



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA
DE MEXICO

ESCUELA NACIONAL DE ESTUDIOS PROFESIONALES
"ARAGON"

FALLA DE ORIGEN

ANALISIS DEL ACCESO DE SEÑALES AL
SATELITE SOLIDARIDAD INTEGRANDO LA
TECNICA SPADE

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL TITULO DE:
INGENIERO MECANICO ELECTRICISTA
P R E S E N T A:
JOSE CORTES AYALA

ASESORADA POR:
ING. DONACIANO JIMENEZ VAZQUEZ





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 está 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.

Dedico el presente trabajo a mi madre, Matilde Ayala, a quien nunca dejare de agradecer su cariño y apoyo, que me han ayudado a lograr alcanzar mis metas

A la memoria de mi padre José Cortés; vida ejemplar que me ha servido de motivación para seguir adelante.

A la memoria de Inés Rodríguez Vázquez, amiga, "hermana" y compañera en la elaboración del presente trabajo.

INDICE

OBJETIVOS	1
INTRODUCCION	2
CAPITULO I PRINCIPIOS BASICOS DE COMUNICACIONES DIGITALES	4
1.1 INTRODUCCION	4
1.2 DIGITALIZACION	4
1.3 MUESTREO	5
1.4 MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS	6
1.4.1 CUANTIFICACION	6
1.4.2 CODIFICACION	6
1.5 MULTICANALIZACION EN EL TIEMPO PCM	7
1.6 LEY μ Y LEY A	10
CAPITULO II TECNICAS DE MODULACION DIGITAL	14
2.1 MODULACION DIGITAL	14
2.1.1 MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD (ASK)	14
2.1.2 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)	15
2.1.3 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE (PSK)	17
2.1.4 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE EN CUADRATURA (QPSK)	21
2.1.5 MODULACION DE AMPLITUD EN CUADRATURA (QAM)	26
2.2 RELACION ENTRE E_b/N_0 y C/N.	30
CAPITULO III APLICACIONES A LOS SISTEMAS DE SATELITE	32
3.1 NORMAS DEL CCIR Y CCITT	32
3.1.1 RECOMENDACIONES DEL CCIR	34

3.1.2 RECOMENDACIONES DEL CCITT	40
3.2 TÉCNICAS DE ACCESO MULTIPLE	42
3.2.1 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA (FDMA)	43
3.2.1.1 ESQUEMA FDM/FM/FDMA	44
3.2.1.2 CANAL UNICO POR PORTADORA (SCPC)	48
3.2.2 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO (TDMA)	49
3.2.2.1 ESTRUCTURA DEL CUADRO TDMA	51
3.2.2.2 RAFAGAS DE REFERENCIA	52
3.2.2.3 RAFAGA DE TRAFICO	52
3.2.2.4 TIEMPO DE GUARDA	52
3.2.2.5 ESTRUCTURA DE LA RAFAGA TDMA	53
3.2.2.6 ESTACION TERRENA TDMA	55
3.2.3 ACCESO MULTIPLE POR DISTRIBUCION DE FRECUENCIA Y DISTRIBUCION EN EL TIEMPO	57
3.2.3.1 TECNICA TDM/TDMA	58
3.2.4 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE CODIGO	58
3.2.4.1 TECNICA DS-CDMA	59
3.2.4.2 TECNICA FH-CDMA	60
CAPITULO IV EQUIPO DE ASIGNACION POR DEMANDA EN ACCESO MULTIPLE POR CANAL PCM UNICO POR PORTADORA (SPADE)	62
4.1 INTRODUCCION	62
4.2 OPERACION DEL SISTEMA SPADE	63
4.2.1 VENTAJAS DEL SISTEMA SPADE	67
4.3 SATELITE SOLIDARIDAD	67
4.3.1 ESTRUCTURA BASICA DE LOS SUBSISTEMAS	69
4.3.1.1 SUBSISTEMA TERMICO	71
4.3.1.2 SUBSISTEMA DE POTENCIA	71

	INDICE
4.3.1.3 SUBSISTEMA DE CONTROL DE ORIENTACION	73
4.3.1.4 SUBSISTEMA DE PROPULSION	74
4.3.1.5 SUBSISTEMA DE TELEMETRIA Y COMANDO	75
4.3.1.6 ESTRUCTURA BASICA DEL SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES	76
4.3.2 BENEFICIOS DE LOS SATELITES SOLIDARIDAD	78
CAPITULO V ANALISIS DEL ENLACE SATELITAL	79
5.1 FACTORES INCLUIDOS EN EL ANALISIS DE ENLACE	79
5.2 ECUACION BASICA DE ENLACE	80
5.2.1 ECUACION DE ENLACE DE SUBIDA (UPLINK)	87
5.2.2 GANANCIA Y POTENCIA DE SALIDA DEL SATELITE	88
5.2.3 ECUACION DE ENLACE DE BAJADA (DOWNLINK)	90
5.3 RUIDO DE INTEMODULACION	92
5.4 INTERFERENCIAS QUE AFECTAN A UN ENLACE SATELITAL	96
5.4.1 INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF CROSS-POLARIZADOS	97
5.4.2 INTERFERENCIA DE LOS SISTEMAS DE SATELITE ADYACENTES	98
5.4.3 INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF ADYACENTES	100
5.5 MARGENES DE ATENUACION DEL ENLACE DINAMICO	101
CAPITULO VI DISEÑO DE UNA RED SPADE A TRAVES DEL SISTEMA DE SATELITES SOLIDARIDAD	103
6.1 INTRODUCCION	103
6.2 CALCULO DE ENLACE	104
6.3 PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA EFECTUAR UN CACULO DE ENLACE	107
6.4 DISEÑO DE LA RED SPADE	108

6.4.1 MEMORIA DE CALCULO	109
6.4.2 RESULTADOS FINALES	118
CAPITULO VII CONCLUSIONES	119
ANEXOS	
A. DEFINICIONES BASICAS PARA LA CODIFICACION DE SEÑALES	120
B. VELOCIDADES BINARIAS JERARQUICAS	125
C. PARAMETROS DEL SATÉLITE SOLIDARIDAD II	126
D. DISTANCIA ENTRE SATÉLITE Y E/T	139
E. PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA ELABORAR UN CALCULO DE ENLACE	142
F. CARACTERISTICAS DEL EQUIPO DE RF	151
BIBLIOGRAFIA	161

OBJETIVOS:

1.- Con el fin de aprovechar al máximo las características de la segunda generación de satélites mexicanos, el presente trabajo propone una red satelital que permita comunicar, a través de canales de voz, a las capitales de centro América de forma rápida y eficaz, utilizando una técnica de acceso que sea capaz de usar estaciones terrenas pequeñas y aproveche de forma eficiente la potencia del transpondedor.

2.- Se propondrá un procedimiento de cálculo de enlace que sea factible de ser automatizado, sin necesidad de utilizar conceptos avanzados de programación.

INTRODUCCION

La historia de la comunicación en México se remonta a 1878, con la instalación de una línea que comunicaba a Palacio Nacional y el Castillo de Chapultepec. En 1882 se establece la Compañía Telefónica Estadounidense-nacional con 300 abonados. La primera conferencia internacional se celebró entre Matamoros y Brownsville en 1883; (se involucró también la Compañía Ericsson). Después de la Revolución, el servicio se expande, con dificultades, debido a que los sistemas de las dos compañías existentes no eran compatibles entre sí. En 1947 se crea Teléfonos de México para unificar ambos sistemas, con 139,000 aparatos. En 1959 Telmex inaugura su edificio de Parque Vía e instala más de 500 teléfonos públicos. Entre 1960 y 70 se incrementa el servicio internacional y se establece el sistema de larga distancia automático (LADA). Hacia fines de dicha década existen 1.5 millones de aparatos que sirven al 29 por ciento de la población.

En 1952 los primeros equipos de microondas llegan a México para interconectar a diversas dependencias de la Dirección General de Telecomunicaciones. En 1954 la Secretaría de Comunicaciones y Transportes instala estos sistemas a gran escala para fines Telegráficos. Las microondas prestan grandes servicios, y la Secretaría mantiene una activa vinculación en su uso con organismos Nacionales e Internacionales, como la NASA.

La radio telefonía celular, por ejemplo, y la comunicación vía satélite se ven realizadas con mayor plenitud gracias a los sistemas de microondas.

El 12 de Octubre de 1968, con la inauguración de los Juegos Olímpicos, entra en operación la estación terrena Tulancingo I, con el satélite ATS. La Tulancingo II entra en servicio en 1980 para canalizar el sistema Telefónico SPADE, 255 circuitos telefónicos y 12 telegráficos. El 17 de Junio de 1985 se lanza al espacio el satélite Morelos I, y con él una nueva época en las comunicaciones de México.

En la actualidad, el sistema de satélites y el Centro de Control, de los satélites Morelos I y II, Walter C. Buchanan complementado por Telecomunicaciones de México, mantienen al país a la vanguardia en este tipo de comunicación.

En México, el sistema de satélites Morelos satisface las grandes necesidades de comunicación que son determinantes para nuestro desarrollo. La

comunicación vía satélite hace llegar a cualquier lugar de la República Mexicana instantánea y confiablemente todos los servicios de telecomunicaciones con lo que se apoya a la industria, el comercio, la ciencia y la educación.

La operación del sistema de comunicación vía satélite significa una amplia modernización, y sobre todo autonomía de las comunicaciones en nuestro vasto territorio.

Con el fin de atender la creciente demanda de servicios en los sistemas de comunicación, se determinó durante 1990 el programa de reemplazo del Sistema de Satélites Morelos por una segunda generación de Satélites Mexicanos.

La segunda generación de Satélites Mexicanos esta compuesta por el Satélite Solidaridad I, que fue lanzado en Noviembre de 1993 y el Solidaridad II que entró en operación en Septiembre de 1994. El Solidaridad I reemplazó al Morelos I. Se impulsó la transferencia de conocimientos a grupos de ingeniería nacionales y a Centros de Educación Superior, por lo que la capacitación de consultores internacionales fue mínima.

Con el Satélite se espera suministrar los servicios de comunicación Nacional, con posibles coberturas regionales hacia países vecinos, como Estados Unidos, Centro y Sudamérica.

Así pues, el presente trabajo tiene por objetivo analizar las posibles opciones para optimizar las comunicaciones internacionales que se presentarán al utilizar el sistema de satélites SOLIDARIDAD.

CAPITULO I

1.1 PRINCIPIOS BASICOS DE COMUNICACION DIGITAL Y TÉCNICAS DE MODULACION

Las señales de banda base utilizadas en el servicio fijo por satélite comúnmente están sujetas a diferentes tratamientos. Estos pueden ser independientes a los métodos de transmisión utilizados en los enlaces de interconexión terrenales o emplearse sólo para la transmisión por el enlace por satélite. En ambos casos el tipo de tratamiento de la banda base influye considerablemente en la calidad de funcionamiento de la red satelital.

En el servicio fijo por satélite existen dos formas para tratar las señales de voz: El tratamiento analógico y el tratamiento digital.

El tratamiento analógico de las señales se refiere a la compansión silábica o a la activación de la portadora por la voz.

El tratamiento digital de las señales de voz comprenden técnicas de codificación para la conversión analógico/digital, así como el control de errores, la compansión y la activación por la voz.

Para nuestros fines nos avocaremos al análisis del tratamiento digital de las señales de voz.

1.2 DIGITALIZACION

El primer paso en la digitalización de una forma de onda analógica consiste en establecer valores discretos de tiempo, durante los cuales la señal de entrada es *muestreada*, el significado eléctrico práctico del muestreo, es tomar valores de la señal analógica a intervalos de tiempos iguales. La señal muestreada es digitalizada y puede ser entonces codificada en cualquier forma equivalente deseada. Los sistemas que implican la transmisión de señales digitalizadas y codificadas se denominan comúnmente sistemas de modulación por codificación de pulsos (PCM).

A partir de aproximadamente 1956, la modulación por impulsos codificados ha sido estudiada exhaustivamente para su aplicación en redes telefónicas ya existentes y otro tipo de señales continuas.

Antes de proceder a la presentación más detallada de los procesos involucrados en un sistema PCM, conviene mencionar someramente, cómo es que pueden aprovecharse estas técnicas digitales en las redes telefónicas. Los factores principales en favor de PCM son:

1. Calidad de la transmisión casi independiente de la distancia. Las señales pueden regenerarse mediante repetidores intermedios en una ruta, ya que la información se lleva en forma de símbolos discretos (pulsos).

2. Aumento de la capacidad de ciertos medios ya existentes. El primer uso comercial del sistema fue en circuitos de enlace telefónicos, en los que la multicanalización en el tiempo fue posible usando pares de cable originalmente destinados para canales telefónicos sin translación de frecuencia.

3. Se logra minimizar considerablemente el ruido y la interferencia mediante códigos apropiados.

4. Se tiene el uso extendido de circuitos digitales en todo el sistema, lo que facilita el tratamiento de la información, inclusive la compatibilidad de diferentes fuentes de información, y diferentes medios existentes. Recuerdese que en última instancia, son sólo bits los que fluyen por el canal de transmisión.

5. Como es conocido, el uso de circuitos normalizados del tipo digital ofrece una gran perspectiva para abatir los costos de fabricación en gran escala.

1.3 MUESTREO

Como se mencionó anteriormente, el proceso usado para obtener pulsos periódicos conteniendo muestras de una onda continua es conocido como muestreo. Este proceso se basa en el teorema del muestreo que especifica:

"Una señal continua que no contenga frecuencias mayores a "B" Hz, está completamente determinada por muestras de la señal tomadas a intervalos de $1/(2B)$ segundos". Esto significa que la frecuencia de muestreo siempre debe ser mayor o igual al doble de la máxima frecuencia de la señal de información. El intervalo $1/(2B)$ segundos se conoce como "intervalo de Nyquist".

La señal continua que es aplicada al equipo PCM transmisor, se hace pasar primeramente por un filtro paso bajas, con el objeto de limitarla dentro de un rango determinado de frecuencia. La señal es desactivada, periódicamente por un interruptor, teniendo a la salida de éste, pulsos que representan la amplitud de la señal muestreada en los instantes de muestreo. Con este proceso se obtiene una señal modulada por amplitud de pulsos (señal PAM).

Cumpliendo con el teorema del muestreo ($f_s \geq 2B$), la señal no sufrirá distorsiones que pudieran en un momento dado, ocasionar traslapes, haciendo de esta manera imposible la recuperación de la señal sin distorsión.

1.4 MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS

El sistema de modulación por impulsos codificados PCM (MIC), es: "una señal continua que es representada mediante una señal discreta".

En el sistema PCM, la onda PAM, obtenida por muestreo, está sujeta a procesos posteriores que son, cuantificación y codificación.

1.4.1 CUANTIFICACION

La cuantificación es el proceso en el que se aproximan los valores de las muestras de la señal, al valor discreto predominante más cercano, esto es, cada "valor muestreado" se compara con una escala de valores previamente determinados (niveles de cuantificación) y se le asigna uno de estos valores según el intervalo en el que esté situado.

Este proceso se realiza generalmente al mismo tiempo que la codificación.

El proceso de cuantificación tiene como resultado inevitable una pérdida de información puesto que es imposible reconstruir la señal analógica original a partir de su versión cuantificada; sin embargo no es necesario transmitir todas las amplitudes posibles que tiene la señal original. Debido al ruido presente durante la transmisión y en el receptor, los circuitos de detección no distinguen las variaciones pequeñas de la señal, nuestro sentido auditivo, por ejemplo en el caso de señal de voz, tiene una capacidad limitada para distinguir las variaciones pequeñas. Son estas limitaciones las que hacen posible la cuantificación.

1.4.2 CODIFICACION

Las muestras cuantificadas de la señal se codifican en grupos de dígitos o pulsos binarios (bits) de amplitud fija. La codificación de las muestras sigue la conocida conversión decimal binaria; por ejemplo en la tabla siguiente se han tabulado los números 0 a 7 en decimal y en binario. Así un sistema PCM de 8 niveles requiere de tres dígitos binarios para la transmisión, 16 niveles requerirían 4 dígitos binarios.

SEÑALES BINARIAS

NIVEL DE AMPLITUD	DIGITOS BINARIOS	SEÑAL BIPOLAR
0	000	-1 -1 -1
1	001	-1 -1 1
2	010	-1 1 -1
3	011	-1 1 1
4	100	1 -1 -1
5	101	1 -1 1
6	110	1 1 -1
7	111	1 1 1

La forma binaria de transmisión, nos ofrece una mayor inmunidad al ruido ya que, la información se tiene por la ausencia o presencia de un pulso. La misión del receptor sólo es reconocer esta ausencia o presencia y decodificarla para obtener la muestra cuantificada de la señal original. La figura 1.1 muestra el esquema a bloque de un sistema PCM.

1.5 MULTICANALIZACION EN EL TIEMPO PCM

La transmisión de muestras de información desde varios canales de señal en forma simultánea a través de un solo sistema con diferentes muestras de los canales, distribuidas secuencialmente en el tiempo, se llama *multicanalización en el tiempo*. La mayor parte de los sistemas de multicanalización en tiempo actualmente en uso son digitales. Esto implica que las señales analógicas se convierten primero al formato digital antes de ser transmitidas en la forma multicanalizada.

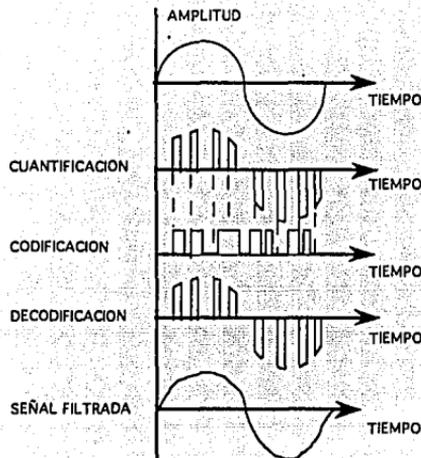


FIGURA. 1.1. MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS

En este sistema PCM de 10 canales, se muestran más bien las amplitudes de los pulsos (PAM) que su forma exacta, en diversos puntos del sistema, no incluyen los pulsos de sincronización. Las señales analógicas de entrada, (conversaciones telefónicas), tienen el ancho de banda convencional (300 - 3400 Hz), y se muestrean con una velocidad de 8000 muestras/segundo.

En la figura 1.2 se ilustra un ejemplo de aplicación de un sistema PCM de 10 canales. Para simplificar el esquema no se incluyen los bloques correspondientes a los circuitos de sincronización, modulación y demodulación.

Según los datos anteriores, los pulsos a la salida del circuito de muestreo (señal multicanal PAM - punto 1) tienen una duración de 125 μ seg. (Intervalo de muestreo). La cuantificación se lleva a cabo en 2 niveles, a intervalos enteros para la simplicidad del ejemplo; los pulsos de la salida cuantificada aparecen también a intervalos de 12.5 μ seg., pero con amplitudes enteras, (punto 2). A continuación, cada pulso cuantificado se codifica mediante

palabras de tres bits, ocupando cada bit un intervalo de $4.2 \mu\text{seg}$. aproximadamente (punto 3). Si se supone que cada pulso ocupa enteramente el intervalo elemental, como se muestra en la figura, los anchos de banda necesarios en los tres puntos serían aproximadamente 80 KHz en el punto 1, 80 KHz en el punto 2 y 240 KHz en el punto 3, siendo este último el ancho de banda del sistema PCM. La inserción de bits adicionales para sincronización requeriría pulsos más angostos y consecuentemente, mayor ancho de banda.

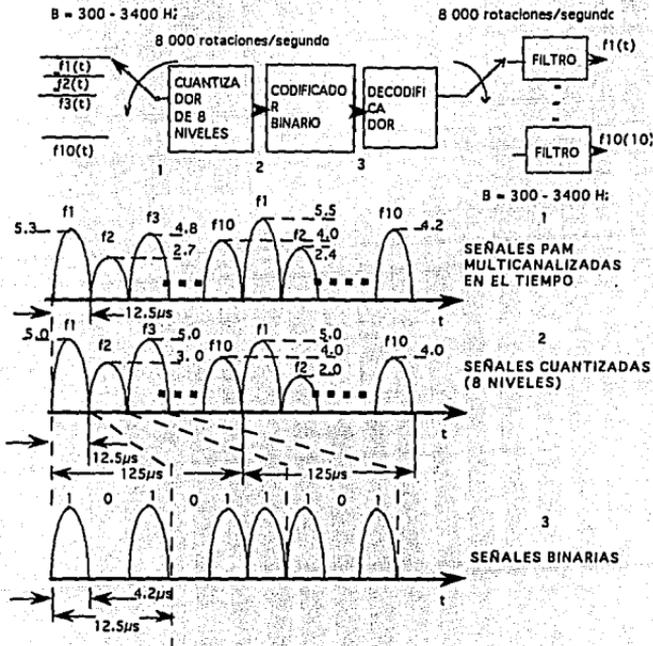


FIGURA. 1.2. SISTEMA PCM DE 10 CANALES

1.6 LEY μ Y LEY A

Como las amplitudes muestreadas derivadas de la señal original son también representadas por números binarios, es necesario limitar el número de valores permisibles. Ya que el utilizar una gran cantidad de valores binarios ocasionaría que se incrementara el ancho de banda.

Esto significa que en la práctica los límites son puestos dentro de una amplitud la cual tendrá un único valor binario localizado por el codificador.

Cuando se realiza la cuantificación el rango de voltaje pico a pico de la señal analógica se divide en intervalos de voltaje, a estos intervalos se le llaman intervalos de cuantificación, cuando los niveles de cuantificación tienen el mismo rango de distribución se les nombra, cuantificación uniforme o lineal.

La señal analógica muestreada se aproxima a un intervalo de cuantificación; ésta aproximación ocasiona una degradación de la señal y a esto se le nombra ruido de cuantificación.

Este ruido de cuantificación disminuye su efecto si incrementamos los niveles de cuantificación.

Cuando las señales (canales de voz), son muy bajas (lo que ocurre más de 50% de las veces), la cuantificación lineal no es suficiente para reducir el efecto del ruido de cuantificación. El ruido de cuantificación es bajo para señales de nivel alto y un ruido alto para señales de nivel bajo.

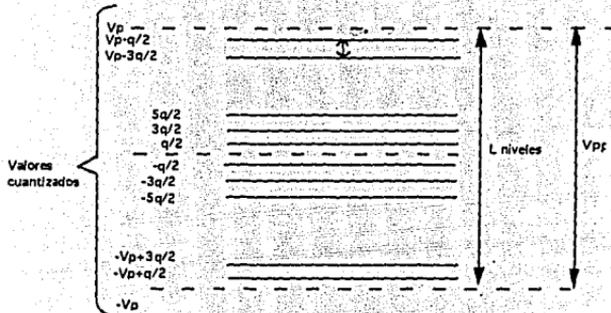
Una solución para las señales bajas sería utilizar una cuantificación no uniforme para reducir el nivel de éstas, pero traería como consecuencia un incremento del ruido de cuantificación para las pocas señales de alto nivel. (ver figura 1.4)

Los estándares telefónicos manejan un gran rango de señales con diferentes niveles debido a la aleatoriedad de la voz. Las distribuciones de amplitud de los niveles de voz ordinarios no son normales, éstas adoptan una distribución exponencial. Generalmente la probabilidad de que ocurra una amplitud muy alta en los niveles de voz es poca, y por lo tanto, no es ventajoso dividir el rango completo de cuantificación en intervalos iguales

Para manejar este rango de niveles se utiliza un compresor logarítmico antes

del cuantificador lineal.

Lo que hace el compresor logarítmico es cambiar la distribución de la magnitud de la señal para que la parte distorsionada que entra al cuantificador no sea de bajo nivel.



Donde: V_p = Voltaje Pico

V_{pp} = Voltaje pico a pico

FIGURA 1.3 NIVELES DE CUANTIFICACION

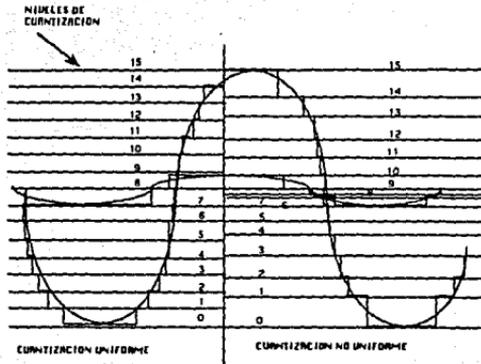


FIGURA 1.4 NIVELES DE CUANTIFICACION

El proceso de compresión puede ser representado por una función característica. En Norte América el proceso de compresión, es representado por la siguiente ecuación:

$$Y = Y_{\text{máx}} \frac{\log((1 + \mu(1x1/X_{\text{máx}})) \text{sgn}X)}{\log(1 + \mu)} \quad (1.1)$$

donde:

$$\text{sgn} \begin{cases} +1 & \text{para } X \geq 0 \\ -1 & \text{para } X < 0 \end{cases}$$

y donde μ es un compresor el cual representa una función de compresión estándar para cumplir con las recomendaciones del CCITT para un sistema de 24 canales, "X" y "Y" representan los voltajes de entrada y salida $X_{\text{máx}}$ y $Y_{\text{máx}}$ son la máxima excursión de los voltajes de entrada y salida respectivamente. En la figura 1.5, se muestran las características de compresión para varios valores de μ . Un valor estándar de μ es de 255. Cuando $\mu=0$ corresponde a una cuantización uniforme, o sea, no hay compresión.

Otra función característica que representa al proceso de compresión, la cual es utilizada en Europa, es la siguiente:

$$Y_{\text{máx}} \frac{A(|X|/X_{\text{máx}}) \text{sgn} X}{1 + \log A} \quad 0 < |X| \leq 1 \quad (1.2)$$

$$X_{\text{máx}} \quad A$$

$$Y = Y_{\text{máx}} \frac{1 + \log(A(|X|/X_{\text{máx}})) \text{sgn} X}{A} \quad 1 < \frac{X}{X_{\text{máx}}} < 1$$

Donde A es un compresor el cual representa una función de compresión estándar para cumplir con las recomendaciones del CCITT para un sistema de 30 canales, "X" y "Y" tienen el mismo significado que en la ecuación (1.1).

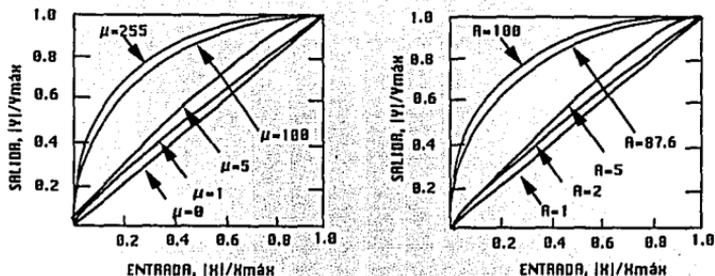


FIGURA 1.5 RESPUESTA DE LOS COMPRESORES DE LA LEY μ Y LEY A

A la ecuación 1.1 se le conoce como Ley " μ " y a la ecuación 1.2 como Ley "A" de compresión.

Originalmente el valor de μ era 100 para una conversión de 7 bits. Ahora se utiliza un valor de 255 para 8 bits, ya que en la práctica un dígito binario es usado para indicar la polaridad de la muestra y los 7 dígitos restantes son utilizados para ambas muestras positivas y negativas. En la Ley A se utiliza un valor de 87.6 para una conversión de 8 bits. Estos valores de μ y A están determinados de acuerdo a la cantidad de ruido permisible en el proceso de cuantización.

CAPITULO II

2.1 TECNICAS DE MODULACION DIGITAL

Así como existen una multitud de técnicas de modulación para señales analógicas, también la información digital se puede imprimir sobre una onda portadora de muchas maneras.

Dado un mensaje digital se puede emplear la modulación por corrimiento de amplitud (ASK) donde la amplitud de la portadora se conmuta entre dos o más valores, o bien la portadora podría manipular la frecuencia o la fase dando como resultado la manipulación por corrimiento de frecuencia (FSK) y la manipulación por corrimiento de fase (PSK). Siendo de estas formas como se envía la información a través del medio de comunicación y llegar al destino deseado. En comunicaciones vía satélite se utiliza principalmente la modulación PSK y en algunos casos la FSK.

Cuando llega a nuestro receptor (demodulador) la información modulada, el demodulador efectúa un proceso que nos permitirá regenerar la información binaria. Cuando el receptor sabe explorar la fase de la portadora para detectar las señales que llevan el mensaje digital, al proceso se le llama detección coherente; cuando el receptor no utiliza la referencia de fase como información para la demodulación, al proceso es llamado detección no coherente. En comunicaciones digitales, el termino demodulación y detección son usados algunas veces indistintamente, aunque demodulación enfatice eliminación de la portadora, y detección incluye el proceso de decisión de símbolo.

La demodulación no coherente se refiere a demoduladores que están diseñados para operar sin conocer el valor absoluto de la fase en la señal que llega; por lo tanto, la estimación de la fase no es requerida. De este modo la ventaja del sistema no coherente sobre el coherente es la reducida complejidad del equipo, y el precio que se paga es el incremento de la probabilidad de error durante la recepción de la información digital, en vez de recibir un "1" recibimos un "0".

2.1.1 MODULACION POR CORRIMIENTO DE AMPLITUD (ASK)

Este es el nombre dado a la modulación por amplitud cuando se utiliza para transmitir señales de datos. Por ejemplo se utiliza para una transmisión por

radar y fue una de las formas más fáciles de modulación digital utilizada en radio telegrafía en los inicios de éste siglo.

Este tipo de modulación no se utiliza normalmente en líneas telefónicas. Por lo tanto, éste tipo de modulación no será tratado a detalle.

2.1.2 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FRECUENCIA (FSK)

La modulación por corrimiento de frecuencia se caracteriza por el uso de dos frecuencias separadas por una diferencia de frecuencia Δf (Hz), en donde este valor corresponde a la desviación de frecuencia Δf , que comparada con la frecuencia portadora f_p , resulta ser pequeña.

En un sistema binario se usan 2 señales cuyas frecuencias son distintas f_1 y f_2 , designadas para una marca ó un espacio (0 y 1 respectivamente) y esta información tendrá diferentes frecuencias con un amplitud constante, figura 2.1.

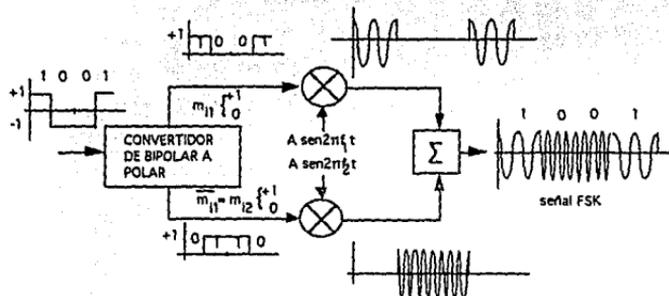


FIGURA 2.1 MODULADOR FSK

Como podemos observar (figura 2.2) el espectro de la onda FSK es igual a la suma de los dos espectros de las ondas de frecuencia f_1 y f_2 .

Como se observa en la figura 2.2 el ancho de banda depende de Δf . Si $\Delta f \gg B$ el ancho de banda tiende a $2\Delta f$. De esta forma se tendrá una gran separación entre los tonos del sistema FSK. En este caso el ancho de banda es virtualmente independiente al ancho de banda de la señal de banda base.

Por otro lado, si $\Delta f \ll B$ el ancho de banda tiende a $2B$, estando en este caso, el ancho de banda dependiendo del ancho de banda de la señal de banda base. Para modular una serie de bits de información en FSK, figura 2.1, se procede a convertir una serie de datos de bipolar a polar y modular cada una de éstas series con una portadora de frecuencia f_1 y f_2 . Posteriormente se suman para formar la señal FSK.

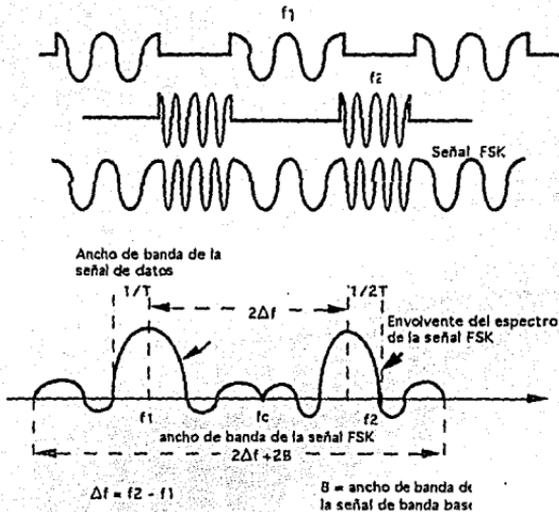


FIGURA 2.2 ESPECTRO DE AMPLITUDES DE UNA SEÑAL FSK

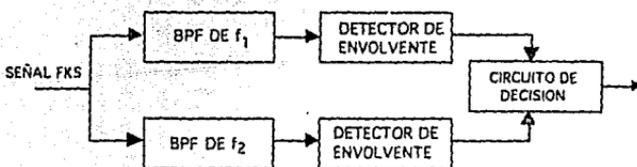


FIGURA 2.3 DEMODULADOR NO COHERENTE FSK

Como la información no está contenida en la fase, el proceso de demodulación que sufre la señal FSK es el de detección no coherente (o también conocido como detección de envolvente.), ver figura 2.3.

2.1.3 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE PSK.

La modulación de fase discreta, conocida como manipulación por corrimiento de fase (PSK) M-aria ($M = 2^n$, $n =$ número de bits de información), es la técnica de modulación digital más frecuentemente utilizada.

El sistema bifásico ó binario PSK (ó BPSK) es considerado la forma simple de PSK ($M=2$). Donde la señal modulada tiene dos estados $m_1(t)$ y $m_2(t)$, dado por :

$$m_1(t) = +C \cos \omega t \quad (2.1)$$

$$m_2(t) = -C \cos \omega t \quad (2.2)$$

Estas señales pueden ser generadas por un sistema tal como el mostrado en la figura 2.4. La señal modulada está dada por:

$$m(t) = b(t) c(t) \quad (2.3)$$

$$m(t) = C b(t) \cos \omega t \quad (2.3.1)$$

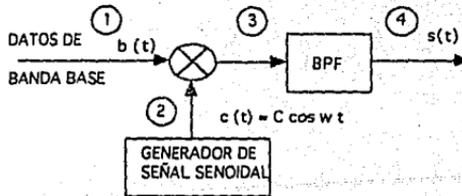


FIGURA 2.4 MODULADOR BPSK

Si $b(t)$ representa una señal binaria de banda base sincrónica teniendo una velocidad de bits, $f_b = 1/T_b$ y niveles -1 y $+1$ entonces la ecuación representa

el antipodal (180°) corrimiento de fase de las señales $m_1(t)$ y $m_2(t)$. De este modo la información es contenida en la fase de la señal modulada, esto es:

$$m(t) = C \cos[\omega_p t + \theta(t)] \quad (2.3.2)$$

donde : $\theta(t) = 0^\circ$ ó 180°

La figura 2.6 se muestra la señal de banda base, $b(t)$, NRZ (voltajes normalizados a +1 y -1 volt) ; la señal portadora $C(t)$, la señal modulada $m(t)$ y la señal filtrada $s(t)$.

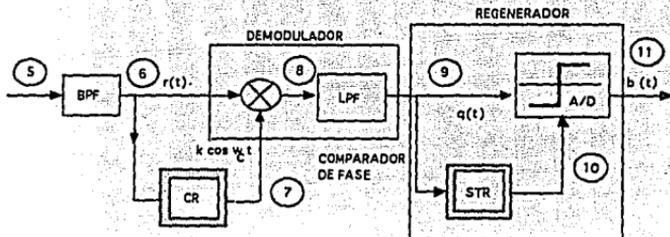


FIGURA 2.5 DEMODULADOR BPSK

Cuando la señal llega a su destino, punto 5, el equipo demodulador cuenta con un filtro pasa banda sintonizado a una frecuencia de FI, $r(t)$, es multiplicada por una señal portadora $k \cos \omega_p t$ (ver figura 2.5) que tiene la misma frecuencia y fase que la señal que se demodulará.

La señal PSK recibida esta dada por

$$m(t) = C_r \cos[\omega_p t + \theta(t)] \quad (2.3.3)$$

donde C_r es la amplitud pico de la portadora modulada. La salida del multiplicador (punto 8 de la figura 2.5) esta dado por :

$$p(t) = r(t) k \cos \omega_p t \quad (2.4)$$

$$p(t) = C_r \cos[wpt + \theta(t)] k \cos wpt \quad (2.4.1)$$

Basandonos en la identidad trigonométrica:

$$\cos \alpha \cos \beta = (1/2) \cos(\alpha - \beta) + (1/2) \cos(\alpha + \beta) \quad (2.5)$$

se obtiene

$$p(t) = (1/2) C_r k [\cos \theta(t) + \cos(2wpt + \theta(t))] \quad (2.4.2)$$

El filtro pasa bajas remueve las componentes espectrales de doble frecuencia. En la entrada del convertidor A/D, analógico/ digital (*threshold comparator*), punto 9, tenemos

$$p(t) = (1/2) C_r k \cos \theta(t) \quad (2.4.3)$$

En la ecuación 2.4.3, $(1/2) C_r k$ representa una ganancia constante, mientras que $\cos \theta(t)$ es la señal de banda base variable en el tiempo. Finalmente el convertidor A/D nos provee de la información digital. Para $\theta(t) = 0^\circ$ ó 180° la señal equivale a un +1 o -1, respectivamente.

En PSK se utiliza la detección coherente ya que la amplitud y frecuencia de la portadora permanecen constantes y lo único que varía es la fase, siendo en ésta donde reside la información transmitida.

Se ha supuesto que la portadora local $k \cos wpt$ está exactamente a la misma frecuencia a la portadora que llega y que se encuentran en fase entre ellas, o sea que están sincronizadas. Si no fuera así, si la señal local se encuentra fuera de fase, la señal que pasa a través del filtro pasa bajas se encontraría atenuada. La atenuación se incrementaría de forma proporcional al defasamiento entre las dos señales $k \cos wpt$ y , provocando que un cero lógico cambie a un 1 lógico. Por tal motivo es importante que la portadora generada localmente, no solo debe ser de la misma frecuencia, sino que también sincronizada en fase. Esta es la razón por la que al método de detección coherente se le llame también detección síncrona.

