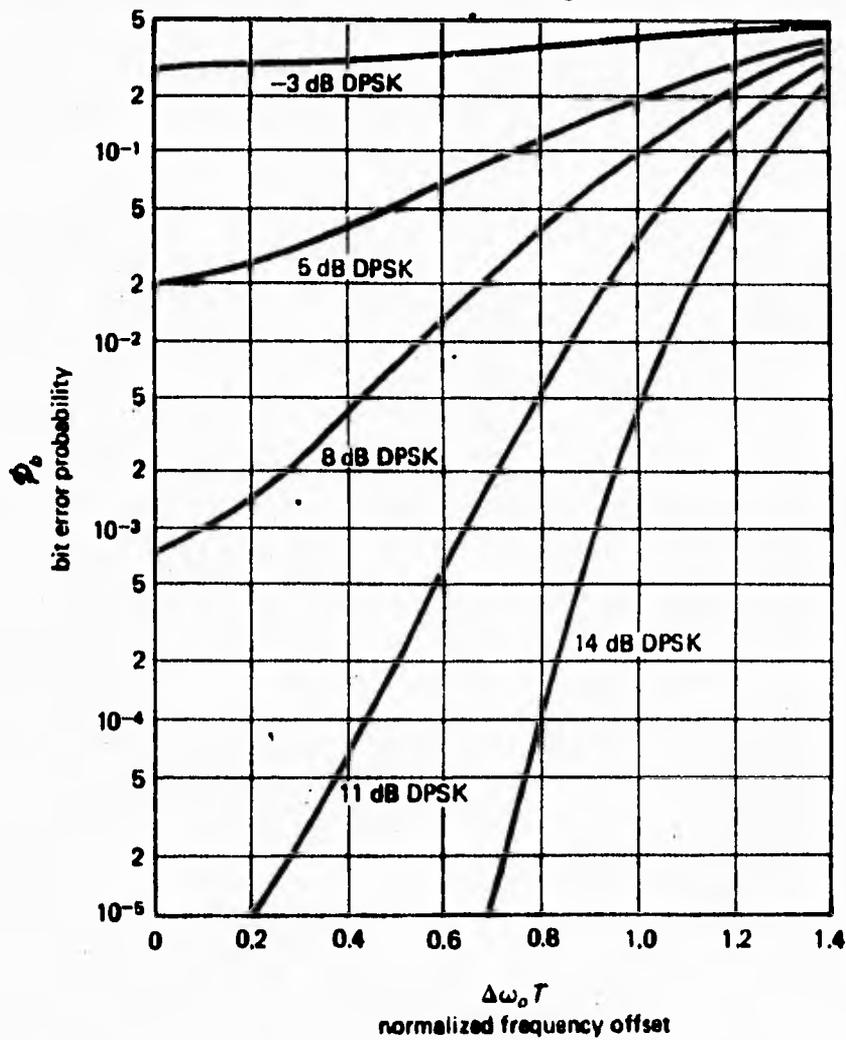


Fig.11-30 Bit error probability for differentially coherent detection of PSK(DCPSK) for various values of frequency offset $\Delta\omega_0 T$ normalized to bit duration T sec [From Henry, 1970]

Gráfica de comparación entre un sistema M-PSK con un sistema ideal.