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

Importar lo que ello cueste.

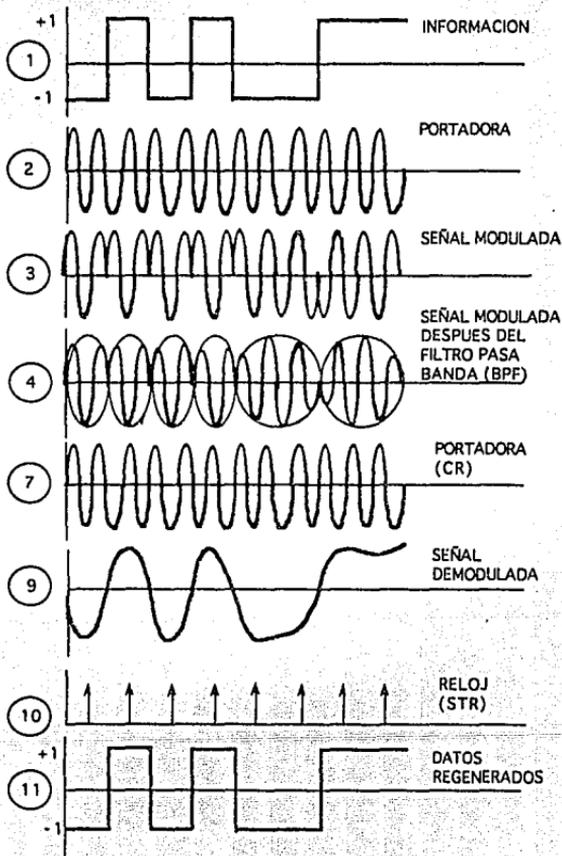


FIGURA 2.6 PROCESO QUE SUFRE LA SEÑAL DIGITAL MODULADA EN BPSK

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

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

2.1.4 MODULACION POR CORRIMIENTO DE FASE EN CUADRATURA QPSK

Si consideramos un sistema en el cual se combinan dos pulsos binarios sucesivos y el resultado es el conjunto de cuatro pares binarios 00, 01, 10 y 11 que se usan para activar una onda senoidal de alta frecuencia con cuatro posibles fases, una por cada uno de los pares binarios, estaremos utilizando una modulación PSK cuaternaria (QPSK) $M=4$ ($M=2^2$).

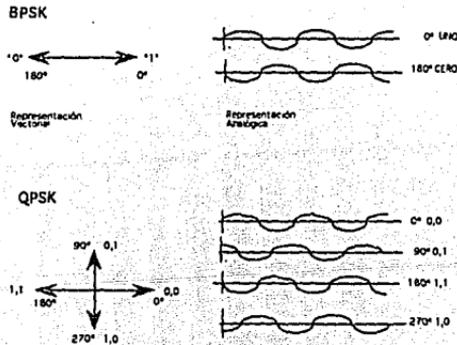


FIGURA 2.7 MODULACION BPSK Y QPSK

En la figura 2.7 se muestra la representación vectorial de la modulación

QPSK. Donde podemos ver que el vector correspondiente a 00 está a 0° , el vector 01 está a 90° el vector 11 está a 180° y el vector 10 está a 270° Como consecuencia de esto, notamos que un cambio de fase de 90° causa únicamente un bit de error y no dos. La representación matemática de este tipo de modulación es:

$$m(t) = C \cos[\omega_p t + \theta(t)] \quad (2.1)$$

Donde:

$$\theta(t) = 0^\circ \quad \text{para } 00$$

$$\theta(t) = 90^\circ \quad \text{para } 01$$

$$\theta(t) = 180^\circ \quad \text{para } 11$$

$$\theta(t) = 270^\circ \quad \text{para } 10$$

Como se observa QPSK representa dos códigos binarios mediante las fases cuadráticas 0° , 90° , 180° y 270° . Mientras que BPSK representa un código binario mediante dos fases 0° y 180° .

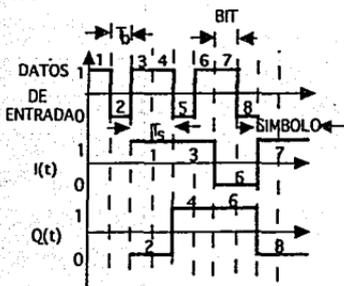
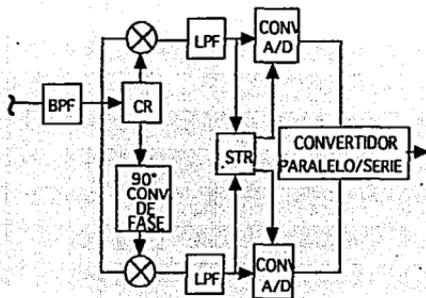
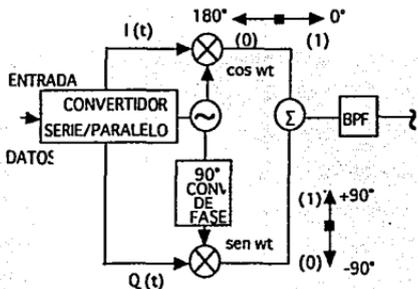
Mediante la elección adecuada de los modems, las señales PSK pueden transmitirse con muy poca degradación, incluso en un canal de satélite no lineal.

La figura 2.8 , muestra un modulador QPSK. El convertidor serie-paralelo cambia la corriente serial binaria (datos de entrada, punto A) en corrientes de símbolos paralelos $I(t)$ y $Q(t)$. Estas dos series de símbolos binarios (baudios) tienen contenida la misma información como la serie de datos originales. Por esta razón la velocidad de información ($f_b = 1/t_b$) de los canales individuales $I(t)$ y $Q(t)$ son la mitad que la serial (señal de entrada). Si la duración de un bit en la señal de entrada (punto A) es T_b la duración de símbolo de $I(t)$ y $Q(t)$ se incrementa a $T_s = 2T_b$.

Posteriormente $I(t)$ y $Q(t)$ pasarán por el mismo proceso que sufre una señal BPSK. Al final se sumarán para ser transmitidas como una señal QPSK, punto B de la figura 2.8.

La figura 2.8 muestra un demodulador QPSK, se observa que las primeras etapas son iguales a las de un demodulador BPSK, la única diferencia es que ahora se cuenta con un convertidor paralelo-serie al final del demodulador.

FIGURA 2.8 MODULADOR-DEMULADOR QPSK



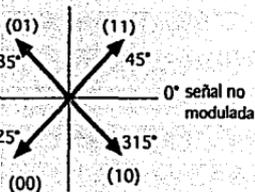
$$T_s = 2 \quad [s]$$

$$\frac{T_s}{T_b} = \frac{1}{T_b} = \frac{2}{T_b} \quad [\text{bits/s}]$$

f_b = velocidad de información

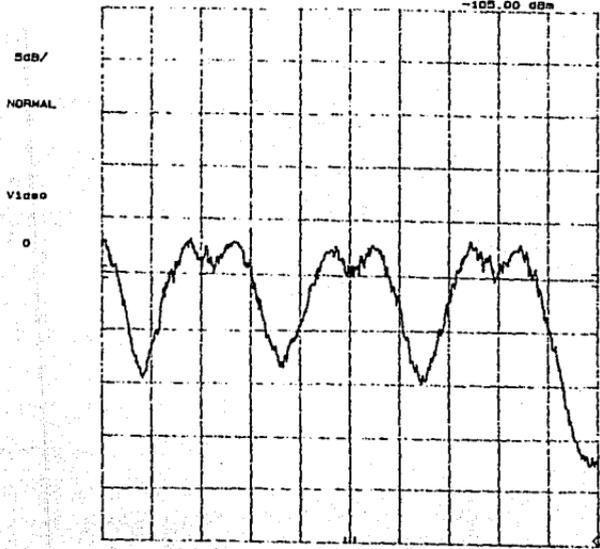
T_b = intervalo de bit

T_s = intervalo de símbolo (baudio)



SISTEMA AUTOMATICO DE MONITOREO DE REDES SATELITALES
SENALES MODULADAS EN BPSK SATELITE SOLIDARIDAD I

Direct 95/10/03 12:34:22
REF -55.0 dBm ATEN 0 dB MKR 3770.89100 MHz
-105.00 dBm



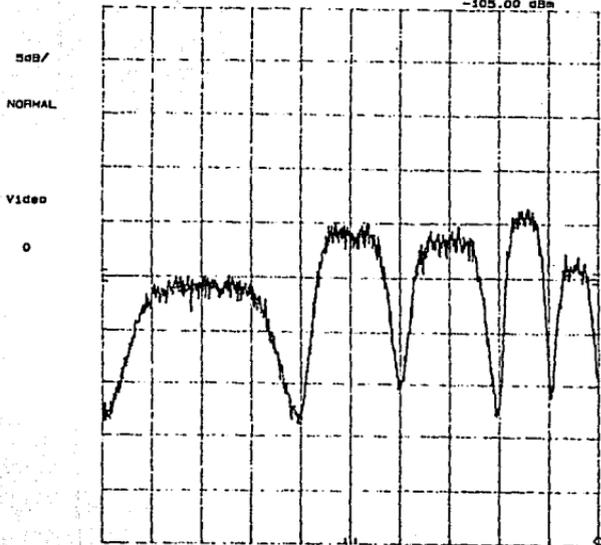
CENTER 3749.200 MHz SPAN 700.000 KHz
RES BW 30.0 KHz VBW 100.0 Hz SWEEP 700 msec

SISTEMA DE SATELITES MEXICANOS

FIGURA 2.9 FORMA ESPECTRAL DE UNA PORTADORA BPSK

SISTEMA AUTOMATICO DE MONITOREO DE REDES SATELITALES
SENALES MODULADAS EN QPSK SATELITE SOLIDARIDAD I

Direct 95/10/03 12:19:51
REF -55.0 dBm ATEN 0 dB MKR 3752.48800 MHz
-105.00 dBm



CENTER 3721.500 MHz SPAN 1.000 MHz
RES BW 10.0 KHZ VBW 100.0 Hz SWEEP 2 sec

SISTEMA DE SATELITES MEXICANOS

FIGURA 2.10 FORMA ESPECTRAL DE UNA PORTADORA QPSK.

Si en BPSK se tiene una velocidad de símbolo igual a la velocidad de bit, $1/T_s = 1/T_b$, y en QPSK una velocidad de bit equivalente a la mitad de la velocidad de símbolo (velocidad de transmisión), $1/T_b = 2/T_s$, se tendrá por ende un ancho de banda menor en QPSK.

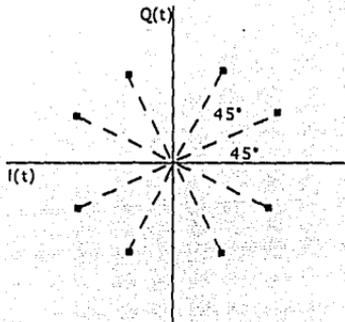
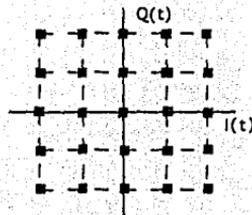


FIGURA 2.11 DIAGRAMA DE UNA MODULACION 8PSK

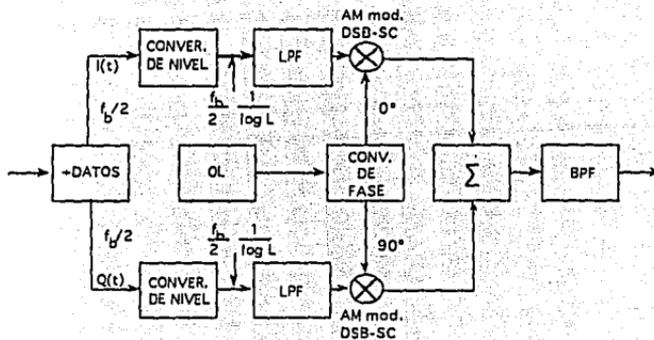
Ahora, si a f_b la dividimos en tres corrientes binarias paralelas, cada una con una velocidad de transmisión de $f_b/3$ (en QPSK dividimos a f_b en $f_b/2$), obtendremos una modulación en 8PSK ($M = 2^3$, donde $n=3$), la figura 2.11 muestra los estados que tiene una modulación 8PSK.

2.1.5 MODULACION DE AMPLITUD EN CUADRATURA QAM

En los métodos de modulación tradicionales, tales como ASK, FSK Y PSK, la información se transmite mediante la variación de tres parámetros amplitud, frecuencia o fase. Haciendo variar dos de tales parámetros simultáneamente puede aumentarse considerablemente la capacidad de transmisión de información por unidad de ancho de banda. Si se eligen la amplitud y la fase como los parámetros variables, el método se denomina: modulación en amplitud en cuadratura QAM. La señal moduladora de entrada se aplica a un espacio vectorial bidimensional representado por la amplitud y la fase de la onda portadora, según puede verse en la figura 2.12(a).



(a)



(b)

FIGURA 2.12 (a) CONSTELACION DE UNA SEÑAL QAM, (b) MODULADOR QAM

Si la fuente binaria de velocidad f_b (ver figura 2.12 b) es conmutada en dos corrientes de símbolos binarios cada una teniendo una velocidad de $f_b/2$ (igual que QPSK). El convertidor 2-L niveles convertirá la corriente de datos

en una señal PAM (modulación por amplitud de pulsos) de "L-niveles", la cual tendrá una velocidad de símbolo de :

$$f_s = (f_b/2) + \log_2 L \quad (2.6)$$

Para una $M=16$ (QAM) la corriente binaria conmutada, será convertida en corriente de datos de 4 niveles ($L = 4$).

El demodulador QAM se muestra en la figura 2.13; como se observa el demodulador es muy parecido al de QPSK, la diferencia es que ahora se tiene un circuito que hace la conversión de L niveles (en el caso de QAM de $L = 4$) a 2 niveles lógicos. El circuito convertidor lógico proporcionará un estado lógico de 1 si, en el instante de la muestra, la señal recibida es tan grande a un nivel de umbral. De otro manera, proporcionará un estado lógico 0.

Pero este tipo de modulación presenta los siguientes problemas, cuando el número de niveles aumenta hace más severo el problema de interferencia entre símbolos. Es evidente que cuando el número de fases distinguibles aumenta, trae como consecuencia que el espaciamento de fase entre las señales se reduzca provocando problemas para distinguir las variaciones de fase.

Si observamos la figura 2.12a podemos intuir que la posición específica de los puntos de las constelaciones depende de la amplitud de las señales. A medida que aumenta la amplitud los puntos se mueven hacia afuera; cuando disminuye, la amplitud se desplaza hacia adentro. Para una potencia fija de transmisión, la ubicación de los puntos está restringida. La única manera de agregar más estados, es agregando estados entre los que ya existen. Pero esto traería como consecuencia que los estados quedaran más próximos, por lo que el ruido y las variaciones de fase producirán errores de detección con mayor frecuencia. Por lo cual en la actualidad el máximo número de estados de QAM utilizado es de 16.

Así mismo si se emplea ésta modulación se necesita, a parte de la mayor complejidad de modems, una mayor linealidad de los amplificadores de potencia. Pero este tipo de modulación nos traería como ventaja manejar altas velocidades en menores anchos de banda que QPSK.

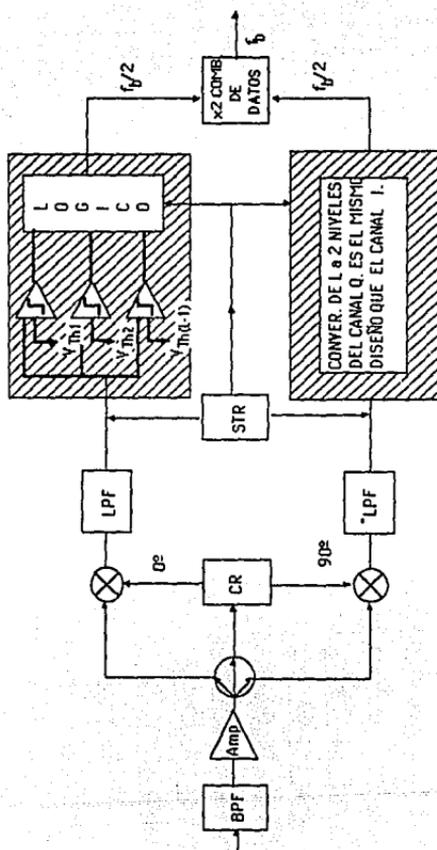
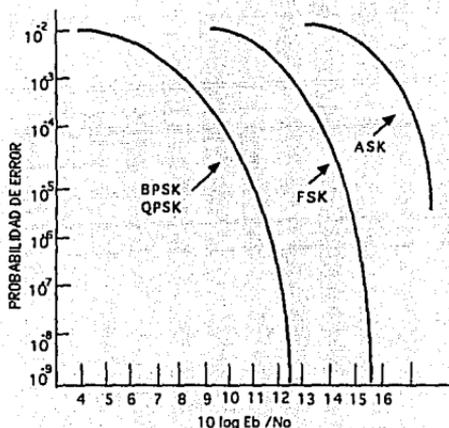


FIGURA 2.13 DEMODULADOR QAM.

2.2 RELACION ENTRE E_b/N_0 y C/N .

La relación de E_b/N_0 es uno de los más frecuentes parámetros usados en sistemas de comunicación digital. Esta razón permite comparar sistemas que tienen velocidad de transmisión variable (baja velocidad, alta velocidad) que operen en varias modulaciones y sistemas de codificación, tanto en canales lineales y no lineales y en un ambiente de interferencia complejo.

FIGURA 2.14 PROBABILIDAD DE ERROR VS. E_b/N_0

La energía de bit, E_b , es obtenida multiplicando la potencia de la portadora, C , por la duración del bit, esto es:

$$E_b = CT_b = C (1/f_b) \quad (2.7)$$

si consideramos a la potencia de ruido N_0 , tendremos :

$$N_0 = \frac{N}{B_w} \quad (2.8)$$

$$E_b = C I_b = C / f_b = C B W \quad (2.9)$$

No N/Bw N/Bw Nfb

$$E_b = C \cdot B W \quad (2.10)$$

No N fb

La E_b/No es igual al producto C/N y la relación ancho de banda de ruido en el receptor y velocidad de bit (Bw/f_b).

A pesar de que la relación E_b/No es utilizada para determinar la calidad del enlace, no son muy comerciales los aparatos de medición que nos permitan determinar su valor, mientras que la C/N es comúnmente medible.

Es fácil del intuir que entre más grande sea E_b/No la potencia requerida se incrementará y por ende la calidad del enlace será mejor. Pero no es necesario incrementar el nivel de potencia ya que podremos obtener una calidad aceptable del enlace si consideramos los conceptos de probabilidad de error y código de corrección de error.

La probabilidad de error (o también llamado BER, bit error rate, tasa de error) nos dice que si en una determinada cantidad de bits de información, que se envíen de un punto a otro, existirá la posibilidad de que se presente un error en la recepción. Esto es, si enviamos 10^6 bits de información, la probabilidad de que un bit sea confundido por otro, será, $1/10^6$ o también 10^{-6} .

De acuerdo a la recomendación del CCIR 522-2 la probabilidad de error aceptable en la transmisión de voz es de 10^{-4} , mientras que en datos será de 10^{-7} (REC. 614 del CCIR).

La probabilidad de error y E_b/No van ligadas, las dos determinarán la calidad de la comunicación, entre mayor E_b/No deseemos utilizar menor probabilidad tendremos de que se presente un error en los bits recibidos en el punto remoto. En la figura 2.14 se observa como la probabilidad de un error es más baja al incrementar la E_b/No . La figura 2.14 nos dice también que al utilizar una modulación BPSK o QPSK nos permitirá obtener una mejor calidad de enlace que si utilizáramos modulación FSK ó ASK. Esta es la razón por la cual en comunicaciones vía satélite se utiliza BPSK y QPSK y no FSK o ASK.

CAPÍTULO III**APLICACIONES A LOS SISTEMAS DE SATÉLITE****3.1 NORMAS DEL CCIR Y CCITT.**

La UIT es un organismo de cooperación internacional fundado en 1865. La UIT es un cuerpo especializado dentro de las Naciones Unidas.

El CCITT (Comité Consultivo Internacional de Telegrafía y Telefonía) es uno de los dos comités técnicos que trabajan en el desarrollo de estándares en cuestiones técnicas, dentro del UIT (Unión Internacional de Telecomunicaciones). El otro, es el CCIR (Comité Consultivo Internacional de Radio).

El CCITT ha apoyado numerosos estándares, sobre todo en el campo de las redes de comunicación de datos, conmutación telefónica, sistemas digitales y terminales. El Departamento de Estado es el organismo norteamericano con voto en el CCITT; aunque existen otros niveles de pertenencia al comité, como, por ejemplo, la RPOA ("Recognized Private Operating Agencies"), que engloba a empresas como AT&T o GTE, y posee un cierto nivel de participación.

La Organización Internacional de Normalización (ISO son sus siglas inglesas) es un cuerpo voluntario. Está integrado por los organismos normalizadores de los diferentes países miembros. En ISO intervienen principalmente los comités de usuarios y los fabricantes, a diferencia del CCITT, en el que están representadas mayoritariamente las compañías telefónicas. El ANSI ("American National Standards Institute") es la principal organización americana representada en ISO.

La Asociación Europea de Fabricantes de Ordenadores (ECMA) se dedica a desarrollar estándares aplicables a las tecnologías informáticas y de telecomunicaciones. No es una organización comercial, como el nombre parece sugerir, sino un grupo de normalización y estudios técnicos. Algunos subcomités de ECMA colaboran activamente con el CCITT y con ISO.

ANSI es una organización que intenta coordinar y clarificar los estándares que se aplican, de forma voluntaria, en Estados Unidos. Además de ser miembro de ISO, ANSI trabaja activamente en el desarrollo de normas para la comunicación de datos.

La Asociación de Industrias Electrónicas (EIA) es una asociación comercial americana que lleva muchos años desarrollando estándares. El más conocido de ellos es el RS-232-C. El EIA publica sus propias normas, y también envía al ANSI propuestas de normas para todo el territorio americano.

El Instituto de Ingenieros Eléctricos Electrónicos (IEEE) también tiene una larga trayectoria en la concepción de estándares. Se trata de una conocida sociedad profesional con representaciones en todo el mundo.

Algunas organizaciones gubernamentales han desempeñado papeles destacados en el desarrollo de normas internacionales. Como comentábamos anteriormente, el Departamento de Estado Norteamericano tiene voto en el CCITT. El NCS (National Communications System) es un consorcio de agencias federales con un gran peso en el sector de las telecomunicaciones. El NCS colabora muy estrechamente con otros organismos como EIA, ISO y CCITT. Uno de sus objetivos es potenciar el peso de estas entidades federales en las decisiones de los organismos normalizadores internacionales. La organización NBS (National Bureau of Standards) también es muy activa en los comités internacionales.

Anteriormente se describieron las funciones de los organismos responsables de desarrollar y publicar las normas relacionadas con las comunicaciones entre ordenadores y terminales. A continuación se da una lista de las organizaciones más importantes:

ANSI	American National Standards Institute 1430 Broadway, New York, NY 10018 Teléfono (212) 354-3300.
EIA	Electronic Industries Association 2001 Eye St., Washington, DC 20006 Teléfono (202)457-4966.
FED-STD	General Services Administration Specification Distribution Branch Building 197, Washington Navy Yard, Washington 20407 Teléfono (703) 472-1082.
FIPS	U.S. Department of Commerce National Technical Information Service

5285 Port Royal Road, Springfield, VA 22161
Teléfono (703) 487-4650.

CCITT Fuera de Estados Unidos
 General Secretariat
 International Telecommunicatios Union
 Place des Nations, 1121 Geneva 20, Switzerland
 Teléfono +41 22 995111
 En Estados Unidos
 United State Department of Commerce
 National Technical Information Service
 5285 Port Road, Springfield, VA 22161
 Teléfono (703)487-4650.

A continuación se mencionara de manera general las recomendaciones del CCIR que debemos tener presente para este trabajo.

3.1.1 RECOMENDACIONES DEL CCIR

Rec. 521-2. Trayecto digital ficticio de referencia para los sistemas del Servicio fijo por Satélite que utilizan la transmisión digital.

La recomendación 521-2 del CCIR menciona que se utiliza un solo circuito de referencia que debe comprender al equipo mostrado en la figura 3.1.

Rec. 552-2. Valores admisibles de la proporción de bits erróneos a la salida del trayecto digital ficticio en los sistemas del Servicio fijo por Satélite que utilizan la modulación por impulsos codificados para telefonía (Rec. 552-2 del CCIR). En esta recomendación se establece la proporción de bits erróneos a la salida del trayecto digital ficticio de referencia (Rec. 521-2) que no exceda a los valores siguientes:

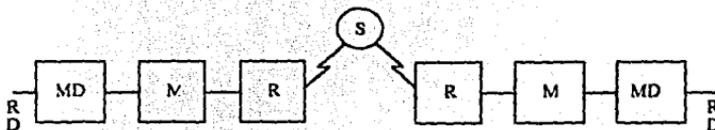
1×10^{-6} ; valor medio durante 10 min, durante más del 20% de cualquier mes.

1×10^{-4} ; valor medio durante 1 min, durante más del 0.3% de cualquier mes.

1×10^{-3} ; valor medio durante 1s, durante más del 0.05% de cualquier mes.

Es importante indicar que estos valores consideran los efectos de ruido de interferencia, ruido de absorción atmosférica y lluvia, no se toma en cuenta el

tiempo de indisponibilidad debida al equipo.



- S: Estación espacial del servicio fijo por satélite o estaciones espaciales de dicho servicio interconectadas por enlaces entre satélites.
- MD: Equipo múltiplex digital (comprendido el equipo TDMA, IDV y LRE, si procede)
- M: Equipo de Modem
- R: Equipo de FI/RF
- TDMA: Acceso múltiple por distribución en el tiempo.
- LDV: Interpolación digital de señales vocales.
- LRE: La codificación a baja velocidad (LRE - Low Rate Encoding)
- RD: Repartidor digital, interconexión con la estación terrena.

FIGURA 3.1 CIRCUITO DE REFERENCIA

Objetivo de disponibilidad para un circuito ficticio de referencia y un trayecto digital ficticio de referencia para telefonía con modulación con impulsos codificados, o como parte de una conexión ficticia de referencia de una red digital de servicios integrados en el Servicio Fijo por Satélite (rec 579-1 del CCIR). En esta recomendación se define la indisponibilidad de un circuito o trayecto digital ficticio de referencia del Servicio Fijo por Satélite (Rec. 579-1 del CCIR). En esta recomendación se define la indisponibilidad de un circuito o trayecto digital ficticio de referencia del Servicio Fijo por Satélite como:

$$\text{Indisponibilidad} = \frac{\text{Tiempo disponible}}{\text{Tiempo requerido}} \times 100 \text{ [\%]}$$

la disponibilidad se define como : $100 - \text{Indisponibilidad [\%]}$

Recomendación 579-1 estipula que la indisponibilidad de un circuito o trayecto digital ficticio de referencia no rebasará el 0.2% de un año, cuando solamente se consideren las interrupciones debidas a los equipos. La indisponibilidad de un trayecto digital ficticio de referencia debida a la propagación no deberá, provisionalmente, rebasar el 0.2% de cualquier mes.

Informe 869-1 del CCIR examina las técnicas de acceso más adecuadas para sistemas de baja capacidad., el cual menciona lo siguiente:

El MDF-FM-AMDF es la técnica convencional normalmente utilizada en el Servicio Fijo por Satélite. Sin embargo, para un número pequeño de canales que operan en un modo preasignado y, si la cantidad de llamadas por unidad de tiempo es baja, no se utiliza eficientemente la potencia del Satélite ni la anchura de banda.

En los sistemas de escasa capacidad, resulta interesante el funcionamiento mediante portadoras monocanal (SCPC) ya que ofrece una considerable flexibilidad y economía en lo que respecta a la potencia de Satélite y a la anchura de banda.

La elección del tipo de modulación en el caso de los sistemas SCPC favorecerá algunas veces a la modulación de frecuencia con compresores expansores y acentuación y otras a los sistemas digitales como la modulación delta o MIC(modulación por impulsos codificados). Actualmente no sería posible optar definitivamente por una u otra y esa elección dependerá de los factores propios de cada caso concreto. (por ejemplo, el costo del equipo, las necesidades de servicio de datos, las condiciones de interferencia, etc.)

Cuando dos estaciones terrenas establecen conexión telefónica solo cuando se necesita para efectuar una llamada entre ellas se estará utilizando la técnica de acceso múltiple por asignación por demanda (DAMA).

Todo sistema que asigna circuitos de Satélite por demanda, utilizará los circuitos y el equipo modulación-acceso de manera más eficiente que si los circuitos están asignados en forma permanente.

Existen dos tipos de control de asignación según demanda. Uno de ellos es el control distribuido, en el que cada una de las estaciones terrenas dispone de equipos de control de igual complejidad. El sistema SPADE emplea este tipo de control de la asignación por demanda. El otro es el control centralizado, en el

que la complejidad del tipo de control de la asignación por demanda se limita a la estación central para obtener una estación terrena de baja capacidad sencilla. En este caso, es necesario un canal de señalización bidireccional para la transmisión y la recepción de la señal de control de la asignación por demanda. Puede disponerse un canal de señalización común utilizando una portadora separada con operación TDMA o FDMA. Esta configuración permite una elevada flexibilidad de control, pero el equipo resulta bastante complicado.

El TDMA es una técnica digital mediante la cual varias estaciones terrenas utilizan el transpondedor de un mismo Satélite sobre la base de la compartición en el tiempo (Rec. 707-1 Anexo I). La portadora en modo de ráfaga transmitida de manera intermitente por una estación terrena no se superpone en el transpondedor con las ráfagas transmitidas por otras estaciones.

El período de trama en los sistemas TDMA se diseña actualmente como un múltiplo entero de $125 \mu\text{s}$, y la longitud de la ráfaga puede modificarse de acuerdo con el volumen de tráfico. La porción de preámbulo contiene las señales de sincronización de trama destinada a sincronizar la ráfaga, y la porción de información que comprende los datos para múltiples destinos.

Recomendación 580. Diagrama que han de utilizarse como objetos de diseño para las antenas de las estaciones terrenas que funcionan con los Satélites Geoestacionarios.

El CCIR,

Considerando

- a) que la utilización eficaz del espectro radioeléctrico es un factor esencial de la gestión de la órbita de los satélites geoestacionarios;
- b) que las características de los lóbulos laterales de las antenas, de las estaciones constituyen uno de los factores principales para determinar la separación mínima entre satélites y, por consiguiente, el grado en que puede utilizarse eficazmente el espectro radioeléctrico;
- c) que el diagrama de radiación de las antenas influye directamente en la P.I.R.E fuera del eje principal de radiación y en la potencia recibida por los lóbulos laterales;

d) que, utilizando las técnicas actuales de diseño puede preverse la construcción de antenas con características mejoradas de lóbulos laterales, pero que sus aplicaciones prácticas pueden entrañar un aumento del costo;

RECOMIENDA POR UNANIMIDAD:

1. En relación con las antenas de estación terrena que funcionan con un satélite geoestacionario, con una relación D/λ superior a 150 :

Que las que se instalen a partir de 1988 tengan como objetivo de diseño el que la ganancia, G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 29 - 25 \log \varphi \quad \text{dBI}$$

(φ es el ángulo, con respecto al eje del lóbulo principal y G la ganancia con relación a una antena isotrópica).

Este requisito debe cumplirse para cualquier dirección fuera del eje que forme un ángulo igual o inferior a 3° con la órbita de los satélites geoestacionarios y para la que $1^{\circ} \leq \varphi \leq 20^{\circ}$, como se indica en la figura 3.2.

2. En relación con las antenas de estación terrena con una relación D/λ entre 11 y 150:

Que las nuevas antenas que se instalen a partir de 1988 tengan como objetivo de diseño que la ganancia, G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 32 - 25 \log \varphi \quad \text{dBI}$$

Que las antenas que se instalen después de 1991 (esta fecha es provisional y se fijará en la XVII Asamblea Plenaria del CCIR teniendo en cuenta las necesidades de los países en desarrollo) tenga como objetivo de diseño que la ganancia, G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 29 - 25 \log \varphi \quad \text{dBI}$$

Estos requisitos deben cumplirse para cualquier dirección fuera del eje que forme un ángulo igual o inferior a 3° con la de la órbita de los satélites geoestacionarios y para la que $1^{\circ} \leq \varphi \leq 20^{\circ}$.

3. En relación con las antenas de estación terrena que funcionan con un satélite geoestacionario, con una relación D/λ inferior a 100 :

Que las nuevas antenas que se instalen a partir de 1989 tengan como objetivo de diseño que la ganancia, G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 52 - 10 \log (D/\lambda) - 25 \log \varphi \quad \text{dBi}$$

Que las antenas que se instalen después de 1991 (esta fecha es provisional y se fijará en la XVII Asamblea Plenaria del CCIR teniendo en cuenta las necesidades de los países en desarrollo) tengan como objetivo de diseño que la ganancia, G, del 90% por lo menos de las crestas de los lóbulos laterales no exceda de:

$$G = 49 - 10 \log (D/\lambda) - 25 \log \varphi \quad \text{dBi}$$

Estos requisitos deben cumplirse para valores de φ comprendidos entre $(100 \lambda/D)$ grados y $(D/5\lambda)$ grados, no siendo este último término inferior a 7° , lo que equivale a un límite inferior del tamaño de la antena de $D/\lambda = 35$. Estos requisitos se aplican a cualquier dirección fuera del eje que formen un ángulo igual o inferior a 3° con la órbita de los satélites geoestacionarios.

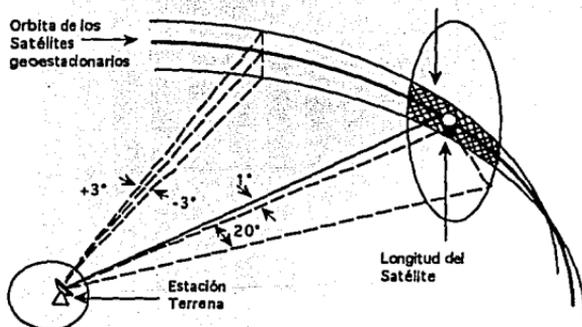


FIGURA 3.2 ZONA ALREDEDOR DE LA ÓRBITA DE LOS SATÉLITES GEOESTACIONARIOS A LA QUE SE APLICA EL OBJETO DE DISEÑO PARA LAS ANTENAS DE ESTACIONES TERRENAS

Nota 1.- Esta recomendación no se aplica a las antenas existentes.

Nota 2.- Esta Recomendación se refiere principalmente a los criterios de compartición de la órbita geoestacionaria. Sin embargo hay que subrayar que la aplicación de esta Recomendación no debe ir en detrimento de las características de la antena que afectan a la coordinación de frecuencias entre el servicio fijo por satélite y los servicios terrenales.

3.1.2 RECOMENDACIONES DEL CCITT

Recomendación G.701 hace referencia a las definiciones básicas necesarias para el manejo de la codificación de señales. Dicha recomendación consta de términos y definiciones propios de la modulación por impulsos codificados (MIC), la multiplexación y los sistemas de transmisión digitales, se incluye en el anexo A una lista detallada de términos, de los cuales, se definen los más usuales para el presente trabajo.

Recomendación G.70 Velocidades binarias de la jerarquía digital

EL CCITT.

Considerando

(a) que las velocidades binarias de la jerarquía digital son las que sirven o servirán de base para los niveles más altos de la jerarquía digital, si tales niveles existen;

(b) que la especificación de las velocidades binarias jerárquicas es necesaria para evitar la proliferación de normas de interfaz en las redes digitales;

(c) que es preferible efectuar la interconexión internacional de los componentes de redes digitales a velocidades binarias jerárquicas.

(d) que al determinar las velocidades binarias jerárquicas hay que tener en cuenta varios factores relacionados con los servicios, los medios de transmisión y la red, como por ejemplo:

- características y método adecuado de codificación de las señales analógicas;
- velocidades binarias de las señales digitales de origen;

- utilización de los medios de transmisión disponibles;
- compatibilidad con sistemas múltiplex analógicos;
- modularidad y flexibilidad en el agrupamiento y encaminamiento de grupos de señales de origen,

Nivel de la Jerarquía digital	Velocidades binarias jerárquicas (Kbit/s) para redes cuya Jerarquía digital se basa en una velocidad binaria de primer nivel de	
	1544 Kbit/s	2048 Kbit/s
	64	64
1	1544	2048
2	6312	8448
3	32064	44736
4	97728	139264

TABLA 3.1. VELOCIDADES BINARIAS JERARQUICAS

Recomienda :

que se utilicen las siguientes velocidades binarias como velocidades binarias jerárquicas en las redes digitales:

En la tabla 3.1 se presentan sólo las velocidades binarias jerárquicas recomendadas para el presente trabajo, con referencia a las Recomendaciones conexas sobre interfaces de red, equipos múltiplex y secciones/sistemas de línea digital.

En el anexo B a esta Recomendación se ofrecen las directrices para las velocidades binarias utilizables disponibles para los servicios.

Para nuestro interés, en el caso de redes que utilizan la jerarquía basada en 2048 Kbits/s, no hay ninguna restricción básica a la utilización de la capacidad total del trayecto digital. Sin embargo, se reconoció que la compatibilidad con las estructuras de trama recomendadas para los diversos niveles de la jerarquía de 2 Mbit/s (por ejemplo, utilización de los mismos esquemas de alineación de trama) podría ser una solución preferida, puesto

que ofrece las siguientes ventajas:

- utilización de los mismos dispositivos de codificación para las aplicaciones conmutadas y no conmutadas;
- control de la calidad de extremo a extremo realizada por la red cuando la entidad de mantenimiento que termina el servicio (por ejemplo, el dispositivo de codificación) no pertenece a la red;
- la posibilidad de realizar otras funciones necesarias de gestión de red, según las aplicaciones.