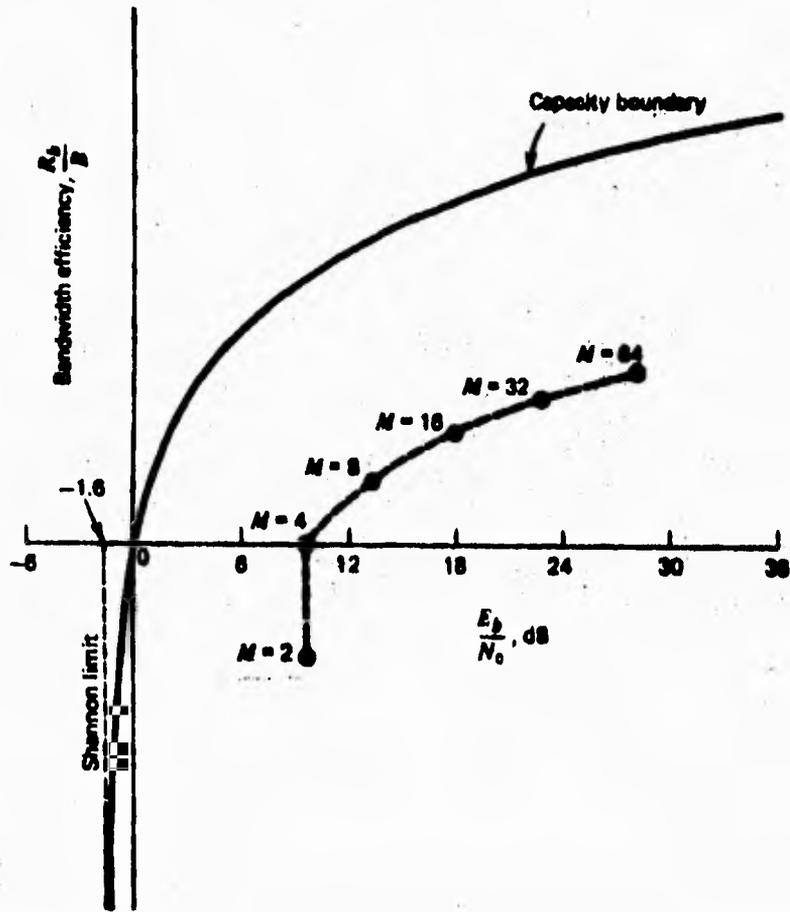


Figure 7.33 Comparison of M-ary PSK with the ideal system.

Gráfica de curvas de tasa de error para M-PSK.

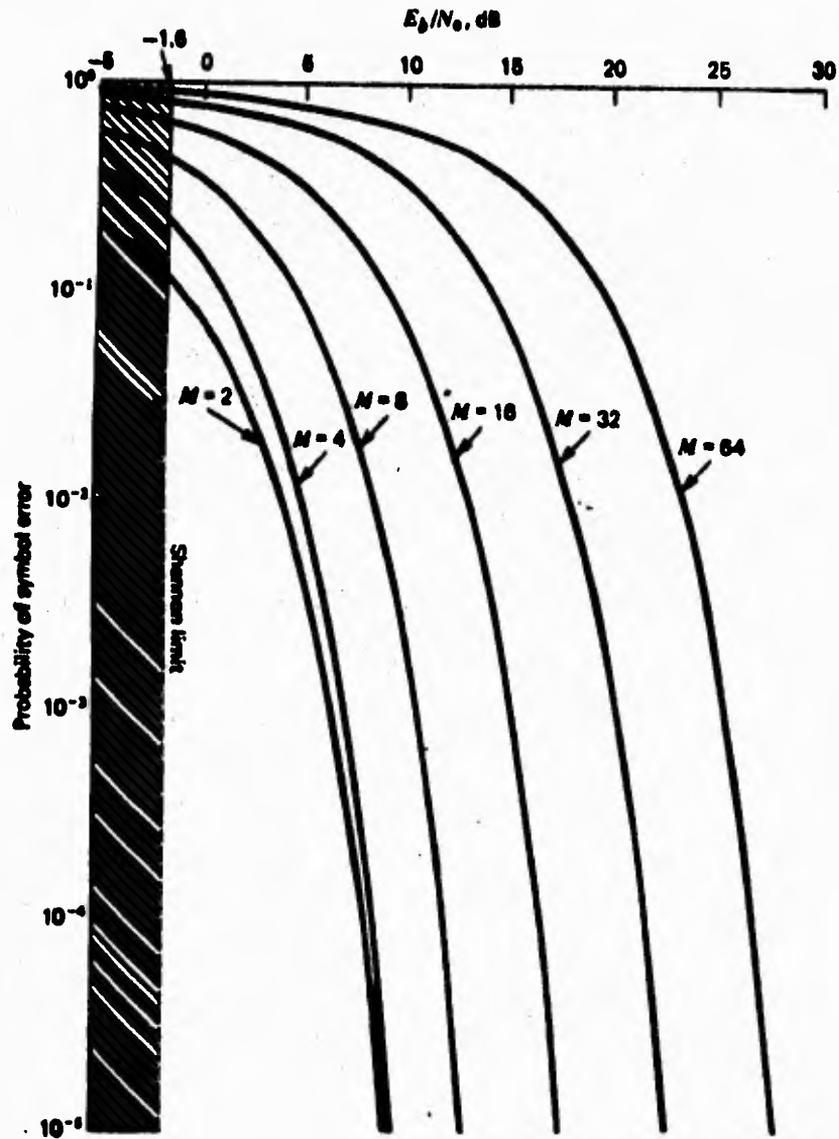


Figure 7.34 Error-rate curves for M-ary PSK.