3.2 TÉCNICAS DE ACCESO MULTIPLE

EL Acceso múltiple es la posibilidad proporcionada a varias estaciones terrenas de transmitir simultáneamente sus portadoras respectivas al mismo transpondedor del Satélite y además buscando un equilibrio entre el ancho de banda y la potencia disponible del transpondedor.

Entre los diversos sistemas de acceso múltiple aplicados actualmente, existen dos tipos fundamentales, FDMA y TDMA.

Los sistemas FDMA ("Frequency Division Multiple Access"), segmentan el ancho de banda de un transpondedor (equipo que se encarga de recibir una señal, amplificarla, cambiarla de frecuencia y retransmitirla) para la transmisión de portadoras múltiples, esto quiere decir, que se pueden acceder varias portadoras con diferente frecuencia al mismo tiempo en un mismo transpondedor. El ancho de banda asociado con cada portadora puede ser tan pequeño como el destinado a un canal de voz de 9.6 Kbps. FDMA puede ser utilizado para transmisiones con modulación analógica, por ejemplo una señal de teleaudición modulada en F.M. ó con modulación digital, ó una transmisión de datos utilizando una modulación BPSK. La cual es frecuentemente utilizada en aplicaciones para redes de datos como son Casas de Bolsa o Bancos.

Los sistemas TDMA ("Time Division Multiple Access"), se caracterizan por la utilización de una frecuencia en la que el ancho de banda asociado con la portadora es en algunos casos el ancho de banda completo del transpondedor. Este ancho de banda es compartido en tiempo por todos los usuarios en una ocupación denominada por "ranuras de tiempo". A pesar de que la ventaja primordial de TDMA es concebida en un sistema que utiliza el ancho de banda

completo del transpondedor, existen casos donde dicho ancho de banda puede ser una fracción del ancho total. TDMA es recomendado exclusivamente en transmisiones que utilizan modulación digital, por ejemplo señales de video, datos y voz codificada.

A continuación se describirán las características principales de estos sistemas de acceso. Así mismo se expondrán las consideraciones de Ingeniería para la selección de un sistema de acceso múltiple y se realizará una comparación de los sistemas de acceso múltiple más utilizados en la actualidad.

3.2.1 ACCESO MULTIPLE POR DIVISION DE FRECUENCIA

El acceso FDMA es el más simple y consiste en la transmisión simultanea de un número diverso de portadoras a diferentes frecuencias con anchos de banda no traslapados.

En el caso de la transmisión de varias portadoras en un mismo transpondedor, se deben utilizar bandas de guarda entre los canales adyacentes para minimizar la interferencia, disminuyendo la eficiencia de utilización del ancho de banda del transpondedor. El tamaño de estas bandas de guarda debe considerar las imperfecciones de los filtros empleados en los transmisores, así como los corrimientos de frecuencia de los osciladores que controlan la operación de los conversores de frecuencia empleados.

En FDMA, la capacidad de ancho de banda de un transpondedor se divide en los siguientes tipos de bandas:

- a) Se puede tener pocas bandas (hasta una portadora por transpondedor de 36 MHz.) de gran capacidad donde cada banda puede manejar un nivel jerárquico del multiplexaje por división de frecuencia con modulación (FDM/FM), o del multiplexaje por división de tiempo con modulación digital (TDM/MPSK).
- b) Se puede tener muchas bandas (con portadoras con un solo canal de voz) cada una de las cuales puede manejar un canal analógico o digital. Este tipo de esquemas se conoce como canal único por portadora (SCPC Single Channel per Carrier).
- c) Se puede tener una mezcla de las dos anteriores categorías.

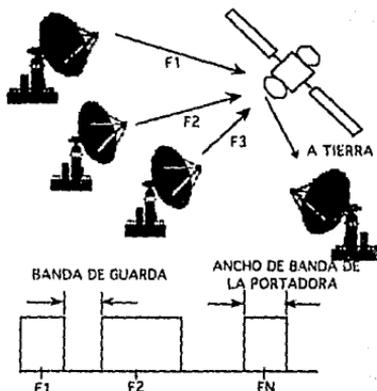


FIGURA 3.3 CONCEPTO DE UN SISTEMA FDMA

La figura 3.3 ejemplifica el uso de un transpondedor por varias estaciones terrenas a través de FDMA.

3.2.1.1 Esquema FDM/FM/FDMA

En la técnica de acceso FDM/FM/FDMA cada estación terrena arregla los canales y grupos de canales de entrada en supergrupos de 60 canales que ocupan una banda base de 256 khz, o bien, grupos de 12 canales con un ancho de banda de 48 khz, cuando los requerimientos de tráfico son menores (figura 3.4). Si es mayor el requerimiento de canales el ancho de banda se incrementará como se muestra en la tabla 3.2.

El súper grupo emitido por una estación A en particular, contendrá canales con destino diferente. Sin embargo, los canales modulan en frecuencia a una portadora en el rango de $70 \text{ Mhz} \pm 18 \text{ Mhz}$ (F1). Después, ésta portadora será convertida a una frecuencia mayor (RF) para ser radiada a través de la antena. Todas las estaciones que reciban señales de la estación A demodulan la portadora y extraen los canales que le corresponden mediante un proceso de filtrado.

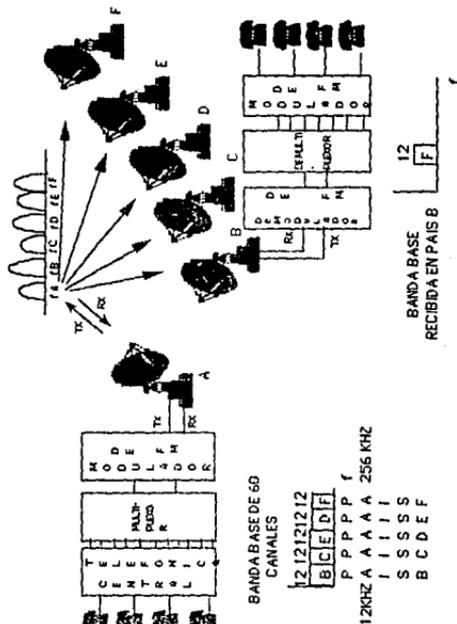


FIGURA 3.4 SISTEMA FDM/FM/FDMA

Al haber varias portadoras presentes en el mismo transpondedor de un Satélite, y debido a la característica no lineal del amplificador de tubo de ondas progresivas (TOP), es necesario operar este último con varios decibeles abajo de su punto de saturación o nivel máximo de potencia de salida. A esta reducción en la potencia aprovechable se le denomina back-off (BO) de salida. Si el amplificador se opera en una región altamente no lineal, se producirán niveles muy altos de productos de intermodulación que afectan significativamente la calidad de las señales amplificadas (ver figura 3.5)

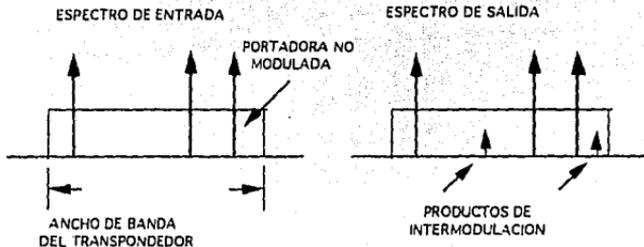


FIGURA 3.5 PRODUCTOS DE INTEMODULACION EN UN TRANSPONDEDOR DEL SATÉLITE

Al observar la característica típica entrada/salida de un amplificador de tubo de ondas progresivas (TOP) (ver figura 3.6) puede notarse que el back-off de entrada no es proporcional al back-off de salida más allá del punto A. Es deseable, operar el transpondedor en la región comprendida entre el origen y el punto A, que representa la región lineal del dispositivo. Por ejemplo, los Satélites Morelos operan con un back-off de salida de 4.5 dB, en banda Ku y 5.8 dB en banda C., para que pueda ser operado utilizando la técnica FDMA.

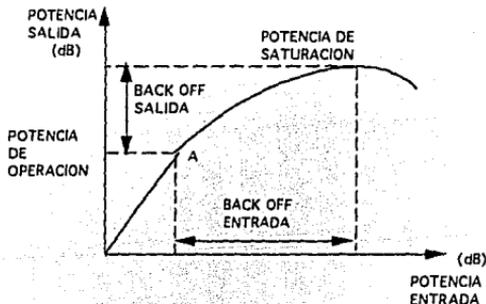


FIGURA 3.6 OPERACION DE UN AMPLIFICADOR DE SATÉLITE.

En los sistemas FDM/FM/FDMA, la capacidad de un transpondedor varía de acuerdo al número de portadoras, lo cual está íntimamente ligado al número de estaciones que accesan al transpondedor.

La Tabla 3.2 muestra la variación del número de canales para un número diferente de portadoras. Como puede notarse la capacidad más alta ocurre cuando se tiene presente solamente una portadora en el Satélite y disminuye a medida que las portadoras en el transpondedor aumentan.

No. DE PORTADORAS	RANCHO DE BANDA POR PORTADORA (MHz)	NUMERO DE CANALES POR PORTADORA	NUMERO TOTAL DE CANALES EN EL TRANSPONDEDOR
1	36	900	900
4	3 DE 18 1 DE 5	132 68	456
7	5	68	420
14	2.5	24	336

TABLA 3.2 No. DE CANALES EN UN TRANSPONDEDOR EN FUNCION DEL NUMERO DE PORTADORAS

Los transpondedores de 36 Mhz, normalmente se opera con portadora de 2.5, 5 ó 10 Mhz, para este tipo de sistemas. También se tiene el caso que se emplee todo el transpondedor por una sola portadora para telefonía (en este caso se tiene acceso único y no múltiple). En el caso de Televisión, se puede tener una portadora con 36 Mhz en acceso único o también, dos canales de TV de 18 Mhz en el mismo transpondedor. En el caso de México, los Satélites Morelos emplean estos dos tipos de canales ya sea de 18 Mhz ó 36 Mhz para difusión de TV.

FDM/FM/FDMA es muy eficiente en el aprovechamiento del espectro en el sentido de que cada enlace entre dos estaciones tiene asignada una frecuencia única que no puede ser utilizada por ningún otro enlace en ningún momento, a

menos que se emplee reutilización de espacio (SDMA) o reutilización de frecuencia. Este es el caso del Sistema de Satélites Morelos que emplean reutilización en frecuencia, en banda C y los Solidaridad en banda C y Ku.

Un sistema FDM/FM/FDMA tiene algunas desventajas como:

- Las estaciones terrenas que se utilizan son muy costosas.
- Las señal de FM del sistema FDM/FM/FDMA consume mucha potencia del transpondedor, ya que, la señal generalmente trabaja en el punto de saturación del transpondedor. La señal del sistema FDM/FM/FDMA puede estar trabajando a su máxima capacidad de canales de voz ó trabajar con muy pocos canales de voz, pero siempre, estará consumiendo la misma potencia del transpondedor.

Debido a lo anterior se estudiaron otros métodos de acceso múltiple por división de frecuencia al Satélite, resultando muy práctico el esquema de un canal único por portadora (SCPC) con asignación fija ó por demanda.

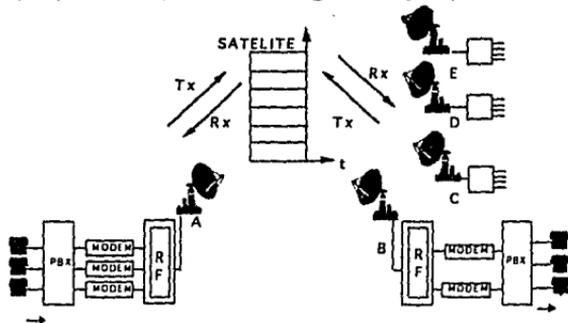


FIGURA 3.7 SISTEMA SCPC

3.2.1.2 CANAL UNICO POR PORTADORA (SCPC-Single Channel per Carrier)

La técnica de canal único por portadora (SCPC) tiene gran aplicación cuando se desea interconectar un gran número de estaciones terrenas de muy baja capacidad o demanda de tráfico y consiste en que cada canal se le asigna una frecuencia portadora de RF, misma que es modulada por la señal en FM o MPSK (M-arias Phase-Shift-Keying). (ver figura 3.7).

Dado que en telefonía las llamadas son aleatorias, el espectro del

transpondedor se puede aprovechar eficientemente si las frecuencias portadoras de RF se asignan temporalmente a las estaciones terrenas, es decir, 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 quizá se le otorgue la misma frecuencia que antes había utilizado la estación A. Como el sistema funciona con base a éste banco de frecuencias y el criterio es dar "servicio a quien pida primero", la técnica recibe el nombre de DAMA (Demand Assignmet Multiple Access o Acceso Múltiple de Asignación por Demanda). Cuando los canales de voz están codificados en PCM (de acuerdo a recomendaciones vigentes del CCITT), la técnica se conoce como SPADE "Single channel per carrier PCM múltiple Access Demand assignment Equipment" (Equipo de Asignación por Demanda en Acceso Múltiple por canal PCM único por portadora).

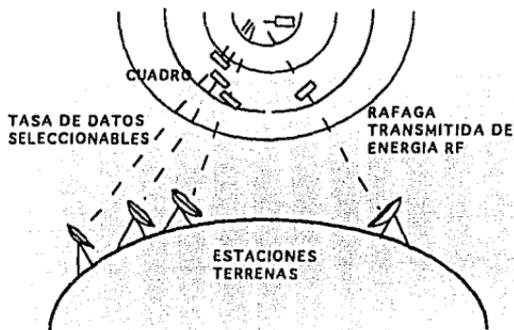


FIGURA 3.8 CONFIGURACION TDMA TIPICA

3.2.2 ACCESO MÚLTIPLE POR DIVISION DE TIEMPO

El acceso múltiple por división de tiempo (TDMA) es una técnica de acceso múltiple que permite recibir que el Satélite las transmisiones de las diversas estaciones terrenas de la red con un esquema de ranuras de tiempo separadas y evita, por lo tanto, la generación de productos de intermodulación en un transpondedor no lineal. Cada estación terrena debe determinar con precisión

el tiempo y rango de adquisición de la señal de tal manera que las señales transmitidas son temporizadas para arribar al Satélite en la ranura de tiempo apropiada.

La figura 3.8 muestra la configuración típica de una red TDMA en la cual cada ráfaga de alta velocidad de energía de RF, típicamente con modulación QPSK, arriba al Satélite en una ranura de tiempo asignada. Debido a que solamente una señal se encuentra presente en un momento dado en el transpondedor no existirán productos de intermodulación.

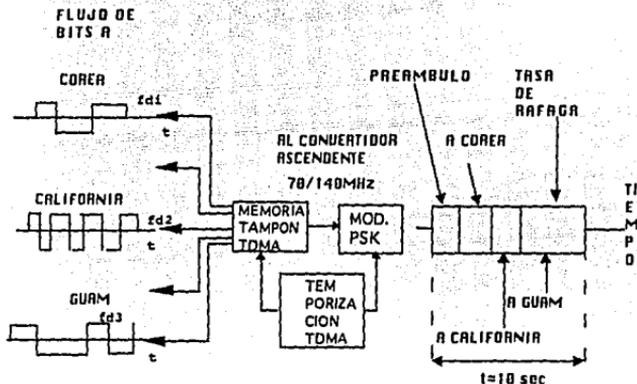


FIGURA 3.9 FORMATO DE TRANSMISION TDMA

TDMA permite operar el amplificador de potencia de salida en saturación, resultando en un incremento significativo en la potencia útil de salida. Las degradaciones debidas a productos de intermodulación son omitidas si se emplean tiempos de guarda suficientes que compensan inexactitudes de la temporización del sistema. Típicamente estos tiempos de guarda consumen del 10% de la potencia y el transpondedor es utilizado, como consecuencia, con eficiencias mayores del 90%.

Cada una de las señales de entrada TDMA tiene señales que son direccionadas a diferentes estaciones utilizando porciones separadas de la ráfaga TDMA que sigue a la ráfaga de preámbulo (figura 3.9).

El receptor TDMA demodula cada una de las ráfagas TDMA enviadas para las estaciones transmisoras y las demultiplexa en flujo de bits individuales (figura 3.10).

3.2.2.1 ESTRUCTURA DEL CUADRO TDMA

En una red TDMA cada estación terrena transmite periódicamente una o más ráfagas al Satélite. Las señales de entrada al transpondedor de tráfico TDMA consiste, por lo tanto, de un grupo de ráfagas originado en un número de estaciones terrenas transmisoras. Este conjunto de ráfagas es referido como cuadro TDMA y consiste de los siguientes elementos:

- Dos ráfagas de referencia RB1 y RB2
- Ráfagas de tráfico
- Tiempo de guarda entre las ráfagas

La longitud del cuadro TDMA es el período entre dos ráfagas de referencia RB1 continuas.

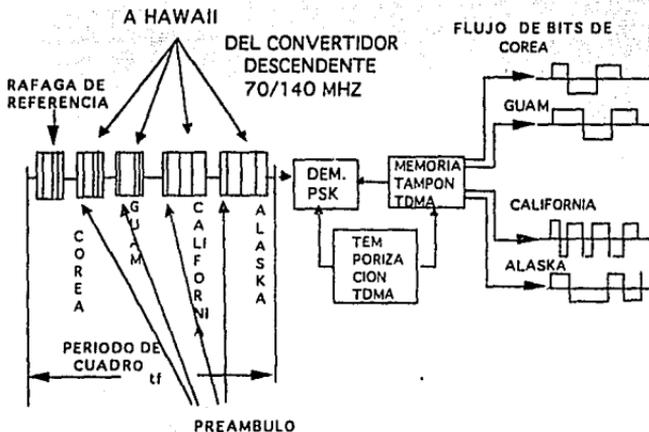


FIGURA 3.10 FORMATO DE RECEPCION TDMA

3.2.2.2 RAFAGAS DE REFERENCIA

Para fines de confiabilidad, se utiliza un sistema de configuración redundante, el cual opera de la siguiente manera: cada cuadro TDMA consiste de dos ráfagas de referencia RB1 y RB2. La ráfaga de referencia primaria (PRB), que puede ser RB1 o RB2, es transmitida por una de las estaciones terrenas de la red, designada como estación terrena de referencia (PRS). Una ráfaga de referencia secundaria (SRB), que puede ser RB1 ó RB2 (dependiendo si PRB = RB2 ó PRB = RB1) es transmitida por una estación terrena de referencia secundaria (SRS) lo que permite una conmutación automática en el caso de falla de la estación terrena de referencia primaria, evitando, por lo tanto, una falla total del sistema. La ráfaga de referencia contiene únicamente información de control que se utiliza para proporcionar referencias de tiempo para todas las estaciones que accedan al transpondedor del Satélite. Esto permite la intercalación adecuada de ráfagas de tráfico dentro de un cuadro TDMA.

3.2.2.3 RAFAGA DE TRAFICO

Las ráfagas de tráfico son transmitidas por las estaciones terrenas que accedan al satélite. Cada estación terrena puede transmitir una o más ráfagas de tráfico por trama TDMA y puede acomodarlas en cualquier parte de la trama de acuerdo a un plan de tiempo de ráfagas que coordina el tráfico entre estaciones, para éste tráfico se considera una súpertrama que consta de 27 tramas con un tiempo de 10 ms para cada trama;. La longitud de la ráfaga depende de la información a transmitir y puede ser cambiada si se desea. La localización de las ráfagas de tráfico en el cuadro están referidas al tiempo de ocurrencia de la ráfaga de referencia primaria.

3.2.2.4 TIEMPO DE GUARDA

Un tiempo de guarda pequeño (aproximadamente de 993 ns) es requerido entre ráfagas que se originan en diversas estaciones para asegurar que dichas ráfagas nunca se traslapen cuando lleguen al transpondedor. Este tiempo de guarda debe ser lo suficientemente largo para permitir diferencias en la exactitud de temporizadores de transmisión y en las variaciones de la tasa de rango del satélite. El tiempo de guarda debe ser igual, normalmente, al intervalo de tiempo para detectar el pulso de recepción que marca el inicio de un cuadro TDMA recibido en una estación.

3.2.2.5 ESTRUCTURA DE LA RÁFAGA TDMA

En general, la estructura de las ráfagas de referencia y de tráfico es la mostrada en la figura 3.11.

En la ráfaga de tráfico, los bits de información son precedidos por un grupo de bits referidos como preámbulo y que es usado para sincronizar la ráfaga y para portar información de control y de administración. La ráfaga de referencia solamente contiene el preámbulo el cual consiste normalmente de tres partes contiguas, la secuencia de recuperación de portadora y de reloj (CDR) la palabra única (UW) y el canal de señalización .

La secuencia de recuperación de portadora y de reloj, como su nombre lo indica, permite al demodulador de la estación terrena recuperar la fase de la portadora y regenerar el reloj de temporización de bit o de símbolo para la demodulación de datos. Típicamente un sistema TDMA de alta tasa (que ocupa un transpondedor de 72 Mhz) requiere una secuencia larga, por ejemplo 300-400 bits para un TDMA de 120 Mbps.

La palabra única por su parte, sigue la secuencia de recuperación de portadora y de reloj y es usada en la ráfaga de referencia para proporcionar la temporización de cuadro que permite a una estación localizar la posición de una ráfaga de tráfico en el cuadro. La palabra única en la ráfaga de tráfico es una secuencia de unos y ceros seleccionada para exhibir propiedades de correlación adecuadas para incrementar la detección.

Finalmente, el canal de señalización de la ráfaga de referencia consiste de las siguientes sub-ráfagas:

- a) Un canal de hilo (order wire channel) que porta tráfico de datos y de voz a través del cual las instrucciones son pasadas entre las estaciones.
- b) Un canal de administración enviado por las estaciones de referencia y que contiene instrucciones de administración del cuadro como son los cambios de plan de tiempo de ráfagas, los cuales describen la coordinación de tráfico entre estaciones.
- c) Un canal de temporización de transmisión, que lleva información de adquisición y sincronización a las estaciones de tráfico y que les permite ajustar su temporizador de tal manera, que las ráfagas transmitidas, lleguen

al satélite dentro de la ranura de tiempo correcta en el cuadro TDMA.

También contiene los códigos de estado que permite a las estaciones de tráfico identificar las ráfagas de referencia.

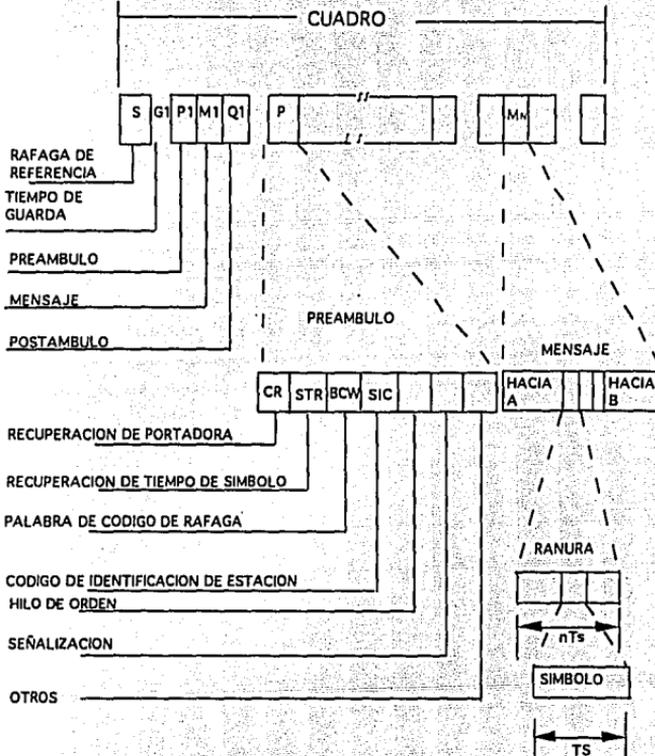


FIGURA 3.11 FORMATO DE CUADRO TDMA

Por su parte, el canal de señalización de la ráfaga de tráfico consiste de las siguientes sub-ráfagas:

- a) Un canal de hilo de orden que realiza las mismas funciones que el de la ráfaga de referencia.
- b) Un canal de servicio, que porta el estado de las estaciones de tráfico a la estación de referencia o también otro tipo de información como son la tasa de bits y alarmas.

Además de estas sub-ráfagas en el preámbulo, las ráfagas de referencia y de tráfico pueden portar sub-ráfagas adicionales conteniendo el número de identificación de cuadro, número de identificación de la estación y tipo de ráfaga transmitida.

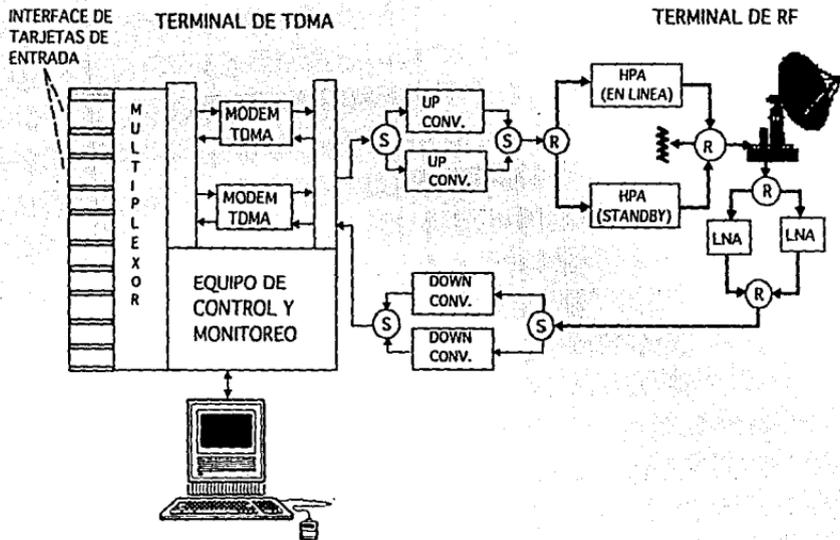
A continuación del preámbulo, la información de tráfico es portada en la ráfaga de tráfico cuya longitud depende principalmente del tipo de servicio y del número de canales requerido para soportar dichos servicios en la ráfaga.

3.2.2.6 ESTACION TERRENA TDMA

La estación terrena de TDMA consiste (ver figura 3.12) de modems, equipo de banda base, multiplexor y equipo de control y monitoreo (M&C). Es usual adquirir la terminal como un subsistema del equipo TDMA. La computadora conectada al equipo M&C es usado para programar la estación para enrutar u ordenar el tráfico requerido. Como fue mencionado anteriormente, una estación actúa como estación maestra y es utilizada para crear la configuración de enrutamiento de todo el tráfico. Llamado mapa de la red, esta configuración de enrutamiento es almacenada en cada terminal TDMA y utilizada para configurar canales de comunicación TDM individuales para el destino correcto. Dependiendo del día o demanda del tráfico, el mapa de la red es modificado programando apropiadamente la computadora central M&C.

El diseño y control de los modems de TDMA es crítico para la operación de la estación terrena. Este tipo de modem es destinado para operaciones con ráfagas, por ejemplo, donde la portadora se debe encender o apagar en intervalos rápidos. Transmitiendo ráfagas vía el modulador se simplifica principalmente porque solo en función de apagado-encendido es requerido. El demodulador, sin embargo, tiene la difícil tarea de amarrarse a la portadora arribando en FI (frecuencia intermedia) y sincronizándose con la corriente de información digital modulada. Este doble proceso se cumplirá para cada ráfaga recibido antes que el dato útil pueda ser realmente recuperado.

FIGURA 3.12 ESTACION TERRENA PARA UN SISTEMA TDMA



El diseño de modems para TDMA se ha desarrollado muy rápidamente en los últimos años, se pueden disponer de sistemas para velocidades de información de 64 Kbps hasta de 240Mbps.

Existen modems experimentales que tienen velocidades de información de alrededor de 1 Gbps, los cuales no son comerciales para aplicaciones satelitales por las altas velocidades y ancho de banda. Estas altas velocidades son, de seguro, útiles para transmisiones continuas de información digital en sistemas de cable de fibra óptica. En la sección de multiplexaje, se compensa la corriente de bursts digitales ajustando la velocidad a una velocidad de información típicamente igual a la jerarquía digital estándar (T1 o T3, dependiendo el requerimiento). Es posible adicionar tarjetas para configurar la interface terrestre para aplicaciones de uso específico. Se pueden instalar las tarjetas que sean necesarias para soportar un número de flujos de 1544Mbps. El tipo de multiplexaje estadístico utilizado para voz es llamado interpolación de habla digital (digital speech interpolation, DSI), el cual transmite muestras de voz digitalizada al satélite solo cuando está en realidad activada la conversación en la línea telefónica.

3.2.3 ACCESO MULTIPLE POR DISTRIBUCION DE FRECUENCIA Y DISTRIBUCION EN EL TIEMPO (TDMA/FDMA).

El acceso múltiple por distribución de frecuencia y distribución en el tiempo es una técnica por la cual grupos de estaciones terrenas que funcionan en un modo TDMA de banda estrecha comparten el transpondedor empleando un método FDMA. Mientras que las transmisiones TDMA puras usan normalmente velocidades binarias de 60 a 120 Mbps y ocupan todo el ancho de banda de transpondedor, las transmisiones TDMA/FDMA emplean velocidades inferiores a 10 Mbps y ocupan únicamente fracciones de ese ancho de banda.

Este tipo de método de acceso múltiple también requiere cierta reducción de la potencia de la salida de los amplificadores de potencia, por lo cual la eficiencia del transpondedor del Satélite es inferior al TDMA puro. La ventaja de esta técnica radica en su flexibilidad que da para atender a los cambios en las necesidades de cursar tráfico especialmente en lo que se refiere a los datos. Otra ventaja es la posibilidad de proporcionar asignación por demanda (DA/TDMA) de los canales dentro de cada trama TDMA.

3.2.3.1 TÉCNICA TDM/TDMA

Esta técnica consiste de una portadora de onda continua (portadora fija), que transmite las estación maestra a las distantes estaciones VSAT's, diversos mensajes de datos multiplexados con división de tiempo. Mientras que cada estación VSAT transmite hacia la maestra su propio mensaje con acceso múltiple por división de tiempo (TDMA de baja velocidad binaria), es decir, envía una ráfaga de señal únicamente durante la duración del mensaje.

3.2.4 ACCESO CDMA (Code División Múltiple Access)

EL CDMA (Acceso Múltiple por División de Código) es una técnica de acceso múltiple, que permite a varias estaciones terrenas ocupar el mismo ancho de banda para transmitir simultáneamente sin interferir a las demás estaciones que forman la red satelital.

El CDMA es una técnica de Acceso Múltiple que se puede considerar como una combinación de FDMA y TDMA. El CDMA utiliza la técnica Spread Spectrum (SS) por tal motivo la técnica CDMA también es conocida como SSMA (Spread Spectrum Múltiple Access).

El Spread spectrum consiste en la combinación de dos señales, donde una de ellas ocupa un mayor ancho de banda que el mínimo ancho de banda requerido para transmitir la información.

Se dice que la señal trabaja en Spread Spectrum si cumple con los siguientes requerimientos:

- 1) La señal ocupa un ancho de banda mucho mayor que el mínimo ancho de banda necesario para enviar la información.
- 2) El ensanchamiento es logrado por medio de una señal ensanchada, además señal de código, la cual es independiente de los datos.
- 3) En el receptor, la compresión (recuperación de los datos originales) es lograda por la correlación de la señal expandida recibida con una replica sincronizada de la señal expandida que fue usada para ensanchar la información.

El CDMA ó SSMA tiene dos versiones, el FH (Frequency Hopping) y el DS (Direct Sequencing).

3.2.4.1 TÉCNICA DS-CDMA

La figura 3.13 muestra la técnica DS-CDMA. Una onda portadora es primero modulada con una señal de datos, después la señal modulada de datos es otra vez modulada con una señal expandida (banda ancha), la cual contiene el pulso de código.

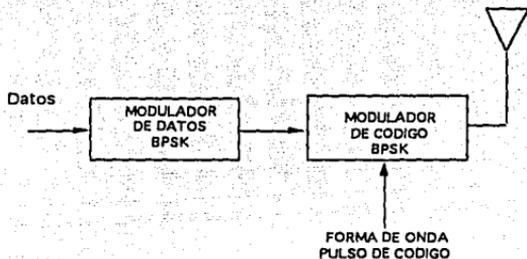


FIGURA 3.13 TRANSMISOR DS-CDMA

La demodulación de la señal, ver figura 3.14 se logra correlacionando o demodulando la señal recibida con una replica sincronizada de la señal expandida. La señal de código en el receptor es exactamente sincronizada con la señal de código del transmisor. Cuando estas dos señales se sincronizan, a la salida del correlacionador (Dispositivo electrónico que permite medir el coeficiente de correlación o grado de semejanza entre dos señales u ondas) se alcanzará un máximo, esto se logrará cuando las señales de entrada sean idénticas y se encuentran en fase; se tenderá a cero a medida que una de ellas se retarde o cambia de fase respecto a la otra. Con este correlacionador es posible detectar señales débiles mezcladas con ruido.

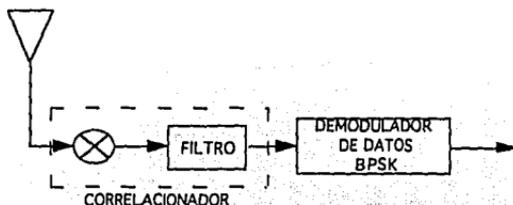


FIGURA 3.14 DEMODULADOR DS-CDMA

El correlacionador es seguido por un convencional demodulador para recuperar los datos.

3.2.4.2 TÉCNICA FH-CDMA

La técnica FH-CDMA es ilustrada en la figura 3.15. Durante el bloque de tiempo 1 la señal 1 ocupa la banda 1, la señal 2 ocupa la banda 2 y la señal 3 ocupa la banda 3. Durante el bloque de tiempo 2, la señal 1 salta a la banda 3, la señal 2 salta a banda 1, la señal 3 salta a la banda 2 y así sucesivamente.

Para lograr lo anterior se utiliza un código (pseudonoise PN) el cual dicta la banda de frecuencia de asignación de salto.

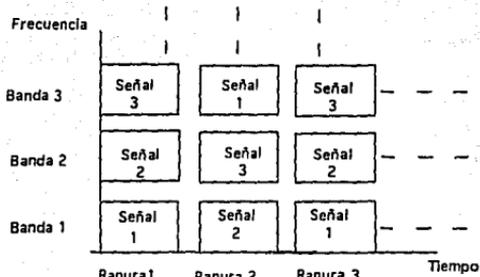


FIGURA 3.15 DIAGRAMA FH-CDMA

El sistema FH-CDMA se logra a través de dos pasos de modulación, modulación de datos y modulación de salto de frecuencia (FH), el modulador FH produce un tono de transmisión basado en el dictamen simultáneo del código PN y el dato.

La figura 3.16 nos muestra como el receptor invierte los pasos del proceso de transmisión. La señal recibida es primero demodulada en FH en combinación con la misma secuencia de PN que seleccionó los tonos de frecuencia que fueron utilizados para saltar.

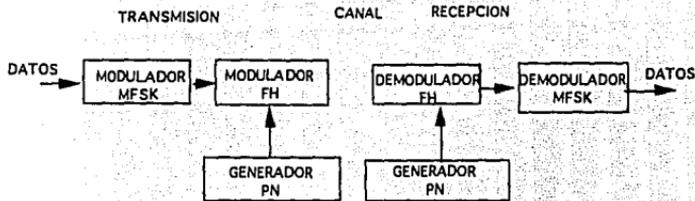


FIGURA 3.16 TRANSMISOR Y RECEPTOR FH-CDMA

La técnica de acceso CDMA fue utilizada en sus inicios para comunicaciones a nivel militar, esto es debido a lo siguiente :

- 1) El CDMA es poco susceptible al ruido; las portadoras SSMA operan a nivel de ruido, estas pueden confundirse con el ruido de piso del transpondedor y por ende es poco propenso a interferencias.
- 2) Privacia, la señal SSMA es muy difícil que pueda ser demodulada si no se cuenta con el respectivo código.
- 3) Flexibilidad. La más importante ventaja de CDMA, en comparación con el TDMA, es que no se necesita precisar el tiempo de acceso entre las diferentes estaciones transmisoras.

Esta técnica de acceso se utiliza principalmente para servicio móvil o donde se manejen datos de muy baja velocidad que requieran alta seguridad en su transmisión.

El CDMA presenta las siguientes desventajas:

- 1) El ancho de banda que utiliza la señal SSMA es superior al mínimo requerido. Como se mencionó la señal se expande ocasionando que requiera mas ancho de banda para que pueda operar; si una señal que esta modulada en QPSK (por ejemplo a 64 Kbps) ocupa un ancho de banda de 100khz, la señal SSMA requerirá más del doble de los 100Khz.
- 2) Las velocidades de información que maneja esta técnica de acceso son bajas, se opera con velocidades de bits por segundo.

CAPITULO IV

EQUIPO DE ASIGNACION POR DEMANDA EN ACCESO MULTIPLE POR CANAL PCM UNICO POR PORTADORA

4.1 INTRODUCCION

Con el acceso múltiple por división de frecuencia, el ancho de banda del transpondedor es dividido en anchos de banda más pequeños. Una estación terrena transmite en una o más de estas subdivisiones. El mecanismo de control asegura que dos estaciones terrenas no transmitan en la misma subdivisión al mismo tiempo. Las subdivisiones pueden sin embargo ser reasignadas de una estación a otra a medida que la demanda de canales varía.

En un sistema típico FDMA las subdivisiones del ancho de banda son capaces de llevar un canal de voz. El espaciamiento entre canales es de 45 KHz. Una portadora en el centro de esta banda es modulada con el canal de voz. Todas las estaciones terrenas reconocen en un instante dado, cuáles portadoras se usarán para transmitir y cuáles se recibirán y demodularán. El resultado, en efecto es una interconexión multipunto.

El primer sistema de acceso vía satélite de asignación por demanda fue llamado SPADE (Equipo de asignación por demanda en acceso múltiple por canal PCM único por portadora).

Los objetivos del sistema SPADE son especificados como sigue:

1. Proporcionar servicio eficiente para enlaces de tráfico ligero.
2. Manejar tráfico de sobreflujo de enlaces preasignados de media capacidad.
3. Permitir establecimiento de enlaces de comunicación de una estación terrena a cualquier otra estación terrena dentro de la misma zona en demanda.
4. Utilizar eficientemente la capacidad del satélite a través de asignación individualmente de circuitos.
5. Optimizar el uso del equipo existente de la estación terrena.

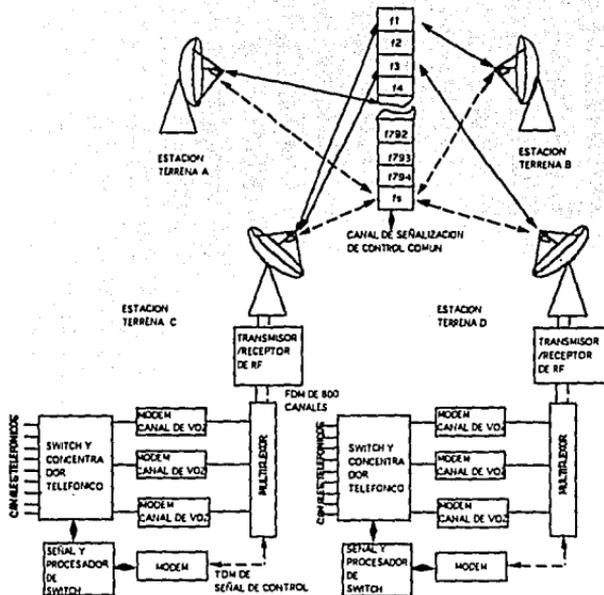


Figura 4.1 OPERACION DEL SISTEMA DE ASIGNACION DE DEMANDA DIVISION DE FRECUENCIA SPADE

4.2 OPERACION DEL SISTEMA SPADE

La figura 4.1 ilustra la asignación dinámica de canales en el sistema SPADE. El transpondedor en la parte de arriba del diagrama es, en efecto, un banco de 397 canales de voz. Un canal libre puede ser utilizado por alguna estación terrena cuando esta lo requiera. La estación terrena C en el diagrama está utilizando los canales f1 y f3. La estación ignora las otras frecuencias de los otros canales. El canal f1 es conectado en este instante con la estación terrena B, y el canal f3 es conectado a la estación terrena D.

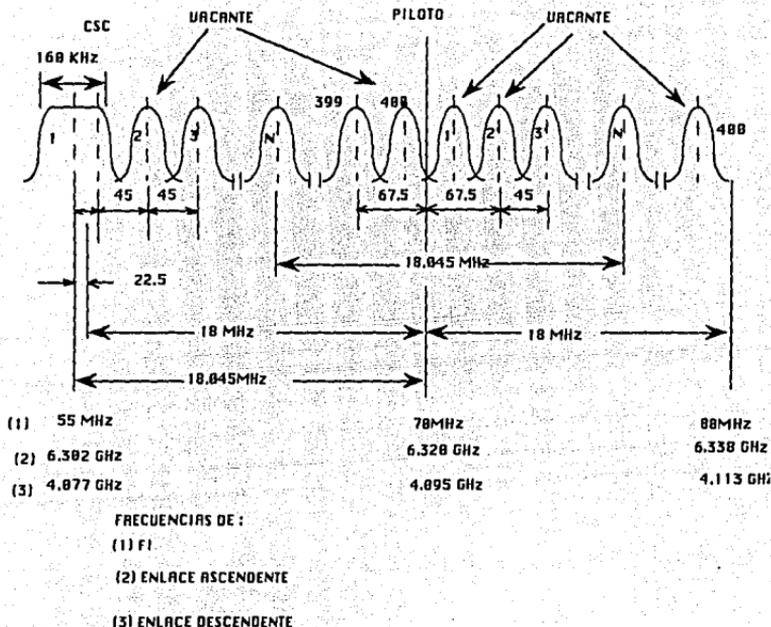


FIGURA 4.2 LOCALIZACIÓN DE FRECUENCIAS DE LOS CANALES MÚLTIPLES DEL SISTEMA SPADE

Si la estación terrena C finaliza con el canal f₃, esta enviará una señal para que el canal este libre otra vez. Todas las estaciones reciben la señal y se enteran que el canal f₃ está otra vez en el banco de canales disponibles. La estación terrena A posiblemente requiera que ésta use el canal f₃ para comunicarse con la estación terrena B. La estación B reconocerá el requerimiento, A y B conmutan un canal de voz para la operación de los modems con la frecuencia del canal f₃.

La estación terrena se conectaría a una central telefónica con algunas miles de líneas llegando a ésta. El equipo SPADE así realiza una concentración y una función de asignación de demanda.

INTELSAT IV fue el primer Satélite en utilizar SPADE en uno de sus transpondedores. Cabe mencionar que antes de que México adquiriera sus dos Satélites Domésticos, Morelos I y Morelos II, el país se comunicaba con el Mundo entero a través de los Satélites INTELSAT ("International Telecommunications Satellite Organization"). La figura 4.2 muestra las 800 ranuras de frecuencia en las que se divide un transpondedor de 36 Mhz. Se tienen 800 portadoras de RF diferentes, de las cuales 794 se emplean para establecer 397 circuitos telefónicos (un circuito ocupa dos ranuras, para el canal de la persona A y el canal de la persona B). El espaciamiento entre cada ranura o canal es de 45 Khz. Para evitar la interferencia provocada por los productos de intermodulación las portadoras trabajan abajo del punto de saturación del transpondedor. Notase que en el extremo izquierdo se tiene una ranura de mayor ancho de banda; se utiliza para el canal de señalización común y en él se transmiten 128 Kbps. Este canal es el que contiene la información variante con el tiempo de qué frecuencias están disponibles para nuevas solicitudes.

Si algunas de las estaciones terrenas están inoperantes el sistema puede mantenerse operando con las estaciones restantes.

El sistema es controlado por un canal de señalización común, el cual recibe todas las estaciones, éste es el canal utilizado para controlar continuamente la asignación de cambios de portadoras de voz a estaciones terrenas. Este canal de señalización común transmite un flujo de bits de 128 Kbps, el cual modula una portadora en la parte baja del ancho de banda del transpondedor. La modulación PSK de dos fases es utilizada y diseñada para dar una razón de bajo error, de 1 bit de error en 10^{-7}

El procesador de señalización en cada estación tiene una pequeña memoria en la cual el estado de todos los 397 canales es registrado.

Este procesador es utilizado para seleccionar un canal libre y responder a otras estaciones que requieren canales. Tan pronto como la asignación de un canal es hecha, el procesador de todas las estaciones terrenas lo borra de su lista de canales disponibles. Tan pronto como una llamada telefónica finaliza una señal es transmitida diciendo que ese canal está libre otra vez.

Como se observó anteriormente, conforme aumenta el número de portadoras también decrece drásticamente la capacidad en el número de canales en el transpondedor. De aquí surge la pregunta: ¿Cómo es posible tener 800 portadoras en un sólo transpondedor?. Existen dos razones que justifican la estructura del sistema SPADE

1) Al tener un sólo canal por portadora, ésta se puede apagar (cero potencia transmitida) cuando no haya voz presente, lo que sucede cuando menos 50% del tiempo en que uno establece conversación, ya que algunas veces uno solamente escucha, y aún hablando, se producen pausas entre las palabras. Esto provoca que en realidad se tengan menos de 400 portadoras al mismo tiempo en un transpondedor.

2) Los canales SPADE son modulados en QPSK (Modulación por corrimiento de fase en cuadratura); cada canal se modifica en PCM a 64 Kbps y se obtiene una buena calidad objetiva con espaciamiento de 45 Khz entre canales.

Como puede verse, esta técnica es atractiva aunque su costo aumenta con respecto al de asignación fija, ya que se requiere contar con un complejo controlador DAMA en cada estación.

En la figura 4.2 se ilustra el esquema de operación de SPADE. Todos las estaciones utilizan secuencialmente el canal común de señalización, empleando BPSK; para esto, a cada estación terrena se le asigna un milisegundo para transmitir una ráfaga de 128 bits; algunos de ellos son de sincronización, otros de detección de errores y otros de información sobre el enlace en operación y nuevas solicitudes. Cada estación dispone de su ranura de tiempo cada 50 ms. para actualizar su banco de datos. Por lo tanto, se puede enlazar desde una estación hasta 49 estaciones, ya que cuarenta y nueve de los 50 espacios de tiempo de una estructura están dedicados a las estaciones, uno para cada estación (1 mseg. por estación). El espacio restante de tiempo se usa como referencia. Donde cada estación tiene capacidad máxima de 60 circuitos terrestres (cada circuito equivale a dos canales de voz).

TABLA 4.1 Características del canal SPADE

a. Características del Canal de Comunicación

Codificación del canal	PCM
Modulación	QPSK(coherente)
Bit rate	64Kbps
Ancho de banda por canal	38khz
Espaciamiento del canal	45khz
Requerimiento de estabilidad	+/-2khz
BER en el umbral	10^{-4}
C/No	58.36 dB-Hz

b. Características del canal de señalización común CSC

Tipo de acceso	TDMA
Velocidad de bitios	128kbps
Modulación	BPSK
Longitud de cuadro	50ms
Longitud de ráfaga	1 ms
Número de accesos	50*
BER en el umbral	10^{-7}
C/No	63.75 dB-Hz
*49 estaciones más una de referencia	

4.2.1 VENTAJAS DEL SISTEMA SPADE

En general más información puede ser transmitida vía transpondedor con sólo usar una portadora por canal de voz.

El SPADE utiliza transmisión de voz digital.

La potencia en lugar del ancho de banda es el factor limitante de los transpondedores. Así que el ahorrar potencia significa que más canales pueden ser transmitidos.

Las 800 portadoras de un transpondedor utilizando SPADE son equivalentes a 3200 canales telefónicos en transpondedores sin asignación por demanda.

4.3 SATELITE SOLIDARIDAD

Las funciones principales de la segunda generación de satélites mexicanos son reemplazar al satélite Morelos I y aumentar la capacidad de servicios ofrecidos por el sistema de satélites nacionales.

Los nuevos satélites tendrán la capacidad de proporcionar cobertura en la

banda C para solventar necesidades internas de países de Centro, Sudamérica y el Caribe.

En la banda Ku la cobertura también será ampliada para proporcionar comunicaciones transfronterizas y con algunas de las ciudades más importantes de Estados Unidos.

Este sistema contará con la banda L para servicios móviles, banda que no se tiene en los satélites Morelos, cubriendo solo el territorio nacional y el mar patrimonial.

Los nuevos satélites tendrán mejoras en todos sus subsistemas, destacándose las siguientes :

- Mejor relación G/T en los receptores de comunicaciones.
- Baterías de hidrógeno-níquel con mejor desempeño.
- Mayor flexibilidad en la disponibilidad de los amplificadores de respaldo.
- Transpondedores de mayor potencia.
- Vida útil más larga.
- Conmutación de transpondedores a diferentes haces.
- Menor sensibilidad a los efectos de intermodulación.

Los satélites solidaridad aparecen en un momento caracterizado por los siguientes factores:

- Alta ocupación de la órbita geoestacionaria.
- Gran demanda de capacidad en la banda Ku.
- Demanda estable de capacidad en banda C.
- Fin de la vida útil del satélite Morelos I.

El incremento en la demanda de servicios en la banda Ku obliga a maximizar la capacidad de ésta, dentro de límites razonables de peso y consumo de energía.

Las causas de este notable incremento en la demanda ya han sido identificadas y se prevee que continuará con un ritmo importante los próximos 4 años.

Durante varios años México ha estado coordinando con Canadá y Estados Unidos una tercera posición orbital que se ubica en los 109.2 grados Oeste previendo que, al ocupar y realizarse el reacomodo de satélites en los próximos años, el arco en que se encontrarán los satélites mexicanos y canadienses tendrá un

espaciamiento entre ellos de apenas 1.9 grados.

La disminución de espaciamiento y la mayor potencia y cobertura de los mismos dificulta la coordinación operativa.

4.3.1 ESTRUCTURA BASICA DE LOS SUBSISTEMAS

La configuración del satélite Solidaridad en su órbita geosíncrona es mostrada en la figura 4.3 con el sistema coordenado, direcciones y ejes definidos. Las alas del arreglo solar están localizadas en el lado norte (-Y) y sur (+Y) del cuerpo del satélite y están compuestos de 4 paneles solares (2.2 x 2.5 metros). El arreglo solar total contiene 56 circuitos de celdas solares de silicón K4-3/4, produciendo siempre 4 KW de potencia al satélite hasta el fin de vida.

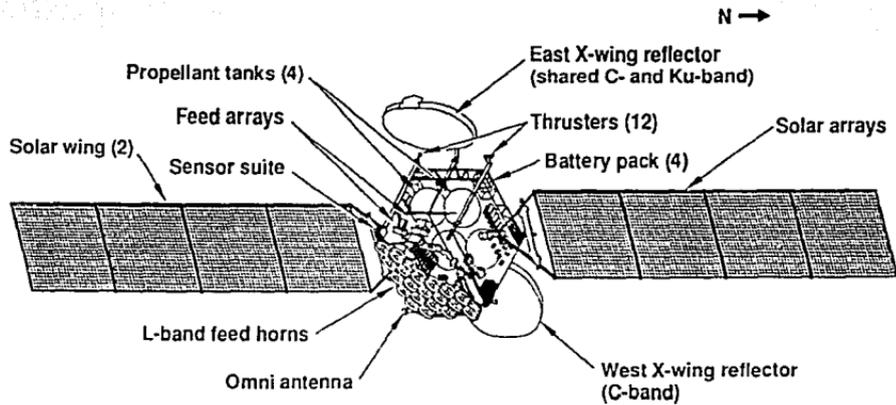
En las cuatro esquinas de la superficie más lejana del satélite con respecto a la tierra (el cenit, 0 - Z) son localizados 4 paquetes de baterías. Cada paquete de batería es diseñado en su parte N-S con calentadores (Heater) y radiador espejado, los cuales proveen el control térmico para las baterías independientemente del sistema de control de temperatura.

Los paneles Norte y Sur (1.8 x 2.3 metros) son radiadores directos de alta potencia con tubos de calor fijos para la distribución eficiente de la disipación de calor de los amplificadores de alta potencia de comunicaciones a través de la superficie del radiador.

El sistema de antena consiste de dos reflectores montados al Este y Oeste de la facción X y un arreglo de banda L montada en el nadir. La facción X ofrece un reflector estable térmicamente para el óptimo desarrollo de comunicaciones. La banda Este (+ X) provee la recepción de la banda Ku y transmite señales de RF y la banda C transmite señales a la región R3. La antena Oeste (- X) provee la banda C a la región R1 y R2, y recibe señales de RF en la región R3.

El impulso requerido para pasar al satélite de la órbita de transferencia dentro de la órbita geosíncrona es desarrollado por un motor de Apogeo líquido. Doce impulsores proveen el control de orientación durante la órbita de transferencia, desarrollan las maniobras requeridas en su órbita geosíncrona, y efectúan las maniobras de órbita hasta el fin de vida.

FIGURA 4.3 CONFIGURACION DEL SATELITE SOLIDARIDAD



4.3.1.1 SUBSISTEMA TERMICO

El control térmico es realizado por el uso de los radiadores multizona Norte y Sur equipados con tubos de calor, acabados pasivos, mantas de aislamiento multicapa y calentadores de resistencia eléctrica. Los tubos de calor radiador son usados para desechar enseguida el calor internamente disipado a el espacio.

Los tubos de calor son incrustados en los paneles radiadores N-S, y la disipación térmica se extiende desde los amplificadores de potencia de RF de la carga útil hasta lo largo de sus superficies.

La superficie exterior de los paneles radiadores son cubiertos con baja absorción, cristales de cuarzo de alta emitancia para maximizar el rechazo de calor al espacio mientras minimiza la energía solar absorbida.

Todas las unidades de carga útil de alta disipación son montadas enseguida a la superficies interior de los radiadores para un rechazo eficiente de calor. El uso de tubos de calor en los paneles radiadores permite un control seguro de temperatura de las unidades de carga útil para mantener condiciones isotérmicas sobre los paneles radiadores.

Los tubos principales montados abajo de las unidades de alta potencia, distribuyen el calor desde estas unidades hasta cruzar el panel, y proporciona amplia flexibilidad en configuración operacional sin requerir reemplazo de calentadores en las unidades que no operan.

Los tubos de calor vertical son usados para hacer uso óptimo del panel radiador completo y para mantener las temperaturas de la unidad de baja unidad de potencia.

Placas de aislamiento multicapa, cubren las caras remanentes del satélite, para minimizar la carga variable de calor solar sobre el satélite.

4.3.1.2 SUBSISTEMA DE POTENCIA

El subsistema de potencia eléctrica genera y distribuye la potencia de corriente directa requerida para soportar las operaciones del satélite durante todas las fases de la misión. La potencia primaria es proporcionada por la luz solar, las celdas solares de alta densidad de energía están montadas en dos

arreglos de alas solares desplegables que siguen al sol durante toda la órbita del satélite. Los arreglos proporcionan la energía de corriente directa al satélite hasta el fin de su vida con un margen mayor al 6%. Cuando los arreglos están iluminados, el bus es regulado de 50.90 a 52.90 y por los limitadores del voltaje del bus localizados en la estructura de cada arreglo solar. La potencia secundaria es proporcionada durante el lanzamiento y los eclipses por un sistema de baterías de Níquel-Hidrógeno.

La potencia de la batería es regulada por dos controladores de descarga de batería que operan en paralelo para mantener el voltaje de bus en 50.50 +/- 0.15 vv.

Después de un eclipse, una unidad del controlador de carga de baterías (BCC) automáticamente recarga el sistema de baterías, comenzando tan pronto como el voltaje del bus alcanza o sobrepasa el punto del controlador de descarga de batería (BDC). La carga de la batería es inhibida durante los eclipses por algunas señales del BDC a el BCC.

Los tiempos y valores promedio de recarga son controlados por el procesador de control del satélite del subsistema de control de orientación, sobre el principio de voltajes absolutos de las celdas de la batería. Después de que el sistema de batería Níquel-Hidrógeno ha sido cargado completamente, el BCC mantiene una razón de carga Trickle hasta el siguiente eclipse.

Las transiciones de entrada y salida al eclipse son suaves y automáticas. El BCC proporciona la corriente de carga del arreglo solar a el sistema de batería, tan pronto como la carga completa del satélite es soportada por el arreglo. Una vez que la corriente de carga de las baterías y las cargas del satélite sean abastecidas, el exceso de corriente en los paneles es drenado por los limitadores de voltaje del bus. Durante el solsticio, la batería será periódicamente cargada a una alta razón, para minimizar el crecimiento de tensión de las celdas de la batería sobre su vida.

Durante la órbita de transferencia las dos alas son plegadas en los paneles Norte-Sur, de tal forma que solamente los paneles solares exteriores están iluminados, generando potencia en una forma senoidal rectificada como los giros del satélite. La carga de la batería es desarrollada siempre que la potencia del arreglo solar exceda las cargas de potencia de corriente directa requeridas por el satélite.

La batería en descarga soporta las cargas requeridas cuando la potencia del arreglo solar está por abajo del umbral de potencia requerido por el satélite.

4.3.1.3 SUBSISTEMA DE CONTROL DE ORIENTACION

Este subsistema incluye los sensores, el control de actuadores y el equipo microprocesador digital necesarios para controlar la orientación del satélite durante todas las fases de la misión, incluyendo el ascenso, la adquisición de sol y de tierra, las operaciones normales y mantenimiento en su órbita geosíncrona. El diseño del ACS está basado en un control de tres ejes para su operación en órbita en estado estable, con estabilización de giro durante la fase de órbita de transferencia de la misión. El ACS también opera el despliegue de las antenas, el posicionamiento de las alas solares y un sistema autónomo de manejo de detección de fallas y respuesta de funciones que permiten al satélite mantenerse en servicio con un mínimo de actividades de control desde tierra.

El diseño de Solidaridad utiliza los mecanismos y circuitería del Galaxy 601, con la excepción del dispositivo que despliega la omni EHF-modificado, y un despliegue del reflector AUSSAT y el mecanismo de posicionamiento para la calibración y apuntamiento de la antena.

El ACS nos proporciona exactitud, seguridad y un control autónomo del satélite durante la duración de la misión. El sistema actúa con un alto grado de autonomía operacional, incorporando la auto-revisión y la detección de fallas para ejecutar las acciones correctivas pertinentes. Los componentes mayores incluyen los procesadores de control del satélite, redundancia en los sensores de tierra, un giro triaxial para sensar el cuerpo del satélite durante las maniobras y una rueda de momento de dos ejes. El control de la orientación es mantenido controlando el momento de giro de la rueda y los ángulos del balancín. Una técnica de rastreo de las celdas solares es controlada por los procesadores de control del satélite, y reduce las excursiones de los ángulos del balancín de la rueda de momento y limita el encendido de los impulsores a los requerimientos de corrección de la órbita a un intervalo mínimo de 14 días.

Los procesadores del control del satélite son el corazón del subsistema. Ellos procesan las entradas de los sensores, controlan los actuadores y los impulsores, y procesan datos de la órbita durante las fases de la misión. Bajo condiciones normales, los procesadores del control del satélite pueden

controlar al satélite y mantener las operaciones por un largo período sin intervención desde tierra. Los sensores adicionales incluyen sensores de tierra en la órbita de transferencia y sensores de sol, giroscopio para al medida de balanceo y cabeceo, y un sensor de adquisición de sol. Las antenas del satélite son apuntadas con exactitud orientando el cuerpo del satélite con la plataforma de la rueda de momento. Durante la puesta en órbita, los alineamientos residuales de la antena son calibrados para proporcionar un óptimo apuntamiento de la antena.

4.3.1.4 SUBSISTEMA DE PROPULSION

Se trata de un sistema integral bipropelante que permite la inserción en órbita, el control de orientación y las funciones de mantenimiento en su órbita geosíncrona para ser realizadas con una fuente común de propelante. Los propelantes almacenados (instantáneamente reaccionan por contacto) son consumidos por doce impulsores de control de orientación y por un motor de apogeo para la generación de los impulsos requeridos. La mezcla de propelante está diseñada para dar un alto rendimiento y un consumo volumétrico igual de los propelantes, permitiendo que los tanques del propelante tengan el mismo tamaño.

Se trata del sistema estándar HS-601 y es idéntico al subsistema de propulsión del Galaxy 601. La carga del propelante está calculada para 3 casos de ejecución de la misión. Un sistema de tanque común es aprovechado completamente para el lanzamiento del satélite a la vez que el propelante no empleado en la órbita de transferencia es para las operaciones en su órbita geosíncrona.

El combustible y el oxidante están contenidos en 4 tanques esféricos de titanio con 89.0 cm de diámetro los cuales son presurizados después del lanzamiento desde 2 tanques cilíndricos de helio. Los 4 tanques de propelante están directamente montados al satélite en un cilindro para proporcionar alta eficiencia en las trayectorias de carga y óptimas características en las propiedades de la masa del propelante.

Los dispositivos del manejo del propelante, localizados en los tanque aseguran un suministro estable del propelante en los modos de giro y de estabilidad del satélite. Estos dispositivos emplean tensión superficial y fuerzas dinámicas para asegurar la liberación del gas propelante hacia los impulsores durante todas las fases de la misión. Los 4 tanques de propelante tienen válvulas

aisladas en el distribuidor de líquido y gas para el control de distribución del propelante.

Doce impulsores están configurados para el control total en todo momento en los tres ejes. Estos proporcionan el impulso necesario para girar al satélite, para reorientación, para el desgiro del satélite, para las maniobras de mantenimiento en su órbita geosíncrona y para el control de orientación con completa redundancia funcional. Un motor de apogeo líquido (LAM) proporciona el impulso necesario para mantener las maniobras de apogeo. Los cuatro impulsores axiales proporcionan respaldo al LAM. Los mecanismos de impulsores y LAM están ya probados en vuelo, habiendo volado en LEASAT, INTELSAT VI y HS-393. El diseño de los RCS tiene un porcentaje muy bajo de falla. Las series de válvulas redundantes aseguran protección contra fugas en los impulsores. Los impulsores están además configurados para crear redundancia para todas las funciones, y están deshabilitados durante las maniobras para prevenir disparos inesperados en los impulsores.

4.3.1.5 SUBSISTEMA DE TELEMETRIA Y COMANDO

Este subsistema proporciona la recepción y demodulación de comandos en la banda C comandados durante todas las fases de la misión. Este utiliza unidades idénticas al Galaxy 601.

La función de comando de banda base está implementada con un par redundante de decodificadores de comandos, dos unidades de manejador de válvula, y una unidad internamente redundante de guía de liberación/corte. El equipo de comando en banda base realiza dos funciones:

- Procesa y distribuye los comandos recibidos de tierra a través de los receptores de comandos (redundantes) o del procesador de control del satélite (SCP). El SCP controla independientemente los decodificadores de comandos para implementar un sistema de protección de fallas, y distribuye la secuencia de comandos cargados en tiempo desde tierra en el software del SCP.
- Amplificación de corriente de comandos de bajo nivel adecuados para la activación de válvulas de latch y detonación de dispositivos pirotécnicos.

Los decodificadores de telemetría proveen dos flujos de telemetría que contienen todos los requerimientos de telemetría para operar y analizar al

satélite. Durante la órbita de transferencia cuando los reflectores están plegados, la comunicación con el subsistema de telemetría y comando se efectúa a través de la antena omnidireccional en banda C. En su órbita geosíncrona, los enlaces de telemetría y comando se establecen a través de las antenas de comunicaciones de alta ganancia.

4.3.1.6 ESTRUCTURA BASICA DEL SUBSISTEMA DE COMUNICACIONES

El organismo descentralizado Telecomunicaciones de México (TELECOMM), colocó en órbita, en noviembre de 1993, el primer satélite y 10 meses después el segundo, el nuevo sistema de satélites mexicanos de comunicaciones, denominado "SOLIDARIDAD".

Este proyecto tiene como finalidad sustituir al satélite Morelos I, uno de los dos satélites en operación del sistema de satélites Morelos, ampliar y diversificar los servicios de comunicaciones satelitales que actualmente se cursan a través de la primera generación de satélites mexicanos, así como optimizar el uso del segmento espacial al permitir nuevas técnicas de explotación.

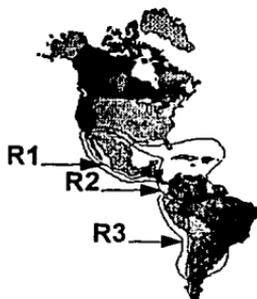
Los nuevos satélites tienen la misión de proporcionar cobertura nacional y regional para comunicaciones con los Estados Unidos de América y para necesidades internas de países de Centroamérica, Sudamérica y el Caribe.

El sistema consta de dos satélites del tipo triaxial idénticos. Cada uno de los satélites operará en las bandas C (con 18 transpondedores) 12 de 36 MHz y 6 de 72 MHz, Ku (con 16 transpondedores) de 54 MHz en dos polarizaciones, y L (con 1 transpondedor) esta banda es utilizada para comunicaciones móviles por satélite, siendo la vida útil operacional planeada en órbita geostacionaria de cada uno de ellos de 12 años como mínimo.

La banda Ku brindará cobertura al territorio mexicano y a algunas de las grandes ciudades de U.S.A., mientras que la banda C prestará servicio nacional y regional..

La cobertura en banda C proporcionará los haces necesarios para cubrir la República Mexicana y el sur de U.S.A., Centroamérica, el norte de Sudamérica y el Caribe, así como países de Sudamérica.

REGIONES DE COBERTURA DEL SATELITE SOLIDARIDAD



FRECUENCIAS:

ENLACE DE SUBIDA 5.9 A 6.4 GHz.
ENLACE DE BAJADA 3.7 A 4.2 GHz.

BANDA C (4-6 GHz)

FRECUENCIAS:

ENLACE DE SUBIDA 14.0 A 14.5 GHz.
ENLACE DE BAJADA 11.7 A 12.2 GHz.

BANDA Ku (12-14 GHz)

DE IDA:

- USO DE AMPLIFICADORES DE BAJO RUIDO DE LA BANDA KU.
- 4 SUB-BANDAS DENTRO DE 1628-1429 MHz

DE REGRESO:

- 4 SUB-BANDAS DENTRO DE 1629.5- 1660.5 MHz.

COBERTURA:

- LA REPUBLICA MEXICANA COMPLETA Y EL MAR PATRIMONIAL A 200 MILLAS NAUTICAS

BANDA L (1 - 1.5 GHz)



FIGURA 4.4 COBERTURAS DEL SATELITE SOLIDARIDAD

4.3.2 BENEFICIOS DE LOS SATELITES SOLIDARIDAD

- Incremento sustancial de la potencia de las señales.
- Más del doble de la capacidad de la primera generación.
- Cobertura a los países vecinos.
- Haces dirigidos a países Sudamericanos.
- Sistema de respaldo mejorado.
- Mejoras de confiabilidad, vida útil y calidad en todos los subsistemas.

SERVICIOS PARA MÉXICO

- Redes corporativas de voz y datos.
- Distribución de radio y T.V.
- Redes digitales públicas y privadas.
- Radiocomunicación móvil.

SERVICIOS PARA TRAFICO REGIONAL

- Distribución de radio y T.V.
- Comunicación de voz y datos.

BENEFICIOS PARA PAISES DE LA REGION

- Disponibilidad de canales para comunicaciones domésticas por satélite.
- Posibilidad de comunicación directa entre países para señales de telefonía y datos de redes privadas, no supeditada a antenas de gran tamaño.
- Intercambio regional de programas de radio y T.V.

CAPITULO V

ANALISIS DEL ENLACE SATELITAL

5.1 FACTORES INCLUIDOS EN EL ANALISIS DE ENLACE

En la era moderna los sistemas de satélites son un importante medio de comunicación. Los sistemas de comunicación proporcionan la habilidad para comunicar áreas geográficas muy grandes con un alto número de usuarios, no como enlaces punto a punto de los sistemas de microondas. La comunicación por satélite también cubre grandes distancias de estación terrena a satélite y de satélite a estación terrena, ver figura 5.1. Sobre ésta distancia la portadora es atenuada por ruido de tierra, ruido generado en el transpondedor y ruido ocasionado por interferencia entre satélites, los cuales llegan a ser factores determinantes en el funcionamiento del enlace completo. Para que una comunicación vía Satélite sea lo más confiable posible el de enlace debe tratar de considerar los siguientes factores:

DISEÑO DEL ENLACE EN "CIELO DESPEJADO" (ESTATICO)

- Ruido térmico en los receptores terrestre y del satélite
- Patrones de la antena del satélite
- Pérdidas de las trayectorias de los enlaces de subida y de bajada
- Interferencia de los canales de RF CROSS-POLARIZADOS
- Interferencia de los sistemas de satélite adyacentes
- Interferencia de los canales de RF adyacentes

MARGENES DE ATENUACION DEL ENLACE (DINAMICO)

- Absorción de la señal debido a la lluvia
- Aumento del ruido en el receptor debido a la lluvia
- Variaciones del nivel de potencia en el transmisor de la estación terrena con tiempo y temperatura
- Errores de posición de la antena de la estación terrena
- Pérdida por envejecimiento en la ganancia del satélite

Todos estos factores que intervienen en un enlace serán explicados en este capítulo.

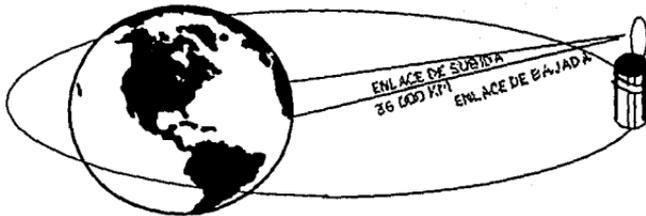


FIGURA 5.1 DISTANCIA ENTRE EL SATELITE DE COMUNICACIONES Y LA ESTACION TERRENA

5.2 ECUACION BASICA DE ENLACE

La ganancia de la antena es la medida más importante de su funcionamiento. Esto es común en una comunicación comercial por Satélite para definir la ganancia en una dirección específica tomando la razón de intensidad de la energía radiada de una fuente isotrópica. Por supuesto, ambas la antena y la fuente isotrópica serán manejadas con la misma cantidad de potencia de RF. En la figura 5.1, el haz principal tiene una ganancia pico (por ejemplo en la dirección de máxima radiación) de diez (10). Esto simplemente significa que la antena produce una señal diez veces tan intensa como una fuente isotrópica con igual potencia de entrada localizada a la misma distancia.

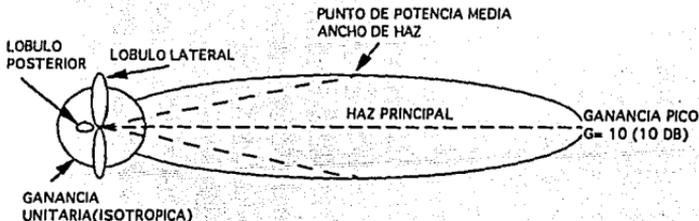


FIGURA. 5.2 GANANCIA DE UNA ANTENA EXPRESADA COMO UNA RAZON DE POTENCIA Y PRESENTADA COMO UN TRAZO POLAR DE 360°.

Esta ganancia de antena puede ser expresada de la siguiente forma :

$$G = \frac{\text{máxima intensidad de radiación}}{\text{intensidad de radiación de una antena isotrópica}} \quad (5.1)$$

Como la intensidad de radiación es constante en todas direcciones, la ganancia de antena puede escribirse como:

$$G = \frac{4\pi(\text{máxima intensidad de radiación})}{P} \quad (5.2)$$

Donde : P=potencia de entrada de la antena

Para un radiador no-isotrópico, la ganancia de la antena de transmisión es dada por:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e = \frac{4\pi}{\lambda^2} A | \eta = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\pi D^2}{4} \eta = \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 \eta \quad (\text{adimensional}) \quad (5.3)$$

Donde λ = longitud de onda de la señal de radio.

A_e = área efectiva de la antena.

A = área de la apertura de la antena.

η = eficiencia de la apertura (55% -75%), es el área que realmente usa la antena para radiar la señal, tomando en cuenta todas las pérdidas que se presentan en la misma.

D = diámetro de la antena (apertura circular).

La Ganancia en decibeles es igual a:

$$G = 20 \log \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right) \eta \quad \text{dBi} \quad (5.4)$$

Como podemos observar en la ecuación anterior, la Ganancia tiene unidades dBi (dB isotrópicos) esto indica que la ganancia de una antena está referida a

una antena isotrópica.

Ejemplo:

Una antena con eficiencia del 55%, un diámetro D , en metros; a una frecuencia f , en GHz tiene una ganancia:

$$G = 17.8 + 20 \log(D) + 20 \log(f) \text{ dBi}$$

Una antena con eficiencia del 75%, D en metros a una f en GHz tiene una ganancia:

$$G = 19.5 + 20 \log(D) + 20 \log(f) \text{ dBi}$$

Diámetro de la antena D (m)	Frecuencia f (GHz)		Ganancia de la antena (dBi)	
	SUBIDA	BAJADA	Ef 55%	Ef 75%
1.8	14	12	45.8/44.5	47.2/45.8
2.4	14	12	48.3/47.0	49.7/48.4
3.0	14	12	50.2/48.9	51.1/50.3
3.7	14	12	52.1/50.8	53.5/52.1
4.5	14	12	53.8/52.5	55.2/53.9
5.6	14	12	55.7/54.4	57.1/55.8
7.3	14	12	58.0/56.7	59.4/58.1

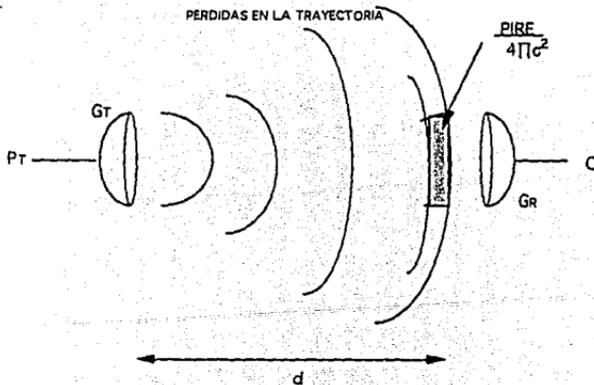


FIGURA. 5.3 DENSIDAD DE FLUJO

La figura. 5.3 muestra como la señal transmitida se esta dispersando a través de la trayectoria "d" y como una porción de la señal es recibida por otra antena. La cantidad de energía por unidad de área, que existe a una distancia d, se le denomina densidad de flujo, esto es:

$$\phi = \frac{P_T G_T}{4\pi d^2} \quad \text{W/m}^2 \quad (5.5)$$

Donde:

P_T = potencia de entrada de la antena transmisora

G_T = ganancia de la antena transmisora, en la dirección de la antena receptora G_R .

d = distancia entre antena transmisora y receptora.

El producto de potencia de transmisión y ganancia de antena es llamado "PIRE" (Potencia isotrópica radiada efectiva) y es una figura de mérito de la estación de transmisión. Podemos por lo tanto escribir:

$$\phi = \frac{\text{PIRE}}{4\pi d^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (5.6)$$

La potencia de la señal (portadora) recibida por la antena de recepción tiene una área de apertura efectiva A_e y está dada por:

$$C = \phi A_e = \frac{\text{PIRE}}{4\pi d^2} A_e \quad (\text{W}) \quad (5.7)$$

Recalcando que la ganancia de la antena de recepción está dada en términos de su apertura efectiva :

$$G_R = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (\text{adimensional}) \quad (5.3.1)$$

Por lo tanto podemos escribir la potencia recibida como:

$$C = \frac{\text{PIRE}}{4\pi d^2} \frac{G_R \lambda^2}{4\pi} = \text{PIRE} \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_R = \text{PIRE} \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^{-2} G_R \quad (W) \quad (5.8)$$

$$C = \frac{\text{PIRE}}{\text{FSL}} G_R \quad (W) \quad (5.9)$$

Donde: FSL es la "PERDIDA EN EL ESPACIO LIBRE" =

$$\left(\frac{4\pi}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{adimensional}) \quad (5.10)$$

Note que éste término FSL "FREE SPACE LOSS" es una función de frecuencia y no es sólo el inverso cuadrado de la pérdida de la energía por dispersión en el espacio libre. Esta forma es muy conveniente para aplicarla en un análisis de enlace, utilizando un sistema computacional.