Gráfica de comparación de un sistema M-FSK con un sistema ideal.

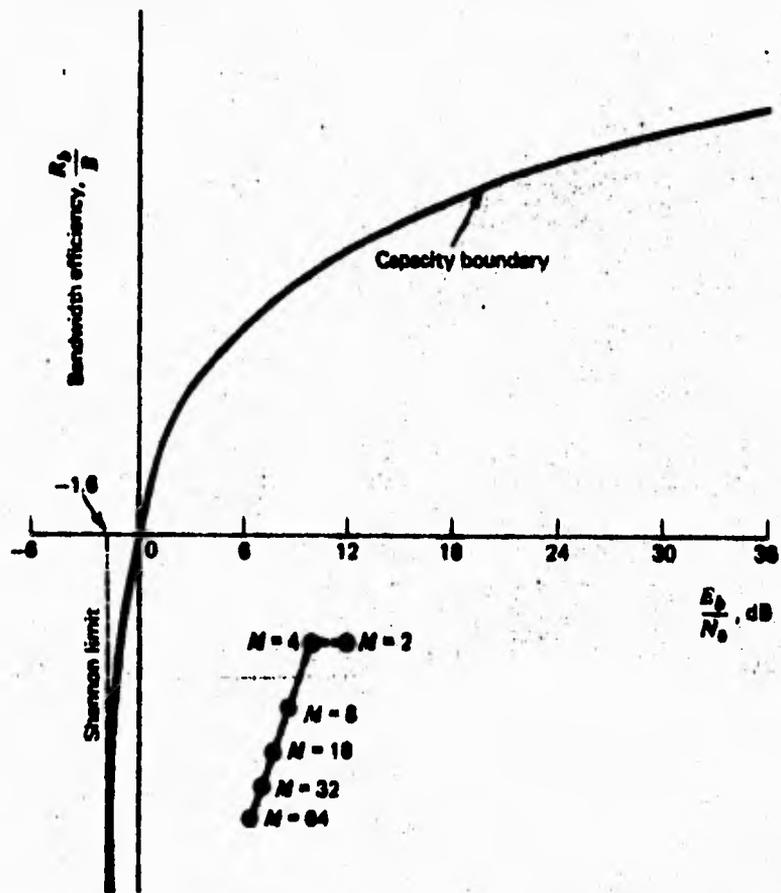


Figure 7.35 Comparison of M-ary FSK with the ideal system.

Gráfica de curvas de tasa de error para un sistema M-FSK.