Ya que la trayectoria total no solo está en el espacio libre, si no que pasa a través de la capa atmosférica, se deberá incluir las pérdidas ocasionadas por absorción atmosférica "L". Por lo tanto la ecuación ahora es:

$$C = \frac{\text{PIRE}}{\text{FSL}} \frac{G_R}{L} \quad (W) \quad (5.11)$$

El nivel actual de la portadora recibida no es crítico ya que el receptor tiene ganancia para almacenar la señal para un nivel aceptable.

La razón de portadora a densidad de potencia de ruido (C/N_0) es la medida principal de la capacidad del sistema para pasar información del transmisor al receptor

Esta razón puede ser escrita como:

$$C/N_0 = 10 \log \left(\frac{\text{PIRE}}{\text{FSL}} \frac{G_R}{L} \right) + 10 \log \left(\frac{1}{kT_{\text{sis}}} \right) \quad \text{dB-Hz} \quad (5.12)$$

Es importante recordar que la densidad de potencia de ruido es igual a:

$$N_0 = \frac{N_{\text{TOTAL}}}{W} = \frac{\text{potencia de ruido total}}{\text{ancho de banda}} = kT_{\text{sis}} \quad (5.13)$$

Esta razón es expresada en términos de decibeles usando la siguiente notación:

$$C/N_0 = \text{PIRE} - \text{FSL} - L + G/T_{\text{sis}} + 228.6 \quad \text{dB-Hz} \quad (5.14)$$

A continuación se indican los términos que estaremos empleando:

PIRE = es la potencia isotrópica radiada efectiva en dBW.

FSL = es las pérdidas en el espacio libre en la trayectoria de transmisión.

L = son las pérdida atmosféricas en decibeles.

G/T_{sis} = es la figura de mérito del receptor dB/K (Ganancia de la antena receptora/temperatura de ruido del sistema)

10 log (k) = es la constante de Boltzmann, $k = 1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$, en términos de decibeles = -228.6 dBW/K/Hz

Otra ecuación muy utilizada es aquella que expresa la densidad de flujo en el receptor en términos de las pérdidas en el espacio libre, y hacemos mención de esta ecuación ya que será la que emplearemos para nuestros cálculos. La ecuación es la siguiente:

$$\phi = \frac{\text{PIRE}}{4\pi d^2} = \frac{\text{PIRE}}{\left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2} \frac{4\pi}{\lambda^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (5.15)$$

$$\phi = \frac{\text{PIRE}}{\text{FSL}} G_1 \quad \text{W/m}^2$$

Donde G_1 es la ganancia de la antena de 1 m^2 . ($A_e = 1$)

(5.16)

Este término G_1 , el cual tendrá un valor dado para un rango de frecuencia y junto con el término de pérdidas en el espacio libre, el cual es usado en el análisis de enlace, nos permitirá que la densidad de flujo en el receptor sea fácil de calcular.

Los valores que tomará G_1 dependerá del rango de frecuencia que utilice el sistema bajo estudio, estos valores se obtienen de la siguiente forma:

La ganancia de una antena es obtenida por:

$$G = 10 \log \frac{4\pi A_e}{\lambda^2}$$

Como la antena tiene un área efectiva de uno., la ecuación de ganancia queda en función de la frecuencia que sea utilizada para *transmitir* al satélite.

Para la banda "C", que utiliza el rango de frecuencias de 6 GHz/4 GHz (frecuencia de subida /frecuencia de bajada del satélite) el valor de G_1 es 37.0 dB.

Para la banda "Ku", que utiliza el rango de frecuencias de 14 GHz/11GHz el valor de G_1 es igual a 44.4 dB

La ecuación (5.16) es más comúnmente escrito en términos de decibeles como sigue, donde la pérdida por absorción atmosférica ha sido incluida:

$$\phi = \text{PIRE} - \text{FSL} - \text{LABS} + G_1 \quad \text{dBW/m}^2$$

(5.16.1)

Así podremos escribir la ecuación 5.14 de la siguiente forma:

$$\frac{C}{N_0} = \phi - G_1 + \frac{G}{T_{\text{sis}}} - 228.6 \quad \text{dB} - \text{Hz}$$

(5.14.1)

El enlace del satélite consiste sobre todo de dos partes básicas; los efectos del enlace de subida "uplink" y los efectos del enlace de bajada "downlink".

Además del ruido térmico, hay un número de conceptos de interferencia que deben ser incluidos; por el momento, estos no serán considerados.

El satélite amplifica la señal recibida (y el ruido que dicha señal contenga), efectúa una translación de frecuencia y retransmite algunas cantidades de potencia de bajada a el receptor de la estación terrena.

El satélite será tratado, por ahora, simplemente como un dispositivo con cierta ganancia.

5.2.1 ECUACION DE ENLACE DE SUBIDA "UPLINK"

La ecuación de "uplink" para transmisiones al satélite puede ahora ser escrita sustituyendo directamente los valores apropiados dentro de la ecuación básica del enlace:

$$\frac{C}{N_0} = PIRE_{ES} - FSL_{UP} - L_{ABS} + G_{SAT} + 228.6 \text{ dB-Hz}$$

(5.14.2)

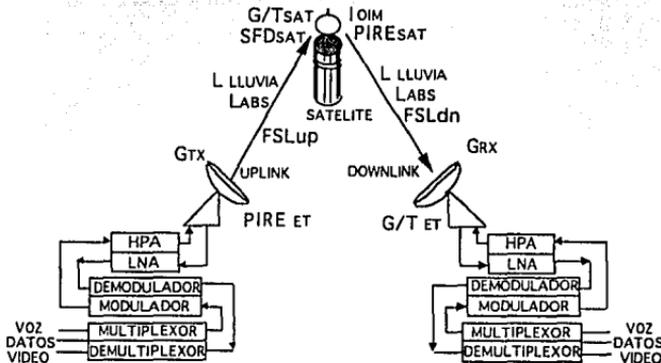


FIGURA. 5.3 ENLACE SATELITAL

5.2.2 GANANCIA Y POTENCIA DE SALIDA DEL SATÉLITE

El subsistema de comunicación es el mayor componente de un satélite de comunicaciones, siendo el de mayor peso y volumen de todo el satélite. Este subsistema está compuesto de una o más antenas, las cuales reciben y transmiten sobre un amplio ancho de banda en frecuencias de microondas y son instalados receptores y transmisores que amplifican las señales que le llegan. Esta unidad receptora-transmisora es conocida como transpondedor.

La figura 5.4 muestra un típico transpondedor del tipo usado en los satélites de INTELSAT para la banda C, de 6/4 GHz. El amplificador de potencia de salida podría ser un TWTA o un GaAsFET (también llamado amplificador de estado sólido, SSPA). El oscilador local está en 2225 MHz para proveer el apropiado cambio en frecuencia, de 6 GHz de subida a 4 GHz de frecuencia de bajada, y después del combinador está el filtro pasabanda que remueve las frecuencias indeseables resultantes de la operación de conversión de bajada.

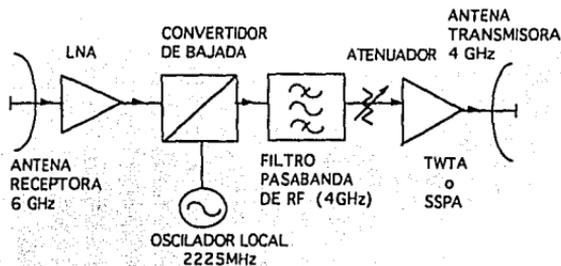


FIGURA 5.4 DIAGRAMA SIMPLIFICADO DE UN TRANSPONDADOR

El atenuador que se muestra en la figura 5.4, su valor puede controlarse desde tierra; y tiene la función de ajustar la ganancia del transpondedor y proveer el necesario control para el back off de salida del TWTA.

La relación entre la potencia de entrada y la potencia de salida del satélite es encontrada, refiriéndonos apropiadamente a la curva de AM/AM de la figura 5.5 del amplificador del TWTA del satélite (AM/AM es una forma abreviada de la frase "conversión amplitud modulada-amplitud modulada", usada para describir un tipo de distorsión en amplificadores de microondas). Estas

describir un tipo de distorsión en amplificadores de microondas) .Estas potencias de entrada y salida, son generalmente especificadas en términos de sus "BACK-OFF", los cuales están referidos al nivel de saturación del amplificador.

Para encontrar la potencia de salida, primero se calcula el back-off de la potencia de entrada de saturación (IOBI) comparando la densidad de flujo de la portadora del enlace de subida a la densidad de flujo de saturación SFD (es la máxima potencia requerida para saturar el amplificador) especificada para el satélite. La SFD es una función del patrón de antena del enlace de subida del satélite, dada como parte de las especificaciones del satélite, y la localidad de la estación terrena de transmisión, en el anexo C se muestran los patrones de radiación, en banda C, de las antenas del Satélite Solidaridad II.

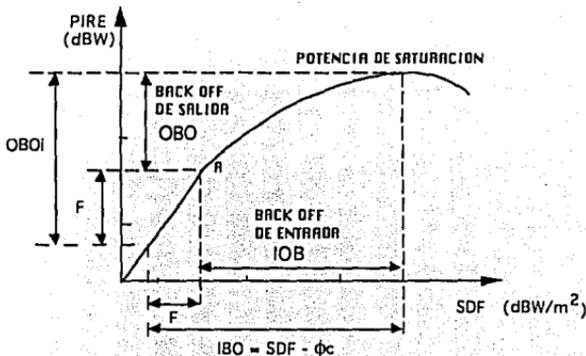


FIGURA 5.5 CURVA DE TRANSFERENCIA DE UN TWT

Considerando la figura 5.5 y los comentarios arriba mencionados se llega a la siguiente ecuación:

$$IOB = SDF - \phi_c = SDF - PIRE_{ES} + FSL_{UP} + L_{ABS} - G_1$$

(5.17)

Las abreviaturas utilizadas en la gráfica 5.5 significan lo siguiente:

IBO	BACK-OFF de entrada del canal de RF
OBO	BACK-OFF de salida del canal de RF
IBOI	BACK-OFF de entrada de portadora individual
OBOI	BACK-OFF de salida de portadora individual

No es necesario calcular el PIRE del satélite, la potencia de salida del transmisor y la ganancia de la antena, ya que el back-off de salida puede ser usado directamente para calcular la PIRE de satélite, ecuación 5.18.

La capacidad del enlace de bajada del satélite es normalmente especificado en términos del PIRE sin considerar la ganancia de la antena, éste PIRE puede ser calculado localizando la estación terrena receptora en los contornos del PIRE saturado del satélite, y usando el valor del back-off de salida, ver ecuación 5.18. Un ejemplo ilustrativo son los patrones de radiación a la transmisión (anexo D) los cual muestra las huellas del satélite. En el anexo D se muestran los PIRE's de satélite de algunos transpondedores para varias localidades.

$$\text{PIRESAT} = \text{PIRESATU} - \text{OBOI} \quad \text{dBW} \quad (5.18)$$

5.2.3 ECUACION DEL ENLACE DE BAJADA

En lo que respecta al enlace de bajada, "DOWN LINK" los cálculos son obtenidos; substituyendo los valores apropiados dentro de la ecuación (5.14) básica de enlace :

$$\frac{C}{N_0} = \text{PIRE}_{\text{SAT}} - \text{FSL}_{\text{DN}} - L_{\text{ABS}} + \frac{G}{T_{\text{ES}}} + 228.6 \quad \text{dB-Hz} \quad (5.14.4)$$

El análisis es completado combinando apropiadamente las dos razones de portadora a densidad de potencia de ruido. A continuación se ilustra el método general para hacer ésto.

En el satélite, como en cualquier dispositivo receptor, se genera ruido, este ruido es ocasionado por los dispositivos activos y pasivos del sistema. El

satélite puede ser modelado como un amplificador con una ganancia G_s y una fuente de ruido.

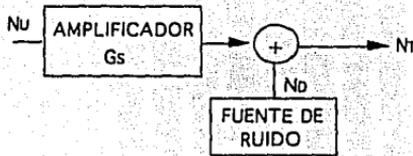


FIGURA. 5.6 MODELO DE UN AMPLIFICADOR Y FUENTE DE RUIDO

Este modelo, figura. 5.6, considera las pérdidas del enlace de bajada para ser incluidas en la ganancia del satélite. El nivel de la portadora que incide en la estación terrena receptora es entonces sólo el nivel de la portadora que incide en la entrada del satélite, multiplicado por la ganancia de la antena. Ya que la densidad de potencia de ruido del enlace de subida también aparecerá en la estación terrena receptora multiplicada por ésta ganancia, nosotros podemos escribir las siguientes ecuaciones:

El nivel de la portadora en el enlace de bajada es :

$$C_D = C_U G_S \quad (5.19)$$

Donde : C_o = Potencia de portadora del enlace de bajada
 C_U = Potencia de portadora del enlace de subida
 G_s = Ganancia del enlace de bajada de la Red del Satélite

El ruido total en la estación receptora es:

$$N_T = N_D + N_U G_S \quad (5.20)$$

Donde : N_T = Potencia de ruido total
 N_b = Potencia de ruido del enlace de bajada
 N_U = Potencia de ruido del enlace de subida
 G_s = Ganancia del enlace de bajada de la Red del satélite

$$\frac{N_T}{C} = \frac{N_U G_S + N_D}{C_D} = \frac{N_U G_S}{C_U G_S} + \frac{N_D}{C_D} = \frac{N_U}{C_U} + \frac{N_D}{C_D} \quad (5.21)$$

$$\left(\frac{C}{N_T}\right)^{-1} = \left(\frac{C_U}{N_U}\right)^{-1} + \left(\frac{C_D}{N_D}\right)^{-1} \quad (5.22)$$

Esta relación puede ser generalizada para incluir tanto ruido e interferencia como sean requeridos para completar los cálculos del enlace.

$$\left(\frac{C}{N_T}\right)^{-1} = \left(\frac{C_U}{N_U}\right)^{-1} + \left(\frac{C_D}{N_D}\right)^{-1} + \left(\frac{C_x}{N_x}\right)^{-1} + \dots + \left(\frac{C_x}{I_x}\right)^{-1} \quad (5.23)$$

5.3 RUIDO DE INTERMODULACION

Cuando accesan varias portadoras al mismo tiempo pero en diferente frecuencia se incrementa el nivel de ruido, a este ruido se le llama ruido de intermodulación.

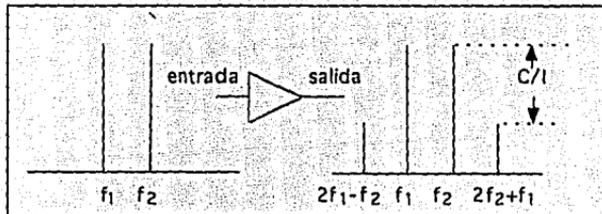


FIGURA 5.7 PRODUCTOS DE INTERMODULACION GENERADOS EN UN AMPLIFICADOR NO LINEAL

La potencia de ruido de intermodulación (productos de intermodulación) depende del nivel de potencia de las portadoras que son amplificadas y la linealidad del amplificador. En el caso de dos portadoras que tienen el mismo

nivel de entrada, pero sobrepasan la potencia de la región lineal de entrada del amplificador, se obtendrán a la salida de éste, las portadoras amplificadas y señales adicionales, las cuales son los productos de intermodulación.

Si consideramos dos portadoras limpias (señales sin información) que son amplificadas al mismo tiempo (ecuación 5.25 y 5.26); a través de un sistema no lineal representado por la ecuación 5.27, se obtendrá una ecuación con un infinito número de términos que se generan debido a la no linealidad del sistema (en este caso, el amplificador de potencia dentro del satélite).

$$V \cos w_1 t \quad (5.25)$$

$$V \cos w_2 t \quad (5.26)$$

$$Y(t) = a_1 X(t) + a_2 X^2 + a_3 X^3 + \dots + a_n X^n \quad (5.27)$$

Donde :

$Y(t)$ es la señal de salida amplificada

$X(t)$ es la señal de entrada $X(t) = V \cos w_1 t + V \cos w_2 t$

a_1 es la ganancia de una señal pequeña y donde $a_1 \gg a_2 \gg a_3 \gg a_n$

Al amplificar las dos señales de la ecuación 5.25 y 5.26 :

$$\begin{aligned} Y(t) &= a_1(V \cos w_1 t + V \cos w_2 t) && \text{señales amplificadas deseadas} \\ &+ a_2(V \cos w_1 t + V \cos w_2 t)^2 && \text{términos de 2º orden} \\ &+ a_3(V \cos w_1 t + V \cos w_2 t)^3 && \text{términos de 3º orden} \\ &+ a_n(V \cos w_1 t + V \cos w_2 t)^n && (5.27.1) \end{aligned}$$

obtendremos a la salida, las señales deseadas amplificadas y señales adicionales.

Al pasar la ecuación 5.27.1 en el dominio de la frecuencia nos daremos cuenta que los términos que afectan más son los términos de tercer orden (ver tabla 5.1). Los términos de orden diferente al tercero, son de bajo nivel que pueden despreciarse o términos que pueden eliminarse con un buen filtrado.

El ruido de intermodulación no se puede evitar pero si reducirlo al "máximo", esto se logra escogiendo un back off de entrada y de salida adecuados; para determinar estos back off's, se generan tablas o curvas en base a programas computacionales, que analizan el nivel de ruido de intermodulación que se

generará al operar un amplificador con un determinado número de portadoras:

ORDEN	TERMINO	TIPO DE PRODUCTO	COMPONENTE DE FRECUENCIA	COMENTARIOS
1	$a_1(A+B)$	$a_1(A+.....)$	$a_1 V \cos(\omega_1 t)$	fundamental
2	$a_2(A+B)^2$	$a_2(A^2+....)$	$a_2(1/2)V^2$	DC
			$a_2(1/2)V^2 \cos(2\omega_1 t)$	2ª armónica
		$a_2(2AB)$	$a_2 V^2 \cos[(\omega_2 - \omega_1)t]$	IM cerca de DC
			$a_2 V^2 \cos[(\omega_2 + \omega_1)t]$	IM cerca de 2ª arm.
3	$a_3(A+B)^3$	$a_3(A^3+....)$	$a_3(3/4)^3 \cos(\omega_1 t)$	fundamental
			$a_3(1/4)V^3 \cos(3\omega_1 t)$	3ª armónica
		$a_3(3A^2B+....)$	$a_3(3/2)V^3 \cos(\omega_2 t)$	fundamental
			$a_3(3/4)V^3 \cos[(2\omega_1 - \omega_2)t]$	IM cerca de la fund.
			$a_3(3/4)V^3 \cos[(2\omega_1 + \omega_2)t]$	IM cerca de la 3ª arm.

NOTA: $A = V \cos \omega_1 t$, $B = V \cos \omega_2 t$, IM= Intermodulación

TABLA 5.1 ANALISIS DE UNA FUNCION NO LINEAL EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA

En el análisis de ruido de intermodulación se hace la consideración de que la intermodulación se distribuye uniformemente en el ancho de banda del transpondedor. Esto quiere decir que si la intermodulación se presenta en una frecuencia $(2\omega_1 - \omega_2)$ con un nivel C/I (figura 5.7), el cual lo referimos al punto de saturación del transpondedor:

$$C_{sat}/I = C/I + OBO \text{ [dB]} \quad (5.28)$$

y lo dividimos entre el ancho de banda útil (BW) del transpondedor:

$$C_{sat}/(I_o)_{sat} = C_{sat}/I + 10 \cdot \log(BW) \text{ [dB/Hz]} \quad (5.29)$$

$$-(I_o)_{sat} = C/I + OBO + 10 \cdot \log(BW) \text{ [dB/Hz]} \quad (5.29.1)$$

se obtiene la relación $C_{sat}/(I_o)_{sat}$, donde:

C_{sat} = potencia de la portadora referida a saturación, la cual tiene un valor de cero por no existir una portadora.

lo_{sat} = densidad de potencia de ruido de intermodulación referido a saturación.

La densidad de potencia de ruido de intermodulación que le correspondería a una portadora (C/lo), podrá calcularse así:

$$C/lo = -lo_{sat} - OBO_i \quad (\text{dB}) \quad (5.30)$$

Donde:

lo_{sat} es el valor total de ruido de intermodulación que esta presente en un transpondedor, que opera con un back off dado (ver anexo C).

El back off (OBO) está en función del número de portadoras que operarán en un transpondedor.

OBOi es el back off individual de la portadora que esta operando en el transpondedor.

La figura 5.8 muestra como el punto de saturación se modifica al incrementar el numero de portadoras en un transpondedor, esto se debe a la potencia que consume este ruido de intermodulación.

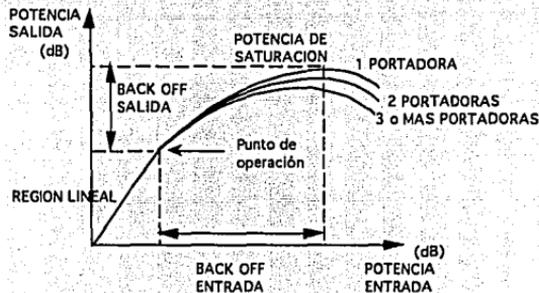


FIGURA 5.8 TRANSFERENCIA DE GANANCIA DE UN TRANSPONDEDOR OPERANDO CON DIFERENTE NUMERO DE PORTADORAS

El cálculo de la C/No total del enlace se realizaría utilizando la ecuación:

$$\left(\frac{C}{N_0}\right)_T = \left(\left(\frac{C_U}{N_U}\right)^{-1} + \left(\frac{C_D}{N_D}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{I_0}\right)^{-1} \right)^{-1} \text{ dB-Hz} \quad (5.31)$$

Donde C/I₀ toma un papel importante en la C/No)_T del cálculo del enlace.

Un punto importante en este procedimiento de cálculo de enlace es el relacionar la potencia de entrada con la potencia de salida del transpondedor, esto se logra introduciendo el concepto de fracción de potencia, F, que define la fracción o porción de la potencia del punto de operación que la portadora individual representa.

Por ejemplo si el transpondedor tiene 100 portadoras iguales, por lo tanto tendremos

$$F = -20 \text{ dB}$$

que equivale a:

$$F = 0.1 = 10\%$$

Las portadoras tendrán la misma fracción de potencia de salida como la de entrada. La gráfica 5.5 es una representación de este concepto.

Considerando la figura 5.5 la relación que existe entre la potencia de entrada con la de salida, es la siguiente:

$$F = IBO - IBOi \quad (5.32)$$

$$OBOi = OBO - F \quad (5.33)$$

5.4 INTERFERENCIAS QUE AFECTAN A UN ENLACE SATELITAL.

En comunicaciones vía satélite existen varios tipos de interferencia que afectan a un enlace satelital, para reducir la posibilidad de que afecten la calidad o en el peor de los casos perder el enlace, es importante considerarlas dentro del cálculo y de esta forma dar un margen al enlace,

manteniendo de esta forma la calidad de la comunicación. Los tipos de interferencias que afectan a un enlace satelital son :

1. INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF CROSS-POLARIZADOS
2. INTERFERENCIA DE LOS SISTEMAS DE SATELITE ADYACENTES
3. INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF ADYACENTES

5.4.1 INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF CROSS-POLARIZADOS

En los satélites de comunicación se utiliza el rehuso de frecuencia, estos es, se utiliza la misma frecuencia con diferente polarización (posición del campo eléctrico con respecto a la superficie de la tierra) para enviar dos señales diferentes.

Cuando se transmite al satélite se debe de ajustar el polarizador de la antena (este dispositivo determina la posición del campo eléctrico). Hasta lograr un nivel de aislamiento que permita evitar interferencia a la polarización contraria.

$$\text{aislamiento} = \frac{\text{nivel de pot. en la polarización de operación}}{\text{nivel de pot. en la polarización opuesta}} \quad (\text{adimen}) \quad (5.34)$$

$$\text{aislamiento} = X\text{-pol} = \text{copol} - \text{crosspol} \quad (\text{dB}) \quad (5.35)$$

El nivel de aislamiento de la señal deberá ser mayor de 30 dB .

Este ajuste de aislamiento permitirá reducir la interferencia en los canales de polarización opuesta (crosspol). Pero no podrá evitar que esta pequeña indicción incremente el nivel de ruido del transpondedor crosspol. Este nivel de ruido adicional se le denomina interferencia por polarización cruzada (lo X-pol). Este tipo de interferencia es cuantificada en el enlace de subida y en el enlace de bajada .

El nivel de interferencia por polarización cruzada estará en función del nivel de potencia que utilice la portadora del transpondedor (IBOi y OBOi). El nivel de portadora a interferencia es :

$$C/lo X-pol)_{up} = -lo X-pol)_{up} - IBOi \quad (\text{dB-Hz}) \quad (5.36)$$

$$C/(\text{Io X-pol})_{dn} = -\text{Io X-pol})_{dn} - \text{OBOI} \quad (\text{dB-Hz}) \quad (5.37)$$

Como se observa la interferencia dependerá del nivel de potencia de la portadora. El IBOI ó OBOI corresponden a una fracción de potencia que le corresponde a la señal a transmitir. Al aplicar el back off a la interferencia IoX-pol total, obtendremos la fracción de interferencia que le corresponde a nuestra señal. Este valor de interferencia total (IoX-pol) es proporcionado por la empresa que se encarga de asignar el tráfico en el satélite, en el caso de los satélites Morelos y Solidaridad es Telecomunicaciones de México (TELECOMM).

5.4.2 INTERFERENCIA DE LOS SISTEMAS DE SATELITE ADYACENTES

La órbita geoestacionaria se encuentra cada vez más congestionada de satélites, por lo que ha obligado a ubicarlos lo más cerca posible para aprovechar al máximo las posiciones orbitales. Actualmente los satélites tiene una separación mínima de 2 grados (ver figura 5.9). Esta separación puede generar interferencia si no se efectúa una coordinación entre los países que operen estos satélites vecinos.

Con el fin de reducir la interferencia entre satélites los diseñadores de antena para estación terrena, deben de apegarse a la recomendación 580 del CCIR (ver capítulo III), la cual establece como criterio de diseño, que toda antena que sea utilizada para comunicaciones vía satélite debe de cumplir con la función logarítmica, $29-25 \log \theta$. La figura 5.10 representa el patrón de radiación de una antena parabólica, la cual cuenta con lóbulos laterales que no sobrepasan la envolvente $29-25 \log \theta$, ya que estos lóbulos laterales podrían interferir a otro satélite.

Para el análisis de interferencia entre satélites se requiere considerar el plan de frecuencias de ambos satélites (si ambos utilizan la misma banda, C o Ku), los diámetros de antena de las estaciones terrenas, tráfico que se pretende asignar en cada uno de los satélites (si un satélite transmite TV el otro satélite deberá considerar muy seriamente si asigna datos en el mismo rango de frecuencias) y nivel de potencia máximo (PIRE de satélite) que puede radiar el satélite. En base a los datos anteriores el proveedor del satélite podrá proporcionar los valores de interferencia entre satélites (Io Adj.sat). Este tipo de interferencia cuantifica cuanto podría incrementarse el nivel de ruido del canal de comunicación, enlace de subida y de bajada, debido al tráfico asignado en el "satélite interferente".

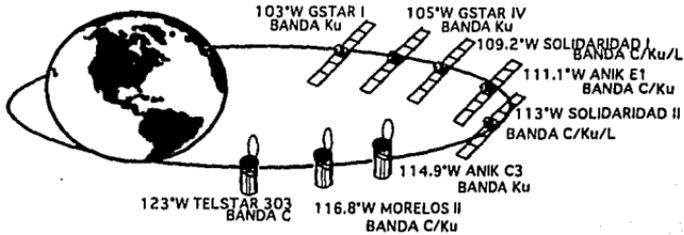


FIGURA 5.9 POSICION ORBITAL DE LOS SATÉLITES MEXICANOS

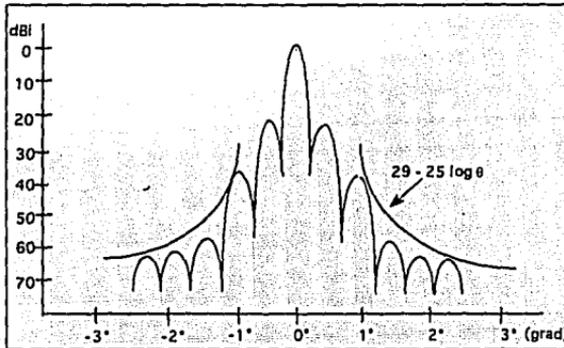


FIGURA 5.10 PATRON DE RADIACION DE UNA ANTENA PARABOLICA

El procedimiento para determinar la relación portadora-interferencia entre satélites es:

$$C/lo \text{ Adj. sat.})_{up} = -lo \text{ Adj. sat.})_{up} - IBOI \quad (\text{dB-Hz}) \quad (5.38)$$

$$C/lo \text{ Adj. sat.})_{dn} = PIREsat - [lo \text{ Adj. sat.})_{dn} - G_{ANT-RX}] \quad (\text{dB-Hz}) \quad (5.39)$$

FALLA DE ORIGEN

En la ecuación 5.38 aplicamos el back off de entrada para calcular el nivel de Interferencia entre satélites para el enlace de subida.

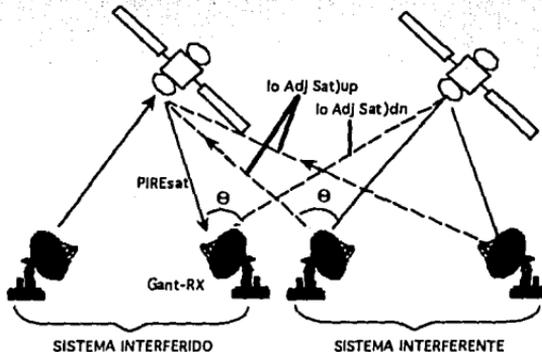


FIGURA 5.11 INTERFERENCIA ENTRE SATÉLITES

La ecuación 5.39 representa el nivel de portadora-interferencia del enlace de bajada. En esta ecuación se considera el nivel de PIRE de satélite y la ganancia de antena de la estación terrena receptora (G_{ANT-RX}). La figura representa la configuración de una interferencia entre satélites, se observa como las antenas del sistema interferente afectan al enlace de subida interferido, también muestra como el sistema interferente afecta a la señal de bajada del sistema interferido. El ángulo θ representa los grados a los que se encuentra el lóbulo lateral que transmite (y recibe) la señal interferente.

5.4.3 INTERFERENCIA DE LOS CANALES DE RF ADYACENTES

En una estación terrena el dispositivo que se encarga de amplificar las señales (TWTA, KLYSTRON ó SSPA's) algunas veces son utilizados a niveles de amplificación superiores a su región lineal (ver figura 5.5) y esto ocasiona que se presenten en la transmisión productos de intermodulación que

afectarán a las demás señales que estén operando cerca de la señal intermodulada (ver figura 5.12). A este tipo de afectación se le conoce como interferencia por canales adyacentes.

Recordemos que el satélite amplifica toda señal que recibe, por tal motivo amplificará tanto la portadora como los productos de intermodulación que genere una estación terrena transmisora.



FIGURA 5.12 PRODUCTOS DE INTERMODULACION QUE AFECTAN A UN CANAL ADYACENTE

No solo la estación terrena transmisora provoca este tipo de interferencia, el amplificador del satélite también podría generar productos de intermodulación. Si una estación terrena transmisora envía una señal al satélite con un nivel de potencia tal que sobrepase la región lineal del transpondedor, el satélite retransmitirá una señal amplificada y productos de intermodulación. En otras palabras la señal se extenderá en un ancho de banda superior al que normalmente ocuparía, ocasionando de esta forma interferencia a los canales adyacentes.

Entre más portadoras se encuentren operando arriba de la región lineal los productos de intermodulación se incrementarán de forma proporcional, ocasionando que el nivel de interferencia crezca.

Este tipo de interferencia podrá reducirse al "máximo" si mantenemos la operación del amplificador, tanto de la estación terrena como del satélite, dentro de la región lineal. En otras palabras, mantener el back off de salida abajo del punto de saturación.

5.5 MARGENES DE ATENUACION DEL ENLACE DINAMICO

En la sección anterior se explicaron los diferentes tipos de interferencia que afectarían a un enlace satelital, siendo aquellos los más representativos

dentro del enlace, pero no por eso debemos olvidar que existen parámetros climatológicos, mecánicos, pérdida de eficiencia del equipo de comunicaciones con el paso del tiempo, etc. que también afectan a la calidad del enlace satelital.

Existen valores que se han establecido en base a la experiencia y a estudios que permiten evitar que la señal se atenue debido a parámetros dinámicos, ellos son :

1. *Margen de lluvia.* Para las comunicaciones que operan en banda Ku se maneja un margen de lluvia, que permite dar un rango de seguridad al enlace satelital para que no se atenue a tal grado que se pierda la comunicación cuando este lloviendo.

2. *Margen por apuntamiento y polarización.* A pesar de que la estación terrena se encuentra bien orientada al satélite se recomienda manejar un margen de atenuación por desapuntamiento y despolarización de la estación terrena, tanto de la transmisora como receptora. El valor que se utiliza es de 0.2 dB para cada uno de los enlaces, el de subida y bajada.

3. *Margen de atenuación por envejecimiento del equipo.* Al paso del tiempo la eficiencia de los equipos de comunicación se va degradando. Los dispositivos que se encuentran en este caso son los amplificadores de potencia. Aunque la ganancia del transpondedor se va degradando con el tiempo, es el amplificador de la estación terrena el que presenta una degradación más drástica. El valor de margen por envejecimiento del equipo de la estación terrena que se maneja normalmente en un cálculo de enlace es de 2 dB.

4. *Margen de implementación.* El margen de implementación es la diferencia de potencia que existe entre la C/N requerida con la C/N calculada (valor obtenido en un cálculo de enlace). Se considera una diferencia de potencia de 1.5 dB. Este nivel de potencia permite reducir la interferencia entre símbolo, la cual se presenta en el propio equipo de comunicación debido a la falta de un buen filtrado (hay que tener presente que no es posible construir filtros con una respuesta ideal) y la no linealidad del satélite, provocando que este tipo de interferencia incremente el ruido y por ende reduzca la relación C/N. Una forma de subsanar este tipo de interferencia es el incrementar unos dB's a la C/N calculada. Esta potencia extra es llamada margen de implementación.

CAPITULO VI

DISEÑO DE UNA RED SPADE A TRAVÉS DEL SISTEMA DE SATÉLITES SOLIDARIDAD

6.1 INTRODUCCION

Un sistema de comunicaciones se caracteriza por la transmisión de señales de información con la mayor fidelidad posible, de un punto transmisor a otro receptor, y si el sistema de comunicaciones utiliza un satélite para lograr este objetivo, entonces es necesario considerar varios factores que intervienen en el diseño y cálculo de enlace. Los parámetros que intervienen en el enlace son básicamente atenuaciones, temperaturas de ruido, potencias disponibles y ganancias de las antenas, por lo que es necesario el estudio de cada una de las partes que componen el sistema de comunicaciones y que son, en primer lugar, el satélite que nos dará los lineamientos en el tipo de equipo de recepción y transmisión a usar. El satélite tiene limitaciones en lo que respecta a suministro de potencia para el proceso y envío de señales. Sin embargo, en tierra (enlace de subida) es más fácil el subsanar estas diferencias, utilizando amplificadores de alta potencia y/o antenas de un diámetro grande, donde se ira incrementado el costo del equipo si deseamos obtener una mayor potencia a la transmisión.

En el espacio libre la potencia disponible del satélite es finita y se limita a la energía proporcionada por celdas solares, por lo tanto, la potencia de transmisión (del satélite) es relativamente baja, pero con la suficiente energía para que en la tierra pueda ser procesada y se recupere la información. Aunque para recibir la señal (enlace de bajada) con la calidad necesaria se requiera antenas que tengan una figura de mérito (G/T) adecuada y LNA's (Low Noise Amplifier, Amplificador de bajo ruido). Dispositivo que se encarga de amplificar la señal que capta la antena receptora) que posean una temperatura de ruido baja. Aquí también la calidad del enlace de bajada va a la par con el costo del equipo.

Para ambos casos, enlace de subida y bajada, se deberá encontrar un balance entre calidad del enlace y costo del equipo de comunicaciones. Para tal fin es necesario efectuar un análisis en base a un cálculo de enlace, el cual nos permitirá deteminar los parámetros mínimos para que una red pueda operar

eficientemente. Lo que necesitamos conocer es :

- Ganancia de las antenas que formarán la red (Diámetro de las antenas)
- Figura de mérito de las antenas (capacidad de los LNA's)
- Capacidad de los amplificadores de potencia que se requieren en las estaciones terrenas
- PIRE de Estación Terrena
- PIRE de satélite (potencia consumida por la red en el satélite)
- Ancho de banda ocupado por la red en el satélite

6.2 CALCULO DE ENLACE

Para efectuar un cálculo de enlace es necesario diseñar un formato donde se encuentren los datos de los puntos que se pretenden enlazar, características de la señal que se utilizará para enviar la información, posición del satélite, características del transpondedor, etc. El siguiente formato fue diseñado considerando que son los datos mínimos que se requieren para reportar un cálculo de enlace.

CALCULO DE ENLACE PARA TRAFICO DIGITAL VIA SISTEMA DE SATÉLITES "SOLIDARIDAD" [BANDA C] REQUERIMIENTOS DEL SERVICIO

ENLACE
VELOCIDAD DE Tx (Kbps)
MODULACION
BER
[Eb/No] (dB-Hz)
[C/No] Req. (dB-Hz)
[BW] Req./Port. (RF) (MHz)
Número de portadoras

PARAMETROS DEL SATÉLITE

SATÉLITE
LONGITUD SAT. (grados)
Longitud Sat. (Rad.)