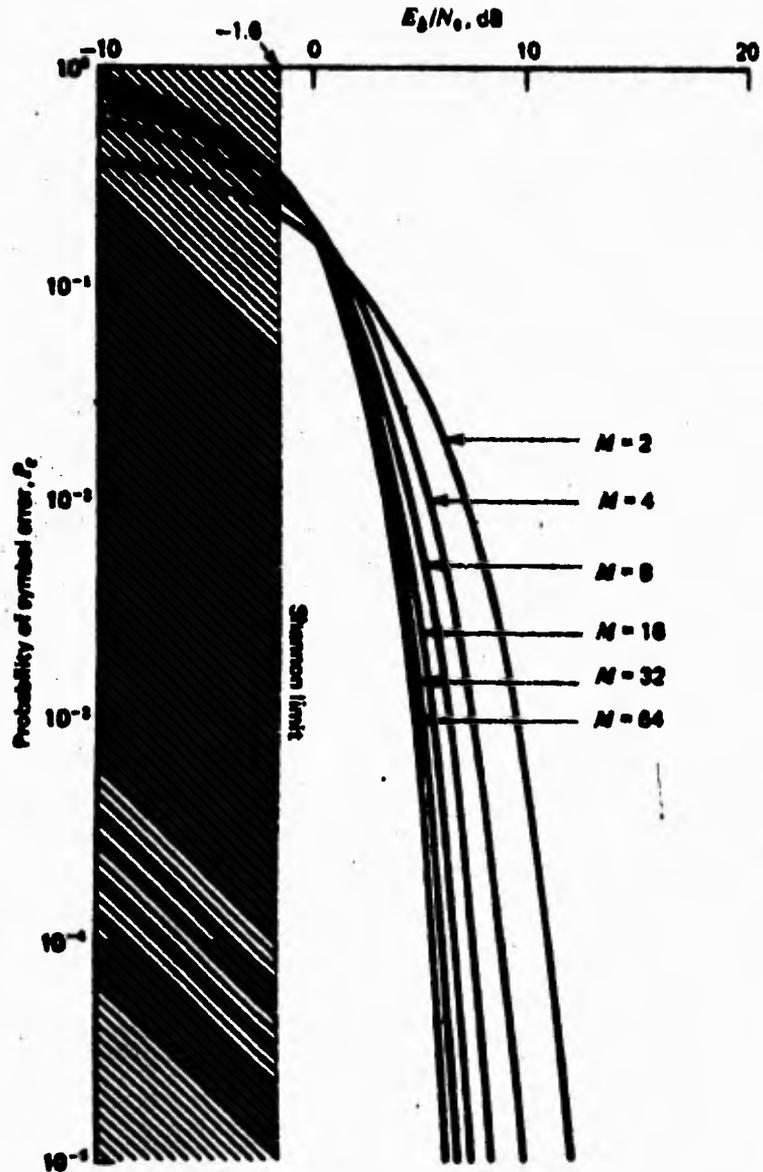


Figure 7.36 Error-rate curves for M-ary FSK.