FRECUENCIAS DE OPERACION Y BW DISP. DEL TP (transponedor)

[Frec.] up (MHz)

[Frec.] dn (MHz)

[BW] Disp. TP (MHz)

PUNTO DE OPERACION DEL SSPA Y ATENUACION DEL TP

[IBO] (dB)

[OBO] (dB)

[ATP] (dB)

NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE ENTRADA PARA SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[Io] up Adj. Sat. (dB-Hz)

[Io] up X-Pol. (dB-Hz)

[Io] up Adj. Ch. (dB-Hz)

[Io] up ES IM (S) (dB-Hz)

[Io] up ES IM (M) (dB-Hz)

NIVELES DE INTERFERENCIA(Io) RELATIVOS A LA POTENCIA DE SALIDA EN SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[Io] dn Adj. Sat. (dB-Hz)

[Io] dn X-Pol. (dB-Hz)

[Io] dn Adj. Ch. (dB-Hz)

[Io] dn SAT IM (dB-Hz)

PARAMETROS DE LAS ESTACIONES TERRENAS

LOCALIDAD

TRANSMISORA

RECEPTORA

REGION

LATITUD (N)

Lat. (Rad.)

LONGITUD (W)

Long. (Rad.)

ASNM (Km)

RANGO (Km)

Diám. de Antena (m)

Ganancia Tx (dBi)

Ganancia Rx (dBi)

Temp. Ruido Ant. (*K)

Temp. Ruido LNA (*K)

Temp. Ruido TOTAL (*K)

[G/T] E/T (dB/*K)

MULTIPORTADORAS (SI/NO)

[Io] up ES IM (dB-Hz)

PARAMETROS DEL ENLACE

PARAMETROS DEL ENLACE ASCENDENTE

LOCALIDAD	TRANSMISORA	RECEPTORA
[SFD] (ATP = 0 dB) (dBW/m ²)		
[SFD] (Real) (dBW/m ²)		
[G/T] SAT (dB/*K)		
[IBOI] (dB)		
[PIRE] up (dBW)		
[FSL] up (dB)		
[L] disp. (dB)		
[L] up Abs. Atm. (dB)		
[L] up Lluvia (dB)		
[L] up Apt. (dB)		
[L] up Pol. (dB)		
[L] up Inest. Eq. Tx (dB)		
Margen de Enlace Asc. (dB)		
[C/No] up Th. (dB-Hz)		
[C/lo] up Adj. Sat. (dB-Hz)		
[C/lo] up X-Pol. (dB-Hz)		
[C/lo] up Adj. Ch. (dB-Hz)		
[C/lo] up ES IM (dB-Hz)		
[C/No] up TOTAL (dB-Hz)		

POTENCIA /PORTADORA REQUERIDA EN EL HPA

E/T Tx	TRANSMISORA	RECEPTORA
[PIRE] up (dBW)		
[Gan.] Tx E/T (dB)		
[IFL] E/T Tx (dB)		
POTENCIA (W)		

PARAMETROS DEL ENLACE DESCENDENTE

LOCALIDAD	TRANSMISORA	RECEPTORA
[PIRE] SAT (Sat'd) (dBW)		
[F] (dB)		
[OBOI] (dB)		
[PIRE] dn (dBW)		
[FSL] dn (dB)		
[L] dn Abs. Atm. (dB)		
[L] dn Lluvia (dB)		
[L] dn Apt. (dB)		
[L] dn Pol. (dB)		

3. El usuario incrementará ó disminuirá el PIRE de estación terrena "estimado", de acuerdo a lo indicado por la hoja de cálculo en la sección de "parámetros para inicio de cálculo".

En el anexo E se encuentra la hoja excel con las ecuaciones necesarias para un cálculo de enlace.

6.3 DISEÑO DE LA RED SPADE

Con la integración del Sistema de Satélites Solidaridad en 1993, la capacidad satelital de México se duplica a 1992, al tenerse en órbita a tres satélites mexicanos: el Morelos II y los dos Satélites Solidaridad, extendiendo la cobertura de servicio de conducción de señales vía satélite a 25 países del continente americano.

Actualmente los satélites mexicanos conducen las señales de más de 340 redes privadas que satisfacen las necesidades de transmisión de datos de empresas financieras, industriales y de servicios; 35 canales de televisión que enlazan a 500 estaciones; 120 sistemas de televisión por cable y 35 redes de radiodifusión que enlazan a 1530 estaciones de radio en el país.

TABLA 6.1

País	Capital
Guatemala	Guatemala
Belice	Belmopan
El Salvador	San Salvador
Honduras	Tegucigalpa
Nicaragua	Managua
Costa Rica	San José
Panamá	Panamá
Cuba	La Habana
Haití	Puerto Príncipe
República Dominicana	Santo Domingo
Puerto Rico	San Juan
Jamaica	Kingston
Venezuela	Caracas
Colombia	Bogotá
Venezuela	Caracas
México	México

Aprovechando las características de los satélites Solidaridad y el bajo costo del servicio con respecto a los satélites de cobertura internacional, se propone una red satelital internacional utilizando la técnica de acceso SPADE. La red satelital tendrá una configuración malla, donde se enlazarán diferentes países de centro y sud América con antenas de bajo diámetro. La presente red podrá comunicar a estos países de una forma rápida y eficaz; no se requerirá el efectuar un doble salto y podrán existir una o varias estaciones terrenas en un mismo país y donde cada una podría preasignarse canales telefónicos individualmente.

Como se observa en la tabla 6.1, el proyecto tiene la intención de comunicar todas las capitales de centro América (considerando las del caribe), algunas ciudades de sud América y por supuesto México. En el anexo C se encuentran las especificaciones técnicas del Satélite Solidaridad II para estas ciudades.

6.3.1 MEMORIA DE CALCULO

Para inicial el cálculo de enlace se tomaron en cuenta las siguientes consideraciones:

- 1.- El cálculo de enlace se basa en las características técnicas mencionadas en la tabla 4.1.
- 2.- Como es un sistema donde todas las estaciones terrenas tienen que comunicarse entre si, se efectuó un cálculo de enlace entre los países más alejados que formarán la red SPADE. Se consideró el peor de los casos, el enlace México-Venezuela, para determinar las características del resto de las estaciones terrenas (E/T) que formarán la red.
- 3.- En un tiempo dado el 40% de los 800 canales telefónicos que posee la red SPADE se encuentran ocupados. Las 320 portadoras (40% de 800) utilizarán el total de potencia disponible en el transpondedor.
- 4.- Se determinó la potencia por portadora (de las 320 portadoras). Se requiere 6.94 dBW de la PIRE de satélite como mínimo, para que cada portadora de las 320 pueda operar en la ciudad México ($PIRE_{SAT}$ en México = 32dW).

$$\text{Pot./Port.} = \frac{10^{(32/10)}}{320} \quad (\text{W})$$

$$\text{Pot./Port.} = 6.94 \quad (\text{dBW})$$

$$\% \text{Pot./Port.} = \frac{10^{(6.94/10)}}{10^{(32/10)}} \times 100$$

$$\% \text{Pot./Port.} = 0.312\%$$

Si al porciento de potencia (0.0031) lo pasamos a dB's, obtendremos el valor de:

$$F = -25.06 \text{ dB.}$$

Donde 314 portadoras corresponden a canales de voz, una portadora TDMA (equivalente a 4 portadoras de voz) y una portadora piloto (equivalente a dos portadoras de voz). El sistema queda de la siguiente forma:

$$\% \text{Pot./314 Port.} = 97.97\%$$

$$\% \text{Pot./port. TDMA} = 1.25\%$$

$$\% \text{Pot./port. Piloto} = 0.63\%$$

5.- Se consideró varios diámetros de antena y tamaños de LNA's, tanto en la antena transmisora como receptora, hasta poder lograr los valores deseados en el punto 4 y la C/No requerida. Cuidando siempre que el costo de las estaciones terrenas se man tuviera lo más bajo posible.

6.- Se fue variando el valor del atenuador y back off de entrada-salida del Satélite hasta lograr un valor de ruido de intermodulación (IM), tal que el valor de C/No total no dependiera completamente de IM.

7.- Se efectuó un segundo cálculo de enlace, con el fin de corroborar que la potencia asignada al TDMA es la necesaria para que pueda operar.

8.- Se consideró que cada E/T cuenta con 60 circuitos terrestres y que una E/T transmite la portadora piloto.

CALCULO DE ENLACES PARA TRAFICO DIGITAL
VIA SISTEMA DE SATÉLITES "SOLIDARIDAD"
[BANDA C]

TECNICA DE RECESO SPRAE

REQUERIMIENTOS DEL SERVICIO

ENLACE		MEX./VENEZUELA
VELOCIDAD DE Tx (Kbps)		64
MODULACION		QPSK
BER		0.0001
FEC		0
[Eb/No] (dB-Hz)		10.3
[C/No] Req. (dB-Hz)		58.36
[BW] Req./Port. (RF) (MHz)		0.05
Número de portadoras		800
Port. activadas por voz SI/NO		SI
Núm.de port. activadas/voz por Fact.de activación		320

PARAMETROS DEL SATÉLITE

SATÉLITE		SOLIDARIDAD II
LONGITUD SAT. (grados)		113
Longitud Sat. (Rad.)		2

FRECUENCIAS DE OPERACION Y BW DISP. DEL TP

[Frec.] up (MHz)		6145
[Frec.] dn (MHz)		3920
[BW] Disp. TP (MHz)		36

PUNTO DE OPERACION DEL SSPA Y ATENUACION DEL TP

[IBO] (dB)		7.5
[OBO] (dB)		5
[ATP] (dB)		6

NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE ENTRADA PARA SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[Io] up Adj. Sat. (dB-Hz)		-115.5
[Io] up X-Pol. (dB-Hz)		-115.5
[Io] up Adj. Ch. (dB-Hz)		-114
[Io] up ES IM (S) (dB-Hz)		-106
[Io] up ES IM (M) (dB-Hz)		-115

NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE SALIDA EN SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[Io] dn Adj. Sat. (dB-Hz)	-53
[Io] dn X-Pol. (dB-Hz)	-112
[Io] dn Adj. Ch. (dB-Hz)	-109,5
[Io] dn SAT IM (dB-Hz)	-97,2

PARAMETROS DE LAS ESTACIONES TERRENAS

LOCALIDAD		MÉXICO	CARACAS,VENEZ.
REGION		RI,NORTE AMERICA	R2,SUD-AMERICA
LATITUD (N)		19,35	10,3
Lat. (Rad.)		0,34	0,18
LONGITUD (W)		99,01	66,56
Long. (Rad.)		1,73	1,16
ASNM (Km)		2,233	0
RANGO (Km)		36413,3	38129
Diám. de Antena (m)		3,8	3,8
Ganancia Tx (dBi)		45,8	45,8
Ganancia Rx (dBi)		42,1	42,1
Temp. Ruido Ant. (°K)		53,2	53,2
Temp. Ruido LNA (°K)		40	40
Temp. Ruido TOTAL(°K)		93,2	93,2
[G/T] E/T (dB/°K)		22,4	22,4
MULTIPORTADORAS (SI/NO)		SI	SI
[Io] up ES IM (dB-Hz)		-115	-115

PARAMETROS DEL ENLACE

PARAMETROS DEL ENLACE ASCENDENTE

LOCALIDAD		MÉXICO	CARACAS,VENEZ.
[SFD] (ATP = 0 dB)(dBW/m ²)		-94,5	-94,7
[SFD] (Real) (dBW/m ²)		-88,5	-88,7
[G/T] SAT (dB/°K)		4,6	4,8
[IBOI] (dB)		32,3	32,4
[PIRE] up (dBW)		44,18	44,27
[FSL] up (dB)		199,4	199,8
[L] disp. (dB-m ²)		162,2	162,6
[L] up Abs. Atm. (dB)		0,3	0,3
[L] up Lluvia (dB)		1,5	1,5
[L] up Apt. (dB)		0,1	0,1
[L] up Pol. (dB)		0,1	0,1
[L] up Inest. Eq. Tx(dB)		0,5	0,5
Margen de Enlace Asc.(dB)		2,5	2,5
[C/No] up Th. (dB-Hz)		75,44	75,33
[C/Io] up Adj. Sat.(dB-Hz)		83,24	83,13
[C/Io] up X-Pol. (dB-Hz)		83,24	83,13
[C/Io] up Adj. Ch.(dB-Hz)		81,74	81,63

[C/lo] up ES IM (dB-Hz)	82.74	82.63
[C/No] up TOTAL (dB-Hz)	73.81	72.9

POTENCIA /PORTADORA REQUERIDA EN EL HPA

E/T Tx	MÉXICO	
CARACAS,VENEZ.		
[PIRE] up (dBW)	44.18	44.27
[Gan.] Tx E/T (dBi)	45.83	45.83
[IFL] E/T Tx (dB)	2	2
POTENCIA (W)	1.08	1.11
HPA REQUERIDO (W)	2.17	2.21

PARAMETROS DEL ENLACE DESCENDENTE

LOCALIDAD	CARACAS,VENEZ.	MÉXICO
[PIRE] SAT (Sat'd)(dBW)	38.4	37
[F] (dB)	-24.8	-24.9
[OBOI] (dB)	29.8	29.9
[PIRE] dn (dBW)	8.6	7.1
[FSL] dn (dB)	195.9	195.5
[L] dn Abs. Atm. (dB)	0.3	0.3
[L] dn Lluvia (dB)	1	1
[L] dn Apt. (dB)	0.1	0.1
[L] dn Pol. (dB)	0.1	0.1
Margen de Enlace Desc.(dB)	1.5	1.5
[C/No] dn Th. (dB-Hz)	62.22	61.09
[C/lo] dn Adj. Sat.(dB-Hz)	103.74	102.21
[C/lo] dn X-Pol. (dB-Hz)	82.24	82.13
[C/lo] dn Adj. Ch.(dB-Hz)	79.74	79.63
[C/No] dn TOTAL (dB-Hz)	62.1	68.99
[C/lo] SAT IM (dB-Hz)	67.44	67.33

PARAMETROS DEL ENLACE TOTAL

ENLACE:	MEX./CARACAS	CARACAS./MEX
[C/No] up TOTAL (dB-Hz)	73.01	72.9
[C/No] dn TOTAL (dB-Hz)	62.1	60.99
[C/lo] SAT IM (dB-Hz)	67.44	67.33
[C/No] TOTAL (dB-Hz)	68.72	59.87
[C/No] TOTAL Req.(dB-Hz)	58.36	58.36
Margen de Implementación(dB)	2.36	1.5

UTILIZACION DE RECURSOS DEL TP

CONSUMO DE POT./PORT.(%)	0.33	0.33
CONSUMO DE BW/PORT.(%)	0.13	0.13
CONSUMO DE POT. TOTAL(%)	0.66	
CONSUMO DE BW TOTAL(%)	0.25	
LOCALIDAD	MÉXICO	CARACAS,VENEZ.
[PIRE] up (REF.) (dBW)	43.32	44.27
[PIRE] up (dBW) (Clear Weather)	44.18	44.27

Con el propósito de explicar el origen de los valores obtenidos en el cálculo de enlace anterior, se sustituirán los valores en las ecuaciones principales del cálculo:

Enlace México-Venezuela

$$C/No)_{UP} = PIRE_{UP} - FSL_{UP} - L_{ABS} + G/T_{SAT} + 228.6$$

$$C/No)_{UP} = 44.18 - 199.4 - 2.5 + 4.6 + 228.6 = 75.48 \quad [dB-Hz]$$

$$IBOI = SDF - PIRE_{UP} + FSL_{UP} + L_{ABS} - G_1$$

$$IBOI = -88.5 - 44.18 + 199.4 + 2.5 - 37.0 = 32.22 \quad [dB]$$

$$F = IBO - IBOI = 7.5 - 32.22 = -24.72$$

$$PIRE_{DW} = PIRE_{SAT} - (OBO - F) = 38.4 - (5 + 24.72) = 8.68 \quad [dBw]$$

$$C/No)_{DW} = PIRE_{DN} - FSL_{DN} - L_{ABS} + G/T_{ES} + 228.6$$

$$C/No)_{DW} = 8.68 - 195.9 - 1.5 + 22.4 + 228.6 = 62.28 \quad [dB-Hz]$$

$$C/lo = -lo)_{sat} - (OBO - F) = 97.2 - 29.72 = 67.48 \quad [dB-Hz]$$

Es importante recalcar que la hoja Excel se basa en efectuar varias iteraciones de la PIRE de estación terrena, hasta obtener una $C/N)_{T}$ aceptable.

CALCULO DE ENLACES PARA TRAFICO DIGITAL
VIA SISTEMA DE SATÉLITES "SOLIDARIDAD"
[BANDA C]

TECNICA DE ACCESO TDMA

REQUERIMIENTOS DEL SERVICIO

ENLACE		MEX./VENEZUELA
VELOCIDAD DE Tx (Kbps)		128
MODULACION		BPSK
BER		0.0000001
FEC		0
[Eb/No]	(dB-Hz)	12.6
[C/No] Req.	(dB-Hz)	63.67
[BW] Req./Port. (RF) (MHz)		0.18
Número de portadoras		1
Port. activadas por voz SI/NO		NO
Núm.de port. activadas/voz por Fact.de activación		0

PARAMETROS DEL SATÉLITE

SATÉLITE		SOLIDARIDAD II
LONGITUD SAT. (grados)		113
Longitud Sat. (Rad.)		2

FRECUENCIAS DE OPERACION Y BW DISP. DEL TP

[Frec.] up	(MHz)	6145
[Frec.] dn	(MHz)	3920
[BW] Disp. TP	(MHz)	36

PUNTO DE OPERACION DEL SSPA Y ATENUACION DEL TP

[IBO]	(dB)	7.5
[OBO]	(dB)	5
[ATP]	(dB)	6

NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE ENTRADA PARA SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[Io] up Adj. Sat.	(dB-Hz)	-115.5
[Io] up X-Pol.	(dB-Hz)	-115.5
[Io] up Adj. Ch.	(dB-Hz)	-114
[Io] up ES IM (S)	(dB-Hz)	-106
[Io] up ES IM (M)	(dB-Hz)	-115

NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE SALIDA EN SATURACION DEL TRANSPONDEDOR

[lo] dn Adj. Sat. (dB-Hz)	-53
[lo] dn X-Pol. (dB-Hz)	-112
[lo] dn Adj. Ch. (dB-Hz)	-109.5
[lo] dn SAT IM (dB-Hz)	-97.2

PARAMETROS DE LAS ESTACIONES TERRENAS

LOCALIDAD		MÉXICO	CARACAS,VENEZ.
REGION		RI,NORTE AMERICA	R2,SUD-
AMERICA			
LATITUD	(N)	19.35	10.3
Lat.	(Rad.)	0.34	0.18
LONGITUD	(W)	99.01	66.56
Long.	(Rad.)	1.73	1.16
ASNM	(Km)	2.233	0
RANGO	(Km)	36413.3	38129
Diám. de Antena	(m)	3.8	3.8
Ganancia Tx	(dBi)	45.8	45.8
Ganancia Rx	(dBi)	42.1	42.1
Temp. Ruido Ant.	(°K)	53.2	53.2
Temp. Ruido LNA	(°K)	40	40
Temp. Ruido TOTAL	(°K)	93.2	93.2
[G/T] E/T	(dB/°K)	22.4	22.4
MULTIPORTADORAS (SI/NO)		SI	SI
[lo] up ES IM	(dB-Hz)	-115	-115

PARAMETROS DEL ENLACE

PARAMETROS DEL ENLACE ASCENDENTE

LOCALIDAD		MÉXICO	CARACAS,VENEZ.
[SFD] (ATP = 0 dB)		(dBW/m ²)	-94.5 -94.7
[SFD] (Real)	(dBW/m ²)	-88.5	-88.7
[G/T] SAT	(dB/°K)	4.6	4.8
[IBOI]	(dB)	26.8	27
[PIRE] up	(dBW)	49.63	49.59
[FSL] up	(dB)	199.4	199.8
[L] disp.	(dB-m ²)	162.2	162.6
[L] up Abs. Atm.	(dB)	0.3	0.3
[L] up Lluvia	(dB)	1.5	1.5
[L] up Apt.	(dB)	0.1	0.1

[L] up Pol. (dB)	0.1	0.1
[L] up Inest. Eq. Tx(dB)	0.5	0.5
Margen de Enlace Asc.(dB)	2.5	2.5
[C/No] up Th. (dB-Hz)	80.89	80.65
[C/lo] up Adj. Sat.(dB-Hz)	88.69	88.45
[C/lo] up X-Pol. (dB-Hz)	88.69	88.45
[C/lo] up Adj. Ch.(dB-Hz)	87.19	86.95
[C/lo] up ES IM (dB-Hz)	88.19	87.95
[C/No] up TOTAL(dB-Hz)	78.46	78.22

POTENCIA /PORTADORA REQUERIDA EN EL HPA

E/T Tx	MÉXICO	CARACAS, VENEZ.
[PIRE] up (dBW)	49.63	49.59
[Gan.] Tx E/T (dBI)	45.83	45.83
[IFL] E/T Tx (dB)	2	2
POTENCIA (W)	3.8	3.77
HPA REQUERIDO (W)	7.6	7.53

PARAMETROS DEL ENLACE DESCENDENTE

LOCALIDAD	CARACAS, VENEZ.	MÉXICO
[PIRE] SAT (Sat'd)(dBW)	38.4	37
[F] (dB)	-19.3	-19.5
[OBOI] (dB)	24.3	24.5
[PIRE] dn (dBW)	14.1	12.5
[FSL] dn (dB)	195.9	195.5
[L] dn Abs. Atm. (dB)	0.3	0.3
[L] dn Lluvia (dB)	1	1
[L] dn Apt. (dB)	0.1	0.1
[L] dn Pol. (dB)	0.1	0.1
Margen de Enlace Desc.(dB)	1.5	1.5
[C/No] dn Th. (dB-Hz)	67.67	66.41
[C/lo] dn Adj. Sat.(dB-Hz)	109.19	107.53
[C/lo] dn X-Pol. (dB-Hz)	87.69	87.45
[C/lo] dn Adj. Ch.(dB-Hz)	85.19	84.95
[C/No] dn TOTAL(dB-Hz)	67.55	66.31
[C/lo] SAT IM (dB-Hz)	72.89	72.65

PARAMETROS DEL ENLACE TOTAL

ENLACE:	MEX./VENEZ.	VENEZ./MÉXICO.
[C/No] up TOTAL (dB-Hz)	78.46	78.22
[C/No] dn TOTAL (dB-Hz)	67.55	66.31
[C/Ia] SAT IM (dB-Hz)	72.89	72.65
[C/No] TOTAL (dB-Hz)	66.17	65.19
[C/No] TOTAL Req.(dB-Hz)	63.67	63.67
Margen de implementación(dB)	2.5	1.51

UTILIZACION DE RECURSOS DEL TP

CONSUMO DE POT./PORT.(%)	1.17	1.11
CONSUMO DE BW/PORT.(%)	0.5	0.5
CONSUMO DE POT. TOTAL(%)	2.28	
CONSUMO DE BW TOTAL(%)	1	

LOCALIDAD

MÉXICO

CARACAS,VENEZ.

[PIRE] up (REF.) (dBW)	48.63	PIRE SUPUESTO	49.58
[PIRE] up (dBW) (Clear Weather)	49.63		49.59

6.3.2 RESULTADOS FINALES

Las estaciones terrenas tendrán la siguientes características :

- 1.- 16 estaciones terrenas de 3.8 m de diámetro. En el anexo F se muestran las características técnicas de la estación terrena.
- 2.- Cada estación terrena tendrá amplificadores de potencia de 140 W (el más cercano en el mercado es de 150 W). Se esta considerando a la estación que transmitirá , a parte de sus dos señales, la portadora piloto.
- 3.- La figura de mérito de cada estación terrena es de 22.4 dB/OK

CAPITULO VII

7.1 CONCLUSIONES

De acuerdo a los resultados obtenidos en el cálculo de enlace se puede concluir que es posible aplicar la técnica de acceso SPADE en el sistema de satélites Solidaridad, utilizando antenas de bajo diámetro (3.5m).

La técnica de acceso SPADE también nos permitirá transmitir los canales de voz de una forma rápida y eficaz, y será capaz de aprovechar la potencia del transpondedor de forma más eficiente.

El segundo objetivo de este trabajo fue el proponer un procedimiento de cálculo de enlace, que sea sencilla su comprensión y factible de ser instalado en una computadora sin necesidad de aplicar lenguajes de programación avanzada. Este procedimiento de cálculo de enlace aplica los conceptos de back off individual (IBOI y OBOI) y fracción de potencia (F), los cuales permiten efectuar el cálculo de una forma más sencilla.

Al final de este trabajo se anexa la hoja de cálculo que fue utilizada para elaborar el cálculo de enlace para el sistema SPADE, el cual podrá ser aplicado en una computadora que utilice Excel.

El sistema satelital SPADE que se analiza en este trabajo, tiene como meta principal el proponer tecnologías de comunicación que permitan a los satélites Mexicanos competir con los satélites que dan servicio a los países de América Latina. México dio el primer paso al adquirir dos satélites que tienen la capacidad de comunicar a toda Latinoamérica, el siguiente paso será el ofrecer servicios que permitan competir con los demás satélites en costos y tecnologías que aprovechen el segmento terrestre y espacial de una forma más eficiente.

ANEXO A**TRANSMISION**

Acción de transportar señales de un punto a uno o varios otros puntos.

CANAL DE TRANSMISION

Medio de transmisión unidireccional de señales entre dos puntos.

Nota 1. Varios canales pueden compartir un trayecto común: por ejemplo, a cada canal puede atribuirse una determinada banda de frecuencias o un determinado intervalo de tiempo.

Nota 2. La expresión se puede codificar por la anchura de banda, por la velocidad binaria o por una designación arbitraria.

TELECOMUNICACION

Toda transmisión y/o emisión y recepción de señales que representan signos, escritura, imágenes y sonidos o información de cualquier naturaleza por hilo, radioelectricidad, medios ópticos u otros sistemas electromagnéticos.

INTERFACE

Frontera común entre dos sistemas asociados.

DIGITO

Elemento tomado de un conjunto finito.

Nota 1. En transmisión digital, un dígito puede estar representado por un elemento de señal: por ejemplo, por un impulso de amplitud y duración especificadas.

CIFRA BINARIA

Una de las dos cifras (0 ó 1) utilizadas para representar números en notación binaria.

DIGITO BINARIO (bit)

Elemento elegido entre los que forman un conjunto binario.

OCTETO

Grupo de ocho dígitos binarios, o de 8 elementos de señal que representan dígitos binarios, manejados como una entidad.

PALABRA DE CODIGO (Señal de carácter)

Conjunto de elementos de señal que representa el valor cuantificado de una muestra en MIC.

MULTIPLICACION DE ERRORES

Propiedad característica de un aparato en virtud de la cual un sólo error digital presente en la señal de entrada produce más de un error en la señal digital de salida.

TRANSMISION DIGITAL

Transmisión de señales digitales por medio de uno o más canales que pueden adoptar, en el tiempo, uno o más estados discretos en un conjunto definido.

CANAL DIGITAL, CANAL DE TRANSMISION DIGITAL

Medio de transmisión digital unidireccional de señales digitales entre dos puntos.

ENLACE DIGITAL, ENLACE DE TRANSMISION DIGITAL

La totalidad de medios de transmisión digital de una señal digital de velocidad especificada, entre dos repartidores digitales.

ENLACE RADIODIGITAL

Enlace digital que comprende una sección radio-digital o un número de secciones radiodigitales conectadas en cascada.

JERARQUIA DE LOS MULTIPLEX DIGITALES

Gradación de múltiplex digitales según el orden de sus velocidades, de modo que el múltiplex de un nivel combine un número definido de señales digitales, cada una de ellas de velocidad digital especificada para el orden inmediato inferior, para formar una señal digital de velocidad digital especificada; a su vez, esta última señal puede combinarse con otras señales digitales de igual velocidad del orden inmediato superior.

TRAMA

Conjunto cíclico de intervalos de tiempo consecutivos en el cual se puede identificar la posición relativa de cada uno de ellos.

MULTITRAMA

Conjunto cíclico de tramas consecutivas en el cual se puede identificar la posición relativa de cada una de ellas.

MULTIPLEXACION POR DIVISION EN EL TIEMPO

Multiplexación en la cual se entrelazan en el tiempo dos o más señales para su transmisión por un canal común.

MULTIPLEXOR DIGITAL

Equipo que combina mediante multiplexación por división en el tiempo dos o más señales digitales afluentes para formar una señal digital compuesta única.

EQUIPO MULTIPLEX MIC

Equipo que permite obtener una señal digital única de una velocidad digital determinada, a partir de dos o más canales de frecuencia vocal, mediante una combinación de modulación por impulsos codificados y multiplexación por división de tiempo y también efectúa las funciones complementarias en el sentido opuesto de transmisión.

ALINEACION DE TRAMA

Estado en el cual la trama del equipo receptor está sincronizado con la trama de la señal recibida.

INTERVALO DE TIEMPO

Cualquier intervalo que aparece cíclicamente y que es posible identificar y definir sin ambigüedad.

INTERVALO DE TIEMPO DE CANAL

Intervalo de tiempo que ocupa una posición específica en una trama y está asignado a un canal particular derivado en función del tiempo.

RELOJ DE REFERENCIA

Reloj de estabilidad y exactitud muy grandes que puede ser completamente autónomo y cuya frecuencia sirve de base de comparación para la frecuencia de otros relojes.

ERROR DE INTERVALO DE TIEMPO RELATIVO

Diferencia total, en un intervalo de tiempo especificado, entre los estados significativos correspondientes de dos señales digitales.

SINCRONO

Característica esencial de una escala de tiempo o de una señal en virtud de la cual sus instantes significativos correspondientes se presentan con exactamente la misma cadencia media.

ASINCRONO

Característica esencial de una escala de tiempo o de una señal en virtud de la cual sus instantes significativos correspondientes no se presentan

necesariamente con la misma cadencia media.

ENLACE DE SINCRONIZACIÓN

Enlace entre dos nodos de sincronización por el cual se transmite información de sincronización.

CONTROL POR CUANTIFICACION DE AMPLITUD

Método de control de los relojes según el cual la señal de control del reloj es una función cuantificada de la diferencia de fase entre los relojes.

CONTROL POR CUANTIFICACION TEMPORAL

Método de control de los relojes en el que cada señal de control de reloj sólo se obtiene o se utiliza en cierto número de instantes discretos, los cuales pueden estar o no espaciados uniformemente en el tiempo.

MODULACION POR IMPULSOS CODIFICADOS (MIC)

Proceso en el cual se muestrea una señal, y la amplitud de cada muestra se cuantifica independientemente de otras muestras y se convierte por codificación en una señal digital.

MUESTREO

Proceso que consiste en tomar muestras, normalmente a intervalos de tiempo iguales.

VELOCIDAD DE MUESTREO

Número de muestras tomadas de una señal por unidad de tiempo.

CUANTIFICACION

Proceso en el cual una gama continua de valores se divide en un número de intervalos adyacentes y cualquier valor que caiga dentro de un intervalo determinado se representará por un valor único predeterminado dentro de ese intervalo.

INTERVALO DE CUANTIFICACION

Se refiere a uno de los intervalos adyacentes utilizados en la cuantificación.

POTENCIA DE LA DISTORSION DE CUANTIFICACION

Potencia de la componente de distorsión de la señal de salida debida al proceso de cuantificación.

CODIFICACION

Generación de una palabra de código que representa un valor cuantificado.

LEY DE CODIFICACION

Ley que define los valores relativos a los intervalos de cuantificación utilizados en la cuantificación y la codificación.

DECODIFICACION

Generación de muestras reconstruidas.

CODIGO DE IMPULSOS

Conjunto de reglas que da la equivalencia entre cada valor cuantificado y la palabra de códigos correspondiente.

CODIGO DE LINEA, CODIGO EN LINEA

Código elegido de modo que convenga a las características de un canal y que define la equivalencia entre un conjunto de dígitos presentados para su transmisión y la correspondiente secuencia de elementos de señal transmitidos por ese canal.

CODIGO DE INVERSION DE MARCAS ALTERNADAS MODIFICADO

Código de línea basado en un código de inversión de marcas alternadas en el cual las violaciones de inversión de marcas alternadas se producen de acuerdo con un conjunto definido de reglas.

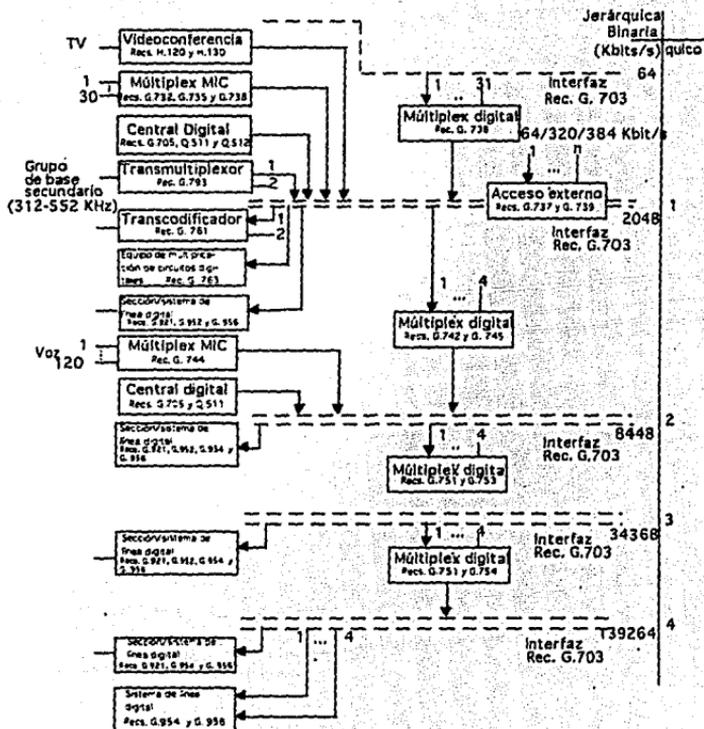
CODIGO BINARIO MIC

Código de impulsos en el cual los valores cuantificados se identifican por medio de números binarios tomados en orden.

CONVERSION DE CODIGO

Conversión de unas señales digitales codificadas según un código en otras señales correspondientes codificadas según otro código.