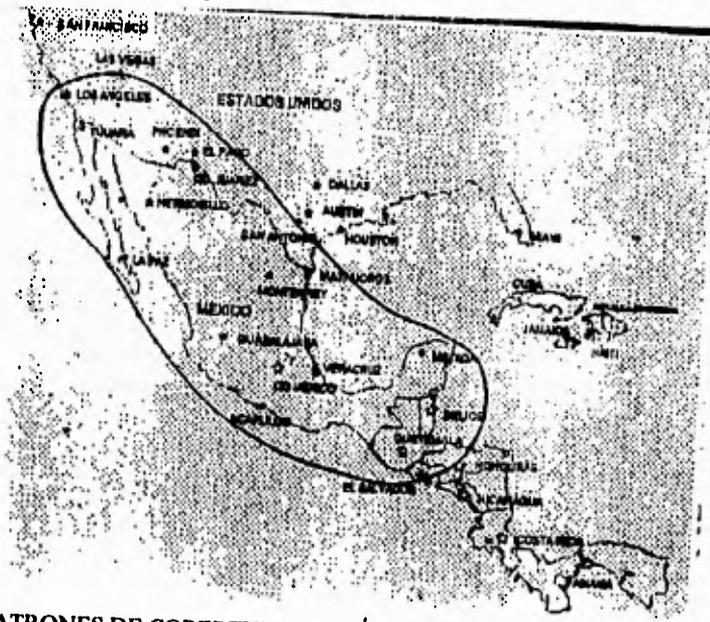
APENDICE C

PIRE DE LOS SATELITES MORELOS Y SOLIDARIDAD

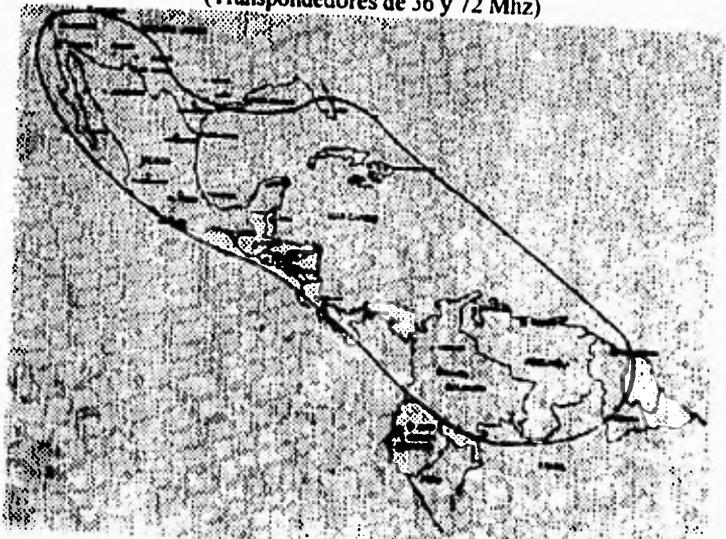
APENDICE C

PIRE DE LOS SATELITES MORELOS Y SOLIDARIDAD

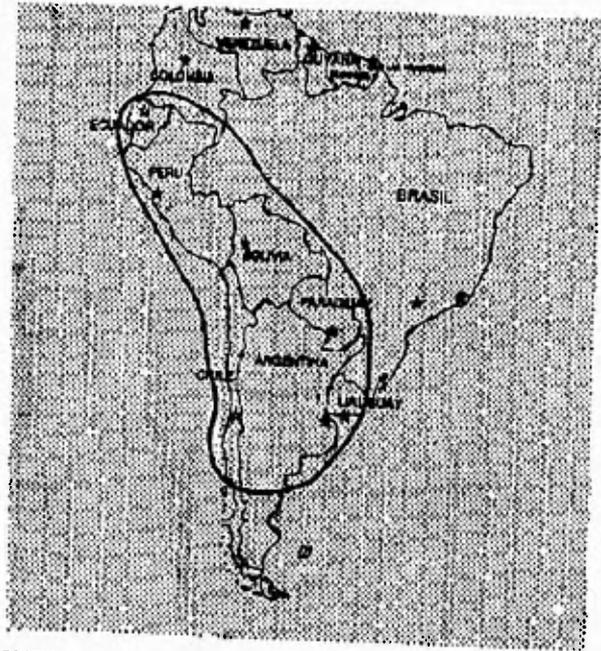
SATELITE MORELOS



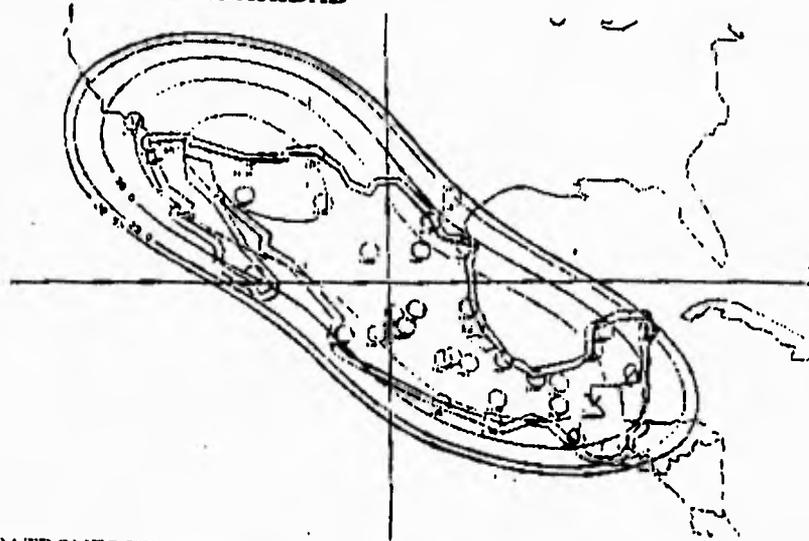
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA C EN LA REGION 1
(Transpondedores de 36 y 72 Mhz)



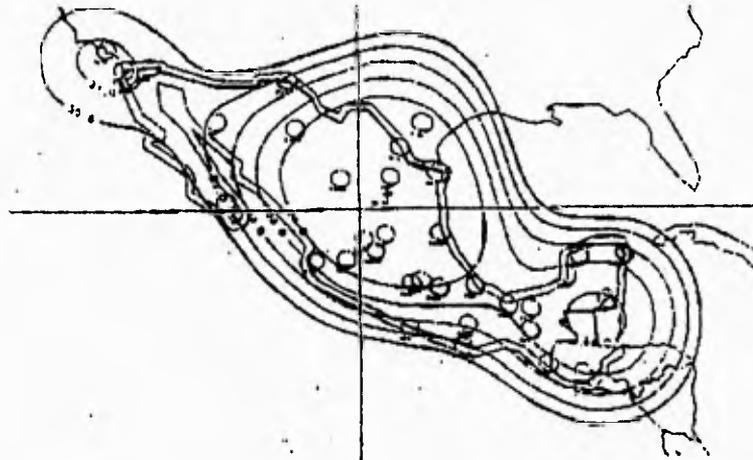
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA C EN LA REGION 2



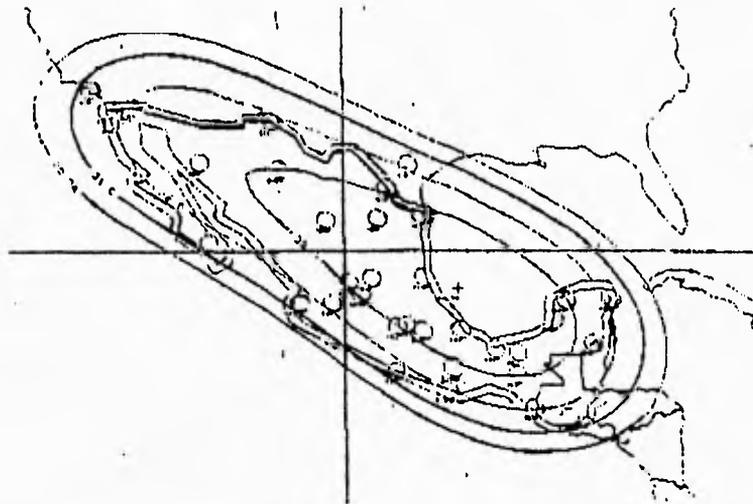
**PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA C EN LA REGION 3
SATELITES SOLIDARIDAD**