RNEHO B



VELOCIDADES BINARIAS JERÁRQUICAS PARA REDES CUYA JERÁRQUICA DIGITAL SE BASA EN LA VELOCIDAD BINARIA DE PRIMER NIVEL DE 2048 Kbits/s

FIGURA B.1

FALLA DE ORIGEN

ANEHO C

SATELITE SOLIDARIDAD II POSICION 113.0° OESTE
 REGION R2
 BANDA C
 POLARIDAD H/V

TRANSPONDEDORES ANGOSTOS

LOCALIDAD	LATITUD		LONGITUD	PIRE dBW	G/T dB/K	DFS dBW/m ²
	NORTE	OESTE				
ACAPONETA,NAY	22.5		105.37	38.28	5.19	-94.53
ACAPULCO,GRO	16.51		99.55	35.5	2.2	-92.1
ACATLAN,PUE.	18.2		98.05	38.68	3.75	-93.09
AGUA PRIETA,SON	31.35		109.55	40.76	1.07	-90.41
AGUASCALIENTES,AGS.	21.86		102.03	38	6.2	-96
ALBUQUERQUE,N.MEX.	35.1		106.6	38.93	-3.79	-85.55
ALMIRANTE,PANAMA	9.18		82.24	37.03	3.67	-93.01
AMECA,JAL.	20.54		104.03	37.12	4.78	-94.12
APATZINGAN,MICH.	19.07		102.34	36.39	4.14	-93.48
ARANDAS,JAL.	20.73		102.33	37.4	5.5	-94.84
ARICA,COLOMBIA	2.06		71.47	37.5	2.57	-91.91
ATLACOMULCO,EDO.MEX.	19.8		99.87	37.1	5	-94.34
ATOTONILCO,DGO.	24.65		103.7	39.31	6.24	-95.58
BARRANQUILLA,COLOMBIA.	10.59		74.48	39.22	5.17	-94.51
BILWASKAIMA,NICARAGUA	14.45		83.55	38.72	2.48	-91.82
BIRGETOWN,BARBADOS.	13.06		59.37	35.7	2.3	-92.2
BOCA DE CUPE,PANAMA.	7.84		77.43	38.56	6.45	-95.79
BOGOTA,COLOMBIA.	4.36		74.05	38.6	6.1	-96
BOJORQUEZ,SIN.	26.13		108.01	40.02	4.08	-93.42
BOLAÑOS,JAL.	21.8		103.76	37.93	5.67	-95.01
CABO SAN LUCAS,BCS.	22.91		109.85	37.47	1.96	-91.3
CABORCA,SON.	30.74		112.15	40.56	1.64	-90.98
CALI,COLOMBIA	3.27		76.31	37.8	4.8	-94.7
CAMARGO,CHIHUAHUA.	27.72		105.28	40.35	4.52	-93.86
CAMPECHE,CAMP.	19.85		90.48	38.4	1.9	-91.8
CANCUN,Q. ROO	21.05		86.46	38.8	1.5	-91.3
CARACAS,VEN.	10.3		66.56	38.4	4.8	-94.7
CARTAGENA,COLOMBIA	10.25		75.32	39.2	5.1	-95
CD. ACUÑA,COAHUILA	29.32		100.93	38.93	4.17	-93.51
CD. ALTAMIRANO,GRO.	18.3		100.6	36.24	3.66	-93
CD. BOLIVAR, VENEZUELA	8.08		68.33	38.9	5.91	-95.25
CD. CUAUHTEMOC,CHIS.	15.67		92	37.17	4.38	-93.72
CD. DEL CARMEN,CAMP.	18.65		91.85	38.11	3.06	-92.4
CD. GUZMAN,JAL.	19.7		103.47	36.61	4.36	-93.7
CD. JUAREZ,CHIHUAHUA	31.44		106.29	40.3	0.7	-90.6

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE		
REGION	R2				
BANDA	C				
POLARIDAD	H/V		TRANSPONEDORES ANGOSTOS		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	SDF
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²
CD.MANTE,TAMPS.	22.72	98.97	38.11	6.39	-95.73
CD.OBREGON,SON.	27.53	109.91	40.34	2.88	-92.22
CD.VALLES,S.L.P.	21.97	99	37.91	6.13	-95.47
CD.VICTORIA,TAMPS.	23.75	99.13	38.34	6.62	-95.96
CELAYA,GTO.	20.52	100.8	37.42	5.55	-94.89
CHETUMAL,Q.ROO	18.3	88.18	38.8	2.9	-92.8
CHIHUAHUA,CHIHUA.	28.65	106.06	40.6	3.7	-93.6
CHILPANCINGO,GRO.	17.55	99.5	35.97	3.04	-92.38
COATZACOALCOS,VER.	18.2	94.45	37.5	3.6	-93.4
COLIMA,COL.	19.23	103.73	36.24	3.85	-93.19
CORDOBA,VER.	18.9	96.9	37.15	4.09	-93.43
CORPUS CHRISTI,TEX..	27.8	97.4	37.68	5	-94.34
COZUMEL,Q.ROO	20.15	86.95	38.87	1.83	-91.17
CUERNAVACA,MOR.	18.93	99.22	36.75	4.26	-93.6
CULIACAN,SIN.	24.82	107.4	39.41	4.56	-93.9
DALLAS,TEX.	32.75	96.8	35.13	0.85	-90.19
DURANGO,DGO.	24.03	104.64	39.15	5.88	-95.22
ENSENADA,BCN.	31.52	116.37	39.1	1.6	-91.5
GUADALA JARA,JAL.	20.4	103.2	37.3	5.1	-95
GUANAJUATO,GTO.	21	101.27	37.65	5.84	-95.18
GUATEMALA,GUAT.	14.4	90.3	37.1	4.3	-94.2
GUAYMAS,SON.	27.92	110.9	40.25	2.54	-91.88
HERMOSILLO,SON.	29.04	110.58	40.61	2.36	-91.7
HIDALGO PARRAL,CHIH.	26.95	105.68	40.27	4.87	-94.21
IGUALA,GRO.	18.4	99.5	36.45	3.81	-93.15
IRAPUATO,GTO.	20.67	101.35	37.49	5.62	-94.96
ISLAS NASSAU,BAHS.	25.05	77.21	38.1	4.2	-94.1
JALAPA,VER.	19.55	96.92	37.36	4.35	-93.69
KINGSTON,JAMAICA.	18	76.48	39.6	2.5	-92.3
LA HABANA,CUBA.	23.08	82.22	38.7	2.9	-92.8
LA PAZ,BCS.	24.1	110.18	38.3	2.1	-92
LAS VEGAS,NEV.	36.2	115.1	38.47	-1.43	-87.91
LEON,GTO.	21.07	101.25	37.7	5.9	-95.8
LOS ANGELES,CAL.	34.5	119.5	38.1	0.8	-90.7
LOS MOCHIS,SIN.	25.8	108.96	39.79	3.49	-92.83
MANAGUA,NIC.	12.09	86.17	37	2.9	-92.8

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE		
REGION	R2				
BANDA	C				
POLARIDAD	H/V		TRANSPONDEDORES ANGOSTOS		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	SDF
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²
MANZANILLO, COL.	19.05	104.3	35.97	3.44	-92.78
MARACAIBO, VENEZUELA.	10.4	71.31	39.06	5.37	-94.71
MATAMOROS, TAMPS.	25.53	97.3	38.1	6	-95.8
MAZATLAN, SIN.	23.32	106.44	38.62	4.84	-94.18
MERIDA, YUC.	20.58	89.37	38.4	0.9	-90.8
METAPAN, SALVADOR	14.2	89.27	37.33	4.27	-93.61
MEXICALI, BCN.	32.65	115.45	39.5	1.1	-91
MEXICO, D.F.	19.35	99.01	37	4.6	-94.5
MIAMI, FLORIDA	25.46	80.12	37.6	2.6	-92.5
MONTERREY, N L	25.4	100.19	38.9	6.6	-96.5
MORELIA, MICH.	19.68	101.18	36.97	4.9	-94.24
NOGALES, SON.	31.35	110.93	40.67	1.28	-90.62
OAXACA, OAX	17.07	96.73	36.4	3.3	-93.2
ORANGE WALK, BELICE	18.06	88.33	38.79	3.18	-92.52
ORIZABA, VER.	18.87	97.15	37.11	4.11	-93.45
PACHUCA, HGO	20.1	98.37	37.36	4.99	-94.33
PANAMA, PANAMA	8.58	79.32	38.1	5.1	-95
PHOENIX, ARIZ.	33.4	112	40.15	-0.02	-89.32
POZA RICA, VER	20.57	97.47	37.59	4.98	-94.32
PROGRESO, GUATEMALA	17.4	90.8	38.08	3.56	-92.9
PUEBLA, PUE.	19.03	98.2	37	4.3	-94.2
PTO. AYACUCHO, VENEZUELA	5.4	67.68	38.6	4.93	-94.27
PTO. BARRIOS, GUATEMALA	15.43	88.36	38.16	4.19	-93.53
PTO. PRINCIPE, HAITI	18.32	72.2	39	3.1	-92.9
PTO. VALLARTA, JAL	20.37	105.15	37	4.3	-94.2
PEYNOSA, TAMPS.	26.08	98.28	38.25	5.99	-95.33
SALTILLO, COAH.	25.4	101	39.06	6.68	-96.02
SN ANTONIO, TEX.	29.28	98.31	37.6	4.3	-94.1
SN DIEGO, CAL	32.7	117.26	38.77	1.36	-90.7
SA JOSE, BCS.	27.54	114.48	39.01	0.95	-90.29
SN JOSE, COSTA RICA	9.56	84.05	36.3	2.7	-92.6
SN JUAN, PTO. RICO	18.28	66.07	37.3	1.6	-91.5
SN SALVADOR. EL SAL	13.42	89.12	38.1	4.3	-94.2
TAMPA, FLORIDA	27.57	82.27	36.6	0.7	-90.6
TEPIC, NAY.	21.5	104.87	37.68	5.02	-94.36
TIJUANA, BCN	32.32	117.01	38.9	1.5	-91.3

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE		
REGION	R2				
BANDA	C				
POLARIDAD	H/V		TRANSPONDEDORES ANGOSTOS		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	SDF
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²
TORREON,COAH.	25.53	103.45	39.5	6.1	-96
TUCSON,ARIZ	32.3	111	40.5	0.61	-89.95
TULA,HGO.	20.05	99.34	37.24	5.13	-94.47
VERACRUZ,VER.	19.12	96.08	37.4	4	-93.9
VILLAHERMOSA,TAB	17.59	92.55	37.8	3.5	-93.4
ZACATECAS,ZAC	22.77	102.58	38.43	6.42	-95.76
ZAMORA,MICH.	19.98	102.29	36.97	4.95	-94.29
LOJA,ECUADOR	4.06	79.13	28.21	-13.35	-75.99
RIO BAMBA,ECUADOR	1.4	78.38	33.19	-5.79	-83.55

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE		
REGION	R3				
BANDA	C				
POLARIDAD	H/V		TRANSPONDEDORES ANGOSTOS		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	SDF
	SUR	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²
ANTOFAGASTA,CHILE	23.39	70.2	39.12	3	-94.1
AREQUIPA,PERU	16.3	71.42	39.39	5.62	-96.18
ASUNCION,PARAGUAY	25.16	57.4	39.84	3	-94.1
BAHIA BLANCA,ARGENTINA	38.43	62.17	38.48	4.1	-95.2
BUENOS AIRES,ARGENTINA	34.36	58.27	38.98	4.8	-95.9
CORDOBA,ARGENTINA	31.25	64.19	39.31	5.47	-96.03
ENCARNACION,PARAGUAY	27.22	55.9	39.7	3.19	-93.75
GUAYAQUIL,ECUADOR	2.1	79.5	39.07	6.1	-97.2
IQUITOS,PERU	3.61	73.2	39.45	6.98	-97.54
LA PAZ BOLIVIA	16.3	68.09	39.91	6.2	-97.3
LIMA,PERU	12.03	77.03	39.21	2.4	-93.5
MARISCAL,PARAGUAY	21.66	60.74	40	3.72	-94.28
MELO,URUGUAY	35.27	54.12	38.85	3.81	-94.37
MONTEVIDEO,URUGUAY	34.53	56.11	38.99	4.4	-95.5
PAITA,PERU	5.13	81.1	38.36	5.73	-96.29
PAYSANDU,URUGUAY	34.72	57.6	39.01	4.57	-95.13
PISAGUA,CHILE	19.44	70	39.53	5.09	-95.65

SATELITE	SOLIDARIDAD II	POSICION	113.0° OESTE
REGION	R3		
BANDA	C		
POLARIDAD	H/V	TRANSPONEDORES ANGIOTOS	

LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	SDF
	SUR	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²
PUERTO CASADO, PARAGUAY	23.61	58.01	39.85	2.99	-93.55
QUITO, ECUADOR	0.13	78.3	38.79	2.9	-94
RECONQUISTA, ARGENTINA	28.88	59.53	39.79	4.44	-95
RIO DE JANEIRO, BRASIL	22.54	43.14	37.91	-3.2	-87.9
SALTA, ARGENTINA	24.72	65.45	39.94	4.16	-94.72
SAN IGNACIO, BOLIVIA	16.25	61.14	39.46	4.12	-94.68
SAN RAFAEL, ARGENTINA	34.44	68.66	38.33	4.97	-95.53
SANTIAGO DE CHILE, CHILE	33.25	70.5	38.04	4.5	-95.7
SAO PAULO, BRASIL	23.32	46.37	38.41	-1.5	-89.6
TARIJA, BOLIVIA	21.38	64.7	40.12	4.59	-95.15
VALLENARO, CHILE	29	70.8	38.32	3.43	-93.99
VILLA BELLA, BOLIVIA	10.27	65.77	39.21	3.52	-94.08
VILLA RICA, CHILE	38.88	72.67	37.73	1.76	-92.32

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION					113.0° OESTE
REGION	R4							
BANDA	KU							
POLARIDAD			V/H			H/V		
	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS
LOCALIDAD	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²
ACAPONETA, NAY.	22.5	105.37	48.27	5.62	-98.24	49.19	7.37	-98.74
ACAPULCO, GRO.	16.51	99.55	47.2	6.6	-99.5	47.6	4.4	-95.8
ACATLAN, PUE.	18.2	98.05	49.71	8.26	-100.88	49.07	7.36	-98.73
AGUA PRIETA, SON.	31.35	109.55	47.87	5.45	-98.07	46.7	6.46	-97.83
AGUASCALIENTES, AGS.	21.86	102.03	48	5.2	-98.1	49	6.6	-98
ALBUQUERQUE, N.MEX.	35.1	106.6	41.27	-3.72	-88.9	37.09	1.53	-92.9
AMECA, JAL.	20.54	104.03	49.54	5.73	-98.35	49.9	9	-100.37
APATZINGAN, MICH.	19.07	102.34	50.18	6.51	-99.13	50.4	9.42	-100.79
ARANDAS, JAL.	20.73	102.33	50.74	6.63	-99.25	50.67	9.03	-100.4
ATLACOMULCO, EDO. MEX.	19.8	99.87	50.87	9.13	-101.75	50.27	10.1	-101.47
ATOTONILCO, DGO.	24.65	103.7	48.34	3.9	-96.52	48.35	6.16	-97.53
BOJORQUEZ, SIN.	26.13	108.01	48.4	6.36	-98.98	49.36	5.12	-96.49

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE					
REGION	R4							
BANDA	KU							
POLARIDAD			V/H			H/V		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²
BOLAÑOS,JAL	21.8	103.76	49.32	5.49	-98.11	49.68	7.49	-98.86
CABO SAN LUCAS, BCS	22.91	109.85	47.53	4.98	-97.6	48.07	5.9	-97.27
CABORCA, SON	30.74	112.15	49.1	6.45	-99.07	48.14	6.21	-97.58
CAMARGO,CHIH	27.72	105.26	49.19	3.7	-96.32	48.6	7.36	-98.73
CAMPECHE,CAMP	19.85	90.48	50.46	3.9	-96.52	48.6	5.98	-97.35
CANCUN,Q.ROO	21.03	86.46	48.7	5.3	-98.2	48.5	6.1	-97.5
CD.ACUÑA,COAH	29.32	100.93	49.13	3.8	-96.42	47.43	8.5	-99.87
CD.ALTAMIRANO GRO	18.3	100.6	49.75	7.85	-100.47	49.74	8.44	-99.81
CD.CUAUHTEMOC,CHIS	15.67	92	48.4	7.02	-99.64	46.94	5.25	-96.62
CD.DEL CARMEN CAMP	18.65	91.85	50.32	3.21	-95.83	49.07	5.79	-97.16
CD.GUZMAN,JAL	19.7	103.47	49.81	5.81	-98.43	50.18	9.17	-100.54
CD.JUAREZ,CHIH.	31.44	106.29	48.6	3.9	-96.8	46.9	8.7	-100.1
CD.MANTE, TAMPS.	22.72	96.97	50.16	6.62	-101.24	49.1	6.51	-97.88
CD OBREGON.SON	27.53	109.91	49.03	6.6	-99.22	48.99	5.12	-96.49
CD.VALLES.SLP	21.97	99	50.2	9.19	-101.81	49.41	6.88	-98.25
CD,VICTORIA.TAMPS	23.75	99.13	50.44	7.66	-100.28	48.7	6.37	-97.74
CELAYA GTO.	20.52	100.8	51.16	6.28	-100.9	50.76	9.39	-100.76
CHARCAS,SLP	23.15	101.1	50.22	6.1	-98.72	49.16	5.75	-97.12
CHETUMAL,Q.ROO	18.3	88.18	49.1	3.6	-96.5	47.8	5.8	-97.1
CHIHUAHUA,CHIH.	28.65	106.06	49.7	3.4	-96.2	48.7	7.5	-98.8
CHILPANCIINGO,GRO	17.55	99.5	48.75	7.96	-100.58	48.77	6.42	-97.79
CHIQUILA,Q.ROO	21.4	87.3	49.12	5.33	-97.95	48.3	6.49	-97.86
COATZACOALCOS,VER.	18.2	94.45	49.4	3.1	-96	48.7	5.7	-97.1
COMITAN,CHIS.	16.24	92.11	49.21	6.94	-99.56	49.57	5.82	-97.19
CONCEPCION,ZAC	24.58	101.4	49.93	4.5	-97.12	48.17	6.03	-97.4
CORDOBA,VER.	18.9	96.9	49.29	6.29	-98.91	48.3	7.2	-98.57
CORPUS CHRISTI,TEX	27.8	97.4	49.57	3.97	-96.59	45.42	8.4	-99.77
COSAMALOAPAN,VER.	18.41	95.81	49.15	4.46	-97.08	48.33	6.26	-97.63
COZUMEL,Q.ROO.	20.51	86.95	48.95	5.1	-97.72	48.59	6.26	-97.63
CUERNAVACA,MOR.	18.93	99.22	50.3	9.07	-101.69	49.68	9.23	-100.6
CULIACAN,SIN.	24.82	107.4	48.1	6.8	-99.7	49.4	6.5	-97.8
DALLAS,TEX	32.75	96.8	30.87	-5.92	-86.7	32.19	-16.74	-74.63
DURANGO,DGO	24.03	104.64	47.97	4.62	-97.24	48.73	6.25	-97.62
EL FUERTE,SIN	26.4	108.61	48.61	6.61	-99.23	49.39	5.04	-96.41
ENSENADA,BCN.	31.52	116.37	51.3	7.2	-100.1	49.5	8.7	-100.1
ESMERALDA,COAH.	27.29	103.65	49.47	3.62	-96.24	48.22	8.59	-99.96

SATELITE	SOLIDARIDAD II			POSICION 113.0° OESTE					
REGION	R4								
BANDA	KU								
POLARIDAD				V/H			H/V		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS	
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²	
ESPIITA,YUC.	21	88.3	50.11	5.33	-97.95	48.51	6.94	-98.31	
GUACOCHIC,CHIHU.	26.84	107.08	48.45	4.97	-97.59	48.95	5.33	-96.7	
GUADALAJARA,JAL.	20.4	103.2	50.1	5.8	-98.7	50.3	9	-100.4	
GUANACEVI,DGO.	25.96	105.9	48.02	4.9	-97.52	48.72	5.86	-97.23	
GUANAJUATO,GTO.	21	101.27	50.97	7.63	-100.25	50.65	8.52	-99.89	
GUAYMAS,SON.	27.92	110.9	49.23	6.91	-99.53	48.84	5.62	-96.99	
HERMOSILLO,SON.	29.04	110.58	49.3	6.1	-99	48.4	6.1	-97.5	
HIDALGO PARRAL,CHIHU.	26.95	105.68	48.53	4.17	-96.79	48.63	6.33	-97.7	
HUAJAPAN LEON, OAX.	17.8	97.75	49.43	7.98	-100.6	49.03	6.56	-97.93	
IGUALA,GRO.	18.4	99.5	49.89	8.67	-101.29	49.59	8.4	-99.77	
IRAPUATO,GTO.	20.67	101.35	51.08	7.63	-100.25	50.81	9.17	-100.54	
IXMIQUILPAN,HGO.	20.48	99.21	50.55	9.68	-102.3	49.81	9.07	-100.44	
IXTAPA,GRO.	17.65	101.58	48.28	6.27	-98.89	48.78	6.47	-97.84	
IXTLAN,NAY	21.03	104.43	49.19	5.71	-98.33	49.6	8.55	-99.92	
IZAMAL,YUC.	20.95	89	50.17	5	-97.62	48.24	6.4	-99.77	
IZUCAR DE M.PUE.	18.62	98.46	50	8.69	-101.31	49.21	8.29	-99.66	
JALAPA,VER.	19.55	96.92	48.96	6.05	-98.67	47.96	7.12	-98.49	
JALOSTOTITLAN,JAL.	21.2	102.32	50.54	6.46	-99.08	50.43	8.17	-99.54	
JALPAN,QRO.	21.21	99.47	50.6	9.42	-102.04	49.93	8.04	-99.41	
JESUS CARRANZA,VER.	17.45	95.01	49.68	5.43	-98.05	49.28	6.21	-97.58	
LA ASCENSION,N.L.	24.4	99.9	50.79	6.37	-98.99	48.41	6.43	-97.8	
LA PAZ,BCS.	24.1	110.18	48.5	7.4	-100.2	49.3	6.7	-98.1	
LA PESCA,TAMPS.	23.8	97.77	49.26	7.88	-100.5	47.96	5.98	-97.35	
LA PIEDAD,MICH.	20.32	102.02	50.98	6.99	-99.61	50.88	9.67	-101.04	
LAS CRUCES,N.MEX.	32.3	106.6	47.84	3.68	-96.3	46.12	8.16	-99.53	
LAS VEGAS,NEV.	36.2	115.1	37.63	-3.28	-89.34	41.87	-10.49	-80.88	
LAZARO CARD,MICH.	17.95	102.2	48.6	5.87	-98.49	49.11	6.98	-98.35	
LEON,GTO.	21.07	101.25	50.8	6.9	-99.8	50.6	8.3	-99.7	
LERDO,VER.	18.6	95.5	48.94	3.5	-96.12	48.12	5.93	-97.3	
LINARES,N.L.	24.92	99.55	51.04	6.41	-99.03	48.25	7.3	-98.67	
LOMA BONITA,VER.	18.1	95.95	49.37	5.25	-97.87	48.62	6.38	-97.75	
LORETO,BCS.	26	111.35	48.74	8.51	-101.13	49.31	6.26	-97.63	
LOS ALAMOS,N.MEX.	35.8	106.3	39.72	-5.31	-87.31	34.54	-1.26	-90.11	
LOS ANGELES,CAL.	34.5	119.5	48.1	3.9	-96.7	46.6	6	-97.4	
LOS MOCHIS,SIN.	25.8	108.96	48.67	7.45	-100.07	49.7	5.24	-96.61	
MADERA,CHIH.	29.2	108.13	49.34	4.39	-97.01	48.17	6.38	-97.75	
MANZANILLO,COL.	19.05	104.3	48.11	4.77	-97.39	48.98	7.13	-98.5	

SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION		113.0° OESTE			
REGION	R4							
BANDA	KU							
POLARIDAD			V/H				H/V	
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²
MATAMOROS,TAMPS.	25.53	97.3	50.2	6.4	-99.3	47.2	8.2	-99.6
MATEHUALA,SLP.	23.68	100.64	50.38	6.11	-98.73	48.79	5.81	-97.18
MATIAS ROMERO,OAX.	16.8	95.02	49.51	6.68	-99.3	49.61	6.08	-97.45
MAZATLAN,SIN.	23.32	106.44	47.97	6.3	-98.92	49.18	7.11	-98.48
MERIDA,YUC	20.58	89.37	49.8	4.6	-97.4	47.8	5.4	-96.8
MEXICALI,BCN.	32.65	115.45	49.5	6.5	-99.4	49.2	6	-97.3
MEXICO,D.F	19.35	99.01	50.5	9.2	-102.1	49.7	9.7	-101
MIHUATLAN,OAX.	16.39	96.6	48.49	7.18	-99.8	48.53	4.8	-96.17
MONCLOVA,COAH.	26.93	101.41	50.49	3.96	-96.58	47.91	9.92	-101.29
MONTERREY,N.L.	25.4	100.19	50.9	5	-97.9	48	8.3	-99.7
MORELIA,MICH.	19.68	101.18	51.07	7.83	-100.45	50.84	10.45	-101.82
NACAZARI,SON.	30.38	109.68	48.75	5.46	-98.08	47.49	6.63	-98
NARANJOS,VER.	21.3	97.7	49.06	8.06	-100.68	48.35	6.66	-98.03
NOGALES,SON.	31.35	110.93	47.85	5.84	-98.46	47.13	5.4	-96.77
NVO,CASAS G,CHIH.	30.43	107.9	49.24	4.5	-97.12	47.6	7.77	-99.14
NVO.LAREDO,TAMPS.	27.3	99.31	50.9	5.1	-98	47.6	10.7	-102.1
OAXACA,OAX.	17.07	96.73	49.07	7.36	-99.98	48.95	5.49	-96.86
OCOTLAN,JAL	20.35	102.77	50.57	6.35	-98.97	50.64	9.49	-100.86
OJINAGA,CHIH.	29.57	104.34	50.28	3.47	-96.09	48.88	9.38	-100.75
ORIENTAL,PUE.	19.4	97.62	49.57	7.8	-100.42	48.53	8.12	-99.49
ORIZABA,VER.	18.87	97.15	49.44	6.89	-99.51	48.44	7.46	-98.83
PACHUCA,HGO.	20.1	98.37	50.02	9.09	-101.71	49.06	8.82	-100.19
PHOENIX,ARIZ.	33.4	112	43.9	2.62	-95.24	45.19	-1.92	-89.45
PIEDRAS NEGRAS,COAH	28.72	100.52	49.72	4.3	-96.92	47.49	9.51	-100.88
PAJJIAPAN,CHIS.	15.63	93.13	48.9	7.21	-99.83	49.29	6.11	-97.48
PINOTEPA NAL,OAX.	16.3	98	47.54	6.75	-99.37	47.49	3.73	-95.1
POZA RICA,VER.	20.57	97.47	49.02	7.55	-100.17	48.17	7.16	-98.53
PTO.ANGEL,OAX.	15.68	96.38	47.76	6.08	-98.7	47.72	4.28	-95.65
PTO.ESCONDIDO,OAX.	15.5	97.1	47.5	5.9	-98.8	47.4	3.7	-95.1
PTO.VALLARTA,JAL	20.37	105.15	48.4	5.2	-98.1	48.9	8	-99.4
QUERETARO,QRO.	20.6	100.36	51.06	8.76	-101.38	50.57	9.21	-100.58
REYNOSA,TAMPS.	26.08	98.28	51.07	6.57	-99.19	47.66	9.15	-100.52
RIO GRANDE,ZAC.	23.85	103.03	48.81	4.21	-96.83	48.61	5.76	-97.13
RODEO,DGO.	25.16	104.52	48.01	4.12	-96.74	48.41	6.23	-97.6
ROSARITO,BCN.	28.63	113.96	49.79	6.26	-98.88	48.19	7.28	-98.65
SABINAS HIDALGO,N.L.	26.5	100.15	51.13	5.09	-97.71	47.94	9.79	-101.16
SACRAMENTO,CAL.	38.6	121.5	30.61	-16.21	-77.41	27.51	-15.33	-76.04

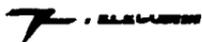
SATELITE	SOLIDARIDAD II		POSICION 113.0° OESTE					
REGION	R4							
BANDA	KU							
POLARIDAD			V/H			H/V		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²
SALINA CRUZ,OAX.	16.17	95.19	49.02	7.27	-99.89	49.18	5.78	-97.15
SALTILLO,COAH.	25.4	101	50.37	4.48	-97.1	47.95	7.37	-98.74
SN ANDRES T,VER.	18.44	95.2	49.04	3.34	-95.96	48.29	5.82	-97.19
SAN ANTONIO,TEX.	29.28	98.31	48.1	2.6	-95.5	44.11	6.37	-97.74
SN BARTOLO Y,OAX.	16.46	95.97	48.89	7.33	-99.95	48.97	5.34	-96.71
SN DIEGO,CAL.	32.7	117.26	50.43	6.64	-99.26	48.82	8.08	-99.45
SN FERNANDO,TAMPS.	24.82	98.14	50.27	7.49	-100.11	47.96	7.23	-98.6
SN JOSE,BCS.	27.54	114.48	47.66	5.12	-97.74	46.89	5.03	-96.4
SN JUAN D,LAGOS,JAL.	21.26	102.31	50.51	6.44	-99.06	50.4	8.06	-99.43
SN JUAN D .RIO,QRO.	20.48	99.91	50.92	9.21	-101.83	50.32	9.33	-100.7
SN LUIS D,PAZ,GTO	21.3	100.51	50.93	8.39	-101.01	50.39	7.89	-99.26
SN JUAN D,S,SLP.	23.35	102.03	49.6	4.98	-97.6	48.95	5.73	-97.1
SN LUIS POTOSI,SLP.	22.15	100.98	50.6	7.2	-100.1	49.7	6.2	-97.6
SN QUINTIN,BCN.	30.42	115.88	51.56	6.87	-99.49	48.96	8.76	-100.13
STA.ELENA,COAH.	27.87	102.99	50.09	3.65	-96.27	48.24	9.72	-101.09
STA.FE,N,MEX.	35.7	105.9	39.94	-5.04	-87.58	35.06	-1.11	-90.26
STA.ROSALIA,BCS.	27.31	112.28	48.97	7.39	-100.01	48.64	6.52	-97.89
SANTIAGO P.,DAGO.	25.06	105.42	47.86	4.92	-97.54	48.67	6.08	-97.45
TAMPICO,TAMPS.	22.21	97.85	49.1	8.1	-100.9	48.4	6	-97.4
TAPACHULA,CHIS.	14.54	92.17	47.4	5.5	-98.4	47.9	4.6	-96
TECOLOTLAN,JAL.	20.18	104.07	49.43	5.63	-98.25	49.85	8.89	-100.26
TEMPOAL,VER.	21.6	98.4	49.77	9.11	-101.73	49.02	7.04	-98.41
TENOSIQUE,TAB	17.5	91.42	50.27	5.03	-97.65	49.72	6.27	-97.64
TEPIC,NAY.	21.5	104.87	48.8	5.66	-98.28	49.34	8.16	-99.53
TIJUANA,BCN.	32.32	117.07	50.7	6.7	-99.6	49.1	8.2	-99.6
TIZIMIN,YUC.	21.15	88.15	49.91	5.32	-97.94	48.4	6.83	-98.2
TLAXCALA,TLAX.	19.31	98.15	49.96	8.59	-101.21	48.95	8.74	-100.11
TLAXIACO,OAX.	17.36	97.69	49.06	7.93	-100.55	48.81	5.81	-97.18
TOLIMAN,QRO.	20.9	99.93	50.86	9.15	-101.77	50.28	8.64	-100.01
TOLUCA,EDO.MEX.	19.28	99.67	50.81	9.05	101.67	50.04	9.9	-101.27
TONALA,CHIS.	16.1	93.7	49.41	7.38	-100	49.74	6.52	-97.89
TORREON,COAH.	25.53	103.45	48.7	3.4	-96.3	48.1	6.8	-98.2
TUCSON,ARIZ.	32.3	111	46.23	5.05	-97.67	46.19	3.54	-94.91
TULA,HGO.	20.05	99.34	50.65	9.53	-102.15	49.9	9.62	-100.99
TULA,TAMPS.	23.06	99.68	50.57	7.8	-100.42	49.17	6.19	-97.56
TUXTLA GTZ,CHIS.	16.45	93.07	49.9	6.2	-99.1	50.2	6.5	-97.8
TUXTEPEC,OAX.	18.13	96.13	49.38	5.5	-98.12	48.61	6.44	-97.81

SATELITE	SOLIDARIDAD II			POSICION		113.0° OESTE		
REGION	R4							
BANDA	KU							
POLARIDAD				V/H		H/V		
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS	PIRE	G/T	DFS
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²	dBW	dB/K	dBW/m ²
URIJAPAN,MICH.	19.41	102.06	50.64	6.9	-99.52	50.71	10	-101.37
VALLADOLID,YUC.	20.7	88.2	50.31	5.29	-97.91	48.84	7.31	-98.68
VALPARAISO,ZAC.	22.79	103.59	48.86	4.92	-97.54	49.19	6.26	-97.63
VERACRUZ,VER.	19.12	96.08	48.7	3.8	-96.7	47.8	6.3	-97.6
VILLAHERMOSA,TAB.	17.59	29.55	50.1	3.5	-96.4	49.4	5.8	-97.2
ZACATECAS,ZAC.	22.77	102.58	49.5	5.16	-97.78	49.31	5.93	-97.3
ZACATEPEC,OAX.	17.22	95.85	49.43	6.51	-99.13	49.25	5.93	-97.3
ZACATLAN,PUE.	19.96	97.97	49.71	8.49	-101.11	48.71	8.43	-99.8
ZACUALTIPAN,HGO.	20.75	98.65	50.13	9.47	-102.09	49.32	8.37	-99.74
ZAMORA,MICH.	19.98	102.29	50.81	6.74	-99.36	50.85	9.98	-101.35

SATELITE	SOLIDARIDAD II			POSICION		113.0° OESTE	
REGION	R5						
BANDA	KU						
POLARIDAD				V/H			
LOCALIDAD	LATITUD	LONGITUD	PIRE	G/T	DFS		
	NORTE	OESTE	dBW	dB/K	dBW/m ²		
ATLANTA,GEORGIA	33.45	84.24	46.7	6.4	-99.2		
CHICAGO,ILLINOIS	42.5	87.6	48.3	5	-97.8		
DALLAS,TEXAS	32.47	96.48	48	6.2	-99		
DETROIT,MICHIGAN	42.2	83.03	52.5	8.7	-101.5		
FRESNO,CALIFORNIA	36.45	119.45	48.2	6.1	-98.8		
HOUSTON,TEXAS	29.46	95.22	48.1	3.7	-96.5		
INDIANAPOLIS,INDIANA	39.5	86.55	47.8	1.8	-94.5		
LA HABANA,CUBA	23.08	82.22	47.7	4.2	-96.9		
MIAMI,FLORIDA	25.46	80.12	49.8	11	-103.7		
NEW YORK,NEW YORK	40.63	74.01	50	6.4	-99.2		
PITTSBURG,PENNSYL.	40.26	80	52	4.7	-97.5		
RENO,NEVADA	39.31	119.48	50.6	10.1	102.9		
SAN FRANCISCO,CALIF.	37.48	122.24	48.3	4.9	-97.7		
TAMPA,FLORIDA	27.57	87.27	47.7	9.3	-102		
TORONTO,ONTARIO	43.39	79.23	50.9	7.8	-100.6		
WASHINGTON,D.C.	38.54	77.01	49.7	6.3	-99		

LOS VALORES MOSTRADOS SON CONSIDERANDO EL RTP 0 dB

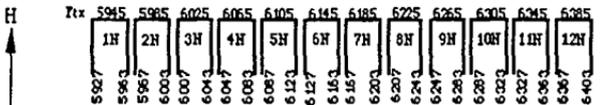
SSPA DE BANDA C SOLIDARIDAD			
CARACTERISTICAS DE INTERMODULACION DE MULTIPORTADORAS			
MIPBO (dB)	MOPBO (dB)	DENSIDAD DE INTERM. (I _o) (dBW-Hz)	DENSIDAD DE INTERM. (I _o) (dBW-Hz)
10.0	6.8	-103.3	-106.8
9.0	6.0	-100.7	-104.2
8.5	5.6	-99.5	-103.0
8.0	5.2	-98.2	-101.7
7.5	4.9	-97.2	-100.7
7.0	4.5	-95.9	-99.4
6.0	3.9	-94.0	-97.5
5.0	3.2	-92.3	-95.8
4.0	2.7	-91.0	-94.5
3.0	2.2	-89.4	-92.9



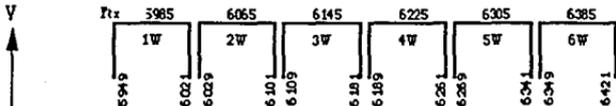
BANDA C

PLAN DE FRECUENCIAS Y POLARIZACION SISTEMA SOLIDARIDAD

II.

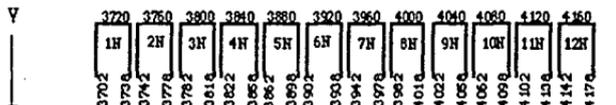


Cables sencillos (36 MHz)		
Up/look	T H R1	CX 1,2,3,4
	T H R1,R2,R3	CX 5,6,7,8,9,10,11,12
	T H R2+R3	CX 11,12

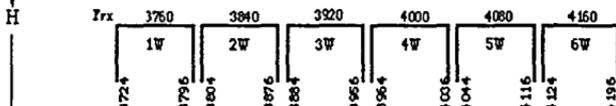


Cables sencillos (72 MHz)		
Up/look	V R1	CX 1,2,3,4,5,6

HOI



Cables sencillos (36 MHz)		
Down/look	V R1	CX 1 ... 12
	V R2	CX 6, 8, 10, 12
	V R3	CX 5, 7, 9, 11



Cables sencillos (72 MHz)		
Down/look	L H R1	CX 1,2,3,4,5,6
	L H R2	VDP a R1, R2 fillbet
	L H R3	NO VDP

IIABORO: Ing. Ms. Guadalupe Cruz Castiño

FALLA DE ORIGEN

FALLA DE ORIGEN

POL. H
 UPLINK ↑
 V
 POL. V
 DOWNLINK ↓
 H

BANDA KU

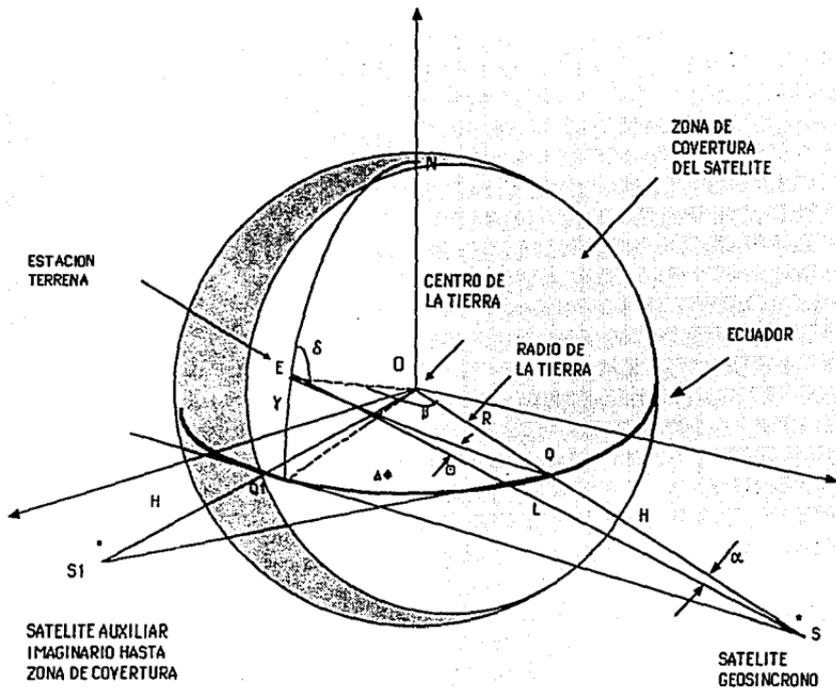
PLAN DE FRECUENCIAS Y
 POLARIZACION
 SISTEMA SOLIDARIDAD

Fix	14030	14091	14152	14213	14274	14335	14396	14457
	1K	2K	3K	4K	5K	6K	7K	8K
	14003	14057	14064	14118	14125	14179	14186	14240
	14015	14070	14077	14131	14138	14192	14199	14253
Fix	14043	14104	14165	14226	14287	14348	14409	14470
	9K	10K	11K	12K	13K	14K	15K	16K
	14015	14070	14077	14131	14138	14192	14199	14253
	14015	14070	14077	14131	14138	14192	14199	14253
Fix	11730	11791	11852	11913	11974	12035	12096	12157
	1K	2K	3K	4K	5K	6K	7K	8K
	11703	11757	11764	11818	11825	11879	11886	11940
	11715	11770	11777	11831	11838	11892	11899	11953
Fix	11743	11804	11865	11926	11987	12048	12109	12170
	9K	10K	11K	12K	13K	14K	15K	16K
	11715	11770	11777	11831	11838	11892	11899	11953
	11715	11770	11777	11831	11838	11892	11899	11953

Canal:	
Uplink	6K 8K
R4 o R5	R4

Canal:	
Downlink	6K 8K
R4	R4
R4	R5
R4	R5

Note: Los demás canales operan en la región R4



ANEXO D
 DISTANCIA ENTRE SATELITE Y E/T

R = Radio terrestre 6378 Km (valor medio)

H = Altitud del Satélite en forma perpendicular sobre el ecuador 35786 Km (valor medio).

L = Distancia entre la estación terrena y el satélite.

θ = Angulo de elevación de la antena de la estación terrena con respecto a la horizontal.

γ = Latitud de la estación terrena.

$\Delta\phi$ = Diferencia de longitud entre la estación terrena y el satélite.

β = Distancia angular entre la estación terrena y Q sobre la superficie de la tierra.

α = Angulo entre la estación terrena y la perpendicular del satélite sobre el ecuador, visto desde el satélite.

δ = Angulo de acimut.

S = Posición del satélite geosíncrono en órbita terrestre.

S1, Q, Q1 y O son puntos auxiliares para formar las trazas auxiliares en la formación de triángulos semejantes y obtener los parámetros geométricos, dentro de la cobertura del satélite.

Todos los parámetros geométricos están dados por las siguientes ecuaciones :

$$\text{sen}(\alpha) = \frac{R}{L} \text{sen}(\beta) \quad (\text{D.1})$$

$$\text{cos}(\beta) = \text{cos}(\gamma) \text{cos}(\Delta\phi) \quad (\text{D.2})$$

$$\text{cos}(\theta) = \frac{(R+H)}{L} \text{sen}(\beta) \quad (\text{D.3})$$

$$\theta = \text{ang} \cos \frac{(R+H)}{L} \text{sen} (\beta)$$

(D.3.1)

$$L = (R^2 + (R+H)^2 - 2R(R+H) \cos (\beta))^{1/2}$$

(D.4)

$$\text{Tan} (\delta) = \frac{\text{Tan} (\Delta\phi)}{\text{sen} (\gamma)}$$

(D.6)

$$\delta = \text{ang} \text{Tan} \left(\frac{\text{Tan} (\Delta\phi)}{\text{sen} (\gamma)} \right)$$

(D.6.1)

El ángulo acimutal se determina mediante la siguiente consideración :

1.- LATITUD NORTE

A) Cuando la estación terrena se encuentra al este del satélite:

$$AZ = 180 + \delta$$

B) Cuando la estación terrena se encuentra al oeste del satélite:

$$AZ = 180 - \delta$$

2.- LATITUD SUR

A) Cuando la estación terrena se encuentra al este del satélite:

$$AZ = 360 - \delta$$

B) Cuando la estación terrena se encuentra al oeste del satélite:

$$AZ = \delta$$

	A	B	C	D
1	CALCULO DE ENLACES PARA TRAFICO DIGITAL			
2	VIA SISTEMA DE SATELITES "SOLIDARIDAD"			
3	(BANDA C)			
4				
5				
6				
7		REQUERIMIENTOS DEL SERVICIO		
8				
9	ENLACE		MEX./COLOMBIA	
10	VELOCIDAD DE Tx	(Kbps)		64
11	MODULACION		QPSK	
12	BER			0.0001
13	FEC			0
14	[Eb/No]	(dB-Hz)		10.3
15	[C/No] Req.	(dB-Hz)	$-C14+10*LOG(C10*1000)$	
16	[BW] Req./Port. (RF)	(MHz)		0.045
17	Número de portadoras			800
18	Port. activadas por voz	SI/NO	SI	
19	Núm.de port. activadas/voz			
20	por Fact.de activacón			
21				
22		PARAMETROS DEL SATELITE		
23				
24	SATELITE		SOLIDARIDA II	
25	LONGITUD SAT.	(grados)		113
26	Longitud Sat.	(Rad.)	$-C25*PI()/180$	
27				
28				
29	FRECUENCIAS DE OPERACION Y BW DISP. DEL TP			
30				
31	[Frec.] up	(MHz)		6145
32	[Frec.] dn	(MHz)		3920
33	[BW] Disp. TP	(MHz)		36

	A	B	C	D
34				
35				
36	PUNTO DE OPERACION DEL SSPA Y ATENUACION DEL TP			
37				
38	[BO]	(dB)	7.5	
39	[OBO]	(dB)	5	
40	[ATP]	(dB)	6	
41				
42				
43	NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE			
44	ENTRADA PARA SATURACION DEL TRANSPONDEDOR			
45				
46	[lo] up Adj. Sat.	(dB-Hz)		-115.5
47	[lo] up X-Pol.	(dB-Hz)		-115.5
48	[lo] up Adj. Ch.	(dB-Hz)		-114
49	[lo] up ES IM (S)	(dB-Hz)		-106
50	[lo] up ES IM (M)	(dB-Hz)		-115
51				
52				
53	NIVELES DE INTERFERENCIA RELATIVOS A LA POTENCIA DE			
54	SALIDA EN SATURACION DEL TRANSPONDEDOR			
55				
56	[lo] dn Adj. Sat.	(dB-Hz)		-53
57	[lo] dn X-Pol.	(dB-Hz)		-112
58	[lo] dn Adj. Ch.	(dB-Hz)		-109.5
59	[lo] dn SAT IM	(dB-Hz)		-97.2
60				
61				
62				
63	PARAMETROS DE LAS ESTACIONES TERRENAS			
64				
65	LOCALIDAD	MEXICO	CARACAS,VENEZ.	
66				

	A	B	C
67	REGION		RI,NORTE AMERINA
68	LATITUD	(N)	19.35
69	Lat.	(Rad.)	=C68*PI()/180
70	LONGTUD	(W)	99.01
71	Long.	(Rad.)	=C70*PI()/180
72	ASNM	(Km)	2.233
73	RANGO	(Km)	=((((6378+C72)^2)+((6378+35786)^2))-(2*(6378+C72)*(6378+35786))*(COS(C69)*COS(C71-C26))))^0.5
74			
75	Diám. de Antena	(m)	3.8
76	Ganancia Tx	(dBi)	45.83
77	Ganancia Rx	(dBi)	42.08
78	Temp. Ruido Ant.	(°K)	53.23
79	Temp. Ruido LNA	(°K)	40
80	Temp. Ruido TOTAL	(°K)	=C78+C79
81	[G/T] E/T	(dB/°K)	=C77-10*LOG(C80)
82	MULTIPORTADORAS	(SI/NO)	SI
83	[Io] up ES IM	(dB-Hz)	
84			
85			
86		PARAMETROS DEL ENLACE	
87			
88	PARAMETROS DEL ENLACE ASCENDENTE		
89			
90	LOCALIDAD		=C65
91			
92	[SFD] (ATP = 0 dB)	(dBW/m^2)	-94.5
93	[SFD] (Real)	(dBW/m^2)	=C92+C40
94	[G/T] SAT	(dB/°K)	4.6
95	[IBO]	(dB)	=(C93-C176+C97)+C104-37
96	[PIRE] up	(dBW)	=C176
97	[FSL] up	(dB)	=32.44+20*LOG(C73)+20*LOG(C31)
98	[L] disp.	(dB-m^2)	=10*LOG(4*PI()*(C73*1000)^2)
99	[L] up Abs. Atm.	(dB)	0.3

	D	
67	R2_SUD-AMERICA	
68		10.3
69	$-D68 * \pi() / 180$	
70		66.56
71	$-D70 * \pi() / 180$	
72		0
73	$-(((6378+D72)^2) + ((6378+35786)^2)) - (2 * (6378+D72) * (6378+35786) * (\cos(D69) * \cos(D71-C26)))) ^ 0.5$	
74		
75		3.8
76		45.83
77		42.1
78		53.2
79		40
80	$-D78+D79$	
81	$-D77-10 * \text{LOG}(D80)$	
82	SI	
83		
84		
85		
86		
87		
88		
89		
90	$-D65$	
91		
92		-94.7
93	$-D92+C40$	
94		4.8
95	$-(D93-D176+D97)+D104-37$	
96	$-D176$	
97	$-32.44+20 * \text{LOG}(D73)+20 * \text{LOG}(C31)$	
98	$-10 * \text{LOG}(4 * \pi() * (D73 * 1000)^2)$	
99		0.3

	A	B	C
100	[L] up Lluvia	(dB)	1.5
101	[L] up Apt.	(dB)	0.1
102	[L] up Pol.	(dB)	0.1
103	[L] up Inest. Eq. Tx	(dB)	0.5
104	Márgen de Enlace Asc.	(dB)	=C99+C100+C101+C102+C103
105			
106			
107	[C/No] up Th.	(dB-Hz)	=C176-C97-C104+C94+228.6
108	[C/lo] up Adj. Sat.	(dB-Hz)	=C95-D46
109	[C/lo] up X-Pol.	(dB-Hz)	=C95-D47
110	[C/lo] up Adj. Ch.	(dB-Hz)	=C95-D48
111	[C/lo] up ES IM	(dB-Hz)	=C95-C83
112			
113	[C/No] up TOTAL	(dB-Hz)	=10*LOG(10^(C107/10)+10^(C108/10)+10^(C109/10)+10^(C110/10)+10^(C111/10))
114			
115	POTENCIA /PORTADORA REQUERIDA EN EL HPA		
116			
117	E/T Tx		=C65
118	[PIRE] up	(dBW)	=C176
119	[Gan.] Tx E/T	(dBi)	=C76
120	[IFL] E/T Tx	(dB)	
121	POTENCIA	(W)	=(10^((C118-C119+C120)/10))
122	HPA REQUERIDO	(W)	=(10^((C118-C119+C120)/10))^2
123			
124	PARAMETROS DEL ENLACE DESCENDENTE		
125			
126	LOCALIDAD		=D65
127			
128			
129	[PIRE] SAT (Sat'd)	(dBW)	38.4
130	[F]	(dB)	=C38-C95
131	[OBOi]	(dB)	=C39-C130
132	[PIRE] dn	(dBW)	=C129-C131

D	
100	1.5
101	0.1
102	0.1
103	0.5
104	-D99+D100+D101+D102+D103
105	
106	
107	-D176-D97-D104+D94+228.6
108	-D95-D46
109	-D95-D47
110	-D95-D48
111	-D95-D83
112	
113	$-10^{\wedge}(\text{LOG}(10^{\wedge}(-D107/10)+10^{\wedge}(-D108/10)+10^{\wedge}(-D109/10)+10^{\wedge}(-D110/10)+10^{\wedge}(-D111/10)))$
114	
115	
116	
117	-D65
118	-D176
119	-D76
120	2
121	$10^{\wedge}((D118-D119+D120)/10)$
122	$(10^{\wedge}((D118-D119+D120)/10))^2$
123	
124	
125	
126	-C65
127	
128	
129	37
130	-C38-D95
131	-C39-D130
132	-D129-D131

	A	B	C
133	[FSL] dn	(dB)	$=32.44+20*\text{LOG}(D73)+20*\text{LOG}(C32)$
134	[L] dn Abs. Atm.	(dB)	
135	[L] dn Lluvia	(dB)	
136	[L] dn Apt.	(dB)	
137	[L] dn Pol.	(dB)	
138	Márgen de Enlace Desc.	(dB)	$=C134+C135+C136+C137$
139			
140	[C/No] dn Th.	(dB-Hz)	$=C132-C133-C138+D81+228.6$
141	[C/ro] dn Adj. Sat.	(dB-Hz)	$=C132-(D56-D77)$
142	[C/lo] dn X-Pol.	(dB-Hz)	$=C131-D57$
143	[C/ro] dn Adj. Ch.	(dB-Hz)	$=C131-D58$
144			
145	[C/No] dn TOTAL	(dB-Hz)	$=10*\text{LOG}(10^{-(C140/10)}+10^{-(C141/10)}+10^{-(C142/10)}+10^{-(C143/10)})$
146			
147			
148	[C/ro] SAT IM	(dB-Hz)	$=C131-D59$
149			
150			
151	PARAMETROS DEL ENLACE TOTAL		
152			
153	ENLACE:		MEX./COLOM.
154			
155			
156			
157			
158			
159	[C/No] TOTAL	(dB-Hz)	$=10*\text{LOG}(10^{-(C113/10)}+10^{-(C145/10)}+10^{-(C148/10)})$
160	[C/No] TOTAL Req.	(dB-Hz)	$=C15$
161	Márgen de Implementaci3n	(dB)	$=C159-C160$
162			
163	UTILIZACION DE RECURSOS DEL TP		
164			
165	CONSUMO DE POT./POT.F. (%)		$=(10^{-(C130/10)})*100$

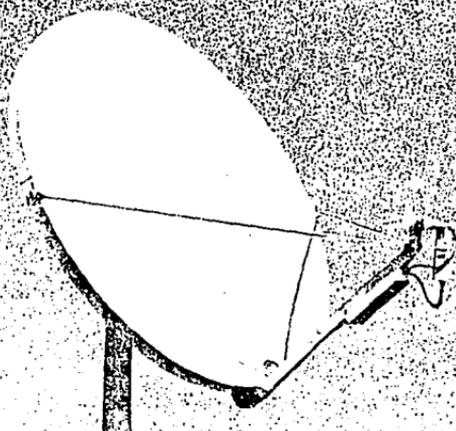
D	
133	$-32.44+20*\text{LOG}(C73)+20*\text{LOG}(C32)$
134	0.3
135	1
136	0.1
137	0.1
138	$-D134+D135+D136+D137$
139	
140	$-D132-D133-D138+C81+228.6$
141	$-D132-(D56-C77)$
142	$-D131-D57$
143	$-D131-D58$
144	
145	$-10*\text{LOG}(10^{-(D140/10)}+10^{-(D141/10)}+10^{-(D142/10)}+10^{-(D143/10)})$
146	
147	
148	$-D131-D59$
149	
150	
151	
152	
153	COLOM./MEXICO.
154	
155	
156	
157	
158	
159	$-10*\text{LOG}(10^{-(D113/10)}+10^{-(D145/10)}+10^{-(D148/10)})$
160	-C15
161	$-D159-D160$
162	
163	
164	
165	$-(10^{(D130/10)})*100$

	A	B	C	D
166	CONSUMO DE BW/PORT.	(%)	=(C16/C33)*100	=(C16/C33)*100
167				
168	CONSUMO DE POT. TOTAL	(%)	=C165+D165	
169	CONSUMO DE BW TOTAL	(%)	=C166+D166	
170				
171				
172	LOCALIDAD		=C90	=D90
173				
174	[PIRE] up (REF.)	(dBW)	=C176-C161+1.5	=D176-D161+1.5
175			PIRE SUPUESTO	
176	[PIRE] up	(dBW)	44.18	44.27
177	(Clear Weather)			
178				

PRODELIN

C and Ku-Band Receive/Transmit Antenna Systems Series 1381

3.8 Meter

- 
- Transmit quality, precision, four-piece reflector.
 - Offset reflector optics for reduced blockage, low sidelobes.
 - Custom-designed RF transceiver support system.
 - High performance AZ/EL positioner assembly, designed to provide the accuracy required for Ku-Band operation.
 - Meets FCC 29-25 Log σ sidelobe performance criteria for receive/transmit terminals
 - Designed for 125 mph wind loading.
 - Designed for full-orbital arc coverage.
 - Reflector de-icing (optional).

Features

Prodelin Corporation specializes in the design and manufacture of small aperture antennas. Prodelin has invested heavily in the manufacture of antenna products, especially for direct reception of signals by business and residential users. Prodelin is committed to the production of high quality, low cost and easily deployed antenna systems.

The small aperture antenna systems feature reflectors made of sheet molding compound (SMC), a material unequalled in terms of strength, surface accuracy and durability. Each system features a sturdy steel support structure and is available with a variety of feed, mount and pedestal configurations.

Specifications

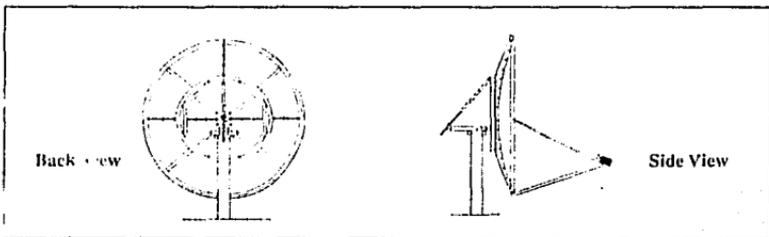
Electrical	C-Band	Ku-Band
Effective Aperture	3.8 M (150.0 inches dia)	
Operating Frequency (Receive)	3.742 GHz	11.7-12.2 GHz
(Transmit)	5.925-6.425 GHz	14.0-14.5 GHz
Midband Gain (Receive)	42.1 dB	51.7 dB
(± 2dB) (Transmit)	46.0 dB	53.2 dB
Sidelobe Envelope, Co-Pol		
Mainbeam < 0° < 7°	29-25 Log 0	
7° < 0° < 9.2°	+8	
9.2° < 0° < 48°	32-25 Log 0	
48° < 0° < 180°	-10	
VSWR	1.33 1M Max	
Antenna Noise Temperature at 10° Elevation	28.94°K	25°K
at 20° Elevation	22.11°K	16°K
at 30° Elevation	19.72°K	13°K
at 40° Elevation	18.8°K	11°K

Mechanical

Reflector	Four-Piece Polyester Glass
Antenna Optics	Prime Focus, Offset Feed
Mount Type	Elevation over Azimuth
Elevation Adjustment Range	0° to 90°, Continuous Fine Adjustment
Azimuth Adjustment Range	360° Continuous, ± 45° Fine Adjustment

Environmental Performance

Wind Loading (Operational)	50 mph
(Survival)	125 mph
Temperature (Operational)	-40° to 120° F
(Survival)	-50° to 160° F
Rain (Operational)	1/2 inch per hour
(Survival)	2 inches per hour
Ice (Survival)	1/2 inch Radial
Atmospheric Conditions	Salt, Pollutants and Contaminants as encountered in coastal and industrial areas
Solar Radiation (Incident)	360 BTU/H·FT



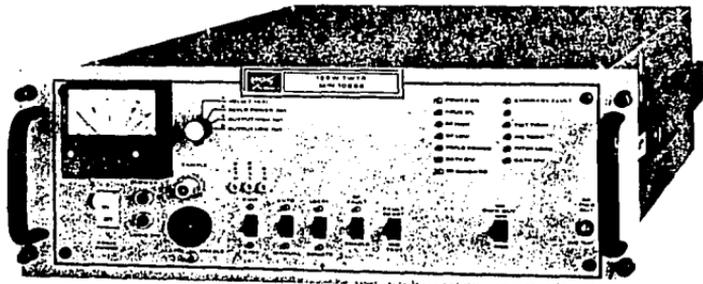
PRODELIN
 700 BUA 368 • 1700 NE Cable Drive • Conover NC 28613 • 704/464-4141 • Fax 704/464-5725

MCL

High Power TWT Amplifier C-Band

M/N #10886-75 (75 Watts)

M/N #10886-125 (125 Watts)



- Multi-Function Meter
- Complete TWT Protection
- LED Fault Monitoring
- Audible Alarm
- Modular Switch Mode Power Supply
- Power Supply Front Panel Test Points
- Forced Air Cooling, TWT and Power Supply
- Rear Air Intake-Exhaust
- Rackmount — 3 Units High
- Ruggedized Construction
- Fixed and Transportable Applications
- Computer Interface — Optional

MCL/INC

501 S. WOODCREEK ROAD, BOLLINGBROOK, ILLINOIS 60440 TEL: 708-759-8500 FAX: 708-759-5018

High Power TWT Amplifier G-Band

M/N #10886-75 (75 Watts)

M/N #10886-125 (125 Watts)

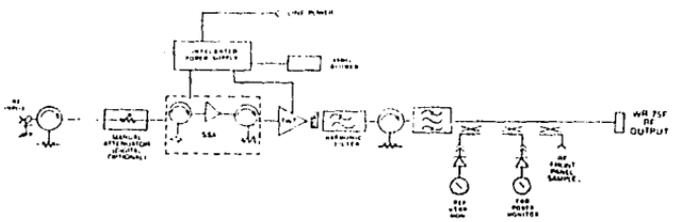
MCL SPECIFICATION 40A1553

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

- Frequency Range (GHz): 3.025-3.425
- Bandwidth (MHz): 500
- Output power at amplifier output flange (watts):
 - (75W TWT) 60
 - (125W TWT) 100
- Gain (rated power) (dB minimum): 75
- Gain Variation at rated power (dB): 1.5
- Gain Slope over full bandwidth at rated power (dB/MHz): 20 to 25
- Gain Stability (constant drive) (dB/24 hours): 0.25
- Gain Adjustment (continuously adjustable) (dB): 20
- Input VSWR: 1.20:1 maximum
- Output VSWR (as seen by antenna feed system): 1.20:1 maximum
- Gain (SWR) (maximum allowable): 1.5:1 for specifications compliance; 2:1 any phase with no damage, continuous
- M-to-P Conversion: 6 deg/dB maximum at 1 deg/dB at 60dB below P rated
- Harmonic Output (dB below fundamental): 60dB below carrier
- Group Delay (in any 40MHz band):
 - Linear: 20.04 nanoseconds/MHz
 - Non-linear: 0.05 nanoseconds/MHz
 - Slippage: 1.9 nanoseconds back to peak

- Residual AM (in dB below rated single carrier output) (4MHz band):
 - Below 4KHz: -32dBc minimum
 - 4KHz to 500KHz: -20 (1.5log F) (F in KHz)
 - Above 500KHz: -7dBc minimum
- Phase Noise: Meets limit 1/2 JE55 308/309
- Noise & Spurious outputs, maximum (excluding harmonics and power line related frequencies):
 - From 3.7-4.2 GHz: -65 dBw/4KHz
 - From 3.85-3.425 GHz: -65 dBw/4KHz
 - From 3.12 GHz: -70 dBw/4KHz
 - From 12-40 GHz: -110 dBw/4MHz
- Intermodulation Products (at HPA output): For two equal carriers at the indicated RF output power the 3rd order intermods shall not exceed:

Output carriers relative to single carrier at rated power out:	Output carrier 3rd order IM relative to carrier at rated power out:
-3 dB	-17 dB max
-4 dB	-23 dB
-5 dB	-31 dB
- RF Connectors: Input, Type N, output, WR137 (G flange); Sample, Type N, 15' cable
- Noise figure (max): 35 dB
- AC Power: Voltage 120 Volts 1/2 10% 1 phase
Other AC voltages available by option
Frequency: 60Hz (50Hz available by option)
Power In: 850 watts, nominal
Power Factor: 0.75 minimum



MECHANICAL SPECIFICATIONS

Dimensions: See Drawing
 Weight: See Drawing

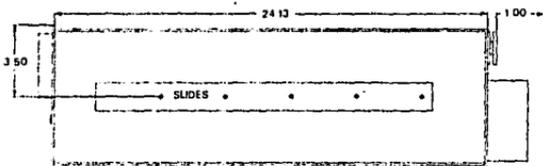
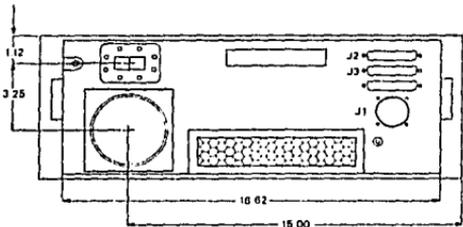
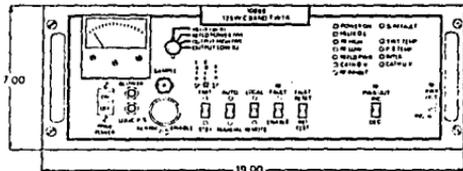
ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Operating Environment

Temperature: 0°C to 50°C
 Humidity: 95% non-condensing
 Altitude: 10,000 ft. (3,000 M)
 Vibration: 2°C/1000 Hz
 Shock: See Levels

Storage Environment (Packaged in Original)

Temperature: -40°C to 170°C
 Humidity: 100% (except condensation)
 Altitude: 50,000 ft. (15,000 M)



Designers and Manufacturers of
 Klystron and TWT Amplifiers and Systems

TRACO, INC.

501 S. WOODCREEK ROAD, BOLINGBROOK, ILLINOIS 60440 708-759-9500 TWX 910-693-1899 FAX 708-759-5015

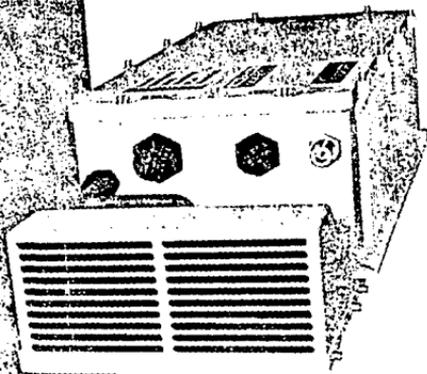
FALLA DE ORIGEN

MAXXIM

MX2000

TRAVELING WAVE TUBE
LOW POWER AMPLIFIER

- ▲ Advanced Design
- ▲ Internal Microcontroller
- ▲ Resonant Mode Power Supply Technology
- ▲ Removable Power Supply Module
- ▲ Local Status Indicators
- ▲ Weather Resistant Housing
- ▲ For Antenna Mount Applications



MCI
INC

HPA TECHNOLOGY
FOR THE 21ST CENTURY

FALLA DE ORIGEN

MX 2000

The MX2000 is a compact, low power amplifier, designed for fixed and transportable, outdoor wireless mobile applications. Available in 75 W C-band and 35 W, 80 W and 125 W Ku-Band configurations, the MX2000 consists of an RF amplifier chain including the TWT, input and output isolators and waveguide transition. The microcontroller, which monitors and controls all aspects of the amplifier's performance, provides for RS-485 interface for remote computer control.

The use of a resonant mode power supply subassembly to regulate and generate the TWT voltages offers maximum efficiencies and longer performance, while minimizing the space requirements for the power supply. The unique design of the MX2000 incorporates modular subassemblies which are common to all models, providing ease of maintenance, lower costs and reduced spare parts requirements.

Fully protected from damage caused by AC, DC, and RF faults or insufficient cooling, the MX2000 will automatically recycle in the event of prime power interruption or transient fault. The cast aluminum housing of the MX2000 is weather resistant for outdoor applications and painted white to minimize solar heat absorption. The MX2000 can be operated by remote control and on the primary voltages used throughout the world.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

	75 W	35W	80 W	125 W
Frequency Range	1.630-423 GHz		14.0-14.5 GHz	
Bandwidth	375 MHz		500 MHz	
Output Power (min)	75 Watts (4 dB)	55 Watts (4 dB)	82 Watts (4 dB)	125 Watts (4 dB)
Typical Output Power	70 Watts (5 dB)	20 Watts (0 dB)	73 Watts (4 dB)	114 Watts (5 dB)
Gain at Rated Power (min)	42 dB	47 dB	42 dB	47 dB
Gain at Rated Power (max)	40.25 dB/24 Hz (single polarization drive and wrap)	41.0 dB (32°C to +50°C ambient)		
Gain Slope		0.04 dB/MHz max, 7.5 dB gain max (A-B W)		
Input VSWR		1.5:1 max		
Output VSWR		2.0:1 max full compliance		
Load VSWR		40 dB		
Residual AM	Below 10 MHz 10 MHz to 500 kHz Above 500 kHz		20 (1-kg T) dBc (β = 1Hz) 40 dB	
AM/FM Conversion		2.07 dB (max) or 4.0 dB (above rated power)		
Harmonic Output		-12 dBc or rated power, 300 dBc (at optional external harmonic filter)		
Flare & Spurious		40 dB/4 MHz, 5.640 GHz	-13.0 dB/4 MHz, 3.742 GHz or 10.951775 GHz (at optional narrow band filter)	
Phase Noise		Mean -65.328 Hz ± 0.05 rms		
Intermodulation (for 2 equal carriers relative to single carrier rated output)		1st/2nd: -18 dB 4th: -18 dB 7th: -24 dB		
Group Delay	Linear Parabolic Ripple	0.01 ns/MHz 0.001 ns/MHz ² 0.4 ns p-p		
AC Power	Voltage Power Consumption Power Factor Inrush		90-254 VAC, 1 phase, 47-63 Hz 800 VA max 0.9 min 200% max	

Note: Performance obtained at ambient temperature unless otherwise specified. Group delay for non-linear applications.

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Operating Environment:

- Temperature: 43°C to +50°C
- Relative Humidity: 0-100% condensing
- Altitude: 10000 ft above sea level (3200 ft above 10000 ft)
- Salt Atmosphere: As normally measured during flight service at coastal airports

Cooling Air

- Supply of particles not to exceed 1000 per cubic meter
- Supply of humidity not to exceed 100% at 10000 ft
- Solar Radiation: 200 BTU/hr/ft² (1135 W/m²)

Rain:

- Blowing rain per MIL-STD-883C, Method 1014.7 for 47 Hz and 41 Hz

Non-Operating Environment

- Temperature: 45°C to +70°C
- Humidity: 0-100% (no condensing)
- Altitude: 40,000 ft above sea level (12,191 m)
- Shocks: Per MIL-STD-883C, Method 2000.2
- Vibrations: Per MIL-STD-883C, Method 2000.4

MECHANICAL SPECIFICATIONS

RF Connectors:

- Input: Type N female
- Output: Coaxial NUT[®]
- Isolator: VSWR 5

Dimensions:

- See drawing 44

Installed Weight:

- 25 lbs maximum including total

Cooling:

- Forced on with integral fan

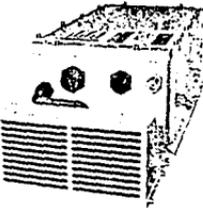
Acoustic Noise:

- 65 dB (14 maximum)

MECHANICAL DRAWINGS



FALLA DE ORIGEN



MX2000

FALLA DE ORIGEN

MAXX

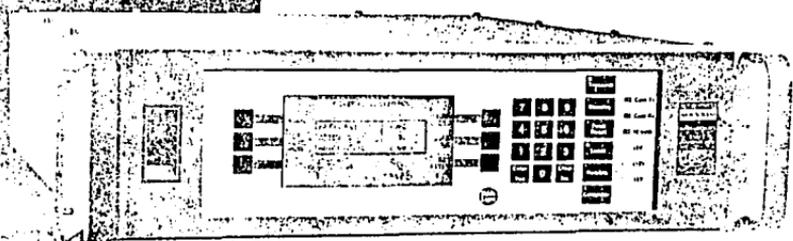
MAXXIM

SATURDAY, 10/10/2003 10:10:10 AM

MX 3000

TRAVELING WAVE TUBE
MEDIUM POWER AMPLIFIER

- ▲ Advanced Design
- ▲ Internal Microcontroller
- ▲ Resonant Mode Power Supply Technology
- ▲ Low Phase Noise
- ▲ Removable Power Supply Module
- ▲ Local Controls and Status Indicators



MSK
INC

HPA TECHNOLOGY
FOR THE 21ST CENTURY

FALLA DE ORIGEN

MX 3000

The MX3000 is a compact, 5.25" drawer, medium power amplifier, designed for fixed and mobile satellite-linked applications. The MX3000 is available in 125 W and 400 W Class, 350 W X-Band and 350 W Ku-Band configurations, for use in a variety of applications. Completely contained in a single, compact drawer, the MX3000 features a solid state PA, the PAVT and output network with filters, regulated power supply and integrated micro controller modules.

A resonant mode power supply subassembly regulates and generates the PAVT voltage, offering maximum efficiency and superior performance, while meeting the space requirements for the power supply. The control system, which includes the control logic module (processor-based) and the control panel with LCD backlit display, monitors and controls all aspects of the amplifier's operation, facilitating the assured performance of this unique amplifier.

A cooling assembly, which includes a high pressure blower, is fully contained within the drawer for cooling the power supply and the PAVT. Each of these subassemblies within the MX3000 is provided in a modular package with a provision for easy access for maintenance. This unique modular design also lowers costs and reduces spare parts requirements.

The MX3000 is fully protected from damage caused by AC, DC and RF faults or unsafe conditions. The unit will automatically recycle in the event of a power interruption or transient fault.

Various options and accessories are available for the MX3000 providing for 1:1 switching and 1:4 time sharing configurations for multiple PAVT outputs. Operation through remote control and a connection to the primary voltage and throughout the world.

ELECTRICAL SPECIFICATIONS

	125W 125 Class	350W 350 Class	350W X-Band	350W Ku-Band
Frequency Range	1.550-1.625 GHz		7.6-8 GHz	11.7-12.5 GHz
Bandwidth	5% BW		200 MHz	100 MHz
Output Power (min)	125 W (30 dBm)	350 W (54.8 dBm)	350 W (54.8 dBm)	350 W (54.8 dBm)
Type Output Power	110 W (30.4 dBm)	125 W (35.4 dBm)	300 W (54.8 dBm)	310 W (54.8 dBm)
Mod. Output Power	20 dBm	35 dBm	35 dBm	35 dBm
Gain at Rated Power (Typ)	25 dB		20 dB	20 dB
Gain Variation at Rated Power (±0.5dB)	±0.5 dB		±0.5 dB	±0.5 dB
Gain Slope at Rated Power	-0.02 dB/MHz		-0.02 dB/MHz	-0.02 dB/MHz
Input VSWR	1.2:1 max		1.2:1 max	1.2:1 max
Output VSWR	1.25:1 max		1.25:1 max	1.25:1 max
Load AM	20:1 for full compliance		20:1 for full compliance	20:1 for full compliance
Residual AM	45 dB		45 dB	45 dB
	20 (1 = 10 ⁻¹ dB) (P = 10W)		20 (1 = 10 ⁻¹ dB) (P = 10W)	20 (1 = 10 ⁻¹ dB) (P = 10W)
	10 Hz to 500 kHz		10 Hz to 500 kHz	10 Hz to 500 kHz
	40 Hz to 500 kHz		40 Hz to 500 kHz	40 Hz to 500 kHz
AM/PM Conversion	0.01 dB/deg		0.01 dB/deg	0.01 dB/deg
Harmonic Output	-45 dBc		-45 dBc	-45 dBc
Noise & Spurious	-65 dBm/4 GHz		-65 dBm/4 GHz	-70 dBm/4 GHz
	-27.4 dBc		-27.4 dBc	-27.4 dBc
	-10.0 dBm/4 GHz		-10.0 dBm/4 GHz	-10.0 dBm/4 GHz
	-12.4 dBc		-12.4 dBc	-12.4 dBc
	-10.0 dBm/4 GHz		-10.0 dBm/4 GHz	-10.0 dBm/4 GHz
	-19.4 dBc		-19.4 dBc	-19.4 dBc
Phase Noise	Meets ETSI 302 66-3, 4.5 dBm		Meets ETSI 302 66-3, 4.5 dBm	Meets ETSI 302 66-3, 4.5 dBm
Intermodulation (for 2 equal carriers relative to single carrier output)	1 dB		1 dB	1 dB
	2 dB		2 dB	2 dB
	3 dB		3 dB	3 dB
	4 dB		4 dB	4 dB
	5 dB		5 dB	5 dB
	6 dB		6 dB	6 dB
	7 dB		7 dB	7 dB
	8 dB		8 dB	8 dB
	9 dB		9 dB	9 dB
	10 dB		10 dB	10 dB
Group Delay	Linear	007 ns/MHz	0.1 ns/MHz	0.02 ns/MHz
	Flatness	0.01 ns/MHz	0.05 ns/MHz	0.01 ns/MHz
	Ripple	0.5 ns/MHz	1.5 ns/MHz	0.5 ns/MHz
AC Power	Voltage	100-120 VAC, 50-60 Hz, 1 phase	100-120 VAC, 50-60 Hz, 1 phase	100-120 VAC, 50-60 Hz, 1 phase
	Power Consumption	0.2 x PA max	1.5 x PA max	1.5 x PA max
	Power Factor	0.95 min	0.95 min	0.95 min
	Inrush	200% max	200% max	200% max

ENVIRONMENTAL SPECIFICATIONS

Operating Environment:
 Temperature: 0°C to 50°C (Max. 70°C)
 1000 h above sea level
 Relative Humidity: 95% non-condensing
 Altitude: 10000 h above sea level (3000 ft)
Shock & Vibration:
 As normally encountered in satellite ground stations

Non-Operating Environment

Temperature: 25°C to +70°C
Humidity: 0-100% non-condensing
Altitude: 50000 h above sea level (150000 ft)
Shock & Vibration:
 As normally encountered in satellite ground stations

MECHANICAL SPECIFICATIONS

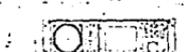
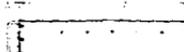
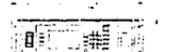
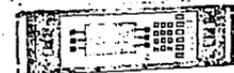
RE Connectors:
 Input: Type 15-1mm
 Output: BNC (Type 1), SMA (Type 1), SMA (Type 2), BNC (Type 2)

Dimensions:
 See drawings
Installed Weight:
 70 lbs maximum

Coating:
 Tin plated with integral passivation

Acoustic Noise:
 65 dB (A) max/min

MECHANICAL DRAWINGS



MX3000

MAX 3000

FALLA DE ORIGEN

BIBLIOGRAFIA

DIGITAL COMMUNICATIONS
Fundamentals and Applications
Bernard Sklar
Prentice Hall

DIGITAL COMMUNICATIONS
SATELLITE/EARTH STATION ENGINEERING
Dr. Kamilo Feher
Prentice Hall.

DIGITAL SATELLITE COMMUNICATIONS
Tri T. Ha
Mc Graw Hill.

SATELLITE SYSTEMS ENGINEERING TRAINING COURSE
Telesat, Canadá.

SATELLITE COMMUNICATIONS TECHNOLOGY
Dr. K. Miya
KDD Engineering and Consulting, Inc.

SATELLITE COMMUNICATIONS ENGINEERING
Dr. K. Miya
Lattice Company.

MANUAL DE TELECOMUNICACIONES POR SATELITE
SERVICIO FIJO POR SATELITE
Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones
U.I.T.

PRINCIPIOS DE LOS SATELITES DE
COMUNICACION VIA SATELITE
José Luis Pérez Báez
Escuela Nacional de Estudios Profesionales
Aragón, UNAM.

INTRODUCTION TO SATELLITE COMMUNICATION

Bruce R. Elbert
Artech House, Inc.

PULSE CODE MODULATION AND DIGITAL TRANSMISSION

G.H. Bennett
Marconi Instruments Limited

SATELLITE COMMUNICATIONS

Timothy Pratt , Charles W. Bostian
John Wiley & Sons.

**TRANSMISION DE INFORMACION, MODULACION Y
RUIDO.**

Mischa Schwartz
Mc Graw Hill

RECOMENDACIONES E INFORMES DEL CCIR, 1986.

VOL. IV-PARTE 1 Y 2. SERVICIO FIJO POR SATELITE.
Comité Consultivo Internacional de Radiocomunicaciones.
U.I.T.

LIBRO AZUL DEL CCITT.

U.I.T.

COMMUNICATIONS SATELLITE SYSTEMS

James Martin
Prentice Hall, Inc.

TWT/TWTA HANDBOOK

Hughes Aircraft Company
Electron Dynamics Division