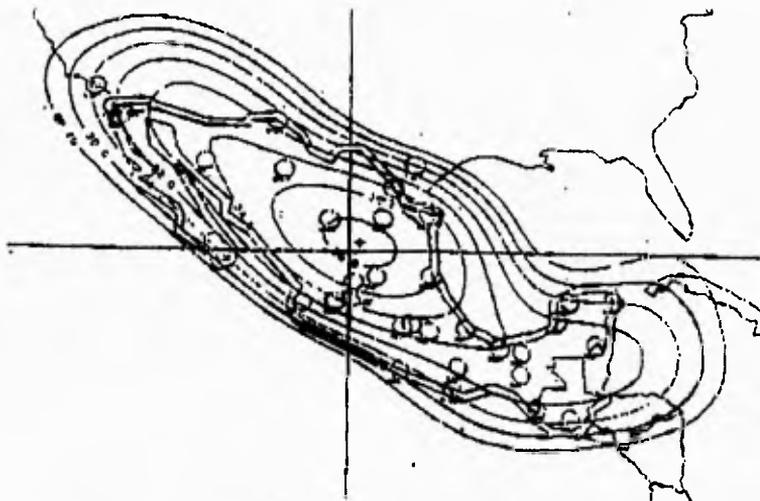
PATRONES DE COBERTURA BANDA C REGION I TRANSMISION VERTICAL



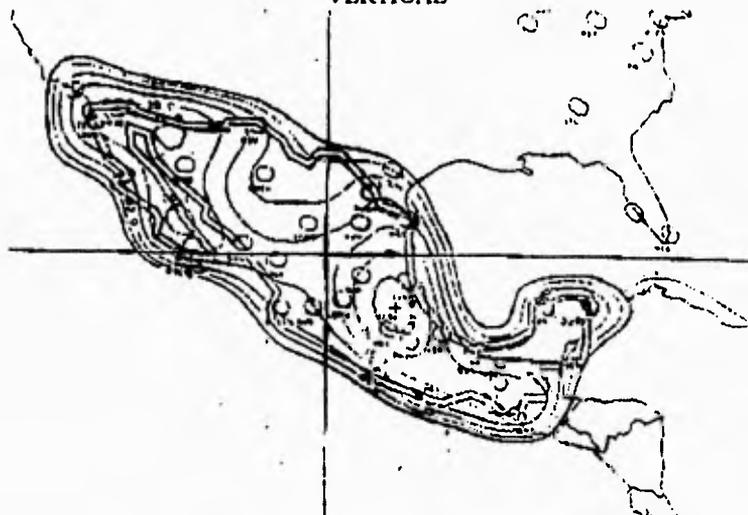
PATRONES DE COBERTURA BANDA C REGION I RECEPCION HORIZONTAL



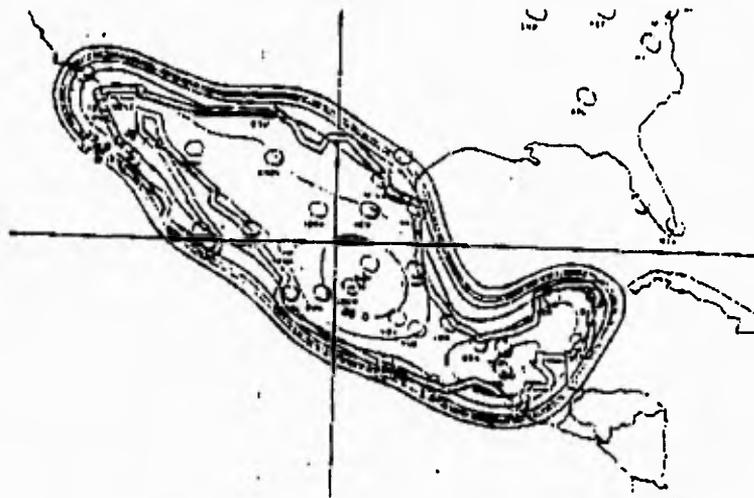
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA C REGION I TRANSMISION HORIZONTAL



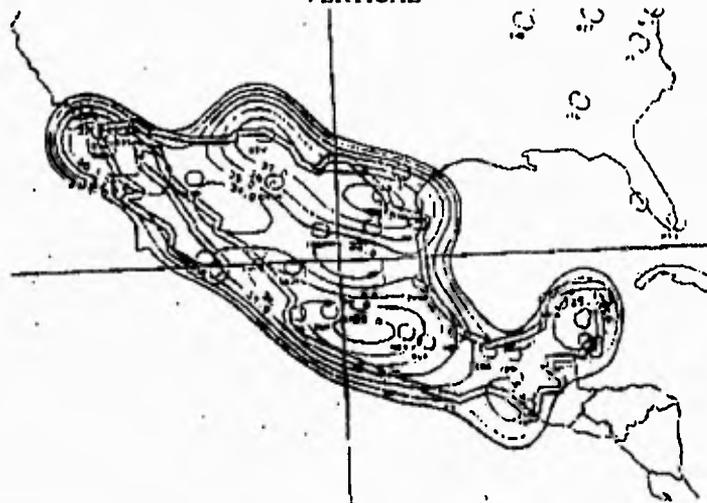
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA C REGION 1 RECEPCION VERTICAL



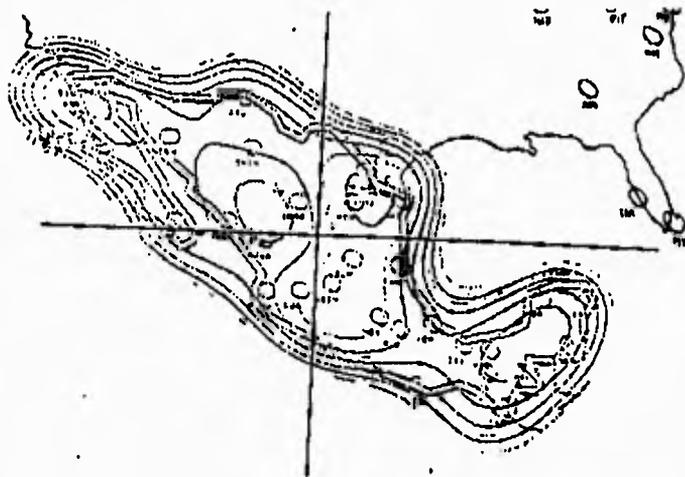
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA Ku REGION 4 RECEPCION VERTICAL



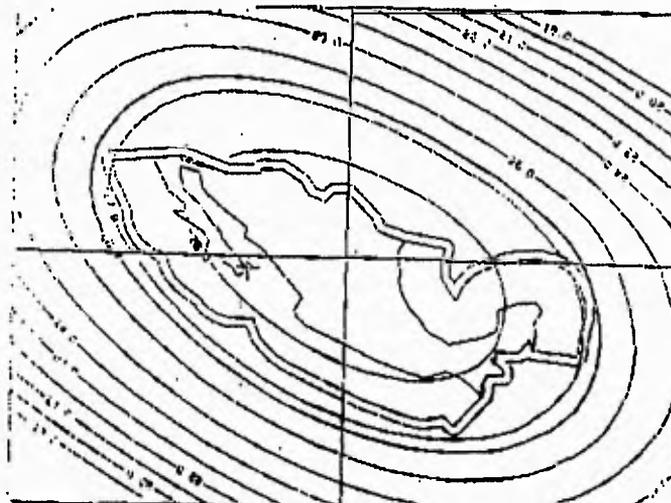
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA Ku REGION 4 TRANSMISION VERTICAL



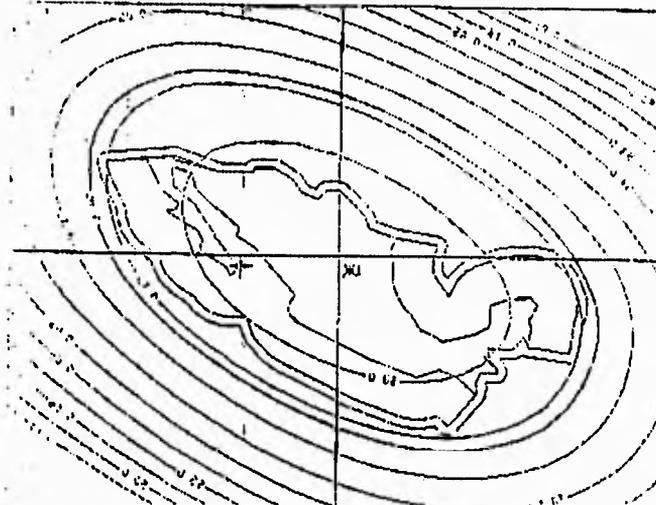
PATRONES DE COBERTURA BANDA Ku REGION 4 RECEPCION HORIZONTAL



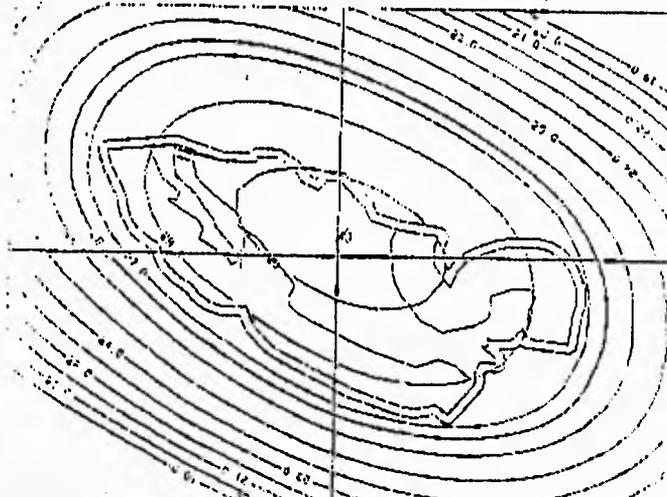
PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA Ku REGION 4 TRANSMISION HORIZONTAL.



PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA L J1 (1527.0 Mhz)



PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA L J1 (1542.0 Mhz)



PATRONES DE COBERTURA PARA LA BANDA L J1 (1658.0 Mhz)

BIBLIOGRAFIA

DIGITAL SATELLETE COMMUNICATIONS

Tri T. Ha
Macmillan Publising Company.
U.S.A. 1986

SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS

B.G. Evans
IEE Telecommunications Series
Reino Unido, 1987

SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS ENGINEERING

Wilburg L. Pritchard/Joseph A. Sciulli
Prentice Hall
U.S.A. 1986

APUNTE DEL CURSO "TELECOMUNICACIONES VIA SATELITE"

Ing. Victor Marcelo Anaya Fernández/ et al
Educaación Continua. Fac. de Ingenierfa, UNAM
México, D.F. 1987

TELECOMUNICATIONS TRANSMISION ENGINEERING

Belcore
U.S.A. 1990

COMPUTER NETWORKS

Uyless Black

Prentice Hall

U.S.A. 1987

DIGITAL COMMUNICATIONS

Edward A. Lee / David G. Messerschmitt

D. Kluwer Académica Publisers

U.S.A. 1990

DIGITAL AND DATA COMMUNICATIONS

Vincent F. Alisouskas / Wagne Tomasi

Prentice Hall

U.S.A. 1985

GLOSARIO DE TERMINOS

FDMA	Acceso Múltiple por División en Frecuencia
TDMA	Acceso Múltiple por División en Tiempo
CDMA	Acceso Múltiple por División de Código
FATMA	Acceso Múltiple por División de Tiempo y Frecuencia
GHZ	Giga Hertz (10^9 Hz)
MHZ	Mega Hertz (10^6 Hz)
TWTA	Tubo de Ondas Progresivas
MCPC	Canales Múltiples por Portadora
SCPC	Canal Único por Portadora
DAMA	Acceso Múltiple por Asignación de Demanda
PIRE	Potencia Isotrópica Radiada Equivalente
C/N	Relación Portadora a Ruido de la Señal
LNA	Amplificador de Bajo Ruido
G/T	Relación Ganancia a Temperatura mejor conocida como Figura de Mérito

dB	decibeles
K	Constante de Boltzman (1.38×10^{-23} Joule /K = -228.6 dB)
λ	Longitud de onda
RF	Radio Frecuencia
ET	Estación Terrena
UHF	Banda de frecuencias Ultra Altas
SHF	Banda de frecuencias Super Altas
ASK	Manipulación por Cambio de Amplitud
PSK	Manipulación por Cambio de Fase
FSK	Manipulación por Cambio de Frecuencia
ARQ	Corrección por Repetición Automática
FEC	Corrección Directa de Errores.